



**Josef Hisch, DJ7AW**

Die heute üblichen Klasse AB- bzw. B-Leistungsverstärker besitzen einen Wirkungsgrad von 50...60 %. Größere Halbleiter-Leistungsstufen sind nur durch Kombination von mehreren Modulen zu realisieren. Der Wirkungsgrad sinkt dabei auf ca. 30 % ab, die Kühlung des voluminösen Gebildes wird zum Problem.

Bereits Anfang der 50er Jahre wurde in den USA von Leonard R. Kahn ein System nach dem Verfahren der Hüllkurven-Elimination und -Restauration (Envelope Elimination and Restoration, EER) vorgestellt und patentiert [1]. Wie man aus Bild 1 ent-

nehmen kann, wird das SSB-Signal zerlegt über den Hüllkurven-Detektor (HK-Detektor) in den Hüllkurvenanteil und über den Begrenzer in den Phasenanteil. Der Phasenanteil wird soweit begrenzt, dass praktisch keine Amplitudenbewegung mehr vorkommt. Dadurch ist es möglich, Leistungsverstärker mit hohem Wirkungsgrad einzusetzen. Die SSB-Linearität der Endröhre bzw. des Endtransistors spielen keine Rolle mehr. Aufgabe des Modulators ist es, die vom HK-Detektor gelieferte NF-Hüllkurve dem Leistungsverstärker wieder aufzumodulieren.

**Puls-Dauer-Modulator bringt den erwünschten Ausweg**

Nimmt man hier einen B- oder AB-Verstärker, so ist bezüglich Wirkungsgrad nichts gewonnen, das Problem der hohen Verlustleistung wurde lediglich auf den Modulator verlagert. Der Puls-Dauer-Mod-

dulator (PDM) bringt den erwünschten Ausweg. Er funktioniert ähnlich wie ein Schaltnetzteil.

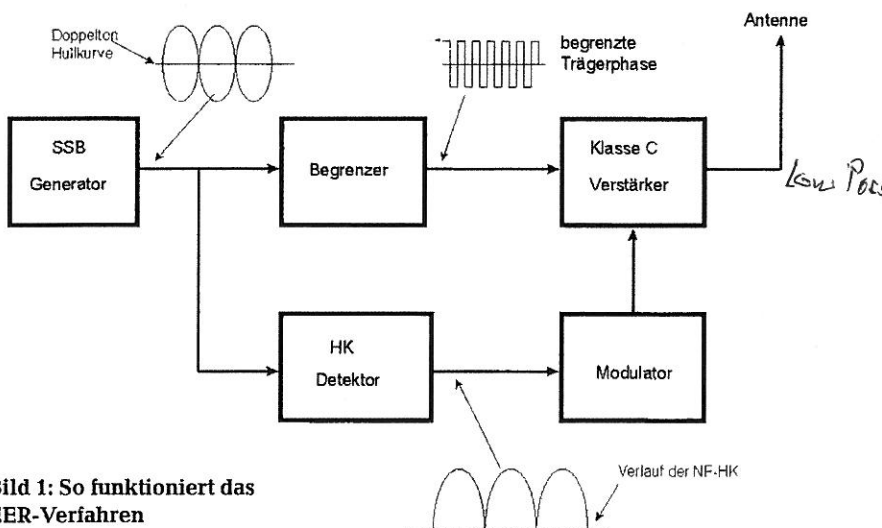
Obwohl das EER-Prinzip seit Jahrzehnten bekannt ist, hat sich bis jetzt hauptsächlich bei Großrundfunksendern die AM-Hüllkurven-Modulation durchgesetzt. Dort spart man seit vielen Jahren Stromkosten in sechsstelliger Höhe. Das EER-Verfahren für SSB-Anwendung ist aufwendiger und wohl deshalb im kommerziellen SSB-Betrieb und im Amateurfunk bisher kaum anzutreffen. Leider gibt es darüber bisher sehr wenig Literatur. Vor allem sucht man ein komplettes System für Amateurfunkanwendung vergebens. Entsprechend zeitaufwändig war die Entwicklung der Einzelschaltungen und des Gesamtsystems.

In den vergangenen vier Jahren wurden in der amerikanischen Amateurfunkliteratur in verschiedenen Veröffentlichungen so genannte Klasse-E-Verstärker beschrieben [2, 3, 4]. Er wurde erstmalig von Nather und Alan Sokal 1975 vorgestellt [5].

Es handelt sich um einen geschalteten Verstärker mit einem Wirkungsgrad von 90 % und mehr. Der Endstufentransistor bzw. die Endstufenröhre ist keine gesteuerte Stromquelle wie bei den gewohnten A-, B- oder C-Verstärkern. Er fungiert als Schalter. Der Schalter S1 in Bild 2 stellt den Endstufentransistor dar. Er wird von der HF-Ansteuerung während einer halben Periode jeweils geöffnet und geschlossen. Die Reaktanz der HF-Drossel verhindert den DC-Kurzschluss, gleichzeitig speichert sie den Strom, der durch den Schalter floss und nach Öffnung durch das Auskoppelnetzwerk C2, C1 und L1 an die Last abgegeben wird (Ähnlichkeiten mit einem Schaltnetzteil „Hochsetzsteller“ sind erkennbar). Bild 3 zeigt den zeitlichen Verlauf der Spannung am Gate (Kanal 1) und am Drain (Kanal 2). Der hohe Wirkungsgrad ist darauf zurückzuführen, dass das Strom-Spannungsprodukt des Transistors während der HF-Periode klein ist. Mit einem richtig dimensionierten Auskoppelnetzwerk schaltet der Transistor im Strom- bzw. Spannungsminimum, weshalb seine Verlustleistung gering bleibt. Außerdem ist zu erkennen, dass es sich um eine Schmalbandanordnung handelt. Dies ist im Amateurfunk kein Nachteil, denn es wird auch bei Breitband-Transistorverstärkern für jedes Band ein Tiefpass benötigt. In seiner Grundform lässt sich der E-Verstärker nur für CW und FM/FSK nutzen.

