

VMOSFETs als Kurzwellen-Sendeverstärker

MARTIN STEYER – DK7ZB

Es ist eigentlich verwunderlich, daß VMOSFETs als Sendeverstärker kaum Eingang in die deutschsprachige Amateurfunkliteratur gefunden haben. Deshalb hier Hinweise zu den besonderen Eigenschaften dieser Bauelemente und ihrer Schaltungstechnik sowie die Vorstellung zweier leicht nachbaufähiger Endstufenbausteine.

Daß in den USA VMOSFETs ihren festen Platz in der Selbstbaupraxis gefunden haben, zeigt beispielsweise das Radio Amateurs Handbook der ARRL von 1980 [1], wo bereits kurze Zeit nach der Markteinführung von VMOSFETs Bauanleitungen damit für CW-QRP-Sender auftauchten.

■ Eigenschaften

Inzwischen gibt es eine große Zahl von VMOSFET-Typen verschiedener Hersteller. Ehe man damit experimentiert, sollte man sowohl ihre positiven als auch negativen Eigenheiten genauer kennen. Wie MOSFETs prinzipiell gebaut sind, sei als bekannt vorausgesetzt.

Ein Elektronenstrom durch den Halbleiterkristall fließt durch eine Verengung (Kanal), dessen Leitfähigkeitssteuerung rein elektrostatisch durch die Gateelektrode erfolgt. Das Gate ist durch eine extrem dünne Metalloxidschicht vom eigentlichen Kristall isoliert. Beim n-Kanal-Typ fließt der Elektronenstrom dabei vom Source- (Minuspole) zum Drainanschluß (Pluspol). Bild 1 aus [2] zeigt den Aufbau eines solchen Halbleiterbauelements im Detail.

Bei einer Gatespannung von 0 V fließt nur ein praktisch völlig vernachlässigbarer Reststrom im Nanoamperebereich, d.h., die Source/Drain-Strecke ist vollständig gesperrt. Ab einer positiven Vorspannung von etwa 3,3 V beginnt der Kanal zu leiten, und der Durchlaßwiderstand ($R_{DS\ on}$) fällt je nach Typ auf wenige Ohm bis Bruchteile eines Ohms ab. Dabei verkraften VMOSFETs bei Source/Drain-Spannungen von bis zu 1000 V Ströme von 1,5 A bis über 100 A. Es handelt sich in der Tat um erstaunliche Bauelemente, die als extrem schnelle Schalter in der Industrie- und Unterhaltungselektronik breite Anwendung finden.

Wegen der hexagonalen, wabenähnlichen Struktur der Gateschichten werden diese FETs auch als HEXFETs (eingetragenes Warenzeichen des Marktführers International Rectifier) bezeichnet. Der Begriff VMOSFET kommt daher, daß bei dieser Anordnung der Strom vertikal durch den Halbleiterchip fließt. Da der Ausgangsstrom wie bei einer Elektronenröhre durch die Eingangsspannung, nicht durch einen Strom

wie bei bipolaren Transistoren gesteuert wird, bewirkt die vollständige Isolation wie bei Röhren (zumindest bei niedrigen Frequenzen) eine leistungslose Steuerung. Im Gegensatz zu Röhren, bei denen bei positiver Gitterspannung ein Gitterstrom fließt, fällt dieser Effekt am Gate fort.

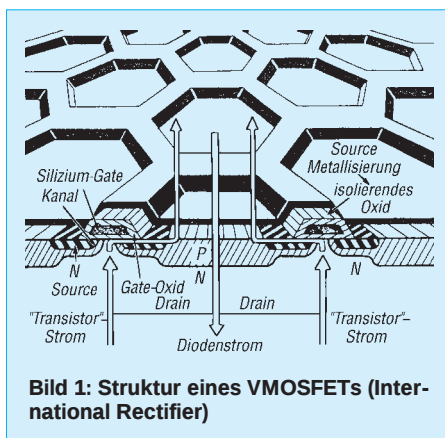


Bild 1: Struktur eines VMOSFETs (International Rectifier)

Daraus ergibt sich, daß sich die positive Vorspannung für Linearbetrieb auf einfachste Weise erzeugen läßt. Durch den extrem hohen Eingangswiderstand geht die (Leistungs-)Verstärkung theoretisch gegen unendlich, in der Praxis ist sie gegenüber bipolaren Transistoren zumindest sehr hoch. Eine weitere willkommene Eigenschaft von VMOSFETs ist das Fehlen eines sekundären Durchbruchs. Ein thermisches Hochlaufen und die damit verbundene Selbstzerstörung, die Experimentatoren mit normalen, bipolaren Transistoren aus leidgeprüfter Erfahrung kennen, gibt es also nicht.

