

Miro Glogolja
John Kerr

Schalten hoher Spannungen mit SIPMOS

Halbleiterschalter für hohe Spannungen wurden bisher mit Transistoren mit längeren Schaltzeiten und weniger leistungsfähigen Ansteuerschaltungen ausgeführt, als dies mit MOSFET möglich ist. Für Spannungen über 1000 V bietet sich die Reihenschaltung von 500-V-SIPMOS[®]-Transistoren an. Ein so aufgebauter Leistungsschalter mit zugehörigen Bauelementen und Ansteuerschaltung wird hier beschrieben.

Leistungs-MOSFET weisen die höchsten Schaltgeschwindigkeiten aller in der Energieumwandlung verwandten Transistoren auf. Zwar gibt es eine Reihe anderer Bauelemente, die in Schaltanwendungen eingesetzt werden, doch ist der MOSFET der einzige Transistor, der auch im Ultraschall-Frequenzbereich problemlos arbeitet. Im Augenblick sind MOSFET mit einer Durchbruchspannung von maximal 1000 V auf dem Markt erhältlich, obwohl Transistoren mit weit höheren Spannungswerten hergestellt werden könnten. Schwierigkeiten bei der Verarbeitung und wesentlich höhere Widerstandswerte des Chips je Flächeneinheit würden diese Typen jedoch wirtschaftlich uninteressant machen. Der Widerstand eines MOSFET steigt nämlich exponentiell mit der Spannung

$$R_{DS(on)} \sim U^{2,4}$$

Miro Glogolja,
John Kerr,
Siemens Components Inc.
Colorado, Components Division,
Broomfield, Colorado, USA

So ist es ab einem gewissen (recht hohen) Spannungspegel günstiger, zwei Transistoren in Reihe zu schalten, als einen Transistor mit der doppelten Spannungsfestigkeit einzusetzen. Ein einzelner Transistor mit dem gleichen Drain-Source-Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ und einer Drain-Source-Durchbruchspannung $U_{(BR)DSS}$ wie zwei in Reihe geschaltete Transistoren zusammen würde viel mehr Chipfläche beanspruchen als diese zwei Transistoren, von denen jeder die Hälfte der angelegten Spannung übernimmt. Bei Anwendungen bis 1000 V kann man mehrere SIPMOS-Transistoren parallel schalten, um den Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ zu reduzieren. Eine andere Möglichkeit ist der Einsatz eines BIMOS-Schalters wie er von Hebenstreit [4] beschrieben wurde. Werden jedoch hohe Leistungen und schnelles Schalten bei Spannungen über 1000 V benötigt, ist die Auswahl der zur Verfügung stehenden Transistoren schon sehr eingeschränkt.

Eine neue Lösung zum Schalten von Spannungen über 1000 V sieht die Reihenschaltung von 500-V-SIPMOS-Transistoren vor.

Solch ein zusammengesetzter Schalter sollte im wesentlichen die gleichen

Schaltgeschwindigkeiten haben wie ein einzelner 500-V-Transistor.

Die rechnerische Sperrspannungsbelastbarkeit dieses Schalters entspricht der Summe $U_{(BR)DSS}$ aller Einzeltransistoren und die Strombelastbarkeit der eines Einzeltransistors. In der Versuchsanordnung zur Veranschaulichung des oben beschriebenen Prinzips wurden fünf Transistoren BUZ 45 in Reihe geschaltet, was zu den Gesamtwerten von 2500 V, 9,6 A Gleichstrom und 3,0 Ω führte. Es könnten jederzeit auch mehr oder weniger Transistoren verwendet werden (siehe Bild 1). Die Höchstzahl der in Reihe schaltbaren Transistoren wird lediglich durch den physikalischen Aufbau und die Spannungsbelastbarkeit der Steuerschaltung beschränkt. Für die Steuerschaltung stehen einige Varianten zur Auswahl. Die hier vorgestellte ist eine leicht modifizierte Version der Schaltung nach Hebenstreit [1]. Diese Schaltung arbeitet mit einer Impulssteuertechnik und benutzt eine doppelte Leistungs-MOSFET-Ansteuerung.