Neben dem hohen Wirkungsgrad ergeben sich aber noch weitere Vorteile:

- da der Transistor als Schalter wirkt, können sich auch die Nichtlinearitäten seiner Übertragungskennlinie auf das Ausgangssignal nicht mehr auswirken
- im Gegensatz zu stromgesteuerten Endstufen ist der Klasse-E-Verstärker immer optimal angepasst. Der Strom ergibt sich aus der momentanen Hüllkurvenspannung des Puls-Dauer-Modulators zum



**Bild 1: So funktioniert das EER-Verfahren**

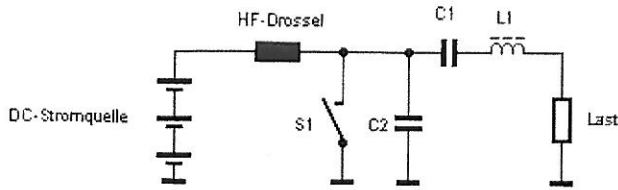


Bild 2: MOSFET als Schalter

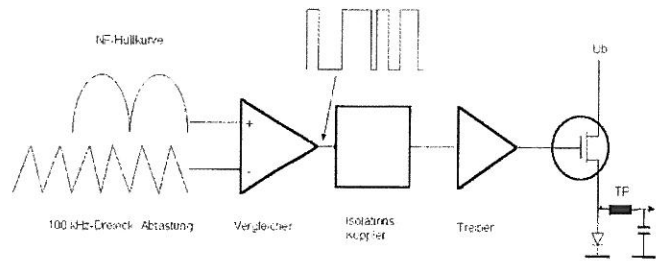


Bild 4: Hüllkurvenumwandlung mit Puls-Dauer-Modulator

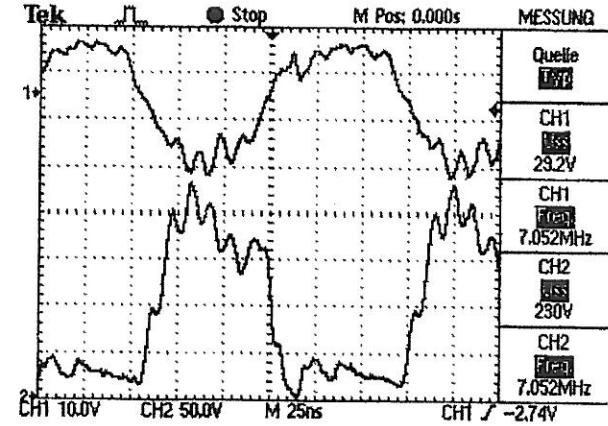


Bild 3: Spannungsverlauf an Gate (Kanal 1) und Drain (Kanal 2)

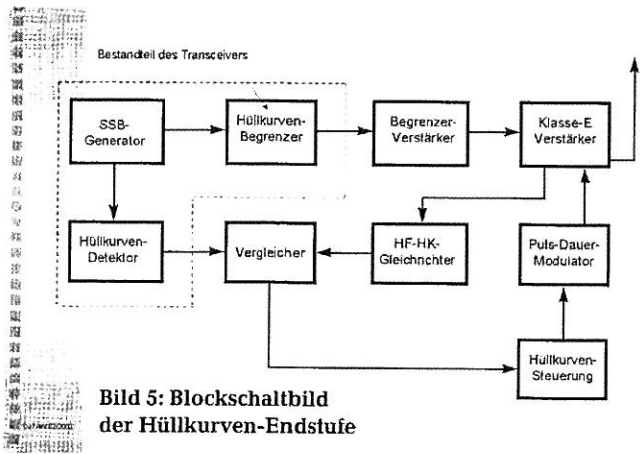


Bild 5: Blockschaltbild der Hüllkurven-Endstufe

transformierten Antennenwiderstand ( $U_{hk}/R_{ant}$ ). Die Arbeitsgerade stellt sich also automatisch ein.

### Hüllkurvenumwandlung und Steuerung des Puls-Dauer-Modulators

Um den höchstmöglichen Wirkungsgrad zu erzielen, wurde für den Modulator das Prinzip der Puls-Dauer-Modulation verwendet. Dazu muss zunächst die NF-Hüllkurve in ein Rechtecksignal in einem Differentialkomparator umgewandelt werden (Bild 4). Über einen Isolatorkoppler und einen Treiber wird ein Leistungs-FET geschaltet. Der Tiefpass am FET-Ausgang formt die Rechteckimpulse wieder in eine

der Hüllkurve proportionale Spannung um, die dem HF-Verstärker zugeführt wird. Bei der Dimensionierung des Modulators müssen einige Voraussetzungen berücksichtigt werden:

1. die Nebenwellen-Produkte des PDM
2. die Bandbreite des Hüllkurvenkanals
3. die Gruppenlaufzeit zwischen Hüllkurven und Phasenkanal.

Um im Ausgangssignal eine Nebenwellenfreiheit von  $-40$  dBc zu erreichen, muss nach [6] die Abtastfrequenz  $f_s$  zur SSB-Bandbreite  $B_{in}$  ein Verhältnis von  $>6,5$  haben.

Die Bandbreite einer SSB-Hüllkurve ist generell unendlich. Deshalb verzerrt die endliche Bandbreite des HK-Modulators

die Hüllkurve, was sich wiederum als Intermodulationsverzerrungen (IMD) auf dem Ausgangssignal auswirkt. Der Bandbreite des Hüllkurvenkanals sind aber insofern Grenzen gesetzt, als ein praktisches Verhältnis zwischen HK-Kanal und Abtastfrequenz eingehalten werden muss. Andernfalls wird es sehr schwierig, die Abtastfrequenz auf dem Ausgangssignal ausreichend zu unterdrücken.