Nun kommen die negativen Seiten: Durch die extrem dünne Isolationsschicht unter dem Gate können statische Aufladungen zum Durchschlag Gate – Kanal führen; beim Einbau sind also dieselben Vorsichtsmaßnahmen zu beachten, wie sie für elektrostatisch sensitive Bauelemente wie CMOS-ICs oder Kleinleistungs-MOSFETs allgemein bekannt sind.

■ Einschränkungen

Das System Gateelektrode – äußerst dünne Metalloxidschicht – Kanal bildet eine erhebliche Eingangskapazität und eine noch größere Ausgangskapazität. Dies ist ein

Grund, weshalb eine hochohmige Ansteuerung durch HF am Gate praktisch nicht möglich ist.

Der zweite besteht darin, daß bei aller Robustheit der Source/Drain-Strecke am Gate von Standardtypen gegenüber der Source nur Spannungen von maximal ± 20 V liegen dürfen. Deshalb sind Schwingkreise am Gate nicht möglich; Resonanzüberhöhung könnte tödlich hohe Gatespannungen bewirken. Ebenso ist eine klassische HF-Leistungsverstärkerschaltung im C-Betrieb nicht zu realisieren, da dafür ebenfalls sehr hohe Ansteuerspannungen erforderlich wären. Ein Ausnahme bilden nur QRP-Sender für Ausgangsleistungen bis 5 W.

Durch eine passive, niederohmige Ansteuerung lassen sich die geschilderten Probleme umgehen. Allerdings muß dann der Arbeitspunkt im B- oder AB-Bereich liegen, was für CW- oder FM-Anwendungen wegen des schlechteren Wirkungsgrades einen gewissen Nachteil darstellt.

Wichtige Kenngrößen sind also der dynamische Innenwiderstand $R_{DS\ on}$, die Eingangskapazität C_{iss} , die Ausgangskapazität C_{oss} und natürlich die zulässigen Ströme und Spannungen an der Source/Drain-Strecke.

In Tabelle 1 sind die wichtigsten Daten einiger erprobter Typen zum Vergleich zusammengestellt. Die Tatsache, daß die Kapazitäten bei steigender Leistung überproportional zunehmen, liegt darin begründet, daß bei der Fertigung intern einfach nur größere Wabenflächen parallelgeschaltet werden. Die Verlustleistung nimmt dadurch aber nur bedingt (unterproportional) zu. Als Folgerung ergibt sich, daß man besser mehrere leistungsschwächere Typen extern parallelschaltet. Dies ist auch problemlos möglich, da die Fertigungsstreuungen nur minimal sind. Denn Hersteller lassen deshalb auch Parallelschaltungen ohne Stromausgleichswiderstände u.ä. ausdrücklich zu. Voraussetzung sind allerdings Halbleiter einer Fertigungscharge.

Die Schaltzeiten von VMOSFETs liegen im Bereich weniger Nanosekunden; damit ist natürlich für den Funkamateurer nur eine Hochfrequenzverstärkung im Kurzwellenbereich möglich. Beim Vergleich verschiedener Typen sollte man darauf achten, daß die meisten Hersteller den Strom für eine Kristalltemperatur von 25 °C angeben. Das ist verständlicherweise ein attraktiv wirkender

Tabelle 1: Kenngrößen einiger für Sendeverstärker geeignete VMOSFETs

Typ	U_{max} [V]	I_{Dauer} [A]	I_{imp} [A]	N_{verl} [w]	C_{ein} [pF]	C_{aus} [pF]	$R_{DS\ on}$ [Ω]
IRF-510	100	4,0	20	43	180	81	0,54
IRF-530	100	10	56	88	670	250	0,16
IRF-620	200	3,3	18	50	260	100	0,8
IRF-710	400	1,2	6	36	170	30	3,6

