

Brad Hall

# Leistungs-MOSFET erfolgreich parallelschalten

Leistungs-MOSFET stehen in dem Ruf, daß sie sich sehr einfach parallelschalten lassen. Sicher ist, daß ihre Parallelschaltung einfacher ist als die bipolarer Transistoren. Das liegt an einer Reihe von Besonderheiten der MOS-Technologie. Ist man mit ihnen vertraut, so wird man ihre Vorteile nutzen und spezifische Schwierigkeiten vermeiden können.

Für die Parallelschaltung von MOSFET sind vor allem die folgenden Vorteile bedeutsam:

- kein zweiter Durchbruch, was nützlich ist, falls die gepulsten Ströme der parallelgeschalteten Transistoren ungleich sind,
- ein positiver Temperaturkoeffizient, der die Stromteilung im eingeschwungenen Zustand verbessert,
- geringer Bedarf an Steuerleistung.

Eines der häufigen Probleme, die bei der Parallelschaltung von MOSFET auftreten, besteht in den parasitären Schwingungen, die durch das Parallelschalten nicht entkoppelter Gates verursacht werden. Solche Schwingungen können die Leistungsfähigkeit einer Schaltung beeinträchtigen oder die MOSFET sogar beschädigen. Wird ein Widerstand bzw. eine Ferritperle mit jedem Gate in Serie geschaltet, so entsteht eine Bedämpfung in dem komplexen RLC-Steuerleitungskreis, die die Schwingungen auf ein Mindestmaß verringert oder sie sogar vollkommen beseitigt.

Ein weiteres Problem zeigt sich in Form schaltungsbedingter Spannungs-

spitzen. Sie werden durch die extrem hohe Schaltgeschwindigkeit der MOSFET sowie durch die immer vorhandenen Streuinduktivitäten verursacht.

Ein erster Schritt zur Verringerung der Spannungsspitzen besteht darin, dafür zu sorgen, daß die MOSFET nur so schnell schalten, wie dies unbedingt notwendig ist. Die Schaltung soll außerdem so ausgelegt werden, daß alle Verbindungsleitungen minimale Induktivitäten aufweisen.

Bestehen die Probleme weiterhin, so muß die Schaltung so modifiziert werden, daß die Leistungstransistoren selbst eventuelle Spannungssprünge begrenzen, die die Bausteine zerstören könnten. Wegen dieser aktiven Rolle des MOSFET, der sowohl Strom schaltet als auch Spannungssprünge unterdrückt, bezeichnet man eine derartige Modifizierung als dynamische Klemmschaltung.

## Fehlen eines zweiten Durchbruchs

Da sie keinen zweiten Durchbruch aufweisen, können MOSFET im Vergleich zu bipolaren Transistoren größeren Impulsströmen standhalten. Die Erzielung einer symmetrischen Impulsstromaufteilung wird somit weniger kritisch. Die maximale Sperrschichttemperatur stellt den einzigen Faktor dar, der den Drainstrom eines Leistungs-MOSFET begrenzt. Eine

