

Empfängereingangsteil mit großem Dynamikbereich und sehr geringen Intermodulationsverzerrungen

Von Dipl.-Ing. Michael Martin, DJ 7 VY, 1 Berlin 39, Alsenstraße 9a

Auf dem Weinheimer UKW-Treffen 1974 beschäftigte sich ein Vortrag mit der Entwicklung eines intermodulationsfesten Eingangsteils für KW- und UKW-Empfänger. Um möglichst vielen Amateuren einen Nachbau zu ermöglichen und um allen weiteren Anfragen nach Schaltungseinzelheiten vorzubeugen, wird an dieser Stelle nochmals ausführlich auf die damit zusammenhängenden Probleme eingegangen.

Einleitung

Unter Mitwirkung von DL 7 ID wurde aus Teilen einer für unser „QRL“ entwickelten Datenübertragung ein Empfängereingangsmodul entwickelt, das einen Interception Point von +30 dBm im Frequenzbereich 0,05–30 MHz bei $F = 10$ KTO besitzt, womit das Kreuzmodulationsproblem im Kurzwellenbereich unter normalen Empfangsbedingungen als praktisch gelöst betrachtet werden kann. Auf Anregung von DC 7 CW wurde das bestehende KW-Eingangsteil für UKW erweitert, wo bei einer Rauschzahl von $F = 1,84$ KTO eine Verbesserung des Intermodulationsabstandes von mehr als 50 dB gegenüber herkömmlichen Schaltungen gemessen wurde.

Allgemeines

Empfängereingangsteile sollen Signale von 100 mV ebenso linear verarbeiten wie solche von 100 nV, was einer Dynamik von 120 dB entspricht. An der Lösung dieses Problems wurde in den letzten Jahren mit großer Energie gearbeitet, und, wie in vielen Veröffentlichungen [1–5] nachzulesen, hat sich das Einfachsuper-Prinzip als allen anderen Schaltungen überlegen durchgesetzt. Einzelne gute Superhetbausteine [6–8] wurden mehrfach beschrieben, zeigten jedoch im Zusammenspiel oft viel schlechtere als die erwarteten Ergebnisse. Auf die Ursachen dafür wurde in [9] zum ersten Mal näher hingewiesen. Die hier beschriebene Schaltung liefert durch optimales Zusammenwirken aller Einzelkomponenten ihre hervorragenden Eigenschaften, die bei einem Einfachsuper von der Mischstufe, dem eventuell nötigen Hf-Vorverstärker und dem Zf-Filter abhängen. Dadurch werden die wichtigsten Qualitätsmerkmale des gesamten Empfängers bestimmt: Trennschärfe, Empfindlichkeit, Großsignalverhalten und damit die Dynamik. Ausreichende Trennschärfe ist durch 9-MHz- oder 10,7-MHz-Quarzfilter beliebiger Qualität leicht erreichbar. Die Empfindlichkeit sollte im Kurzwellenbereich $0,2 \mu\text{V}$ für 10 dB S/S + N bei 2 kHz Bandbreite und 50Ω Eingangswiderstand $\triangle F = 10$ KTO = 10 dB nicht überschreiten, da die hohe Rauschtemperatur der Antenne eine natürliche Grenze für das kleinste noch aufnehmbare Eingangssignal darstellt.

Meßverfahren

Zur Qualifizierung des Großsignalverhaltens von Empfängern eignet sich besonders gut das 2-Ton-Verfahren, das, obwohl bisher hauptsächlich in der Sendertechnik angewandt, die beste Annäherung an den realen Antennenbetrieb darstellt. Dabei werden über einen Leistungssummierer und eine Eichleitung zwei Hf-Signale gleicher Amplitude mit beliebigem Frequenzabstand (5–50 kHz) auf den Eingang des Testobjekts gegeben (**Abb. 1**) und das Ausgangssignal auf einem Spektrumanalysator (**Abb. 2**) untersucht oder einfach die Empfängerabstimmung über beide Signale hinweggedreht. In einem idealen Empfänger wären unabhängig von ihrer Amplitude nur diese zwei Signale zu hören. Leider haben aber die verwendeten Verstärker- und Mischerbauelemente in ihrer Übertragungscharakteristik außer einem linearen und

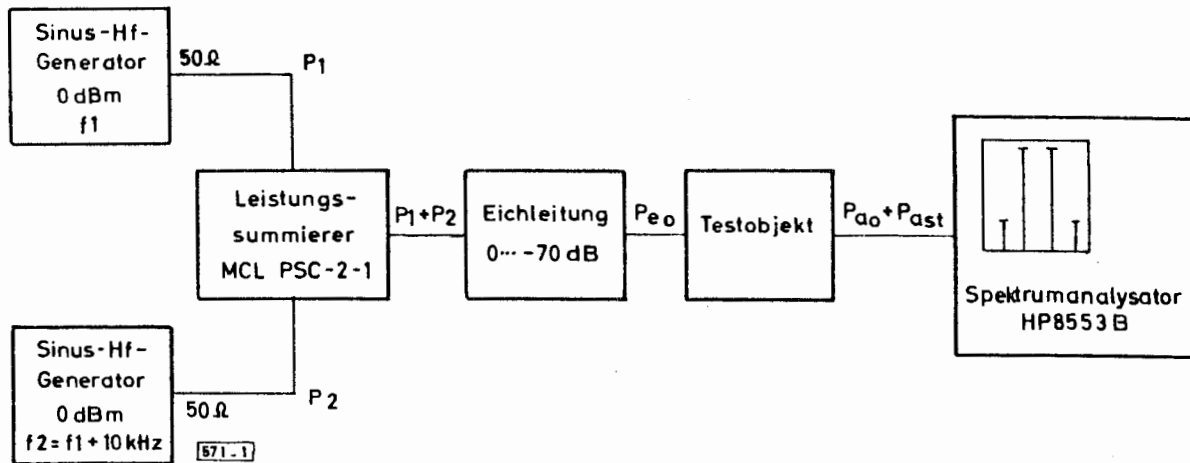


Abb. 1. Meßverfahren zur Ermittlung des Großsignalverhaltens eines Übertragungssystems nach der Zwei-Ton-Methode

