Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe

Band: 48 (1970)

Heft: 2

Artikel: Verbesserung der Intermodulationsfestigkeit bei Sprechfunkempfängern

Autor: König, Peter

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-876040

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 15.01.2026

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

Verbesserung der Intermodulationsfestigkeit bei Sprechfunkempfängern

Peter KÖNIG, Bern

621.391.827.42
621.396.62.029.62:621.391.827.42

Zusammenfassung: *Einleitend wird kurz die Entstehung der Intermodulationsstörung beschrieben und gezeigt, dass die günstigste Gegenmassnahme in der Verbesserung der Empfänger besteht. Die Suche nach solchen Möglichkeiten führt zu einem neuen Mischverfahren mit verbesserten Linearitätseigenschaften. Den Abschluss bildet die Beschreibung einer auf Grund der gewonnenen Erkenntnisse gebauten Empfängerversuchsschaltung. Diese weist einen Intermodulationsfaktor von etwa 90 dB auf.*

Amélioration de l'insensibilité des récepteurs radiotéléphoniques aux intermodulations

Résumé. *On expose brièvement pour commencer comment se produisent les perturbations par intermodulation et on montre que le moyen le plus propre à les éliminer est d'améliorer les récepteurs. La recherche de telles possibilités conduit à un nouveau procédé de mélange avec caractéristiques de linéarité améliorées. On décrit pour terminer un récepteur d'essai construit d'après les connaissances ainsi acquises, dont le facteur d'intermodulation est d'environ 90 dB.*

Miglioramento dell'insensibilità all'intermodulazione di ricevitori radiotelefonici

Riassunto. *Nell'introduzione si descrive brevemente l'origine della perturbazione di intermodulazione e si dimostra che il provvedimento più opportuno per eliminarla consiste nel migliorare il ricevitore. La ricerca di simili possibilità conduce a nuovi tipi di mescolatori con migliori caratteristiche di linearità. Per concludere si descrive un ricevitore sperimentale costruito sulla scorta delle nozioni acquisite. Questo presenta un fattore di intermodulazione di circa 90 dB.*

1. Einführung

Der Intermodulationsstörung (Intermodulation wird im folgenden durch IM abgekürzt) begegnet man in vielen Teilgebieten der Nachrichtenübermittlung. Sie tritt bekanntlich immer dann auf, wenn mehrere Signale ein nichtlineares Übertragungsglied durchlaufen. Das Charakteristische dabei ist die Entstehung von neuen Signalen, deren Frequenzen sich durch eine Kombination der ursprünglichen darstellen lassen.

Beim Funkbetrieb ist hauptsächlich die IM-Störung im hochfrequenten Übertragungsweg von Bedeutung, wobei ihre Ursache sowohl auf der Sender- als auch auf der Empfangsseite liegen kann. Hier soll nun jene auf der Empfangsseite betrachtet werden.

Das Grundproblem der Entstehung einer derartigen Störung ist in *Figur 1* dargestellt. Im Gelände befinden sich zwei Senderstandorte S_o und S_{12} sowie eine Empfangsstelle E_o. Bei S_o wird ein Signal der Frequenz f_o abgestrahlt, das von E_o als erwünschtes Nutzsignal empfangen wird. E_o empfängt aber gleichzeitig zwei unerwünschte Signale

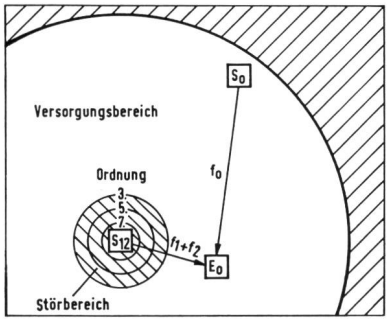

Fig. 1

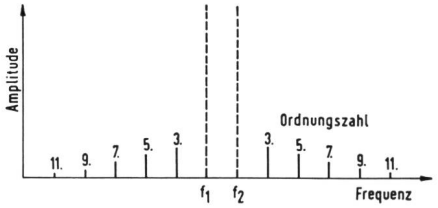

Fig. 2

vom Standort S_{12} mit den Frequenzen f_1 und f_2. Diese erzeugen im Hochfrequenzteil ein Spektrum von IM-Signalen *(Fig. 2)*, denen man je nach der Entstehungsart eine Zahl zuordnet. Ihre Grösse hängt von der Güte des Empfängers und von der Amplitude der erzeugenden Eingangssignale ab. *Figur 3* zeigt den bei einem Empfänger mit gleichen Störsignalstärken gemessenen Zusammenhang. In dieser Darstellung sind alle Signale auf die *Empfindlichkeitsgrenze* bezogen, das heisst auf das kleinste Hochfrequenzsignal, bei dem ein Gespräch noch mit genügender Verständlichkeit übertragen werden kann.

Das IM-Signal wächst mit steigender Störsignalamplitude an, ungefähr mit der Potenz der Ordnungszahl. Deswegen beschränkt man sich bei der Empfängerprüfung meistens auf die Messung des sog. IM-Faktors, der das Verhältnis der Stör- zur IM-Signalstärke ausdrückt, für den Fall, dass die letztere die Empfindlichkeitsgrenze erreicht. In der Darstellung von Figur 3 entspricht dies dem Ordinatenwert im Abszissennullpunkt. Der IM-Faktor stellt ein Mass für die IM-Festigkeit eines Empfängers dar; er nimmt, wie aus Figur 3 ersichtlich ist, mit steigender Ordnungszahl zu.

Fällt die Frequenz eines IM-Signals in den Empfangskanal f_o, dann lassen sich je nach dessen Grösse folgende Störfälle unterscheiden:

a) *Das IM-Signal ist grösser als das Nutzsignal.* In diesem Fall wird die Information des Nutzkanals unterdrückt, und am Ausgang des Empfängers erscheint ein Gemisch der den Frequenzen f_1 und f_2 aufmodulierten Sprache.

b) *Das IM-Signal ist kleiner als das Nutzsignal, aber grösser als die Empfindlichkeitsgrenze.* Unter diesen Bedingungen wird die Information des Nutzkanals richtig übertragen. In den Gesprächspausen, also bei ausgeschaltetem Sender von S_o, erscheint die den Frequenzen f_1 und f_2 aufmodulierte Sprache.

Störungen nach b) lassen sich verhindern, indem man den Nutzträger auch in den Gesprächspausen abstrahlt oder den Empfänger so konstruiert, dass er nur beim Eintreffen eines mit einem Pilotton modulierten Signals anspricht. Zur Vermeidung von Störungen nach a) muss man dafür sorgen, dass die Empfängereingangsspannung die sogenannte *Störgrenze,* die sich aus Figur 3 für jede Nutzsignalamplitude ablesen lässt, nicht überschritten wird.