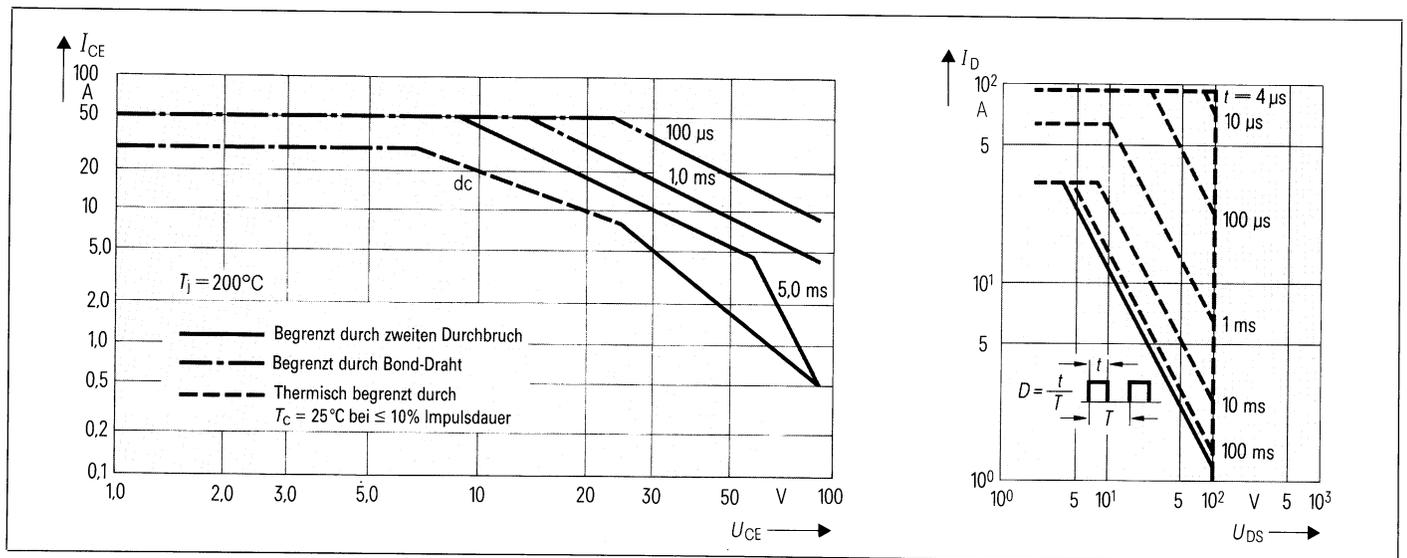
Stromreduktion, wie sie bei höheren Spannungen für bipolare Transistoren häufig angewandt wird, ist bei MOSFET, unabhängig von der Betriebsspannung, nicht erforderlich. Solange die maximale Sperrschichttemperatur  $T_{Jmax}$  unter  $150^\circ\text{C}$  gehalten wird, ist der Nennwert des gepulsten Drainstroms weit höher als der höchstzulässige Wert für den Drain-Gleichstrom  $I_D$ .

Anhand der folgenden Gleichung kann man den vorhandenen gepulsten Drainstrom  $I_{Dpuls}$  bei vorgegebenen Werten für Gehäusetemperatur  $T_c$ , Drain-Source-Einschaltwiderstand  $R_{DS(on)}$  und transienten Wärmewiderstand  $R_{thJC(trans)}$  berechnen:

$$I_{Dpuls} = \sqrt{\frac{T_{Jmax} - T_c}{2 [R_{DS(on)} \text{ (bei } 25^\circ\text{C)}] \cdot R_{thJC(trans)}}$$

Zusätzlich geben die meisten Datenbücher einen maximalen Wert für den gepulsten Drainstrom ( $I_{Dpuls}$  oder  $I_{DM}$ ) an, der in der Regel drei- bis viermal höher als der Drain-Gleichstrom  $I_D$  liegt. Bei Betrieb des MOSFET mit gepulsten Drainströmen, die größer sind als der zulässige Drain-Gleichstrom, ist darauf zu achten, daß die Gate-Source-Steuerspannung groß genug ist, um zu verhindern, daß der MOSFET im aktiven Kennlinienfeld arbeitet. Dies würde zu übermäßiger Erwärmung des Bausteins führen.

Bild 1 verdeutlicht die höheren Impulsstromwerte des MOSFET gegenüber dem bipolaren Transistor. Die entsprechenden Maximalwerte betragen beim bipolaren Transistor 30 A, 100 V und 200 W bzw. beim MOSFET 32 A, 100 V und 125 W. Der maximale gepulste Kollektorstrom beträgt bei einer Impulsbreite von  $100 \mu\text{s}$  und maximaler Spannung nur 9 A für



**Bild 1** Kurven des sicheren Arbeitsbereichs (SOA)  
 links: bipolarer Transistor (30 A, 100 V, 200 W),  
 rechts: SIPMOS-Transistor BUZ 24 (32 A, 100 V, 125 W). Der MOSFET weist einen  $I_{Dpuls}$  von 23 A bei 100 V und einer Impulsbreite von 100  $\mu$ s auf, während der bipolare Transistor ebenfalls bei 100 V und einer Impulsbreite von 100  $\mu$ s infolge des zweiten Durchbruchs einen  $I_{CM}$ -Wert von nur 9 A zuläßt

einen bipolaren 30-A-Transistor, jedoch 23 A im Fall des 32-A-MOSFET. Wegen des Fehlens eines zweiten Durchbruchs ist der MOSFET in der Lage, 23 A bei Nennspannung zu bewältigen, während der bipolare Transistor unter sonst gleichen Bedingungen mit nur 9 A belastbar ist. Infolge dieses Unterschieds wird die beim bipolaren Bauelement erforderliche höhere Nennleistung nicht ausgenutzt.

