

## Großsignalfestes und empfindliches HF-Eingangsteil von 0,1 - 500 MHz

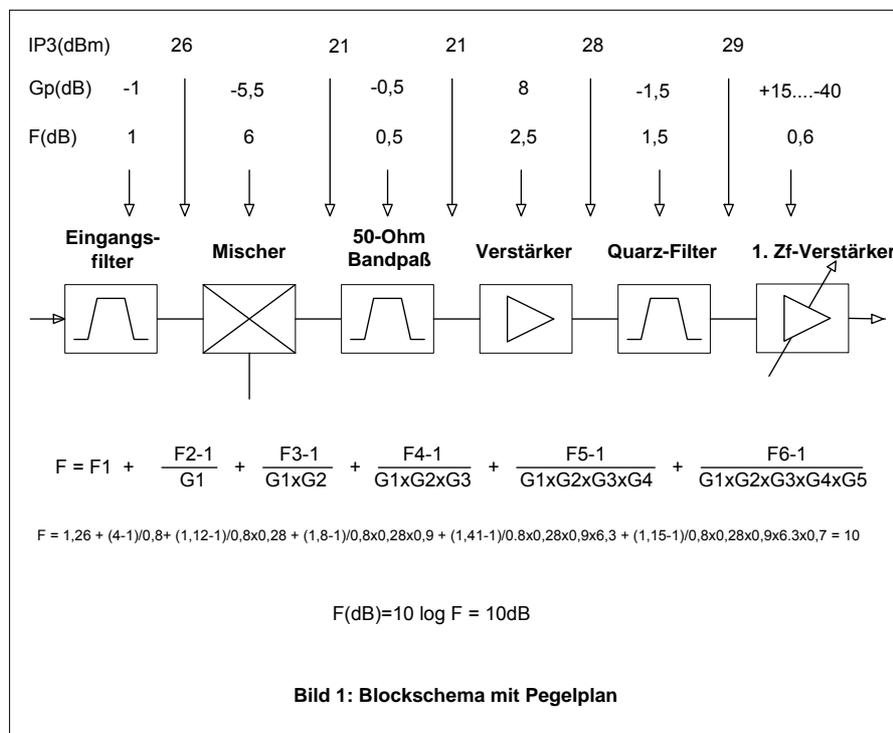
### Einleitung

Der Selbstbau eines großsignalfesten und gleichzeitig empfindlichen Empfängers stellt für Funkamateure nach wie vor eine große Herausforderung dar. Das nachfolgende Konzept beschreibt ein Empfänger-Eingangsteil von 0,1-500 MHz, daß diesen Ansprüchen genügt. Folgende Eckdaten sollten erreicht werden:

- IP3 = 26 dBm
- Dynamik >100dB
- Rauschmaß <=10dB
- Pegelverstärkung zwischen Mischereingang und ZF-Filterausgang: 0dB
- Übersteuerungsfeste, regelbare erste ZF-Stufe
- ZF-Bandbreiten: 2,4kHz, optional: 5kHz und 12kHz

Mit dem geringsten Aufwand lassen sich Empfänger nach dem Einfach-Überlagerungsprinzip aufbauen. Ein Nachteil dieses Konzepts besteht in der Notwendigkeit, Selektionsfilter (Sub-Oktav-Bandpässe) vor den Eingang des 1. Mixers einzufügen, um die auftretenden Spiegelfrequenzen und IP2-Produkte ( $f_1+f_2$ ,  $f_1-f_2$ ) vom Mischereingang fern zu halten. Diese Bandpaßfilter bieten außerdem den Vorteil, daß sie nur einen schmalen, ausgesuchten Frequenzbereich zum Eingang des ersten Mixers passieren lassen und den Empfänger dadurch zusätzlich vor Übersteuerung schützen.

Das Blockscha mit Pegelplan des Empfänger-Frontends bis zur 1. ZF-Stufe und der Berechnung des Rauschmaßes zeigt **Bild1**.



Der Empfänger nach wurde weitestgehend mit Standardbauteilen aufgebaut, die alle im Elektronikfachhandel erhältlich sind (**Bild2**). Als ZF-Filter wurden die inzwischen etwas älteren XF-9.

Typen von KVG eingesetzt, die aber noch in vielen Bastelkisten vorhanden sind. Diese Filter zeichnen sich durch geringe Durchgangsdämpfung und hohe Flankensteilheit (XF-9B) aus. Obgleich das Eingangsteil - abhängig vom 1. Mischer - bis 500 MHz einsetzbar ist, wird als Beispiel eine KW-Eingangsstufe mit Bandfiltern für das 10, 20, 40, und 80m Band beschrieben. Die gesamte Schaltung wurde in einem Weißblech-Gehäuse mit abgeschirmten Kammern aufgebaut. Ein- und Ausgänge wurden in „50-Ohm-Technik“ ausgelegt.

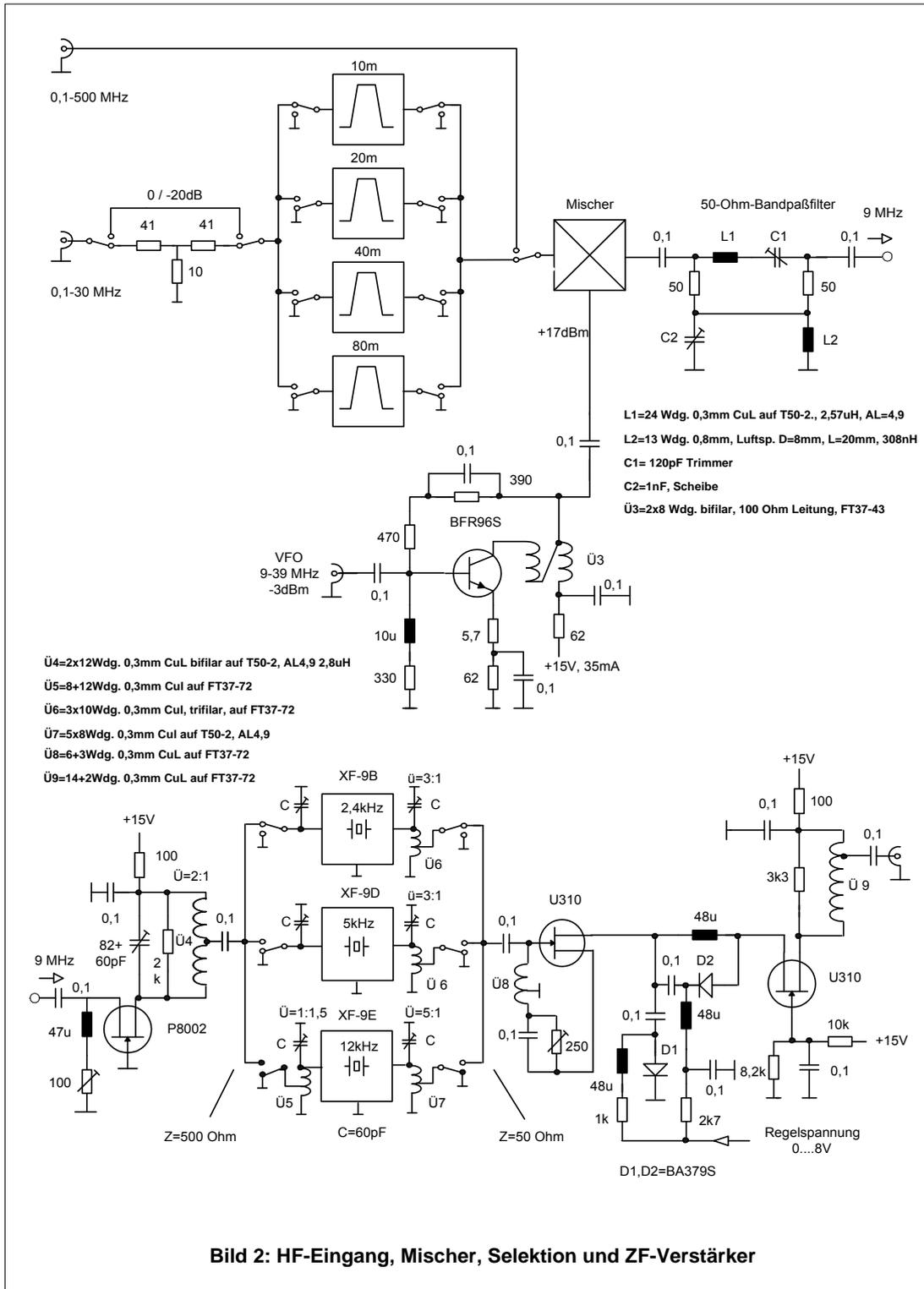
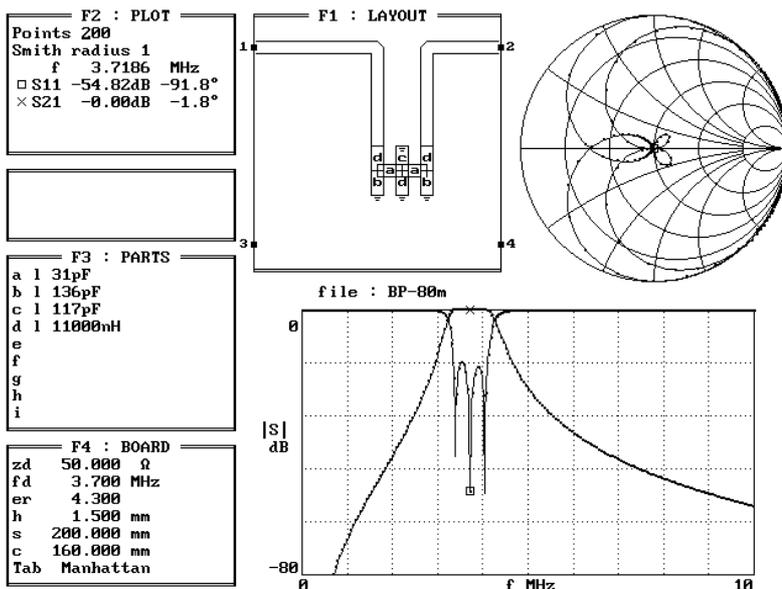
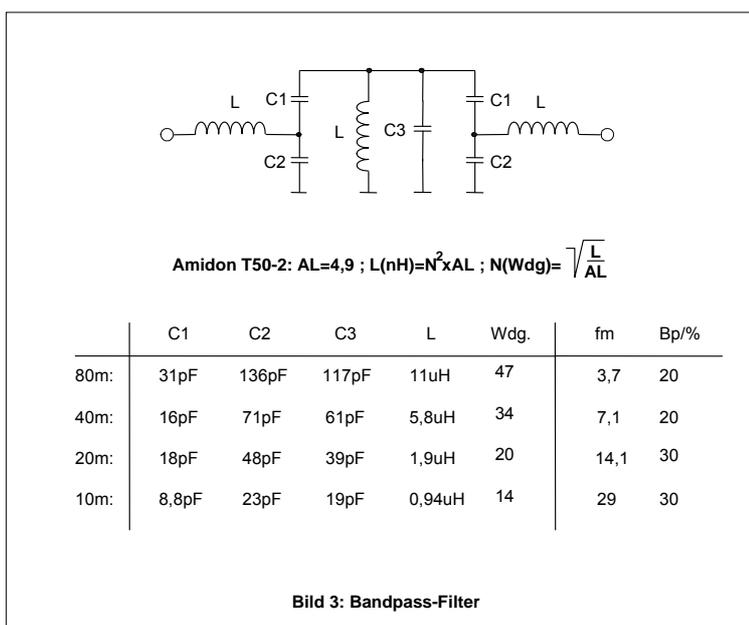