Beschreibung der Steuerschaltung

SIPMOS-Steuerschaltungen lassen sich in zwei Gruppen einteilen: direkte Ansteuerungen und über Transformator betriebene Ansteuerungen.

Die direkte Ansteuerung ist im allgemeinen einfacher und wird dort eingesetzt, wo Steuerschaltung und Schalter auf dem gleichen Masseanschluß liegen. Auch wenn dies nicht der Fall ist, kann die direkte Methode angewandt werden. Dann ist jedoch die Schaltung nicht so einfach und leicht zu realisieren [2]. Eine über einen Transformator gekoppelte Steuerung wird verwandt, wenn der Schalter potentialmäßig hoch liegt oder eine Potentialtrennung zwischen Steuerschaltung und Leistungsschalter erforderlich ist. Es gibt zwei Arten transformatorgekoppelter Steuerschaltungen. Die gebräuchlichere Schaltung verwendet Transformatoren, die mit Rechtecksignalen und einem Tastverhältnis bis zu 50% arbeitet. In unserer Testanordnung wurde eine Steuerschaltung mit Impulsübertrager benutzt, da dieser kleiner ist und bei hohen Spannungen und Frequenzen ein besseres Verhalten zeigt als ein herkömmlicher Transformator. Darüberhinaus ist diese Schaltung leistungs-

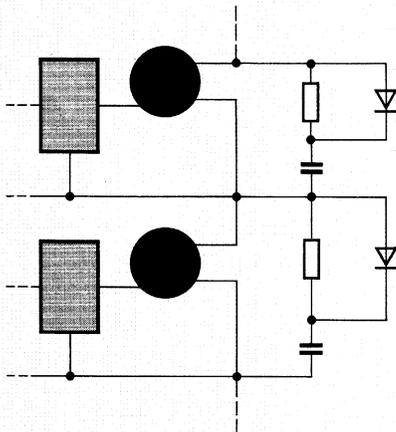


Bild 1 Ein in Reihenschaltung zusammengesetzter SIPMOS-Schalter

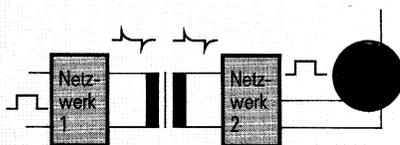


Bild 2 Blockdiagramm einer Ansteuerungsstufe

dhiger und ermöglicht ein größeres Tastverhältnis, verglichen mit einer konventionellen Transformatoren-Steuer-schaltung. Der Impulsübertrager über-trägt Signale oder Energie in kurzen Impulsen bestimmter Dauer, während der normale Transformator mit einem Tastverhältnis bis maximal 50% arbeitet. Die Impulstechnik ermöglicht es, schon mit einer kleinsten Einschaltdauer zu arbeiten, die der Einschaltimpulsweite entspricht. Daraus ergibt sich ein Tast-verhältnis, das von 5 bis maximal 90% frei wählbar ist. Das Blockdiagramm im **Bild 2** verdeutlicht den hier beschrie-benen Betriebsablauf:

Das pulswidenmodulierte Eingangssig-nal gelangt in das Netzwerk 1, wird differenziert und zum Transformator weitergeleitet. Netzwerk 1 erzeugt einen positiven Impuls entsprechend der stei-genden Flanke und einen negativen Im-

