

H. Schmidt



Datasheet Global

VMOS Transistoren  
Eigenschaften und Schaltungsbeispiele

---

# **INTERMETALL**

Halbleiterwerk der  
Deutsche ITT Industries GmbH

## **VMOS-Transistoren Eigenschaften und Schaltungsbeispiele**

Zusammengestellt von folgenden  
Mitarbeitern der ITT Semiconductors Gruppe  
Leslie Miskin, B. Sc., Freiburg  
Ing. Günter Peltz, Freiburg  
Richard Pickvance, B. A., Footscray  
Ing. Hermann Dieringer, Freiburg

---

© 1979 International Telephone  
and Telegraph Corporation

Zuschriften über technische Unterlagen richten Sie bitte an  
INTERMETALL GmbH Postfach 840 D-7800 Freiburg

Nachdruck mit Quellenangabe wird im allgemeinen gestattet. In jedem Falle ist jedoch unsere Genehmigung erforderlich. Die Veröffentlichung erfolgt ohne Berücksichtigung der Patentsituation und möglicher Schutzrechte Dritter. Die Informationen und Vorschläge werden unverbindlich gegeben und können keine Haftung begründen; sie geben keine Auskunft über die Liefermöglichkeiten der angeführten Bauelemente. Die Überlassung von Entwicklungsmustern verpflichtet uns nicht zur Lieferung größerer Stückzahlen zu einem bestimmten Termin. Hierfür verbindlich ist allein unsere Auftragsbestätigung.

Printed in W.-Germany  
Imprimé dans la République Fédérale d'Allemagne  
Herstellung: Druckhaus Rombach + Co GmbH, D-7800 Freiburg

Ausgabe 1981/2 · Bestell-Nr. 6240-09-2 D

---



---

## Vorwort

Diese Schrift enthält dimensionierte Schaltungen und auch Schaltungsideen, welche die Kreativität des Lesers anregen sollen. Schaltungen ohne Bauteildimensionierung sind Vorschläge, die den jeweiligen Anforderungen angepaßt werden müssen.

---

	Seite		Seite
1. <b>Einleitung</b>	4	5. <b>Analogschalten und -steuern</b>	17
1.1. Allgemeines	4	5.1. Analogschalter	17
1.2. Komplementäre VMOS-Transistoren	4	5.2. Anwendungen als veränderbarer Widerstand	17
1.3. Drain-Source-Diode	4		
1.4. Handhabung	5	6. <b>Zeitgeber</b>	19
		6.1. Ausschaltverzögerung	19
2. <b>Stromversorgungsschaltungen</b>	5	6.1.1. Ausschaltverzögerung für die Innenbeleuchtung von Kraftfahrzeugen	19
2.1. Lineare Regler	5	6.1.2. Ausschaltverzögerung für Licht	19
2.2. Geschaltete Gleichstromwandler	5	6.1.3. Ausschaltverzögerung für Kraftwagen- Standlichter	19
2.3. Spannungsverdoppelnde Stromversorgung	7	6.2. Blinkschaltung	20
2.4. Sinusinverter und -oszillatoren	7	6.3. Automatischer Türöffner und -schließer	20
2.5. Stromquellen	8	6.4. Zeitgeber für eine Dunstabzugshaube	21
2.6. Erzeugung von Drehstrom	9		
		7. <b>Schaltanwendungen</b>	21
3. <b>Niederfrequenzverstärkung</b>	10	7.1. Glühlampenansteuerung	21
3.1. A-Verstärker	10	7.2. Schmitt-Trigger	21
3.2. ABC-Verstärker mit komplementären VMOS-Transistoren	11	7.3. Tastwahl-Telefon	22
3.3. D-Verstärker	11	7.4. Zündsystem für Kraftfahrzeuge	22
3.3.1. Grundlagen	11	7.5. Ansteuerung von Leuchtdioden	22
3.3.2. VMOS-Transistoren für D-Verstärker	13	7.6. Interface mit Logikschaltungen und Mikroprozessoren	23
3.3.3. Modulation und das Problem der Klasse	13	7.7. Taktreiber	23
3.3.4. Klirrgrad	13	7.8. Digitale Video-Ausgangsstufe	24
3.3.5. Filter	13		
3.3.6. Gegenkopplung	14	8. <b>Wandler und Fühler</b>	24
3.3.7. Ansteuerung der Ausgangstransistoren	14	8.1. Wasser-Detektoren	24
3.3.8. Überlastungsschutz	14	8.2. Berührungsschalter	25
3.3.9. Anwendung als Hi-Fi-Verstärker	15	8.3. IR-Tonfrequenzsender und -empfänger	25
		8.4. Elektronische Kerze	26
4. <b>Hochfrequenzverstärkung</b>	15		
4.1. Rauscharme Kleinsignalverstärkung	15	9. <b>Schrifttum</b>	27
4.2. Sender-Ausgangsstufen	15		
4.3. Impulsverstärkung	16		

---

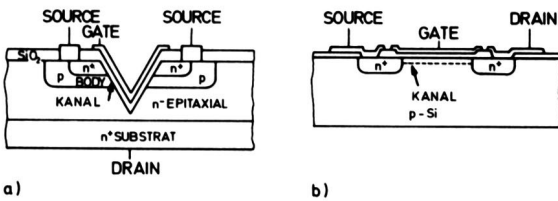


# Einleitung

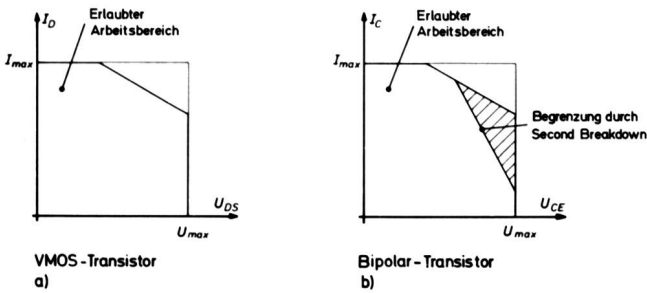
## 1. Einleitung

### 1.1. Allgemeines

Herkömmliche MOS-Feldeffekt-Transistoren (MOS-FETs) haben einen großen ON-Widerstand und ungünstiges Schaltverhalten. Der Grund dafür liegt in der relativ geringen Genauigkeit, mit der sich laterale Transistorstrukturen herstellen lassen. Die Länge des Kanals, die den ON-Widerstand bestimmt, kann nicht unter ein bestimmtes Maß verkleinert



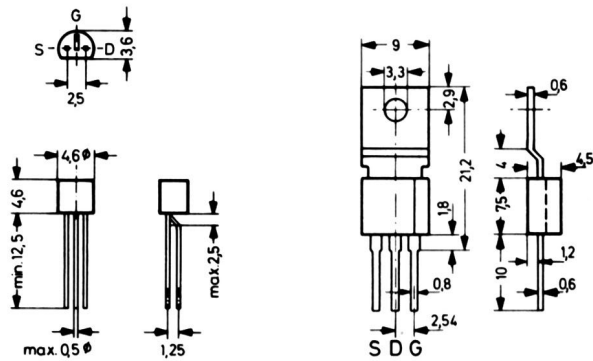
**Bild 1:** Technologie  
a) VMOS-Struktur b) lateraler MOS-FET



**Bild 2:** Erlaubter Arbeitsbereich für  
a) VMOS-Transistoren b) bipolare Transistoren

werden. Die notwendige Überlappung der Gate-Elektrode über Drain und Source führt zu hohen Kapazitäten und somit langen Schaltzeiten bzw. niedriger Grenzfrequenz. Leistungstransistoren in dieser MOS-FET-Technologie sind insbesondere für höhere Frequenzen nicht realisierbar.

Verwendet man statt der lateralen, durch die begrenzte Genauigkeit der Maskenjustierung bestimmten Struktur (Bild 1b) eine vertikale (VMOS-)Struktur (Bild 1a), die sich durch kleineren Flächenbedarf auszeichnet, so ist die Genauigkeit der Transistoreigenschaften durch die Diffusionstiefe bestimmt, und die oben beschriebenen Nachteile sind weitgehend vermieden: Die Länge des Kanals wird durch die extrem dünne Body-Schicht bestimmt, was zu einem sehr kleinen ON-Widerstand führt. Die Kapazitäten sind ebenfalls wesentlich kleiner, weil die überlappenden Flächen viel kleiner sind. Die VMOS-Technologie verbessert so die Eigenschaften von MOS-Transistoren hinsichtlich ON-Widerstand und HF-Verhalten, ohne den hohen Eingangswiderstand und das geringe Rauschen zu verschlechtern.



Kunststoffgehäuse der Typen BS107, BS170, BS250  
Kunststoffgehäuse der Typen BD512, BD522

### N-Kanal-VMOS-Transistoren

Typ	Grenzwerte		Kennwerte bei $T_j = 25^\circ\text{C}$								
	Drain-Source-Spannung	Drain-Strom (dauernd)	Verlustleistung bei $T_G = 25^\circ\text{C}$	Gate-Source-Schwellenspannung bei $U_{GS} = U_{DS}, I_D = 1\text{ mA}$	Drain-Source-Widerstand <sup>1)</sup>			Drain-Reststrom		Betrag der Transmittanz <sup>1)</sup>	
	$U_{DSS}$ V	$I_D$ A	$P_{tot}$ W	$U_{GS(TO)}$ V	$r_{DS(ON)}$ $\Omega$	$r_{DS(ON)}$ $\Omega$	$r_{DS(ON)}$ $\Omega$	$I_{DSS}$ $\mu\text{A}$	$I_{DSS}$ nA	$ y_{fs} $ mS	$ y_{fs} $ mS
<b>BS 107</b>	200	0,12	0,5	-	-	-	15 (< 28)	-	< 30	-	-
<b>BS 170</b>	60	0,5	0,83	0,8 ... 3	3,5 (< 5)	-	-	< 0,5	-	200	-
<b>BD 522</b>	60	1,5	10	0,8 ... 3	-	2 (< 3)	-	< 0,5	-	-	400

### P-Kanal-VMOS-Transistoren

Typ	Grenzwerte		Kennwerte bei $T_j = 25^\circ\text{C}$								
	Drain-Source-Spannung	Drain-strom (dauernd)	Verlustleistung bei $T_G = 25^\circ\text{C}$	Gate-Source-Schwellenspannung bei $U_{GS} = U_{DS}, -I_D = 1\text{ mA}$	Drain-Source-Widerstand <sup>1)</sup>			Drain-Reststrom		Betrag der Transmittanz <sup>1)</sup>	
	$-U_{DSS}$ V	$-I_D$ A	$P_{tot}$ W	$-U_{GS(TO)}$ V	$r_{DS(ON)}$ $\Omega$	$r_{DS(ON)}$ $\Omega$	$r_{DS(ON)}$ $\Omega$	$-I_{DSS}$ $\mu\text{A}$	$-I_{DSS}$ nA	$ y_{fs} $ mS	$ y_{fs} $ mS
<b>BS 250</b>	45	0,5	0,83	1 ... 3,5	9 (< 14)	-	-	< 0,5	-	150	-
<b>BD 512</b>	60	1,5	10	1 ... 3,5	-	4,5 (< 7)	-	< 0,5	-	-	300

<sup>1)</sup> gemessen mit Impulsen von 80  $\mu\text{s}$  Dauer, Tastverhältnis 1%

Im übrigen sind VMOS-Transistoren unempfindlicher hinsichtlich Überlastung: es gibt keinen Second Breakdown (Bild 2), und der ON-Widerstand hat einen positiven Temperaturkoeffizienten. Dies bedeutet, daß der Drain-Strom sinkt, wenn die Temperatur des Transistors ansteigt, wodurch sich der Transistor selbst schützt. Ferner ist dadurch eine problemlose Parallelschaltung von VMOS-Transistoren möglich, da sich der Drain-Strom von selbst gleichmäßig auf alle Transistoren verteilt. Tabelle 1 zeigt eine Gegenüberstellung der Daten von VMOS-Transistoren und bipolaren Transistoren.

**Tabelle 1:**

Die wichtigsten Parameter der bipolaren und der VMOS-Transistoren

Parameter	Bipolar	VMOS
Eingangswiderstand	$10^3 \dots 10^5 \Omega$	$10^3 \dots 10^{11} \Omega$
Leistungsverstärkung	100 ... 200	$10^5 \dots 10^6$
Einschaltzeit	50 ... 500 ns	4 ns
Ausschaltzeit	500 ... 2000 ns	4 ns
ON-Widerstand	0,3 $\Omega$	3 $\Omega$
Überlastbarkeit	schlecht, Second Breakdown	gut
Parallelschaltung	nur mit besonderer Beschaltung	problemlos

## 1.2. Komplementäre VMOS-Transistoren

Da die Beweglichkeit von Elektronen doppelt so groß ist wie die von Löchern, haben P-Kanal-VMOS-Transistoren etwa einen doppelt so großen ON-Widerstand gegenüber N-Kanal-Transistoren, bezogen auf dieselbe Kristallfläche. Andere Daten der P-Kanal-Typen unterliegen nicht unbedingt demselben Faktor.

## 1.3. Drain-Source-Diode

Jeder VMOS-Transistor enthält strukturbedingt zwischen Source und Drain eine Diode. Bei den N-Kanal-Transistoren wird die Anode dieser Diode durch die Body-Schicht gebildet, während die  $n^+$  und  $n^-$  Schichten der Drain-Elektrode die Katode darstellen. Die Daten dieser Diode werden in den Datenblättern nicht aufgeführt, da eine praktische Nutzung der Diode nicht vorgesehen ist. Die Drain-Source-Diode ist bei den N-Kanal-Transistoren eine „gute“ Diode, ganz ähnlich einer herkömmlichen, mit 0,5 bis 1 A belastbaren Diode. Bei den P-Kanal-Transistoren hat die Drain-Source-Diode dagegen einen Spannungsabfall von mehreren Volt.

## 1.4. Handhabung

VMOS-Transistoren ohne Gate-Schutzdiode müssen ähnlich wie integrierte MOS-Schaltungen gehandhabt werden, d. h. es sind entsprechende Vorkehrungen zu treffen, um die Beschädigung der Gates durch elektrische Ladungen zu vermeiden.

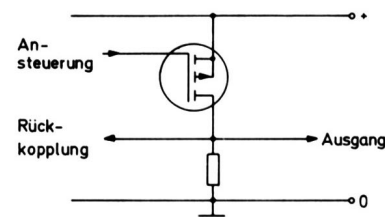
Obwohl der positive Temperaturkoeffizient des ON-Widerstandes von VMOS-Transistoren zur thermischen Stabilität beiträgt, muß dennoch für ausreichende Wärmeableitung gesorgt werden. Die Prüfung von VMOS-Transistoren durch einen Kennlinienschreiber kann gefährlich sein, und zwar wegen ihrer hohen Grenzfrequenz und wegen der hohen Augenblicksleistungen, die dabei auftreten können.

## 2. Stromversorgungsschaltungen

Beim Einsatz in linearen Reglern zeichnen sich VMOS-Transistoren durch günstiges Hochfrequenzverhalten sowie durch niedrige Treiberströme und das Fehlen einer Sättigungsspannung aus. Für Schaltnetzteile sind VMOS-Transistoren ganz besonders geeignet: Ihr schnelles Schalten ermöglicht die Leistungsumformung im Megahertz-Bereich, mit dem Vorteil entsprechender Verkleinerung der Abmessungen. Bei diesen hohen Frequenzen können Schaltnetzteile ebenso schnell wie herkömmliche lineare Regler auf Versorgungsspannungs- oder Laständerungen ansprechen.

### 2.1. Lineare Regler

Bild 3 zeigt, wie das Fehlen einer Sättigungsspannung ausgenutzt werden kann. Bei herkömmlichen Reglern ist die Mindestdifferenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung durch die Sättigungsspannung des Längstransistors begrenzt. Um eine kleine Sättigungsspannung zu erzielen, ist ein großer Basisstrom erforderlich. Bei VMOS-Transistoren hat die ON-Kennlinie eine reine Widerstandscharakteristik: Die Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung hängt nur vom Produkt des Laststroms und dieses Widerstandes ab. Der Treiberstrom ist zudem vernachlässigbar, so daß das Steuersignal von einem Operationsverstärker kleiner Leistung geliefert werden kann.

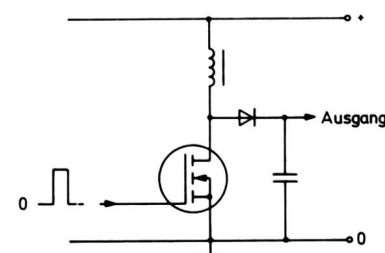


**Bild 3:** Linearer Regler

### 2.2. Geschaltete Gleichstromwandler

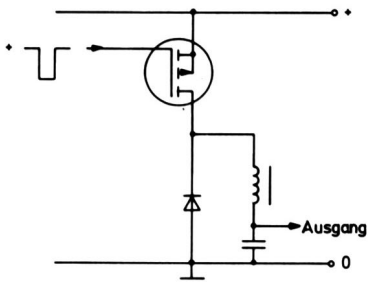
Die einfachsten Formen galvanisch nicht getrennter Regler sind in den Bildern 4, 5 und 6 dargestellt. In den praktischen Schaltungen wird die Betriebsfrequenz durch die passiven Bauelemente stärker als durch die VMOS-Transistoren selbst begrenzt. Es sollten schaltfeste Elektrolytkondensatoren oder aber bei höheren Frequenzen Kondensatoren mit festem Dielektrikum (Polycarbonat, Polypropylen usw.) eingesetzt werden.

Die spannungserhöhende Schaltung in Bild 4 läßt sich gemäß Bild 7 zu einem einfachen Wandler für Leuchtstofflampen ausbauen. Sie kann mit festem Tastverhältnis angesteuert werden. Durch Einfügen einer stromabhängigen Rückführung mit Hilfe des im Bild 7 gezeigten RC-Netzwerkes kann eine Regelschaltung geschaffen werden, die Netzspannungsschwankungen ausgleicht. Eine voll einstellbare Dimmerschaltung läßt sich durch Variation des Tastverhältnisses verwirklichen.