Tabelle 2: Beispiele für mit VMOSFETs erzielbare Ausgangsleistungen

Konfiguration	80 m	40 m	30 m	20 m	17 m	15 m	12 m	10 m
1 × IRF-510, Transformator 1:9, $U_B = 24 \text{ V}$	45 W	40 W	35 W	26 W	24 W	22 W	20 W	20 W
1 × IRF-530, Transformator 1:4, $U_B = 35 \text{ V}$	50 W	48 W	46 W	44 W	38 W	35 W	33 W	30 W
2 × IRF-510 im Gegentakt	$U_B = 36 \text{ V}$	42 W	42 W	38 W	35 W	35 W	30 W	30 W

der, für die Anwendung jedoch völlig unrealistischer Wert. Bei 100°C liegt der zulässige Strom dann um 30 bis 40 % niedriger.

Schaltungstechnik

Für KW-Endstufen sind Eintakt- und Gegentaktschaltungen möglich, wobei die Gegentaktschaltungen einen größeren nutzbaren Frequenzbereich aufweisen. Eigene Experimente zeigten, daß man mit einfachster Beschaltung bis zum 15-m-Band recht gute Leistungsverstärkung erreichen kann; darüber sind kompliziertere Schaltungen nötig, die nur für Einbandbetrieb in Frage kommen.

Daß aus den oben angeführten Gründen nur eine passive, niederohmige Ansteuerung praktikabel ist, stört nicht weiter, da bei AB- und B-Betrieb mit wenigen Volt HF am Gate, also minimaler Steuerleistung, erhebliche Ausgangsleistungen möglich sind. Insofern muß man sich bei reinem Telegrafie- oder FM-Betrieb auf einen Arbeitspunkt der Klasse B einstellen. Dies hat zwar einen geringeren Wirkungsgrad zur Folge, erzeugt aber im Gegenzug auch erheblich weniger Oberwellen, so daß in der Praxis meist ein zweigliedriger Tiefpaß am Ausgang hinreichende Oberwellenunterdrückung bewirkt. Für SSB ist ein Arbeits-

punkt der Klasse AB erforderlich; die Ruhestrome lassen sich ohne Probleme mit einer Z-Diode und einem Spannungsteiler einstellen.

Der Zusammenhang zwischen Betriebsspannung und Ausgangsleistung erschließt sich durch eine einfache Überlegung: Angenommen, die Betriebsspannung beträgt 12 V, so würde im Idealfall die positive Halbwelle eben diese Spitzenspannung der HF am Lastwiderstand erzeugen. Nach der bekannten Formel

$$P_{\text{out}} = \frac{U_B^2}{2R}$$

ergibt sich, daß bei gegebener Betriebsspannung nur der Lastwiderstand bestimmt, wie hoch die abgebbare effektive HF-Leistung ist. Daraus erklärt sich auch, warum es mit 12 V so problematisch ist, hohe Leistungen zu erzeugen. Bei 100 W HF beträgt dieser Lastwiderstand z.B. nur $0,7 \Omega$.

Natürlich muß man auch bei VMOSFETs beachten, daß Spannung, Strom und Verlustleistung innerhalb der zulässigen Grenzwerte (zuzüglich einer gewissen Sicherheit) bleiben.

Folgende Werte haben sich in der Praxis als sinnvoll erwiesen: Die Betriebsspannung U_B sollte maximal 40 % der zulässigen Source/Drain-Spannung betragen. Wenn der Spitzenstrom den zulässigen Dauerstrom nicht überschreitet, ist man immer auf der sicheren Seite. Die abgegebene HF-Leistung sollte maximal im Bereich der Verlustleistung des VMOSFETs liegen, sicherheitshalber etwa 30 bis 50 % darunter. Damit hat man bis auf einen Punkt die Grenzen der Betriebsparameter festgelegt.