### MOSFET-Fehlanpassung

Die Einschaltzeit ist ein wesentlicher Faktor, der bei der Parallelschaltung von Leistungs-MOSFET zu berücksichtigen ist. Schaltet sich einer der parallelbetriebenen Bausteine früher als die anderen ein, bzw. später als die anderen aus, so springt der gepulste Drainstrom des betroffenen Bausteins kurzzeitig auf einen höheren Wert als der entsprechende Strom der anderen Bausteine.

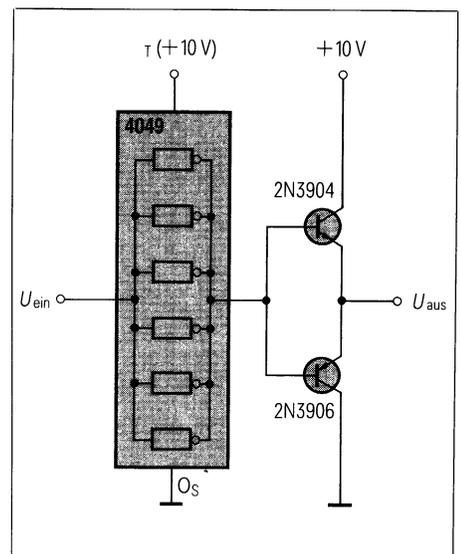
Dieser Zeitunterschied wird durch eine Ungleichheit der entsprechenden Parameter, wie etwa Schwellenspannung und Steilheit der parallelgeschalteten Bausteine, verursacht. Im eingeschwungenen Zustand teilt sich der Strom meist recht gleichmäßig auf, da der positive Temperaturkoeffizient den Strom zwischen Bausteinen ungleichen Einschaltwiderstands  $R_{DS(on)}$  regelt (siehe »Positiver Temperaturkoeffizient«).

Wird infolge einer Ungleichheit der MOSFET-Parameter die Temperatur  $T_{Jmax}$  eines Bausteins während der Ein- bzw. Ausschaltzeit überschritten, so muß die Schaltung entsprechend modifiziert werden, damit solche Einschwingerscheinungen auf ein Mindestmaß verringert oder unterdrückt werden. Die Lösung liegt in einer Verkürzung der Anstiegs- und Abfallzeit der Gate-Steuerspannung. Damit wird die Zeit reduziert, während der der schnellste MOSFET allein leitet und somit die volle Last führt.

Am einfachsten lassen sich die Anstiegs- und Abfallzeiten durch eine Verringerung des dynamischen Widerstands der Gate-Steuerschaltung verkürzen. **Bild 2** zeigt eine einfache, niederohmige Steuerschaltung. Auch wenn eine solche Steuerschaltung die von der Wertungleichheit stammenden Probleme nicht ganz beseitigt, so ermöglicht der sehr hohe gepulste Strom des MOSFET eine relativ einfache Parallelschaltung dieser Bausteine, die sich auf jeden Fall leichter als mit bipolaren Transistoren gestaltet. Infolge des Fehlens eines zweiten Durchbruchs hat der Entwickler einen größeren Spielraum, da der MOSFET bei vergleichbarem Gleichstrom-Nennwert mit einem größeren gepulsten Strom als der bipolare Transistor belastbar ist.

### Positiver Temperaturkoeffizient

Der positive Temperaturkoeffizient der Leistungs-MOSFET ist ein bekannter Vorteil der MOSFET-Technologie. Auf ihm basiert die Möglichkeit zur Parallelschaltung von MOSFET. Der typische Widerstand eines SIPMOS®-Transistors verdoppelt sich bei einer Erhöhung der Sperrschichttemperatur von 25 auf etwa 130 °C. Werden mehrere MOSFET parallel betrieben, und führen sie infolge geringer



**Bild 2** Niederohmige Steuerschaltung zur Verkürzung der Ein- und Ausschaltzeiten

Widerstandsunterschiede verschiedene Ströme, so muß der Baustein mit dem niedrigsten Widerstand einen größeren Strom als irgendein anderer Baustein führen. Dadurch ergibt sich eine höhere Wärmeerzeugung, die einen Temperaturanstieg und damit wiederum einen größeren Widerstand verursacht, so daß der über den heißeren Baustein fließende Strom verringert wird. Dieser Prozeß regelt sich selbst. Die Erfahrung hat gezeigt, daß keine zusätzlichen Maßnahmen zur Stromaufteilung erforderlich sind. Somit können die herkömmlichen Stromaufteilungswiderstände entfallen, wie sie bei bipolaren Transistoren angewandt werden. Durch den Verzicht auf solche Stabilisierungswiderstände werden nicht nur die Bauelementzahl reduziert, sondern auch der Spannungsabfall und die Verlustleistung im Lastkreis geringer gehalten.