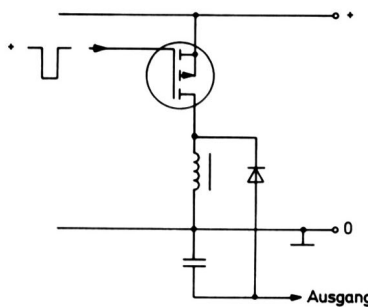


**Bild 4:** Spannungserhöhender Schaltregler

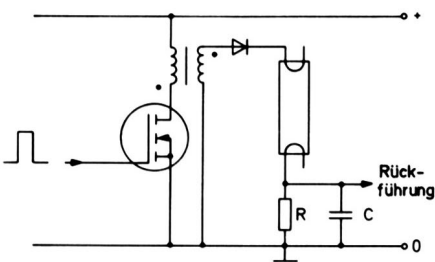
# Stromversorgungsschaltungen



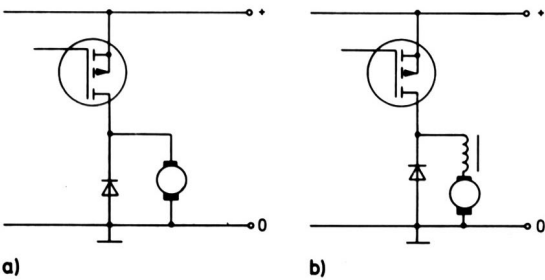
**Bild 5:**  
Spannungs-  
reduzierender  
Schaltregler



**Bild 6:**  
Schaltung zur  
Polaritätsumkehr



**Bild 7:**  
Wandler für  
Leuchtstofflampen

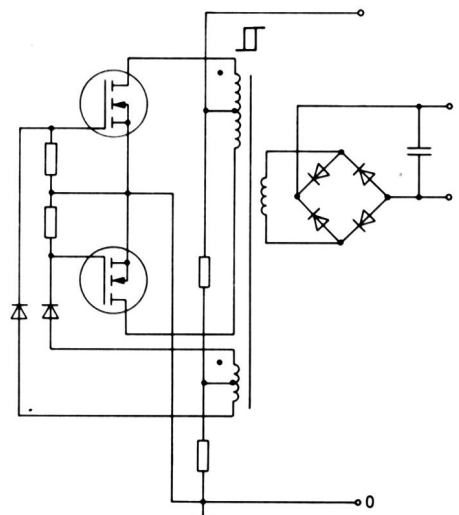


**Bild 8:** Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren  
a) Induktivität des Motors als Filter  
b) Induktivitätsarmer Motor mit externem Filter

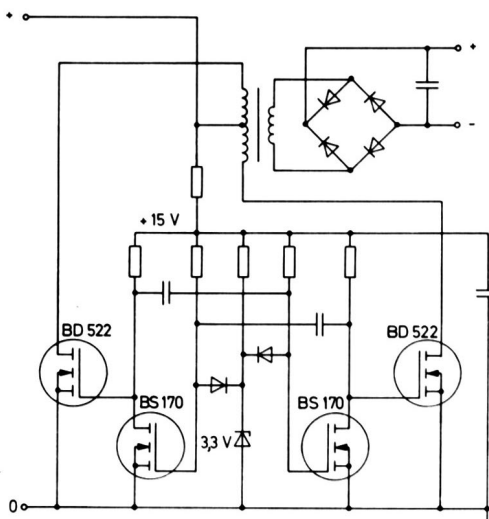
Die Sekundärspannung des Transformators erreicht einen Höchstwert, der der Zündspannung der Leuchtstofflampe entspricht. Die Spannungsbelastung des VMOS-Transistors ist daher sorgfältig zu prüfen, besonders im Hinblick auf die Streuinduktivität des Transformators [1]. Abhängig vom Verhältnis der positiven zur negativen Spannung auf der Sekundärseite des Transformators kann die eingezeichnete Diode eventuell auch entfallen.

Die spannungsreduzierende Regelschaltung in Bild 5 lässt sich zur Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren einsetzen, siehe Bild 8. Die Induktivität des Motors selbst wirkt in Bild 8a als Filterelement. Einige Motorentypen, z. B. mit gedruckter Wicklung, und andere Motoren mit eisenlosem Läufer können eine äußerst kleine Induktivität haben ( $< 100 \mu\text{H}$ ). Hier ist eine zusätzliche externe Induktivität ratsam, siehe Bild 8b, wenn nicht mit sehr hoher Schaltfrequenz gearbeitet wird.

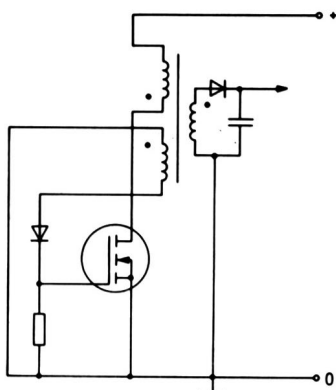
Eine Auswahl an Gleichstromwandler-Schaltungen ist in den Bildern 9 bis 11 zu sehen. Hier handelt es sich um Schaltungen, die sämtlich mit bipolaren Transistoren ausgeführt waren. Bild 9 ist der wohlbekannte Sperrschwinger. Bild 10 ist ein Wandler mit Spannungsrückkopplung, bei dem ein gesättigter Transformator verwendet wird. Die Faktoren, die Umformerschaltungen mit Stromrückkopplung attraktiv für bipolare



**Bild 10:** Wandler mit Spannungsrückkopplung



**Bild 11:** Multivibratorgesteuerter Wandler



**Bild 9:**  
Wandlerschaltung  
mit Sperrschwinger



Transistoren machen, sind auf VMOS-Transistoren weitgehend unanwendbar. Auch Wandler mit zwei Transformatoren sind denkbar. Bild 11 zeigt einen einfachen fremdgesteuerten Wandler, bei dem die Ansteuersignale einem Multivibrator entnommen werden. Dieser läßt sich mit bipolaren Transistoren oder – siehe Bild 11 – mit VMOS-Transistoren erstellen, wobei deren kurze Schaltzeiten von Vorteil sind. Die Widerstände an den Gates der VMOS-Transistoren sind derart zu bemessen, daß lange Anstiegs- und Abfallzeiten infolge der Gate-Kapazität vermieden werden.

Außer diesen Schaltungen lassen sich viele andere mit bipolaren Transistoren bestückte Wandlerschaltungen oder thyristorbestückte Rechteckspannungsinverter für die Verwendung von VMOS-Transistoren abändern. Die in Abschnitt 2.4. gezeigten Sinusinverter lassen sich selbstverständlich auch als Gleichstromwandler einsetzen. Schaltungen, die sowohl VMOS- als auch bipolare Leistungstransistoren für Gleichstrom/Gleichstrom-Umformung verwenden, siehe [2].

### 2.3. Spannungsverdoppelnde Stromversorgung

Dieser Ausdruck ist etwas zu optimistisch, da Verluste auftreten und die Ausgangsspannung nicht ganz das Doppelte der Versorgungsspannung erreicht. Die VMOS-Transistoren können von einer CMOS-Logikschaltung angesteuert werden, die mit einer hohen Frequenz schwingt. Es wurde 50 kHz verwendet, doch kann die Frequenz noch wesentlich höher sein.

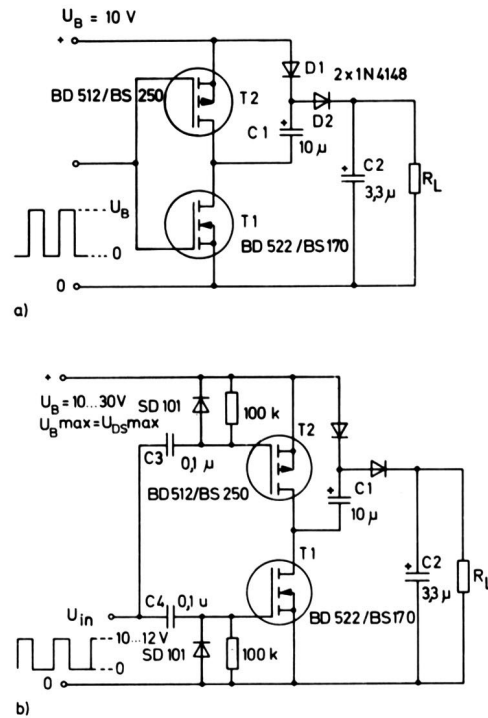
Zum besseren Verständnis des Bildes 12a sei angenommen, daß der Transistor T1 von der Steuerspannung  $U_B$  eingeschaltet wird; T2 wird folglich gesperrt. Der Kondensator C1 wird auf  $U_B - U_{F(D1)}$  aufgeladen, da der Drain des T1 praktisch auf 0 Volt liegt. Wenn die Steuerspannung auf Null abfällt, schaltet T1 rasch ab (mit einer Speicherzeit ist nicht zu rechnen, da es sich um ein Majoritätsträger-Element handelt), und T2 wird leitend. Hierdurch wird das untere Ende von C1 an  $U_B$  gelegt, und das andere Ende von C1 nimmt den Wert  $U_B + (U_B - U_{F(D1)})$  an, der sich dem Doppelten der Versorgungsspannung nähert. Die Diode D1 ist nun in Sperrichtung vorgespannt, und C1 gibt seine Ladung über die Diode D2 an C2 ab. Die an C2 liegende Spannung steigt an, und ihr Endwert hängt von der Zeitkonstante der Schaltung ab. Das Arbeitsspiel wiederholt sich, und die an C2 liegende Spannung steigt letzten Endes auf  $2U_B - 2U_F$ , falls kein Laststrom fließt.

Die Nennspannung von T1, T2 und C1 muß größer oder gleich  $U_B$  sein und sollte für C2  $2U_B$  betragen. Die VMOS-Transistoren haben einen endlichen ON-Widerstand, der den Anfangsstrom auf einen sicheren Wert begrenzt. Da die Drain-Anschlüsse der Typen BD 512 und BD 522 mit der metallischen Montagefläche des Gehäuses verbunden sind, können diese Transistoren direkt auf denselben Kühlkörper geschraubt werden, wenn große Ausgangsströme benötigt werden. Für kleine Ströme können BS 170 und BS 250 verwendet werden.

**Tabelle 3:**

Kennwerte der Schaltung nach Bild 12a, unter Verwendung von BD 512/BD 522

$U_B$	$U_{aus}$	$I_{Last}$	Wirkungsgrad
10 V	16,4 V	82 mA	72 %
10 V	17,8 V	18 mA	62 %



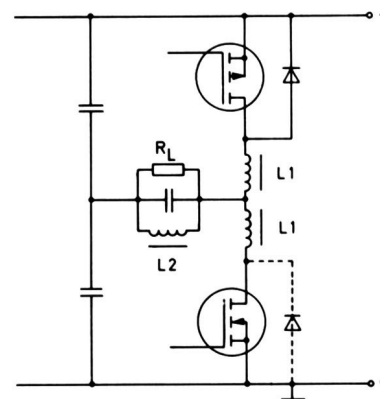
**Bild 12:** Spannungsverdoppelnde Stromversorgungen  
a) für niedrige Versorgungsspannung  
b) für hohe Versorgungsspannung

Bild 12b zeigt eine Variante der Schaltung Bild 12a, wobei die Versorgungsspannung hier höher als die Gate-Source-Spannung der VMOS-Transistoren ist. Bei steilflankigem Ansteuersignal sollten als Gate-Klemmdioden schnelle Dioden, z. B. die Schottky-Dioden SD 101 von INTERMETALL, eingesetzt werden.

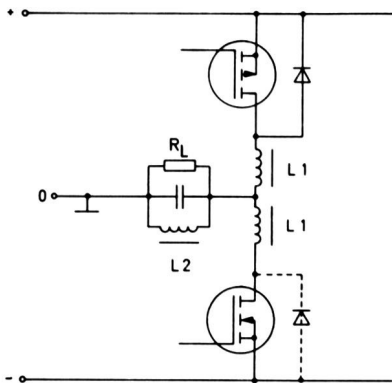
### 2.4. Sinusinverter und -oszillatoren

Die Bilder 13 bis 17 bieten eine Auswahl an Sinusinverterschaltungen, die ursprünglich meist mit Thyristoren bestückt waren. Die erforderlichen Steuersignale lassen sich mit integrierten Schaltungen erzeugen, die für Gegentaktumformer gedacht sind. Die Ansteuerung der VMOS-Transistoren ist besonders einfach, wenn Komplementärtransistoren eingesetzt werden. Sind dagegen sämtliche Elemente von derselben Polarität, wie im Falle der Thyristoren, so werden Impulstransformatoren erforderlich.

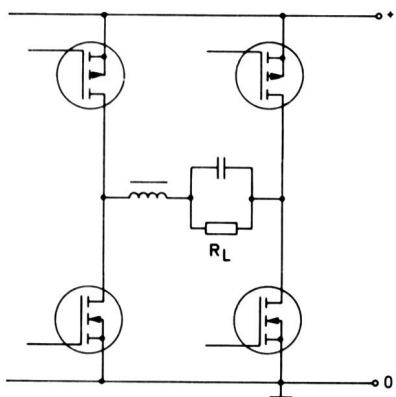
Die Berechnung von Invertiern dieser Art wird durch die große Anzahl von Veränderlichen kompliziert. Das Verhältnis von



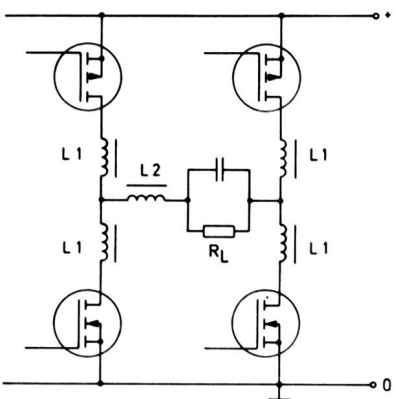
**Bild 13:** Sinusinverter, kapazitive Halbbrücke



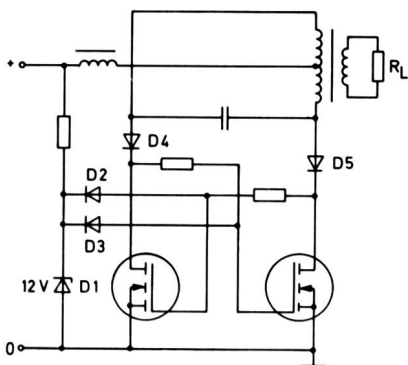
**Bild 14:**  
Sinusinverter,  
Halbbrücke mit  
Mittelanzapfung der  
Versorgungsspannung



**Bild 15:**  
Sinusinverter  
mit voller  
Brückenschaltung 1



**Bild 16:**  
Sinusinverter  
mit voller  
Brückenschaltung 2



**Bild 17:**  
Abgestimmter  
selbstschwingender  
Sinusinverter

Spitzen- zu Mittelwert bei den Spannungen und Strömen kann durch die Dimensionierung der Schaltung beeinflusst werden, z. B. durch geschickte Wahl des Verhältnisses  $L2/L1$  sowie des Verhältnisses der Ansteuerfrequenz zur natürlichen Resonanzfrequenz der Schaltung.

Die Schaltung Bild 17 enthält eine Z-Diode D1, die dazu dient, die Gate-Ansteuerspannungen zu begrenzen. Die Dioden D2 und D3 verhindern, daß die Kapazität der Z-Diode parallel mit der Gate-Kapazität auftritt. Die Signale an den Drain-Elektroden der VMOS-Transistoren haben die Form von Sinushalbwellen mit der Amplitude  $\pi \cdot U_B$ . In manchen Varianten dieser Schaltung werden die Dioden D4 und D5 nicht benötigt.

Bild 18 zeigt, wie eine Thyristorschaltung in eine VMOS-Schaltung umgewandelt werden kann. Bild 18a ist die grundlegende Schaltung. Bild 18b zeigt, wie die Steuerspannung mit einem einfachen bistabilen Multivibrator erzeugt wird. Die Dauer der Eingangsimpulse ist nicht kritisch. Bild 18c zeigt den Strom durch L1 für eine Periode, beginnend damit, daß die Schaltung durch einen Eingangsimpuls getriggert wird. Wenn sich das Vorzeichen des Stromes ändert und Strom durch die Diode zu fließen beginnt, setzen die Dioden D1, D2 den bistabilen Multivibrator zurück. Der Zeitpunkt, zu dem dies stattfindet, ist nicht kritisch, vorausgesetzt, daß es vor Ablauf der Zeit  $t_d$  geschieht.

Wenn die Form der Eingangsimpulse genau definiert ist, bietet sich die einfachere Schaltung Bild 18d an. Solange Thyristoren in dieser Schaltung Verwendung fanden, durfte die Zeit  $t_d$ , welche die zur Abschaltung des Thyristors verfügbare Zeit darstellt, nicht zu kurz werden. Wird ein VMOS-Transistor als Schalter eingesetzt, so ist die Zeit  $t_d$  unkritisch, weil der VMOS-Transistor sehr schnell schaltet und lediglich Gate-Kapazität und Generatorwiderstand die Schaltgeschwindigkeit begrenzen.

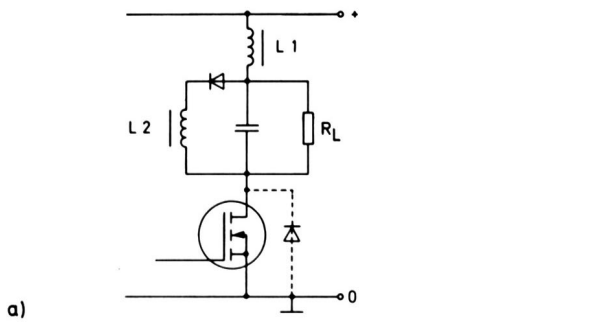
Außer den hier dargestellten Schaltungen kann man auch noch andere herkömmliche lineare Oszillatoren bauen. Ihr Wirkungsgrad ist jedoch niedriger als derjenige von geschalteten Sinusinvertoren. Die E-Ausgangsstufe (Abschnitt 4.2.) läßt sich auch als Sinusinverter hoher Leistung einsetzen.

