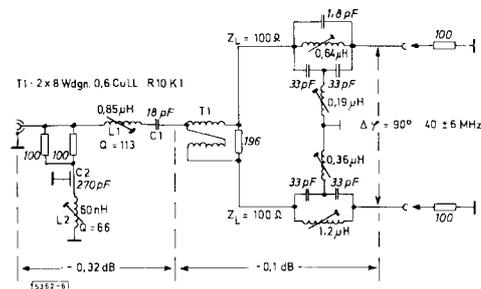




mit einer Phasendifferenz von  $2 \times -45 - 2 \times +45 = 180$  Grad, d. h., sie werden dort in Verlustleistung umgesetzt! Der Mischer „sieht“ also selbst bei abgetrennten Filtern einen perfekten 50- $\Omega$ -Abschluß! Nachdem die Nutzsignale die identischen Filter durchlaufen haben, werden sie mit einem schmalbandigen Phasenschieber und Summierer wieder vektoriell addiert und dem ersten sehr rauscharmen BFT66-ZF-Verstärker zugeführt. Ihm folgt ein PIN-Dioden-Regler, dem ein Filter TQF-5019 zur Erzielung der Weitabselektion gegen die zweite Spiegelfrequenz nachgeschaltet ist. Die technischen Daten des Eingangsteils sprechen für sich:

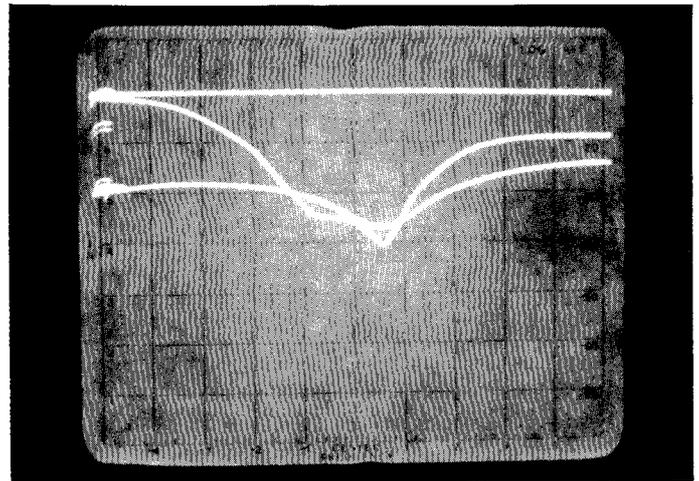
Rauschmaß: NF = 10 dB (optimal), Datenblatt: maximal 13 dB  
 Intercept-Punkt: IP = 40 dBm (maximal), Datenblatt: minimal 35 dBm  
 Daraus resultierender Dynamikbereich: DR = 113,3 dB!

Leider ist es nicht möglich, die Phasendifferenz von  $90^\circ$  zwischen den beiden Allpaßausgängen über große Frequenzbereiche aufrechtzuerhalten. Hinweise zur Dimensionierung der Allpaß-Phasenschieber mit Berücksichtigung der Übertragungsverluste können aus [7] entnommen werden, während [8] eine „kochrezeptartige“ Tabellierung von Phasenschieber-Bauteilwerten liefert. Da die Phasenverschiebung auf der Designfrequenz  $180^\circ$  beträgt, muß die Berechnung der beiden Zweige für Frequenzen erfolgen, die etwa gleich weit unter und oberhalb der Filterfrequenz liegen, damit dort jeweils  $180 \pm 45^\circ$  Phasenlage erreicht werden. Je flacher die Phasengangkurven verlaufen, um so weiter können diese Frequenzen auseinander liegen, wobei aber gleichzeitig der  $\pm 45^\circ$  Phasengleichlauf schlechter wird. Außerdem müssen für ein geringes Rauschmaß die unvermeidlichen Spulenverluste klein gehalten werden, was zu einem Phasenschieber zweiter Ordnung mit wenigen Induktivitäten zwingt. Diese Schwierigkeit kann durch das Einfügen eines Bandpaß-Diplexers [9] zwischen Mischer und Leistungsteiler beseitigt werden. Dabei muß die Bandbreite des Diplexers geringer sein als die durch den Phasengleichlauf erzielte „Anpassungsbandbreite“ am Eingang des Leistungsteilers, innerhalb der die Reflexionsdämpfung größer als 20 dB ist. Die für 40 MHz optimierte Schaltung zeigt **Abb. 6**. Die Eingangsreflexions-