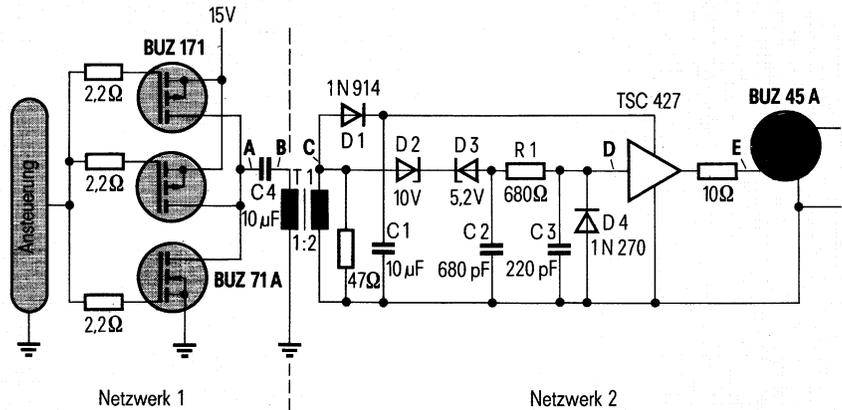
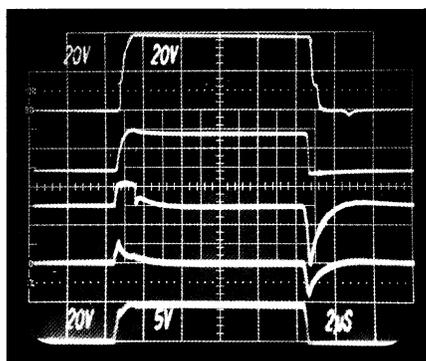


Bild 3 Schaltbild einer einzelnen Ansteuerstufe



- E 5 V/T Gate-Source-Spannung
- D 5 V/T integriertes Signal zum Treiber
- C 20 V/T belastetes Sekundärwicklungssignal
- B 20 V/T differenziertes Steuersignal
- A 20 V/T Steuersignal

Bild 4 Spannungsverläufe an den in Bild 3 gekennzeichneten Punkten A bis E

puls entsprechend der fallenden Flanke der pulswidenmodulierten Eingangsspannung. Die Impulse werden über den Transformator in das Netzwerk 2 gespeist. Hier wird der Impuls-integrator mit dem positiven Impuls ein- und mit dem negativen Impuls wieder abgeschaltet, wodurch die ursprüngliche pulswidenmodulierte Signalform wieder erreicht wird. Im folgenden wird die Funktionsweise der im **Bild 3** dargestellten Ansteuerschaltung ausführlicher be-schrieben:

An der MOSFET-Gate-Source-Verbin-dung wird das integrierte Signal, das vom Netzwerk D2, C2, C3, R1 erzeugt wurde, durch die Ansteuerung (TSC 427) in eine Rechteckspannung umgewandelt. Hierbei ist es unerheblich, welche Trei-berschaltung verwandt wird. Es kann auch eine Transistor-Emitter-gekoppelte Ansteuerung sein. D1, C1 nutzen den

positiven Impuls zur Erzeugung einer potentialfreien Stromversorgung durch Halbwellengleichrichtung. D2, C2, C3 bilden aus den positiven und negativen Impulsen annähernd rechteckförmige Signale, die zum Ansteuer-IC weitergeleitet werden. D3 bestimmt die Störfestigkeit und verhindert, daß C2, C3 unbeabsichtigt aufgeladen werden, was zu einem unerwünschten Einschalten des Transistors in der Abschaltphase führen würde. D4 legt den Eingang der integrierten Schaltung auf Masse und schützt vor Beschädigung durch Betrieb in Sperrichtung. Der Übertrager T1 leitet das pulswidenmodulierte Signal vom Netzwerk 1 zum Netzwerk 2. Einzelhei-ten über die Arbeitsweise der Schaltung und die Dimensionierung der Bauele-mente lassen sich wie folgt beschreiben: Die Kurven im **Bild 4** wurden an den Punkten A bis E (Bild 3) gemessen. Das