Inverter und Oszillatoren dieser Art finden Anwendung in batteriegespeisten Leuchtstofflampen, in Vormagnetisierungs-Oszillatoren von Magnetbandgeräten und zur Ansteuerung von Ultraschallwandlern, insbesondere piezoelektrischen Keramikscheiben oder -ringen. Wenn Leuchtstofflampen mit den hohen Betriebsfrequenzen arbeiten, die bei VMOS-Transistoren möglich sind, so führt dies zu wesentlich kleineren Vorschaltrosseln mit Ferritkernen, mit entsprechender Einsparung an Größe und Kosten. Typische Hochleistungs-Ultraschallanwendungen umfassen Reinigungs- (20 . . . 50 kHz), Zerstäubungs- (> 1 MHz), Schweiß- und Lötanlagen.

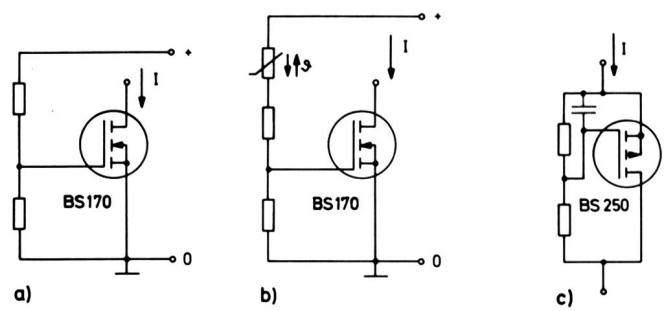
## 2.5. Stromquellen

Aufgrund ihrer hohen Ausgangsimpedenz lassen sich mit VMOS-Transistoren gute Stromquellen auch dann herstellen, wenn sie nicht geregelt sind. In Bild 19a und Bild 19b sind nicht kompensierte bzw. temperaturkompensierte Schaltungen dieser Art dargestellt. In der in Bild 20 gezeigten Schaltung hängt die Genauigkeit der geregelten Stromquelle vom Temperaturkoeffizienten der Basisspannung des bipolaren Transistors ab.

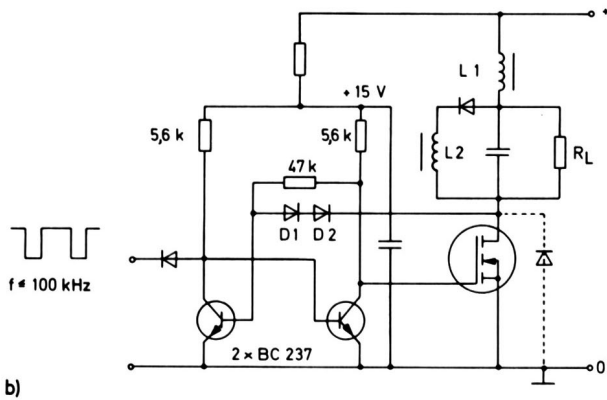
Die Genauigkeit der Schaltung in Bild 21 beruht auf der Gleichheit von Source- und Drainstrom. Beim Einsatz von bipolaren



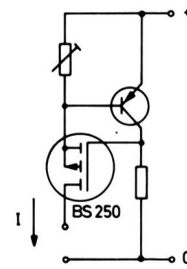
a)



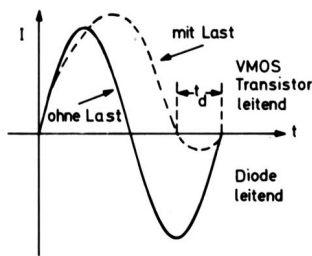
**Bild 19:** Ungeregelte Stromquellen  
 a) ohne Temperaturkompensation  
 b) mit Temperaturkompensation  
 c) zweipolige Stromquelle, dynamisch



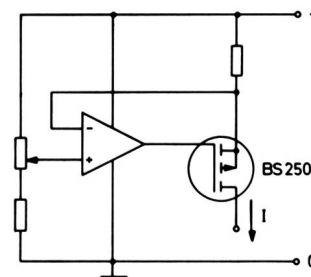
b)



**Bild 20:**  
Geregelte Stromquelle

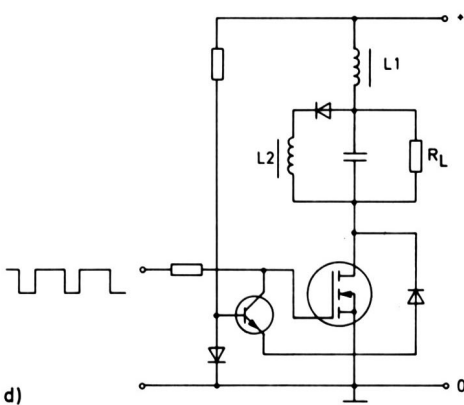


c)



**Bild 21:**  
Geregelte, temperaturunabhängige Stromquelle

Transistoren in dieser Schaltung wird durch den Basisstrom ein Fehler erzeugt, wohingegen der äußerst niedrige Gate-Strom des VMOS-Transistors diesen Fehler vermeidet, selbst dann, wenn der Source-Strom in den Milliamperebereich fällt. Die Schaltung Bild 19c stellt einen für dynamische Signale hochohmigen Zweipol dar, der vorteilhaft in Verstärkerschaltungen eingesetzt werden kann.

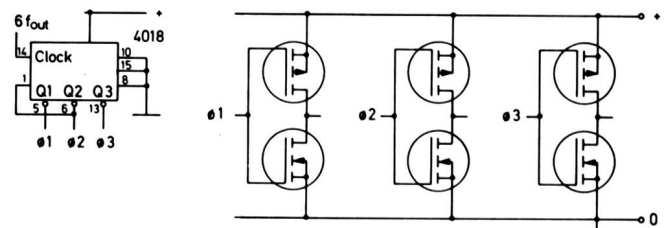


d)

**Bild 18:** Umrüstung einer Thyristorschaltung auf VMOS-Transistoren  
 a) Grundschaltung  
 b) bistabiler Treiber  
 c) Stromverlauf in der Schaltung  
 d) einfachste Schaltung

## 2.6. Erzeugung von Drehstrom

Bild 22 zeigt die grundlegende Schaltung eines Drehstromgenerators, dessen Ausgangsspannungen Rechteckform und eine Frequenz von einem Sechstel der Eingangsfrequenz haben. Die VMOS-Transistoren können direkt vom CMOS-

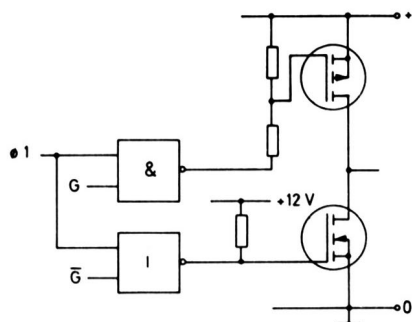


**Bild 22:** Drehstromgenerator

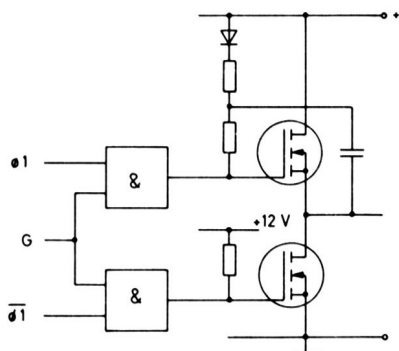


# Niederfrequenzverstärkung

Teiler 4018 angesteuert werden, falls Teiler und Endstufe an derselben Versorgungsspannung von 10 . . . 15 V betrieben werden. Für höhere Ausgangsleistungen und höhere Versorgungsspannung kann sich der Einsatz von Koppelkondensatoren nach Bild 12b als nützlich erweisen.



**Bild 23:** Pulsbreitenmodulation einer Ausgangsstufe von Bild 22



**Bild 24:** Pulsbreitenmodulation einer nichtkomplementären Ausgangsstufe

In den Bildern 23 und 24 wird gezeigt, wie ein Steuersignal  $G$  oder  $\bar{G}$  in die Treiberschaltung eingeführt werden kann, um am Ausgang eine Pulsbreitenmodulation zu erzielen. Diese Anordnung beruht auf einer Schaltung von Herrn Heinrich Backhausen, Grevenbroich, die zum Antrieb eines Tauchvibrators für Betonarbeiten vorgeschlagen wurde. Bei dieser Anwendung dient die Pulsbreitenmodulation zur Steuerung der Ausgangsleistung. Es werden bis zu 55 V effektiv bei 200 . . . 600 Hz und einer Versorgungsspannung von 60 V erzielt.

Mit derartigen Schaltungen kann die Pulsbreitenmodulation bei hohen Frequenzen auch zur Synthese einer Wellenform bei niedrigen Frequenzen dienen. Dies entspricht den Zyklonverterschaltungen, die mit Thyristoren ausgeführt wurden.

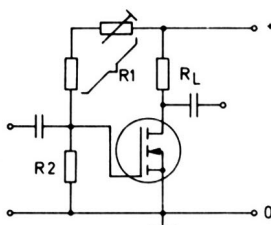
## 3. Niederfrequenzverstärkung

Für lineare Verstärker bieten die VMOS-Transistoren die Vorteile eines ausgezeichneten Hochfrequenzverhaltens ( $f_T > 400$  MHz) und der Linearität. Bei Strömen von mehr als 0,2 A ist die Steilheit des BD 512 und des BD 522 nicht vom Strom abhängig. Für die Verstärkung im Schaltbetrieb sind dieselben Eigenschaften der VMOS-Transistoren wie bei Schaltnetzteilen von Vorteil.

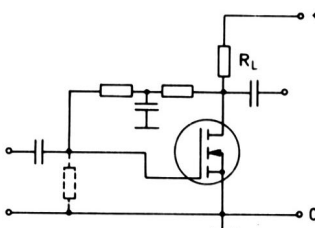
### 3.1. A-Verstärker

Die grundlegende A-Verstärkerstufe in Bild 25 hat einen hochohmigen Vorspannungsteiler ( $R_1$  und  $R_2$ ). In Verbindung mit der hohen Ausgangsimpedanz des VMOS-Transistors bedeutet dies, daß die Stufenverstärkung einfach als  $y_{fs} \cdot R_L$  angenommen werden kann. In der Praxis wurden Stufenverstärkungen von über 30 dB erzielt, wobei diese Verstärkung bis in den Megahertzbereich hineinreicht. Durch einen Widerstand in der Source-Leitung läßt sich der Einfluß der Parameterstreuungen des VMOS-Transistors auf die Schaltung verringern; wegen der thermischen Stabilität wäre dieser Widerstand nicht erforderlich. Eine weitere Möglichkeit, den Einfluß der Störungen der Gate-Schwellenspannung auf die Schaltung zu verringern, zeigt Bild 26. Der Arbeitspunkt des VMOS-Transistors wird mittels einer Spannungsgegenkopplung stabilisiert, die vom Drain zum Gate führt.

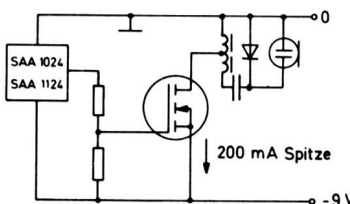
Bild 27 zeigt die Anwendung eines VMOS-Transistors als Treiber für einen Ultraschallsender zur Fernsteuerung eines Fernsehempfängers. Das Widerstandsnetzwerk am Gate des VMOS-Transistors bestimmt den Spitzenstrom in der Spule. Im Interesse kleiner Produktionsstreuungen kann auch noch ein Widerstand in die Source-Leitung eingefügt werden.



**Bild 25:** Grundschtaltung eines A-Verstärkers



**Bild 26:** A-Verstärker mit Spannungsgegenkopplung



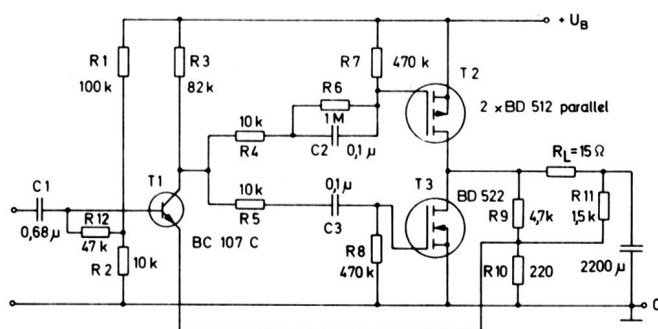
**Bild 27:** Treiber für Ultraschallsender

## 3.2. ABC-Verstärker mit komplementären VMOS-Transistoren

Diese Überschrift enthält keinen Druckfehler. Obwohl es sich im Grunde um einen B-Verstärker handelt, arbeitet einer der Transistoren doch mehr in Klasse A, während beim anderen definitiv C-Betrieb vorliegt. Es gibt AB-Verstärker – warum also nicht auch ABC-Verstärker. Die Schaltung in Bild 28 wurde für weniger hohe Anforderungen ausgelegt, und aufgrund der kleinen Zahl der benötigten Bauelemente ist der Klirrfaktor nicht extrem klein.

Ein ziemlich ungewöhnliches Merkmal ist die Anwendung der Common-Source-Schaltung. Der Vorteil dieser Schaltung liegt darin, daß Spannungsverstärkung vorliegt, so daß die Treiberspannung nicht höher als die Versorgungsspannung zu sein braucht. Die anderen Vorteile von VMOS-Transistoren sind, daß die Leistungsverstärkung beinahe unendlich groß ist und die Ausgangsleistung durch die Parallelschaltung von Transistoren ohne Änderung der Treiberschaltung erhöht werden kann. Ein weiterer Vorteil der Common-Source-Schaltung ist, daß die Drain-Elektroden der VMOS-Transistoren galvanisch miteinander verbunden sind, so daß beide Transistoren ohne Isolation auf denselben Kühlkörper geschraubt werden können.

Was den ON-Widerstand und die Steilheit anbelangt, sind P-Kanal-VMOS-Transistoren nur halb so „gut“ wie N-Kanal-Transistoren. Das liegt daran, daß die Beweglichkeit der Löcher (die Majoritätsträger bei P-Kanal-Bauelementen) nur halb so groß ist wie die der Elektronen bei N-Kanal-Bauelementen. Dies bedeutet, daß man doppelt soviel P-Kanal-Transistoren braucht wie N-Kanal-Transistoren, um den Unterschied auszugleichen. Da die Schwellenspannung bei VMOS-Transistoren nicht physikalisch bestimmt ist, sondern von der Herstellung abhängt, ist zum Ausgleich dieser Streuung eine Gegenkopplung erforderlich.



**Bild 28:** Komplementärer ABC-Verstärker

In Bild 28 arbeitet die erste Stufe der Schaltung (T1) mit kleinem Kollektorstrom und hoher Verstärkung, was auch günstige Rauscheigenschaften zur Folge hat. Wie man sieht, ist der Eingangswiderstand etwa 50 kΩ. Er kann jedoch erhöht werden, indem man den Wert des 47-kΩ-Widerstandes erhöht. T1 ist ein bipolarer Transistor in Emitterschaltung. Sein Kollektor ist in etwas merkwürdiger Weise mit dem Gate des Transistors T2 verbunden. Der Kondensator C2 überbrückt den Widerstand R6 für Wechselstrom, da sonst am Gate des T2 nur ein schwaches Signal erscheinen würde. Dieselbe Wechselspannung wird an die Gate-Elektrode des T3 über Kondensator C3 gelegt. Die Widerstände R4 und R5 dienen lediglich dazu, wildes Schwingen zu verhindern. Der

Arbeitspunkt des Verstärkers wird durch die Gate-Vorspannung von T2 eingestellt und durch Gleichstromgegenkopplung konstant gehalten. So ist es nicht erforderlich, auch an das Gate von T3 eine Vorspannung anzulegen. Bei dieser Betriebsart entstehende Verzerrungen werden durch Gegenkopplung unwirksam gemacht.

Die Last ist auf etwas ungewöhnliche Weise angeschlossen. Dadurch ist es möglich, Gleichstrom- und Wechselstromgegenkopplung in unterschiedlicher Stärke auf den Emitter von T1 zu geben. Es wird eine Wechselstrom- und eine Gleichstromgegenkopplung über R9 und R10 an T1 gelegt; eine stärkere Gleichstromgegenkopplung wird jedoch über R11 und R10 vorgenommen, um die Ruhegleichspannung auf die halbe Versorgungsspannung zu stabilisieren. Aus den Diagrammen ergibt sich, daß dies gelungen ist. Die Schaltung ließe sich noch weiter verbessern, indem T1 durch einen kleinen VMOS-Transistor ersetzt würde. Das Rauschen wäre wahrscheinlich reduziert, und wesentlich höhere Vorspannungswiderstände könnten eingesetzt werden. Wandler besonders hoher Impedanz sind dann anpaßbar.

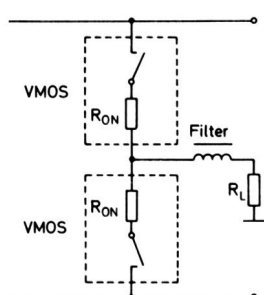
Die Spannungsverstärkung der Schaltung in Bild 28 beträgt 30, und die Bandbreite beläuft sich auf 35 Hz bis 125 kHz bei -6 dB. Oberhalb 25 kHz treten jedoch Verzerrungen auf. Die Bilder 29a . . . e zeigen die Eigenschaften der Schaltung.