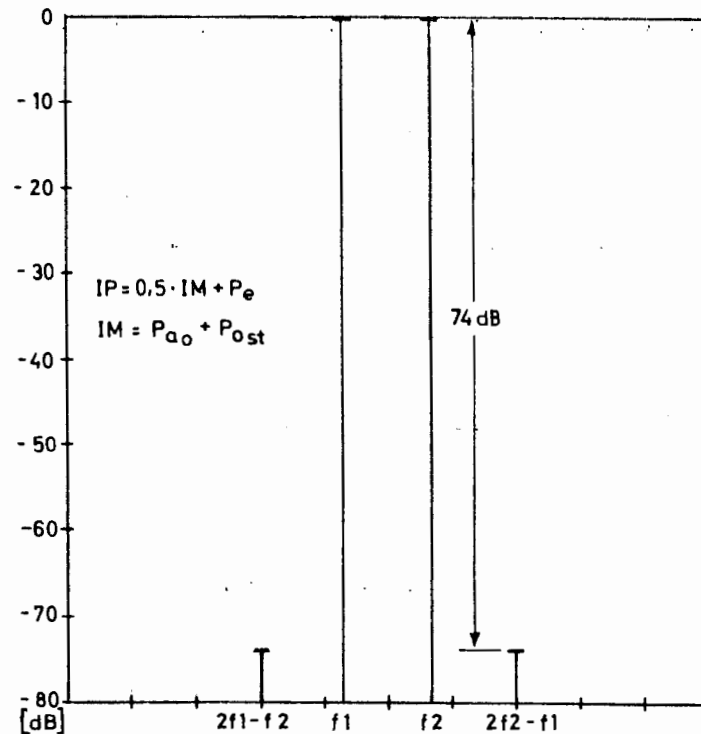


Abb. 2. Bestimmung des Interception Points mit dem Spektrumanalysator

mit $P_{e0} : 2 \times -7 \text{ dBm} \triangleq 100 \text{ mV}$ und $IM = 74 \text{ dB}$
 folgt $IP = 0,5 \cdot 74 - 7 = 30 \text{ [dBm]}$

quadratischen auch immer einen kubischen Anteil, der für die Entstehung der Produkte 3. Ordnung $2f_1-f_2$ und $2f_2-f_1$ links und rechts neben den beiden Eingangssignalen verantwortlich ist. Bei Feldeffekt-Transistoren ist er am kleinsten [10–14], bei Röhren etwas größer und bei bipolaren Transistoren viel größer, was eine entsprechende Intermodulationsverschlechterung nach sich zieht. Aus dem Spektrumanalysatorbild (Abb. 2) oder dem in dB geeichten Empfänger-S-Meter läßt sich nach Gleichung 1 der Interception Point ermitteln, wobei die Eingangsspannung auf der Sollfrequenz nur genau so groß sein darf, daß auf der Störfrequenz das S-Meter gerade ausschlagen will, da bei Regelspannungseinsatz meist das Großsignalverhalten verschlechtert wird.

C9 DL 6/1975

Gleichung 1: $IP = 0,5 IM + P_{eo}$ mit $IM = P_{ao} - P_{ast}$
 IP: Interception Point (dBm)
 IM: 3rd order Intermodulationsabstand (dB)
 P_{ao} : Ausgangsleistung auf der Sollfrequenz (dBm)
 P_{ast} : Ausgangsleistung auf der Störfrequenz (dBm)
 P_{eo} : Eingangsleistung auf der Sollfrequenz (dBm)

Aus Abb. 2 mit $P_{eo} = -7$ dBm = 100 mV an 50 Ω und $IM = 74$ dB
 folgt: $IP = 0,5 \cdot 74 - 7 = 30$ dBm

Durch Umformung der Gleichung 1 erkennt man sofort die Nützlichkeit der IP-Angabe für ein beliebiges Übertragungssystem:

Gleichung 2: $IM = 2 (IP - P_{eo})$

Ohne die Verstärkung, Frequenzaufbereitung oder andere Einzelheiten des Systems zu kennen, läßt sich bei bekanntem IP-Wert und gegebener Eingangsleistung zweier Eingangssignale der Intermodulationsabstand am Ausgang errechnen.

Z. B.: Empfänger mit $IP = 30$ dBm, zwei Eingangssignale mit $S_9 + 40$ dB = 10 mV = -27 dBm mit $S_9 = 100$ μ V = -67 dBm folgt ein Intermodulationsabstand von $IM = 2 (30 + 27) = 114$ dB nicht hörbar, nicht störend!

Eine Aussage über die Dynamik des Empfängers läßt sich mit Hilfe des IP-Wertes und der Empfängerrauschzahl ebenso leicht machen:

Mit $IP = 0,5 IM + P_{eo}$ und $IM = P_{ao} - P_{ast} = P_{eo} - P_{est}$

$P_{est} = P_{ast} - G_p$ G_p : Leistungsverstärkung (dB)

P_{est} : auf den Eingang bezogene Ausgangstörleistung (dBm)

folgt $IP = 0,5 (P_{eo} - P_{est}) + P_{eo}$

Gleichung 3: $P_{eo} = \frac{1}{3} (2 IP + P_{est})$

Setzt man für P_{est} die Rauschschwelle des Empfängers ein mit $F = 10$ KTO = -131 dBm (Rauschen an 50 Ω in 1 Hz Bandbreite bei 290° K beträgt -174 dBm, also bei 2 kHz Bandbreite + 33 dB mehr Rauschleistung + $F = 10$ dB), so ergibt sich mit dem Beispiel $IP = 30$ dBm, $P_{eo} = 0,33 (60 - 131) = -23,7$ dBm = 14,7 mV \triangleq $S_9 + 43,3$ dB.

Bei zwei Eingangssignalen von 14,7 mV an 50 Ω Eingangswiderstand und einer Empfängerbandbreite von 2 kHz sind die entstehenden Intermodulationsprodukte genau so groß, wie die äquivalente Rauschspannung am Eingang. Die Dynamik beträgt somit $131 - 23,7 = 107,3$ dB. Setzt bei dem Empfänger die die Empfindlichkeit vermindernde Regelung erst verzögert bei Signalen größer 1 μ V = -107 dBm ein, so ergibt sich für das vorliegende Beispiel

$P_{eo} = 0,33 (60 - 107) = -15,7$ dBm \triangleq $S_9 + 51,3$ dB

und somit ein Dynamikbereich von 115,3 dB, wobei jedoch im Eingangsleistungsbereich zwischen -23,7 und -15,7 dBm bei $IM > 91$ dB schon Störungen durch Intermodulation auftreten können.

Untersuchte Schaltungen

Da der Mischer das schwächste Glied in der Signalverarbeitungskette ist, muß man ihm besondere Aufmerksamkeit widmen. In **Abb. 3** sind die gemessenen Eigenschaften verschiedener Mischer zusammengefaßt. Sehr gute Ergebnisse wurden in einer Gegentaktschaltung mit dem Hochstrom POWRFET CP 643 erzielt. Leider konnten diese Werte nicht reproduziert werden, sobald ein Quarzfilter an den Ausgang des