Innerhalb eines einzelnen Transistors arbeiten Tausende parallelgeschalteter Zellen nach dem gleichen Prinzip. Führt irgendeine Zelle auf dem Chip einen größeren Strom als die benachbarten Zellen, so erhöht sich der Widerstand dieser Zelle beinahe augenblicklich. Dadurch wird der Strom reduziert und der Widerstand auf einen Wert gesenkt, bei der die Stromaufteilung unter den einzelnen Zellen wieder praktisch gleichmäßig ist. Um die Stromaufteilung zu verbessern, mag es zweckmäßig erscheinen, parallelgeschaltete Bausteine auf getrennte Kühlkörper zu plazieren, damit bei Temperaturunterschieden zwischen zwei Bausteinen ein besserer Ausgleich erzielt wird. Dies ist jedoch wegen der Komplexität und der Kosten getrennter Kühlkörper keine optimale Lösung. Trotz des positiven Temperaturkoeffizienten der Leistungs-MOSFET ist es schaltungstechnisch vorteilhaft, einen Parallelschaltungsfaktor von 0,9 bis 0,8 bei der Berechnung des Nenngleichstroms anzuwenden. Sollen beispielsweise drei MOSFET mit einem Nenngleichstrom von jeweils 24 A parallelgeschaltet werden, so betrüge der Gleichstrom in Parallelschaltung  $3 \times 24 \times 0,8 \text{ A} = 58 \text{ A}$ . Durch diese Verfahrensweise kann einigermaßen sichergestellt werden, daß keiner der Bausteine, sogar bei einem nicht einwandfreien Wärmeausgleich, übermäßig beansprucht wird.

### Minimale Gate-Steuerleistung

Bei der Verwendung bipolarer Transistoren muß der Entwickler den Leistungsverbrauch und damit die erzeugte Verlustwärme der Basis-Steuerschaltung berücksichtigen. Dies entfällt bei der Schaltungsentwicklung mit Leistungs-MOSFET, da die erforderliche Gate-Steuerleistung sehr gering ist. Das Gate des MOSFET erscheint für die Gate-Steuerschaltung als Kondensator. Seine Kapazität besteht aus der Gate-Source-Kapazität parallel mit der Gate-Drain- bzw. Miller-Kapazität. Der MOSFET wird durch das Aufladen dieser parallelen Kapazitäten über den Widerstand der Gate-Steuerschaltung eingeschaltet. Folglich verringern sich die Schaltzeiten des MOSFET mit einer Verringerung des Widerstands der Steuerschaltung. Da die Steuerschaltung einen Kondensator sieht, liefert sie Strom an das Gate und erzeugt daher beim Aufladen bzw. Entladen der Gate-Kapazität nur kurzzeitig Verlustleistung.

### Parasitäre Gate-Schwingungen

Werden die Gates der Leistungs-MOSFET ohne Entkopplung parallelgeschaltet, können parasitäre Schwingungen an den Gates auftreten. Diese Schwingungen entstehen dann, wenn die Gate-Steuerspannung den Wert der Einsatzspannung erreicht (Bild 3 oben). In vielen Fällen überschreitet die Amplitude der Schwingungen den maximalen Wert der Gate-Source-Spannung

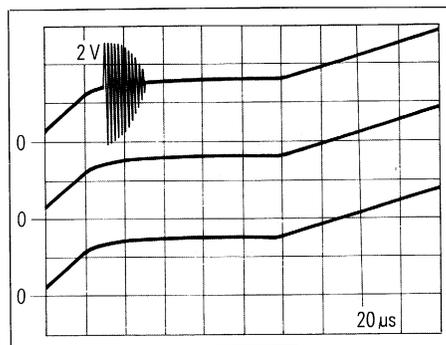


Bild 3 Verlauf der Gate-Source-Spannung beim Einschalten des MOSFET. Oben: Parasitäre Schwingungen beim Erreichen der Einsatzspannung am Gate eines parallelgeschalteten MOSFET. Mitte: 10-Ω-Widerstände mit den Gates in Serie geschaltet. Unten: Ferritperlen in den Gateleitungen. In der Mitte und unten sind die Schwingungen unterdrückt

(± 20 V), so daß die Bausteine zerstört werden.