Bild 2: HF-Eingang, Mischer, Selektion und ZF-Verstärker

## 1. Aufbau

### 1.1 Eingangs-Bandfilter

Die Eingangs-Bandpässe wurden als Tschebyscheff-T-Bandpässe ausgelegt, die einfach aufzubauen sind und geringe Dämpfung im Durchlaßbereich haben (**Bild3 u. 4**). Zur Erreichung hoher Spulengüten wurden ausschließlich Karbonyl-Eisen-Ringkerne in den Abmessungen T-50 verwendet. Von Ferrit-Spulenkerne und keramischen Scheiben-Kondensatoren in den Schwingkreisen ist abzuraten. Beide können Intermodulationsstörungen hervorrufen. Gute Ergebnisse bringen keramische Vielschicht- und Rohr-Kondensatoren sowie Folien-Kondensatoren.



**Bild 4: Simulation des 80m-Filters**

## 1.2 Mischer und 50 Ohm-ZF-Bandpass

Als Mischer wird ein passiver Dioden-Ringmischer der sog. „High-Level-Klasse“ verwendet. Im Musteraufbau wurde ein SRA-3H (MCL), der eine Durchgangsdämpfung von lediglich 5,5 dB aufweist und einen IP3 von bis zu 28 dBm erreichen kann. Ein Mischer der „Super-High-Level“ Klasse (ziemlich teuer) braucht nicht verwendet zu werden, da weder der nachfolgende Verstärker noch die Quarzfilter in der Lage sind, einen höheren IP3 zu verarbeiten. Damit der Ringmischer auf allen Frequenzen mit seiner vollen Leistungsfähigkeit in bezug auf optimale Großsignalfestigkeit arbeiten kann, muß er an allen Ports möglichst impedanzrichtig, d.h. mit 50 Ohm abgeschlossen werden.

Besonders am ZF-Ausgang des Mixers ist das nicht so leicht zu bewerkstelligen. Der Grund liegt darin, daß der Eingangswiderstand des ZF-Filters außerhalb seines Durchlaßbereiches konjugiert komplex ist, also alles andere als z.B. 500 Ohm real. Dieser Fehlabschluß transformiert sich rückwärts über den Anpassverstärker auf den Mischerausgang zurück und verschlechtert die Anpassung und damit den IP3. Das Spektrum in **Bild 5** zeigt als Beispiel, wie viele Frequenzen am Ausgang eines Mixers entstehen und das nur bei einem einzigen Eingangssignal. Das eigentliche Nutzsignal in diesem Spektrum ist lediglich die erste, mit dem Marker gekennzeichnete Spektrallinie!

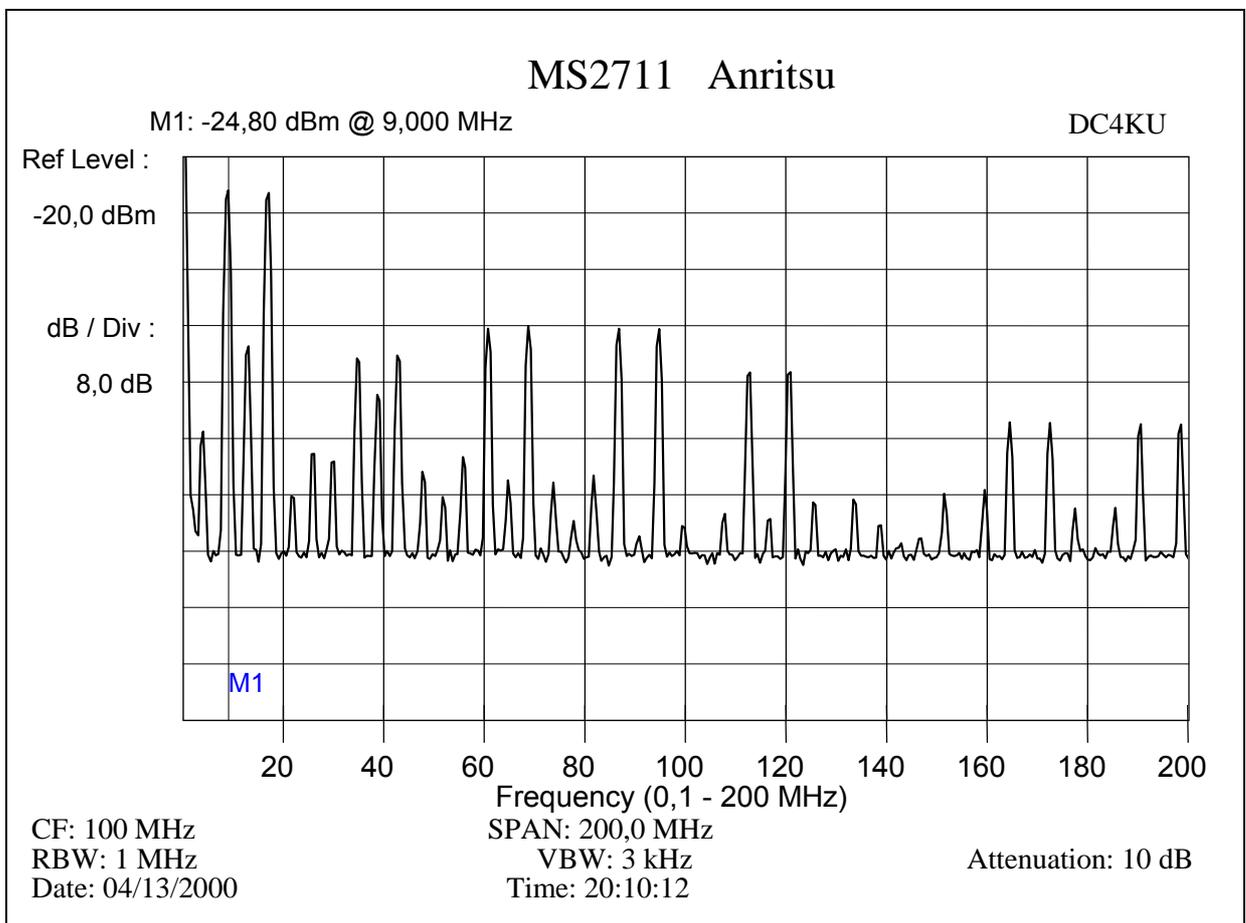


Bild 5: Spektrum am Ausgang des Mixers

Der 50 Ohm-Bandpaß erfüllt zwei Aufgaben:

- Die Nutzfrequenz (9MHz) ungehindert durchzulassen und
- gleichzeitig alle anderen Frequenzen mit 50 Ohm Widerstand abzuschließen.