Mischerschaltung	Leistungs- verstärkung G _p	Interception Point IP	Rauschzahl F	Oszillator- AM-Unter- drückung	Dynamik	Oszillator Leistung
Bipolarer Transistor	18 dB	10 dBm	6 dB $\hat{=}$ 4 KTO	nein	97 dB	7 dBm
Dual Gate FET 3N200	4 dB ⁽¹⁾	17 dBm ⁽²⁾	7,5 dB $\hat{=}$ 5,6 KTO	nein	100 dB	10 dBm
Gegentakt Dual Gate FET 3N200	4 dB ⁽¹⁾	21 dBm ⁽²⁾	7,5 dB $\hat{=}$ 5,6 KTO	ja	103 dB	10 dBm
Gegentakt Hochstrom FET CP643	0 dB ⁽¹⁾	34 dBm	7 dB $\hat{=}$ 5 KTO	ja	112 dB	24 dBm
Hochstrom Schottky Ringmischer RAY 3	-5 dB	33 dBm ⁽⁴⁾	5,5 dB $\hat{=}$ 3,5 KTO ⁽³⁾	ja	112 dB	26 dBm
Hochstrom Schottky Ringmischer SRA 1 H	-5,5 dB	30 dBm	6 dB $\hat{=}$ 4 KTO ⁽³⁾	ja	110 dB	23 dBm

[57]-3]

(1) Abgleich auf max. IP bei Verzicht auf max. G_p

(2) IP Maximum nur bei U_{G2} und U_{OSZ} = const (2%)

(3) Rauschzahl eines Mixers mit Hochstrom Schottky Dioden F = -0,5 dB + G_p

(4) 31 dBm bei 23 dBm Oszillatorleistung

Abb. 3. Eigenschaften verschiedener Mischerschaltungen

Mischers angekoppelt wurde. Der Grund dafür wurde im Eingangswiderstandsverlauf des Quarzfilters **Abb. 4** gefunden. Daraus ist zu ersehen, daß nur im Durchlaßbereich des Filters ein reeller Eingangswiderstand von 500 Ω existiert, im Sperrbereich dagegen der Eingangswiderstand bis auf 10 k Ω ansteigt, um erst bei Frequenzen, die mehr als 1 MHz von der Mittenfrequenz entfernt sind, wieder unter 500 Ω abzusinken. Mehrere gemessene Quarzfilter anderer Frequenzen und Hersteller zeigten qualitativ das gleiche Verhalten.

Um die Empfindlichkeit des Mixers gegenüber Schwankungen seines Abschlußwiderstandes zu überprüfen, wurden verschiedene Meßaufbauten getestet. Die Ergebnisse zeigt **Abb. 5**. Wie auch in [9] zu finden ist, muß ein Mischer möglichst über seinen ganzen Arbeitsbereich an dem Oszillator-Tor und besonders am Zf-Tor mit reellen Abschlüssen versehen werden. Der Zf-Tor-Abschluß soll dabei nicht nur auf der Zwischenfrequenz reell sein, sondern auch auf der Spiegel-Zwischenfrequenz, also auf $f = f_{OSZ} + f_e$ falls $f_{OSZ} - f_e = Zf$, damit die dorthin transferierte Energie nicht in den Mischer zurückreflektiert wird und zur IP-Verschlechterung beiträgt. Sieht man sich alle verfügbaren Empfängerschaltungen hinsichtlich dieses Gesichtspunktes an, so muß man leider feststellen, daß kein einziger Hersteller bisher gemerkt zu haben scheint, daß eine wesentliche, wenn nicht die hauptsächliche Ursache für die niedrigen Intermodulationsabstände der Geräte darin begründet liegt, daß durch den hohen Eingangswiderstand der Quarzfilter im Sperrbereich die Mischerverstärkung bis in den Sättigungsbereich ansteigt ($V = S_c \cdot R_a$).

Will man diesen Fehler vermeiden, so folgt zwangsläufig, daß nur ein Verstärker mit einem über sehr große Frequenzbereiche reellen Eingangswiderstand, niedrigem Rauschen und sehr hoher Linearität die Ankopplung zwischen Quarzfilter und Mischer ohne IP-Verlust gewährleisten kann. Dabei muß der IP-Wert dieses Verstärkers mindestens um die Leistungsverstärkung des Mixers größer sein, damit nicht er das Gesamt-Großsignalverhalten des Eingangsteils bestimmt. Als beste Lösung für den Ultra-Linearen-Vor-Verstärker ULVV ergab sich die Schaltung mit dem POWRFET CP 643 von Teledyne Crystalonics nach **Abb. 6** (Distributor: Selectron GmbH, München 2, Pappenheimstr 7, 23,- DM). Nach Abgleich auf den Arbeitspunkt $S = 20$ mA/V bei I_D ca. 30 mA besitzt er einen Eingangswiderstand von 50 Ω reell, wobei der mit einem Impedanzmeter HP 4815 A gemessene Phasenfehler bei 108 MHz kleiner als 5° ist. Mit einem Drainwiderstand von 470 Ω beträgt der IP 25 dBm und die