Die mittlere Feldstärke und die dazu proportionale Empfängereingangsspannung ist bekanntlich in unmittelbarer Nähe der Sender am grössten und nimmt mit zunehmender Entfernung stetig ab. Alle Empfangsstandorte, an denen IM-Störungen entstehen können, bilden deshalb eine den Sender umschliessende Fläche.

Dieser *Störbereich* ist in der Figur 1 idealisiert als Kreisfläche dargestellt. Seine Begrenzungslinie liegt dort, wo die Eingangsspannung die Störgrenze zu überschreiten beginnt. Die Grösse dieses Bereiches wird bestimmt durch die Sendeleistung, die Ausbreitungsverhältnisse der Wellen, die Ordnungszahl der Störung, die IM-Festigkeit des Empfängers und die Nutzsignalamplitude. In grösserer Entfernung vom Sender, dort, wo die Empfängereingangsspannung die Empfindlichkeitsgrenze zu unterschreiten beginnt, endet der sogenannte *Versorgungsbereich.* Seine Grösse hängt von der Sendeleistung, den Ausbreitungsverhältnissen und der Empfindlichkeitsgrenze ab.

Bei Fix-Fix-Verbindungen wird man IM-Störungen durch geeignete Standortwahl meistens verhindern können. In der Fahrzeugtelephonie liegen die Verhältnisse viel ungünstiger, weil der Empfänger E_o in Figur 1 seinen Standort ständig wechseln und sehr nahe an störende Sender gelangen kann (man braucht hier nur die Störung der Fix-Sender zu betrachten, weil sie am häufigsten auftritt [4]). Durch verschiedene Massnahmen muss man versuchen, den Störbereich möglichst klein zu halten:

In [1] wird vorgeschlagen, mit kleinen Sendeleistungen zu arbeiten. Damit wird zwangsweise auch der Versorgungsbereich eingeschränkt.

Eine weitere Lösung besteht darin, die Frequenzen so zuzuteilen, dass keine Störungen 3. Ordnung entstehen [2]. Dieser Weg führt zu einer schlechten Kanalausnützung. Benötigt zum Beispiel ein Funkbetrieb 8 Frequenzen, dann muss ein Band mit 35 Kanälen zur Verfügung gestellt werden. Sollen auch Störungen 5. Ordnung vermieden werden, dann sind 137 Kanäle dafür freizuhalten [3].

Als dritte Lösung ist die Verbesserung der Empfänger zu erwähnen. Da die mittlere Feldstärke an der Versorgungsgrenze ungefähr umgekehrt proportional zum Quadrat des Senderabstandes abnimmt, liesse sich die Versorgungsfläche durch eine Erhöhung des IM-Faktors um 6 dB etwa verdoppeln; dies gilt unter der Voraussetzung gleicher Störbereiche.

Aus dem gegebenen Überblick lässt sich in bezug auf die Bedeutung und die Gegenmassnahmen folgendes ableiten:

Es besteht immer dann die Gefahr von IM-Störungen, wenn gleichzeitig mehrere Sendersignale von einem Punkt oder verschiedenen sehr benachbarten Punkten aus abgestrahlt werden und diese im Versorgungsbereich eines anderen Funkdienstes liegen. Solche Verhältnisse treten vor allem an Orten mit regem Funkverkehr auf, also hauptsächlich in Städten. In einigen Ländern, so auch in der Schweiz, werden zurzeit Grossnetze mit mehreren Tausend mobilen Teilnehmeranschlüssen geplant. Hiefür sind in Städten mehrere Kanäle erforderlich. Aus wirstchaftlichen Gründen und zur Vermeidung von «Antennenwäldern» ist man oft gezwungen, die verschiedenen Signale über *ein* Antennengebilde abzustrahlen, womit die gefährlichen Verhältnisse geschaffen sind.

Da die mobilen Funkdienste noch stark in Entwicklung begriffen sind, wird das Problem der IM-Störung in zunehmendem Masse an Bedeutung gewinnen. Eine der wirksamsten Möglichkeiten, das Problem zu lösen, ist die Verbesserung der Empfänger. Die heutigen Geräte weisen IM-Faktoren 3. Ordnung von 60...70 dB auf. Wünschenswert wäre, wenn man mindestens die Grösse der Selektions-, Nebenwellen- und Spiegelfrequenzdämpfung, die bei 80... 90 dB liegt, erreichen könnte. Die Einschränkungen bei der Frequenzzuteilung würden damit wegfallen.

Bestrebungen zur Verbesserung der Empfänger sind nicht neu; leider war ihnen bis anhin kein durchschlagender

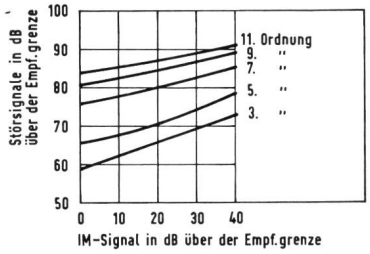

Fig. 3

Erfolg beschieden. Wegen der Dringlichkeit dieser Aufgabe, besonders im Hinblick auf die Planung eines nationalen Autotelephonnetzes, wurde beschlossen, eigene Untersuchungen [5] durchzuführen. Darüber wird im folgenden berichtet.

2. Bildungsgesetze der IM-Schwingungen

Der Zusammenhang zwischen der Eingangsspannung u_1 und der Ausgangsspannung u_2 eines Verstärkervierpoles kann durch eine unendliche Potenzreihe dargestellt werden:

$$u_2 = c_0 + c_1 u_1 + c_2 u_1^2 + c_3 u_1^3 + c_4 u_1^4 + \cdots \qquad (2.1)$$

Gibt man auf den Eingang eine Summe von Sinussignalen

$$u_1 = \hat{U}_{s_1} \cos \omega_{s_1} t + \hat{U}_{s_2} \cos \omega_{s_2} t + \hat{U}_{s_3} \cos \omega_{s_3} t + \cdots, \qquad (2.2)$$

dann erscheint am Ausgang ein Spektrum, das neben den Originalfrequenzen sämtliche Harmonischen und Kombinationsfrequenzen enthält. Die Amplituden hängen von der Grösse der Eingangssignale und von den Koeffizienten der Potenzreihe ab. Für die Beurteilung der Störfähigkeit müssen die verschiedenen unerwünschten Signale in der Reihenfolge ihrer Grösse eingeordnet werden. Zur Unterscheidung dient die Ordnungszahl, die angibt, durch welches Glied der Potenzreihe die Schwingung entsteht. Eine solche 3. Ordnung stammt beispielsweise vom kubischen Glied mit dem Koeffizienten c_3.

Die Einordnung gelingt durch zwei praktisch gut erfüllte Annahmen:

a) Die Koeffizienten nehmen mit zunehmender Ordnungszahl ab, so dass die grössten Störprodukte bei den kleinsten Ordnungszahlen auftreten.
b) In Empfängern werden wegen der Vorselektion nur Signale in der Umgebung der Empfangsfrequenz verstärkt. Daher tritt die grösste Störung durch Kombinationsfrequenzen auf, die in der Nähe der Originalfrequenzen liegen. Solche können nur durch die 3. und höheren ungeraden Ordnungszahlen auftreten.