Um zu vermeiden, daß bei schlechtem Kontakt des Antennenrelais oder bei falscher Last gefährlich hohe Spannungsspitzen auftreten, kann man am Drain ein paar

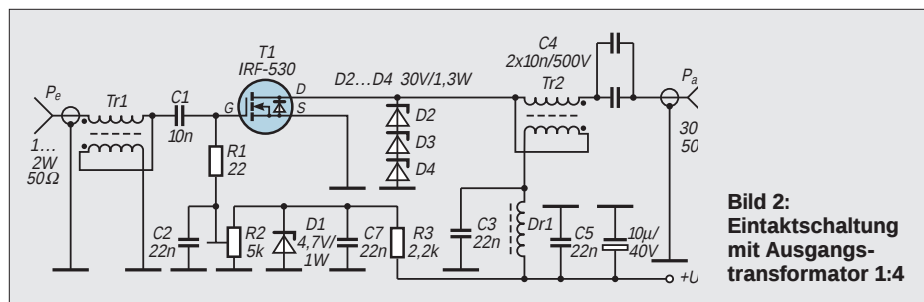


Bild 2:
Eintaktschaltung
mit Ausgangs-
transformator 1:4

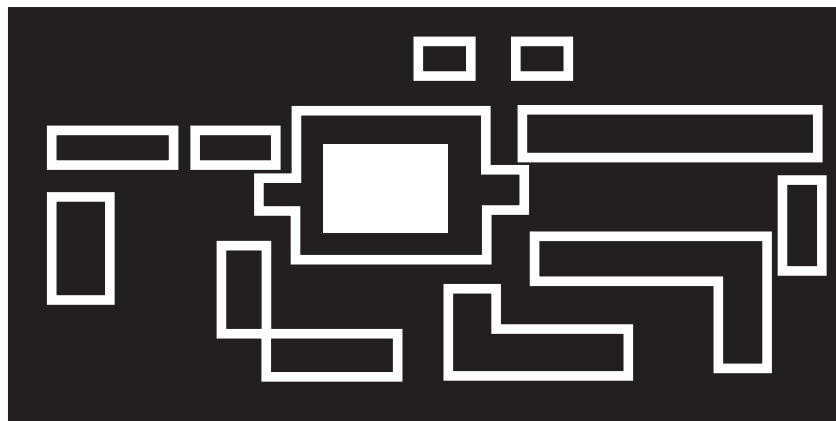


Bild 3: Leitungsführung der Platine für die Eintaktschaltung

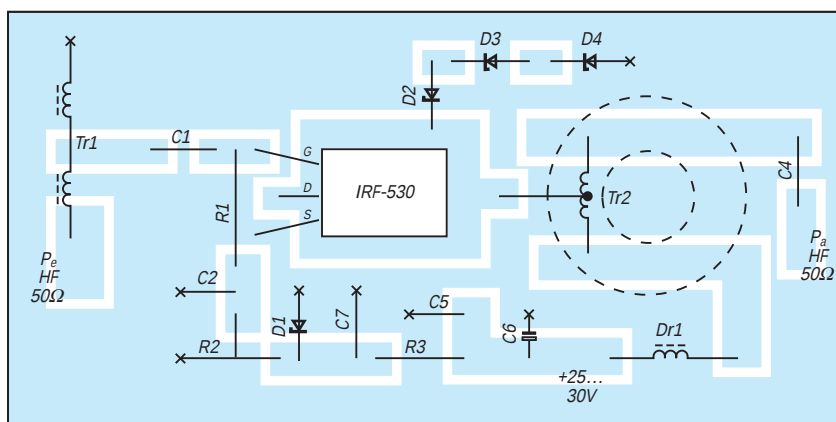
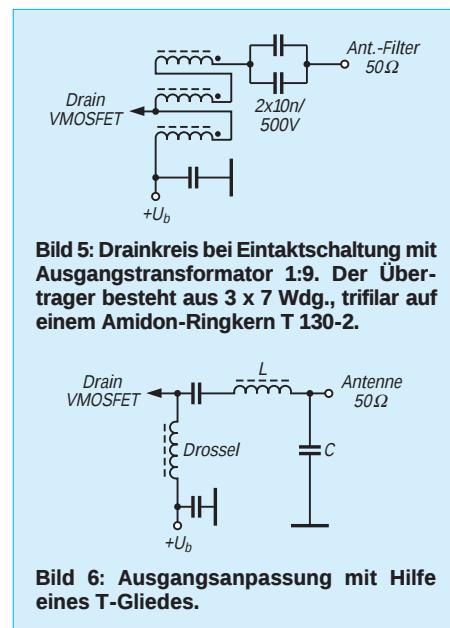


Bild 4: Bestückungsplan der Leiterplatte für die Eintaktschaltung. Die Bestückung erfolgt auf der Leiterseite.



