

fen binär gewichtet. Damit erfolgt ein Ausgleich der unterschiedlichen Schaltverzögerungen zwischen Eingangsregister und Ausgangsstufen. Mit dem Deglitch-Eingang kann man die Verzögerungen beim Ausschalten denen beim Einschalten anpassen. Bei der Umschaltung zwischen 10000000 und 01111111 tritt der »Worst-Case-Glitch« auf. In diesem Fall hat der Baustein mit einem »Full-Scale-Hub« von 1 V Glitch-Flächen von nur 80 pVs (Bild 5).

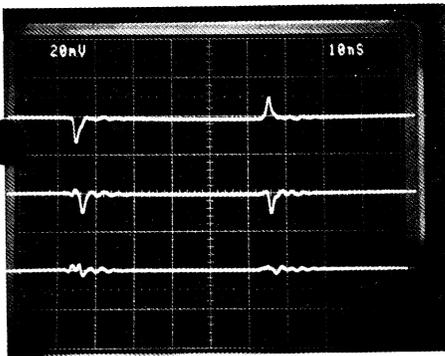


Bild 5 Glitchverhalten
Full-Scale-Strom = 20 mA (mit 20-dB-Ab-
schwächer gemessen)
△ 1 V Spannungssprung
oben: ohne Latch und ohne Deglitch,
Mitte: mit Latch aber ohne Deglitch,
unten: mit Latch und Deglitch

Der ultraschnelle 8-bit-DA-Umsetzer SDA 8005 eignet sich für Anwendungen im Höchstgeschwindigkeitsbereich der digitalen Signalverarbeitung wie Video-Studioteknik, TV-Kameras, Radarverstärker, Signalgeneratoren, Spektrumanalysatoren, Speicheroszilloskope und ähnliche Anwendungen.

Peter Freundel
Elemer Dobray

FREDFET, ein neuer Leistungs-MOSFET mit schneller Inversdiode

Die Entwicklung eines Leistungs-MOSFET mit schnell abschaltender Inversdiode brachte die Lösung von zwei Problemen, die bisher den Einsatz von Leistungs-MOSFET in Brückenschaltungen beeinträchtigt haben: hohe Kommutierungsverluste und die du/dt -Empfindlichkeit. Beides wird durch die langen Sperrverzugszeiten der integrierten Inversdiode verursacht und kann nur durch zusätzliche Schutzbeschaltungen vermieden werden. Bei dem neuen FREDFET mit schneller Inversdiode sind derartige Schutzbeschaltungen überflüssig.

Zunächst bot es sich an, in Brückenschaltungen die integrierte Inversdiode der Leistungs-MOSFET auch als Freilaufdiode zu verwenden. Es zeigte sich jedoch sehr bald, daß die langen Sperrverzugszeiten der Inversdiode nicht zum schnellen Schaltverhalten der MOSFET passen. Dies ist nicht nachteilig bei Schaltungen, in denen diese Diode nicht verwendet wird, z.B. in einfachen Chopperschaltungen wie DC/DC-Wandlern und Sperrwandlern. In allen Brücken- und Halbbrückenschaltungen liegt es jedoch nahe, die Inversdiode des MOSFET als Freilaufdiode zu verwenden. In dieser

Funktion der Diode treten hohe Kommutierungsverluste auf. Außerdem ist dabei der MOSFET gegen höhere du/dt -Belastungen empfindlich. Es wurde viel Arbeit investiert, um Schutzbeschaltungen zu entwickeln, die diese Schwierigkeiten beseitigen. Diese Schaltungen sind nicht nur teuer und voluminös, sie verhindern auch nicht die Verluste sondern verlagern sie nur vom MOSFET in die Schutzbeschaltung.

Dem Wunsch nach einem MOSFET mit einer schnell abschaltenden, integrierten Inversdiode kann nun entsprochen werden. Die Diode des neuen MOSFET zeigt eine Sperrverzugsladung, die nur etwa ein Zehntel der konventioneller MOSFET beträgt. Zusätzlich konnte die du/dt -Empfindlichkeit wesentlich verringert werden. Der neue MOSFET ermöglicht einen Einsatz in Brückenschaltungen ohne aufwendige Schutzbeschaltungen.

Die konventionelle Inversdiode

Die Inversdiode eines MOSFET ist durch die Struktur des MOSFET bedingt. Sie kann im Rahmen der zulässigen Verlustleistung des Transistors belastet werden. Einige Gesichtspunkte müssen bei ihrer Anwendung jedoch

Schrifttum

- [1] Kester, W. A.: Test Setup Judge Speed of Ultrafast 8-bit DACs. Electronic Design. May 14, 1981 Seite 207 bis 210

Dr.-Ing. Peter Freundel,
Elemer Dobray,
Siemens AG, Bereich Bauelemente,
Entwicklung Leistungshalbleiter,
München