Nach [6] sind für  $-40$  dB IMD maximal Gruppenlaufzeiten (GLZ) bis  $13,3 \mu s$  zulässig. Der Tiefpass im HK-Detektor hat eine Verzögerung von  $12 \mu s$ . Die Hüllkurvensteuerung einschließlich Tiefpass im PDM haben zusammen weitere  $25 \mu s$ . Maßnahmen zum Ausgleich der Gruppen-

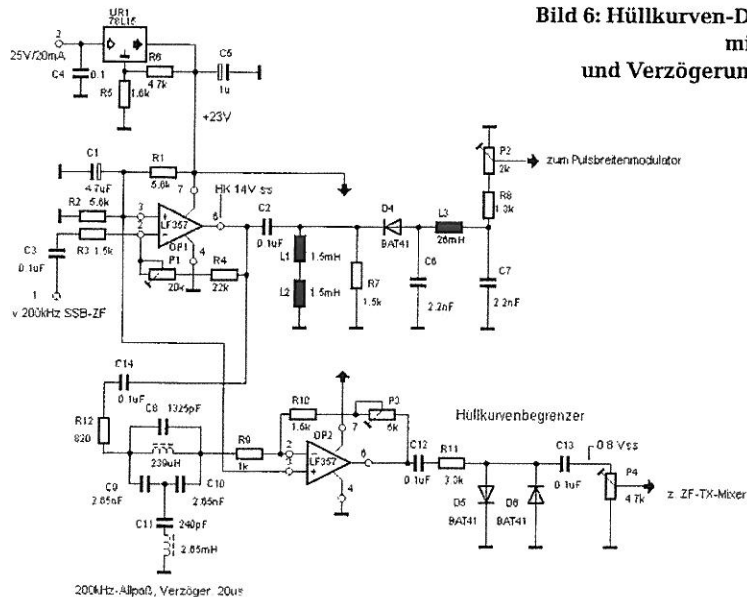
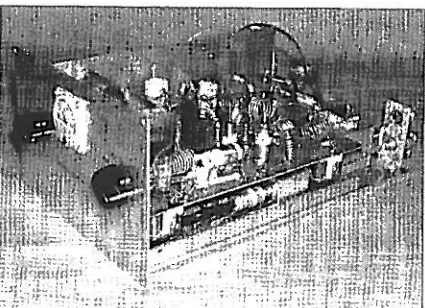
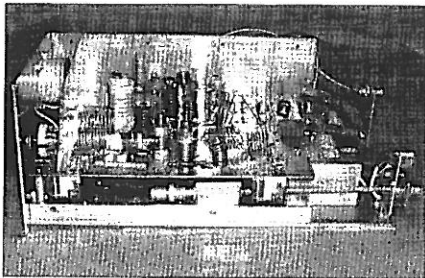
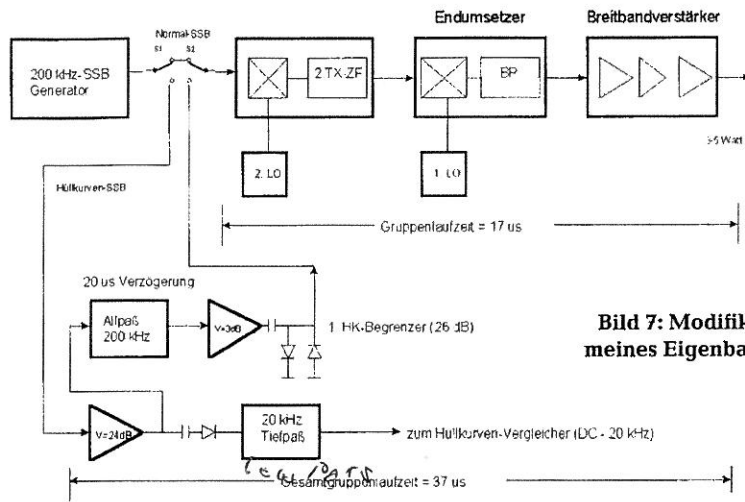


Bild 6: Hüllkurven-Demodulator mit Begrenzer und Verzögerungsausgleich



**Bild 7: Modifikation meines Eigenbau-Trx**

laufzeit sind also unumgänglich. Auch Dr. Karl Meinzer, DJ4ZC, hat vor vielen Jahren in [7] die Verzerrungen von EER-Systemen in Abhängigkeit von Bandbreiten im Phasen- und Hüllkurvenkanal mit und ohne Laufzeitausgleich grafisch dargestellt. Die Reinheit des Ausgangssignals wird also vom HK-Detektor und der Linearität des Modulators mitbestimmt. Theoretisch betrachtet sind bei hinreichend gutem Laufzeitausgleich zwischen Phasenkanal und Hüllkurvenkanal auf dem Ausgangssignal nur noch die Demodulationsverzerrungen des HK-Detektors vorhanden.

### Die Hüllkurven-PA im Detail

Das Blockschaltbild (Bild 5) zeigt alle beteiligten Stufen und Baugruppen des Systems. In meinem Eigenbau-Transceiver wird SSB mit einem 200-kHz-Filter er-

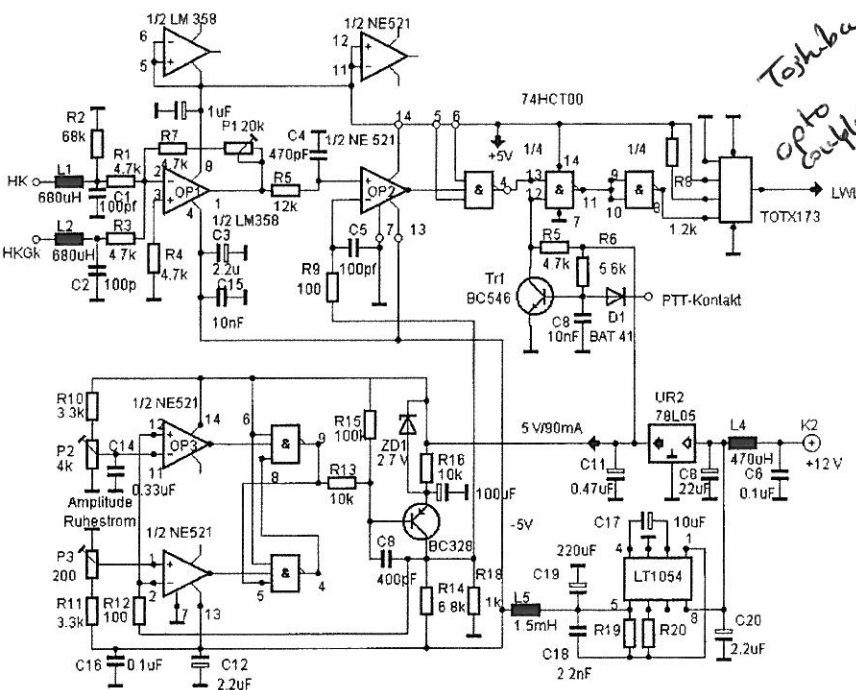
zeugt. Um einen möglichst geringen Demodulations-Klirrgrad zu ermöglichen, wird der SSB-Pegel von einem OP LF357 auf  $14 V_{SS}$  angehoben (Bild 6). Der anschließende NF-Tiefpass hat eine Grenzfrequenz von 30 kHz und eine konstante Gruppenlaufzeit bis 10 kHz von 12 µs. Das verstärkte SSB-Signal wird in einem 200-kHz-Allpass um 20 µs verzögert, in einem weiteren LF357 um 3 dB angehoben und mit den beiden Schottky-Dioden BAT41 auf  $0,8 V_{SS}$  begrenzt und in den bereits vorhandenen Baugruppen auf die Endfrequenz umgesetzt. Dieser Pfad hat eine Gruppenlaufzeit von 17 µs (Bild 7). Zusammen mit dem 200-kHz-Allpass wird also die Gruppenlaufzeit des HK-Kanals von 37 µs im Phasenkanal ausgeglichen. Das Ausgangssignal des Breitbandverstärkers hat trotz des ersten HK-Begrenzers immer noch Hüllkurvenanteile. Diese müssen durch weitere Begrenzungen ent-