Eine Simulation der verwendeten Schaltung nach [1] mit der CAD-Software PUFF 2.1 zeigt die Wirkung der verwendeten Schaltung in **Bild 6**. Die Reflexionsdämpfung beträgt auch außerhalb der Zwischenfrequenz >40dB, die gemessene Durchgangsdämpfung 0,1 dB. L1 wird mit einem Eisenpulverkern hoher Güte (Amidon T-50) realisiert und mit C1 auf 9 MHz-Serienresonanz eingestellt. L2 besteht aus einer Luftspule mit 13 Wdg. Silberdraht, die durch vorsichtiges zusammendrücken bzw. auseinander biegen mit C2 auf 9 MHz-Parallelresonanz gebracht wird. **Bild 7** zeigt die Selektionswirkung, gemessen am Ausgang des Bandpasses.

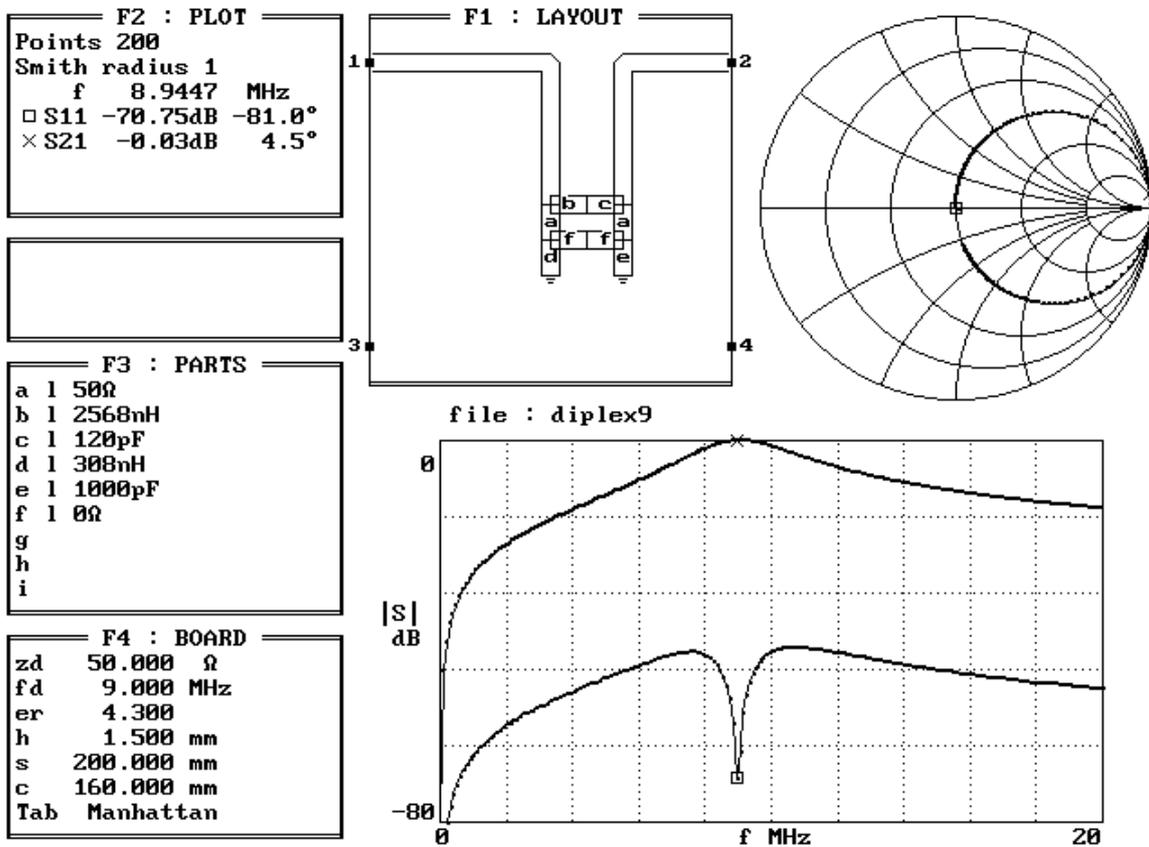


Bild 6: 50-Ohm-Bandpaß

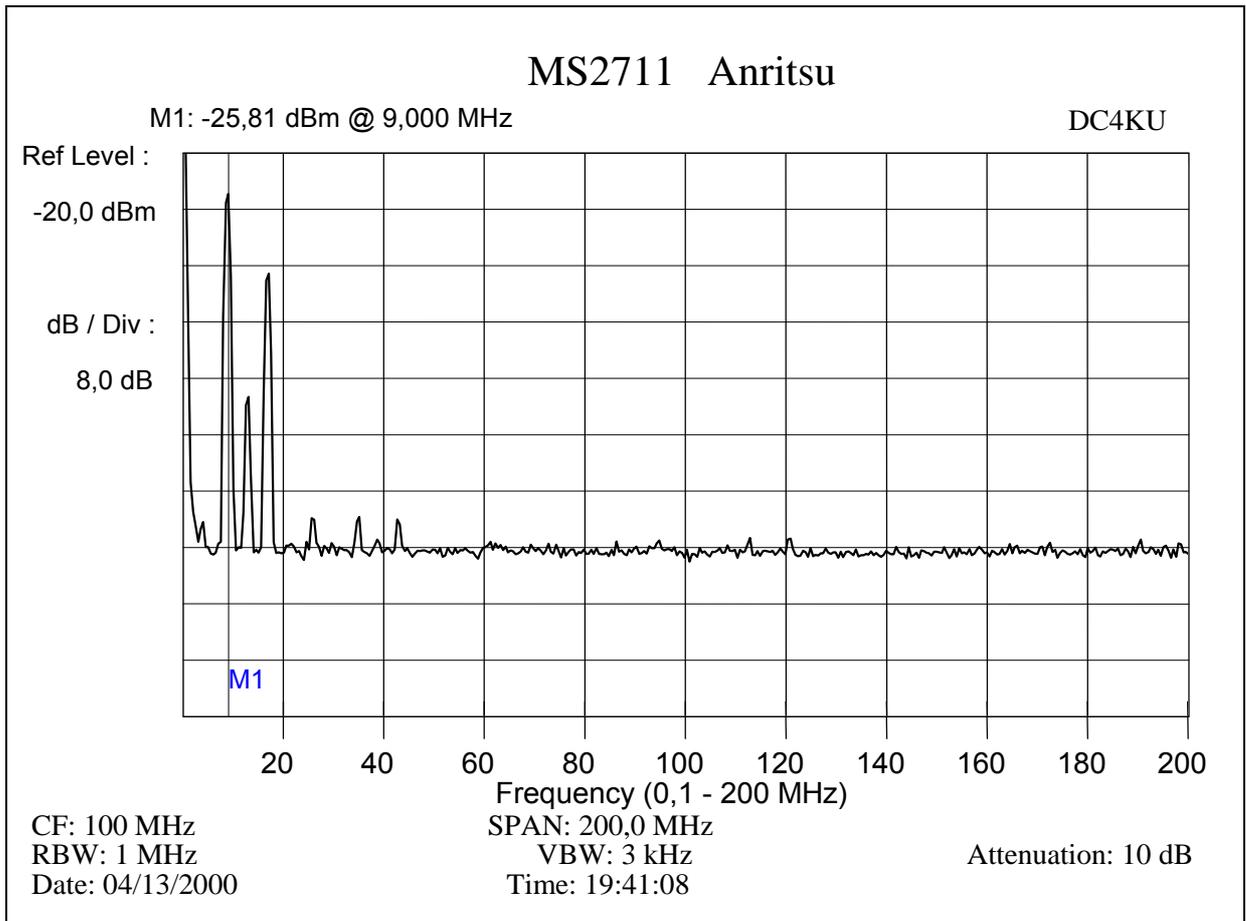
Berechnung des Diplexers für 9 MHz:

