

Neuartiger Vorverstärker für 145-MHz- und 435-MHz-Empfänger

Home - Technik - Electronica - Radiotechnik - Radio amateur bladen - UKW-Berichte - Neuartiger Vorverstärker für 145-MHz- und 435-MHz-Empfänger

In den letzten Jahren hat die Halbleiter-Entwicklung rasante Fortschritte gemacht. Dabei schien der Feldeffekt-Transistor (FET) dem bipolaren Transistor davonzuziehen, vor allem was Grenzfrequenz und Rauschen bei UHF und SHF betrifft (siehe Gallium-Arsenid-FETs von NEC oder Plessey). Doch der Transistor behält auch in der Empfängertechnik seinen Platz, vor allem nachdem er durch ein neuartiges Gegenkopplungsverfahren viel linearer und rauschärmer als ein FET sein kann.

1. Allgemeines

Bei der Qualitätsbeurteilung von Empfängern sind die Empfindlichkeit und die Intermodulationsfestigkeit am wichtigsten, da ausreichende Trennschärfe durch beliebig gute Quarzfilter leicht erreicht werden kann. Hohe Intermodulationsfestigkeit wird am besten mit High-Level-Schottky-Mischern und Anpaßverstärkern zwischen Mischer und Quarzfilter erzielt (1). Mit guten Frequenzweichen zum Auftrennen der Mischer-Ausgangskomponenten Oszillatorfrequenz f_o minus Empfangsfrequenz f_e ergibt ZF, zum Verstärker, und $f_o + f_e = ZF2$ zum 50- Ω -Widerstand können Eingangsteile gebaut werden, die am Mischereingang eine SSB-Rauschzahl $F = 10 \equiv 10$ dB und einen Intercept-Punkt dritter Ordnung IP ca. 30 dBm besitzen. (Erläuterung des Begriffs IP siehe [1]). Es gibt zwar schon Mischer mit einem IP von 40 dBm A 10 W! (450 \$), aber ihr Einsatz hat seine Grenze im IP der Quarzfilter, der bei ca. 25 bis 28 dBm liegt. Da die Mischerrauschzahl von 10 dB durch einen Vorverstärker verbessert werden muß, und sich dabei der Gesamt-IP des Systems um den Betrag der Vorverstärkung minus Selektionsdämpfung vermindert, sollte man nur gerade so viel vorverstärken wie nötig. Setzt man die Verstärkung auf ca. 20 dB fest, so geht die Mischerrauschzahl noch mit einem Hundertstel in die Gesamttrauschzahl ein, also 0,1 bei $F = 10$, was klein genug ist. Dabei wäre bei notwendigerweise größerem Vorverstärker-IP der Gesamt-IP 10 dBm, ein hervorragender Wert im Vergleich zu vielen kommerziellen Geräten, die sich bei ca. -30 bis -20 dBm bewegen.

2. Untersuchte Schaltungen

Bisher wurden in Vorverstärkern für Hochleistungs-Empfänger ausschließlich FETs eingesetzt. Mit Dual-Gate-MOSFETs konnten IP-Werte von 4 dBm bei $F = 1,8 \equiv 2,5$ dB erzielt werden. Etwas besser erwiesen sich die in Ionenimplantationstechnik hergestellten Enhancement-FETs wie SD 201 mit IP

= 6,5 dBm und $F = 1,6$. Doch das bisher beste Ergebnis zeigt der Vorverstärker nach Bild 1. Er besitzt folgende Daten:

Verstärkung	$G_p = 18,5 \text{ dB (144 MHz) } 19,5 \text{ dB (440 MHz)}$
Rauschzahl	$F_{144} = 1,35 \equiv 1,3 \text{ dB } F_{440} = 1,6 \equiv 2,0 \text{ dB}$
Intercept Punkt dritter Ordnung	$IP = 14 \text{ dBm (14 + 19 = 33 dBm am Ausgang)}$
1 dB Kompression	$18 \text{ dBm} \equiv 63 \text{ mW Ausgangsleistung}$
Rückflußdämpfung	22 dB
Bandbreite	70 bis 570 MHz siehe Bild 2
Eingangs-SWR	144 MHz: 1,4; 440 MHz: 2,8
Intermodulationsfreier Dynamikbereich	102 dB (siehe Anhang)
Versorgung	12V / 21,5 mA