Aus diesen beiden Annahmen folgt, dass bei schmalbandigen Empfängern die IM-Störung 3. Ordnung am kritischsten ist.

Das kubische Glied der Potenzreihe liefert Kombinationsfrequenzen, die lediglich durch zwei oder drei Frequenzen des Eingangssignals gebildet sind und von denen nur zwei die Bedingung nach Punkt b erfüllen:

$$\frac{3}{4} c_3 \hat{U}_{s_1}^2 \hat{U}_{s_2} \cos (2\omega_{s_1} - \omega_{s_2}) t \qquad (2.3)$$

$$\frac{6}{4} c_3 \hat{U}_{s_1} \hat{U}_{s_2} \hat{U}_{s_3} \cos (\omega_{s_1} + \omega_{s_2} - \omega_{s_3}) t$$

Oft stellt man bei der Messung mit grossen Signalstärken $\hat{U}_s$ eine Abweichung von der vorstehenden Gesetzmässigkeit fest. Dies rührt daher, dass auch die Glieder der 5., 7., 9. ... Ordnung gleiche Frequenzkombinationen liefern. Diese Anteile können trotz der Voraussetzung a) ins Gewicht fallen, weil sie mit zunehmender Aussteuerung stärker ansteigen als jene 3. Ordnung. Für die Praxis genügen jedoch im allgemeinen die Beziehungen (2.3).

Die nächstkritische Störung ist jene 5. Ordnung, bei der 2...5 Signale beteiligt sein können:

$$\frac{5}{8} c_5 \hat{U}_{s_1}^3 \hat{U}_{s_2}^2 \cos (3\omega_{s_1} - 2\omega_{s_2}) t$$

$$\frac{10}{8} c_5 \hat{U}_{s_1}^3 \hat{U}_{s_2} \hat{U}_{s_3} \cos (3\omega_{s_1} - \omega_{s_2} - \omega_{s_3}) t$$

$$\frac{15}{8} c_5 \hat{U}_{s_1}^2 \hat{U}_{s_2}^2 \hat{U}_{s_3} \cos (2\omega_{s_1} - 2\omega_{s_2} + \omega_{s_3}) t \qquad (2.4)$$

$$\frac{30}{8} c_5 \hat{U}_{s_1} \hat{U}_{s_2} \hat{U}_{s_3} \hat{U}_{s_4}^2 \cos (\omega_{s_1} + \omega_{s_2} + \omega_{s_3} - 2\omega_{s_4}) t$$

$$\frac{30}{8} c_5 \hat{U}_{s_1}^2 \hat{U}_{s_2} \hat{U}_{s_3} \hat{U}_{s_4} \cos (2\omega_{s_1} + \omega_{s_2} - \omega_{s_3} - \omega_{s_4}) t$$

$$\frac{60}{8} c_5 \hat{U}_{s_1} \hat{U}_{s_2} \hat{U}_{s_3} \hat{U}_{s_4} \hat{U}_{s_5} \cos (\omega_{s_1} + \omega_{s_2} + \omega_{s_3} - \omega_{s_4} - \omega_{s_5}) t$$

Mit zunehmender Ordnungszahl werden die Störprodukte immer kleiner; die Anzahl Kombinationsmöglichkeiten steigt aber stark an. Eine Rücksichtnahme bei der Frequenzzuteilung auf Störungen der 7., 9., 11., ... Ordnung ist nicht mehr möglich. Für den Empfängerkonstrukteur sind sie nur sofern von Interesse, als er nachprüfen muss, dass die IM-Produkte wirklich abnehmen. Hierzu genügt die durch zwei Störsignale hervorgerufene Schwingung (l = Ordnungszahl):

$$\left(\frac{1}{2}\right)^{l-1} \cdot \binom{l}{\frac{l-1}{2}} \cdot c_l \cdot \hat{U}_{s_1}^{\frac{l+1}{2}} \cdot \hat{U}_{s_2}^{\frac{l-1}{2}} \cdot \cos\left(\frac{l+1}{2}\omega_{s_1} - \frac{l-1}{2}\omega_{s_2}\right) t \qquad (2.5)$$

3. Messmethode

Für die schaltungstechnische Untersuchung des IM-Problems ist die genaue Kenntnis der speziellen Messmethoden Voraussetzung. Sie soll deshalb hier besprochen werden.

In der Einleitung wurde gezeigt, dass IM-Störungen meistens dann eintreten, wenn von einem Senderstandort gleichzeitig mehrere Signale abgestrahlt werden und diese deshalb beim Empfänger mit ungefähr gleicher Stärke eintreffen. Im weitern wurde dort erklärt, dass für die Funknetzplanung zwei Grössen wichtig sind, nämlich die Stör- und die Empfindlichkeitsgrenze, wobei ihr Verhältnis ein

Mass für die Empfängergüte darstellt. Es drängt sich deshalb für die Geräteprüfung folgende Messmethode auf:

Zwei Messsender S_1 und S_2 werden über ein Anpassnetzwerk A zusammengeschaltet und auf den Eingang des zu prüfenden Empfängers geführt *(Fig. 4)*. An dessen Ausgang wird ein Geräuschspannungsmesser P (Psophometer) mit einem Bewertungsfilter nach CCITT angeschlossen.

Empfindlichkeitsgrenze: Ein Messsender wird auf die Empfangsfrequenz f_e abgestimmt und die HF-Spannung U_{s_0} am Eingang des Empfängers so eingestellt, dass am Ausgang ein festgelegter Geräuschabstand entsteht.

Störgrenze: Ein Sender wird auf die Frequenz $f_e \,(\pm)\, \frac{l+1}{2} \Delta f$ und der andere auf $f_e \,(\pm)\, \frac{l-1}{2} \Delta f$ abgestimmt (f_e: Empfangsfrequenz; l: Ordnungszahl 3, 5, 7, 9...; Δ f: Kanalabstand oder ein Vielfaches davon).

Die HF-Spannungen am Empfängereingang werden gleich gross gewählt $U_{s_1} = U_{s_2} = U_s$ und erhöht, bis die gleiche Geräuschunterdrückung entsteht, wie bei der Bestimmung der Empfindlichkeitsgrenze.

Der *IM-Faktor* stellt das Verhältnis der Störgrenze U_s zur Empfindlichkeitsgrenze U_{s_0} dar:

$$\alpha = \frac{U_s}{U_{s_0}} \quad \text{oder} \quad \alpha\,[\text{dB}] = 20 \log \frac{U_s}{U_{s_0}} \qquad (3.1)$$

Dem Abschnitt 2 ist zu entnehmen, dass auch mehr als zwei erzeugende Signale an einer IM-Störung beteiligt sein können. Auf eine Messung der entsprechenden Störgrenzen oder IM-Faktoren kann man verzichten, weil die Zusammenhänge durch die Bildungsgesetze bestimmt sind. Daraus kann man ableiten, dass der IM-Faktor 3. Ordnung mit drei Frequenzen 2 dB kleiner ist als jener mit zwei Frequenzen. Die IM-Faktoren 5. Ordnung mit 3...5 Frequenzen liegen 1,2...4,3 dB tiefer.

