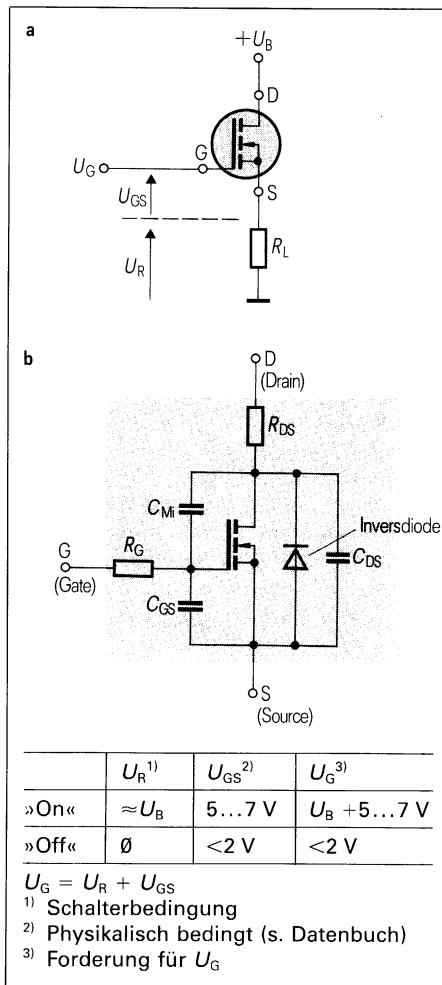


# Betrieb von SIPMOS-Transistoren bei masseseitiger Last

Elektrische Geräte und Bauteile, die entweder bauartbedingt oder aus anderen Gründen einseitig an Masse liegen, benötigen zur Stromversorgung im Prinzip nur eine einpolige Leitung, wenn die Rückleitung über das metallische Chassis oder andere Metallteile der betreffenden Konstruktion erfolgt. Derartige Lasten kommen besonders häufig im Kfz- und Maschinenbau vor. Wenn man mit SIPMOS®-Transistoren solche zwischen Source und Masse liegende Lasten schalten will, benötigt man zwischen Gate und Masse eine Spannung  $U_{GS}$ , die um mindestens 5 V (bei voller Ausnutzung der Schaltleistung  $\approx 7$  V) über der allgemeinen Betriebsspannung  $U_B$  liegen muß. Für den Fall, daß ein solcher Schalter nicht extrem schnell zu sein braucht, sondern eine Schaltzeit von 0,1 bis 1 ms haben darf – oder sogar haben soll – und die Betriebsspannung im Bereich von 5 bis 30 V liegt, läßt sich ein entsprechender Gatespannungsgenerator verhältnismäßig einfach aufbauen. Bei Schaltströmen von 1 A und darüber ist eine solche Anordnung in der Summe sicher kostengünstiger als der Einsatz eines teureren p-Kanal-Feldeffekttransistors.

In **Bild 1** ist zu erkennen, welche Spannung am Gate angelegt werden muß, um einen SIPMOS-Transistor bei masseseitiger Last vollständig ein- bzw. auszuschalten. Zu beachten ist dabei, daß zwischen Gate und Source sowie zwischen Gate und Drain Kapazitäten liegen ( $C_{GS}$  und  $C_{Mi}$ ), die beim Einschaltvorgang aufgeladen und beim Ausschaltvorgang wieder entladen werden müssen.

In **Bild 2** ist die einfachste Ausführung eines Gatespannungsgenerators zu sehen. Ein CMOS-Schmitt-Trigger arbeitet infolge einer äußeren Beschaltung mit einem Widerstand (R1) und einem Kondensator (C1) als Rechteckimpuls-generator, wobei der Spannungshub praktisch fast genauso groß ist wie  $U_B$ . Immer, wenn der Ausgang den Logikpegel L hat, wird der Kondensator C2



**Bild 1** SIPMOS-Transistor als Schalter bei masseseitiger Last  $R_L$  (a) Ersatzschaltbild eines n-Kanal-SIPMOS-Transistors (b)