## 3.3. D-Verstärker

### 3.3.1. Grundlagen

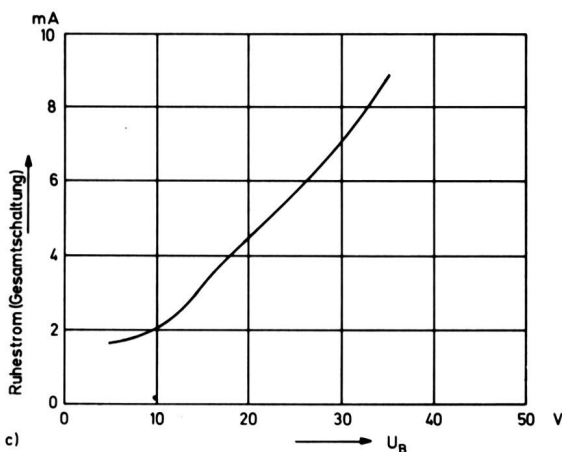
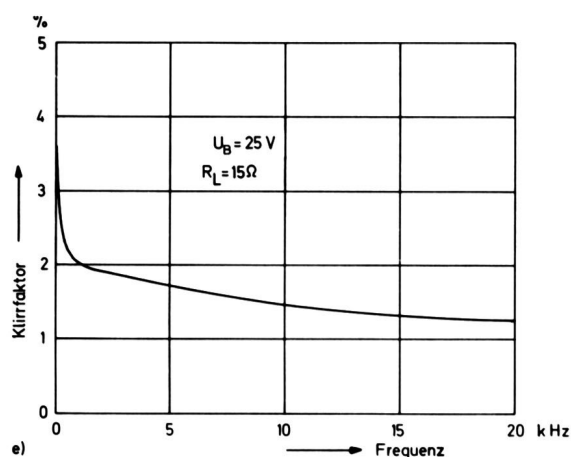
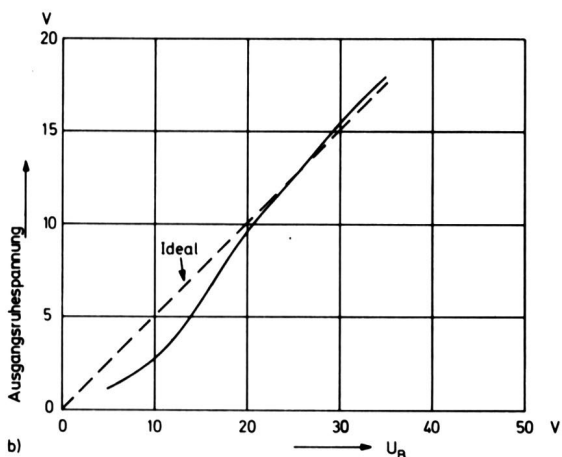
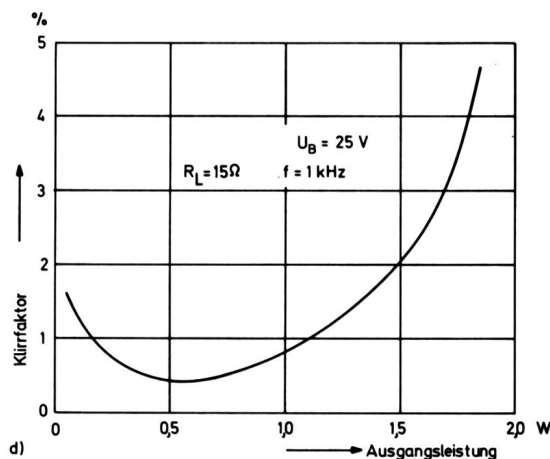
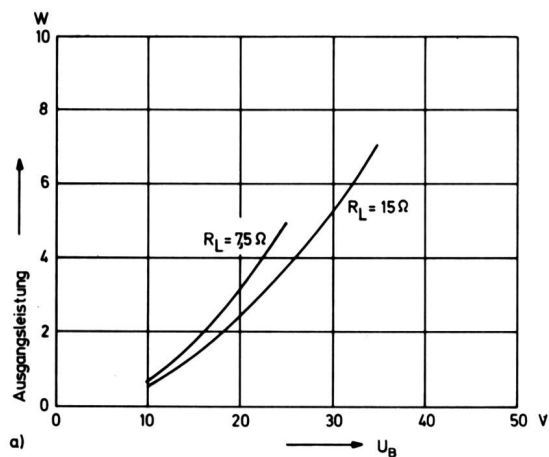
Das Grundprinzip einer D-Ausgangsstufe zeigt Bild 30. Die beiden Schalter schließen abwechselnd mit einer hohen Frequenz  $f_s$ , wobei das NF-Nutzsignal ( $f_m$ ) im Tastverhältnis von  $f_s$  und damit im Mittelwert der Ausgangsspannung enthalten ist. Das Filter hält den hochfrequenten Anteil der Ausgangsspannung ( $f_s$ ) vom Lastwiderstand fern, so daß dieser nur das NF-Nutzsignal ( $f_m$ ) erhält. Das die Schalter ansteuernde Signal hat nur zwei Zustände und wird normalerweise mit einem Komparator erzeugt, der wiederum mit einem Signalgemisch angesteuert wird, das aus einem Dreieckssignal mit der Schaltfrequenz und aus dem diesem überlagerten tonfrequenten Nutzsignal besteht. Der Augenblickswert dieses Signalgemisches erzeugt beim Vergleich mit einer festen Bezugsspannung das veränderliche Tastverhältnis des Ansteuersignals für die Ausgangsstufe. Dasselbe Resultat kann auch auf andere Weise erzielt werden. Die nachstehend aufgeführten Merkmale sind für D-Verstärker charakteristisch:

1) Angenommen, die Schaltelemente bestehen aus einem idealen Schalter, der in Reihe mit einem endlichen Widerstand  $R_{ON}$  liegt (siehe Bild 30) – diese Annahme gilt für VMOS-Transistoren.



**Bild 30:** Grundprinzip des VMOS-D-Verstärkers

# Niederfrequenzverstärkung



**Bild 29:** Eigenschaften der Schaltung Bild 28  
 a) Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung  
 b) Ausgangsruhespannung in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung  
 c) Ruhestrom (der gesamten Schaltung) in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung  
 d) Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung  
 e) Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Frequenz

stisten – und die Induktivität sei verlustfrei, so beträgt der Wirkungsgrad der Ausgangsstufe

$$\eta = R_L / (R_L + R_{ON})$$

und nähert sich 100 %, wenn  $R_{ON}$  gegen Null geht. Der Wirkungsgrad ist also unabhängig von der Amplitude des Niederfrequenzsignals.

2) D-Verstärker arbeiten normalerweise mit Impulsbreitenmodulation. Der Modulationsgrad ist

$$M = \left| \frac{t_{on} - t_{off}}{t_{on} + t_{off}} \right|,$$

wobei  $t_{on}$  und  $t_{off}$  die Zeiten für den eingeschalteten bzw. ausgeschalteten Zustand der Schalter darstellen. Der Wirkungsgrad der Ausgangsstufe hängt nicht von  $M$  ab. Das bedeutet, daß – bei gegebener Versorgungsspannung – durch Teilaus-

steuerung zwar die Ausgangsleistung, aber nicht der Wirkungsgrad des Verstärkers reduziert wird.

3) Bei den in der Praxis verwendeten Schaltelementen treten hohe Schaltverluste im Moment des Umschaltens auf. Dieser Leistungsverlust kann (je nach der Schaltfrequenz) eine erhebliche Verschlechterung gegenüber dem theoretischen Wirkungsgrad verursachen.

4) In den Schaltungen der Praxis wird die Amplitude des Dreiecksignals konstant gehalten, während die Versorgungsspannung für die Ausgangsstufe Brumm enthalten und mit der Netzspannung schwanken kann. Die Leerlaufverstärkung eines praktischen D-Verstärkers ist also direkt proportional zur Versorgungsspannung der Ausgangsstufe.



5) Brumm oder Störungen auf der Versorgungsspannung der Ausgangsstufe werden direkt an den Lastwiderstand weitergegeben, wenn nicht durch Gegenkopplung eine Kompensation erfolgt.

6) Die Amplitude des Schaltsignals ist sehr groß. Sogar nach der Filterung (siehe unten) kann sie immer noch eine Störstrahlung bewirken.

7) Es kann sich thermische Instabilität einstellen, falls der Widerstand der Schaltelemente einen positiven Temperaturkoeffizienten hat. Die Schaltelemente müssen daher mit ausreichend dimensionierten Kühlkörpern versehen werden, so daß die in ihnen erreichte Endtemperatur innerhalb sicherer Grenzen bleibt.

### 3.3.2. VMOS-Transistoren für D-Verstärker

VMOS-Transistoren besitzen verschiedene Eigenschaften, die sie zur Anwendung in D-Verstärkern besonders geeignet machen:

1) Das Fehlen einer Offsetspannung bedeutet, daß der Wirkungsgrad durch Parallelschaltung von Transistoren je nach Bedarf asymptotisch erhöht werden kann.

2) Die kurzen Schaltzeiten ermöglichen ein großes Verhältnis zwischen Schaltfrequenz  $f_s$  und Modulationsfrequenz  $f_m$ , wie es für einen kleinen Klirrgrad und einfaches Filtern (siehe unten) wünschenswert ist.

3) Die symmetrischen Schaltzeiten gestatten einen hohen Modulationsgrad auch bei hohen Schaltfrequenzen, und man erreicht die maximale Ausgangsleistung zu jeder Versorgungsspannung.

4) Die kurzen Schaltzeiten und insbesondere das Fehlen einer Speicherzeit bedeuten, daß das Einschalten und das Ausschalten eng dem Gate-Signal folgen. Hierdurch entfällt die Notwendigkeit, in der Ausgangsstufe Freilaufdioden vorzusehen (siehe Abschnitt 3.3.3.).

So stellen VMOS-Transistoren die ersten aktiven Bauelemente dar, die niederfrequente D-Verstärker praktisch möglich machen. Bedford benutzte in seinem im Jahre 1930 angemeldeten Patent Thyratrons [3].

### 3.3.3. Modulation und das Problem der Klasse

Die Modulationsart, bei der stets der eine oder der andere Ausgangstransistor Strom führt, wird AD-Verstärkung genannt. Wird während der positiven Halbwelle des Tonsignals nur einer der Schalter periodisch mit der Frequenz  $f_s$  ein- und ausgeschaltet, und der andere Schalter entsprechend während der negativen Halbwelle, so spricht man von BD-Verstärkern.

Eine Kompromißklasse ABD ist ebenfalls denkbar [4]. Während der Totzeit, d. h. wenn kein Schalter Strom führt, wird der Strom in der Induktivität, die das Eingangelement des Filters darstellt, der entsprechenden Stromversorgung über eine Freilaufdiode zurückgeführt. Der Einsatz solcher Dioden ist jedoch in zweifacher Hinsicht problematisch. Erstens tritt eine Art von Verzerrung auf ähnlich der Übergangsverzerrung, die für B-Ausgangsstufen typisch ist. Zweitens gibt es kaum

Dioden, die sich für diesen Zweck eignen. Die einzigen Dioden, die schneller schalten als VMOS-Transistoren, sind Schottky-Dioden, die den Nachteil begrenzter Durchbruchspannungen aufweisen und Kapazitäten haben, deren hoher Wert genügt, das Verhalten der VMOS-Transistoren zu beeinflussen. Die nächstschnellen Dioden sind große Epitaxie-Dioden, die nur eingesetzt werden können, wenn die Schaltflanken der VMOS-Transistoren absichtlich verlangsamt werden. Dies ist jedoch unsinnig, da es den Wirkungsgrad herabsetzt. Der weiteren Erörterung werden daher Schaltungen der Klasse AD zugrundegelegt.

### 3.3.4. Klirrgrad

Die Impulsbreitenmodulation erzeugt ein breites Spektrum von Kreuzmodulationsprodukten, darunter  $f_s \pm f_m$ ,  $f_s \pm 2f_m$  usw. Die Ausdrücke höherer Ordnung haben kleinere Amplituden, und die Relativamplituden sämtlicher Kreuzmodulationsprodukte ändern sich mit dem Modulationsgrad. In der Praxis sind die einzig wesentlichen Produkte diejenigen, welche zwischen  $f_m$  und  $f_s$  liegen, da einige von ihnen in den niederfrequenten Bereich fallen und hörbar werden, falls ihre Amplitude groß genug ist. Kreuzmodulationsprodukte sind nicht harmonisch zu  $f_m$  und daher subjektiv noch weniger tolerierbar als äquivalente harmonische Verzerrungen. Aus diesem Grunde wird bei Hi-Fi-Anwendungen ein Mindestverhältnis von 5 – und vorzugsweise 10 – zwischen  $f_s$  und der oberen Grenze des NF-Bandes empfohlen. Mit VMOS-Transistoren sind derartige Schaltfrequenzen realisierbar. Der optimale Wert von  $f_s$  liegt wahrscheinlich um 500 kHz.

Die Verzerrungen bei D-Verstärkern beruhen nicht nur auf Kreuzmodulation, sondern entstehen auch aus der Nichtlinearität des Modulationsvorgangs, d. h. durch die Nichtlinearität des Dreiecksignals. Für die Impulsbreitenmodulation bei D-Verstärkern kann man ohne weiteres statt des Dreiecks ein Sägezahnsignal anwenden; doch haben die dabei entstehenden Kreuzmodulationsprodukte höhere Amplituden. Nichtlinearität der Flanken des Dreieckssignals verursacht harmonische Verzerrungen, Unsymmetrie jedoch führt zu erhöhter Kreuzmodulation.

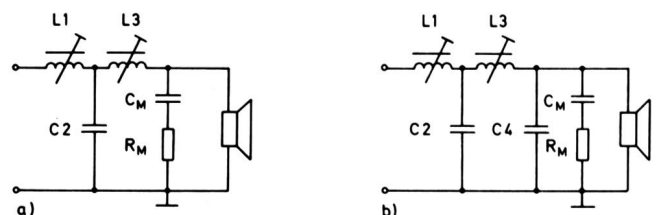


Bild 31: Filterschaltungen für D-Verstärker

### 3.3.5. Filter

Das Filter am Ausgang eines D-Verstärkers muß zumindest aus einer Induktivität, siehe Bild 30, bestehen. Man darf sich hier nicht auf die Induktivität des Lautsprechers selbst verlassen oder darauf, daß dieser dem Filter eine definierte Impedanz als Lastwiderstand präsentiert. In den Schaltungen des Bildes 31 wird das Filter mit dem Widerstand  $R_M$  abgeschlossen, der über den Kondensator  $C_M$  angekoppelt wird. Der Wert von  $C_M$  muß entsprechend der Impedanz des Lautsprechers im Gebiet der Grenzfrequenz des Filters ausgewählt werden, doch ist er nicht unbedingt kritisch. Der Wert von  $R_M$  kann von der Nennimpedanz des Lautsprechers abweichen.

# Niederfrequenzverstärkung

Um die Amplitude der Schaltfrequenz an den Ausgangsklemmen des Systems auf einem vernünftigen Wert zu halten, kann entweder ein Filter mit flacher Flanke und niedriger Übergangsfrequenz oder aber ein Filter mit steiler Flanke und höherer Übergangsfrequenz eingesetzt werden. Beide Möglichkeiten haben etwas für sich. Die Vorteile der zweiten Möglichkeit sind kleinere Bauelementewerte und eine kleinere Gruppenlaufzeit. Wählt man eine hohe Übergangsfrequenz, z. B. das geometrische Mittel von  $f_s$  und der höchsten Tonfrequenz – oder etwas höher –, so liegt das Niederfrequenzband völlig innerhalb des Bereichs mit der linearen Phase, auch dann, wenn es sich um ein Filter mit sehr steiler Flanke handelt. Die Berechnung der Filter kann gemäß [1], [5], [6] und [7] erfolgen.

### 3.3.6. Gegenkopplung

Normalerweise werden D-Verstärker gemäß Bild 32 gegengekoppelt. Als Gegenkopplungssignal benutzt man das Signal am Filtereingang, d. h. ein Schaltsignal, das vom Integrator zusammen mit dem Tonfrequenz- und dem Rechteck-Eingangssignal integriert wird. Würde man das Gegenkopplungssignal am Filterausgang abnehmen, so würde die Phasendrehung des Filters bei hohen Tonfrequenzen die Stabilisierung des ganzen Verstärkers erschweren. Jedoch erhält der Entwickler mehr Freiheiten beim Schaltungsentwurf, wenn er das Gegenkopplungssignal vom Filterausgang nimmt. Zusammen mit den hohen Schaltfrequenzen, die bei VMOS-Transistoren praktisch möglich sind, stellt dies eine weitere Frage dar, die eine Neubetrachtung verdient.

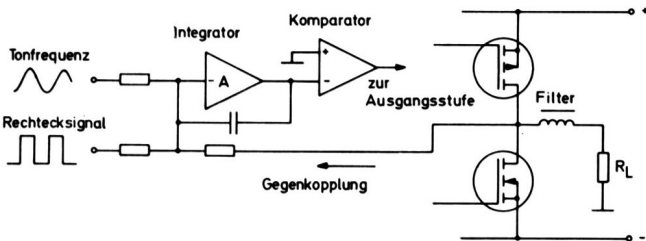


Bild 32: D-Verstärker, Gesamtanordnung

### 3.3.7. Ansteuerung der Ausgangstransistoren

Um die schnellen Schalteigenschaften der VMOS-Transistoren zu nutzen, müssen die Gate-Steuersignale entsprechend steilflankig sein, da der Wirkungsgrad der Ausgangsstufe sonst durch Leistungsverluste während des Umschaltens verschlechtert wird. Dies wirft ein größeres Problem auf, da die Gate-Kapazitäten groß sind, meist mehrere Transistoren parallel betrieben werden und der erforderliche Spannungshub groß ist. Ferritperlen oder Gate-Widerstände dürfen keinesfalls eingesetzt werden.

In Bild 33 wird ein VMOS-Transistor durch zwei VMOS-Transistoren angesteuert. Es können aber auch schnelle bipolare Schalttransistoren wie in Bild 34 Verwendung finden. Infolge der eingezeichneten schnellen Klemmdioden und eines korrekt gewählten Verhältnisses  $R1/R2$  werden die bipolaren Transistoren nicht gesättigt. Die Basis-Ansteuerung von mindestens 2 V wird von einem Impulstransformator geliefert. Handelsübliche Transformatoren haben im allgemeinen eine zu große Streuinduktivität für diese Anwendung. So wird man einen Ringkernübertrager mit bifilarer Wicklung wählen oder einen Kompromiß in dieser Richtung [1]. Ein Widerstand zwischen Gate und Source der VMOS-Ausgangstransistoren ist

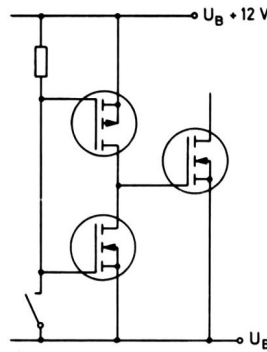


Bild 33: Ansteuerung der Endstufe durch VMOS-Transistoren

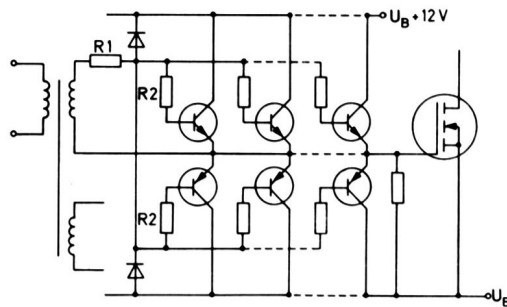


Bild 34: Ansteuerung der Endstufe durch bipolare Transistoren

vorgesehen, um sicherzustellen, daß diese gesperrt werden, falls das System dazu tendiert, in einem seiner beiden Zustände „hängenzubleiben“.