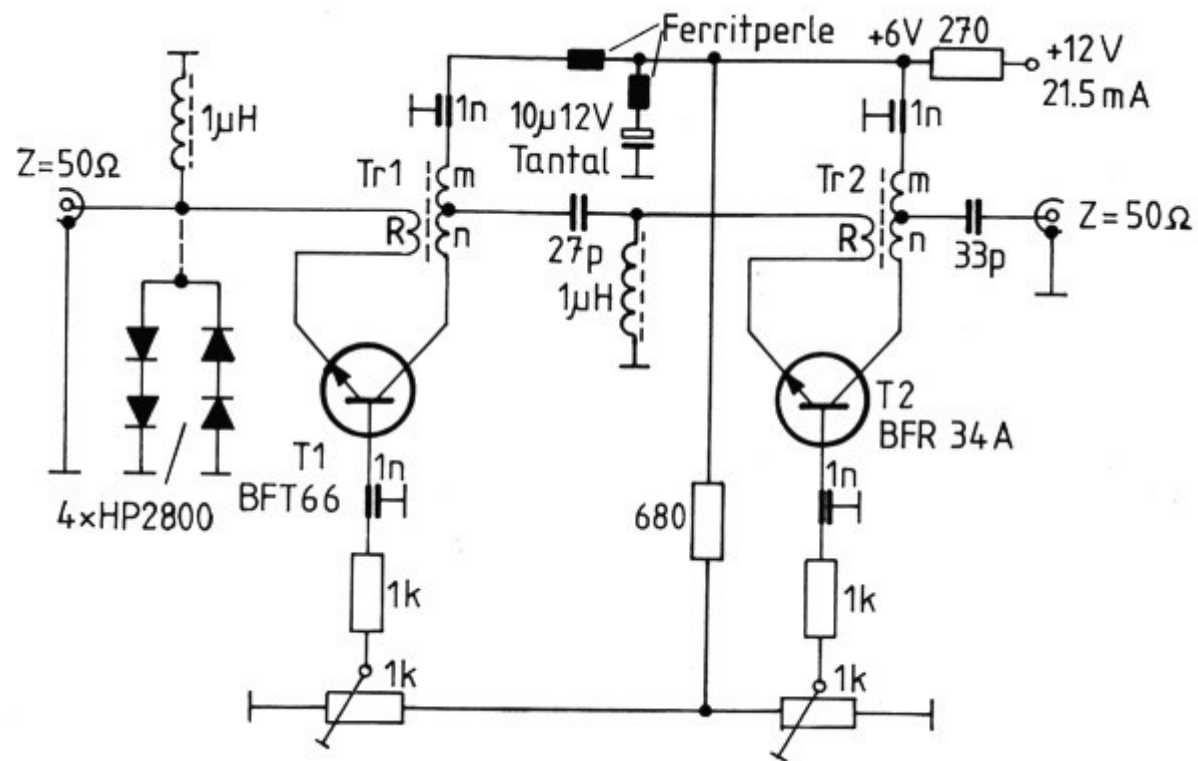


Bild 1: Rauscharmer 145- und 440-MHz-Vorverstärker hoher Linearität

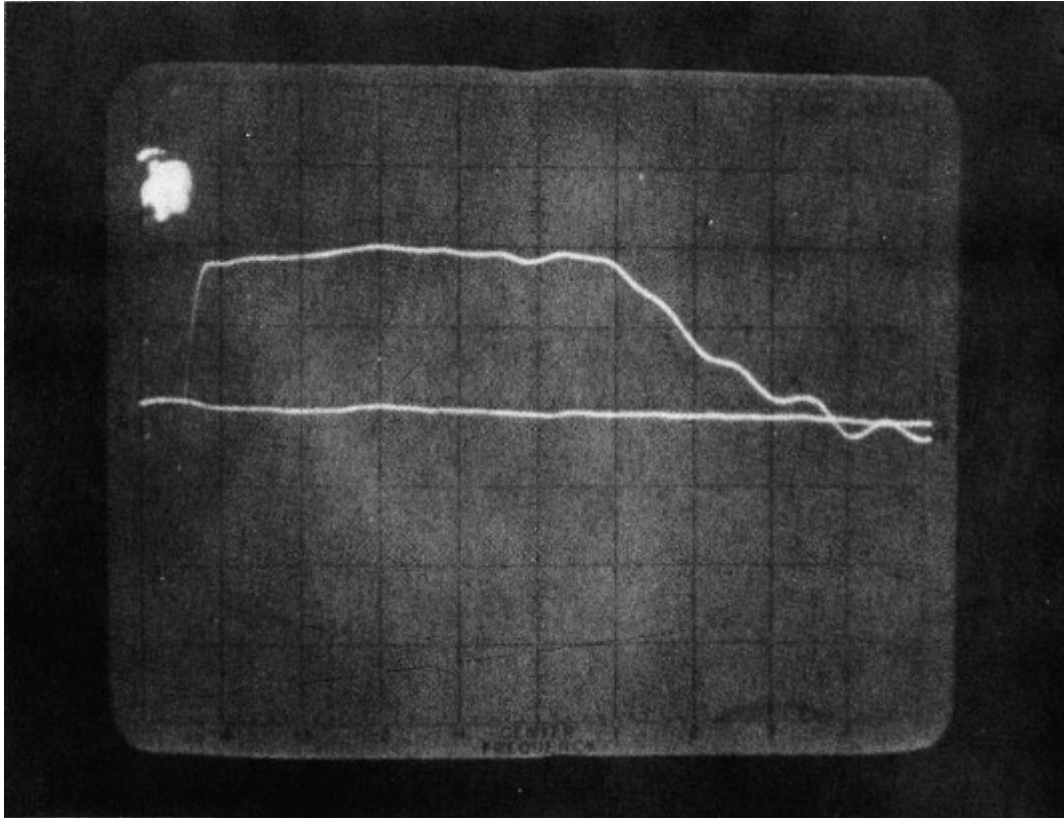


Bild 2: Frequenzgang des Verstärkers nach Bild 1

Horizontal: 100 MHz/T - Vertikal: 10 dB/T

Diese hervorragenden Daten beruhen auf einem neuartigen Gegenkopplungsprinzip(2), bei dem ähnlich wie bei einem Meißner-Oszillator mit vertauschter Rückkopplungswicklung Energie auf den Eingang des Transistors gegenphasig rückgekoppelt wird, ohne wie bei üblichen Gegenkopplungen die ursprüngliche Rauschzahl des Bauelements zu verschlechtern. Dabei wird die Linearität um so größer, je mehr gegengekoppelt wird. Für die Dimensionierung gelten folgende Beziehungen:

$$GP = m^2$$

$$n = m^2 - 1 - m \text{ für } Z_e = Z_a$$

$$R_{\text{Last des Transistors}} = (n + m) Z_a \text{ für } R = 1$$

Für $m = 2, 3, 4$ ergeben sich Verstärkungen $G_p = 6, 9, 5, 12$ dB und Lastimpedanzen von 3, 8 und 15 Z_a . Durch entsprechende Schaltungsauslegung und Kaskadierung unterschiedlicher Stufen sind beinahe beliebige IP-Werte und Rauschzahlen möglich. Da der Eingangswiderstand dem am Ausgang