Eingangssignal verläuft von A nach E. Kurve A zeigt das Steuersignal, das über C4 an die Primärwicklung des Transformators weitergegeben wird. Dieses Signal ist für alle in Reihe liegenden Steuerschaltungen gleich. C4 führt nur die Energie zu, die erforderlich ist zum Laden der Eingangswirkkapazität des Transistors BUZ 45 und zum Ausgleich der Verluste in den Steuerelementen, wie den Ruhestrom der Steuerschaltungen. Kurve B zeigt die positiven und negativen Impulse, die durch das Laden und Entladen von C4 entstehen. Kurve C ist das Sekundärwicklungssignal, belastet durch das Aufladen von C1, C2 und C3 und des Gates des BUZ 45. Der negative Impuls wird nicht unterbrochen, da C1 nicht entladen wird und die Energie vom Gate des Leistungs-MOSFET durch die Schaltung abgeleitet wird. Kurve D zeigt den IC-Eingang. Hier muß die Spannung über die 2,4 V Schwellenspannung des IC steigen. Es ist wichtig, die Wirkung des negativen Impulses zu verstehen. Er macht die Anode der Diode D2 negativ bezogen auf das Source-Potential des MOSFET. Über D2 werden C2 und C3 bis -1 V (Durchlaßspannung U_f von D4) entladen. R1 bewirkt eine entsprechende Zeitkonstante, um den IC-Eingang während der längsten Abschaltdauer (niedrigstes Tastverhältnis) inaktiv zu halten. Sollten Streuinduktivitäten des Übertragers T1 die Diode D2 in Vorwärtsrichtung betreiben, dann verhindert D3, daß C2 und C3 positiv geladen werden und damit den IC einschalten. Die Dimensionierung der Bauteile richtet sich nach der Betriebsfrequenz und dem zu erwartenden größten Tastverhältnis. Die zu übertragende Leistung P_T läßt sich wie folgt bestimmen:

$$P_T = \frac{C_{iss} \cdot U_{gs}^2 \cdot f}{2} = U_{IC} \times \text{Tastverhältnis}$$

wobei

- C_{iss} die Eingangswirkkapazität des MOSFET ist und
- U_{gs} die optimale Gatespannung.
- I_{IC} ist der Ruhestrom des IC während der Einschaltdauer der Schaltung und
- U die Spannung, die über C1 an die Steuerschaltung gegeben wird.

Ist P_T bekannt, kann C1 so bemessen werden, daß er diese Energie bei minimalem Spannungsabfall speichert. (Da der Reststrom nur unerheblich ist, ist auch der Spannungsabfall gleichermaßen vernachlässigbar.)

C_1 wird folgendermaßen berechnet:

$$C_1 = \frac{2 P_T}{U_{gs}^2 \cdot f}$$

Für die Bestimmung der Kerneigenschaften des Übertragers T1 und des Wicklungsverhältnisses ist eine genaue Berechnung der zu übertragenden Leistung erforderlich. Bei vorgegebenen Volt-Sekunde-Werten des Transformators ergibt sich ein Mindestastverhältnis durch Erhöhung der Versorgungsspannung und der dadurch erzielten Reduzierung der Pulsbreite. Die Größe von C4 (Primärkoppelkondensator) wird durch die anstehende Primärspannung und die Wirkinduktivität (T1) bestimmt. Streu- und Querinduktivität sollten möglichst klein gehalten werden. Eine hohe Induktivität begrenzt das Aufladevermögen des Kondensators C4, was wiederum eine höhere Primärspannung und/oder ein höheres Wicklungsverhältnis notwendig macht. Im Siemens-Datenbuch 86/87 »Ferrite« sind Einzelheiten über den Aufbau der Transformatoren angegeben.

Die Z-Spannung $U_{Z(D2)}$ ergibt sich aus der Pulsspannungsspitze U_P , der Durchlaßspannung $U_{f(D3)}$ der Diode D3 und dem Anteil $I_{C3} \cdot R_1$, wobei I_{C3} der Strom ist, der benötigt wird, um C3 zu laden:

$$U_{Z(D2)} = -U_P + U_{f(D3)} + I_{C3} \cdot R_1$$

Geringe Toleranzwerte bei der Auswahl der Bauteile reduzieren die Verzögerungszeiten der Schaltung. Es sollte jedoch berücksichtigt werden, daß MOSFET eine Abweichung von ± 1 V gegenüber der Schwellenspannung und eine Toleranz bei der Übertragungssteilheit aufweisen, die sich beide auf die Verzögerungszeiten des Schalters auswirken.