über die Diode D1 auf  $U_B - U_F$  ( $U_F$  ist die Diodendurchlaßspannung) aufgeladen. Während der darauffolgenden Halbperiode (Logikpegel H) addiert sich nun diese am Kondensator C2 liegende Spannung zur Betriebsspannung, so daß nach der Diode D2 halberperiodenweise eine Spannung von  $U_B - U_F + U_B - U_F$ , d. h.  $2(U_B - U_F)$  vorhanden ist. Wenn man mit dieser Spitzenspannung die Eingangskapazität im

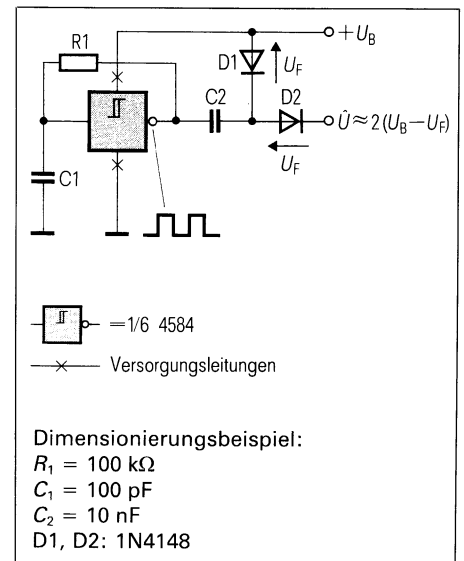
	$U_R$ <sup>1)</sup>	$U_{GS}$ <sup>2)</sup>	$U_G$ <sup>3)</sup>
»On«	$\approx U_B$	5...7 V	$U_B + 5...7$ V
»Off«	$\emptyset$	<2 V	<2 V

$$U_G = U_R + U_{GS}$$

1) Schalterbedingung

2) Physikalisch bedingt (s. Datenbuch)

3) Forderung für  $U_G$



**Bild 2** Gatespannungsgenerator (Spannungsverdoppler) mit CMOS-Schmitt-Trigger 4584 für Betriebsspannungen von 9 bis 15 V

SIPMOS-Transistor auflädt, erreicht man im Endeffekt eine Spannung von  $U_{GS} = 2(U_B - U_F) - U_B$ , d. h. etwa  $U_B - 2$  V, da  $U_F$  nicht größer als 1 V anzunehmen ist. Die Schaltung eignet sich demnach für Betriebsspannungen von 9 bis 15 V, wobei sich die obere Grenze durch die maximal zulässige Speisespannung für den CMOS-Baustein ergibt.

Wenn  $U_B$  z. B. nur 5 V beträgt, benötigt man statt der Spannungs-Verdoppler-Schaltung eine Spannungs-Verdreifacher-Schaltung. Eine mögliche Ausführung wird in **Bild 3** gezeigt. Hier ist nach der ersten vollen Rechteckschwingungsperiode im Idealfall der Kondensator C3 auf  $2(U_B - U_F)$  aufgeladen, und bei der nächsten Halbperiode kommt zu dieser Spannung noch  $U_B$  dazu, so daß nach der Diode D3 halberperiodenweise eine Spannung von  $3(U_B - U_F)$  entsteht, d. h. für  $U_{GS}$  noch mit einer Spannung von  $\approx 2 U_B - 3$  V zu rechnen ist (bei  $U_B = 5$  V somit  $U_{GS} \approx 7$  V). Falls die Betriebsspannung über 15 V liegt, muß der Rechteckimpulsgenera-