Die Schwingungen werden durch die sehr hohe Steilheit der MOSFET verursacht. Der Schwingkreis besteht aus den parasitären Kapazitäten und Induktivitäten sowohl der Schaltung als auch der Transistoren selbst. Bild 4 veranschaulicht die Auswirkung der im Bild 3 dargestellten Gate-Schwingungen auf die Drain-Source-Spannung zweier parallelgeschalteter MOSFET. Man sieht, daß die Schwingungen um etwa 180° phasenverschoben zwischen den Drains der beiden MOSFET auftreten. Die MOSFET selbst sind damit wesentliche Komponenten des Schwingkreises. Der Amplitudenunterschied rührt von der Steilheitsdifferenz der beiden Bausteine her.

Der Schwingkreis weist einen sehr hohen Q-Wert auf, wobei Q das Verhältnis der Kreisreaktanz ( $X_L$  bzw.  $X_C$ ) zum Kreiswiderstand  $R$  ist ( $Q = X_C/R$ ). Die Amplitude der Schwingungsspannung beträgt Qmal die angelegte Spannung. Bei einem Kreis hohen Q-Wertes ist die Amplitude der Schwingungsspannung folglich sehr hoch.

Dieses Problem läßt sich sehr leicht dadurch lösen, daß man den Widerstand des Kreises erhöht und den Q-Wert auf einen vernachlässigbaren Betrag verringert, z.B. durch Beschalten des Gate eines jeden parallelgeschalteten MOSFET mit einem Serienwiderstand zwischen 4,7 und 200 Ω (siehe Bild 3 Mitte). Als weitere Lösung kann man eine kleine Ferritdrossel mit dem Gate in Serie schalten. Dabei werden

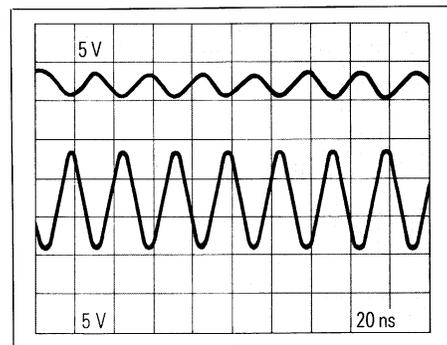


Bild 4 Das Oszillogramm zeigt die Wirkung der Gate-Schwingungen (Bild 3 oben) auf die Drain-Source-Spannung zweier parallelgeschalteter MOSFET. Die Schwingungen sind um etwa 180° phasenverschoben

die parasitären Schwingungen durch die Entkopplung von Transistor und parasitären Induktivitäten unterbunden (Bild 3 unten).

Um während der Laborphase einer Entwicklung das Gate zu schützen, empfiehlt es sich, eine Z-Diode mit etwa 16 bis 18 V Durchbruchspannung zwischen Gate und Source eines MOSFET zu schalten. Damit wird das Gate gegen unregelmäßig einsetzende Überspannungen geschützt. Werden niederohmige Gate-Steuerschaltungen verwendet, so können die Z-Dioden in der Endausführung meistens entfallen.

### Schaltungsinduzierte Spannungsspitzen

Als unvermeidbare Folge der Unterbrechung des Stromflusses über eine induktive Last werden sehr häufig Spannungen induziert. Besonders Streuinduktivitäten führen dabei zu unerwarteten Spannungsspitzen, die wiederum den Ausfall von Bauelementen verursachen können.

Gemäß der Beziehung  $U = -L \, di/dt$  sind es drei Größen, über die diese Spannungsspitzen beeinflusst werden können. Die eine ist die Zeit, die zur Reduzierung des Stromflusses erforderlich ist. Infolge der extrem hohen Schaltgeschwindigkeit der MOSFET kann diese Zeitdauer im Gegensatz zu bipolaren Transistoren sehr kurz sein, so daß die erzeugte Spannung entsprechend hoch ist. Der zu schaltende Strom ist eine weitere Größe. Beim dritten Parameter handelt es sich um die vorhandenen Induktivitäten, wobei vor allem die durch Schaltungsauslegung und Leitungslängen verursachten Streuinduktivitäten besonders kritisch sind.