$L1 = K \cdot Z / \omega_r$  mit:  $\omega_r = 56\,520\,999$ ;  $K=3$  (wählbar zwischen 2 bis 10, abhängig v. Bandbreite)

$$C1 = 1 / \omega^2 \cdot L1$$

$$L2 = C1 \cdot Z^2$$

$$C2 = L1 / Z^2$$



**Bild 7: Spektrum am Ausgang des Diplexers**

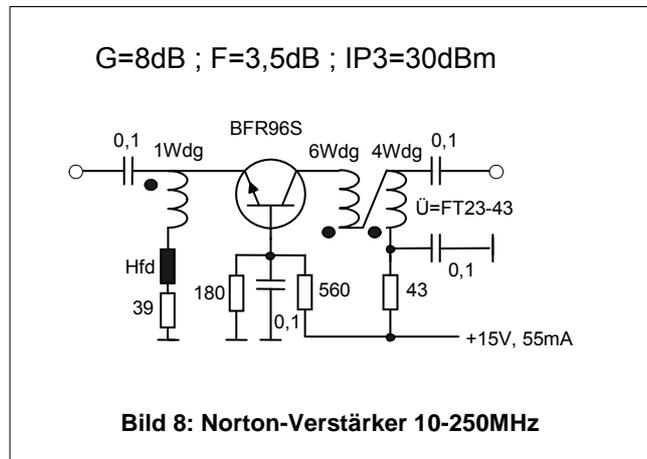
### 1.3 Verstärker zwischen Mischer und ZF-Filter

Der nachfolgende Anpassverstärker muß mehrere Aufgaben erfüllen:

- Ausgleich der Dämpfung von Mischer (-5,5dB) und ZF-Filter (-1,5dB) zur Reduzierung der Gesamttrauschzahl
- Verstärkung mit hoher Linearität ( $IP3 > 20\text{dBm}$ )
- Rückwärtsentkopplung zwischen Filter und Mischer herstellen.

Insbesondere die letzt genannte Anforderung erfüllen Verstärker mit X-Gegenkopplung (Norton-Verstärker) nach **Bild 8** nicht. Diese Verstärkertypen erreichen bei vernünftiger Leistungsverstärkung und geringer Rauschzahl hervorragende  $IP3$ -Werte von über 30dBm. Ihre Rückwärtsentkopplung beträgt aber aufgrund der starken Gegenkopplung nur 1..2 dB, d.h. die notwendige Entkopplung zwischen Filter und Mischer fehlt. Bei professionellen Empfängern findet man aus diesem Grund häufig zwei Norton-Verstärker in Serie mit zwischen geschalteten 3..6 dB-Dämpfungsgliedern zur Rückwärtsentkopplung, was den schaltungstechnischen Aufwand jedoch erheblich in die Höhe treibt. Außerdem eignen sich Norton-Verstärker optimal nur zur Ansteuerung von ZF-Filtern mit 50-Ohm-Anschlußimpedanz.

Als einfachste und beste Lösung bietet sich ein steiler FET vom Typ P8002 o.ä. in Gate-Schaltung an. N-Kanal FET's in Gateschaltung haben den großen Vorteil, schon von Hause aus sehr großsignalfest zu sein. Eine Gegenkopplung zur Erhöhung der Linearität ist nicht erforderlich. Aus diesem Grund besitzen FET's in Gate-Schaltung hohe Rückwärtsdämpfungen von bis zu 30dB. Bei einem Drainstrom von 20..25 mA stellt sich bei Hochstrom-FET's eine Vorwärtssteilheit von 20mS ein, woraus ein Eingangswiderstand von 50 Ohm resultiert. FET's in Gateschaltung sind außerdem sehr stabil und neigen nicht zu parasitären Schwingungen.



Kein Vorteil ohne Nachteil: Ein Handicap dieser Schaltungsvariante ist die geringe Leistungsverstärkung bei kleinen Ausgangswiderständen. Mit einem Drain-Widerstand = Filtereingangswiderstand von 500 Ohm (XF-9B als SSB-Filter), lassen sich nicht mehr als 4 dB Verstärkung erzielen. Um eine höhere Verstärkung zu erreichen, muß der Drainwiderstand vergrößert werden. In der verwendeten Schaltung wird als Drain-Lastwiderstand ein 9 MHz Schwingkreis verwendet, der mit 2kOhm bedämpft wird. Das ZF-Filter wird an der Spulenmitte angeschlossen. Nach Abgleich des Schwingkreises mit C1 auf 9 MHz, ergibt sich an der Spulenmitte aufgrund der Transformation  $\dot{u}=2:1$  und  $Z=4:1$  ein Ausgangswiderstand von  $Z=500$  Ohm. Mit dem 2 kOhm Drainwiderstand erreicht die Stufe 7 dB Verstärkung und gleicht damit die Mischer- und Filterdämpfung aus. Der  $IP3$  des FET-Verstärkers mit angeschlossenem Filter XF-9B beträgt +22dBm.

#### 1.4 LO-Port

Mischer der High-Level Klasse benötigen eine LO-Pegel von 17...20 dBm, um ihre volle Leistungsfähigkeit bzgl.  $IP2/3$  bei gleichzeitig geringster Übertragungsdämpfung zu erreichen. Ein geeigneter und bewährter Leistungsverstärker stellt die Schaltung des BFR96S mit kombinierter Kollektor-Basis- und Emitter-Gegenkopplung dar. Diese Schaltungsvariante erreicht im Frequenzbereich 1...200 MHz bis zu  $Pa=20$  dBm (100mW) Ausgangsleistung, mit einer Leistungsverstärkung von  $Gp=20\text{dB}$ . Die LO-Frequenzaufbereitung für das Empfangsteil wird entweder mit einem Premix-Oszillator oder mit PLL realisiert. Zu beiden Konzepten finden sich diverse Baubeschreibungen z.B.in CQ-DL und /oder den UKW-Berichten.

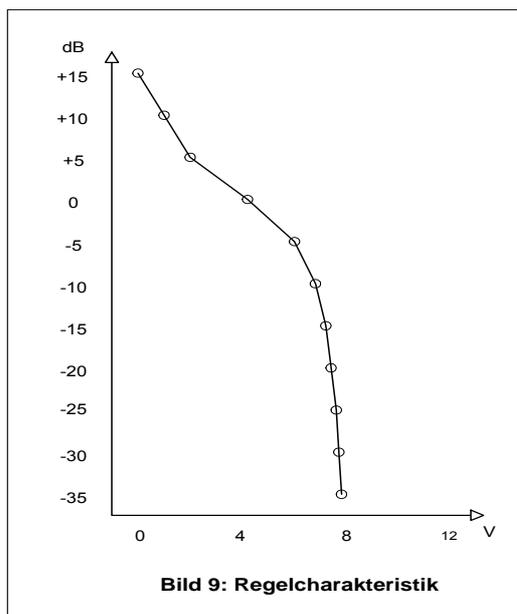
#### 1.5 Erste ZF-Stufe

Bei großsignalfesten und gleichzeitig empfindlichen Empfängern kommt der 1. ZF Stufe besondere Bedeutung zu. Dieser Verstärker muß im Interesse einer insgesamt niedrigen Rauschzahl sehr rauscharm sein, gleichzeitig regelbar und sehr aussteurfähig. Auch im abgeregelten Zustand muß die Stufe zur verzerrungsfreien späteren Demodulation des Nutzsignals einen In-Band-Intermodulationsabstand bzw. -Klirrabstand von mindestens 40 dB (Verzerrungen  $\leq 1\%$ ) erreichen. Regelbare DG-MOSFET's, die häufig in regelbaren ZF-Verstärkern verwendet werden, stoßen bei Eingangssignalen von  $>10\text{mVeff}$  absolut an ihre Grenzen.

Der erste ZF-Verstärker sollte folgende Werte erreichen:

- Rauschmaß 0,6dB
- Verstärkung 15dB
- Regelumfang 50dB
- $IM3$ -Produkte auch im abgeregelten Zustand min. 40dBc unterdrückt

Die gezeigte Kaskodenschaltung mit SFET's vom Typ U310 erfüllt diese Anforderungen. Der erste FET arbeitet in rauscharmer Source-Schaltung mit Gegenkopplung über Ü8, der zweite FET in linearer Gate-Schaltung. Der Trimmer wird auf einen gemeinsamen  $I_D=18\text{mA}$  eingestellt (ca. 100 Ohm). Die max. Verstärkung liegt bei  $G_p=15\text{ dB}$ , das Rauschmaß bei 0,6 dB. Die Regelung erfolgt über die PIN-Dioden D1 u. D2, mit einer Regelcharakteristik nach **Bild 9**. Der S-Schlag in der Regelkurve entsteht durch die unterschiedlichen Spannungseinsätze der PIN-Dioden. Wird nur D1 angesteuert, entsteht eine gleichmäßig verlaufende Regelkurve, allerdings mit reduziertem Regelumfang von 25 dB. In der aufgezeigten Schaltung bleiben die Verzerrungsprodukte auch bei Eingangsspannungen von 100mVeff im abgeregelten Zustand noch um über 40 dB unterdrückt. Bei voller Verstärkung beträgt der IP3 dieses Verstärkers 20 dBm.