Beim Bestimmen grösserer IM-Faktoren als etwa 70 dB besteht die Gefahr von *Messfehlern*. Hierfür sind hauptsächlich zwei Fehlerquellen verantwortlich:

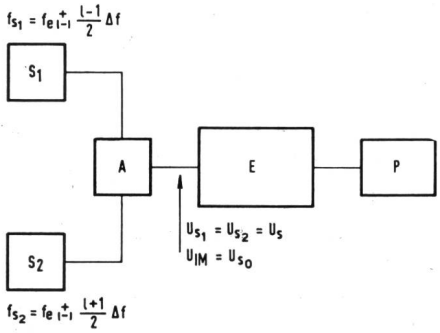

Fig. 4

Messfehler durch IM in den Messsendern. Wegen des Zusammenschaltens der Messsenderausgänge (Fig. 4) können infolge der Nichtlinearitäten in deren Endstufen ebenfalls IM-Signale erzeugt werden, die unter Umständen die im Empfänger entstehenden überschreiten können. In diesem Fall wird man einen schlechteren IM-Faktor messen als der Prüfling aufweist. Um festzustellen, ob das IM-Signal in den Messsendern oder im Empfänger entsteht, kann folgende Methode dienen:

Schaltet man direkt vor den Empfänger eine kleine Dämpfung und misst, zum Beispiel mit einem selektiven Pegelmesser, im Zwischenfrequenzteil das entstehende IM-Signal, dann gilt:

- Das Messresultat ist richtig, wenn das IM-Signal um etwa die Ordnungszahl mal den Dämpfungswert in dB abnimmt.
- Das Messresultat ist falsch, wenn das IM-Signal nur um den Dämpfungswert abnimmt.

Messfehler durch das Rauschen der Messsender. Jeder Signal-Generator erzeugt neben dem Nutzträger auch ein unerwünschtes Rauschspektrum, das sich über einen beträchtlichen Frequenzbereich erstrecken kann. Bei der IM-Messung werden zwei Messsender in unmittelbare Nähe des Empfangskanals gelegt, so dass ein Teil des störenden Rauschens empfangen wird. Erreicht es die Grösse des empfängereigenen Rauschens, dann wirkt sich das wie ein Empfindlichkeitsverlust aus. Man wird in diesem Fall einen besseren IM-Faktor messen, als der Empfänger in Wirklichkeit besitzt. Solche Fehlmessungen können vermieden werden, wenn man zum Beispiel das Rauschen im Zwischenfrequenzverstärker mit einem selektiven Pegelmesser überwacht. Steigt es beim Einschalten der Sender an, dann weiss man, dass die Messung verfälscht wird.

Die beiden Fehlerquellen lassen sich durch die Wahl geeigneter Generatoren ausschalten.

Eine Herabsetzung der IM in den Messsendern kann durch eine bessere gegenseitige Entkopplung erreicht werden. Dies ist möglich, indem jedem Sender zum Beispiel ein Richtkoppler nachgeschaltet wird. Die gleiche Wirkung hat eine Erhöhung der dazwischenliegenden Dämpfung, was jedoch nur möglich ist, wenn man Sender grösserer Leistung verwendet.

Um Messfehler durch das unerwünschte Rauschen der Sender auszuschliessen, müssen solche mit einem möglichst grossen Signal/Rausch-Verhältnis verwendet werden. Ein Vergleich zwischen verschiedenen Sendertypen ergab, dass jene in dieser Eigenschaft am günstigsten sind, die im Oszillator selbst eine grosse Leistung erzeugen und diese direkt abgeben, ohne nachfolgende Vervielfacher- oder Verstärkerstufen.

Bei der Untersuchung, über die hier berichtet wird, wurden deshalb direktschwingende Leistungssender

(*Wandel & Goltermann* LMS 68) verwendet, die einige Volt an 50 Ω abgeben. Mit ihnen ist es möglich, IM-Faktoren bis über 90 dB fehlerfrei zu messen.

4. Möglichkeiten zur Verbesserung der Empfänger

Zurzeit wird im Empfängerbau ausschliesslich das Überlagerungsprinzip angewendet, weil es nicht möglich ist, für 160 oder 460 MHz Quarzfilter zu bauen, die genügende Selektionseigenschaften aufweisen. Bei umschaltbaren Empfängern müsste zudem für jeden Kanal ein separates Filter verwendet werden, was einen grossen Materialaufwand ergäbe. Der Überlagerungsempfänger stellt deshalb die günstigste Lösung dar, so dass man sich bei der Suche nach Verbesserungsmöglichkeiten auf dieses Empfangsprinzip beschränken kann. In *Figur 5* ist das Prinzipschema des Überlagerungsempfängers dargestellt.

In der Mischstufe wird die Empfangsfrequenz auf die Zwischenfrequenz umgesetzt, die meistens 10,7 MHz gewählt wird. Das nachfolgende Quarzfilter weist die gesamte Selektion auf. Zur Verhinderung des Spiegel- und Nebenwellenempfanges muss vor die Mischstufe ein Zwischenfilter gebaut werden. Es wird in der Regel als Drei- oder Vierkreis-LC-Filter ausgeführt. Da im allgemeinen der Rauschfaktor der Mischstufe nicht sehr gut ist und das Zwischenfilter eine beträchtliche Grunddämpfung aufweisen kann, ist zur Verbesserung der Empfindlichkeit ein Vorverstärker erforderlich. Zur Anpassung an die Antennenimpedanz und zur Verbesserung der Fernabselektion dient das Vorfilter, das meistens aus einem oder zwei LC-Kreisen besteht.

Wegen der Forderung, dass der Empfänger auf verschiedene Kanäle umgeschaltet werden kann, muss die Durchlassbreite der Vor- und Zwischenfilter genügend gross sein. Die kritischste IM-Störung wird deshalb dann eintreten, wenn gleichzeitig mehrere im Umschaltbereich liegende Signale empfangen werden. Diese durchlaufen ohne zusätzliche Dämpfung den Vorverstärker und die Mischstufe. Rechnet man die Grunddämpfung der Vor- und Zwischenfilter zum Vorverstärker, dann kann der Empfänger für die Untersuchung der IM-Störung durch zwei hintereinandergeschaltete Verstärker dargestellt werden *(Fig. 6)*.