fernt werden. Die Notwendigkeit lässt sich bei Betrachten eines SSB-Doppeltons verstehen. Die Einschnürungen gehen auf Null zurück. Bei ungenügender Begrenzung fehlt an diesen Stellen die Ansteuerung für die Endstufe.

Die Hüllkurvensteuerung und den Hüllkurvenvergleich sehen wir in Bild 8. Die Konstantstromquelle Tr2 lädt den Kondensator C8 auf. Nach Erreichen eines bestimmten Wertes entlädt der einstellbare Präzisions-Schmitt-Trigger – bestehend aus OP4 – den Kondensator C8 über den Widerstand R13 und kippt nach Erreichen des unteren Schwellwertes wieder in seine Ausgangslage zurück. Das entstandene 100-kHz-Dreieck steuert den Minuseingang des Differentialkomparators OP2. Die 100-kHz-Abtastfrequenz lässt sich mit einem viergliedrigen Tiefpass am Ausgang des PDM leicht entfernen. Der OP1 erhält am Minuseingang über ein HF-Siebglied die NF-Hüllkurve (negative Polarität). An diesen Knotenpunkt gelangt auch die aus dem HF-Leistungsverstärker kommende Gegenhüllkurve (positive Polarität). Diese Gegenkopplung verhindert, dass der PDM in die Sättigung gesteuert wird. Das geregelte Hüllkurvensignal wird im Vergleich OP2 in 100-kHz-Rechteckimpulse umgewandelt, deren Dauer dem Momentanwert der Hüllkurve entspricht. Die beiden NAND-Gatter sorgen für die notwendige Polarität zur Ansteuerung des Lichtwellenleiter-Senders TOTX173.

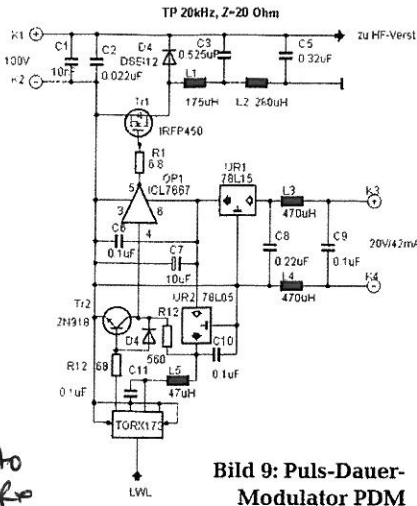
### Ansteuerung wie bei Schaltnetzteilen auch

Die Ansteuerung des Puls-Dauer-Modulators muss – wie bei Schaltnetzteilen auch – potentialfrei erfolgen. Im Gegensatz zu Schaltnetzteilen ist sowohl die Amplitudenvariation als auch die Änderungsgeschwindigkeit unserer SSB-Hüllkurve wesentlich größer. Um Verzerrungsabstände von -40 dB zu erreichen, muss die Hüllkurvenamplitude mindestens im Verhältnis 1:100 aufgelöst werden. Das bedeutet, dass die Pulsdauer auch im selben Verhältnis variieren muss. 1 % unseres Zeitrahmens von 10 µs (bei 100-kHz-Abtastfrequenz) sind dann nur noch 100 ns. Dazu benötigt man Anstiegszeiten (trise) von mindestens 30 ns, um einen 100-ns-Puls einigermaßen realisieren zu können. Die erforderliche Bandbreite ist dann  $0,35/tr$  also rund 12 MHz. Die schnellsten bis vor kurzem erhältlichen Optokoppler sind hier völlig unbrauchbar. Der Lichtwellenleitersatz TOTX173/TORX173 von Toshiba ist zwar ein Ausweg, aber mit einer Datenrate von 6 Mb/s doch weit weg von einer perfekten Lösung. Der AD261 von Analog Devices ist sicher die richtige Wahl für später. Auch die Anstiegs- und Abfallzeiten des Treibers und des MOSFET-Schalters im PDM sind in dieser Hinsicht ein Problem (Bild 9). Ein Ausweg wäre, die Abtastfrequenz auf 50 kHz zu verrin-



**Bild 8: Hüllkurven-Steuerung und Vergleichler**

not 100kHz.



**Bild 9: Puls-Dauer-Modulator PDM**

gern. Damit kommt man aber der Grenzfrequenz des Integrationstiefpasses im PDM sehr nahe. Die Unterdrückung der Mastfrequenz wird dann nicht mehr so einfach.

Zur Versorgung des Treibers ist eine isolierte Versorgungsspannung erforderlich. Um handelsübliche N-Kanal MOSFETs als Schalter einsetzen zu können, wird die negative Spannung geschaltet. Der Integrationstiefpass besteht aus zwei RM-14-Schalenkernen und ist für eine Grenzfrequenz von 20 kHz und 20 Ω Impedanz dimensioniert.