## 1.6 Nachfolgende ZF-Verstärkung

Der nachfolgende, regelbare ZF-Verstärker kann konventionell aufgebaut werden. Hierfür bietet sich z.B. das regelbare ZF-IC MC1350P ( $G_p=50\text{dB}$ ) mit nachfolgendem Produktdetektor NE602 ( $G_p=15\text{dB}$ ) nach [2] an. Etwas rauschgünstiger und mit gleicher Verstärkung läßt sich der nachfolgende ZF-Zug auch mit regelbaren DG-Mosfets (BF900 o.ä.) und NE602 nach [3] realisieren. So lassen sich insgesamt bis zu 70dB ZF-Gesamtverstärkung und über 120dB Regelumfang erreichen.

Die meisten Baubeschreibungen zeigen Schaltungen mit regelbaren, selektiv arbeitenden DG-Mosfets oder regelbaren ZF-IC's aus Videoverstärkern. Beide Schaltungsvarianten sind einfach aufzubauen, haben jedoch einige Nachteile, wie nichtlineare Regelkurven, schlechte Großsignalfestigkeit im abgeregelten Zustand und Regeltotzeiten durch die Ein- und Ausschwingzeiten der schmalbandigen ZF-Schwingkreise. Bei SSB/CW-Empfängern wird das Regelsignal meistens vom Audio-Signal abgeleitet. Diese NF-gesteuerten Regelkreise sind ebenfalls leicht aufzubauen, leiden jedoch prinzipiell unter einer unzureichenden Regelanstiegszeit.

In einem später noch folgendem Bericht wird der Verfasser auf die speziellen Erfordernisse der AGC von SSB/CW-ZF-Verstärkern detailliert eingehen und das Konzept eines geeigneten dynamischen ZF-Verstärkers mit sehr kurzer Ansprechzeit (attack time) beschreiben, der breitbandig aufgebaut ist, mit einer kombinierten HF- und NF-gesteuerten Regelschleife und echter „Hänge-Regelung“ arbeitet.

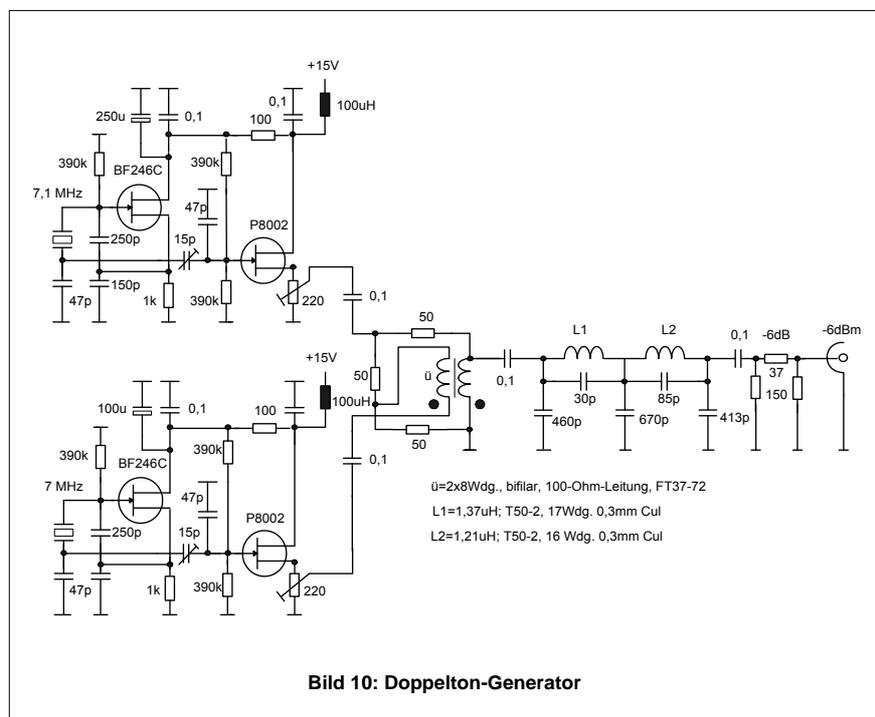
## 2. Messung der Eigenschaften

Nach Fertigstellung des Empfängers müssen die wichtigsten Eigenschaften und Parameter kontrolliert werden. Dazu zählen die Empfindlichkeit und das Großsignalverhalten (IP2/3). Beide Parameter können zum großen Teil mit Hilfe selbst gebauter Meßinstrumente bestimmt werden.

### 2.1 Doppelton-Generator für IP3-Messungen

Ein geeigneter Doppelton-Generator für IM3-Messungen zeigt **Bild 10**. In keinem Fall reicht es aus, die Generatoren einfach mit einem BNC-T-Stück zusammen zu schalten. Der Doppelton-Generator muß zwei wichtige Forderungen erfüllen:

- Entkopplung der Generatorausgänge um mindestens 40 dB
- Hohe Oberwellenunterdrückung der Generatorfrequenzen um >75 dBc



Die Generatorfrequenzen erzeugen Quarze, welche auf ihrer Serienresonanz schwingen und im Bereich 1-30 MHz beliebig wählbar sind, im Beispiel 7.000 und 7.050 MHz. Die PegelEinstellung erfolgt über C1, so daß am Ausgang -6 dBm für f1 und f2 zur Verfügung stehen. Beide Signale werden in eine Wheatstone-Brücke eingespeist, die aufgrund ihres symmetrischen Aufbaus eine Entkopplung der Generatorausgänge von > 40dB bewirkt und die Nutzsignale mit 6 dB Durchgangsdämpfung passieren läßt. Der Klirrfaktor der Generatoren beträgt in der aufgezeigten Schaltung schon von Hause aus > 40 dBc (<1%). Dieser Oberwellenabstand ist jedoch für genaue IM-Messungen noch nicht ausreichend, so das am Ausgang der Meßbrücke ein TP-Filter mit fg=7,2 MHz nachgeschaltet werden muß. Es ist sehr wichtig, daß die Oberwellen der Generatoren am Ausgang des Doppelton-Generators stark unterdrückt sind.

Hier ist der Grund: Nehmen wir an, die Generatoren würden Oberwellen produzieren. Wenn die beiden Generatorsignale am Mischereingang anliegen, generiert der Mischer am Ausgang ebenfalls Oberwellen. Wenn die erste Oberwelle der HF-Generatoren mit 180-Grad-Phasendrehung zur ersten Oberwelle am Mischerausgang steht, löschen sich die Produkte aus und resultieren in viel zu „guten“ IM3-Ergebnissen. Auf der anderen Seite, wenn die Harmonischen in Phase liegen, verschlechtern sich die Meßergebnisse um 3 dB.

Fazit: Wenn die Oberwellen des Doppelton-Generators nicht ausreichend unterdrückt sind, ist davon auszugehen, daß die IM3-Messung zu falschen Ergebnissen führt.

Der Eigen-IM3 des verwendeten Doppelton-Generators beträgt >95 dBc und ist mit den Daten professioneller Meßanordnungen vergleichbar.

## 2.2 IP3-Messung

Zur eigentlichen Messung des IP3 benötigt man einen Spektrumanalysator oder verwendet den Empfänger selbst als Meßgerät. Dazu braucht man aber ein in dB geeichtes S-Meter, das über einen Bereich von mindestens 100 dB pegelgenau anzeigen muß.

Die Messung des IP3 beginnt bei  $P_e = 2x-6$  dBm für  $f_1$  und  $f_2$  nach Messaufbau in **Bild 11**. Das geeichte S-Meter zeigt  $-6$  dBm bei  $f_1$  und  $f_2$  an. Bei den unerwünschten IM3-Produkten  $2 \cdot f_1 - f_2$  und  $2 \cdot f_2 - f_1$ , also jeweils 50 kHz oberhalb und unterhalb von  $f_1$  und  $f_2$ , werden die Pegel  $P_{IM3}$  abgelesen und notiert (**Bild 12**). Die gleiche Messung wird mit den Generatorpegeln  $P_e = -12$  dBm und  $P_e = -18$  dBm durchgeführt.