angeschlossenen Ausgangswiderstand entspricht, wird durch die niedrigen Eingangs-SWR-Werte ein weiterer Vorteil gegenüber den FET-Vorverstärkern gewonnen, die durch ihre Rauschanpassung mit dem dadurch bedingten hohen EingangsSWR eine erhöhte Kabeldämpfung zwischen Antenne und Verstärker verursachen. Bild 3 zeigt den Frequenzgang eines BFR34 A-Verstärkers zwischen 0 und 1 GHz mit verschiedenen Gegenkopplungstransformatoren. In der Mitte befindet sich die 0-dB-Linie. Darüber mit 4,5 dB Verstärkung der Frequenzgang einer Stufe mit $m = 4$, $n = 2$ und $R = 2$, wobei die obere Frequenzgrenze von ca. 1 GHz wegen der bei Anschluß eines Bandpaßfilters auftretenden Schwingneigung mit einem 1,5-pF-Kondensator von Kollektor nach Masse auf 600 MHz erniedrigt wurde. Die nächste Kurve zeigt eine Ausführung mit $m = 3$, $n = 5$ und $R = 1$ mit 9,5 dB Verstärkung, von der für den Typ nach Bild 1 zwei Stufen hintereinander geschaltet wurden. Die höchste Kurve zeigt eine Ausführung mit $m = 4$, $n = 11$ und $R = 1$ mit 12 dB Verstärkung unter Verwendung von 0,12-mm-Kupfer-Lack-Draht.