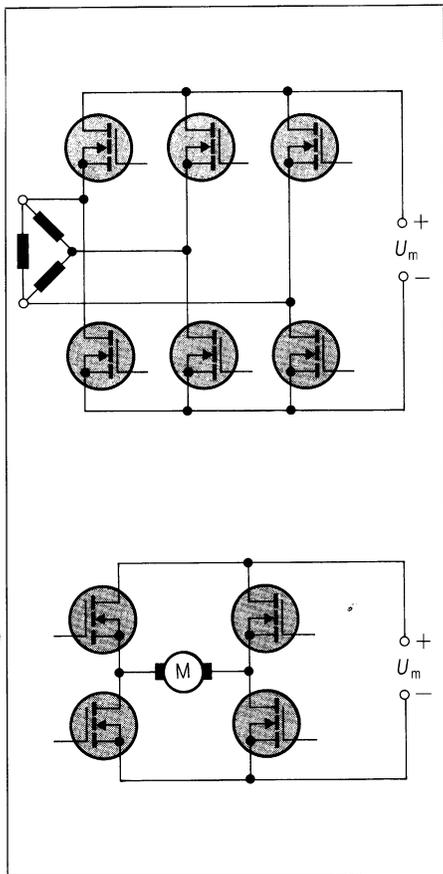


Bild 1 Typische Voll- und Halbbrückenschaltungen

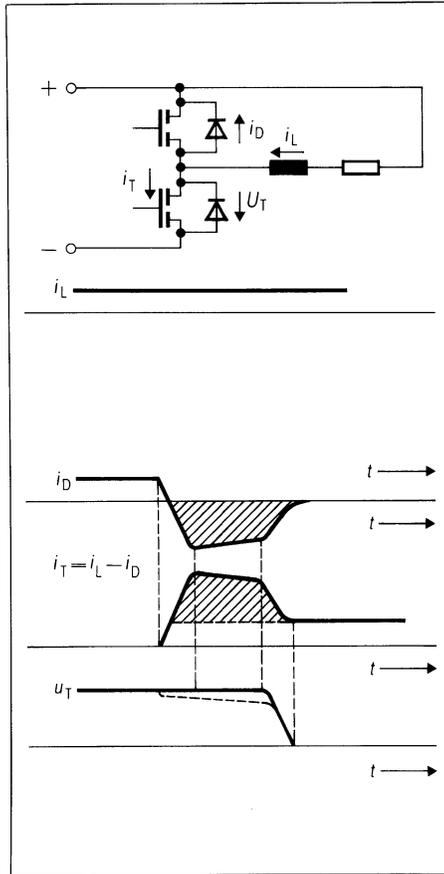


Bild 2 Entstehung der Einschaltverluste in Brückenschaltungen mit Freilaufbetrieb

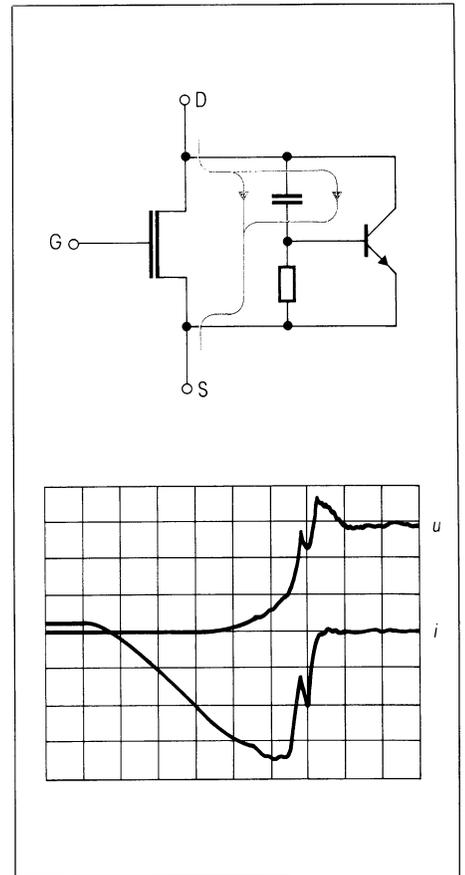


Bild 3 Der du/dt -Effekt des MOSFET, verursacht durch den parasitären npn-Transistor

berücksichtigt werden. Die typischen Brücken- und Halbbrückenschaltungen von **Bild 1** lassen sich alle in einer Ersatzschaltung darstellen. Sie verdeutlicht am besten die Vorgänge beim Schalten eines Transistorpaares. Dies gilt sowohl für eine dreiphasige Wechselrichterschaltung, wie auch für einen Vier-Quadranten-Gleichstromsteller. **Bild 2** gibt die Ersatzschaltung und den kritischen Moment in der Schaltphase wieder. Im Anfangszustand fließt der Laststrom i_L als Freilaufstrom über die Inversdiode des oberen Transistors. Wenn nun der untere Transistor eingeschaltet wird, liegt an ihm die volle Gleichspannung. Zusätzlich führt dieser Transistor während der gesamten Sperrverzugszeit der Inversdiode des oberen Transistors den kommutierenden Laststrom und dazu addiert den Sperrverzugsstrom. Der Sperrverzugsstrom kann sehr hohe Werte annehmen. Es entstehen deshalb sehr große Schaltverluste im unteren Transistor. Je länger die Sperrverzugszeit der Inversdiode ist, desto höher sind diese Verluste. Da die Sperrverzugszeiten