Testschaltung

Bild 5 zeigt ein Blockschaltbild einer einfachen induktiven Ladeschaltung, die sehr häufig zur Bestimmung der induktiven Abschalteneigenschaften von bipolaren Transistoren verwandt wird. Diese

Anordnung wurde eingesetzt, um das typische Abschaltverhalten und die hohe Spannungsfestigkeit des vorgeschlagenen Schalters zu demonstrieren.

Die Induktivität ist so gewählt, daß eine Mindestspannung von 2000 V bei 10 A erzeugt wird, unter der Annahme, daß der Mindestwert von $di/dt = 71.4$ A/ μ s ist ($t_{fmax} = 140$ ns). Die Einschaltzeit kann hierbei zwar nicht gemessen werden, doch ist es nach Meinung der Verfasser in diesem Fall ausreichend, nur das Abschaltverhalten aufzuzeigen. Das Einschalten des BUZ 45 unterscheidet sich vom Abschalten nur durch die wesentlich kürzere Verzögerungszeit $t_{d(on)max} = 75$ ns gegenüber $t_{d(off)} = 430$ ns. Die Anstiegszeit ist etwas kürzer als die Abfallzeit, $t_{rmax} = 120$ ns und $t_{fmax} = 140$ ns. Der Verbraucher in der Testschaltung ist eine Kombination aus parallelgeschaltetem Widerstand und Kondensator, um die Abschaltspannungsspitzen auf eine gewünschte Höhe zu begrenzen.

Beschreibung des Leistungsschalters

Bild 6 zeigt den hier beschriebenen Schalter als Blockschaltbild. Die Anzahl der Transistoren ist nicht angegeben, doch sind bei optimaler Spannungsteilung und ohne Sicherheitstoleranzen für eine Testspannung von 2000 V mindestens vier Transistoren erforderlich. Die praxisbezogenere Lösung würde für Transistoren und 25% Toleranz bei nicht optimaler Spannungsteilung vorsehen.

Bild 7 zeigt das Ersatzschaltbild eines Bauelements mit einer zusätzlichen bekannten RCD-Beschaltung. Eine solche Beschaltung ist bei SIPMOS-Transistoren normalerweise nicht erforderlich, da hier nur sehr geringe Eigenverluste beim Abschalten entstehen. Die Maßnahme dient hauptsächlich zur Unterdrückung von Spannungsüberschwingungen beim Abschalten. Bei dem beschriebenen Hochspannungsschalter werden RCD-Schaltungen eingesetzt, um eine gleichmäßige Spannungsverteilung auf jede Stufe zu gewährleisten. Die Senkung der Schaltverluste ist sicherlich vorteilhaft, doch in diesem Fall zweitrangig. Die Notwendigkeit des Spannungsausgleichs ergibt sich bei genauerer Betrachtung der Bilder 7 und 8, woraus ersichtlich wird, daß SIPMOS-Transistoren als ver-

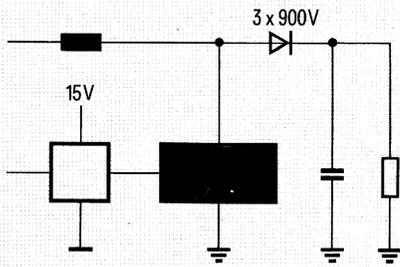


Bild 5 Anordnung zur Untersuchung des Hochspannungsschalters

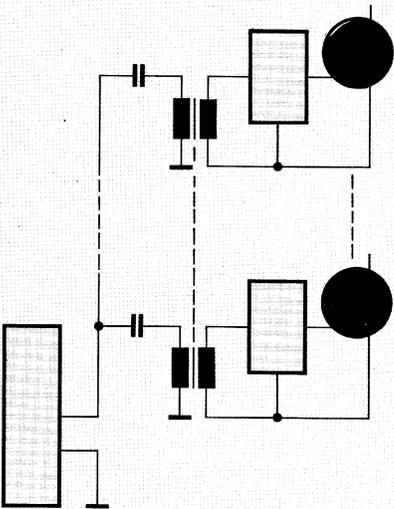


Bild 6 Verknüpfung der einzelnen Schaltstufen

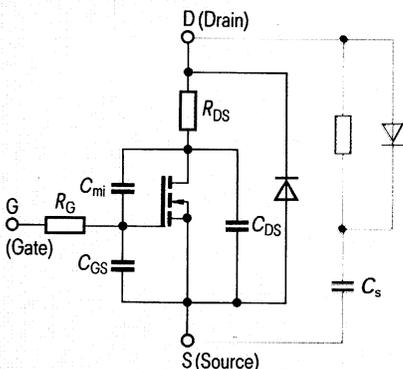


Bild 7 SIPMOS-Ersatzschaltbild mit RCD-Beschaltung

änderliche Widerstände mit spannungsabhängigen Kapazitäten angesehen werden können.