Auf den Eingang des Vorverstärkers werden das Nutzsignal für die Bestimmung der Empfindlichkeitsgrenze mit

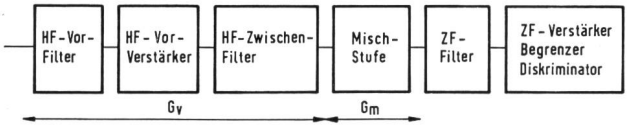

Fig. 5

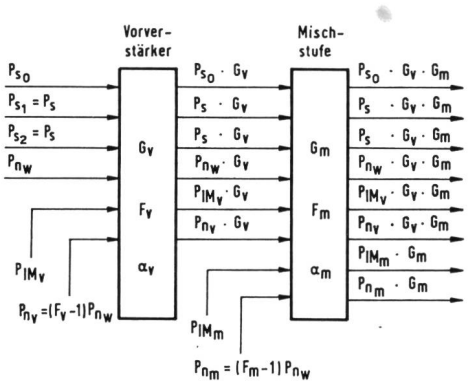

Fig. 6

der Leistung P_{so}, die beiden Störsignale mit der Leistung P_s und das auf die ZF-Bandbreite bezogene Rauschen des Quellenwiderstandes mit der Leistung $P_{n_w} = k\,T_o\,B_z$ gegeben. In den Verstärkern entstehen die IM- und Rauschsignale mit den Leistungen P_{IM} und P_n. Die beiden Verstärker sind charakterisiert durch die Leistungsverstärkung G, den Rauschfaktor F und den IM-Faktor α. Alles übrige ist aus Figur 6 leicht ersichtlich.

Im ungünstigsten Fall addieren sich die IM-Signale der Vor- und Mischstufe phasengleich. Unter der Voraussetzung eines konstanten Signal/Rausch-Abstandes P_{s_0}/P_n und eines konstanten Verhältnisses P_{IM}/P_{s_0} findet man für den IM-Faktor 3. Ordnung $\alpha = P_s/P_{s_0}$ des gesamten Empfängers [5]:

$$\alpha = \frac{\alpha_m}{\left[\left(\frac{\alpha_m}{\alpha_v}\right)^{3/2} \cdot \frac{F}{F_v} + G_v \frac{F}{F_m}\right]^{2/3}} \quad \text{mit } F = F_v + \frac{F_m - 1}{G_v} \tag{4.1}$$

In *Figur 7* sind für ein bestimmtes Beispiel der Rauschfaktor F und der IM-Faktor α in Abhängigkeit von der Vorverstärkung G_v dargestellt. Daraus ist ersichtlich, dass die Kurve für den IM-Faktor ein flaches Maximum aufweist, das im allgemeinen nicht mit dem günstigsten Rauschfaktor übereinstimmt. Deshalb muss man bei der Wahl der Vorverstärkung einen Kompromiss schliessen.

Zusammenfassend kann man zur Verbesserung der IM-Festigkeit der Empfänger folgende Richtlinien aufstellen:

- Durch Selektionsmittel wird keine Verbesserung erzielt.
- Eine Verbesserung ist durch eine Linearisierung des Vorverstärkers und der Mischstufe möglich.
- Der IM-Faktor der Mischstufe wird durch die Vorstufe verschlechtert.
- Die Verschlechterung hängt ausser von der Güte des Vorverstärkers auch von der Wahl der Vorverstärkung ab.

5. Versuche zur Verbesserung der Mischstufe

Bei den gebräuchlichen Empfängern wird die IM-Festigkeit meistens durch die Mischstufe bestimmt. Die Verbesserungsbestrebungen müssen sich deshalb in erster Linie auf diese Einheit richten.

Die Umwandlung eines Eingangssignals mit der Frequenz f_e in ein Zwischenfrequenzsignal mit f_z ist bekanntlich ein nichtlinearer Vorgang. Für die meistgebräuchliche additive Mischung benötigt man ein Übertragungsglied, dessen Ausgangsgrösse das Quadrat der Eingangsgrösse darstellt. Damit beim Mischvorgang keine IM-Verzerrungen auftreten, muss der quadratische Zusammenhang äusserst genau sein. Die heute bekannten nichtlinearen Schaltelemente, wie Röhren, Halbleiterdioden, bipolare Transistoren und Feldeffekttransistoren, weisen Kennlinien auf, die von dieser Forderung mehr oder weniger abweichen. Da über die Entwicklung neuer günstigerer Elemente nichts bekannt ist, besteht zurzeit der einzige Weg zur Verbesserung darin, durch gewisse Schaltungsmassnahmen eine Korrektur der Kennlinien zu bewirken.

Im folgenden Abschnitt wird eine neue, derartige Möglichkeit beschrieben.

5.1 Ein Mischverfahren mit verbesserten IM-Eigenschaften

Die bekannteste und geeignetste Massnahme zur Linearisierung eines Verstärkers ist die Gegenkopplung. Bei den üblichen Mischstufen erzielt man damit jedoch keine Verbesserung, weil das Mischprodukt um den gleichen Faktor reduziert wird, wie die unerwünschten Schwingungen. Das nachfolgend beschriebene Verfahren erlaubt, die linearisierende Wirkung der Gegenkopplung auch für die Mischung auszunutzen.

Aktive Schaltelemente wie Röhren oder Transistoren besitzen gekrümmte Kennlinien ähnlich der Kurve 1 in *Figur 8*.

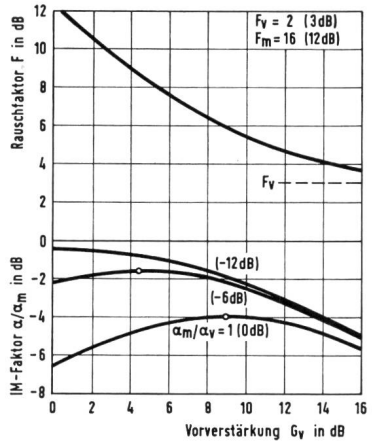

Fig. 7

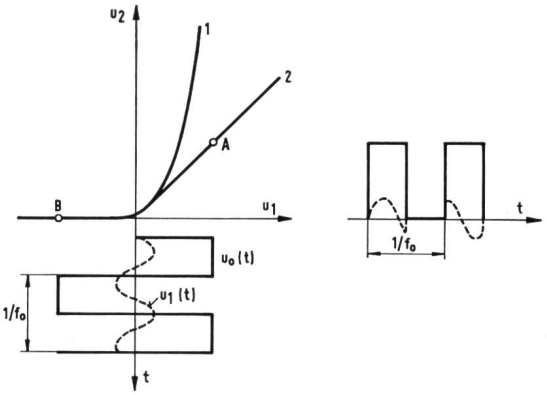

Fig. 8

Durch die Einführung einer Gegenkopplung wird die Kennlinie linearisiert, so dass sie etwa entsprechend der Kurve 2 verläuft.