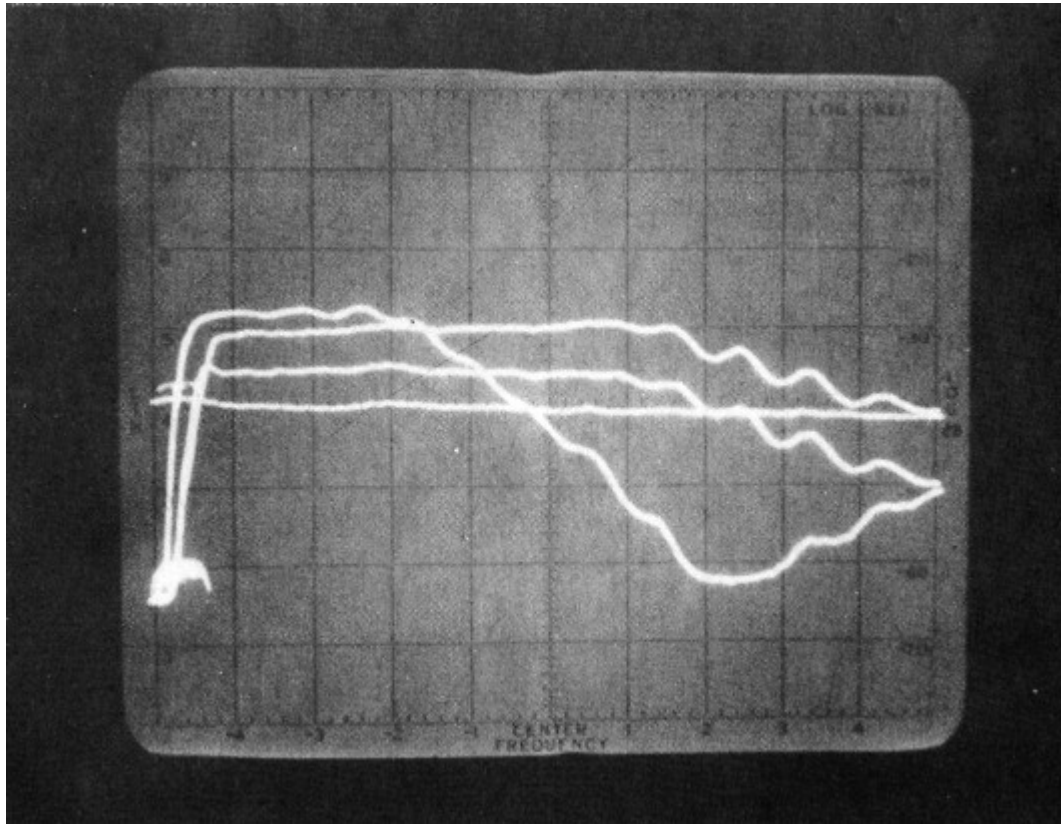


Bild 3: Breitbandverstärker mit unterschiedlichem Gegenkopplungsgrad Horizontal: 100 MHz/T - Vertikal: 10 dB/T

Als für die Gegenkopplungs-Transformatoren in diesem Frequenzbereich am besten geeignet wurde nach umfangreichen Messungen ein Ferrit-Doppellochkern Typ B62152 - A8 - X17 Material U17 der Fa. Siemens herausgefunden. Die damit hergestellten Transformatoren haben sehr geringe

Verluste, eine feste Kopplung und eine sehr kleine Streu-Induktivität, so daß sich die praktisch ermittelten Verstärkungswerte kaum von den theoretisch zu erwartenden unterscheiden. Das Wicklungsschema zeigt Bild 4 mit der Eingangswicklung R ganz innen, der Wicklung m darüber und der Wicklung n außen mit dem größten Durchmesser.

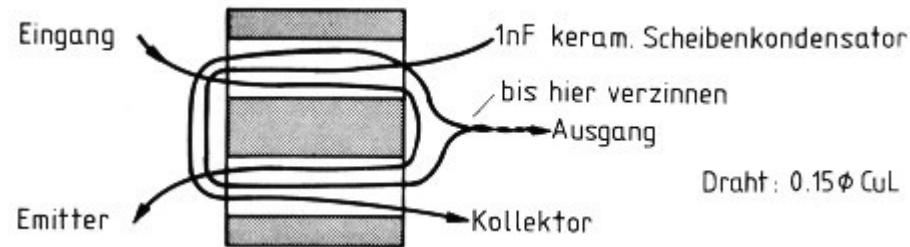


Bild 4: Gegenkopplungstransformator für Breitbandverstärker

Die untere Frequenzgrenze dieser Art von transformatorischer Gegenkopplung kann durch geeignete Kernmaterialien und größere Koppel- und Abblock-Kondensatoren, sowie durch Emitterdrosseln mit höherer Induktivität bis unter 1 MHz gesenkt werden. Die obere Grenze liegt bei ca. 700 MHz, wobei oberhalb dieser Frequenz eine Anwendung des Verfahrens mit Hilfe von Richtkopplern möglich ist, solange nicht die Laufzeit des Signals durch das aktive Element unzulässig groß wird.

Bild 5 zeigt die Selektionskurven verschiedener Filter, die vor oder hinter den Breitband-Vorverstärker geschaltet werden können. Um die nötige Spiegelfrequenzunterdrückung für den Empfänger sicherzustellen, wird zwischen Mischer und Verstärker ein Filter nach Bild 6 eingefügt. Falls trotz des hohen IP-Wertes die Linearität in der Nähe starker Rundfunksender nicht ausreichen sollte, so kann das Bandpaßfilter nach Bild 7 oder das Hochpaßfilter nach Bild 8 vorgeschaltet werden, wodurch sich allerdings die Rauschzahl um die Filterdurchgangsdämpfung verschlechtert.