Um den zeitlichen Anteil der Stromsteilheit  $di/dt$  zu verringern, läßt sich die Schaltgeschwindigkeit eines MOSFET reduzieren. Es ist in der Tat empfehlenswert, MOSFET nur so schnell schalten zu lassen, wie dies erforderlich ist. Ein anderer Gesichtspunkt liegt darin, daß, wie bei der Parallelschaltung erwähnt, die Aufteilung des gepulsten Stroms unter den MOSFET um so günstiger ist, je schneller sie schalten. Obwohl die Spannungsspitzen also durch einen langsameren Betrieb verringert werden, ist dies nicht unbedingt die beste

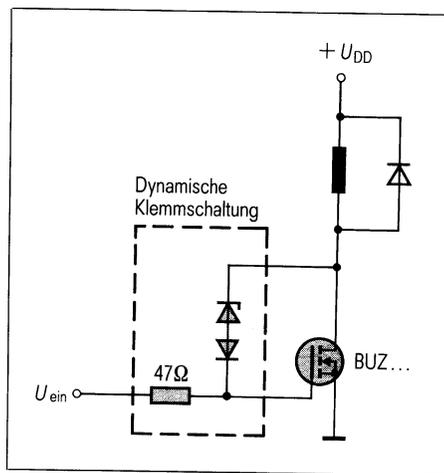


Bild 5 Prinzip der dynamischen Klemmschaltung: Z-Diode und herkömmliche Diode gegensinnig gepolt. Der Gate-Serienwiderstand entkoppelt die Klemmschaltung gegenüber der Ansteuerschaltung

Lösung für das Parallelschalten von MOSFET.

Streuinduktivitäten sind grundsätzlich nicht zu vermeiden. Sie sollten jedoch so niedrig wie nur möglich gehalten werden. Eine sorgfältige Auslegung der Platine kann sehr wirkungsvoll sein, z.B. bei zweiseitig kupferkaschierten Platinen, deren eine Seite als Masse dient. Die Verbindungen zwischen diesem Masseanschluß für die Schaltungselemente und den Masseanschlüssen der Stromversorgung und der Ansteuerung sollten möglichst kurz sein.

Andererseits kann man auch einen dreimal dickeren Kupferbelag verwenden, als für den maximalen Strom notwendig ist. Eine weitere wirksame Möglichkeit zur Unterdrückung der Induktivitäten ist, die Leiterbahnen möglichst kurz und breit zu gestalten. Schaltungstechnisch ist es immer günstig, die Verbindungen mit der Platine, besonders diejenigen, die Laststrom führen, so kurz und dick wie möglich auszulegen.

### Dynamische Klemmschaltung

Die sogenannte dynamische Klemmschaltung ist eine weitere Methode zur Unterdrückung von Spannungsspitzen. Hierbei unterdrückt jeder MOSFET die eigenen Spannungsspitzen mit Hilfe einer Gegenkopplung, d.h., ein Anteil der transienten Energie wird an das Gate bzw. die Gates der MOSFET zurückgeführt. Dies erfordert zusätz-

lich eine Kleinsignal-Z-Diode (5 W), eine Universal-Diode sowie einen Gate-Serienwiderstand (Bild 5).

Überschreitet eine positive Drain-Source-Spannung am MOSFET den Durchbruchspannungswert der Z-Diode, wird die dynamische Klemmschaltung aktiviert. Der Z-Diodenstrom lädt die Gate-Kapazität auf, bis die Gate-Spannung ihren Schwellenwert erreicht hat. Somit schaltet der MOSFET ein und führt die transiente Energie an Masse. Das Gate wird durch den Serienwiderstand gegen die Steuerschaltung entkoppelt. Der MOSFET klemmt den Sprung am Z-Spannungspiegel und schützt sich somit selbst. Im Bild 6 dienen 10-Ω-Widerstände zum Schutz der MOSFET gegen parasitäre Gate-Schwingungen. Die Oszillogramme (Bilder 7, 8, 9 und 10) zeigen die an den MOSFET erscheinenden Spannungen (Bilder 7 und 8 ohne, Bilder 9 und 10 mit dynamischer Klemmschaltung). Im Bild 10 ist zusätzlich ein ungepoltter 5-µF-Kondensator (»Snubber«) eingesetzt worden.