Zunächst sollen die Eigenschaften untersucht werden, wenn die Schaltung im Arbeitspunkt A als *normaler Verstärker* arbeitet. Die Kennlinie kann dort, ohne den Gleichspannungsanteil, durch folgende Beziehung dargestellt werden:

$$u_2 = v \cdot u_1 + \Delta (u_1) \qquad (5.1)$$

Hierin bedeutet v die erste Ableitung und Δ gibt die Abweichung vom linearen Verlauf an. Wird auf den Verstärkereingang eine Summe von Sinussignalen geführt

$$u_1 = \sum_i \hat{U}_i \cos (\omega_i t + \varphi_i) \qquad (5.2)$$

dann erscheint dieses erwünschte Spektrum am Ausgang um v verstärkt. Die Funktion $\Delta (u_1)$ liefert ausserdem ein Spektrum von unerwünschten Harmonischen und Kombinationsfrequenzen:

$$\Delta (u_1) = \sum_k \hat{U}_k \cos (\omega_k t + \varphi_k) \qquad (5.3)$$

Das gesamte Ausgangssignal hat somit die Form:

$$u_2 = v \cdot \sum_i \hat{U}_i \cos (\omega_i t + \varphi_i) + \sum_k \hat{U}_k \cos (\omega_k t + \varphi_k) \qquad (5.4)$$

Die Schaltung soll nun als *Mischstufe* betrieben werden. Dazu werde, wie in der Figur 8 angedeutet, auf den Eingang neben dem Nutzsignal u_1 (t) eine periodische Rechteckschwingung u_0 (t) gegeben, die die Kennlinie 2 zwischen den Punkten A und B aussteuert. Am Ausgang erscheint dann die Summe eines Rechtecksignals und des an der Kennlinie bei A projizierten Nutzsignals u_1, wobei dieses während jeder zweiten Halbperiode unterdrückt ist. Wenn man von

der für die Untersuchung des Mischvorgangs unwichtigen Rechteckschwingung absieht, lässt sich der Zusammenhang zwischen der Eingangs- und Ausgangsspannung mit Hilfe der Gleichung (5.1) und der *Fourier*-Darstellung einer Rechteckfunktion wie folgt angeben:

$$u_2 = [v\,u_1 + \Delta\,(u_1)]\left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_0 t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\,\omega_0 t + \frac{2}{5\pi}\cos 5\,\omega_0 t - \cdots\right] \tag{5.5}$$

Für die Mischung ist das cos-Glied mit der Oszillatorgrundwelle verantwortlich. Setzt man das Eingangssignal (5.2) ein, berücksichtigt die Beziehung (5.3) und berechnet für jede Schwingung den entstehenden Zwischenfrequenzanteil, dann findet man das folgende Ausgangssignal:

$$u_{2_z} = \frac{v}{\pi}\sum_i \hat{U}_i \cos\left[(\omega_i - \omega_0)\,t + \varphi_i\right] + \frac{1}{\pi}\sum_k \hat{U}_k \cos\left[(\omega_k - \omega_0)\,t + \varphi_k\right] \tag{5.6}$$

Vergleicht man (5.6) mit (5.4), so stellt man fest, dass sich das Ausgangssignal bei der Mischung gegenüber dem Betrieb als Verstärker lediglich durch einen Faktor π in den Amplituden und die um f_o verschobene Frequenzlage unterscheidet. Damit ist bewiesen, dass eine nach dem beschriebenen Verfahren arbeitende Mischstufe die gleichen Linearitätseigenschaften aufweist wie ein gegengekoppelter Verstärker.

Für den Empfängerkonstrukteur ist es wichtig zu wissen, wo die Nebenempfangsstellen einer Mischstufe liegen und wie gross ihre Dämpfungen sind. Diese Angaben lassen sich mit der Gleichung (5.5) bestimmen, indem man ein einzelnes Sinussignal $u_1 = \hat{U}_1 \cos\omega_1 t$ einsetzt und alle Frequenzen sucht, durch welche bei der Mischung eine in das Zwischenfrequenzfilter mit der Bandbreite B_z fallenden Schwingung entsteht.

Die vom Summanden $v\,u_1$ stammenden Frequenzbänder und die zugehörigen Dämpfungen gegenüber dem Hauptempfangssignal sind in *Figur 9* aufgetragen. Die Funktion $\Delta\,(u_1)$ drückt die in der Mischstufe entstehenden Harmonischen des Eingangssignals aus. Sie besitzt deshalb noch weitere Nebenempfangsstellen, nämlich bei allen Subharmonischen der in Figur 9 eingetragenen Frequenzen; die zugehörigen Dämpfungen sind jedoch bedeutend grösser.

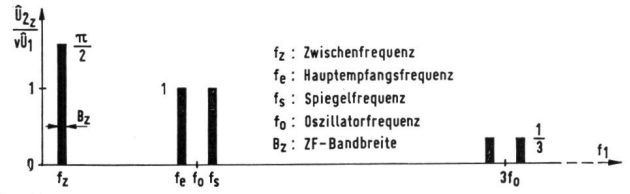

Fig. 9

Nach den Ausführungen von Abschnitt 3 ist für die Bestimmung des IM-Faktors neben den Linearitätseigenschaften auch die Empfindlichkeitsgrenze von Bedeutung. Es muss daher untersucht werden, ob der Mischvorgang einen Einfluss auf den Rauschfaktor ausübt. Dazu sei folgendes angenommen:

Die Verstärkerschaltung mit der Kennlinie nach Figur 8 rausche während der positiven Aussteuerung der Oszillatorschwingung mit der gleichen Stärke und der gleichen spektralen Verteilung wie beim Betrieb als Verstärker im Arbeitspunkt A; während der negativen Aussteuerung in den Punkt B sei die Rauschleistung am Ausgang gleich null. Die gleiche Wirkung hat eine am Eingang der Schaltung angebrachte Rauschquelle konstanter Leistung. Man kann deshalb für die Herleitung der Rauscheigenschaften die Ergebnisse der Untersuchung über das Nebenempfangsverhalten ausnützen.