Werden N-Kanal-Transistoren in beiden Hälften der Ausgangsstufe verwendet, so wird eine Schaltung etwa nach Bild 35 nötig, um die Treiberschaltung für das Gate der oberen Hälfte zu speisen. Der Widerstand R1 ist sorgfältig zu dimensionieren, und der Speicherkondensator ist für die niedrigste hier in Frage kommende Tonfrequenz und nicht für  $f_s$  auszuwählen.

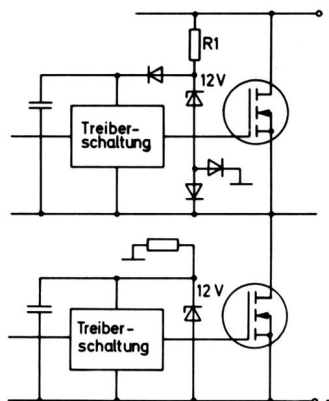
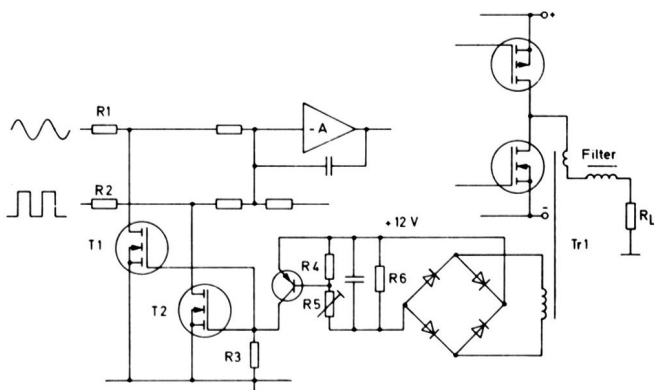


Bild 35: Stromversorgung der Gate-Ansteuerschaltungen

### 3.3.8. Überlastungsschutz

Da der Ausgangsstrom hier über einen HF-Stromwandler gemessen werden kann, läßt sich Überlast bei D-Verstärkern sehr schnell ermitteln. Bild 36 zeigt eine Brückenschaltung –

wesentlich für die Genauigkeit –, die einen Lastwiderstand  $R_6$  speist. Die Spannung an  $R_6$  steuert einen bipolaren Transistor über einen einstellbaren Spannungsteiler  $R_4$ ,  $R_5$ . Hier wird ein bipolarer Transistor verwendet, da er eine schärfere Ein-/Aus-Schwelle als ein VMOS-Transistor hat; die Schaltung kann aber auch anders konzipiert werden, so daß die VMOS-Transistoren unmittelbar angesteuert werden. Im praktischen Betrieb erfordern die Amplituden der dem Integrator zugeführten Signale normalerweise die Verwendung doppelter Serienschalter (Bild 43b).



**Bild 36:** Überlastungsschutz

Bild 36 zeigt, wie sowohl das Rechtecksignal als auch das tonfrequente Signal durch die Überlastschutz-Anordnung geklemmt werden. Der Vorteil ist, daß für den Fall  $R_1 > R_2$  das Überlastschutz-System zuerst die Dämpfung des tonfrequenten Eingangs bewirkt und dann die Dämpfung des Rechtecksignals. Dies ergibt eine bessere Tonwiedergabe. Ist die Stromüberlastung auf einen Defekt in der Schaltung zurückzuführen und nicht auf einen Kurzschluß am Ausgang oder auf eine zu große Tonfrequenzansteuerung, so bleibt die Klemmung an  $R_1$  wirkungslos, und die Klemmung der Rechteckspannung an  $R_2$  folgt automatisch.

### 3.3.9. Anwendung als Hi-Fi-Verstärker

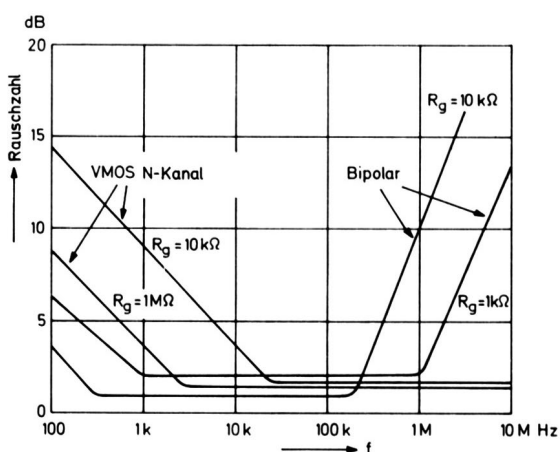
Wie bereits früher festgestellt, ist bei Hi-Fi-D-Verstärkern ein großes Verhältnis von  $f_s$  zu  $f_m$  wichtig. Auch bei D-Verstärkern treten Intermodulationsverzerrungen bei sprunghafter Änderung des Eingangssignals auf, wie bei allen gegengekoppelten Verstärkern. Die zur Vermeidung dieser Verzerrungen benötigte Begrenzung der Bandbreite am Eingang dient bei D-Verstärkern weiterhin dazu, die Möglichkeit von Kreuzmodulationsprodukten infolge von Eingangssignalen oberhalb des Nutzsinalbereiches ( $f_m$ ) zu begrenzen.

## 4. Hochfrequenzverstärkung

Mit ihrem günstigen Rauschverhalten, hoher Grenzfrequenz  $f_T$  und hoher Leistung lassen sich die VMOS-Transistoren bei jedem Pegel, vom Kleinsignal- bis zum Leistungsverstärker und von Gleichstrom bis VHF einsetzen. Hochfrequenzschaltungen lassen sich leichter konzipieren als mit bipolaren Transistoren, da die Eingangsimpedanz höher liegt und die S-Parameter dieser Bauelemente weitgehend unabhängig von den Betriebspegeln sind.

### 4.1. Rauscharme Kleinsignalverstärkung

Bild 37 vergleicht die Rauschdaten von VMOS- und bipolaren Transistoren. Bipolare Bauelemente haben bei hoher Frequenz nur dann eine kleine Rauschzahl, wenn sie mit kleinem Generatorwiderstand arbeiten. VMOS-Transistoren dagegen ermöglichen rauscharme Verstärkung bis in das VHF-Gebiet, z. B. einen 20-MHz-Verstärker mit einer Rauschzahl von 2,5 dB und einer Verstärkung von 12 dB.



**Bild 37:** Vergleich der Rauschdaten von VMOS- und bipolaren Transistoren

### 4.2. Sender-Ausgangsstufen

Ein einzelner VMOS-Transistor kann Ausgangsleistungen von mehr als 10 W erzeugen (z. B. 12 W bei 150 MHz). Ein besonderer Vorteil der VMOS-Transistoren ist ihre Unempfindlichkeit gegen Fehlanpassung am Ausgang. Dies hängt damit zusammen, daß sie keinen Second Breakdown haben. Sie eignen sich daher ausgezeichnet für Anwendungen wie Mobilstationen, CB-Stationen sowie zur Funkfernsteuerung von Modellen – also in Situationen, in denen die Arbeitsbedingungen variieren oder unvorhersehbar sind.

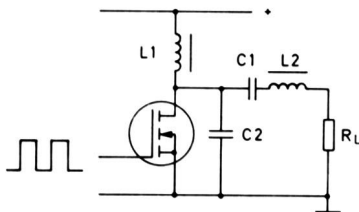
Außer den üblichen A-, B- und C-Verstärkern bilden D-, E- und F-Verstärker, bei denen das aktive Bauelement als Schalter arbeitet, vorteilhafte Anwendungsmöglichkeiten für VMOS-Transistoren. Bei D-, E- und F-Verstärkern liegt der theoretische Wirkungsgrad bei 100 %. In der Praxis wird der Wirkungsgrad hauptsächlich durch den ON-Widerstand des Transistors bestimmt. Bild 38 zeigt die grundlegende E-Stufe [8]. Die Drossel  $L_1$  ist eine HF-Drossel, die mit der Berechnung der frequenzbestimmenden Bauelemente  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L_2$ ,  $R_L$  nichts zu tun hat. Das Tastverhältnis des den VMOS-Transistor ansteuernden Signals liegt bei 50 %. Bild 39 zeigt die grundlegende F-Stufe [9]. Auch hier liegt das Tastverhältnis des



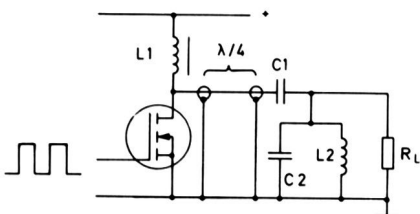
# Hochfrequenzverstärkung

ansteuernden Signals bei etwa 50 %, und L1 ist eine HF-Drossel. Der Resonanzkreis besteht in diesem Fall aus L2, C2. Der Kondensator C1 dient lediglich zur Potentialtrennung. Bild 40 zeigt einen weiteren F-Verstärker.

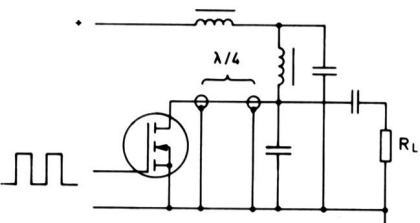
Der lineare Steilheitsverlauf der VMOS-Transistoren macht sie zu idealen Bauelementen für Amplitudenmodulation mit hohen Pegeln.



**Bild 38:** E-Verstärker-Ausgangsstufe



**Bild 39:** Prinzip einer F-Verstärker-Ausgangsstufe

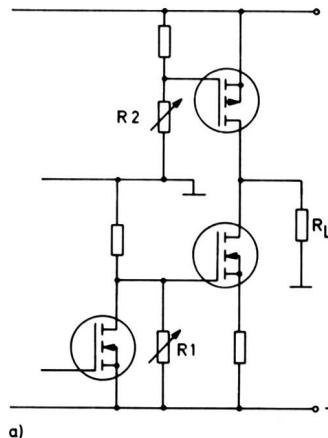


**Bild 40:** Eine weitere Ausgangsstufe für F-Verstärkung

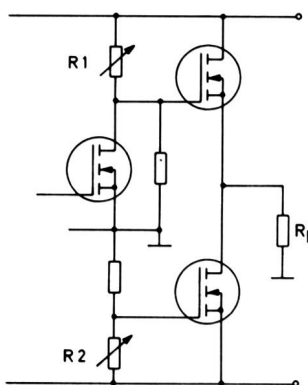
## 4.3. Impulsverstärkung

Wegen ihren kurzen Schaltzeiten sind VMOS-Transistoren ideal für die Ausgangsstufen von Impulsgeneratoren geeignet. Bild 41 zeigt zwei mögliche Anordnungen, bei denen eine Schaltung in Common-Source- und die andere in Common-Drain-Schaltung arbeitet. In beiden Fällen sind gesonderte Einstellregler für die Ausgangsamplitude (R1) und die Offsetspannung (R2) vorgesehen.

Bild 42 zeigt das Prinzip eines Kettenverstärkers mit VMOS-Transistoren (der sich auch als HF-Verstärker eignet) ohne Bauelemente für die Arbeitspunkteinstellung [10]. Kettenverstärker liefern eine nutzbare Verstärkung bis zu einem Frequenzbereich, bei dem die Verstärkung eines einzelnen aktiven Bauelementes unter 1 liegen würde, indem die Verstärkungen der einzelnen Stufen summiert werden. Die Stufen sind über LC-Verzögerungsleitungen miteinander verbunden, die dazu dienen, in Gate- und Drain-Zweig gleiche Stufenverzögerungen hervorzurufen.



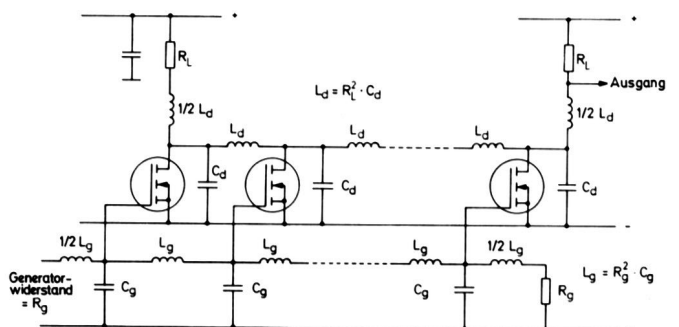
a)



b)

**Bild 41:** Impulsgenerator-Ausgangsstufe

- a) Common-Source-Schaltung
- b) Common-Drain-Schaltung



**Bild 42:** Kettenverstärker mit VMOS-Transistoren

Die Eingangs- und Ausgangskapazitäten der VMOS-Transistoren können selbst  $C_g$  und  $C_d$  darstellen, oder es können Trimmkondensatoren vorgesehen werden, um  $C_g$  und  $C_d$  in allen Stufen auf denselben Wert bringen. Die Induktivitäten  $L_g$  und  $L_d$  erweisen sich häufig als klein genug, um lediglich aus gedruckten Leiterbahnen zu bestehen. Die Verstärkung eines Kettenverstärkers mit  $n$  Stufen beträgt prinzipiell

$$0,5 \cdot n \cdot y_{is} \cdot R_L$$

Alle Stufen lassen sich gemeinsam über die Gate-Verzögerungsleitung vorspannen, da ausreichende Stromverteilung ohne Ausgleichswiderstände erzielt wird.

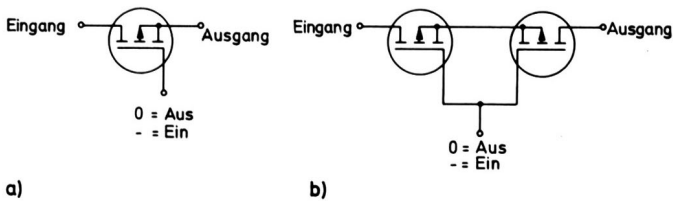
## 5. Analogschalten und -steuern

Der kleine ON-Widerstand, der große OFF-Widerstand, kurze Schaltzeiten und ein hoher Grad der Isolation zwischen Gate und Schalter macht die VMOS-Transistoren zu nahezu idealen Analogschaltern. Mit ihrem kleinen ON-Widerstand und ihren ziemlich hohen Anschlußkapazitäten sind sie besonders gut geeignet zum Schalten von oder in verhältnismäßig niedrige Impedanzen. Da ihr ON-Widerstand über die Gate-Spannung veränderlich und frei von irgendwelchen Offsetspannungen ist, stellen VMOS-Transistoren auch brauchbare Analogsteuerelemente dar. Im Konstantstrombereich der Ausgangskennlinien ermöglichen VMOS-Transistoren eine weitere Analogsteuerungsanwendung als spannungsgesteuerte Stromquellen.

### 5.1. Analogschalter

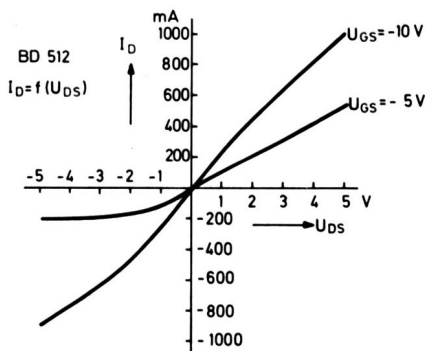
Bild 43 zeigt die grundlegenden Schaltungen für Einzel- und Doppelschalter, in denen VMOS-Transistoren Verwendung finden. In diesem Abschnitt basieren sämtliche Schaltbilder auf dem Schalten von Analogsignalen, die auf Masse bezogen sind.

Bei VMOS-Analogschaltern gibt es zwei Ursachen für die Signalverzerrung. Erstens bedeutet das Vorhandensein der Drain-Source-Diode, daß der Widerstand des VMOS-Transistors beim Einschalten nur bis zu einem gewissen Signalpegel linear verläuft. Eine Ausgangskennlinie bei fester Gate-Source-Spannung zeigt das Bild 44 für einen P-Kanal-Transistor mit „schlechter Diode“ (siehe Abschnitt 1.). Der ON-Widerstand wird auch dort unlinear, wo die Ausgangskennlinie vom Widerstandsbereich in den Konstantstrombereich übergeht. Weiterhin ändert sich der Widerstand des VMOS-Transistors mit der Gate-Source-Spannung.



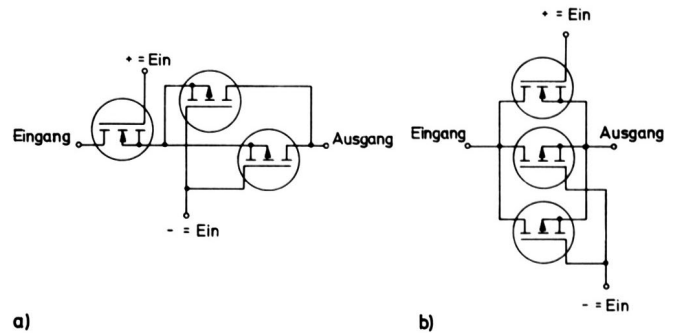
**Bild 43:** Prinzip des Analogschalters

- a) Einzelschalter
- b) Doppelschalter



**Bild 44:** Ausgangskennlinie des VMOS-Transistors BD 512

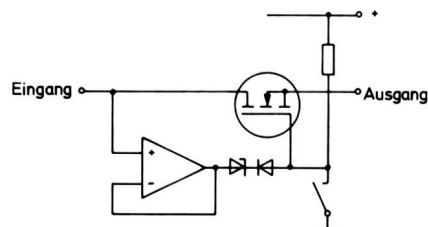
Im Vergleich zu Bild 43a verfügt der Doppelschalter in Bild 43b über den doppelten Dynamikbereich (am Schalterelement), hat aber auch den doppelten ON-Widerstand. Bei den Komplementärschaltern in Bild 45 sind im Hinblick auf ihren hohen ON-Widerstand zwei P-Kanal-Elemente parallelgeschaltet. Die Schaltung nach Bild 45b besitzt den allerniedrigsten ON-Widerstand, dafür aber auch den kleinsten linearen Bereich.