Die obere Kurve im Bild 7 stellt die Gate-Source-Steuerspannung dar, während an der unteren Kurve der Drain-Source-Spannungssprung 200 V erreicht, obwohl  $U_{DD}$  nur 125 V beträgt. Diese Spannungsspitze rührt von der Source-Streuinduktivität her. Schaltet sich der MOSFET aus, wird der Strom über diese Streuinduktivität unterbrochen. Die resultierende Rücklaufspannung steuert die Source des MOSFET an (negativ bezogen auf Masse), was zu einer positiven Erhöhung der Drain-Source- sowie der Gate-Source-Spannung führt. Zur Verringerung der Source-Induktivität wird die Drahtlänge zwischen der Source und Masse verkürzt und die Drahtdicke vergrößert.

Aus Bild 8 wird ersichtlich, daß infolge dieser Verringerung der Source-Induktivität die Spannung  $U_{DD}$  sich auf 175 V erhöhen läßt, ehe eine Spannungsspitze von 200 V erscheint.

Bild 9 zeigt die Wirkung der dynamischen Klemmschaltung, bei der die 200-V-Spannungsspitze des Bildes 8 nun auf <190 V geklemmt wird. Die Gate-Source-Spannung im Bild 9 wird für die Dauer des Spannungssprungs oberhalb des Schwellenwertes gehalten, d.h., der MOSFET schützt sich selbst.

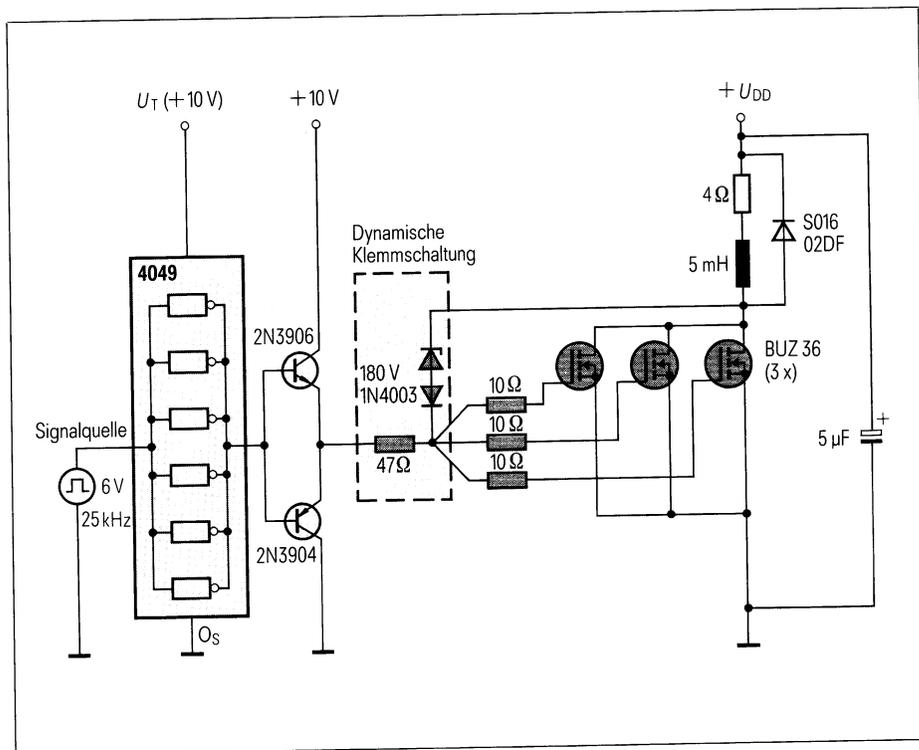


Bild 6 Parallelschaltung von MOSFET mit Last- und Steuerkreisen sowie dynamischer Klemmschaltung

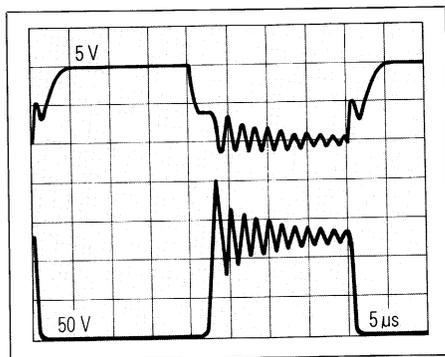


Bild 7 Oszillogramm der Gate-Spannung (oben) sowie der Drain-Source-Spannung (unten) ohne die dynamische Klemmschaltung. Bei  $U_{DD} = 125\text{ V}$  erreicht der Spannungssprung 200 V