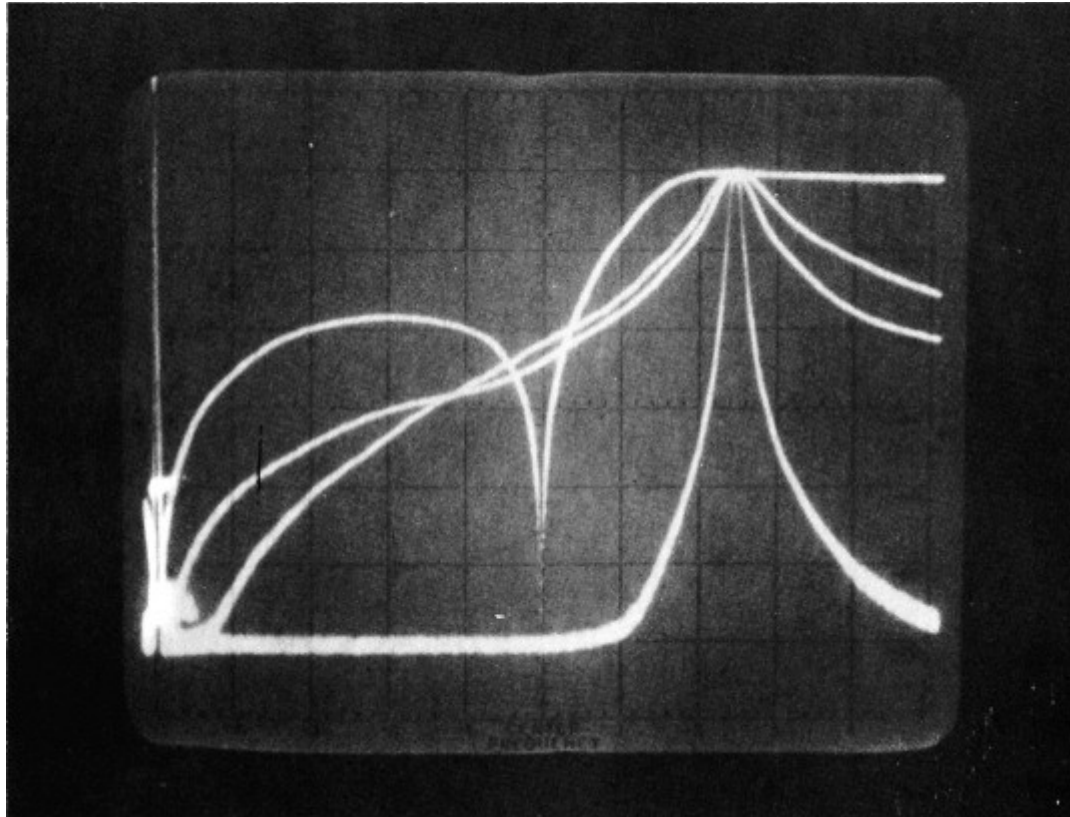


Bild 5: Selektionskurven der Filter nach Bild 6, 7, und 8, sowie eines -0,1-dB-Helical-Filters Horizontal: 20 MHz/T - Vertikal: 10 dB/T

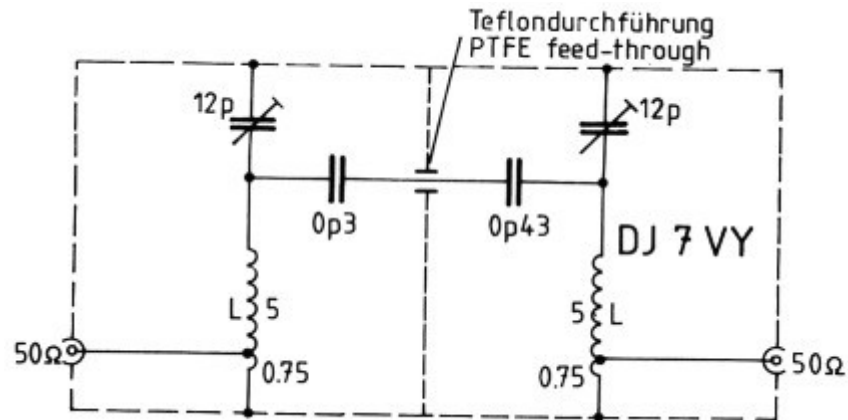


Bild 6: 145-MHz-Bandpaßfilter

L: 5 Windungen vers. Kupferdraht 2 mm $\varnothing$, Spule 25 mm lang, 17 mm $\varnothing$ Gehäuse: 60 $\times$ 50 $\times$ 100 mm; Durchlaßdämpfung $a_0 = 1,34$ dB Selektion bei 127 MHz: 50 dB; Selektion bei 100 MHz: 76 dB; 1-dB-Bandbreite: 2 MHz; 3-dB-Bandbreite: 2,7 MHz