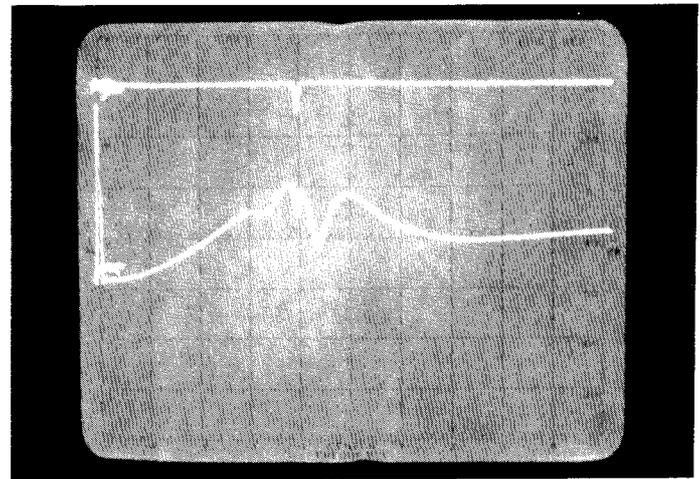


**Abb. 6.** Mischerabschluß mit Diplexer, Hybridteiler und Phasenschieber

dämpfung des mit zwei Phasenschiebern versehenen Leistungsteilers zeigt **Abb. 7**. Die obere Linie stellt  $a_r = 0$  dB entsprechend  $SWV = \infty$  dar. Die darunter liegende Kurve zeigt den Reflexionsverlauf ohne die 100- $\Omega$ -Abschlußwiderstände, die unterste, flachere Kurve den mit angeschlossenen Widerständen. Man erkennt, daß ein Mischerabschluß mit  $a_r > 20$  dB für einen Bereich von etwa 13 MHz erfüllt ist. Die Diplexerbandbreite sollte demnach etwa 10 MHz betragen. Damit er das Nutzsignal wenig dämpft, muß der Serienresonanzkreis L1 mit C1 möglichst weniger als 5- $\Omega$ -Widerstand besitzen und der Parallelwiderstand des aus L2 mit C2 gebildeten Kreises größer als 500  $\Omega$  sein. Letzteres ist besonders schwierig zu erfüllen, da bei kleiner werdender Bandbreite das L2/C2-Verhältnis immer ungünstiger und die Betriebsgüte und damit der Verlust immer größer wird. Mit den angegebenen Leerlaufgüten wird eine Diplexer-Durchgangsdämpfung von 0,32 dB erzielt. **Abb. 8** zeigt die Reflexion am Diplexereingang zwischen null und 100 MHz bei offenen Ausgängen der Phasenschieber, die mit einem HP-8405A-Vector-Voltmeter auf möglichst guten Phasengleichlauf abgeglichen wurden. Die nach dem Abgleich gemessenen Induktivitätswerte sind in der Schaltung eingetragen. Bei einer Gesamtdämpfung zwischen dem Eingang und den Abschlußwiderständen von 0,42 dB „sehen“ alle vom Mischer kommenden Signale einen guten 50- $\Omega$ -Abschluß.



**Abb. 7.** Eingangreflexionsdämpfung des Hybridteilers mit Phasenschieber nach **Abb. 6**. H: 5 MHz/T, V: 10 dB/T



**Abb. 8.** Reflexionsdämpfung am Eingang des Diplexers, H: 10 MHz/T, V: 10 dB/T

Der IP-Wert guter Quarzfilter mit mehr als 50 dBm gestattet bei Verwendung dieses Verfahrens eine weitere Steigerung des IP-Wertes der Empfängereingangsteile, sobald Mischer mit besseren Daten verfügbar sind. Beim derzeitigen Stand der Technik stellen sie das schwächste Glied in der Übertragungskette dar. Abschließend muß daran erinnert werden, daß für einen Empfänger mit 113-dB-Dynamik bei einer Bandbreite von 2,4 kHz sein Oszillator einen Seitenband-Rauschwert von  $SBN = -113 - 34 = -147$  dB/Hz besitzen sollte, wenn er nicht den Dynamikbereich durch reziprokes Mischen einschränken soll. Dieser Wert wird nur von sehr wenigen Synthesizern erreicht. (E1700 Oszillator in 30-kHz-Abstand:  $SBN = -139,7$  dB/Hz)

#### Literatur

- [1] M. Martin, Empfängereingangsteil mit großem Dynamikbereich und sehr geringen Intermodulationsverzerrungen. cq-DL 6/1975, Seite 326–336.
- [2] M. Martin, Breitband-Treiberverstärker, UKW-Berichte 3/81, S. 159–164.
- [3] Stan Malinowski & Craig Smith, Intermodulation in crystal filters. Proceedings of 26<sup>th</sup> Annual Frequency Control Symposium 1972 P. 180–186.
- [4] W. H. Horton & R. C. Smythe, Experimental investigation of intermodulation in monolithic crystal filters. Proc. of 27<sup>th</sup> Ann. Frequ. Control Symp. 1973, P. 243–245.
- [5] Firma MCL High-Intercept-Point mixer conquers distortion, stretches dynamic range. Microwaves June 1981, P. 119.
- [6] Peter Will, Swept tests on mixers yield more honest specs. Microwaves June 1980, P. 62–68.
- [7] H. J. Blinckhoff & A. I. Zverev, Filtering in the time and frequency domains. Chapter 5, All-Pass Functions, John Wiley & Sons 1976, ISBN 0-471-98679-8.
- [8] Vernon R. Cunningham, Pick a delay equalizer, Electronic Design May 24 1966, P. 62–66.
- [9] Joachim Kestler, Anpaß-Schaltungen für Dioden-Ringmischer, UKW-Berichte 4/75, Seite 218–223.