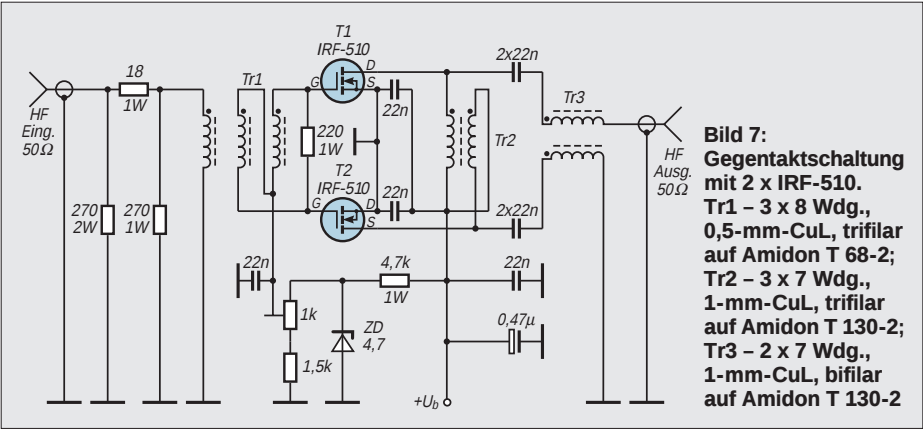


Bild 7:
Gegentaktschaltung
mit 2 x IRF-510.
Tr1 – 3 x 8 Wdg.,
0,5-mm-CuL, trifilar
auf Amidon T 68-2;
Tr2 – 3 x 7 Wdg.,
1-mm-CuL, trifilar
auf Amidon T 130-2;
Tr3 – 2 x 7 Wdg.,
1-mm-CuL, bifilar
auf Amidon T 130-2

Z-Dioden in Reihenschaltung zum Kappen der Drainspannungsspitzen vorsehen. Deren Gesamt-Z-Spannung sollte insgesamt bei etwa 90 % der maximalen Source/Drain-Spannung liegen. Bei 100-V-MOSFETs kämen also z.B. drei 30-V-Z-Dioden in Frage.
Eine zusätzliche Sicherheit gegen zu hohe Spannungsspitzen am Gate können zwei gegensinnig in Reihe geschaltete Z-Dioden (je 18 V) nach Masse bieten. Bei Linearbetrieb kommt es dabei unter Umständen zu erheblichen Verzerrungen. Aus diesem Grund sollte man besser den Pegeln mehr Beachtung schenken.

Bei der Eintaktschaltung läuft die Ansteuerleistung über einen Abwärtsübertrager 4:1 (unsymmetrisch/unsymmetrisch), wodurch sich auf der Gateseite ein (Quell-)Widerstand von 12,5 Ω ergibt. Ihm wird ein partieller Lastwiderstand von 18 bis 22 Ω parallelgeschaltet. Damit kann bei einer Steuerleistung von 1 bis 3 W an 50 Ω auf keinen Fall eine zu hohe Spannung am Gate auftreten.

■ Eintaktendstufe

Je nach Ausgangsleistung, Drainspannung und VMOSFET-Typ kann man leicht zu wickelnde Ausgangsübertrager mit den

Übertragungsverhältnissen 1:1 (50 Ω, nur in Ausnahmefällen sinnvoll), 1:4 (12,5 Ω Last) und 1:9 (5,5 Ω Last) einsetzen. Auf den niederfrequenten Bändern kommt die nutzbare Ausgangsleistung durchaus in den Bereich der theoretischen Maximalleistung. Tabelle 2 faßt die gemessenen Werte zum Vergleich zusammen.
Bild 2 zeigt die Schaltung für die Variante mit 12,5 Ω am Drain, diejenige mit einem Übertrager 5 Ω auf 50 Ω wird aus Bild 5 deutlich. Eine Bauanleitung mit dem IRF-530 und einem Ausgangstransformator 1:4 habe ich schon in [4] beschrieben. Dort ist auch eine einfache Relaisschaltung angegeben, die sicherstellt, daß immer das antennenseitige Relais zuerst schließt.
Mit dieser Schaltung (IRF-530, Eintakt, Transformator 1:4) habe ich im Testbetrieb bei einer Betriebsspannung von 45 V auf 3,5 MHz eine HF-Leistung von über 75 W an einem ohmschen 50-Ω-Lastwiderstand erreicht. Wenn man sich auch in der Praxis sicherheitshalber mit weniger begnügen sollte, zeigt sich hier doch das Leistungsvermögen solcher Transistoren!
Bei Einbandbetrieb ist außerdem die T-Schaltung möglich, die für nahezu beliebige Ein- und Ausgangswiderstände mit zwei Induktivitäten und einer Kapazität als