Für den Klasse-E-Verstärker wird ein HF-MOSFET, Typ ARF447 der Firma Advanced Power Technology verwendet (über Fa. Richardson GmbH, 82178 Puchheim zu beziehen). Der Transistor hat 230 W Verlustleistung (bei 25 °C) und ist in einem TO-247 Package untergebracht. Die Schaltung zeigt **Bild 10**. Bei der Dimensionierung des Anpassnetzwerkes hielt ich mich zunächst an die Vorgaben

für nach [5]. Es zeigte sich aber, dass diese nur bis 40 m zum Erfolg führen. Ab 20 m war am Drain keine rechteckförmige Pulsantwort mehr zu erreichen. Ursache ist die explosionsartig ansteigende Ausgangskapazität ( $C_{oss}$ ), wenn die Drain-Source-Spannung auf 0 V gefahren wird. Beim ARF447 steigt sie z. B. von 100 pF (bei 100 V) auf über 1000 pF (bei 0 V). Dieser Effekt ist bei einem geschalteten Verstärker besonders ausgeprägt, da im Gegensatz zu stromgesteuerten Linear-Verstärkern keine Sättigungsspannung übrig bleibt. Simulationen der Anpassung mit manuell variierten Drainspannungen zeigten Verwerfungen in der Anpassung bis zu einigen Megahertz.

Der ARF447 hat eine Sperrspannung von 900 V und ist für 300 V Betriebsspannung zugelassen. Damit ergeben sich komfortable Arbeitswiderstände von etwa 140 Ω, die sich aber wegen der hohen  $C_{oss}$  nicht nutzen lassen. Empirische Versuche mit einem Serienresonanzkreis zwischen der Transformationsspule und der ersten Spule des 50-Ω-Tiefpasses brachten dann den

Ausweg. Das Serien-L ist nicht kritisch, das erforderliche Serien-C muss auf rechteckförmige Pulsantwort eingestellt werden. Allerdings musste der Arbeitswiderstand für den ARF447 auf 20 Ω reduziert werden, was nach dem SOA-Diagramm für SSB und 100 V Versorgungsspannung noch zulässig ist. Die Anpassnetzwerke sind auf einer doppelseitigen Leiterplatte 230 mm × 145 mm untergebracht und werden mit Steckkarten-Starkstrom-Relais umgeschaltet. Die Bauteile wurden auf ausgefrästen Inseln aufgelötet. Als Kondensatoren eignen sich nur Glimmer- oder kräftige Keramiktypen mit mindestens 500 V DC. Der Großteil der Spulen besteht aus Luftspulen mit 1-mm bzw. 1,5-mm Silber- oder Kupferlackdraht. Die Längs-Ls der 80-m- und 40-m-Tiefpässe sind auf alten Siemens Keramikkörpern mit Spindelkernen gewickelt. Die Relais befinden sich auf der Unterseite der HF-Platte.

### 9:1 HF-Breitbandtrafo wird benötigt

Die Ansteuerung des HF-Transistors erfolgt mit einem 9:1 HF-Breitbandtrafo. Wegen der hohen Gate-Kapazität von 2 nF muss auf 2,8 Ω Lastimpedanz transformiert werden. Um das Gate auf mindestens 6 V<sub>Spitze</sub> aussteuern zu können, sind 13 W Steuerleistung notwendig. Das Streu-L der Sekundärwicklung (zwei Messingröhren durch zwei 80K1-Doppelchkerne) wird mit C2 (Glimmer) kompensiert. Der HF-Breitbandtrafo hat im kompensierten Zustand einen glatten Frequenzgang bis 30 MHz mit einer Reflektionsdämpfung von -20 dB. Durch die C-Belastung des HF-FETs wirkt er ab 22 MHz als Tiefpass, sodass 12 m und 10 m leider nicht mehr erreicht werden. Es ist noch zu untersuchen, ob man hier mit ei-

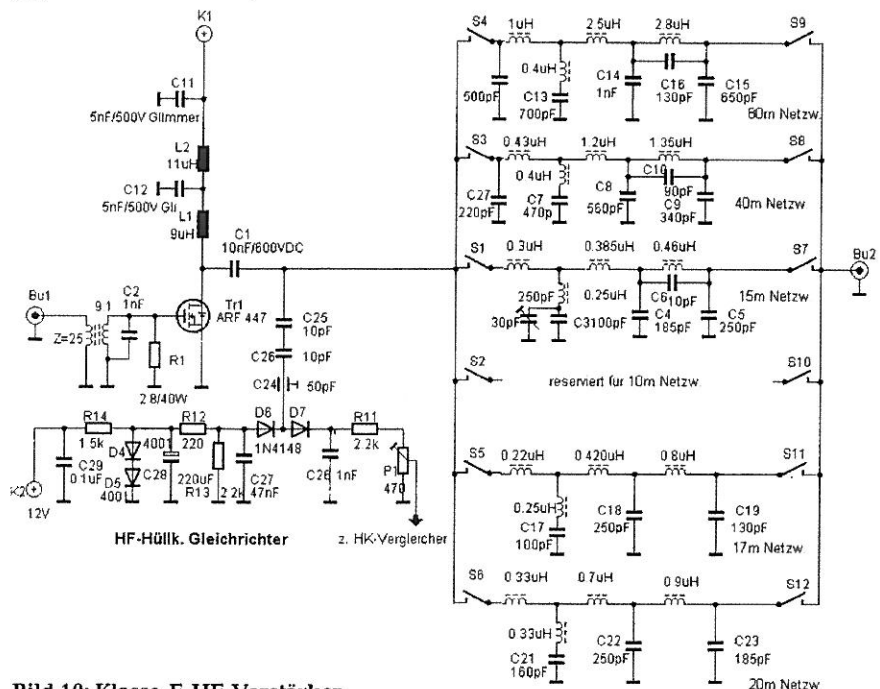
ner umschaltbaren Bandanpassung mit Blindelementen weiterkommt.