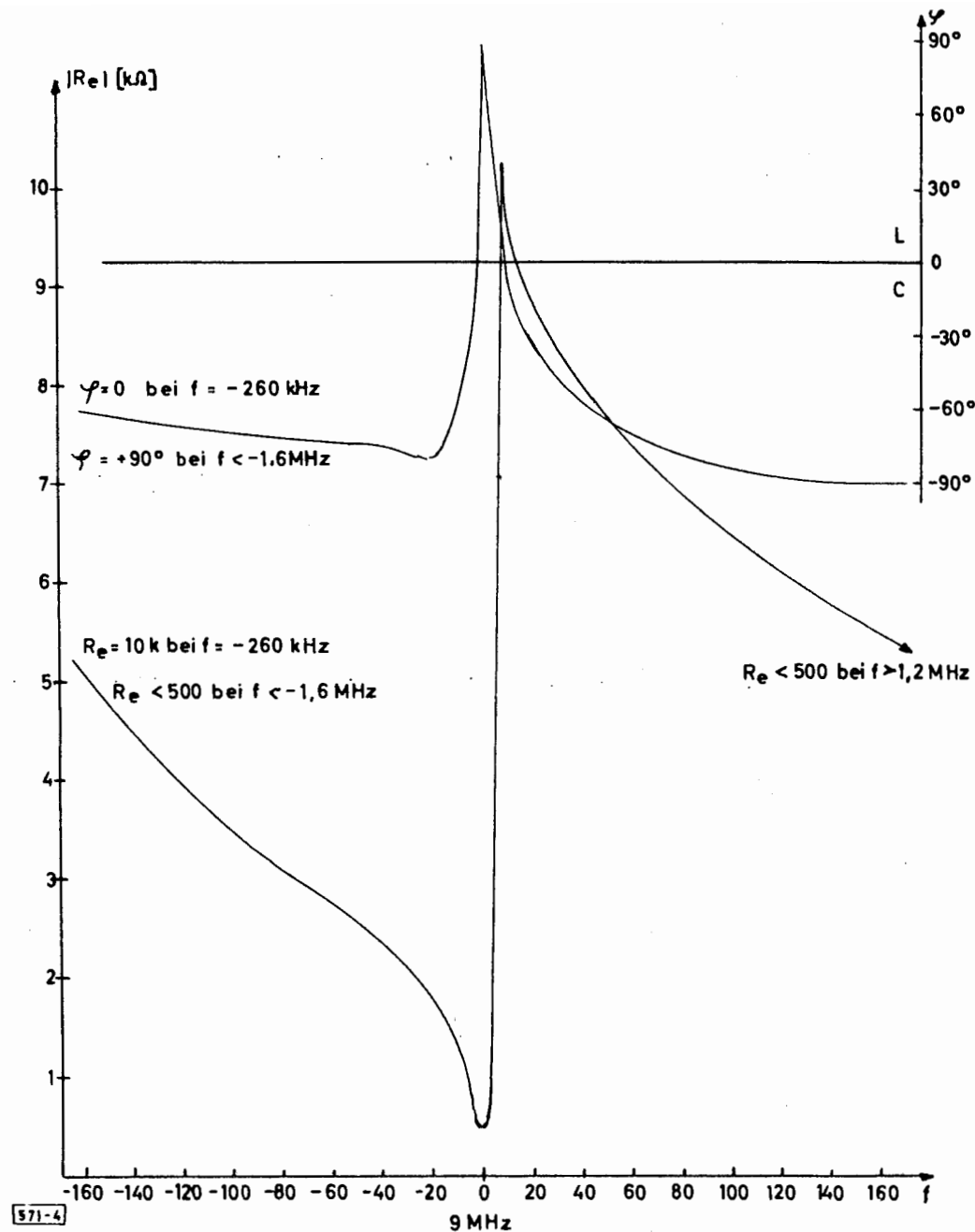


Abb. 4. Eingangswiderstand des 9-MHz-Quarzfilters XF 9 B bei einem Abschluß von 560 Ohm parallel 33 pF

Verstärkung im Durchlaßbereich des Filters 14 dB, im Sperrbereich 18 dB. Dadurch wird die Weitabselektion des Filters um 4 dB verschlechtert, was aber zulässig ist, da der minimale Wert 100 dB beträgt. Diese 100 dB können jedoch nur dann erreicht werden, wenn Mischer, ULVV und Filter völlig „dicht“ eingebaut werden und die Stromversorgungsverdrosselung des ULVV auf der Filterfrequenz mehr als 100 dB Dämpfung besitzt. Andere ULVV-Schaltungen mit 2N5109 [15], CP640, U310 und anderen Hochstrom FETs zeigten entweder durch $R_e \approx 50 \Omega$ oder IP kleiner 25 dBm bei $V = 14$ dB schlechtere Eigenschaften. Dabei konnte durch Messungen ermittelt werden, daß der IP bei Hochstrom FETs eine Abhängigkeit von der Eingangsleistung besitzt. Bei Eingangsleistungen, die größer als ca -10 dBm sind, nimmt der IP zuerst noch zu, um erst im Sättigungsgebiet wie bei bipolaren Transistoren wieder abzunehmen. Das ist durch den Kennlinienverlauf der FETs und eine damit einherge-