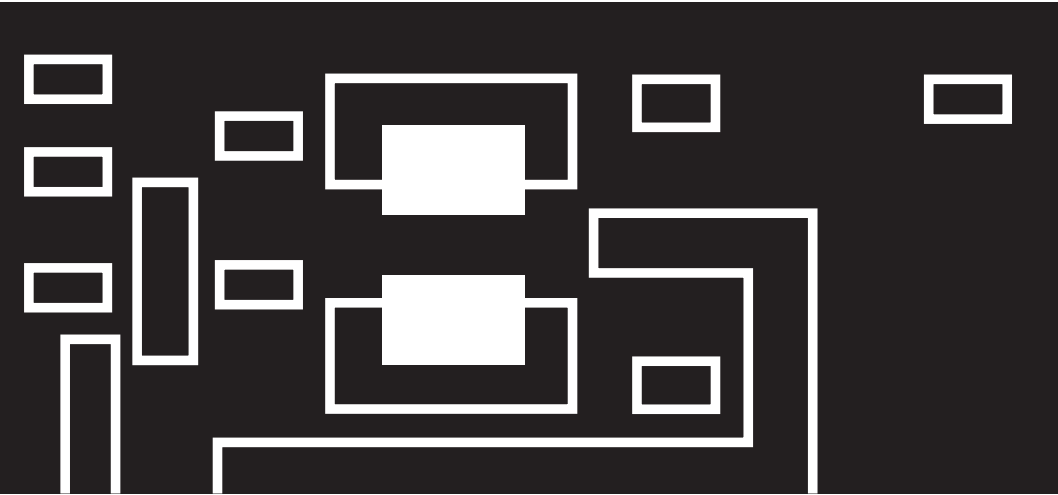


Bild 8:
Leitungsführung der Platine
für die Gegentaktschaltung

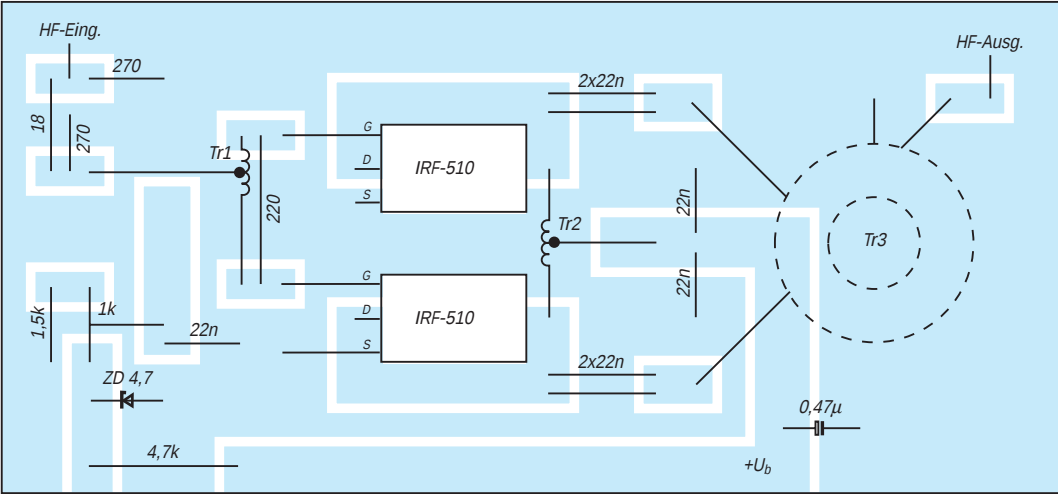


Bild 9:
Bestückungsplan
der Leiterplatte für die
Gegentaktschaltung.
Die Bestückung erfolgt
auf der Leiterseite.