Das Schaltbild des Phasentreibers ist in **Bild 11** zu sehen. Um auf die Bu2 auch kräftigere Leistungen einspeisen zu können, wird als Abschluss ein 50 Ω/25 W-Chipwiderstand eingesetzt. Die beiden Schottky-Dioden BAT41 begrenzen vorhandene Hüllkurvenanteile auf 0,8 V<sub>SS</sub>. Die Hauptbegrenzung erfolgt im Differentialkomparator NE521. Dieser reagiert auf eine Spannungsdifferenz von 5 mV mit einem TTL-Sprung am Ausgang. Danach ist der Phasenkanal von jeglichen Hüllkurvenanteilen befreit. Der dreistufige AB-Breitbandverstärker ist frequenzgangkompensiert und liefert bis 40 MHz maximal 40 W. Um die Transformationsverhältnisse zu vereinfachen, wurde als HF-Ausgangstrafo eine 25-Ω-Ausführung gewählt. Wegen der hohen Gesamtbegrenzung im Phasenkanal hat es sich als sinnvoll erwiesen, den Restträger im Sender nur auf -40 dBc abzusenken. Bei vollständig unterdrücktem Träger erscheinen in den Modulationspausen links und rechts im Spektrum Rauschüberhöhungen.

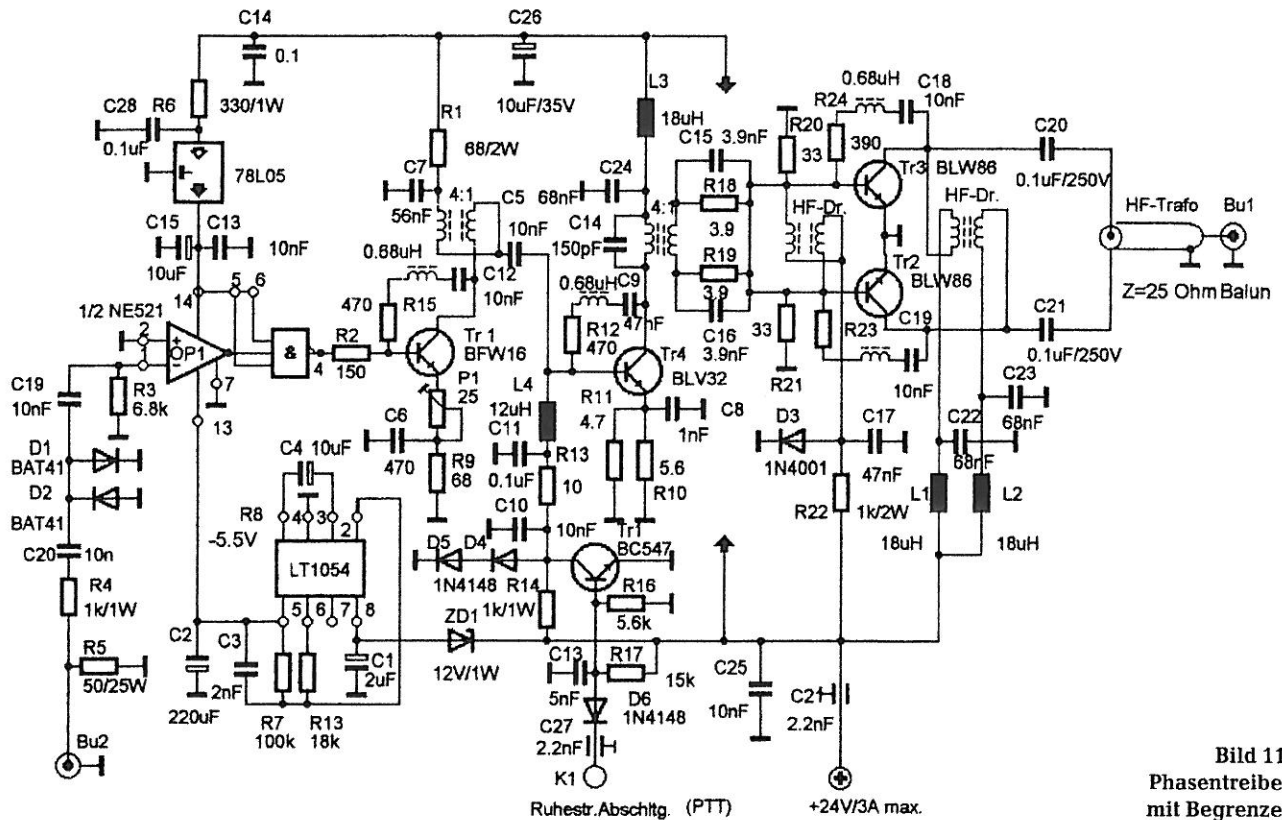
### 400 W kommen raus

Die Hüllkurven-PA liefert auf allen Bändern eine Ausgangsleistung von 400 W (PEP). Der Wirkungsgrad des Klasse-E Verstärkers ist 90 %. Ich kenne keine Halbleiter-PA, die mit einem Transistor 400 W liefert. **Bild 12** zeigt das Spektrum auf 80 m mit einem Zweiton-Test. Der rechte Dreiecksmarker markiert die Zweitonpegel im oberen Seitenband, der linke den IMD<sub>3</sub>-Pegel im unteren Seitenband. Der IMD<sub>3</sub>-Abstand ist 33,3 dB, das sind 39,3 dB bezogen auf die PEP-Leistung. Das Spektrum im oberen Seitenband sieht