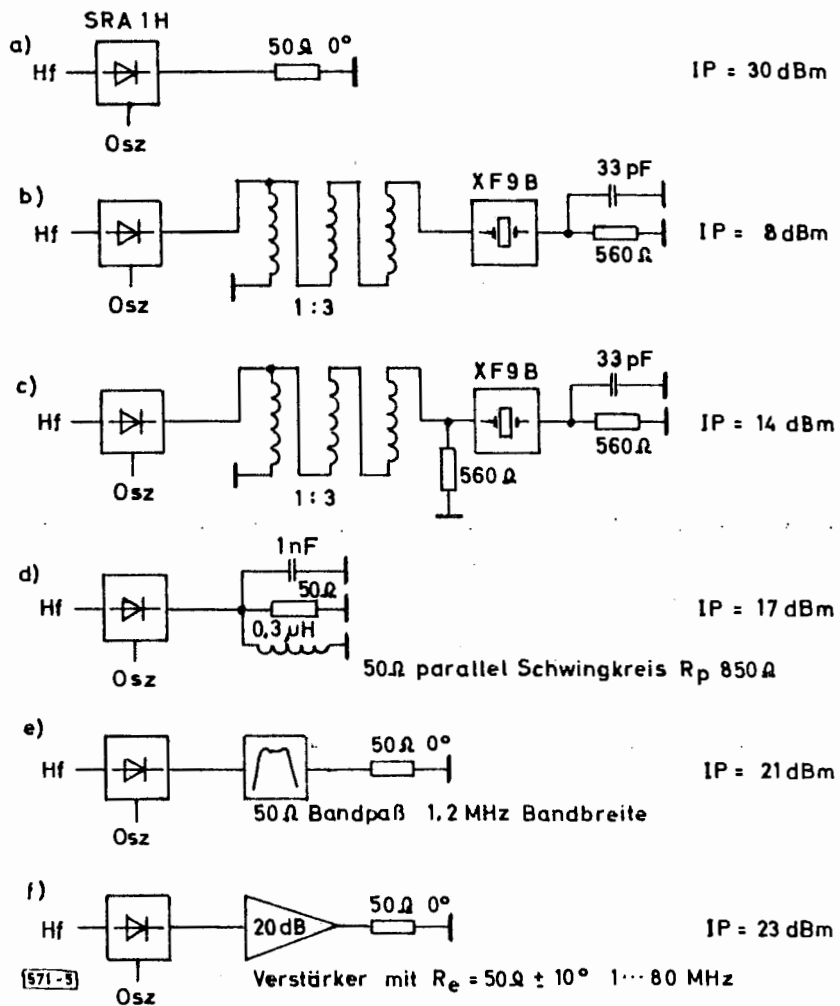


Abb. 5.
Mischerempfindlichkeit gegenüber frequenzabhängigem Abschlußwiderstand

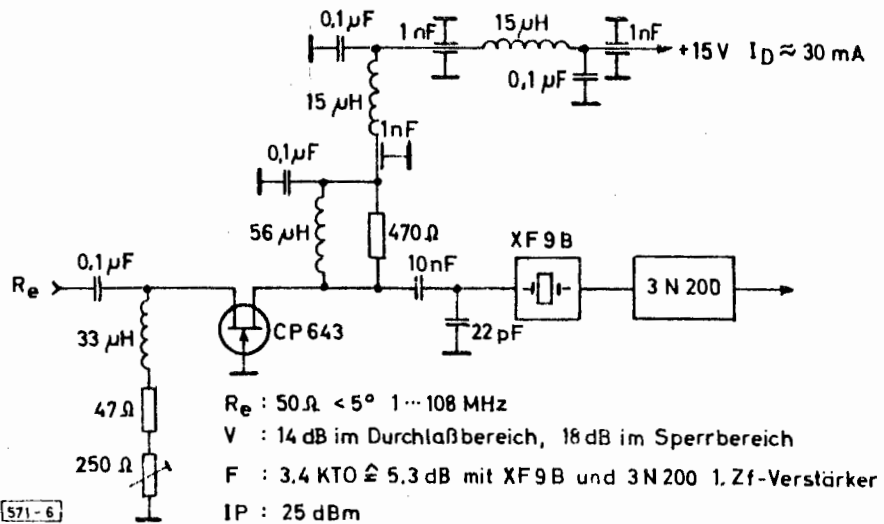


Abb. 6.
Ultra-Linearer-Vor-Verstärker ULVV

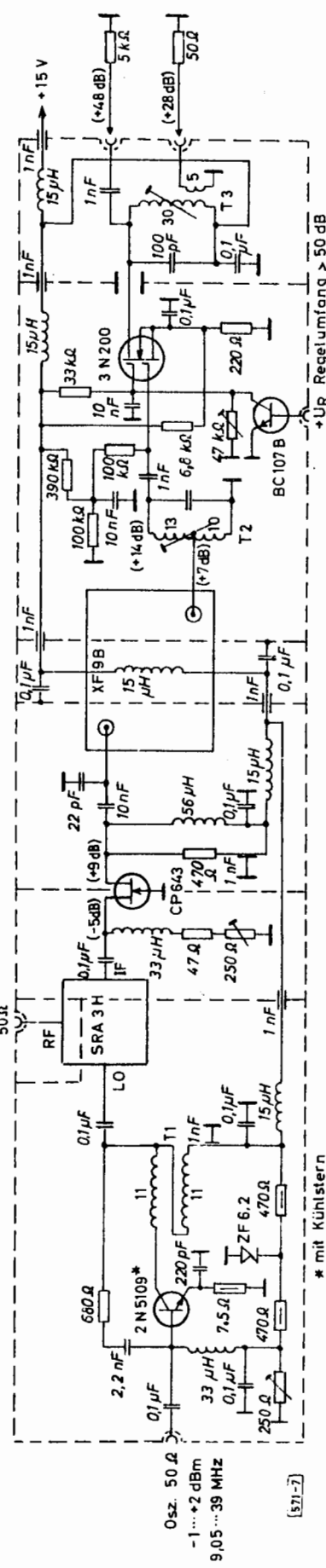
hende Kompensation der Produkte dritter Ordnung zu erklären, weshalb man in manchen Datenblättern zu gute IP-Werte findet, da sie mit zu hohen Eingangspegeln gemessen wurden. Unterhalb der Schwelle von ca -10 dBm ist der IP-Wert jedoch konstant und führt mit Gleichung 2 zu exakten Aussagen über die nur von den Eingangsleistungen abhängigen Intermodulationsabstände [16].

Da der ULVV „nur“ 25 dBm IP besitzt, ist es jetzt nicht mehr sinnvoll, den Gegentakt-FET-Mischer (Abb. 3) zu verwenden, da dann der Gesamt-IP nur 25 dBm betragen würde. Durch Einsatz eines Hochstrom-Schottky-Mischers SRA 3 H, 0,05–200 MHz oder SRA 1 H, 0,5–500 MHz der Firma MCL (Distributor: Industrial Electronics GmbH, Frankfurt, Klüberstr. 14, 130,— DM) mit einem IP von 30 dBm bei einer Oszillatorleistung von 23 dBm = 200 mW und einer Mischverstärkung von –5 bzw. –5,5 dB erreicht man eine einfachere Schaltung mit einem Gesamt-IP von 30 dBm, die die oben errechneten Dynamikwerte besitzt. Zum Vergleich die IP-Werte einiger kommerzieller Empfänger mit teilweise Einfachsuper- und Premixerverfahren: FT 277B–25,5 dBm, NCX5–23 dBm, SS200–21 dBm, Ten Tek Argonaut –19,5 dBm, Atlas 180 + 3,5 dBm, FPM 300–16,5 dBm, FT 101/277–14,5 dBm, JR 599–7 dBm, SB 101 + 3 dBm, SPR4–19 dBm, TR4C–17 dBm, R4B + 8 dBm (12 dBm bei $F = 10$ KTO), JR 599/DJ 7 VY cq-DL Dez. 73 13 dBm; 2 G 70 B mit 3 N 200 Eingangsstufe –21,5 dBm.

Den notwendigen Oszillatornachverstärker baut man möglichst mit Mischer, ULVV, Filter und 1. Zf-Verstärker in ein Mehrkammergehäuse ein. Die Gesamtschaltung für den Frequenzbereich 0,05–30 MHz zeigt **Abb. 7**. Dabei wurde bewußt auf einen Hf-PIN-Dioden-Regler verzichtet, da diese Regler unterhalb von ca. 3 MHz einen IP < 30 dBm besitzen und somit die Linearität verschlechtern würden. Bei 9 MHz Quarzfilterfrequenz müssen dem Mischereingang noch Bandpaßfilter zur Spiegelfrequenz, Oszillatorfrequenz und Zf-Frequenzunterdrückung vorgeschaltet werden. Ein aufwendiger, abstimmbarer Bandfilter-Preselektor ist nicht notwendig, da das Eingangsteil so linear ist, daß es die gesamte von einem guten Dipol an den Eingang gelieferte Energie im Kurzwellenbereich ohne Intermodulation verarbeiten kann. Dimensionierungshinweise für Bandpaßfilter, an die keine zu großen Anforderungen bezüglich Flankensteilheit gestellt werden (Hochpaß und Tiefpaß Kombination), finden sich ausreichend in der Fachliteratur, z. B.: Rothammel 4. Auflage S. 469. Das Eingangsteil hat am Mischereingang eine Rauschzahl von $F = 10$ KTO = 10 dB und bis zum 50 Ω Ausgang des 1. Zf-Verstärkers eine Leistungsverstärkung von 28 dB. Wird ein hochohmiger nachfolgender Zf-Eingang mit $R_e = 5$ k Ω benutzt, so beträgt die Spannungsverstärkung 48 dB bei $U_R = 0$.

Soll das Empfängereingangsteil in einem höheren Frequenzbereich bei 145 MHz arbeiten, so muß lediglich der Oszillatornachverstärker anders dimensioniert werden (siehe Datenblatt 2N5109) und ein möglichst linearer Vorverstärker zur Empfindlichkeitserhöhung vor den Mischer geschaltet werden. In Versuchsschaltungen wurden in Cascode CP643, BF246A, BF246C, BF244, E420, U310 und einzeln U310, E420 = E300, 2N5109 und 3N200 getestet. Die besten Ergebnisse, d. h. niedrigste Rauschzahl bei gleichzeitig hohem IP-Wert zeigt die Schaltung mit dem Dual-Gate-MOSFET 3N200 von RCA nach **Abb. 8**. Bei dem angegebenen Arbeitspunkt wird eine Rauschzahl von $F = 177$ KTO = 2,48 dB bei einer Verstärkung von $G_p = 21$ dB mit einem IP von +4 dBm erreicht. Unter Vernachlässigung der Dämpfung eines Zwei-Kammer-Helicalfilters, das zur Spiegelfrequenzunterdrückung zwischen Vorverstärker und Mischer eingefügt werden sollte, ergibt sich mit der Eingangsrauschzahl des Eingangsteils von 10 KTO eine Gesamtrauschzahl von $F = 1,84$ KTO = 2,65 dB, was als ausreichend anzusehen ist (unter Verzicht auf Linearität können mit bipolaren Transistoren bei Kollektorspannungen um 2 V Vorverstärker für EME oder DX mit $F = 1,3$ KTO = 1,14 dB vorgeschaltet werden). Der Gesamt-IP verschlechtert sich durch die Vorverstärkung um 21 dB auf 9 dBm, was der 3N200 selbst leider nicht erreicht. Er bestimmt also mit seinen 4 dBm das Gesamtgroßsignalverhalten und die Anforderungen an den Mischer können durch etwas geringere Oszillatorleistung 17–20 dBm mit dadurch geringerem IP aber auch geringeren Abschirmproblemen leicht daran angepaßt werden (erforderlicher Mischer