der Inversdioden mit der Sperrspannung der MOSFET ansteigen, bilden die Kommutierungsverluste für MOSFET ab etwa 500 V Sperrspannung ein großes Problem. Die Ausschaltverluste des Transistors sind von untergeordneter Bedeutung. Als weiteres gravierendes Hindernis für die Verwendung der Inversdiode kommt das du/dt -Problem hinzu. **Bild 3** zeigt als Ersatzschaltbild den in jeder Leistungs-MOSFET-Struktur enthaltenen parasitären bipolaren Transistor. Zusätzlich sind Strom- und Spannungsverlauf, oszillographiert am oberen Transistor von **Bild 2**, während der Sperrverzugszeit der Inversdiode angegeben. Der Sperrverzugsstrom der Diode fließt im Ersatzschaltbild entlang dem eingezeichneten Weg. Es ist nur eine Frage der Größe dieses Stromes und der Größe des Basiswiderstandes des parasitären bipolaren Transistors, wann dieser leitend wird und die MOSFET-Struktur kurzschließt. Die Größe des Widerstandes ist durch das Transistordesign gegeben. Sie wird vom Transistorhersteller so niedrig wie

möglich gehalten. Die Höhe des Sperrverzugsstroms ist durch die Höhe des Freilaufstromes, die Höhe der Sperrschichttemperatur und die Steilheit du/dt , mit der die Drain-Source-Spannung ansteigt, gegeben. Wegen der letzteren Eigenschaft spricht man vom du/dt -Effekt.

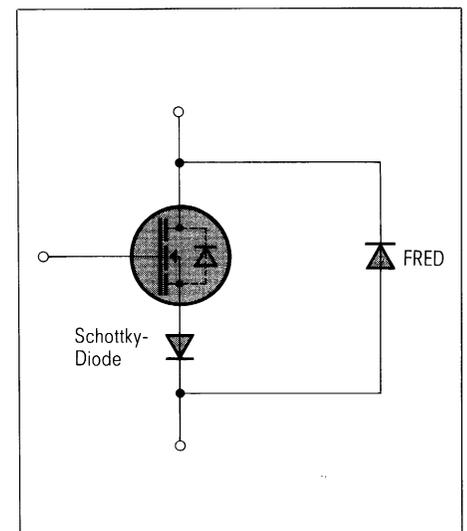


Bild 4 Sperren der Inversdiode des MOSFET

Im Oszillogramm des Bildes 3 ist deutlich zu erkennen, daß dem normalen Sperrverzugs-Stromverlauf i zwei Spitzen überlagert sind. Im ansteigenden Verlauf der Drain-Source-Spannung u erkennt man an gleicher Stelle je einen Einbruch.

Hier liegt das Einschalten einer solchen parasitären Transistorstruktur gleich zweimal vor. Dieses Einschalten geschieht nur auf einer sehr kleinen, eng begrenzten Stelle des Chips. Damit führen bereits sehr kleine Energien zur Zerstörung des Transistors. Dieser Mechanismus kann zu Transistorausfällen erst nach einigen Stunden, ja sogar Tagen Betriebszeit führen. Ihn zu vermeiden ist deshalb besonders wichtig.

Da diese Probleme seit längerem bekannt sind, wurden bereits Abhilfemaßnahmen entwickelt. Die einfachste (jedoch am wenigsten elegante Methode) ist, die Inversdiode eines MOSFET außer Funktion zu setzen. **Bild 4** zeigt, wie dies erreicht wird: Eine Schottky-Diode, in Reihe zum MOSFET, blockiert den Stromfluß in Rückwärtsrichtung durch den MOSFET und leitet den Freilaufstrom über eine antiparallele externe Diode. Diese antiparallele Diode muß eine sehr kurze Sperrverzugszeit und die gleiche Spannungsfestigkeit wie der MOSFET haben. Eine schnell abschaltende Epitaxial-Diode, genannt FRED (fast recovery epitaxial diode), wird hier verwendet. Die Di-