Nimmt man an, das Rauschspektrum der Quelle sei auf die Umgebung der Empfangsfrequenz f_e (Fig. 9) beschränkt, dann wird bei der Umsetzung in den Zwischenfrequenzbereich sowohl das Nutz- als auch das Rauschsignal gleichviel verstärkt. In diesem Fall wird der Rauschfaktor durch den Mischvorgang nicht verändert. In Wirklichkeit wird der Verstärker auch ausserhalb des Empfangsbandes rauschen, wobei man aber annehmen darf, dass die Rauschleistung dort reduziert ist, weil das der Mischstufe vorgeschaltete Zwischenfilter (Fig. 5) in diesem Frequenzbereich einen Kurzschluss darstellt. Trotzdem muss man mit einer Verschlechterung des Rauschfaktors rechnen, weil zusätzliche Rauschanteile von den Frequenzbändern bei f_z, f_s, $3\,f_0 \pm f_z$, $5\,f_0 \pm f_z$,... in den Zwischenfrequenzkanal fallen oder in diesen umgesetzt werden. Zur Abschätzung der Verschlechterung sei angenommen, das Spektrum ausserhalb des Empfangsbandes sei «flach» verteilt und leistungsmässig um den Faktor d abgeschwächt. In diesem Fall findet man für die Gesamtrauschleistung im Zwischenfrequenzkanal, bezogen auf jene aus dem Empfangskanal:

$$1 + \frac{\pi^2}{4}\,d + d + 2\left(\frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \cdots\right) d = 1 + \left(\frac{\pi^2}{2} - 1\right) d \tag{5.7}$$

Daraus lässt sich der Rauschfaktor F_M der Mischstufe abschätzen, wenn der Rauschfaktor F_v der als Verstärker betriebenen Stufe bekannt ist:

$$F_m \approx F_v\,(1 + 4\,d) \tag{5.8}$$

Wenn beispielsweise das Rauschspektrum ausserhalb des Empfangsbandes 10 dB gedämpft ist (d = 0,1), dann

muss man mit einer Rauschfaktorverschlechterung von etwa 1,5 dB rechnen.

Die charakteristischen Eigenschaften der in diesem Abschnitt beschriebenen Mischstufe lassen sich, verglichen mit denen eines normalen gegengekoppelten Verstärkers, wie folgt zusammenfassen:

a) Die Mischverstärkung ist um den Faktor π ($\simeq$ 10 dB) kleiner.

b) Der Rauschfaktor ist gleich oder etwas grösser (abhängig vom Rauschspektrum ausserhalb des Empfangsbandes).

c) Der IM-Faktor ist gleich gross oder etwas kleiner (abhängig von der Rauschfaktorverschlechterung nach Punkt b).

d) Durch die Einführung gleich starker Gegenkopplung wird die gleiche Verbesserung des IM-Faktors erreicht.

e) Die Mischstufe besitzt verschiedene Nebenempfangsstellen (Fig. 9). Der Filteraufwand für die Vorselektion muss jedoch gegenüber anderen Mischstufen nicht erhöht werden, weil dieser durch die der Empfangsfrequenz viel näher gelegene Spiegelfrequenz bestimmt wird.

5.2 Einfluss der Gegenkopplung auf den Rauschfaktor

Auf die besonderen Probleme der Gegenkopplung braucht hier nicht näher eingegangen zu werden. Lediglich der Einfluss auf den Rauschfaktor soll kurz betrachtet werden, weil er einerseits bei dieser Untersuchung sehr wichtig ist und weil anderseits hierüber in der Literatur wenig Angaben zu finden sind.

Von den verschiedenen Gegenkopplungsarten ist für schmalbandige Verstärker die Serie-Strom-Gegenkopplung sicher die günstigste. Sie erhöht die Ein- und Ausgangsimpedanzen, so dass die beidseitig angeschlossenen Kreise weniger gedämpft werden. Anderseits besitzt sie auch Vorteile bezüglich der Sicherheit gegen Schwingneigungen.

Die Gegenkopplung kann ganz allgemein durch eine in Serie zum Generator eingefügte Quelle dargestellt werden *(Fig. 10)*, die eine dem Ausgangsstrom i_2 proportionale EMK e_f und einen inneren Widerstand R_f besitzt. Wenn der Rauschfaktor des Verstärkers ohne Gegenkopplung in Abhängigkeit vom Generatorwiderstand R_g bekannt ist, dann lässt sich für den Rauschfaktor F_f mit Gegenkopplung

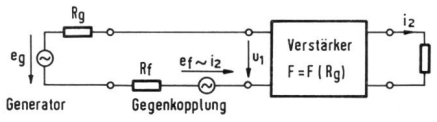

Fig. 10

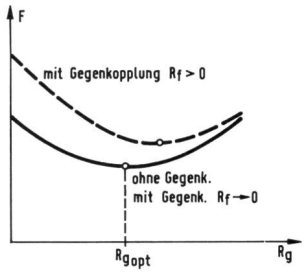

Fig. 11

folgende einfache Beziehung herleiten (R_g, R_f, E_f/U_1 als reell vorausgesetzt) [5]:

$$F_{f(R_g)} = F_{(R_g + R_f)} \cdot \frac{R_g + R_f}{R_g} \qquad (5.9)$$

Der Verlauf des Rauschfaktors von Verstärkern weist im allgemeinen bei einem bestimmten Generatorwiderstand $R_{g\,opt}$ ein Minimum auf und steigt auf beiden Seiten monoton an *(Fig. 11)*. Er wird durch eine Gegenkopplung nicht verändert, falls $R_f \ll R_g$ ist. Ist diese Bedingung nicht erfüllt, wird der optimale Rauschfaktor schlechter und der zugehörige Generatorwiderstand steigt meistens etwas an. Für die Dimensionierung der Gegenkopplung kann man daraus die folgenden Schlüsse ziehen:

- Die Gegenkopplungsspannung ist möglichst «niederohmig» zurückzuführen.
- Der günstigste Generatorwiderstand ist annähernd gleich gross wie ohne Gegenkopplung; er darf also nicht nach dem Kriterium der günstigsten Leistungsanpassung gewählt werden.

5.3 Praktische Versuche bei 160 MHz

Zur Abklärung der Frage nach der Realisierbarkeit und der Grösse der erreichbaren IM-Festigkeit wurde die Versuchsschaltung nach *Figur 12* aufgebaut. Sie soll die Bedingungen als Mischeinheit für den Einbau in einen Funkempfänger erfüllen, der im 160-MHz-Band mit Phasenmodulation arbeitet, bei einem Kanalabstand von 25 kHz.

Die Schaltung besteht aus einer gewöhnlichen Transistorverstärkerstufe in Emitterschaltung, die durch einen in der Emitterzuleitung eingefügten Widerstand R_e gegengekoppelt wird. Die Drossel zwischen der Basis und dem Emitter kompensiert die kapazitive Komponente der Transistoreingangsimpedanz. Am Ausgang ist ein auf die Zwischenfrequenz 10,7 MHz abgestimmter LC-Kreis angeschlossen, der eine transformatorische Anpassung an das nachfolgende Quarzfilter erlaubt. Die Generatoren für das Eingangs- und das Oszillatorsignal sind mit Hilfe eines LC-

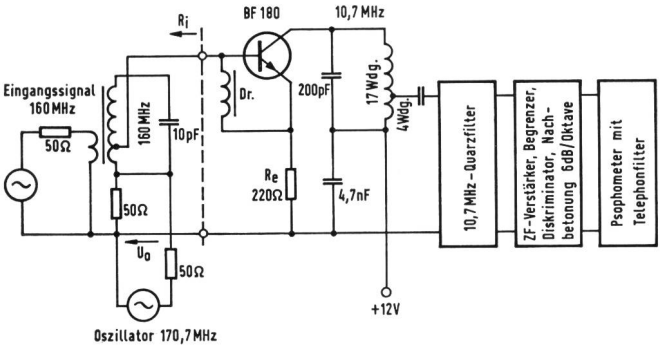

Fig. 12

Kreises zusammengeschaltet; die Signalsumme wird auf die Basis geführt. Durch Verändern des Abgriffs am Kreis kann der innere Widerstand der Eingangsschaltung bei 160 MHz variiert werden.