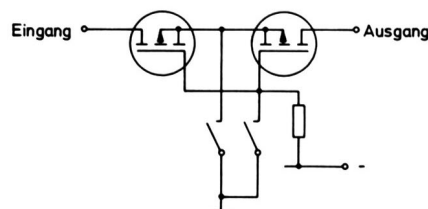
**Bild 45:** Komplementär-Analogschalter

- a) Reihenschaltung
- b) Parallelschaltung

Im Bild 46 wird der auf der variierenden Gate-Source-Spannung beruhenden Verzerrung dadurch begegnet, daß man die Gate-Spannung mit einer Z-Diode von 10...12 V bootstrapt. Bei dem Doppelschalter in Bild 43b kann man genauso verfahren. Das Signalsperrverhalten jedes dieser Doppelschalter läßt sich durch die in Bild 47 gezeigte Schaltung verbessern. Der Mittelpunkt des Schalters wird an einen passenden Wechselstrom-Massepunkt gelegt, wenn der Schalter ausgeschaltet ist.



**Bild 46:** Verzerrungsarmer Analogschalter



**Bild 47:** Analogschalter mit hohem Signalsperrverhalten

### 5.2. Anwendungen als veränderbarer Widerstand

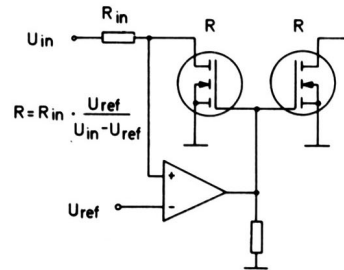
Die Bilder 48 und 49 zeigen in Reihe geschaltete VMOS-Transistoren, die zur Amplitudenregelung in einem Wienbrücken-Oszillator eingesetzt werden. Der eingeschränkte lineare Bereich des ON-Widerstandes begrenzt die Ausgangsspannung der Schaltung in Bild 48 auf etwa 1,5 V effektiv am

Ausgang. Um diese Einschränkung zu überwinden und einen Ausgangswiderstand von  $600 \Omega$  zu erzielen, arbeitet die Schaltung nach Bild 49 mit Gegenkopplung und Rückkopplung, ausgehend von einer Anzapfung einer  $600\text{-}\Omega$ -Widerstandskette, die von einer Gegentakt-Ausgangsstufe mit hohem Generatorwiderstand gespeist wird, wofür sich VMOS-Transistoren besonders gut eignen.

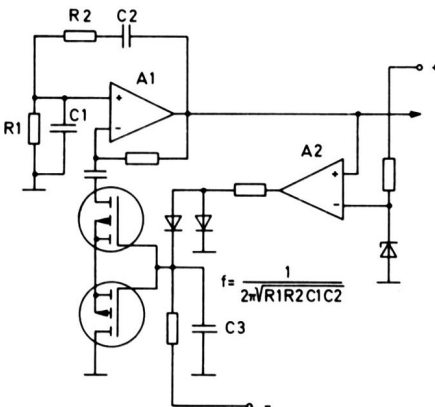
In beiden Schaltungen sind  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  und  $C_2$  das frequenzbestimmende Netzwerk. A2 ist ein Komparator zur Amplitudenregelung, die nicht so stark frequenz- und temperaturabhängig ist wie die übliche Thermistor-Regelung. Soll der Oszillator über einen weiten Frequenzbereich arbeiten, so wird der Kondensator C3 zweckmäßig durch den Bereichsumschalter auf optimale Werte umgeschaltet. Bei der Schaltung in Bild 49 wird mit den Widerständen  $R_3$  und  $R_4$  der Ruhestrom der Ausgangsstufe eingestellt. Die beiden Ausgangstransistoren BD 512 und BD 522 können ohne Isolation auf einen gemeinsamen Kühlkörper geschraubt werden, da bei ihnen Drain mit der Kühlfahne verbunden ist.

In der Widerstandskette sollte  $R_5$  nicht über  $12 \Omega$  betragen. Der Einstellwiderstand wird vorgesehen, damit die Ausgangsimpedanz genau auf  $600 \Omega$  abgeglichen werden kann. Je nach der Betriebsfrequenz können für A1 Operationsverstärker mit hoher Flankensteilheit erforderlich werden. Eine Hochfrequenzkompensation wurde in den Zeichnungen nicht angedeutet, da diese von der Betriebsfrequenz abhängt.

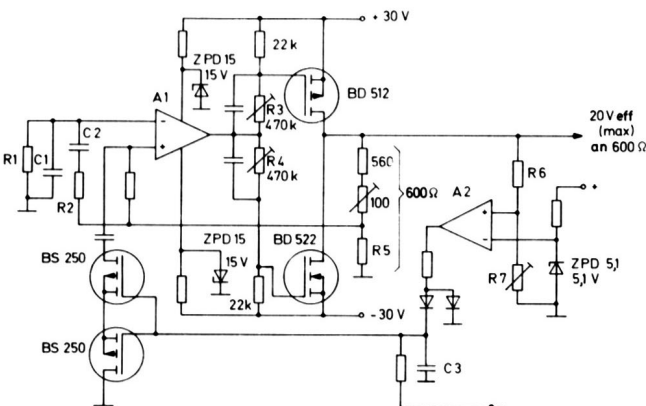
Bei höheren Drain-Strömen wird die Steilheit von VMOS-Transistoren unabhängig von Drain-Strom und Drain-Source-Spannung, so daß diese Bauelemente brauchbare spannungsabhängige Leistungswiderstände abgeben. Die Schaltung in Bild 50 erweitert ihren Anwendungsbereich auf niedrigere Pegel. Für korrekten Betrieb müssen die beiden Transistoren gepaart sein. Die Gleichung in Bild 50 zeigt, daß der Widerstand  $R$  zur Bezugsspannung  $U_{ref}$  direkt bzw. zu  $U_{in} - U_{ref}$  umgekehrt proportional gemacht werden kann. Multiplikation und Division sind daher möglich.



**Bild 50:** Spannungsabhängiger Widerstand



**Bild 48:** Grundschriftung eines Wienbrücken-Oszillators



**Bild 49:** Wienbrücken-Oszillator hoher Ausgangsspannung

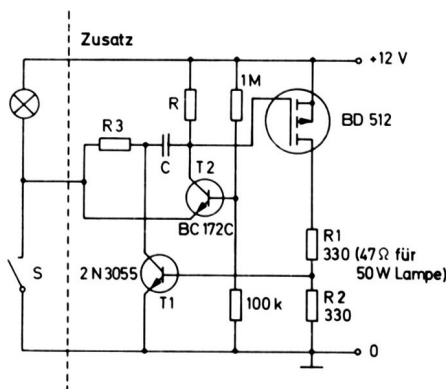
## 6. Zeitgeber

VMOS-Transistoren könnten spezifisch für Zeitsteueranwendungen entwickelt worden sein. Ihre Eingangsimpedanz und ihre Leistungsverstärkung sind so hoch, daß sie an einen Stromkreis mit hoher RC-Zeitkonstante angeschlossen werden können, ohne ihn übermäßig zu beeinflussen. Dabei ist es dann möglich, eine beachtliche Last direkt zu steuern, ohne den VMOS-Transistor zu gefährden. Dies kommt daher, daß es bei VMOS-Transistoren so etwas wie Second Breakdown im Arbeitsbereich nicht gibt und auch daher, daß sie im Vergleich zu bipolaren Transistoren einen nennenswerten ON-Widerstand haben, wodurch der Strom begrenzt wird. Bietet der ON-Widerstand keinen genügenden Schutz, so kann der Ausgang leicht entsprechend eingestellt werden, da ein VMOS-Transistor eine ausgezeichnete Stromquelle darstellt. Dies ist besonders nützlich bei Glühlampen, die einen sehr kleinen Kaltwiderstand haben.

### 6.1. Ausschaltverzögerung

#### 6.1.1. Ausschaltverzögerung für die Innenbeleuchtung von Kraftfahrzeugen

Die meisten Kraftfahrzeuge sind mit einer Innenbeleuchtung ausgestattet, die sich einschaltet, wenn die Tür geöffnet wird, und ausschaltet, sobald diese schließt. Man muß dann im Dunkeln tappen, um den Zündschlüssel einzuführen und die Sicherheitsgurte anzulegen. Zwar könnte die Innenbeleuchtung auch von Hand eingeschaltet werden, oder die Tür könnte offen gelassen werden, um die Beleuchtung eingeschaltet zu lassen. Bild 51 zeigt eine Schaltung, die eine Zusatzeinrichtung darstellt und luxusliebende Fahrer erfreuen wird.



**Bild 51:** Ausschaltverzögerung für die Innenbeleuchtung von Kraftfahrzeugen

Ist die Tür offen, so schließt der Schalter S, und der Widerstand R3 und der Emittor von T2 liegen auf 0 Volt. Der Transistor T2 erhält Basisstrom, was zur Folge hat, daß durch den Widerstand R Strom fließt. Der VMOS-Transistor, der Basisstrom an T1 liefert, wird leitend.

Schließt die Tür, so öffnet der Schalter S, und die Lampe sowie der Widerstand R3 bilden als Reihenschaltung die Last für den Transistor T1. Transistor T2 ist jetzt gesperrt, und der Kondensator C wird über den Widerstand R geladen. Schließlich läßt der VMOS-Transistor weniger Strom durch, was den Basisstrom für den Transistor T1 reduziert und seine Kollektorspannung steigen läßt. Dieser Spannungsanstieg gelangt

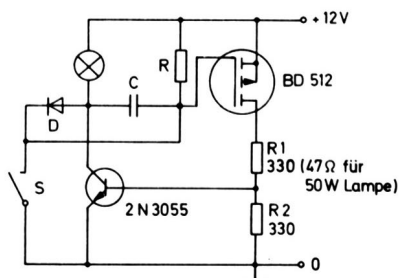
über den Kondensator C an das Gate des VMOS-Transistors, wodurch dessen Drain-Strom noch weiterhin reduziert wird. Die Folge der Rückkopplung ist, daß T1 rasch abschaltet und die Innenbeleuchtung erlischt. Die Verzögerung ist

$$t = 1,6 \cdot R \cdot C.$$

Der Widerstand R3 muß so bemessen werden, daß an ihm bei brennender Lampe eine Spannung von 1 V abfällt.

#### 6.1.2. Ausschaltverzögerung für Licht

Bild 52 stellt eine weitere Schaltung zur verzögerten Lichtauschaltung dar, die in einem Kraftfahrzeug Verwendung finden kann. Sie ist jedoch keine „Zusatz“-Schaltung wie Bild 51, sondern muß als komplette Einheit gebaut werden. Schließt der Schalter S, so wird das Licht eingeschaltet, und der Strom fließt über die Diode D. Der VMOS-Transistor ist leitend, und ebenso der Transistor 2N3055. Öffnet der Schalter S, wird D in Sperrichtung vorgespannt und der Kondensator C lädt sich ausschließlich über den Widerstand R. Der Strom durch den VMOS-Transistor nimmt ab, wenn seine Gate-Spannung sich



**Bild 52:** Ausschaltverzögerung für Licht

der Schwellenspannung nähert. Damit wird auch der Strom im Transistor 2N3055 reduziert, wobei dessen Kollektorspannung anzusteigen beginnt. Dieser Anstieg wird über C an das Gate des VMOS-Transistors rückgekoppelt und reduziert die in beiden Transistoren fließenden Ströme auch weiterhin, was dazu führt, daß die Lampe schnell erlischt. Die Verzögerungszeit ist

$$t = 1,6 \cdot R \cdot C.$$

#### 6.1.3. Ausschaltverzögerung für Kraftwagen-Standlichter

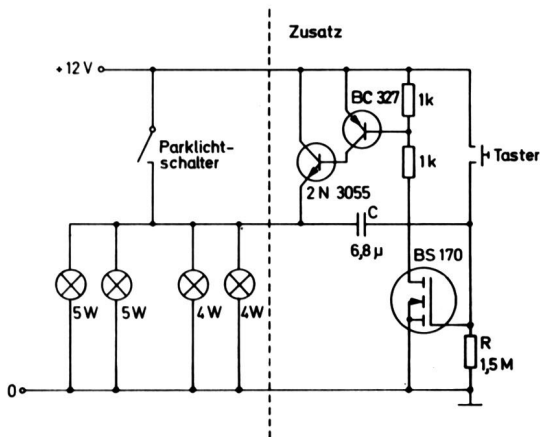
Bild 53 zeigt eine Schaltung, welche die Standlichter eines Kraftwagens für eine gewisse Zeit einschaltet. Dies verschafft dem Autofahrer Licht, um bei Dunkelheit aus der Garage herauszukommen oder den Weg zum Schlüsselloch der Haustür zu beleuchten, wenn der Wagen auf der Einfahrt stehen gelassen wird. Die Schaltung läßt sich leicht zum elektrischen System eines Kraftwagens hinzufügen, ohne seine Verkabelung ändern zu müssen.

Drückt man auf den Taster, wird das Gate des VMOS-Transistors mit der Batteriespannung verbunden und C zur selben Zeit aufgeladen. Der VMOS-Transistor wird leitend, und Strom fließt durch den Drain-Widerstand. Hierdurch wird der Transistor BC 327 eingeschaltet und damit auch der Transistor



2N3055, der wiederum die Standlichter einschaltet und auch die andere Seite des Kondensators C auf die 12-V-Batteriespannung bringt.

Wird der Taster losgelassen, so wird der linke Belag des Kondensators C auf 12 V gehalten, und der rechte beginnt sich über den Widerstand R negativ aufzuladen. Nach einer gewissen Zeit fällt die Gate-Spannung des BS 170 auf einen derartigen Wert ab, daß der durch den Drain-Widerstand des VMOS-Transistors fließende Strom kleiner wird, worauf auch der Strom im BC 327 und im 2N3055 abnimmt. Wenn das eintritt, beginnt die Spannung an den Standlichtern abzufallen. Rückkopplung über den Kondensator verursacht ein schnelles Ausschalten der Lampen.



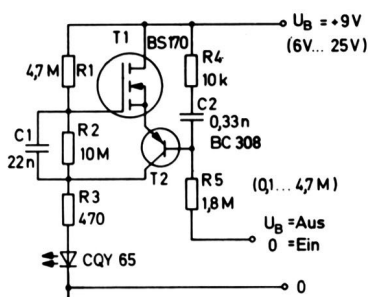
**Bild 53:** Ausschaltverzögerung für Kraftwagen-Standlichter

Die Verzögerungszeit läßt sich durch eine Veränderung des Widerstandes R variieren. Pro 100 kΩ entsteht eine Verzögerung von etwa 1 Sekunde; bei der hier gezeigten Schaltung beträgt also die Verzögerungszeit 15 Sekunden.

## 6.2. Blinkschaltung

Die Schaltung Bild 54 liefert ein Blinksignal mit kurzen Lichtblitzen und langen Intervallen. Da die Stromaufnahme im OFF-Teil des Arbeitszyklus vernachlässigbar klein ist, eignet sich die Schaltung gut für batteriegespeiste Geräte. Sie läßt sich ein- oder ausschalten, indem der Widerstand R5 an Nullpotential oder an die Versorgungsspannung angeschlossen wird.

Liegt R5 an der Versorgungsspannung, so ist T2 gesperrt, und es kann daher kein Blinkvorgang stattfinden. Wird R5 an Masse gelegt, so lädt sich C2 solange auf, bis Transistor T2 Basisstrom erhält, was Kollektorstrom von T2 durch R3 bewirkt. Der Spannungsabfall an R3 wird über C1 dem Gate des



**Bild 54:** Blinkschaltung

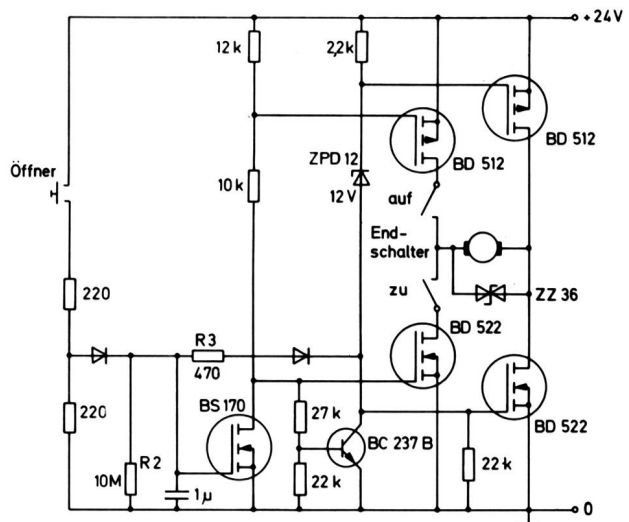
VMOS-Transistors zugeführt, wodurch dieser mehr Strom führt und die Spannung an R3 weiterhin anhebt, was Rückkopplung bedeutet. Nun leuchtet die Leuchtdiode, und der für T2 nötige Basisstrom wird von C2 geliefert. Bald wird ein Zustand erreicht, in dem T2 weniger Strom führt. Dies bewirkt Rückkopplung in der entgegengesetzten Richtung und somit Erlöschen der Leuchtdiode.

Die ON-Periode des Blinkzyklus wird durch R4, C2 und den Basisstrom von T2 bestimmt. Die OFF-Periode hängt von R5 und C2 ab. Auch die Versorgungsspannung beeinflusst diese Zeiten. An R3 und der Leuchtdiode liegt ein positiver Puls, welcher zur Ansteuerung eines Leistungselementes dienen kann, falls etwas mehr als eine Leuchtdiode blinken soll.

Bei einer Versorgungsspannung von 9 V ist der Stromverbrauch der Schaltung im OFF-Zustand 0,5 µA. Die Impulsdauer des Blinksignals liegt bei 10 ms oder, wenn R4 kurzgeschlossen wird, bei 0,4 ms. Die Impulspause ist etwa 400 ms.