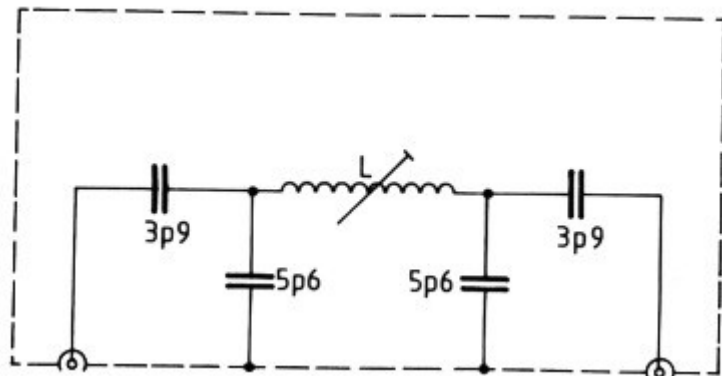


Bild 7: 145-MHz-Vorkreis

L: 4 Windungen vers. Kupferdraht 2 mm $\varnothing$, Spule 12 mm lang, 20 mm $\varnothing$ Abgleichen durch Strecken Gehäuse: 60 $\times$ 50 $\times$ 100 mm; Durchlaßdämpfung $a_0 = 0,25$ dB; Selektion bei 127 MHz: 14 dB; Selektion bei 100 MHz: 24 dB; 1-dB-Bandbreite: 4 MHz; 3-dB-Bandbreite: 8 MHz

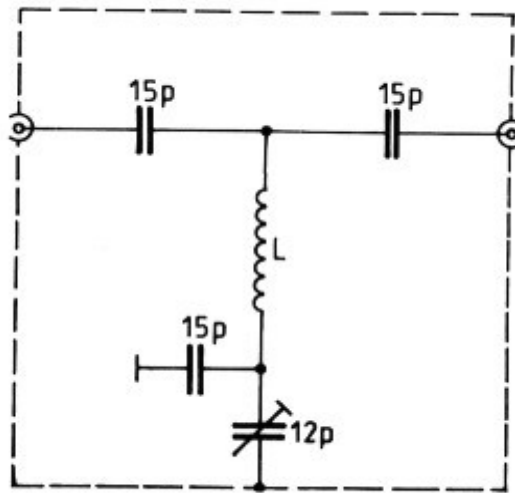


Bild 8: 130-MHz-Hochpaßfilter

L: 3 Windungen vers. Kupferdraht 2 mm $\varnothing$, Spule 8 mm lang, 14 mm $\varnothing$; Trimmerabgleich auf 100 MHz Gehäuse: 60 $\times$ 50 $\times$ 100 mm; 145 MHz: - 0,06 dB; -1 dB bei 134 MHz; - 3 dB bei 130 MHz Bel 100 MHz: - 57 dB; Loch-Bandbreite: -30 dB: 97 - 103 MHz -40 dB: 99 - 101 MHz

Wird der Verstärker bei 435 MHz eingesetzt, so müssen ihm entsprechende Filter vor und nachgeschaltet werden, z.B. ein $\lambda/2$ -Filter im Eingang und ein Bandpaßfilter aus zwei $\lambda/4$ -Kreisen vor dem Mischer.

3. Aufbauhinweise

Der Verstärker läßt sich auf der 45 mm $\times$ 35 mm großen Platine DJ7VY 001 nach Bild 9 aufbauen, wobei für den BFT66 bei x ein 4,9-mm-Loch in die Platine gebohrt und der Transistor an seiner Gehäusefahne und gegenüber direkt auf die Kaschierung gelötet wird (schnellstmöglich!). Beim Einbau der Transformatoren sollen die Anschlußdrähte zu Emitter und Kollektor sowie zum Scheibenkondensator so kurz wie möglich gehalten werden (unter 3 mm). Die Anschlußbeine des BFT66 sind auf 2 mm zu kürzen und die Emitter- und Kollektor-Fahne des BFR34A nach dem Hochbiegen ebenfalls. Seine Basis-Fahne wird direkt auf den 1 nF Pill-Kondensator aufgelötet und dient damit gleichzeitig als Befestigung. Bei den Transformatoren ist darauf zu achten, daß der verdrehte Abgriff bis an die Wicklung verzinnt wird, am besten dann, wenn Wicklung R und m + 1 aufgebracht sind. Mit einem mA-Meter in der jeweiligen Kollektorleitung geschieht der Abgleich auf die Arbeitspunkte T1: 6 V / 5 mA, T2: 6 V / 13 mA. Damit ist der Verstärker betriebsbereit. Achtung: Durch die Gleichstromgegenkopplung über den 270- Ω -Widerstand beeinflussen sich die Einstellungen gegenseitig.