Die Ergebnisse am Musteraufbau waren:

Eingangssignal	Meßwert		Ergebnis
• $P_e = 2x-6$ dBm:	$P_{IM3} = -70$ dBc	>	IP3 = 26 dBm
• $P_e = 2x -12$ dBm:	$P_{IM3} = -87$ dBc	>	IP3 = 25,5 dBm
• $P_e = 2x -18$ dBm:	$P_{IM3} = -106$ dBc	>	IP3 = 26 dBm

**Berechnung des IP3:**  $IP3 = \Delta IM3 / 2 + P_e$ ; mit  $\Delta IM3 = P_e - P_{IM3}$

**Beispiel:**

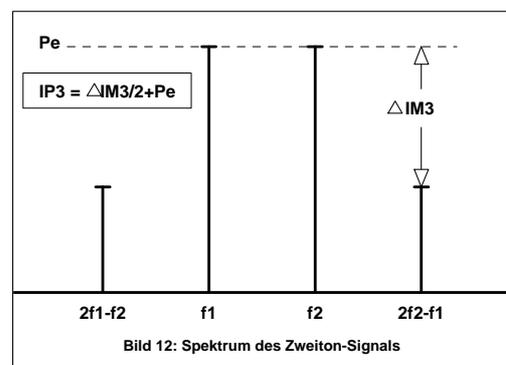
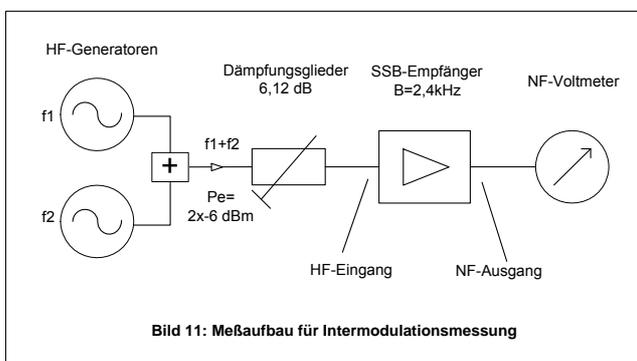
$$P_e = 2x-6 \text{ dBm}$$

$$P_{IM3} = -70 \text{ dBm (S-Meter Anzeige)}$$

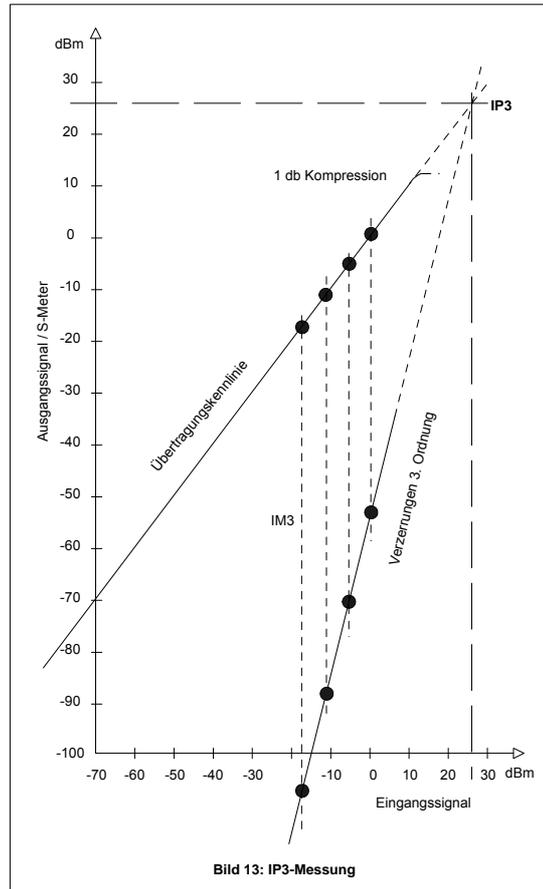
$$\Delta IM3 = -6 \text{ dBm} - (-70 \text{ dBm}) = 64 \text{ dB}$$

$$IP3 = 64 \text{ dB} / 2 - 6 \text{ dBm} = 26 \text{ dBm}$$

Der IP3 sollte mindestens bei drei unterschiedlichen Pegeln gemessen werden, wobei die Ergebnisse um nicht mehr als 1 bis 2 dB voneinander abweichen sollten.



**Bild 13** zeigt die Meßergebnisse in grafische Darstellung. Hierbei wurden die Übertragungs- und die IP3-Kennlinie soweit zu größeren Pegeln hin verlängert, bis sie sich schneiden. Dieser theoretische Schnittpunkt wird als 3. Order Intercept Point (IP3) bezeichnet (5). Deutlich zu erkennen ist, daß die Störprodukte drei mal schneller ansteigen als die Nutzprodukten. Darin liegt ein Hauptproblem von Intermodulationsstörungen in der Nachrichtentechnik. Durch Bandpässe und Filter im Eingang des Empfängers lassen sich IM3-Störungen nicht unterdrücken, da sie zu dicht an den Nutzsignalen auftreten.



Hinweis: Führt man die IP3-Messung mit Hilfe eines Spektrumanalysators durch, wird dieser am 50-Ohm-Ausgang des Quarzfilters angeschlossen. Die Nutzsignale ( $P_e$ ) bringt man auf Referenzpegel (oberste Horizontallinie des Displays) und liest die IM3-Störprodukte nach entsprechender Abstimmung des VFO's direkt als Pegeldifferenz  $\Delta IM3$  ab (6). Auch hier gilt die Gleichung

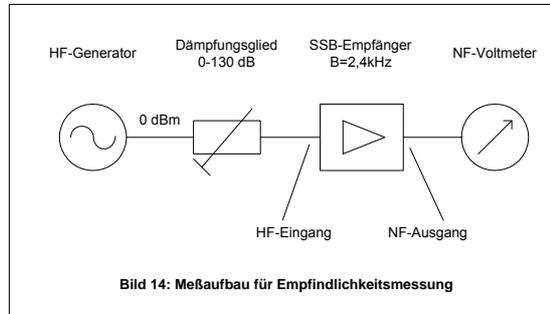
$$IP3 = \Delta IM3 / 2 + P_e$$

### 2.3 Empfindlichkeit

Zur Messung der Empfindlichkeit [4] wird einer der beiden Doppelton-Generatoren verwendet. Den Meßaufbau zeigt **Bild 14**. Die Dämpfung des einstellbaren Dämpfungsgliedes wird so weit erhöht, bis das NF-Ausgangspegel des Überlagerungstons (1kHz) am NF-Lautsprecherausgang des SSB-Empfängers um 3dB (Spannungsfaktor: 1,414) größer ist, als der Pegel des zuvor gemessenen NF-Grundrauschens.

Gemäß der Gleichung:  $(S+N)/N=2$

entspricht der HF-Eingangsspegel dann exakt dem Pegel des Grundrauschens und damit der Empfindlichkeit des Empfängers. Im Musteraufbau ergab sich eine Empfindlichkeit von  $P_r = -130$  dBm, bezogen auf eine ZF-Bandbreite (Rauschbandbreite) von 2,4 kHz.



## 2.4 Maximaler Eingangspegel für IM-freien Empfang

Aus dem  $IP_3$  und der Grenzempfindlichkeit lässt sich der maximale Pegel berechnen, der vom Empfänger noch ohne Intermodulationsstörungen verarbeitet kann.

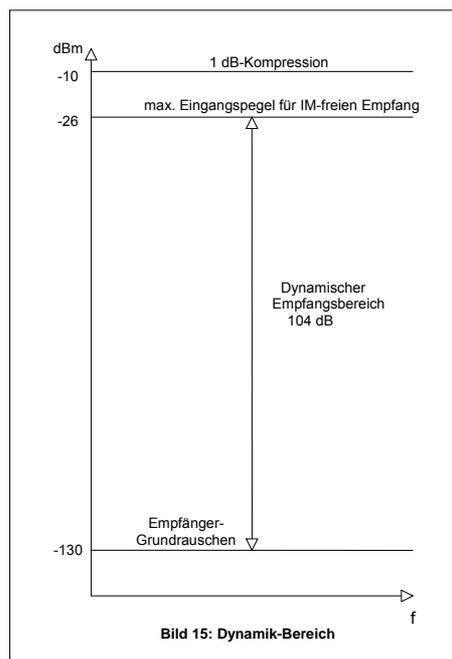
$$P_{e_{\max}} = 1/3 (2 \cdot IP_3 + P_r) = 1/3 (2 \cdot 26\text{dBm} - 130\text{dBm}) = -26 \text{ dBm}$$

Zwei Eingangssignale von  $P_e = -26$  dBm (11mVeff) erzeugen Intermodulationsstörungen 3. Ordnung, deren Pegel gerade dem des Grundrauschens entsprechen, also nicht hörbar sind.