HF IP = 30 dBm F < 10 KTO 0.05... 30 MHz () Pegelwerte bezogen auf 0 dB am HF-Eingang und UR = 0

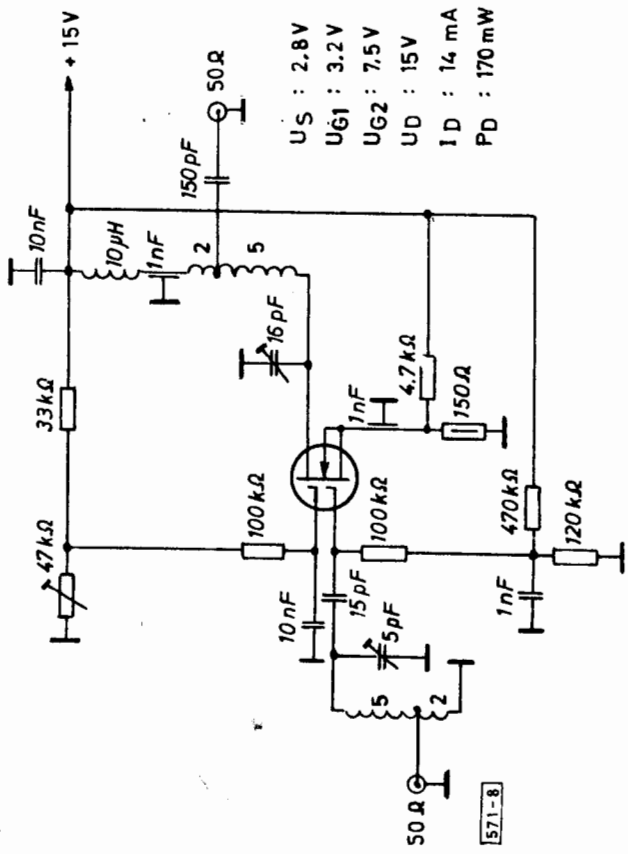


VFO-Nachverstärker $G_p = 21 \pm 0.2$ dB 2.5...60 MHz * mit Kühlstern

ULVV Quarzfilter 1.2f Stufe +UR Regelumfang > 50 dB

T1 : 2 x 11 Wdgn 0.5 CuL Ringkern K 10 x 4 Material KI Siemens B 64290-A0038-X001 blau
 T2 : 10 x 13 Wdgn 4.3 mm ϕ 0.25 CuL Kern FC-FU II "oben"
 T3 : 30 Wdgn 4.3 mm ϕ 0.25 CuL; 5 Wdgn 0.5 CuL am kalten Ende Kern FC-FU II

Abb. 7. Empfängereingangsteil mit großem Dynamikbereich



US : 2.8 V
 UG1 : 3.2 V
 UG2 : 7.5 V
 UD : 15 V
 ID : 14 mA
 PD : 170 mW

Spulen : 7 Wdgn auf 6 mm Dorn gewickelt 1.2 mm ϕ CuAg l = 10 mm
 Windungsabstand \approx 0.2 mm
 Rauschzahl des VHF-Empfangsmodul :
 $F_{ges} = F_1 + \frac{F_{Z2}}{V1} = 1.77 + \frac{9}{125.9} = 1.84$ KTO $\hat{=} 2.65$ dB