Tabelle 3: Dimensionierung eines Ausgangsfilters 50 Ω /50 Ω für max. 100 W HF

Band	L ₁ , L ₂			C ₁ , C ₃	C ₂
[m]	[Wdg.]	[mm]*	Kern	[pF]	[pF]
160	27	0,4	T 50-2	1500	3000 (2 × 1500)
80	20	0,4	T 50-2	820	1640 (2 × 820)
40	15	0,5	T 50-2	430 (330 + 100)	860 (390 + 470)
30	13	0,5	T 50-6	300 (2 × 150)	600 (270 + 330)
20	12	0,5	T 50-6	220	440 (2 × 220)
17	10	0,8	T 50-6	160 (10 + 150)	320 (100 + 220)
15	10	0,8	T 50-6	150	300 (2 × 150)
12	9	0,8	T 50-6	120	240 (2 × 120)
10	8	0,8	T 50-6	100	200 (2 × 100)

* CuL

resonantes Transformationsglied eingesetzt werden kann (Bild 6). Dimensionierungsformeln dazu finden sich im ARRL-Handbuch [1].

■ Gegentaktendstufe

Eine Gegentaktschaltung (Bild 7) mit 2 $\times$ IRF-510 ist etwas aufwendiger: Mit der bifilaren Speisedrossel liegt der Lastwiderstand von Drain zu Drain bei 50 Ω , allerdings symmetrisch. Aus diesem Grund ist noch ein 1:1-Übertrager symmetrisch/unsymmetrisch nachgeschaltet, so daß die Ausgangsschaltung zwei Ringkerne benötigt. Die für eine Steuerleistung von 2 W HF gemessenen Werte sind ebenfalls aus Tabelle 2 zu entnehmen.

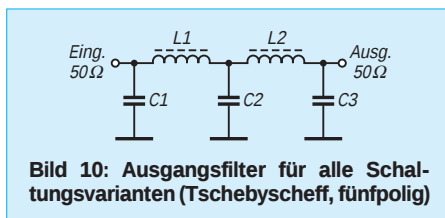
Durch die Gegentaktschaltung treten geringere wirksame Kapazitäten der VMOSFETs in Erscheinung; der eingesetzte leistungsschwächere Typ IRF-510 hat wegen des kleineren Chips außerdem von Haus aus geringere Ein- und Ausgangskapazitäten als der IRF-530. Die Folge ist ein höherer Wirkungsgrad auf den höherfrequenten Amateurbändern.

Dem Eingang wurde zur Verbesserung der Eingangsanpassung und zur Verringerung eventueller Rückwirkungen auf den Steuerender ein 3-dB-Dämpfungsglied aus Widerständen vorgeschaltet. Dies bedeutet keinen Nachteil, weil die Verstärkung beim Gegentaktbetrieb etwas höher ist.

■ Oberwellenfilter

Da alle Schaltungsvarianten breitbandig arbeiten, sind noch je nach Band entsprechende Ausgangsfilter (Bild 10) erforderlich. Sie werden als doppelgliedrige Pi-Filter mit je zwei Induktivitäten (Amidon-Ringkerne der Größe T 50) und drei Kondensatoren ausgeführt. Für die Kapazitäten kommen 500-V-Keramik-Kondensatoren zum Einsatz.

Die Filter sind so berechnet, daß sich die „krummen“ Kapazitäten jeweils durch Parallelschalten von je zwei Normwerten der Reihe E12 realisieren lassen. Tabelle 3 ent-


Bild 10: Ausgangsfilter für alle Schaltungsvarianten (Tschebyscheff, fünfpolig)

hält die Bauelementewerte für die verschiedenen Bänder.

Die Filter werden extern untergebracht und sind für Leistungen bis 100 W verwendbar. Selbstverständlich lassen sie sich auch für andere Projekte einsetzen. Es empfiehlt sich, diese Filter auch bei Empfangsbetrieb eingeschleift zu lassen. Das verbessert die Vorselektion des Empfängers merklich.

■ Aufbau der verschiedenen Varianten

Aufgebaut werden die Schaltungen auf doppelseitig kaschierten Epoxidplatten. Dabei bleibt die Unterseite durchgehende Massefläche. Das Layout besteht aus einfachen, viereckigen Lötinseln, auf die die Bauteile einfach „flach“ aufgelötet werden. Schneller als mit der Ätzmethode lassen sich die entsprechenden isolierenden Trennlinien durch Fräsen oder Ritzen erzeugen, wenn man keine Serienfertigung anstrebt.