## 2.5 Dynamikbereich

Aus den zuvor ermittelten Werten errechnet sich der Dynamikbereich. Der zur Verfügung stehende verzerrungsfreie Dynamikbereich entspricht der Differenz zwischen dem größten Pegel, der noch IM-frei verarbeitet werden kann und dem Grundrauschen des Empfängers (**Bild15**).

$$\text{Dynamik} = P_{e_{\max}} - P_r = -26\text{dBm} - (-130 \text{ dBm}) = 104 \text{ dB}$$



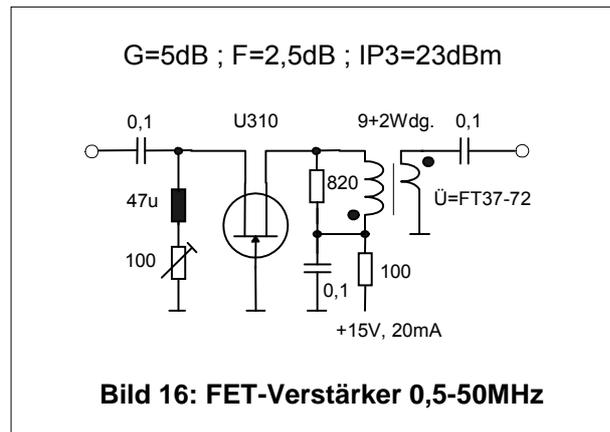
## 2.6 Rauschmaß

Die Rauschzahl (F) gibt an, um welchen Faktor der Signal-Rausch-Abstand eines Signals am Eingang des Empfängers zum Signal-Rausch-Abstand am Ausgang des Empfängers verschlechtert wird. Der Grenzwert der Empfindlichkeit ist bekanntlich  $-174 \text{ dBm/Hz}$  und entspricht dem Rauschen eines  $50\text{-}\Omega$ -Widerstandes bei Zimmertemperatur und  $1\text{-Hz}$ -Bandbreite ( $P_r = k \cdot t_0 \cdot B$ ). Die Bandbreite eines SSB-Empfängers beträgt jedoch nicht  $1 \text{ Hz}$ , sondern  $2,4 \text{ kHz}$ . Ein idealer SSB-Empfänger würde also um den Faktor  $2400$  ( $34\text{dB}$ ) mehr rauschen und eine theoretische Grenzempefindlichkeit von  $-174 \text{ dBm} + 34 \text{ dBm} = -140\text{dBm}$  erreichen. Die Differenz zwischen dieser Grenzempefindlichkeit und dem Grundrauschen ergibt das Rauschmaß des Empfängers.

$$F(\text{dB}) = \text{Grundrauschen} - \text{Grenzempefindlichkeit} = -130\text{dBm} - (-140 \text{ dBm}) = 10 \text{ dB}$$

Mit anderen Worten: der S/N eines empfangenen Signals verschlechtert sich um  $10\text{dB}$  zwischen Eingang und Ausgang des Empfängers.

Falls eine höhere Empfindlichkeit in den oberen Frequenzbereichen erforderlich sein sollte, kann ein Vorverstärker nach **Bild16** zwischen Eingangs-Bandpaß und Mischer geschaltet werden.



Der Dynamikbereich des Empfängers verschlechtert sich dann um das Maß der Vorverstärkung und die Gesamt rauschzahl des Empfängers verbessert sich auf

$$F = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 = 1,78 + (10 - 1)/3,16 = 4,62$$

$$F(\text{dB}) = 10 \log 4,62 = 6,65 \text{ dB}$$

Die gemessenen Übertragungskurven der  $9\text{-MHz}$ -Quarzfilter werden in **Bild 17** dargestellt.

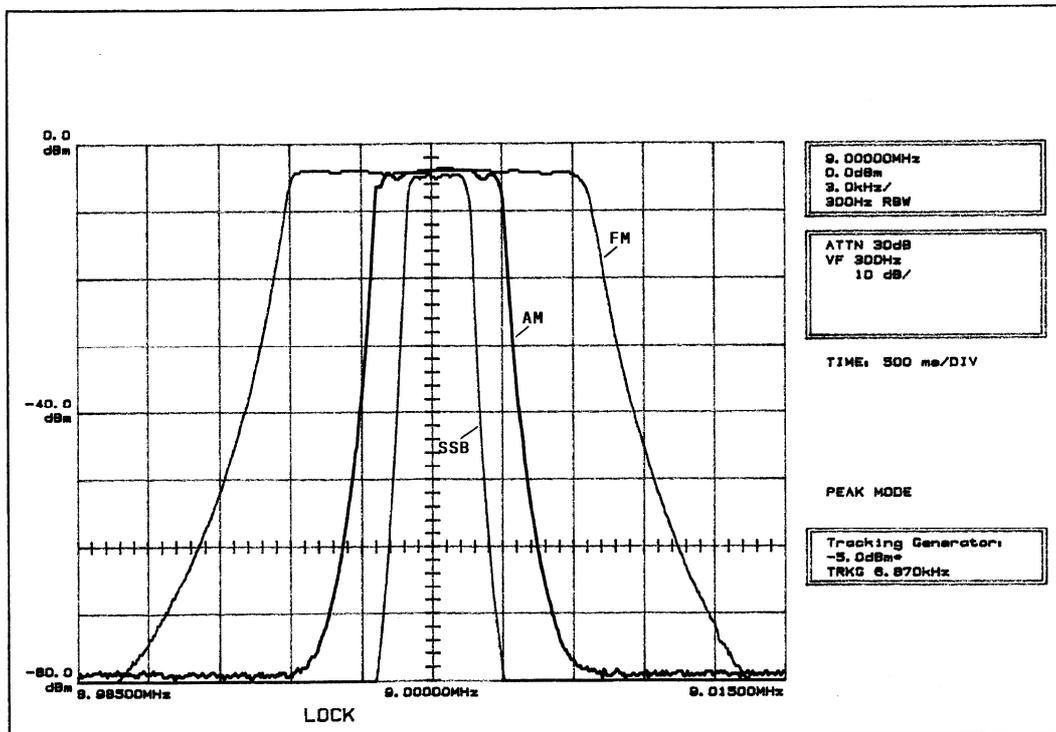


Bild 17: Übertragungsfunktionen der 9-MHz-Quarzfilter für SSB, AM und FM

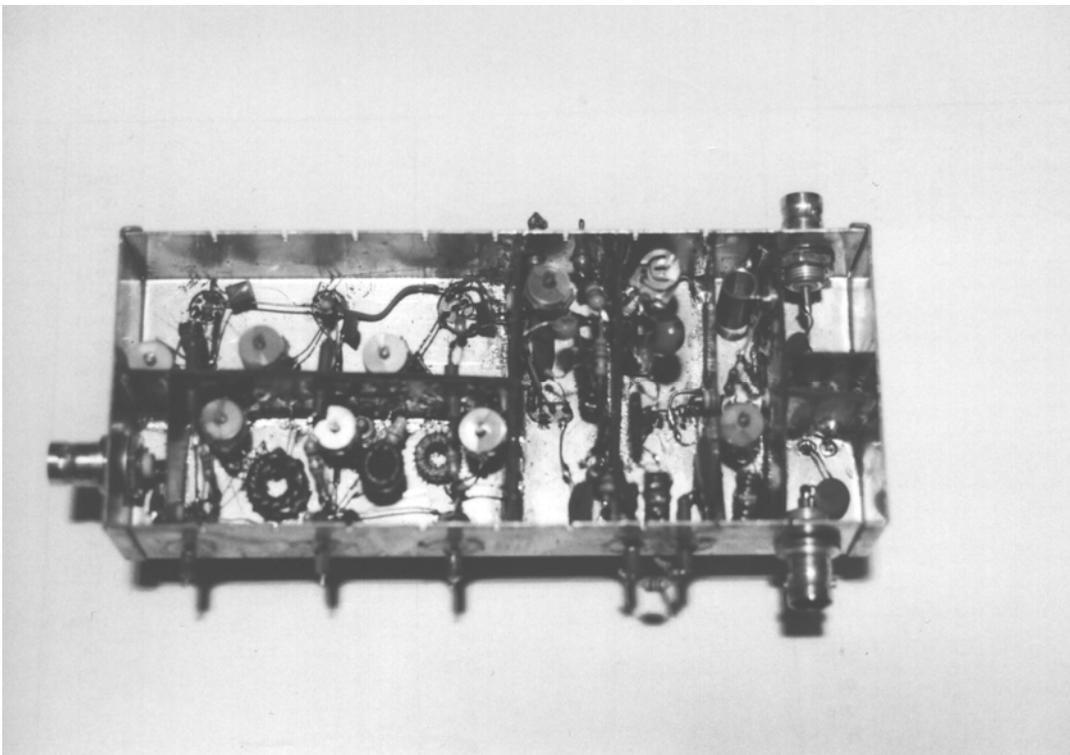
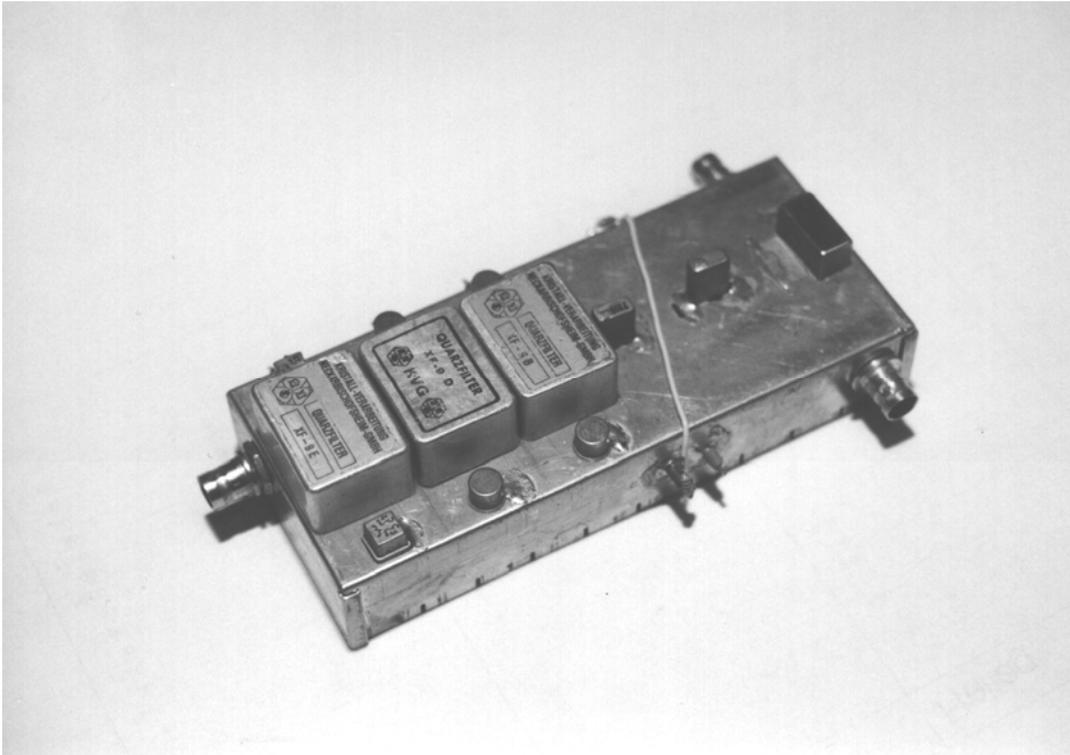
**Verwendete Meßgeräte:**