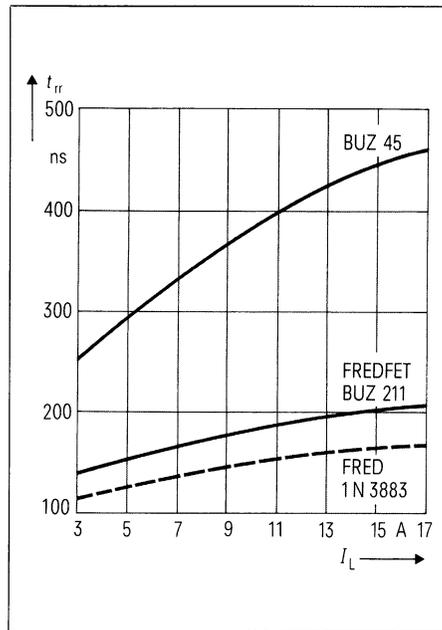


Bild 6 Sperrverzugszeiten t_{rr} in Abhängigkeit vom Laststrommittelwert I_L

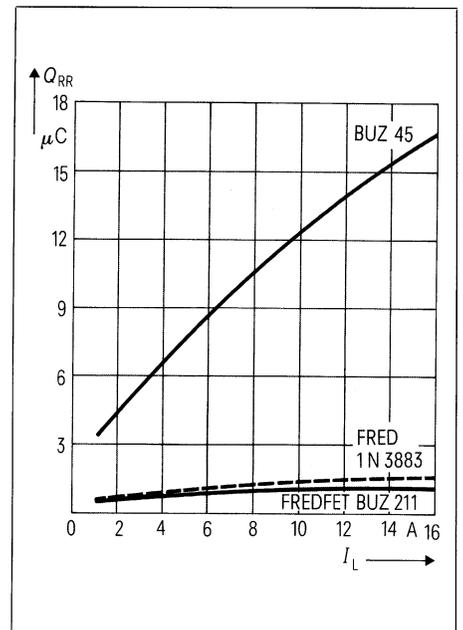


Bild 7 Sperrverzugsladung Q_{rr} in Abhängigkeit vom Laststrommittelwert I_L

ode in Reihe zum MOSFET muß lediglich die Spannungsüberhöhung während des Einschaltens der FRED sperren. Deshalb kann hier eine Schottky-Diode verwendet werden. Billigere und elegantere Methoden sind im **Bild 5** dargestellt. Es handelt sich hier um den Leistungsteil eines realisierten 4-Quadranten-Gleichstromstellers. Drei Arten Entlastungsschaltungen wurden dabei verwirklicht. Die Einschaltentlastung, bestehend aus ei-

ner kleinen Drossel und einem Freilaufzweig, reduziert die Einschaltverluste an den Transistoren. Die RC-Glieder parallel zu den MOSFET bewirken eine Verlangsamung des Drain-Source-Spannungsanstiegs. Dadurch werden die Ausschaltverluste in den Transistoren reduziert. Auch ein gewisser Schutz gegen den du/dt -Effekt ist hierdurch gegeben. Eine Hilfsspannungsquelle mit einer Diode in Reihe bringt die eigentliche du/dt -Entlastung. Die Funktion dieser Entlastungsschaltungen ist in [7] beschrieben.

Alle diese Entlastungsschaltungen bewirken, daß die Verluste vom Bauelement in die Beschaltung verlagert werden. Sie sind obendrein teuer und beanspruchen einen nicht zu vernachlässigenden Raum. Die einzige bekannte Methode, den MOSFET direkt zu beeinflussen, um geringere Schaltverluste zu erhalten, ist das überlappende Ansteuern der Transistoren. Dabei wird während der Sperrverzugszeit der Inversdiode gleichzeitig der MOSFET-Kanal leitend gesteuert. Dies bewirkt eine wesentliche Verkürzung der Sperrverzugszeit und damit auch eine wesentliche Reduzierung der Verluste. Das du/dt -Verhalten wird hierdurch leider nicht beeinflußt. Dieses Verfahren ist ebenfalls ausführlich in der Literatur beschrieben worden [6].

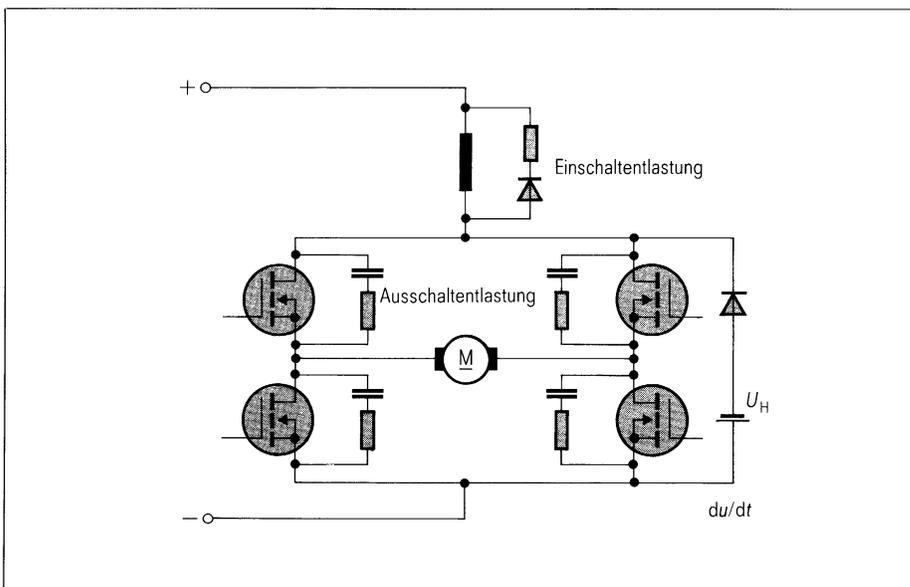


Bild 5 MOSFET-Entlastungsschaltungen in einem Vier-Quadranten-Steller

Der FREDFET

Es liegt auf der Hand, nach Möglichkeiten zu suchen, durch eine Weiterentwicklung des MOSFET die Schaltverluste und das du/dt -Verhalten vom Bauelement her in den Griff zu bekommen. Die Entwicklung auf diesem Gebiet hat nun einen MOSFET mit einer schnell abschaltenden Inversdiode geschaffen, FREDFET genannt (Fast Recovery Epitaxial Diode Field Effect Transistor). Im folgenden werden die Eigenschaften dieses Transistors und seiner Inversdiode näher beschrieben. Je schneller die Inversdiode abschaltet, desto niedriger sind die Schaltverluste im Transistor einer Brückenschaltung.

Bild 6 zeigt die typische Abhängigkeit der Sperrverzugszeit t_{rr} vom Laststrom I_L eines Transistors mit schneller Inversdiode. Zum Vergleich wurden die Kurven eines konventionellen MOSFET, BUZ 45, mit normaler Inversdiode und einer schnell abschaltenden Diode 1 N 3883 eingetragen. Die Kurven wurden in einer Schaltung entsprechend Bild 2 bei einer Spannung von 100 V aufgenommen und demonstrieren deutlich die Verkürzung der Sperrverzugszeiten des FREDFET (BUZ 211) gegenüber dem konventionellen BUZ 45. Mit der Diode 1 N 3883 lassen sich noch etwas günstigere Resultate erzielen.