*make switchable / C2*



**Bild 10: Klasse-E-HF-Verstärker**



**Bild 11:**  
Phasentreiber  
mit Begrenzer

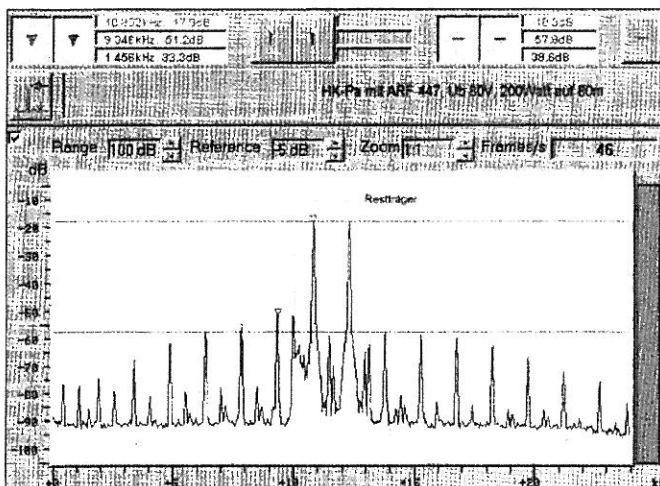
noch günstiger aus. Ich denke, das kann sich sehen lassen. Die Werte auf 40 m sind um 3 dB schlechter. Leider sinkt die Linearität mit steigender Frequenz. Auf 15 m ist der  $IMD_3$ -Abstand nur noch  $-16,2$  dB (Bild 13). Ursache ist eine Phasenmodulation, verursacht durch die variierende Ausgangskapazität  $C_{oss}$  des ARF447, die sich mit steigender Frequenz immer stärker auswirkt. Überraschend ist, dass sich das Spektrum im unerwünschten Seitenband trotzdem recht monoton anhört. Es fehlen die sonst gewohnten aggressiven Spitzen. Die vertikalen Linien im Spektrum (Bild 14) markieren die Bandbreite des SSB-Filters und man sieht, dass die Energie im unteren Seitenband sehr schnell auf Werte unter  $-40$  dB abfällt. Es bleibt zu hoffen, dass die neuen Cool-MOS-Power-Transistoren von Fa. Infineon mit ihren re-

duzierten Ausgangs- und Rückwirkungskapazitäten oder die neuen SMPS-MOSFETs von IRF hier bessere Resultate liefern. Die gemessenen Oberwellenabstände liegen bei  $-46$  dBc für die erste Oberwelle auf 20 m und 17 m. Alle anderen Bänder sind besser, auch bei den höheren Harmonischen. Versuche mit zwei parallel geschalteten Schaltnetzteil MOSFET vom Typ IRF710 bzw. IRF820 brachten auf 80 m und 40 m noch etwas bessere  $IMD_3$ -Ergebnisse (knapp  $-40$  dB bezogen auf Single Tone). Ab 20 m aufwärts werden sie aber allein schon durch die HF-Ansteuerung heiß. Offenbar ist die Chipstruktur für HF-Anwendung nicht geeignet. Mit zwei solcher MOSFETs wird bei reduzierter Betriebsspannung und gleicher Netzwerkauslegung max. 200 W (PEP) erreicht. (getestet bis 20 m). Da beide Tran-

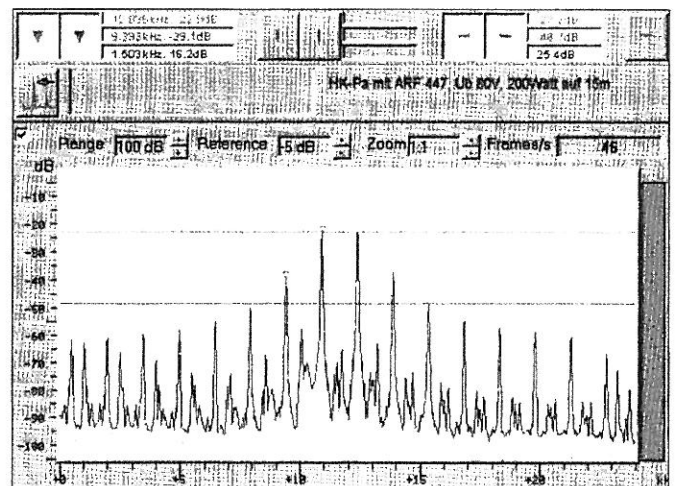
sistoren nie den gleichen Drain-Source Widerstand haben ( $R_{DS(on)}$ ), „stirbt“ der bessere immer als erster. Die Schaltfrequenz ist auf dem Ausgangssignal  $\pm 100$  kHz mit knapp  $-60$  dB unterdrückt, kann aber mit einer 100-kHz-Polstelle (9 nF über L2) im PDM auf  $-80$  dB verbessert werden. Die Hüllkurve ist erstaunlich robust bei Fehlanpassungen. Auch bei einem SWR von 3 bleibt sie symmetrisch.

### Erfahrungen mit Röhren

Es wurde mit einer Zeilenablenkröhre EL519 auf 80 m und 600 V Betriebsspannung getestet. Die Schwäche der Röhre besteht darin, dass ihre Stromaufnahme unterhalb der Kniespannung stark abnimmt. Damit gerät der PDM in den so genannten „lückenden Betrieb“. Stellt man



**Bild 12:** Spektrum auf 80 m mit einem Zweitton-Test



**Bild 13:** Spektrum auf 15 m mit einem Zweitton-Test

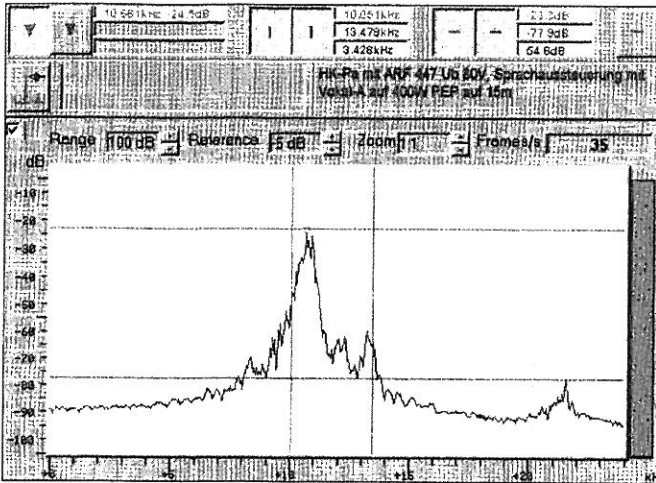


Bild 14: Spektrum auf 15 m bei Aussteuerung mit Vokal „a“

die ruhende Spannung auf 50 V ein, so kann man aber die Hüllkurve nicht mehr genügend auflösen. Das Verhältnis Betriebsspannung zu Kniespannung ist 12, also rund 22 dB. Das ist auch in etwa der Wert, der sich als  $IMD_3$ -Abstand einstellt. Gegenüber einer klassischen AB-Verstärkeranordnung ist außer einer Wirkungsgradverbesserung nichts gewonnen. Ob hier mit Lastausgleichstricks oder evtl. ei-

ner C-Verstärkerstufe Verbesserungen zu erreichen sind, wäre noch zu untersuchen. Auch besteht die Hoffnung, dass auf den oberen Bändern wegen den weitaus geringeren Röhrenkapazitäten bessere  $IMD$ -Werte zu erzielen sind.