## 6.3. Automatischer Türöffner und -schließer

Die Schaltung Bild 55 zeigt einen automatischen Türöffner und -schließer, wie man ihn bei manchen Zügen antrifft. Die Schaltung arbeitet als monostabile Kippschaltung, die durch den „Öffner“-Taster ausgelöst wird. Hierdurch wird der Motor eingeschaltet, der die Tür öffnet. Nach einer Verzögerung, die durch die RC-Kombination am Gate des Transistors BS 170 (in diesem Fall etwa 15 Sekunden) bestimmt war, kehrt die Schaltung in ihren stabilen Zustand zurück und startet den Motor in der entgegengesetzten Richtung, um die Tür zu schließen.



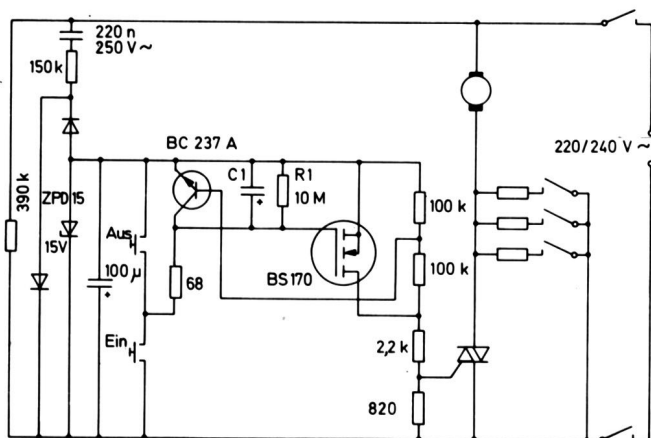
**Bild 55:** Automatischer Türöffner und -schließer

Endschalter sind vorgesehen, um den Motor auszuschalten, sobald die Tür das Ende des Weges erreicht hat. Um zwischen den beiden Schaltzuständen eine zuverlässige Schaltfunktion zu erzielen, sollte das Verhältnis zwischen R2 und R3 so groß wie möglich sein. Hierdurch wird vermieden, daß die P-Kanal- und die N-Kanal-Bauelemente während eines wesentlichen Zeitraums gleichzeitig leitend sind. Um die Induktionsspannung des Motors beim Öffnen des entsprechenden Endschalters zu begrenzen, ist eine bidirektionale Begrenzerdiode (z. B. ZZ 36) vorgesehen.

## 6.4. Zeitgeber für eine Dunstabzugshaube

In der Schaltung Bild 56 wird der Gebläsemotor des Abzuges normalerweise mit, je nach Wahl des Serienwiderstandes, unterschiedlicher Drehzahl angetrieben. Zusätzlich ist eine elektronische Intensivstufe vorhanden, die durch den „Ein“-Taster aktiviert wird. Dann läuft der Lüfter während der durch die Elektronik bestimmten Zeit mit voller Drehzahl und danach wieder mit der durch den Vorwiderstand bestimmten Drehzahl. Mit der „Aus“-Taste kann das Intensiv-Lüften vorzeitig beendet werden.

Die Schaltung ist für einen Triac mit empfindlichem Gate ausgelegt, der in den Quadranten II und III betrieben wird. Es kann auch ein normalempfindlicher Triac verwendet werden, wenn die Ansteuerung entsprechend niederohmiger ausgelegt wird. Für C1 ist ein Tantalkondensator mit kleinem Reststrom zu wählen. Die Zeit, während der der Lüfter mit maximaler Drehzahl läuft, beträgt etwa  $R1 \cdot C1$ . Diese Schaltung basiert auf einen Vorschlag von Herrn Dipl.-Ing. Wilhelm Mellewig, Marktrodach.



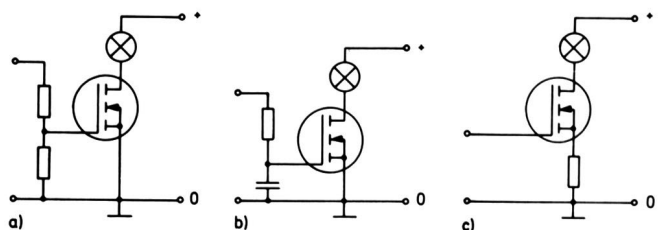
**Bild 56:** Zeitgeber für Dunstabzugshaube

## 7. Schaltanwendungen

Bei Schaltanwendungen sind verschiedene Merkmale von VMOS-Transistoren je nach Anwendung von Bedeutung. Die hohen zulässigen Ströme (ohne Second Breakdown) sind, in Verbindung mit kurzen Schaltzeiten ein wesentlicher Fortschritt gegenüber bipolaren Transistoren. Der hohe Eingangswiderstand ermöglicht besonders einfaches Interface mit vielen Logikschaltungen. Die Konstantstrom-Charakteristik am Ausgang sowie der negative Temperaturkoeffizient des Ausgangsstroms sind oft wichtig als Schutzmechanismus für die Schaltung, während in anderen Fällen das Fehlen einer Offsetspannung besonders nützlich ist.

### 7.1. Glühlampensteuerung

Die Konstantstrom-Kennlinie der VMOS-Transistoren kann dazu dienen, den Einschaltstrom von Glühlampen zu begrenzen und so deren Lebensdauer zu erhöhen. In der Schaltung nach Bild 57a wird der Ausgangsstrom über die Gate-Steuerspannung begrenzt. Nach Bild 57b wird die volle Gate-Ansteuerspannung erst nach Ablauf einer Verzögerungszeit wirksam, die vom Kondensator bestimmt wird. Bild 57c zeigt eine Schaltung, die sich als zweckmäßig erweist, wenn das Verhältnis Einschaltstrom zu Dauerstrom besonders groß ist.

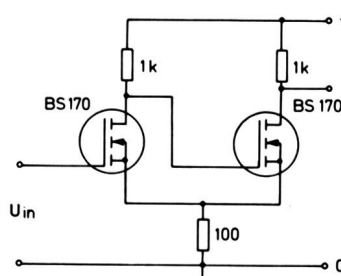


**Bild 57:** Glühlampentreiber

- Strombegrenzung durch die Gate-Steuerspannung
- Strombegrenzung durch Verzögerung
- Drain-Strombegrenzung durch einen Widerstand

### 7.2. Schmitt-Trigger

Der VMOS-Transistor kann auch in einer Schmitt-Trigger-Schaltung eingesetzt werden. Einer der Vorteile ist hier, daß die Ausschaltzeit gleich der Einschaltzeit ist, da in VMOS-Transistoren keine Speicherung von Minoritätsträgern stattfindet. Wenn in dem Beispiel nach Bild 58 die Versorgungsspannung 12 V beträgt, kippt der Schmitt-Trigger bei den Eingangsspannungen 4,2 V und 3,6 V. Diese Schaltpegel hängen von der Versorgungsspannung und dem Verhältnis zwischen sämtlichen Widerständen sowie von der Streuung der Gate-Schwellenspannungen ab.



**Bild 58:** Schmitt-Trigger

## 7.3. Tastwahl-Telefon

Bild 59 zeigt die grundsätzliche Anordnung eines Tastwahl-Telefons. Transistor T1 ersetzt den Nummernschalter-Arbeitskontakt (nsa). Seine Funktion besteht darin, den Sprechkreis kurzzuschließen und so in den aus Teilnehmerapparat + Leitung + Relais im Amt bestehenden Stromkreis einen möglichst geringen Widerstand einzuführen. Transistor T2 ersetzt den Nummernschalter-Impulskontakt (nsi).

Die von der Logikschaltung zum Ansteuern der VMOS-Transistoren aufzubringende Energie ist extrem klein. Dies ist bei elektronischen Teilnehmerapparaten ein erheblicher Vorteil. Eine Z-Diode ist vorgesehen, um die Spannungen zu begrenzen, die aufgrund der Leitungsinduktivität an Transistor T2 auftreten können.

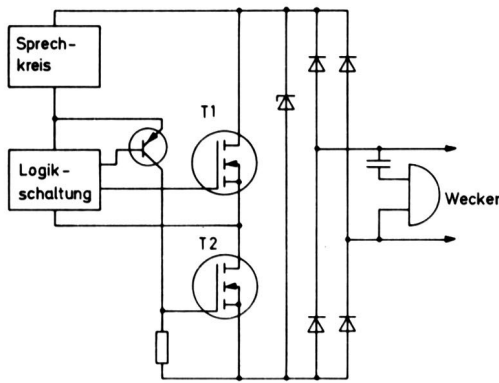


Bild 59: Tastwahl-Telefon

## 7.4. Zündsystem für Kraftfahrzeuge

Hier die Grundsätze der neuen Idee:

- Niedrige Spannungen werden einem Umformer an jeder Zündkerze zugeführt. Auf diese Weise kommt man ohne Verteiler und ohne lange Hochspannungskabel aus.
- Es werden hohe Frequenzen benutzt, und durch den an jeder Zündkerze angeordneten Umformer wird Energie übertragen, nicht gespeichert. Er kann daher klein und billig sein.

Das Arbeitsprinzip geht aus Bild 60 hervor. Informationen über Stellung der Nockenwelle und Motordrehzahl werden über einen Sensor erfaßt und einem Rechner zugeführt, der daraus den Zündzeitpunkt und den zu zündenden Zylinder ermittelt. Auch Früh- oder Spätzündung wird durch den Rechner bewirkt. Außerdem wird noch ein Signal vom Unterdruck eingespeist, das ebenfalls zur Zündzeitpunktverstellung dient. Ein Gleichspannungswandler erzeugt aus der 12-V-Batteriespannung eine höhere Gleichspannung, die im richtigen Moment einem der nahe an den Zündkerzen angebrachten Umformer zugeführt wird. Eine Impulsdauer von 1 Millisekunde wird vorgeschlagen.

Jeder Umformer enthält einen Hochfrequenzoszillator (etwa 2 MHz) mit einem streuarmlen Ringkerntransformator. Die Oszillatorschaltung kann entweder unsymmetrisch oder eine Gegentaktschaltung sein, je nach benötigtem Strom und Transformatoreigenschaften. Die VMOS-Transistoren sollen mit einer rechteckförmigen Ausgangsspannung arbeiten, um die Verlustleistung klein zu halten, da die Umgebungstemperatur sehr hoch werden kann. Da VMOS-Transistoren innerhalb Nanosekunden zu schalten vermögen und keine Spei-

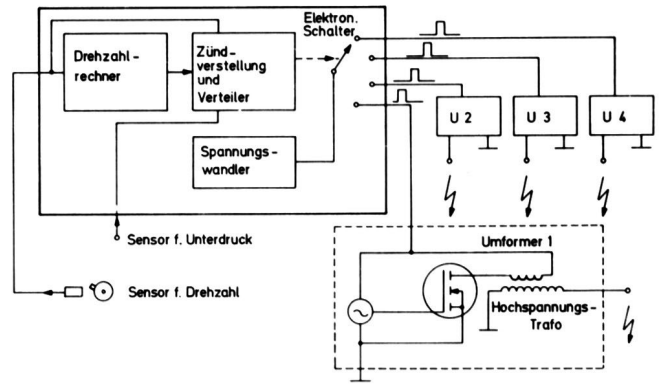


Bild 60: Zündsystem für Kraftfahrzeuge

cherzeit haben, ist diese Arbeitsweise möglich. Die Ausgangsspannung des Hochspannungstransformators wird der Zündkerze zugeführt.

Wir wollen nun untersuchen, welche Energie die Zündkerze braucht. Das herkömmliche Zündsystem liefert etwa 50 mJ, aber es kann angenommen werden, daß bei Verwendung einer hohen Frequenz weniger Energie ausreicht. Diese 50 mJ repräsentieren einen genügenden Sicherheitsspielraum, da alle anderen Zündsysteme mit langen Hochspannungskabeln arbeiten und bei feuchter Umgebung beträchtliche Verluste entstehen. Da das hier vorgeschlagene System äußerst kurze Leitungen hat, ist der oben erwähnte Sicherheitsfaktor nicht erforderlich. Schätzungsweise benötigt man lediglich 10 mJ.

Aus mechanischen Gründen ist es erforderlich, die Umformer auf einem langen Bügel zu montieren, der oberhalb der Zündkerzen angebracht ist. Die Umformer müssen durch eine reflektierende Wärmedämmung geschützt sein, um vom Zylinderblock und den Zündkerzen ausgehende Wärmestrahlung fernzuhalten. Es wäre vorteilhaft, zur Kühlung Außenluft an den Umformern vorbeizuführen.

## 7.5. Ansteuerung von Leuchtdioden

Der VMOS-Transistor verhält sich am Ausgang wie eine Stromquelle und ist daher zur Ansteuerung von Leuchtdioden geeignet. Bild 61 zeigt, wie ein VMOS-Transistor eine Infrarot-Diode speist. Er kann z. B. durch TTL-Schaltungen angesteuert werden. Wegen der kurzen Schaltzeiten des VMOS-Transistors ist eine sehr hohe Bit-Rate möglich.

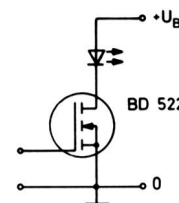
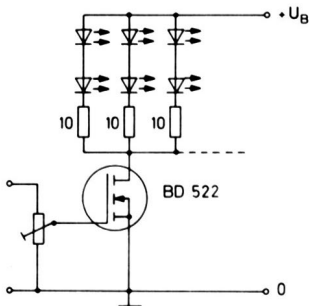


Bild 61: Treiber für Infrarot-Diode

Bild 62 ist zur Ansteuerung von LEDs im sichtbaren Bereich des Spektrums gedacht. Im Gegensatz zu IR-Dioden (die bis zu einem Ampere verarbeiten können) liegt der maximale Strom einer LED für den sichtbaren Bereich des Spektrums bei etwa 50 mA. Bei diesen Amplituden steuert ein großer VMOS-Transistor nicht sehr linear, so daß die LEDs parallel-

geschaltet werden sollten. Vorausgesetzt, daß die Versorgungsspannung genügend hoch ist, können außerdem mehrere Dioden in Reihe geschaltet werden, wie Bild 62 zeigt. Jeder Zweig benötigt einen kleinen Widerstand, um eine gleichmäßige Stromaufteilung zu erhalten. Die Helligkeit wird über ein Potentiometer gesteuert: Sein oberes Ende kann an Gleichspannung oder an einer Impulsquelle liegen.

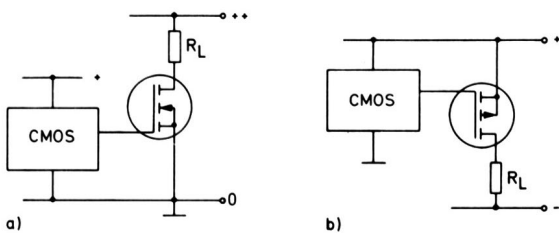


**Bild 62:** LED-Treiber

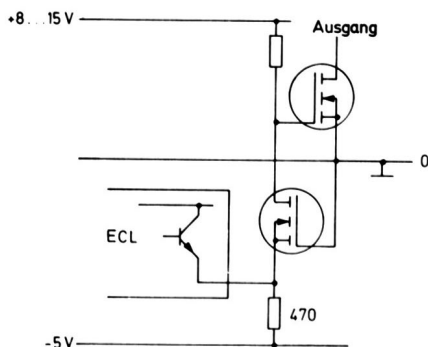
## 7.6. Interface mit Logikschaltungen und Mikroprozessoren

VMOS-Transistoren ermöglichen die einfachste Form von Interface zwischen CMOS und Leistungselementen (Bild 63a und b). Für ECL-Schaltungen (Bild 64) gestaltet sich die Schnittstelle komplizierter. Hier ist es nahezu unmöglich, die Geschwindigkeit der ECL zu bewahren.

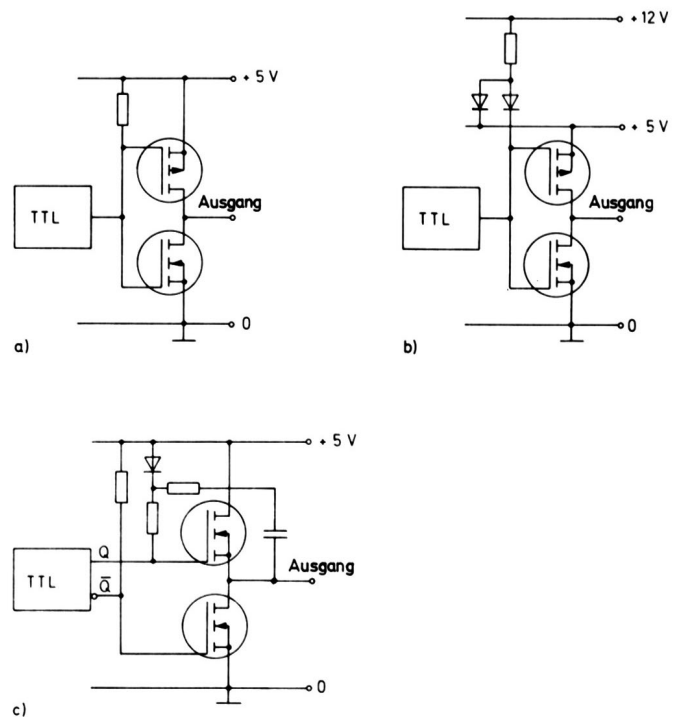
Für TTL-Schaltungen wird ein Pull-up-Widerstand benötigt (Bild 65a). Trotzdem genügt die so erzielte Gate-Ansteuerung mit 5 V nicht, um die VMOS-Transistoren voll durchzusteuern. Hierfür benötigt man TTL-Schaltungen mit offenem Kollektor und zusätzlichem Pull-up-Widerstand nach + 12 V (Bild 65b). Eine Interface-Schaltung zwischen CMOS und TTL ist in Bild 66 gezeigt.