Wichtiger für die Schaltungsdimensionierung ist jedoch die Sperrverzugsladung Q_{rr} , abhängig vom Laststrom I_L , unter gleichen Bedingungen gemessen wie die Werte im Bild 6. Man sieht, daß der FREDFET die Werte der schnellen Diode 1 N 3883 erreicht und weit geringere Ladungen aufweist als der normale BUZ 45.

Im **Bild 8** ist die Sperrverzugszeit t_{rr} , abhängig von der Gehäusetemperatur T_c , aufgetragen. Gemessen wurde bei einem Laststrom von 10 A unter sonst gleichen Bedingungen wie bei der Ermittlung der Kurven von Bild 6. Es sind keine auffälligen Unterschiede im Temperaturkoeffizienten zwischen dem FREDFET und dem normalen BUZ 45 erkennbar.

Die Sperrverzugsladung Q_{rr} , abhängig von der Gehäusetemperatur T_c , ist im **Bild 9** aufgetragen. Die Kurven wur-

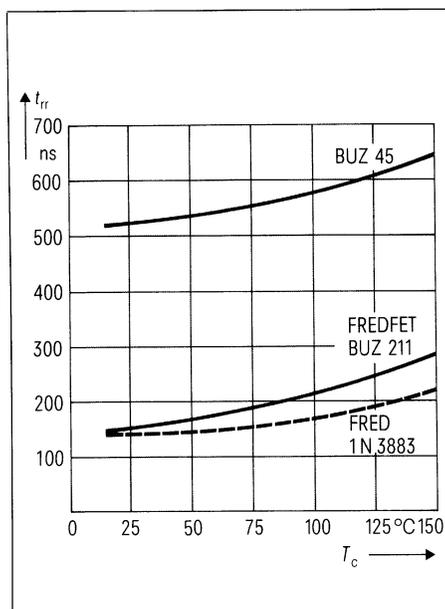


Bild 8 Vergleich der Sperrverzugszeit t_{rr} in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur T_c bei einem Laststrom von 10 A

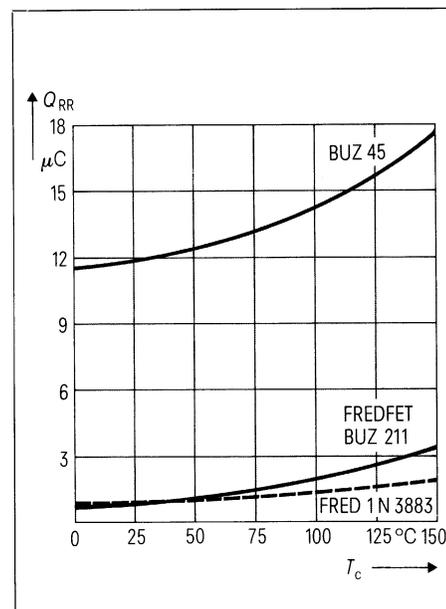


Bild 9 Sperrverzugsladung Q_{rr} in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur T_c bei einem Laststrom von 10 A

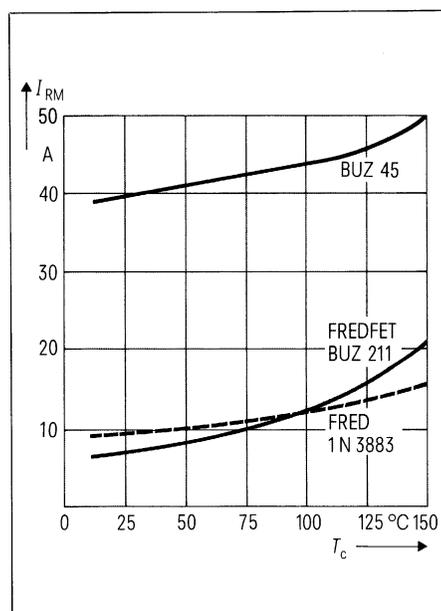


Bild 10 Scheitelwert des Sperrverzugsstromes I_{RM} in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur T_c bei einem Laststrom von 10 A

den in der Schaltung entsprechend Bild 2 bei einem Laststrom von 10 A aufgenommen. Der Unterschied zwischen dem FREDFET und dem konventionellen MOSFET BUZ 45 ist markant.

Bild 10 gibt die Abhängigkeit des Scheitelwerts des Sperrverzugsstromes I_{RM} von der Gehäusetemperatur T_c wieder. Die Kurven wurden unter den gleichen Bedingungen wie vorher, bei

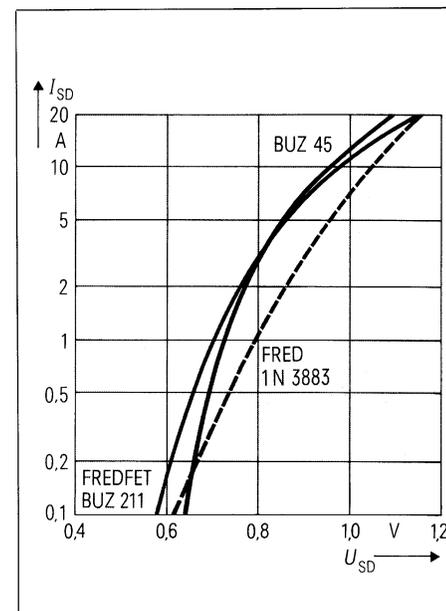


Bild 11 Durchlaßkennlinien der Inversdioden bei $T_c = 25^\circ\text{C}$

10 A, jedoch 150°C Gehäusetemperatur ermittelt. Der konventionelle MOSFET BUZ 45 erzeugt bei 10 A Laststrom Spitzenströme von 50 A. Bedingt durch die niedrigere Sperrverzögerungsladung, reduziert der FREDFET diese Spitzenströme auf 20 A.