Bild 3 zeigt die Leiterplatte für die Eintaktversion, Bild 4 die Bestückung. Entsprechend gibt Bild 8 das Layout für die Gegentaktversion wieder und Bild 9 deren Bestückung.

In der Mitte wird jeweils ein rechteckiges Loch ausgesägt. Hier montiert man die VMOSFETs (TO-220-Gehäuse) unter Verwendung von Glimmerscheiben und Wärmeleitpaste flach auf dem Kühlkörper liegend.

■ Betriebshinweise

Die Endstufenbausteine sind auch mit weniger Betriebsspannung als angegeben zu betreiben, wobei selbstverständlich die nutzbare Ausgangsleistung sinkt. Die Spannungsquelle muß nicht unbedingt stabilisiert sein; ein niedriger Innenwiderstand kommt aber vor allem dem Intermodulationsverhalten bei SSB-Betrieb zugute.

Eine einfache Stabilisierungsschaltung ist in [4] zu finden.

Vor allem die Eintaktvariante mit Transformator 1:9 bietet sich für 12-V-Betrieb an. Dabei sind auf 80 m 14 W HF-Leistung zu erzielen, bei 13,2 V noch einige Watt mehr.

■ Weitere Varianten

Mit Hilfe der auf S. 821 angegebenen Formel ist es ohne weiteres möglich, die jeweilig notwendige Betriebsspannung für die geforderte Leistung festzulegen. Grundlage ist eine Speisedrossel 1:1, wie sie der Gegentaktverstärker enthält. Subtrahieren muß man natürlich gewisse Verluste, so daß man in der Praxis mit einer etwa 10 % höheren Betriebsspannung rechnen muß als in Tabelle 4, die die theoretischen Werte enthält, angegeben.

Wenn man einem Wirkungsgrad von 60 bis 70 % kalkuliert, lassen sich die erforderlichen Ströme für die MOSFETs und das Netzteil leicht bestimmen. Parallelschaltung ist möglich. Damit steigen aber auch wieder die Eingangs- und Ausgangskapazitäten.

Durch geeignete Wahl der Koppelkapazitäten, die das Vorwiderstandsverhalten beeinflussen, und einen eigenen ohmschen Spannungsteiler für jeden Transistor, kann man einen Eingangswiderstand von insgesamt 50 Ω mit der erforderlichen Belastung realisieren.

Eine solche Endstufe mit 2 $\times$ 11 parallel geschalteten IRF-710 und der vollen in Deutschland zulässigen Leistung von 750 W hat DL9AH beschrieben [5]. Sie arbeitet allerdings nur bis 14 MHz; darüber lassen die Eingangskapazitäten keinen vernünftigen Wirkungsgrad mehr zu. Besonders interessant bei diesem Bauvorschlag ist das getaktete Netzteil, das mit einer „Spannungshalbierer-Schaltung“ direkt aus 220 V Wechselspannung (Trenntransformator) die Betriebsgleichspannung von (unbelastet) 160 V erzeugt.

Ein solches Projekt ist nur erfahrenen Amateuren zu empfehlen. Für geringere Leistungen dürfte das Experimentieren auch für Anfänger durchaus interessant sein, da sich der finanzielle Verlust bei defekten MOSFETs in Grenzen hält.

Literatur

- [1] Low Power VMOS Transmitter for 3.5 to 28 MHz, Chapter 6-35, The Radio Amateur's Handbook, 57th Edition, ARRL 1980 (USA)
- [2] HEXFET-Designer's Manual, Volume III, published by International Rectifier, El Segundo, CA 90245 (USA) 1993
- [3] The Do's and Don'ts of Using Power HEXFETs, Application Note 936A, International Rectifier, El Segundo, CA 90245 (USA) 1993
- [4] Steyer, M., DK7ZB: Linearverstärker für KW-QRP-Sender, FUNKAMATEUR 43 (1994), H. 8, S. 726
- [5] Weidemann, A., DL9AH: Transistor-Linear-PA nach DL9AH, beam 94 (1994), H. 8, 9 und 10

Tabelle 4: Zusammenhang zwischen U_B und $P_{HF\ out}$ beim Gegentaktverstärker

U_B [V]	30	40	50	60	80	100	120	140
P_{out} [W]	36	64	100	144	256	400	576	784