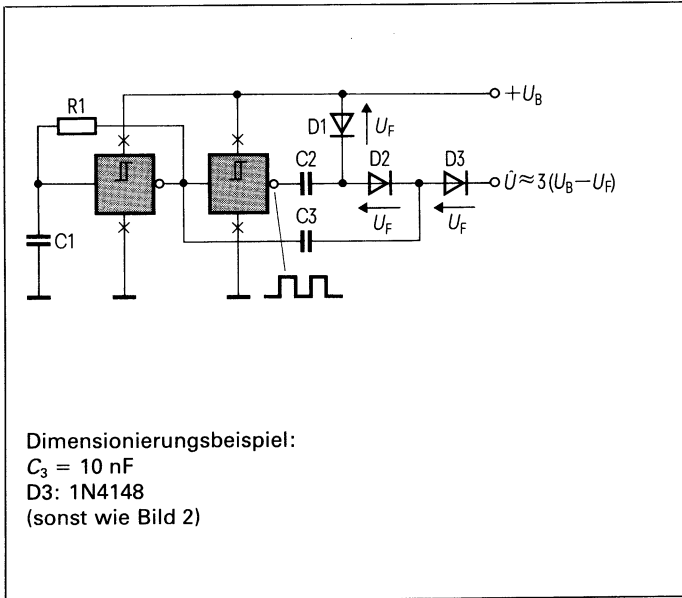


Bild 3 Gatespannungsgenerator in Verdreifacherschaltung für Betriebsspannungen von 5 bis 10 V

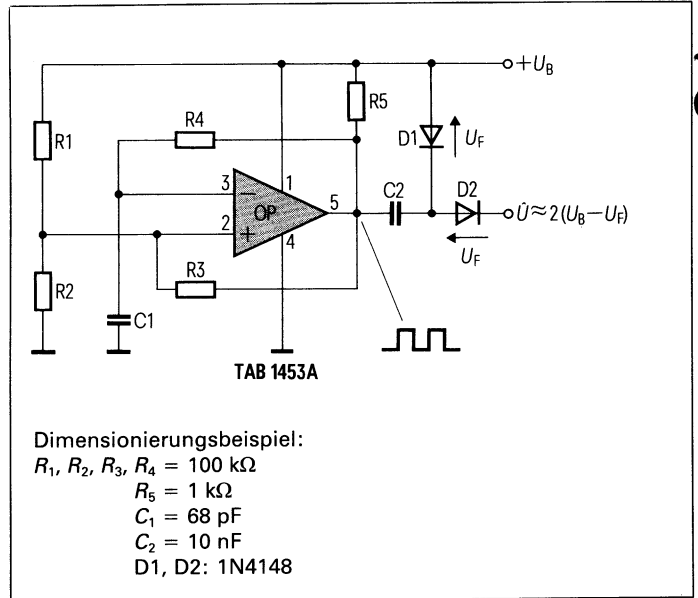


Bild 4 Gatespannungsgenerator mit Operationsverstärker TAB 1453A für Betriebsspannungen von 10 bis 30 V (Spannungsverdoppler)

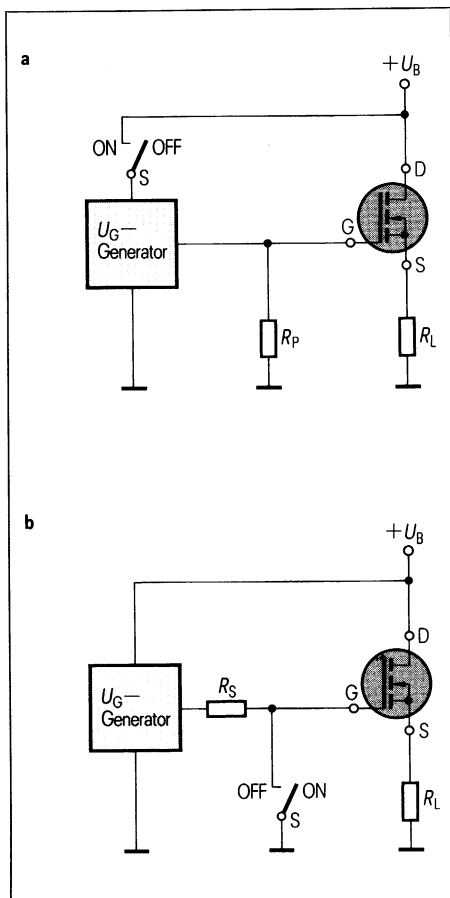


Bild 5 Prinzipmöglichkeiten für die Anordnung eines Kleinleistungsschalters S (bzw. eines entsprechenden Kleinsignaltransistors) zum Ein- und Ausschalten des SIPMOS-Transistors bei masseseitiger Last  $R_L$