Ein Vergleich der Durchlaßkennlinien der Inversdioden des FREDFET und des normalen BUZ 45 im **Bild 11** läßt

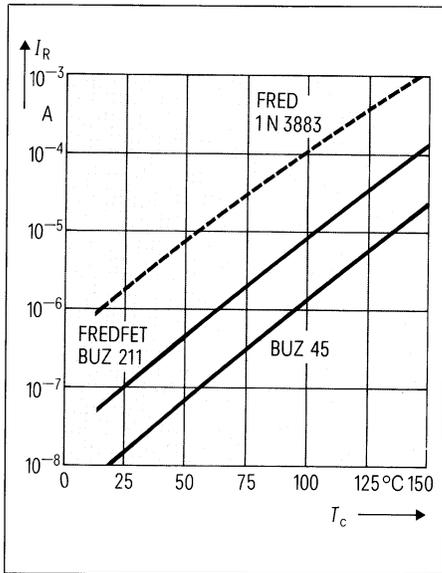


Bild 12 Sperrströme I_R in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur T_C bei $U_{DS} = 300$ V

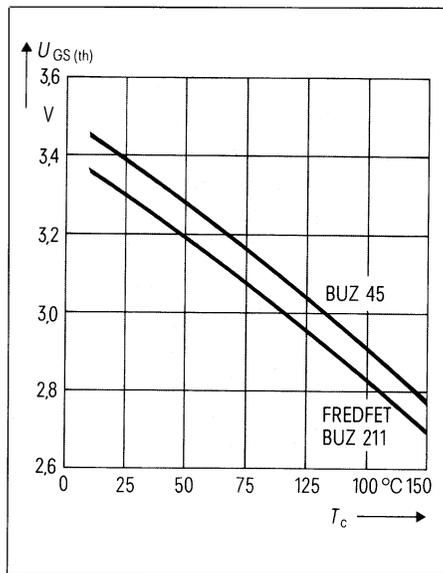


Bild 13 Gate-Source-Schwellschpannung $U_{GS(th)}$ in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur T_C bei $I_D = 10$ mA und $U_{GS} = U_{DS}$

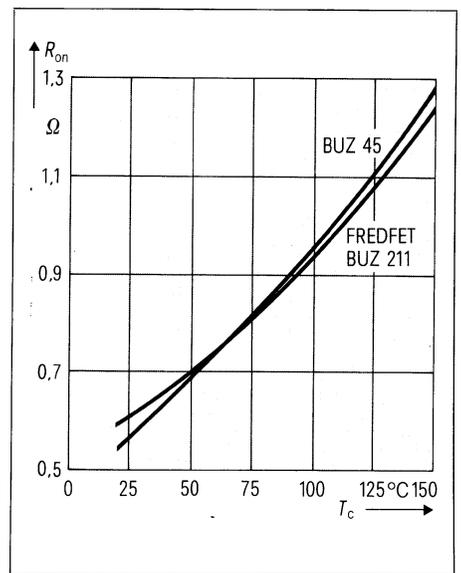


Bild 14 Durchlaßwiderstand R_{on} in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur bei $I_D = 5$ A