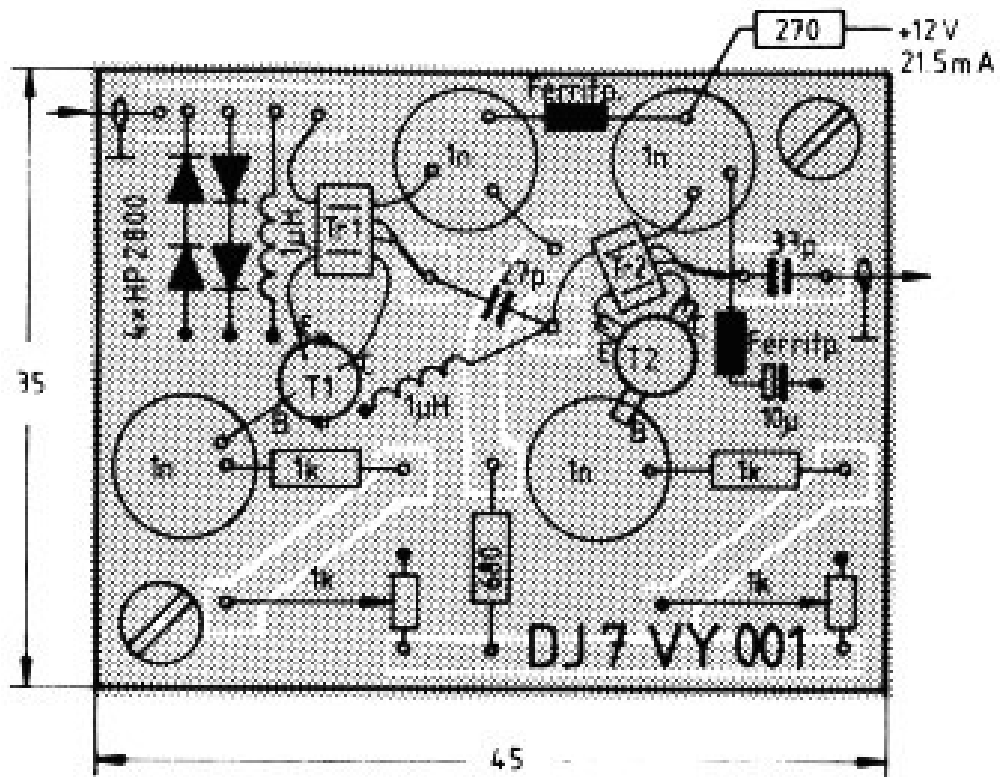


Bild 9: Einseitig kaschierte Leiterplatte DJ7VY 001

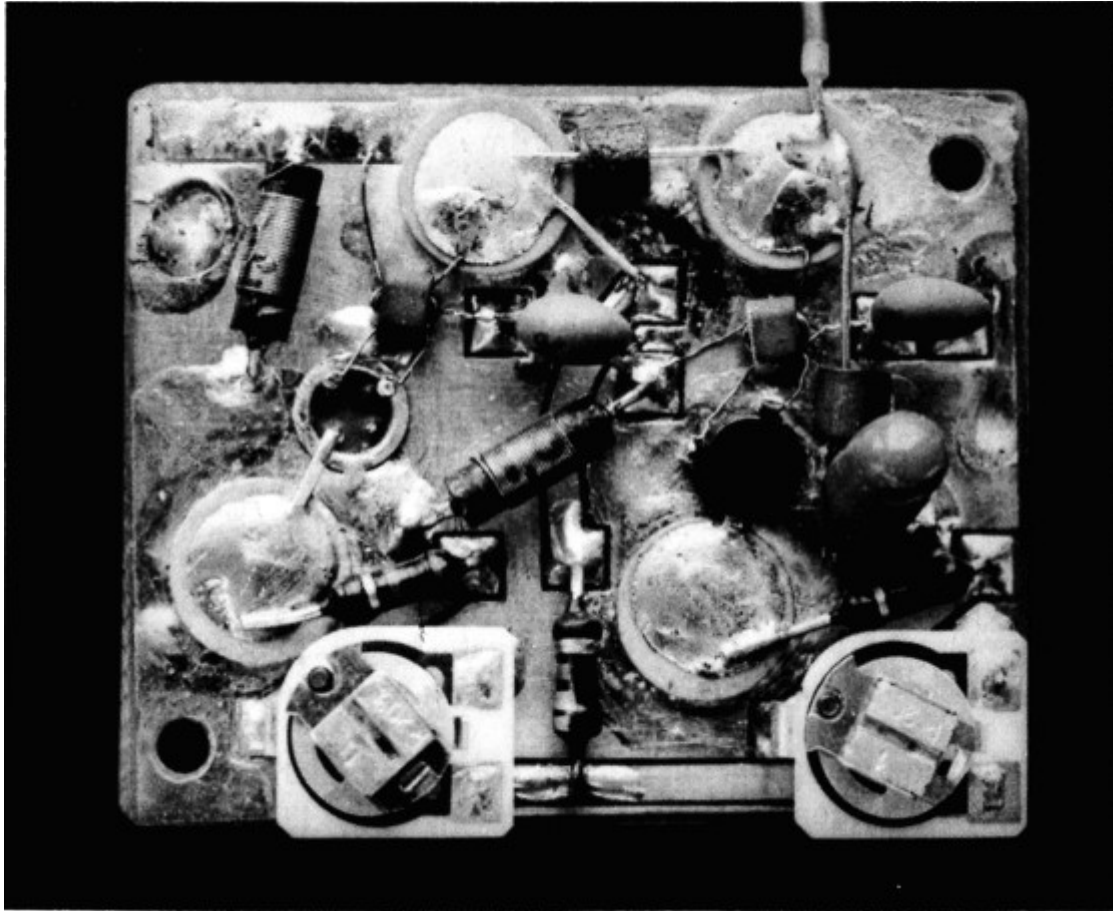


Bild 10: Musteraufbau des Verstärkers nach Bild 1

Der Anschluß der Filter kann über kurze Stücke Koaxialkabel erfolgen, wobei man sich darüber klar sein muß, daß jedes zusätzliche Zehntel-dB auf der Eingangsseite die Rauschzahl verschlechtert. Wird der Verstärker zusammen mit dem Antennenrelais an der Antenne montiert, so kann man selbst bei vorherigem Betrieb der Station mit verlustarmen 21-mm-Koaxialkabel eine Leistungssteigerung um 3 dB erwarten. Beispielsweise: 30 m RG 17 mit $a_0 = 1$ dB bei 145 MHz, Zusatzdämpfung durch $\text{SWR} = 3$: $a_z = 0,5$ dB, Rauschzahl des FET-Vorverstärkers $F \geq 2,5$ dB, gesamt: 4 dB (mehr bei schlechterem Kabel). Im Gegensatz zu 1,3 dB (+ Vorkreisdämpfung falls erforderlich).

Bei Antennenmontage sollte der Verstärkereingang durch 4 antiparallele Schottky-Dioden geschützt werden. Die Versorgung kann dann bei weggelassenem Ausgangskoppelkondensator über das Koaxialkabel (herkömmliches TV-Kabel genügt) erfolgen. Dabei soll der Koppelkondensator von 27 pF zwischen den zwei Stufen auf 18 pF erniedrigt werden und ein 270- Ω -Widerstand in Serie mit einer 2,7- μH -Drossel am Ende des Kabels zur

Parallelspeisung verwendet werden. Der Koppelkondensator "unten" soll 1 nF betragen. Wird ein sehr billiges, langes Kabel mit einer Dämpfung von 6 bis 8 dB verwendet, so empfiehlt es sich, einen BFR34 A- oder BFT66-Verstärker mit $m = 3$ vor das Spiegelfrequenz-Sperrfilter zu schalten.