a Version I  $R_p$  z. B. 100 k $\Omega$     b Version II  $R_s$  z. B. 100 k $\Omega$

tor anders ausgeführt werden. Eine Schaltung mit einem Operationsverstärker, die sich z. B. für Betriebsspannungen bis zu 30 V eignet, ist in Bild 4 zu sehen. Eine solche Schaltung ist auch dann günstig, wenn ein besonders kleiner Generator-Innenwiderstand erforderlich ist, weil man schnell schalten oder mehrere Leistungsschalter mit nur einem Generator betreiben will.

Da die SIPMOS-Eingangskapazität die Größenordnung von 1 nF hat und die Ladung von einer Kapazität entnommen wird, die 10 nF beträgt, ergibt sich bei der Inbetriebnahme des Rechteckimpulsgenerators bereits nach der ersten Periode eine entsprechend hohe Spannung  $U_{GS}$ . Andererseits ist zu berücksichtigen, daß der 10-nF-Kondensator infolge des Innenwiderstands vom Rechteckimpulsgenerator nicht beliebig schnell aufgeladen wird. Wenn z. B. ein Innenwiderstand von 1 k $\Omega$  vorliegt ( $R_5$  in Bild 4), gilt eine Zeitkonstante von 10  $\mu\text{s}$ , d. h. es bringt nicht viel, wenn man die Impulsfrequenz des Rechteckimpulsgenerators über  $1/2 \cdot 10 \mu\text{s} (= 50 \text{ kHz})$  legt. Andererseits schadet aber eine etwas höhere Frequenz nicht; sie kann also z. B. ohne weiteres bei etwa 100 kHz liegen. Bislang wurde immer nur das Aufladen der Eingangskapazität betrachtet, also das Einschalten des Transistors. Zum Ausschalten gibt es im Prinzip zwei Möglichkeiten, nämlich die selbsttätige Entladung durch einen ständig zwischen Gate und Masse liegenden Widerstand  $R_p$  (Bild 5, Version I), oder ein

niederohmiges Verbinden des Gates mit Masse durch einen Schalter, wobei aber dann ein Vorwiderstand  $R_s$  in die Leitung zwischen Gatespannungsgenerator und Gate einzufügen ist (Bild 5, Version II). Selbstverständlich können beide Schalterarten durch Kleinsignaltransistoren realisiert werden. Bei der Version I ergibt sich der Vorteil, daß kein Ruhestrom auftritt, weil der Gatespannungsgenerator vollständig von  $U_B$  getrennt ist, während die Version II den Vorteil bietet, auch mehrere Transistoren mit nur einem Gatespannungsgenerator versorgen zu können. Zu beachten ist, daß der Widerstand  $R_p$  bzw.  $R_s$  im allgemeinen sehr hochohmig sein muß im Verhältnis zum Innenwiderstand des Rechteckimpulsgenerators, damit keine wesentliche Herabsetzung der am Gate letztendlich anliegenden Spannung auftritt.

Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß ein Gatespannungsgenerator, wie er hier vorgestellt wurde, auch dann zweckmäßig sein kann, wenn die Last zwar nicht einseitig an Masse liegt, die zur Ansteuerung verfügbare Spannung jedoch zu klein ist (z. B. 5-V-Steuerelektronik oder  $U_B$  überhaupt kleiner als 7 V). Ein solcher Fall ergibt sich z. B. in der Autoelektronik, wenn bei einem 12-V-Bordnetz während des Anlaßvorgangs die Spannung bis auf 5 V absinkt, dabei aber über SIPMOS-Transistoren gesteuerte Verbraucher zuverlässig arbeiten müssen (z. B. Einspritzventile).

Helmut Rabl