- Anritsu MS2711 Spektrumanalysator
- Anritsu MS2663 C Spektrumanalysator
- Tektronix 492AP Spektrumanalysator
- Tektronix TDS 200 DSO
- Elcom SS 1200 Sweep Synthesizer
- R&S ZRB Meßbrücke
- Rauschgenerator

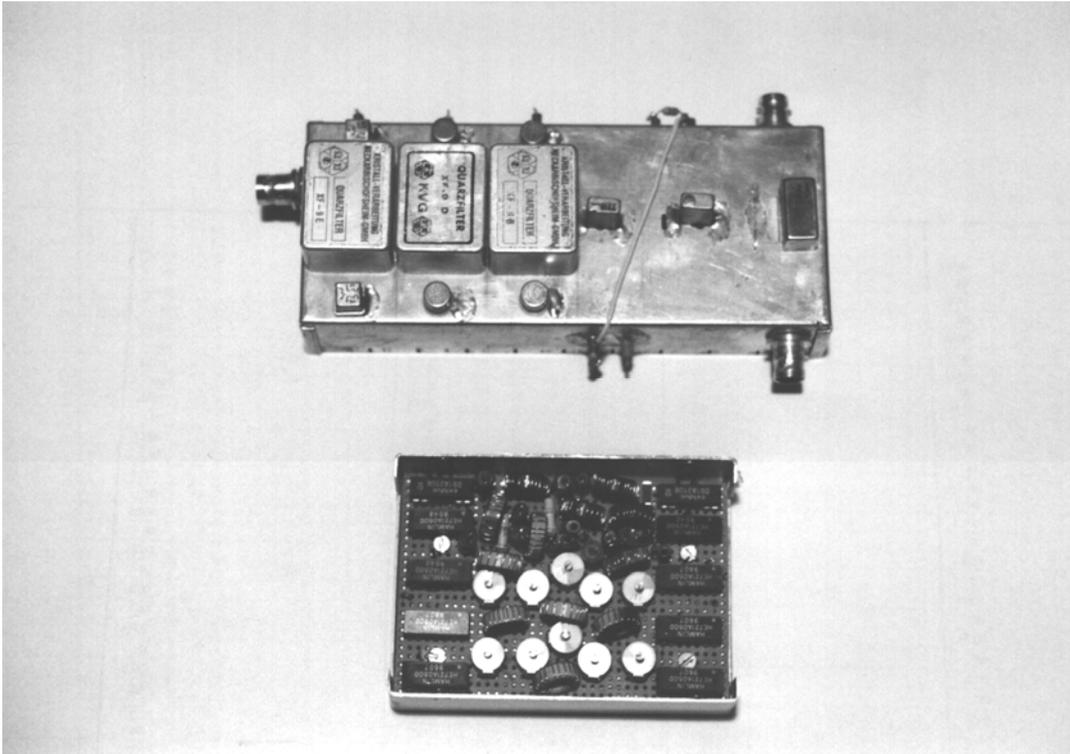
**Literatur:**

- (1) UKW-Berichte 2/96, Diplexer für Ringmischer, Eugen Beberich
- (2) UKW-Berichte 3/98, KW4, W. Schneider
- (3) CQ DL 8/99, Mehrband-SSB/CW-Transceiver, Peter Zenker
- (4) CQ DL 4/98, Messung kritischer Spezifikationen, W. Schnorrenberg
- (5) CQ-DL 5/92 u. Elektrtronik 9/90, Messung nichtlinearer Verzerrungen, W. Schnorrenberg
- (6) Vogel Buchverlag, Spektrumanalyse-Theorie und Praxis, ISBN 3-8023-0290-7, W. Schnorrenberg

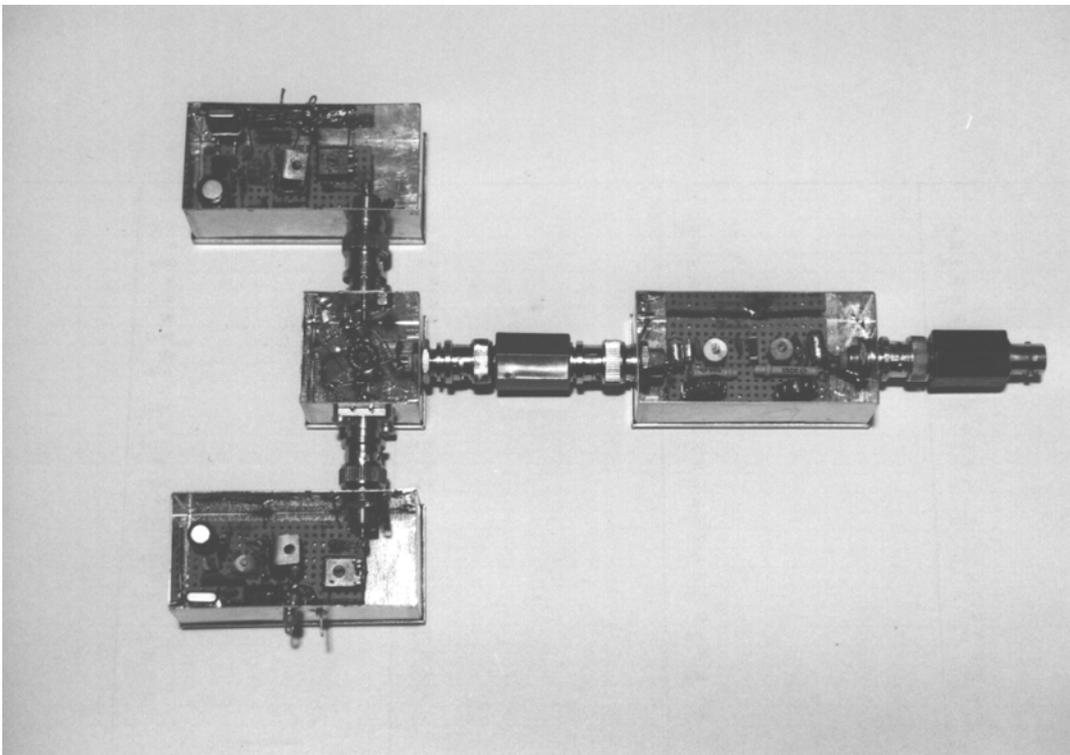
W. Schnorrenberg  
Bergisch Gladbach, 10.5.2000



HF-Eingangsteil in Kammerbauweise



HF-Eingangsteil und Bandfilter



Doppelton-Generator zur Messung der Großsignalfestigkeit