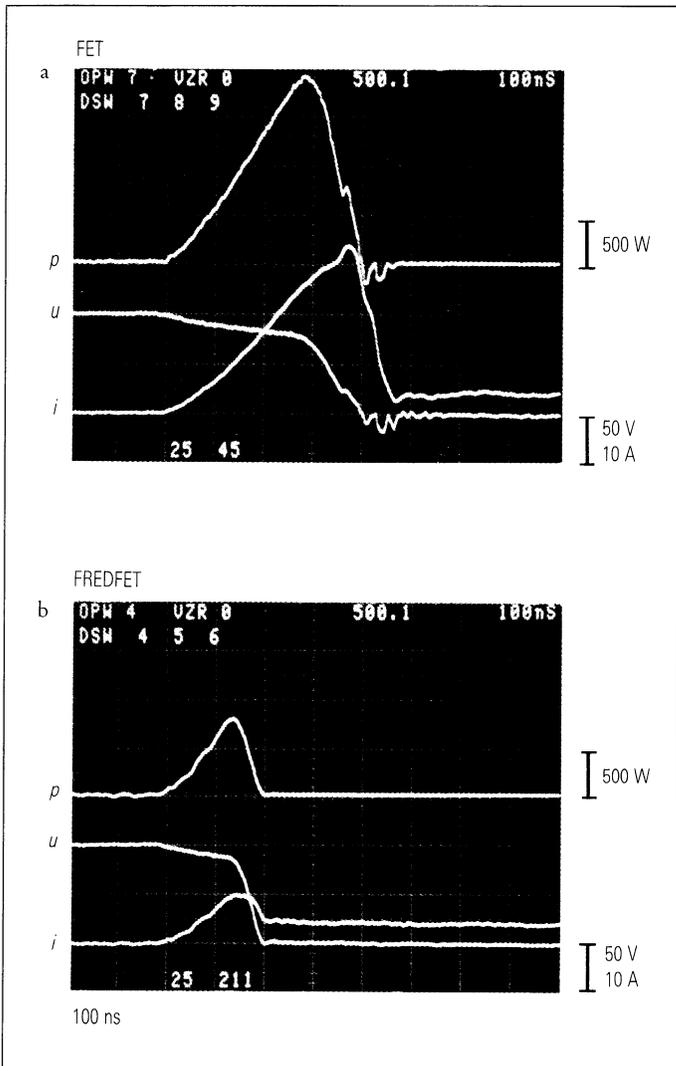


Bild 15 Einschaltverluste bei der Gehäusetemperatur 25 °C
a konventioneller MOSFET BUZ 45
b FREDFET, Schaltung wie im Bild 2

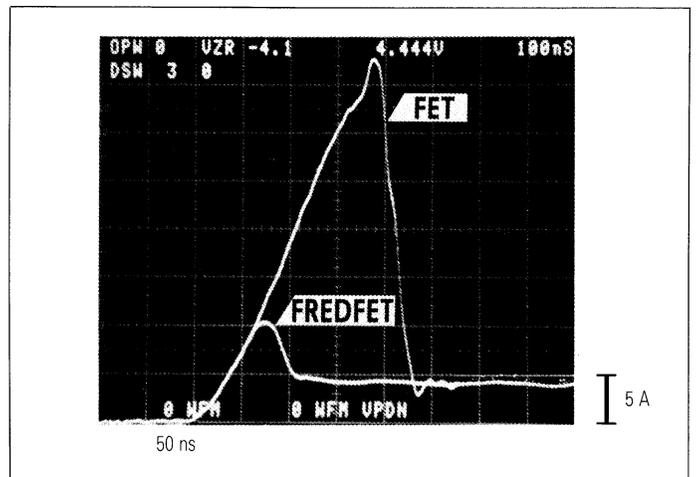


Bild 16 Vergleich der Sperrverzugsströme aus Bild 15, Gehäusetemperatur 25 °C

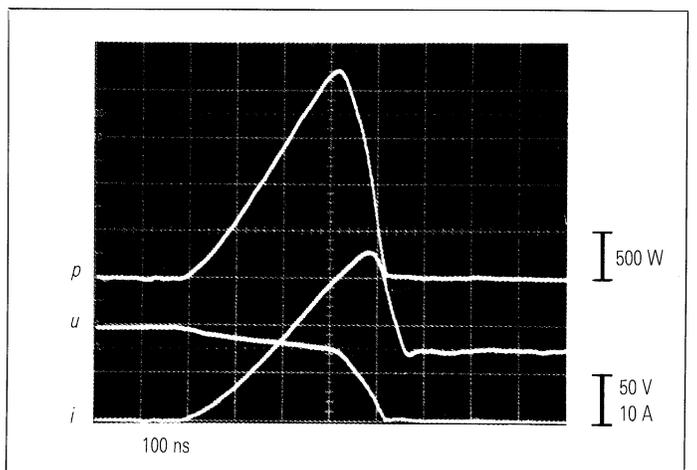


Bild 17 Einschaltverhalten des FREDFET bei Belastung außerhalb des sicheren Arbeitsbereiches:
 $I_L = 15$ A, $T_C = 125$ °C

keinen nennenswerten Unterschied erkennen. Auch im Vergleich zur schnellen Diode 1 N 3883 schneiden die MOSFET-Dioden gut ab. Eine merkbare Erhöhung der Durchlaßverluste während der Freilaufphase ist also nicht gegeben.

Als Folge der Neudimensionierung des MOSFET im Hinblick auf eine schnell schaltende Diode wurde ein weiterer Transistorparameter beeinflusst: sein Sperrstrom. Im **Bild 12** sind die Sperrströme, abhängig von der Ersatz-Sperrschichttemperatur, aufgetragen. Man erkennt, daß durch die neue Dimensionierung der Sperrstrom um etwa eine Zehnerpotenz angehoben wurde. Für Bauelemente der Leistungselektronik spielen Sperrströme im Milliamperbereich jedoch keine Rolle.

Im **Bild 13** ist der Verlauf der Gate-Schwellenspannung $U_{GS(th)}$ in Abhängigkeit von der Ersatz-Sperrschichttemperatur wiedergegeben. Auch hier liegt kein wesentlicher Unterschied zwischen dem konventionellen MOSFET und dem mit schneller Inversdiode vor.

Bild 14 zeigt den wohl kritischsten Parameter eines Leistungs-MOSFET, den Durchlaßwiderstand R_{on} . Er ist als Funktion der Gehäusetemperatur T_c aufgetragen. Auch hier ist innerhalb des Betriebstemperaturbereiches kein nennenswerter Unterschied festzustellen. Die Maßnahmen, die ein schnelleres Ausschalten der Inversdiode bewirkt haben, führten somit nicht zu einer Beeinflussung des Durchlaßwiderstandes des MOSFET.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß im Falle des FREDFET ohne negativen Einfluß auf die übrigen Parameter des MOSFET ein schnelleres Schaltverhalten der integrierten Inversdiode erreicht werden konnte.