Es wird deutlich, daß die statische Spannung optimal geteilt wird, wenn alle Transistoren die gleiche Ausgangskapazität C_{oss} haben. Dies kann nur erreicht werden, wenn alle Bauteile aufeinander abgestimmt sind. Doch auch bei übereinstimmenden Ausgangskapazitäten und vorgegebener Spannung ist die Wahrscheinlichkeit sehr hoch, daß die in Reihe geschalteten Transistoren nicht die gleichen Schaltzeiten haben. Aus diesem Grund ist eine RCD-Beschaltung für jeden Transistor notwendig, um eine dynamische Spannungsteilung sicherzustellen. Der Schutzkondensator sollte eine sehr geringe Kapazität haben, um die Umladungsverluste in der Schutzschaltung zu begrenzen, die sich ergeben aus

$$P_{Smax} = \frac{1}{2} C_s U^2 f$$

mit

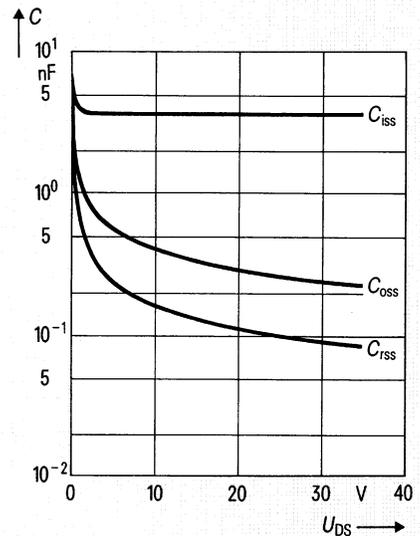
U Spitzenspannung am Transformator,
 C_s Kapazität der RC-Schaltung,
 f maximale Betriebsfrequenz.

Die maximale Spannung an jedem Schutzkondensator kann nicht größer sein als die maximale Sperrspannung jedes Transistors, hier 500 V. Die sorgfältigste Schaltungsauslegung muß die längste Abschaltzeit und den größten Unterschied zwischen den Verzugszeiten der einzelnen Stufen berücksichtigen. Der Kondensator im Schutzglied der zuerst abschaltenden Stufe wird solange mit dem vollen Laststrom aufgeladen, bis auch die letzte Stufe abschaltet. Dies kann eine deutliche zusätzliche Spannung in einer Stufe erzeugen. Daher muß der Schutzkondensator so bemessen sein, daß die Spitzenspannungen unter der Durchbruchspannung der einzelnen Transistoren gehalten werden. Die Spannung am Transistor während des Abschaltens ergibt sich zu

$$U_o = \frac{I_m \cdot \Delta t_f}{2C_s}$$

während die zusätzliche Spannung aufgrund der permanenten Aufladung in der t_{doff} -Phase

$$U = \frac{I_m \cdot \Delta t_{doff}}{C_s} \text{ ist.}$$



Typische Kapazitäten $C = f(U_{DS})$
 Parameter: $U_{GS} = 0$, $f = 1 \text{ MHz}$

Bild 8 Typischer Verlauf der parasitären Kapazitäten beim SIPMOS-Transistor BUZ 45 in Abhängigkeit von der Drain-Source-Spannung

Die Gesamtspannung ist die Summe der beiden o. g. Spannungen, wobei sich die Mindestkapazität errechnet aus

$$C_{Smin} = \frac{I_m \cdot t_{imax} + 2 I_m \cdot t_{d(off)max}}{2U_{(BR)DSS}}$$