Zum Abschluß muß noch erwähnt werden, daß sich der Verstärker auch vorzüglich als VFO-Nachverstärker für High-Level-Schottky-Mischer mit 17 dBm $\equiv$ 50 mW Oszillator-Pegelleistung eignet. Durch seine sehr niedrige Rauschzahl verschlechtert er das eigentliche Oszillator-Seitenbandrauschen nicht.

4. Anhang

Dynamikbereich eines Verstärkers [siehe auch (1)]

Natürliche Rauschschwelle	-174 dBm / Hz Bandbreite
Empfängerbandbreite 2,4 kHz	2,4 kHz / 1 Hz $\equiv$ 33,8 dB
Verstärker mit F = 1,3 dB und Eingangs-IP = 14 dBm	0 dBm = 1 mW an 50 Ω $\equiv$ 223,6 mV
Empfindlichkeitsschwelle	$S = -174 + 33,8 + 1,3 = -138,8$ dBm $\equiv$ 25,4 nV
Eingangsleistung von zwei Signalen, deren Intermodulationsprodukte dritter Ordnung die Empfindlichkeitsschwelle erreichen	$P_e = 1/3 (2 \times IP + S) = > 1/3 (28 - 138,9) = -36,96$ dBm $\equiv$ 3,17 mV
Intermodulationsfreier Dynamikbereich	138,9 - 36,96 = 101,94 dB!

Das heißt: Zwei Signale von 3,17 mV am Eingang des Vorverstärkers ergeben zwei Intermodulationsprodukte, die mit 25,4 nV genau so stark sind wie die bei F = 1,3 dB in der Bandbreite von 2,4 kHz steckende Rauschleistung.

5. Literatur

1. Martin, M.: Empfängereingangsteil mit großem Dynamikbereich und sehr geringen Intermodulationsverzerrungen, CQ-DL Heft 6, 1975, Seite 326 - 336
2. Norton, Dr. D.E.: Anzac Electronics High Dynamic Range Transistor Amplifiers Using Lossless Feedback, Microwave Journal May 1976
- 3.

DJ7VY, Michael Martin.