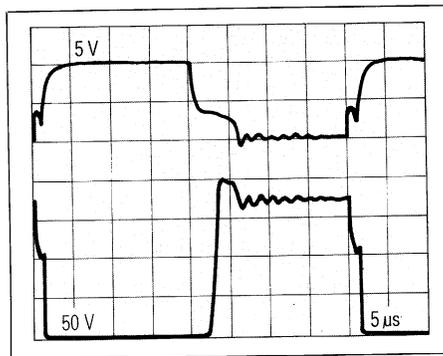


Bild 8 Nach Reduzierung der Source-Induktivität gegenüber Bild 7 läßt sich eine Spannung  $U_{DD}$  von nunmehr 175 V (vorher 125 V) anlegen, bevor der Spannungssprung 200 V erreicht

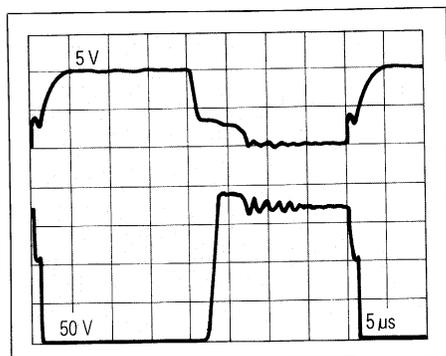


Bild 9 Durch Einsatz der dynamischen Klemmschaltung wird der 200-V-Spannungssprung nach Bild 8 auf  $<190\text{ V}$  geklemmt

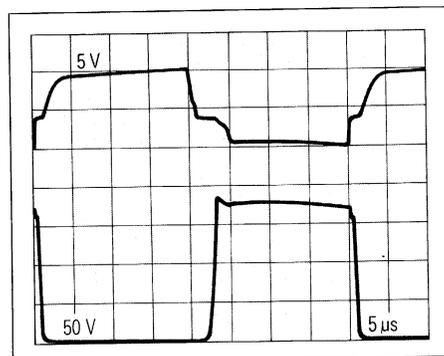


Bild 10 Reduzierung der Spannungsspitzen durch einen ungepolten Kondensator ( $5\text{ }\mu\text{F}/250\text{ V}$ )

In diesem Beispiel kommt eine 180-V-Z-Diode zum Einsatz. Die Durchbruchspannung dieser Diode wurde mit 186 V bei einem Spitzenstrom von 50 mA, d.h. dem Spitzenstrom bei der Aktivierung der dynamischen Klemmschaltung, gemessen. Da es sich hier um einen kontrollierten Laborversuch handelte, ließ sich eine 180-V-Z-Diode zum Schutz der 200-V-MOSFET verwenden.

Die empfohlene Z-Spannung für die Diode der dynamischen Klemmschaltung ist durch

$U_Z (\text{Worst-case}) < (U_{(BR)DSS} - U_{GS(th)})$  gegeben. Z-Dioden lassen sich gegebenenfalls zur Erhöhung der Gesamtspannung in Serie schalten.

Durch die dynamische Klemmschaltung werden die MOSFET gezwungen, den Drainstrom bei einer der  $U_{(BR)DSS}$  nahen Spannung zu führen, so daß eine erhebliche Verlustleistung auftritt. Folglich eignet sich die dynamische Klemmschaltung nur dazu, Spannungssprünge zu klemmen. Es wird daher als zusätzliche Schutzmaßnahme empfohlen, die dynamische Klemmschaltung parallel mit einer herkömmlichen Klemmschaltung einzusetzen. Ermöglicht dieser zusätzliche Schutz den Einsatz eines MOSFET geringerer Spannung, so ist die dynamische Klemmschaltung besonders kostenwirksam.

Bild 10 zeigt die Wirkung eines ungepolten Kondensators von  $5\text{ }\mu\text{F}/250\text{ V}$ , der der Stromversorgung zugeschaltet ist. Er unterdrückt den Einfluß der Streuinduktivität besonders wirksam. Ein solcher Kondensator ist jedoch kostspielig und außerdem bei Anwendung der dynamischen Klemmschaltung kaum erforderlich.

### Schlußbemerkung

Obwohl sich die Parallelschaltung von MOSFET nicht so einfach gestaltet, wie man bei ihrer ersten Markteinführung vor etwa zehn Jahren dachte, sind die Schwierigkeiten durchaus beherrschbar. Die vorgeschlagenen Lösungen, besonders die dynamische Klemmschaltung, können die Arbeit des Schaltungsentwicklers viel einfacher gestalten. Berücksichtigt man die Vorteile des MOSFET-Einsatzes, so wird deutlich, daß das Parallelschalten von MOSFET eine besonders lohnende Aufgabe ist.