Abb. 8. Linearer rauscharmer VHF-Vorverstärker mit Dual Gate MOSFET 3N200

C9 DL 6/1975

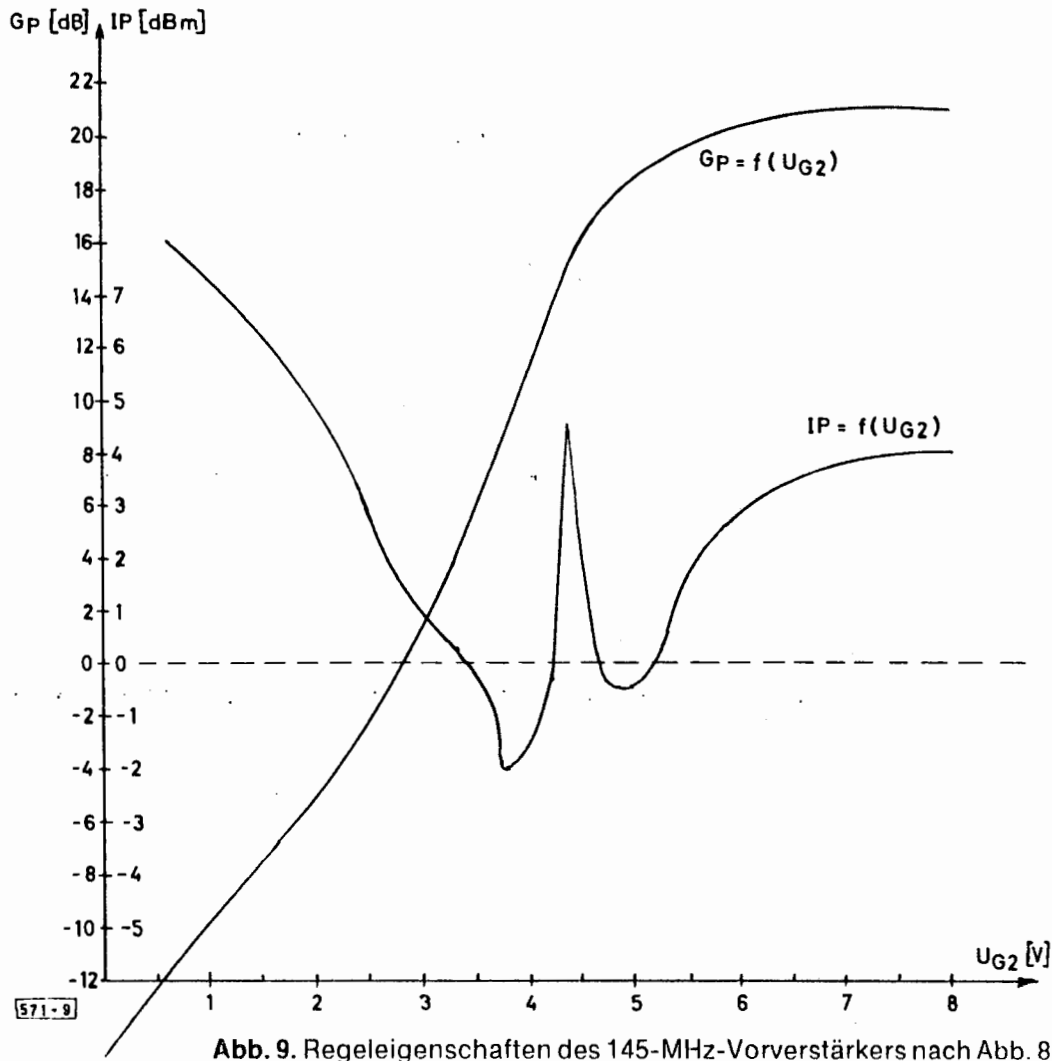


Abb. 9. Regeleigenschaften des 145-MHz-Vorverstärkers nach Abb. 8

IP 4 + 21 = 25 dBm). Die Regeleigenschaften des 3N200 zeigt in guter Übereinstimmung mit [17] **Abb. 9**, woraus ersichtlich ist, daß der Vorverstärker **unter keinen Umständen** geregelt werden sollte. Ganz allgemein gilt für nahezu alle Vorverstärkerschaltungen, daß ihr IP immer mit der Abwärtsregelung der Verstärkung gleichzeitig auch abnimmt, und somit die Intermodulation trotz Pegelabnahme am Mischer durch Zunahme im Vorverstärker vorhanden bleibt oder sogar noch zunimmt! Nur schaltbare Dämpfungsglieder erhöhen bei z. B. -3 dB Dämpfung den Intermodulationsabstand um 6 dB (siehe Gleichung 2), da sie den IP um scheinbar 3 dB vergrößern. Die einzige Möglichkeit der kontinuierlichen VHF-Verstärkungsregelung bietet ein PIN-Dioden Regler, dessen IP bei ausreichender Qualität der Dioden immer größer als 30 dBm ist, wenn man seine ca. 1,5 dB Grunddämpfung am Eingang in Kauf nehmen will. Betreibt man das 145-MHz-Eingangsteil ungeregelt, so ergibt sich mit einem IP von 4 dBm im Vergleich zu einem üblichen gemessenen s. o. immerhin eine Verbesserung des Intermodulationsabstandes von mehr als 50 dB. Als Dynamik wird mit $F = 1,84 \text{ KTO} = 2,65 \text{ dB} \triangleq -138,35 \text{ dBm} = 27 \text{ nV}$ Rauschschwelle (2 kHz Bandbreite, $50 \text{ } \Omega$) aus Gleichung 3 ermittelt:

$$P_{e0} = 0,33 (8 - 138,35) = -43,45 \text{ dBm} \triangleq 1,5 \text{ mV} \quad 138,35 - 43,45 \approx 95 \text{ dB.}$$

Bei Einsatz der Regelung der 1. Zf-Stufe bei U_e größer $1 \text{ } \mu\text{V}$ ergibt sich ein nutzbarer, aber schon gestörter Dynamikbereich von

$$P_{e0} = 0,33 (8 - 107) = -33 \text{ dBm} \triangleq 5 \text{ mV}, \quad 138,35 - 33 \approx 105 \text{ dB.}$$

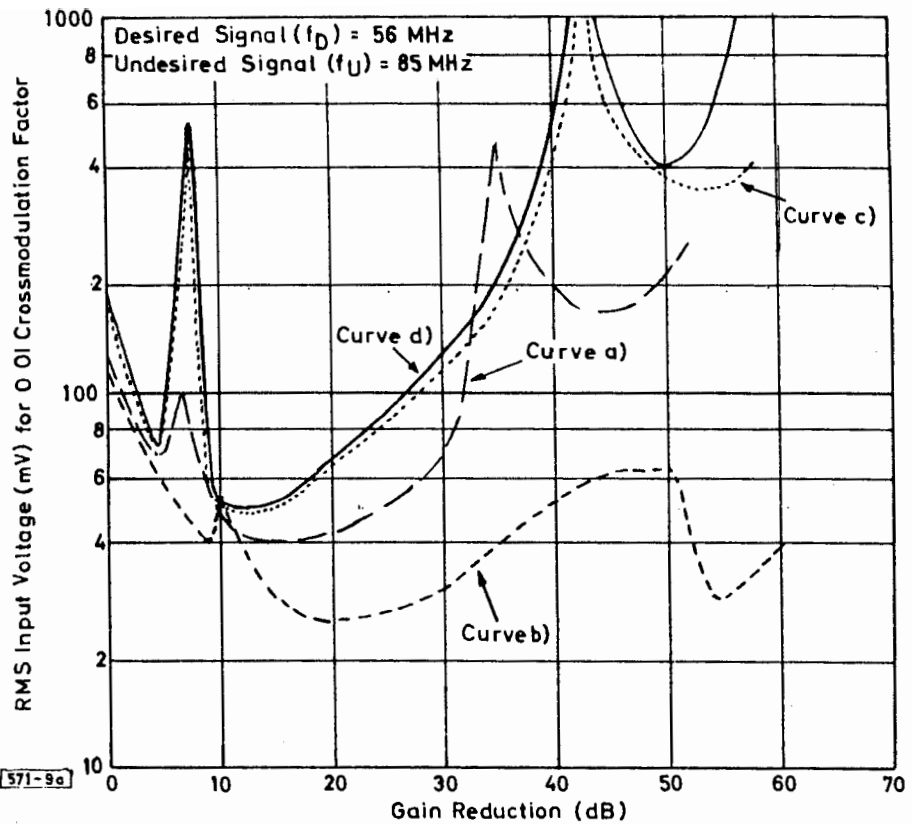


Abb. 9a. s. [17].