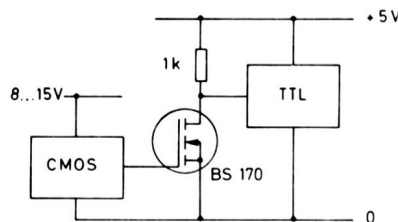
**Bild 63:** Grundsaltungen für CMOS-VMOS-Interface  
a) mit N-Kanal-VMOS-Transistoren  
b) mit P-Kanal-VMOS-Transistoren



**Bild 64:** ECL-VMOS-Interface



**Bild 65:** Takttreiber  
a) Grundschtaltung für TTL-VMOS-Ansteuerung  
b) mit Pull-up-Widerstand auf + 12 V  
c) Bootstrap-Schaltung mit nichtkomplementärem Ausgang



**Bild 66:** CMOS-TTL-Schnittstelle

## 7.7. Takttreiber

Zur Ansteuerung von Ferritkernspeichern und Magnetschichtdrahtspeichern waren bipolare Transistoren nicht zufriedenstellend. Die erforderliche Leistungsfähigkeit und schnellste Schaltzeiten konnten nicht im selben Transistor erzielt werden. Bei VMOS-Transistoren bedarf es keines Kompromisses, da ihre Schaltgeschwindigkeit größer ist als diejenige bipolarer Transistoren, die als gesättigte Schalter arbeiten.

Bei der Ansteuerung von Speichern, ob es sich um Kernspeicher, Magnetschichtdrahtspeicher oder MOS-Speicher handelt, macht sich jede Geschwindigkeitsverbesserung der Treiber in einer Verbesserung der Zugriffszeit bemerkbar. Bild 65 zeigt einige Möglichkeiten zum Treiben von Lasten geringen Widerstands und/oder hoher Kapazität, wie man sie bei Ferritkernanordnungen und in MOS-Speicherkarten (Taktimpuls- und Adreßleitungen) antrifft. Wegen der erzielbaren kurzen Anstiegszeiten kann man einen kleinen Widerstand (etwa 10...22  $\Omega$ ) als Abschlußwiderstand mit dem Ausgang in Reihe schalten. Bild 65b ist eine Alternative zu Bild 65a. Hier kann die Abfallzeit verbessert werden, ohne einen derart nied-



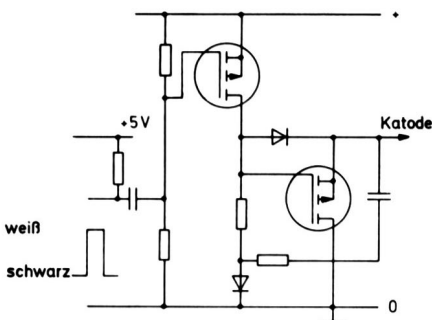
rigen Pull-up-Widerstand zu erfordern. Die Schaltung nach Bild 65c ist anwendbar, solange zwischen den beiden TTL-Ausgängen keine wesentliche Verzögerung besteht.

Kompliziertere Steuerschaltungen für Sonderzwecke – z. B. Minimum-Überschwingen in negativer Richtung auf den Adreßleitungen einer MOS-Anordnung – liegen bei VMOS-Transistoren im Bereich der praktischen Möglichkeit, und zwar wegen der engen Beziehung zwischen Drain-Strom und Gate-Spannung. Ein weiterer Vorteil bei der Ansteuerung von MOS-Speichern ist es, daß VMOS-Transistoren keine Offsetspannung aufweisen, so daß die Steuerspannung bei der Ansteuerung kapazitiver Lasten tatsächlich auf Null abfällt. Im praktischen Betrieb führt dies dazu, daß zum garantierten Störabstand des Systems im Vergleich zur Ansteuerung mittels bipolarer Transistoren oder integrierter Schaltungen einige hundert Millivolt addiert werden können.

## 7.8. Digitale Video-Ausgangsstufe

Viele Techniker richten heute zweifellos ihren Blick auf ihre tragbaren Fernsehgeräte und denken daran, diese in Sichtgeräte für Personal-Computer umzuwandeln. Die meisten Computer liefern am Ausgang ein Video-moduliertes HF-Signal, das direkt auf die Antennenbuchse des Fernsehgerätes gegeben werden kann. Dies bedeutet jedoch, daß die anzuzeigende Information die gesamte Elektronik des Gerätes passieren muß. Ein schlechtes Bild infolge von Einschwingvorgängen kann das Resultat sein.

Viele tragbare Fernsehgeräte arbeiten mit einer Versorgungsspannung, die sich für eine VMOS-Ausgangsstufe nach Bild 67 eignet. Diese kann direkt vom Computer angesteuert werden. Das Synchronsignal muß auch dann über den Antenneneingang eingespeist werden. Die hier gezeigte Schaltung eignet sich ausgezeichnet für die Katoden-Ansteuerung, bei der der Ausgang für einen weißen Bildschirm, also die meiste Zeit, einen positiven Pegel aufweist. Sie kann zur Gitter-Ansteuerung der Bildröhre invertiert werden, wenn man N-Kanal-Transistoren verwendet. Die Erzeugung und Zufuhr der Gleichspannungen für Kontrast und Helligkeit ist hier nicht dargestellt.



**Bild 67:** Digitale Video-Ausgangsstufe

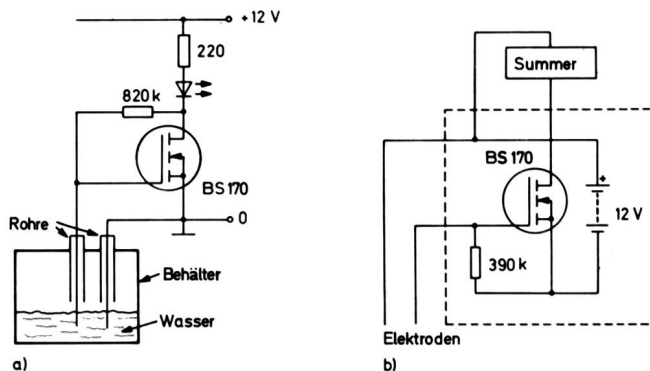
## 8. Wandler und Fühler

Die meisten Fühler entnehmen dem zu messenden Medium nur einen kleinen Energiebetrag, und diese Energie muß dann über ein Interface eine Last ansteuern. Verwendet man eine elektronische Interface-Schaltung, so wäre es ideal, wenn diese eine äußerst hohe Eingangsimpedanz hätte, und es wäre ein großer Vorteil, wenn ihre Leistungsverstärkung nahezu unendlich wäre. VMOS-Transistoren erfüllen diese Anforderungen in hohem Maße.

### 8.1. Wasser-Detektoren

Die beiden beschriebenen Schaltungen dienen der Signalisierung von Wasser und beruhen auf der Tatsache, daß Wasser gewöhnlich leitend ist.

Die Schaltung Bild 68a warnt den Autofahrer, sobald der Wasserstand im Behälter der Scheibenwaschanlage zu niedrig wird. Zwei Elektroden tauchen in das Wasser, das als Widerstand von etwa 10 kΩ wirkt. Am Gate des VMOS-Transistors liegt eine niedrige Spannung unterhalb der Schwellenspannung, wodurch der Transistor gesperrt ist. Ist zu wenig Wasser vorhanden, steigt die Gate-Spannung über die Schwelle an, so daß der Draht, der zur Leuchtdiode am Armaturenbrett führt, von Strom durchflossen wird. Für Kraftwagen mit Plus am Chassis wird ein P-Kanal-VMOS-Transistor BS 250 benötigt, und die LED wird umgekehrt angeschlossen. Zu den mechanischen Einzelheiten sei erwähnt, daß die Elektroden durch Rohre zu legen sind, um zu verhindern, daß Wasser über die Anschlußstellen spritzt. Die Elektronik sollte möglichst auf dem Behälter montiert werden, damit zwischen den Elektroden-Leitungen keine Leckströme fließen können.

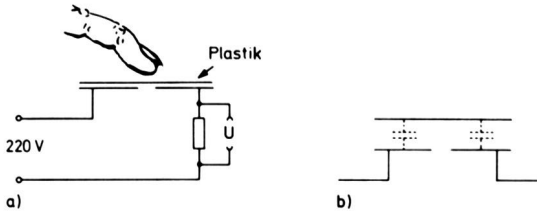


**Bild 68:** Wasser-Detektoren  
a) Anzeige niedrigen Pegelstands  
b) Überflutungsdetektor

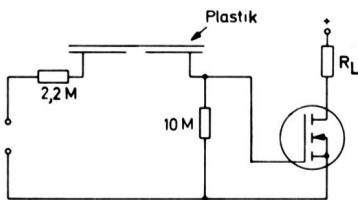
Die Schaltung Bild 68b liefert ein Warnsignal beim Auftreten von Wasser an Stellen, wo es entschieden unerwünscht ist (z. B. Küchen, Keller oder Badezimmer). Die Schaltung stellt in etwa eine Umkehr der ersten Schaltung dar: Nur dann, wenn Wasser zwischen den Elektroden vorhanden ist, fließt ein Strom im Summer. Da diese Vorrichtung nicht sehr häufig wirksam zu werden braucht und der Ruhestrom stets vernachlässigbar klein ist, wird eine Batterie mit langer Lagerfähigkeit eingesetzt. Es wird ein Kunststoffgehäuse verwendet, an dessen Seiten die Elektroden herausragen und nach unten gebogen werden, so daß sie den Boden berühren. Der Summer ist fest an der Außenseite des Gehäuses angebracht, so daß dieses als Resonanzkörper wirkt.

## 8.2. Berührungsschalter

Das Arbeitsprinzip beruht darauf, daß ein Finger entweder kapazitiv oder direkt zwei Elektroden überbrückt. Bild 69a zeigt die kapazitive Version und Bild 69b ihr Ersatzschaltbild. Über die Kapazität gelangt eine Wechselspannung auf das Gate eines VMOS-Verstärkertransistors, siehe Bild 70. Es wird darauf hingewiesen, daß ein 2,2-M $\Omega$ -Widerstand als weiterer Schutz für den Fall eines Isolationsfehlers vorgesehen ist.

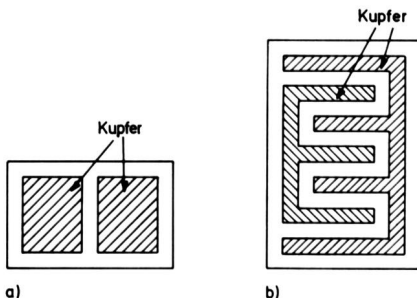


**Bild 69:** Berührungsschalter  
 a) Grundschiung eines Wechselstrom-Berührungsschalters  
 b) Ersatzschaltung eines Wechselstrom-Berührungsschalters



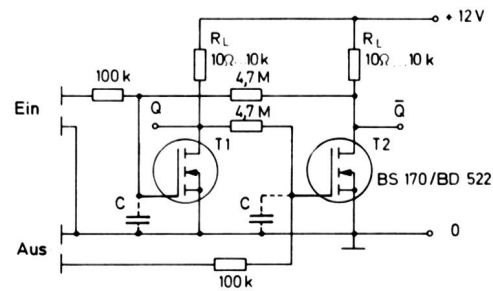
**Bild 70:** Berührungsschalter mit VMOS-Transistor

Bild 71a zeigt eine einfache Elektrodenkonstruktion; demgegenüber ergibt die verschachtelte Struktur in Bild 71b eine Anordnung, bei der die Position des Fingers nicht so kritisch ist. Beim praktischen Versuch wurde die 50-Hz-Netzspannung verwendet. Bei höheren Frequenzen wird die – gegebene – Kapazität um so wirksamer sein. Es muß auch nicht unbedingt ein Finger verwendet werden. Die Schaltung kann stattdessen mit einem Stück Metall, das nicht geerdet ist, gesteuert werden. Eine Anwendung wäre z. B. ein Endschalter an einer Werkzeugmaschine.



**Bild 71:** Berührungsschaltelektroden  
 a) Einfache Elektrodenstruktur  
 b) Verschachtelte Struktur

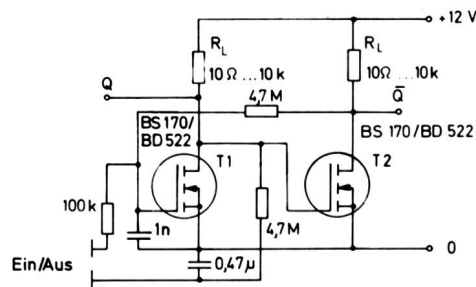
In den Bildern 72 und 73 sind zwei Berührungsschalter gezeigt, die mit Gleichspannung betrieben werden. Beim Bild 72 sind für die Ein- und die Aus-Funktion gesonderte Sensoren vorhanden. Die Schaltung kann mit einem Kleinleistungstyp



**Bild 72:** Berührungsschalter für Gleichspannung mit zwei Sensoren

(BS 170) und einem Leistungs-VMOS-Transistor (BD 522) sowie verschiedenen Lastwiderständen in den Drain-Kreisen, z. B. 10 k $\Omega$  im hochohmigen Zweig und einer Lampe im niederohmigen Zweig aufgebaut werden.

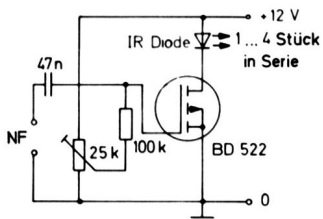
Der Berührungsschalter in Bild 73 hat lediglich einen einzigen Berührungskontakt, der sowohl zum Einschalten als auch zum Ausschalten verwendet wird. Beim Einschalten der Versorgungsspannung wird T1 leitend, T2 wird gesperrt und der 0,47- $\mu$ F-Kondensator ist entladen. Berührt man den Fühler, so wird T2 leitend, und aufgrund des 4,7-M $\Omega$ -Rückkopplungswiderstandes zwischen der Drain-Elektrode von T2 und der Gate-Elektrode von T1 verharrt die Schaltung stabil in diesem Zustand. Der 0,47- $\mu$ F-Kondensator wird dabei über den anderen 4,7-M $\Omega$ -Widerstand aufgeladen. Erneute Berührung des Fühlers überträgt das positive Potential vom 0,47- $\mu$ F-Kondensator auf die Gate-Elektrode des T1. Dadurch wird dieser leitend und T2 gesperrt. Wird der Fühler eine Sekunde oder länger berührt, so arbeitet die Schaltung als Kippschwinger und wechselt ihren Zustand einmal in der Sekunde. Die Lastwiderstände können ungleich sein, wie es für Bild 72 beschrieben wurde.



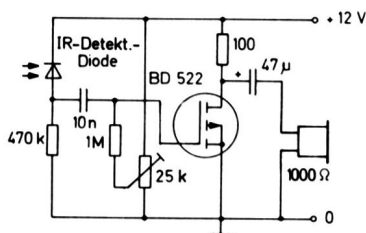
**Bild 73:** Berührungsschalter für Gleichspannung mit einem Sensor

## 8.3. IR-Tonfrequenzsender und -empfänger

Hier nutzt man den Vorteil der Linearität der Steilheitskennlinie eines VMOS-Transistors aus, sowie seinen hohen Eingangswiderstand (für den Empfänger). In Bild 74 moduliert ein tonfrequentes Signal den Strom der IR-Diode. Mehrere Dioden können in Reihe geschaltet sein. In Bild 75 verändert moduliertes Licht den Detektorstrom, der über den 470-k $\Omega$ -Widerstand fließt, und steuert so den Empfangs-VMOS-Transistor, der den Kopfhörer oder sogar einen Lautsprecher ohne Zwischenverstärkung direkt ansteuert. Die Potentiometer dienen zur Arbeitspunkteinstellung der VMOS-Transistoren auf den linearen Bereich.



**Bild 74:** Infrarot-Tonfrequenzsender



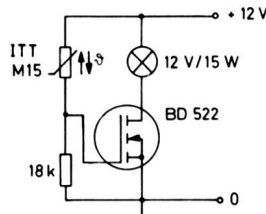
**Bild 75:** Infrarot-Tonfrequenzempfänger

## 8.4. Elektronische Kerze

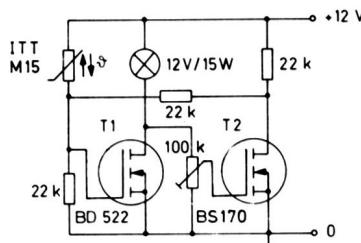
Bei dieser Idee handelt es sich eigentlich mehr um einen Partyscherz. Doch kann sie auch für einen Übertemperaturdetektor angewendet werden. Bei Bild 76 ist der Thermistor in der Nähe einer Glühlampe montiert. Die Dimensionierung der Schaltung ist so, daß die Glühlampe nicht leuchtet. Wird ein brennendes Zündholz dem Thermistor nahe gebracht, so wird der VMOS-Transistor leitend, und die Lampe leuchtet auf. Die Wärme der Lampe genügt, um den Thermistor auch

dann genügend zu erhitzen, wenn das Zündholz weggenommen wird. Ausgelöscht wird die „Kerze“, indem man den Thermistor stark anbläst, um ihn zu kühlen.

Bild 76 zeigt die Schaltung in sehr primitiver Form; sie arbeitet jedoch zufriedenstellend. In Bild 77 ist eine Rückkopplung vorgesehen, um sicherzustellen, daß das Licht entweder voll ein- oder voll ausgeschaltet ist. Mit dem Potentiometer wird T2 so eingestellt, daß er gerade noch leitet, wenn die Lampe nicht brennt.



**Bild 76:** Elektronische Kerze



**Bild 77:** Elektronische Kerze mit Rückkopplung

---

**9. Schrifttum**

- [1] Snelling, E. C.: Soft Ferrites. Iliffe, London 1969.
- [2] Barlage, F. M.: Exploit VMOS FETs' advantages .... EDN, 5. November 1978.
- [3] British Patent 389 855 (1933).
- [4] Dutra, J. A.: Digital amplifiers for analog power. IEEE Transactions CE – 24 (3), August 1978.
- [5] Zverev, A. I.: Handbook of filter synthesis. Wiley, N.Y. 1967.
- [6] Peltz, G.: Berechnung von Filtern. Funk-Technik 1966, Nr. 6, Seiten 206 ... 208.
- [7] ITT, Reference Data for Radio Engineers. Howard W. Sams + Co, Indianapolis 1975.
- [8] Sokal, N. O.: Class E can boost ... efficiency ... Electronic Design 20, 27. September 1977.
- [9] Raab, F. H.: FET power amplifier boosts transmitter efficiency. Electronics 49 (12), 10. Juni 1976.
- [10] Millmann, J.; Taub, H.: Pulse, digital and switching waveforms. McGraw-Hill, N. Y. 1965.