Versuchsergebnisse

Der neue MOSFET wurde in der Halbbrückenschaltung entsprechend **Bild 2** erprobt, wobei keinerlei Entlastungsschaltung verwendet wurde. Nachfolgend werden die Ergebnisse kurz im Vergleich zum konventionellen BUZ 45 wiedergegeben. Das Oszillogramm im **Bild 15a** zeigt unten den Strom- und Spannungsverlauf

während des Einschaltens des unteren Transistors von **Bild 2**. Der obere Vorgang stellt den Leistungsverlauf dar. Die Verläufe gelten für den konventionellen BUZ 45.

Hier ist bereits deutlich der du/dt -Effekt zu erkennen. Der dem Laststrom überlagerte Rückstrom der Diode des oberen Transistors ist überhöht. Noch deutlicher ist dies in dem nochmaligen Ansteigen des Leistungspulses zu sehen. Dieser Betriebszustand zerstört auf Dauer den MOSFET. Die Versorgungsspannung beträgt 100 V und der Laststrommittelwert lediglich 4 A. Diese 4 A rufen eine dem Laststrom überlagerte Dioden-Rückstromspitze von 30 A hervor. Setzt man unter gleichen Bedingungen den neuen MOSFET mit schnell schaltender Inversdiode ein, so erhält man die Vorgänge, wie sie im Oszillogramm von **Bild 15b** dargestellt sind. Die Dioden-Rückstromspitze beträgt nur 16 A. Der du/dt -Effekt tritt nicht auf. Der Schaltvorgang als ganzes ist deutlich kürzer. Die Schaltverlustleistung ist ebenfalls viel kleiner, sowohl als Momentanwert, wie auch als Integral.

Um den Unterschied im Rückstromverlauf zu verdeutlichen, wurde im **Bild 16** der Sperrverzugs-Stromverlauf des konventionellen BUZ 45 und des FREDFET übereinander oszillographiert. Der Vorteil des FREDFET ist hier deutlich demonstriert.

Die Belastbarkeitsgrenze des FREDFET ist neben der Sperrschichttemperatur, die durch die Kühlbedingungen beeinflusst werden kann, durch das Einsetzen des du/dt -Effektes gegeben. Um diese Einsatzgrenze zu finden, wurde in der verwendeten Schaltung der Laststrommittelwert gesteigert. **Bild 17** zeigt Strom-, Spannungs- und Leistungsverlauf bei 15 A Laststrom.

Die Gehäusetemperatur des FREDFET betrug 125 °C. Die Kurven zeigen kein Anzeichen eines du/dt -Effektes. Nach Datenblatt beträgt der höchstzulässige Drain-Strom dieses FREDFET (BUZ 211) 4 A, bei 125 °C Gehäusetemperatur. Die Kurven wurden in einer Schaltung ohne Entlastungsnetzwerke aufgenommen. Es ist damit offensichtlich, daß der du/dt -Effekt beim FREDFET, innerhalb des zulässigen Betriebsbereiches nicht auftritt.

Schlußbemerkung

Leistungs-MOSFET mit schnell abschaltenden Inversdioden ermöglichen kostengünstigere und verlustärmere Brücken- und Halbbrückenschaltungen. Entlastungsschaltungen zum Schutz der MOSFET vor zu hohen Schaltverlusten und vor dem du/dt -Effekt werden nicht mehr benötigt.

Die diesem Bericht zugrundeliegenden Arbeiten wurden mit Mitteln des Bundesministeriums für Forschung und Technologie im Rahmen des Technologieprogrammes gefördert. Die Verantwortung für den Inhalt liegt jedoch allein beim Autor.

Schrifttum

- [1] Freundel, P.; Tihanyi, J.: A Novel MOS Power Transistor SIPMOS. Technical Digest Eurocon, Stuttgart 1980, Seite 741 bis 744
- [2] Hebenstreit, E.: Driving the SIPMOS Field-Effect Transistor as a fast Power Switch. Siemens Forsch.- und Entwickl.-Ber. 9 (1980), Springer-Verlag Berlin, Seite 200 bis 201
- [3] Tihanyi, J.: A Qualitative Study of the DC Performance of SIPMOS-Transistors. Siemens Forsch.- und Entwickl.-Ber. 9 (1980), Springer-Verlag Berlin, Seite 181 bis 189
- [4] Hebenstreit, E.: Switching Stages with Reverse Voltage up to 1000 V Implemented with SIPMOS FETs. Proceedings of International Motorcon '81
- [5] Freundel, P.: Aspects for Using Power MOSFETs in Motor Control Circuits. Proceedings of International Motorcon '81, Chicago
- [6] Freundel, P.: Power MOSFETs or Bipolar Power Transistors for Converter Circuits? Proceedings of International Semiconductor Power Converter Conference, Orlando 1982, IEEE/IAS
- [7] Hebenstreit, E.: Overcoming the dv/dt Problem in Power MOSFET Switching Stages During Commutation. Proceedings of the fifth International Power Conversion Conference 1982, Geneva
- [8] Dobray, E.; Freundel, P.: A New Power-MOSFET with a Fast-Recovery Internal Inverse Diode: The FREDFET. Proceedings of the Drives/Motors/Controls, Brighton 1984