Mit $I_m = 10 \text{ A}$, $t_{imax} = 140 \text{ ns}$, $t_{doff} = 100 \text{ ns}$ und $U_{DSS} = 500 \text{ V}$ ergibt sich eine Kapazität $C_{Smin} = 3400 \text{ pF}$. Dieser ziemlich große Wert führt zu einem gesamten Abschaltverlust der Schutzschaltung von 42,5 W bei 20 kHz. Legt man jedoch einen zusätzlichen Einschaltverlust von 30 W (bei einer Schutzschaltung mit 30 μH) und 5 Ω als maximalen Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ bei 105 °C Sperrschichttemperatur zugrunde, ergibt sich ein gesamter Schaltungsverlust von 1,61% der Nennleistung von 20 kW bei einem Tastverhältnis von 50%. Dies ist für den Betrieb bei 20 kHz und 2000 V ein ausgezeichneter Wert. Die Berechnung geht davon aus, daß die Verzögerungszeiten der einzelnen Ansteuerstufen gleich sind. Gibt es keine Unterschiede bei den Abschaltverzögerungen zwischen den Stufen, ist die Min-

destkapazität mit 1400 pF beträchtlich geringer:

$$C_{Smin} = \frac{I_m \cdot t_{fmax}}{2U_{(BR)DSS}}$$

Auch bei diesem Wert wurde eine gleichbleibende Spannungsaufteilung gut erreicht, weil C_{Smin} drei- bis viermal größer ist als die Ausgangskapazität C_{oss} und hierdurch die Kapazitätsunterschiede zwischen den Stufen verringert werden. Je größer C_S , desto besser die Spannungsteilung des Schalters. In dieser Testschaltung werden durch den Kapazitätswert von 2000 pF die Größe des Widerstandes in der RCD-Beschaltung und die damit verbundenen Verluste sehr klein. Werden durch Verzögerungszeiten begründete Einflüsse vernachlässigt, und hat eine Stufe eine Ausgangskapazität $C_{oss} = 250$ pF und $C_S = 1900$ pF (-5% Toleranz), während alle anderen Stufen $C_{oss} = 400$ pF und $C_S = 2100$ pF (+5% Toleranz) aufweisen, liegt die höchste statische Spannungsbelastung von 450 V an der Stufe mit der kleinsten Kapazität.

$$U_{CL} = \frac{U_{max} C_2}{C_1 + C_2}$$

mit

$$C_1 = C_{ossmin} + C_{Smin} \text{ und}$$

$$C_2 = \frac{C_{ossmax} + C_{Smax}}{4}$$

Testergebnisse

Die Testergebnisse zeigen eindeutig, daß die wichtigste Voraussetzung für einen einwandfreien Betrieb die Spannungsaufteilung ist. Im **Bild 9** ist zu sehen, wie die zwei oberen Stufen den größten Teil der Spannung sperren, wenn dort kein Schutzkondensator eingebaut wird. Die Spannungskurven beziehen sich auf den gemeinsamen Masseingang. Jede Stufe sollte differentiell gemessen werden, doch ist es bei den vorliegenden Spannungsspitzen sehr schwierig, Differenzmessungen durchzuführen. Die einseitigen Messungen und das Übereinanderlegen der Kurven haben sich in diesem Fall als ausreichend genau erwiesen. **Bild 10** zeigt eine Niederspannungsteilung bei geringer Last mit einem 2000-pF-Schutzkondensator. Bei niedriger Spannung ist