[571-9a]

Dabei muß noch erwähnt werden, daß die große Dynamik der beschriebenen Empfängereingangsteile nur mit Oszillatoren hoher spektraler Reinheit und besonders geringem Phasenjitter voll ausgenutzt werden kann. Da sich die Rauschseitenbänder des Oszillators durch den Mischvorgang auf jedes Eingangssignal übertragen, kann selbst ein rauscharmer, aber „dick“ einfallender Nachbarsender im eigentlichen Empfangskanal eine Desensibilisierung durch „Hochdrücken“ des VFO-Rauschens über das Eingangstufenrauschen bewirken. Dieser „Zu-Rausch-Effekt“ ist allen Amateuren, die einen anderen OM in entsprechender Entfernung zum Nachbar haben, bestens bekannt, da besonders bei Super-VFOs meist aus Kostengründen mit zu kleinen Signalpegeln gearbeitet wird. Der Oszillatorrauschabstand muß nämlich an seiner kleinsten Stelle größer sein, als der Betrag, mit dem das etwa auftretende größte Eingangssignal die Empfindlichkeitsschwelle des Empfängers überschreitet. Also z. B. bei einem Eingangssignal von 100 mV 20 kHz neben der Empfangsfrequenz, einem auf 145 MHz durchaus nicht ungewöhnlichen Fall, und einer Empfängerrauschschwelle von $F = 2 \text{ KTO} = 3 \text{ dB} \triangleq -138 \text{ dBm}$ (2 kHz Bandbreite) folgt daraus ein notwendiger Oszillatormindestrauschabstand von 131 dB in einem 2-kHz-Seitenbandsegment in 20 kHz Abstand vom Oszillatorträger, was in kommerzieller Spezifizierung Phasenrausch kleiner $-164 \text{ dB/Hz} \pm 20 \text{ kHz off carrier}$ bedeutet. Diesen Wert erreichen nur Quarzoszillatoren ohne großen Aufwand. LC-Oszillatoren kommen allenfalls bei größerem Trägerabstand und sehr sorgfältiger Dimensionierung auf ähnliche Werte und sogenannte Rasteroszillatoren oder Synthesizer der Preisklasse 50 000 DM sind selbst bei größerem Trägerabstand im Rauschen um ca. 20 dB schlechter, was ihren Einsatz als VFOs nicht gerade empfiehlt. Da die Untersuchungen der optimalen VHF-Superhet-VFO-Schaltung noch nicht ganz abgeschlossen sind, soll an dieser Stelle nur so viel erwähnt werden, daß die Aufbereitung des VFO-Signals **Abb. 10** mit einer Dynamik von 130 dB nur durch entsprechende Leistungsverarbeitung möglich ist. Im übrigen wird auf die zu diesem Thema schon reichlich vorhandene Literatur [18–26] verwiesen.

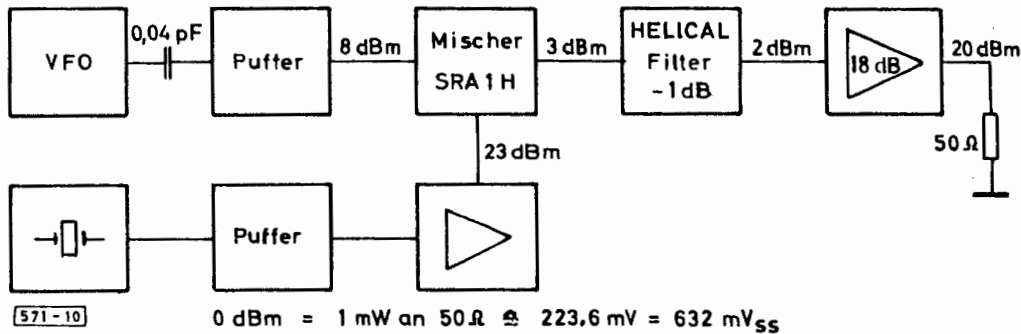


Abb. 10. Blockschaltbild eines rauscharmen Super-VFOs

Literatur:

- [1] Stand der Technik bei Amateurfunkgeräten im Kurzwellengebiet Rohde u. Eichel, Funkschau 1972/24, 1973/1, 1973/2.
- [2] Zur optimalen Dimensionierung von Kurzwellen Eingangsteilen U. Rohde, Internationale Elektronische Rundschau 1973/11, 1973/12.
- [3] Stand der Technik bei UKW Amateurfunkgeräten. Klaus Eichel u. Ulrich Rohde, Funkschau 1972/7/8.
- [4] Zur optimalen Dimension von UKW-Eingangsteilen. U. Rohde, Internationale Elektronische Rundschau 1973/5.
- [5] Oktavbreite, digitale Frequenzeinstellung von Mikrowellenoszillatoren. Hand Peter Lier u. Helmut Oberbeck, Wiss. Berichte AEG-Telefunken 43 (1970) 1, S. 35–46.
- [6] Symmetric Mosefet Mixer of High Dynamic Range. R. P. Rafuse, 1968 International Solid State Circuits Conference. 16.2.1968, page 122–123.
- [7] Fets in Balanced Mixers. Ed Oxner, Siliconix AN, July 1972.
- [8] A unified approach to optimum Fet mixer design. Siang Ping Kwok. Motorola AN 410.
- [9] Reactive Loads – The big mixer menace. Peter Will, Microwaves, April 1971, page 38–42.
- [10] Distortion in FET amplifiers. James S. Sherwin, Electronics, 12. Dez. 1966, page 99–105.
- [11] Cross-Modulation Effects in Single-Gate and Dual Gate MOS Fets. E. F. McKeon, RCA AN 3435.
- [12] Nichtlineare Verzerrungen in Transistorstufen. H. Lotsch, Archiv der elektronischen Übertragung, Band 14, 1960, Heft 5, S. 204–216.
- [13] Kreuzmodulation in Fets, J. M. Gerstlauer. Internationale Elektronische Rundschau 1970/8, S. 199–201.
- [14] Kreuzmodulation bei geregelten Empfänger-Vorstufen mit Feldeffekttransistoren. Thomas Molière, Funk-Technik 1971 Nr. 2, S. 60–62.
- [15] Einfache Methode zur Erzielung eines konstanten Eingangswiderstandes bei Breitbandverstärkern. K. H. Eichle, Internationale Elektronische Rundschau 1973/2, S. 45–46.
- [16] Don't guess the spurious level. Franz C. Mc Vay, Electronic Design 3, February 1, 1967 page 70–73.
- [17] RF Applications of the Dual Gate Mos Fet up to 500 MHz. L. S. Baar RCA AN 4431.
- [18] Semiconductor Noise Figure Considerations. Richard Brubaker, Motorola AN 421.
- [19] Blocking Messung an Sprechfunkgeräten. Ramundt, Neues von Rohde u. Schwarz 46 Dez./Jan. 1970/71.
- [20] Analysatoren für Sender und Empfänger-messungen. K. Zirwick, Neues von Rohde u. Schwarz 64, Januar 1974, S. 23–25.
- [21] Phase-Locked Loop Systems. Data Book Motorola 2nd Edition August 1973.
- [22] Oszillator noise and its effect on receiver performance. B. Priestley Radio Communication July 1970.
- [23] Noise in Oszillatoren. W. A. Edson, Proceedings of the IRE, August 1960.
- [24] The Effects of Noise in Oscillators. Erich Hafner, Proceedings of the IRE, February 1966.
- [25] Short Term Frequency Stability, Characterisation, Theory and Measurement. E. J. Baghdady, RN Lincoln, BD Nelin, IEEE-Nasa Symp. on Short Term Frequency Stability, Washington D. C., US Gov. Printing Office 1964 NASA SP-80.
- [26] Short Term Stability Measurement Techniques and Results. R. H. Holman, L. J. Paciorek Syracuse Univ. Research Corp. siehe 25.