erheblich besserer Wirkungsgrad  
geringeres Volumen  
weniger Kühlprobleme  
verbesserte Linearität  
geringere Lastabhängigkeit

### Zusammenfassung und Ausblick

Der Bericht sollte meine gesammelten Erfahrungen

Ich hoffe, dass sich auch andere OMs dieses Themas annehmen und mit weiteren Ideen Verbesserungen erzielen. Dies gilt insbesondere denen, die mit moderner DSP-Technik umgehen können. Damit könnten der Hardwareaufwand gesenkt und die technische Leistungsfähigkeit sicher noch gesteigert werden. Ich bin mit der Hüllkurven-PA fast täglich auf den Bändern und freue mich über fachliche Gespräche zu diesem Thema.

Josef Hirsch, DJ7AW  
Eck 1, 84424 Isen  
jhhsq@aol.com

### Literatur

- [1] Leonard R. Kahn, Proceedings of the IRE, Dec. 1956, „Comparison of Linear Single-Sideband Transmitters with Envelope Elimination and Restoration Single-Sideband Transmitters“
- [2] „High-Efficiency Class-E Power Amplifiers“, QST May 1997/June 1997
- [3] Todd Roberts, Frederick H. Raab, „Class-E Power Amplifier and Digital Driver for 160 Meters“, Communications Quarterly, Fall 1998
- [4] Teo Der-Stepanians, „10-MHz Class-E Power Amplifiers“, Communications Quarterly, Winter 1999
- [5] Nathan O. Sokal, Alan D. Sokal, „Class-E A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers“, IEEE Journal of Solid State Circuits, June 1975
- [6] Frederick H. Raab, Daniel J. Rupp, „Class-S High-Efficiency Amplitude Modulator“, RF Design May 1994
- [7] Dr. Karl Meinzer, „Linear Transponder für Amateur-Satelliten“, UKW-Berichte 2/1974

## Antennen für kleine Platzverhältnisse

# Kurzdipole mit Beta- oder „Haarnadelanpassung“

### Joachim Pflitsch, DL6YQC

Die Hausgrundstücke werden immer kleiner; auch in Ferienhäusern, auf Campingplätzen, in Apartments oder auf Balkons hat man meist nur wenige Quadratmeter Fläche zur Verfügung. Da bereitet es oft schon Probleme, selbst kleine Antennen aufzuhängen. Die beschriebenen Dipole könnten Abhilfe schaffen.

Seit Jahren reise ich viel und bin dabei meist im 15-, 20- oder 40-m-Band QRV. So entstand schon früh der Wunsch, eine kurze, aber vollwertige Antenne zur Verwendung mit der von mir stets als Handgepäck mitgenommenen Angelrute zu bauen. Übrigens: Das Argument „It's for fishing!“ ist bei der Aus- oder Einreise am Flughafen völlig unverdächtig und wird sofort akzeptiert! Je nach den örtlichen Gegebenheiten kommt eine Aufhängung der Antenne in Form einer „Inverted-Vee“, als „Sloper“ oder als Vertikaldipol in Betracht, um die beschränkten Platzverhältnisse am besten zu nutzen. Dabei ist es manchmal schon

entscheidend, ob die Antenne einige Meter kürzer als „normal“ ist.

Um den zu erwartenden berechtigten Einwand gleich vorweg aufzugreifen, natürlich gibt es seit langem kurze Dipole auch zu kaufen! Das mag jeder gerne tun und braucht hier nicht weiter zu lesen. Wer weiter liest, kann jedoch vielleicht einige Hinweise zum Bau einer sehr kleinen und gleichzeitig preiswerten Antenne erhalten, die ohne zusätzliche Anpassung auskommt und bei vertikaler Aufhängung voll DX-tauglich ist. Der eine oder andere Amateur hat eine solche kurze Antenne vielleicht schon seit langem gesucht.

Daneben möchte ich noch dem an grundlegenden Antennenfragen interessierten Amateur ein paar nützliche Hinweise geben zur theoretischen und praktischen Handhabung der Anpassung mit Hilfe einer Haarnadelschleife.

### Mögliche Lösungen

Da ich alle Gewichts-, Anpassungs- und Platzprobleme

bei der Konstruktion kompromisslos ausschließen wollte, kam nur eine Antenne in Betracht, die ohne jede weitere Anpassung auf dem jeweiligen Amateurband resonant ist.

Ausgehend von der Erkenntnis, dass die weit verbreitete „G5RV“-Antenne, mit ca. 32 m Spannweite im 80-m-Band praktisch die gleichen Resultate wie der 8 m längere Dipol aufweist, bot sich für die Anfertigung etwa eines 20-m-Kurzdipols geradezu an, die Maße der G5RV „gedanklich zu vierteilen“. Damit ergeben sich an Stelle der ursprünglichen 32 m nur ca. 8 m Spannlänge und statt der 10 m nur noch ca. 2,5 m Paralleldrahtspeiseführung. Erste Versuche, diese Antenne direkt auf dem gewünschten Band mit 50  $\Omega$  Koaxkabel zu speisen, schlu-

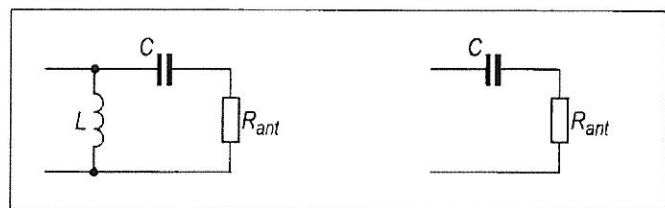


Bild 1: Ersatzschaltbild der Reihenschaltung des Wirkwiderstandes  $R_{ant}$  mit einer Kapazität bei zu kurzem Strahler (rechts); Kompensation der Kapazität durch eine Parallelinduktivität und gleichzeitig Impedanztransformation (links)