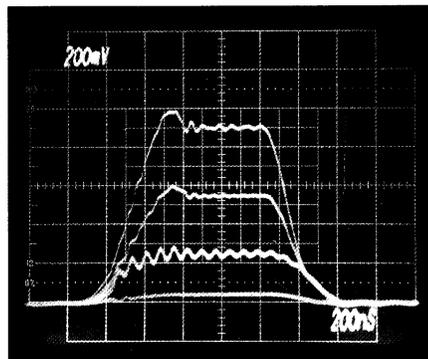


Bild 9 Spannungsaufteilung an den einzelnen Stufen ohne RCD-Beschaltung

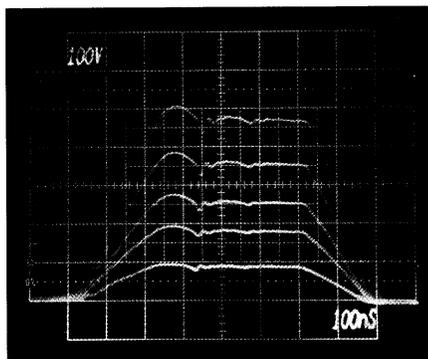


Bild 10 Spannungsaufteilung an den einzelnen Stufen bei Teillastbetrieb

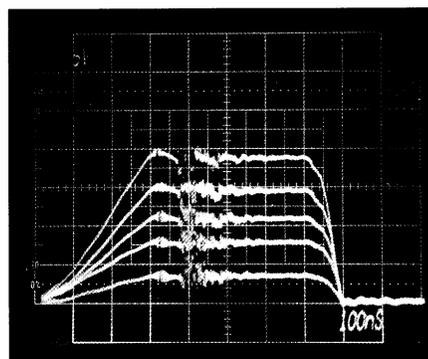


Bild 11 Spannungsaufteilung an den einzelnen Stufen mit 2 kV am Schalter

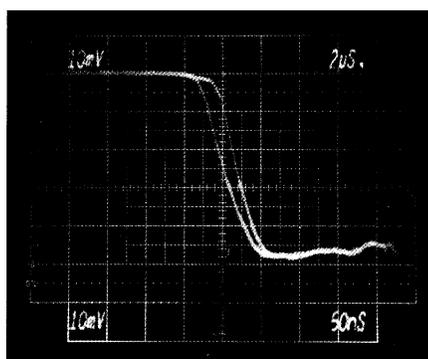


Bild 12 Ausschaltverhalten bei 10 A Laststrom und größter Verzögerungszeit zwischen den einzelnen Stufen

der Einfluß der Ausgangskapazität C_o am größten, weil sie sich bei kleiner Drain-Source-Spannung dynamisch vergrößert.

Bild 11 zeigt die Spannungsteilung bei 2000 V Abschaltspannung. Die Spannungsteilung ist gleichbleibend. Die höchste Beanspruchung erfolgt in der obersten Stufe und liegt bei 500 V. Daraus ergibt sich, daß der Schalter bis 2000 V mit ausreichender Toleranz betrieben werden kann. Die Abfallzeit bei 10 A, wie in **Bild 12** dargestellt, liegt bei etwa 70 ns, was sicherlich schnell genug ist. Eine weitere Verbesserung wäre bei Bedarf möglich durch die Verkleinerung des Vorwiderstands der Steuerschaltung [4]. **Bild 12** zeigt außerdem noch den größten Unterschied zwischen den Abfallzeiten, aufgrund unterschiedlicher Verzögerungszeiten der einzelnen Stufen.

Die Verzögerungsdifferenz t_{doff} ist viel kleiner als erwartet und mit etwa 25 ns bei 2 A und 20 ns bei 10 A praktisch gleich. Aus diesem Grund ist ein 2000-pF-Kondensator ausreichend, um eine gute Spannungsteilung zu gewährleisten.

Durch die Auswahl entsprechender Schutzschaltungskondensatoren kann eine optimale Spannungsaufteilung erzielt werden.

Schrifttum

- [1] Hebenstreit, E.: Switching Stages with Reverse Voltages up to 1000 V Implemented with SIP-MOS FETs. Proceedings of the 1st International MOTORCON. Chicago 1981, S. 6B. 1-1 bis 1-7
- [2] Kerr, J.: High Side Switching with N-Channel MOSFETs, Electronic Products Magazine, Februar 7, 1984
- [3] Ferrite. Siemens-Datenbuch 1986/87, S. 495 bis 498.
- [4] Hebenstreit, E.: A New BIMOS Switching Stage for 10 kW Range. Proceedings of the 6th international PCI Conference. Orlando, Florida 1983, S. 140 bis 145