Die beschriebene Schaltung wurde wegen ihrer Einfachheit gewählt und weil sie verhältnismässig unkritisch in bezug auf Schwingneigungen ist. Leider hat sie den Nachteil, dass bei stärkerer Gegenkopplung eine beträchtliche Rauschfaktorverschlechterung eintritt [der Widerstand R_e entspricht ungefähr R_f in Gl. (5.9)]. Der zulässige Gegenkopplungsgrad ist deshalb beschränkt und dementsprechend auch die erreichbare Linearität.

Die Mischung arbeitet am linearsten mit einer rechteckförmigen Oszillatorschwingung, das heisst unter der Voraussetzung, dass der Kennlinienknick (Fig. 8) im Vergleich zur Periodendauer sehr rasch durchlaufen wird. Leider ist eine Rechteckform bei höheren Frequenzen schwer zu verwirklichen. Deshalb wurde zur Steuerung, trotz einer daraus resultierenden Einbusse, ein Sinusoszillator verwendet.

5.3.1 Einfluss der Gegenkopplung und der eingangsseitigen Anpassung

Zunächst wurde untersucht, welchen Einfluss der Gegenkopplungswiderstand R_e sowie der innere Widerstand R_i der Eingangsschaltung bei 160 MHz auf den IM-Faktor 3. Ordnung und den Rauschfaktor ausübt. Der IM-Faktor

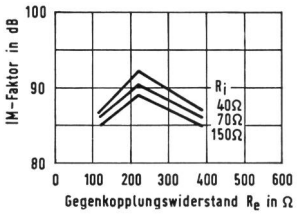

Fig. 13

weist ganz allgemein bei einer bestimmten Oszillatorspannung ein Maximum auf. Diese Maxima sind in *Figur 13* aufgetragen und aus *Figur 14* sind die zugehörigen Rauschfaktoren ersichtlich. Die IM-Faktoren wurden nach der im Abschnitt 3 beschriebenen Methode gemessen mit einem Geräuschabstand von 20 dB bei einem Frequenzhub von 3,3 kHz und einer Modulationsfrequenz von 1000 Hz; die Verstimmung der Störsignale betrug 50 und 100 kHz.

Aus Figur 13 ist ersichtlich, dass der IM-Faktor bei einem Gegenkopplungswiderstand $R_e = 200...300\,\Omega$ ein Maximum aufweist und mit zunehmendem inneren Widerstand R_i der Eingangsschaltung schlechter wird. Der Rauschfaktor strebt dagegen mit zunehmendem R_i einem Minimum entgegen. Als Kompromisslösung wurde für die weitere Untersuchung ein $R_e \simeq 220\,\Omega$ und ein $R_i \simeq 70\,\Omega$ gewählt.

5.3.2 Einfluss der Abschlussimpedanz

Übersteigt der Resonanzwiderstand des Zwischenfrequenzkreises den Wert von etwa 5 kΩ, dann tritt eine Verschlechterung des IM-Faktors ein.

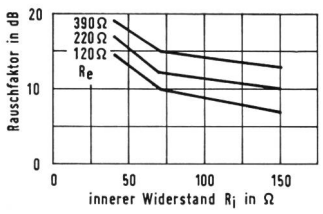

Fig. 14

5.3.3 Einfluss der Oszillatorspannung und der Transistorstreuung

In der Mischschaltung nach Figur 12 wurden zwölf verschiedene Transistoren BF 180 eingesetzt und für jeden die Empfindlichkeits- und Störgrenzen in Abhängigkeit von der Oszillatoramplitude ermittelt. Bei diesem Versuch stimmte man weder den Eingangs- noch den Zwischenfrequenzkreis nach. Die Messergebnisse sind in *Figur 15* dargestellt. Daraus ist ersichtlich, dass die Oszillatorspannung vorteilhafterweise etwa 1 V gewählt wird und in einen Bereich von ungefähr 4 dB konstant gehalten werden muss. Unter dieser Voraussetzung ist die Streuung der Empfindlichkeitsgrenze < 1 dB, der Mittelwert des IM-Faktors etwa 90 dB und seine Streuung 1...2 dB.

5.3.4 Einfluss der Temperatur

Aus *Figur 16* ist ersichtlich, dass der Einfluss der Temperatur recht gering ist. Die Oszillatorschaltung wird vor-

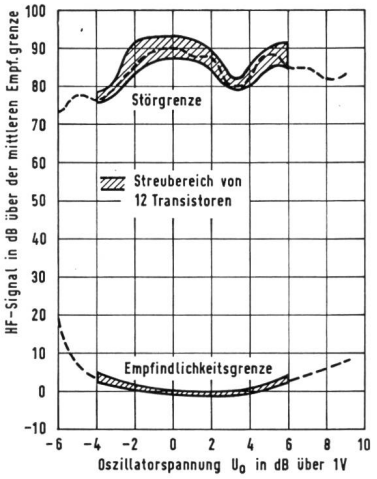

Fig. 15

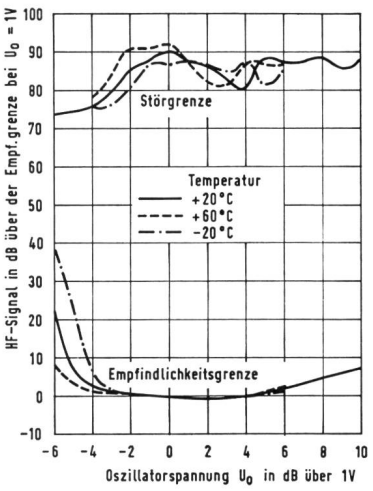

Fig. 16

teilhaft so konstruiert, dass die Amplitude mit zunehmender Temperatur etwas abnimmt (etwa 1 dB je 40 °C).

5.3.5 Einfluss der Batteriespannung

Die Änderung des IM-Faktors ist < 1 dB, wenn die Batteriespannung $\pm 10\%$ vom Nennwert 12 V abweicht. Wichtig ist dabei, dass die Oszillatoramplitude innerhalb des günstigen Bereichs von ungefähr 4 dB bleibt.

In neueren Funkgeräten werden fast ausschliesslich Regler eingebaut, so dass diese Spannungsabhängigkeit von untergeordneter Bedeutung ist.

6. Aufbau und Eigenschaften eines vollständigen Hochfrequenzteiles

Für eine endgültige Beurteilung der Mischstufe müssen alle Eigenschaften bekannt sein, die sich beim Einbau in

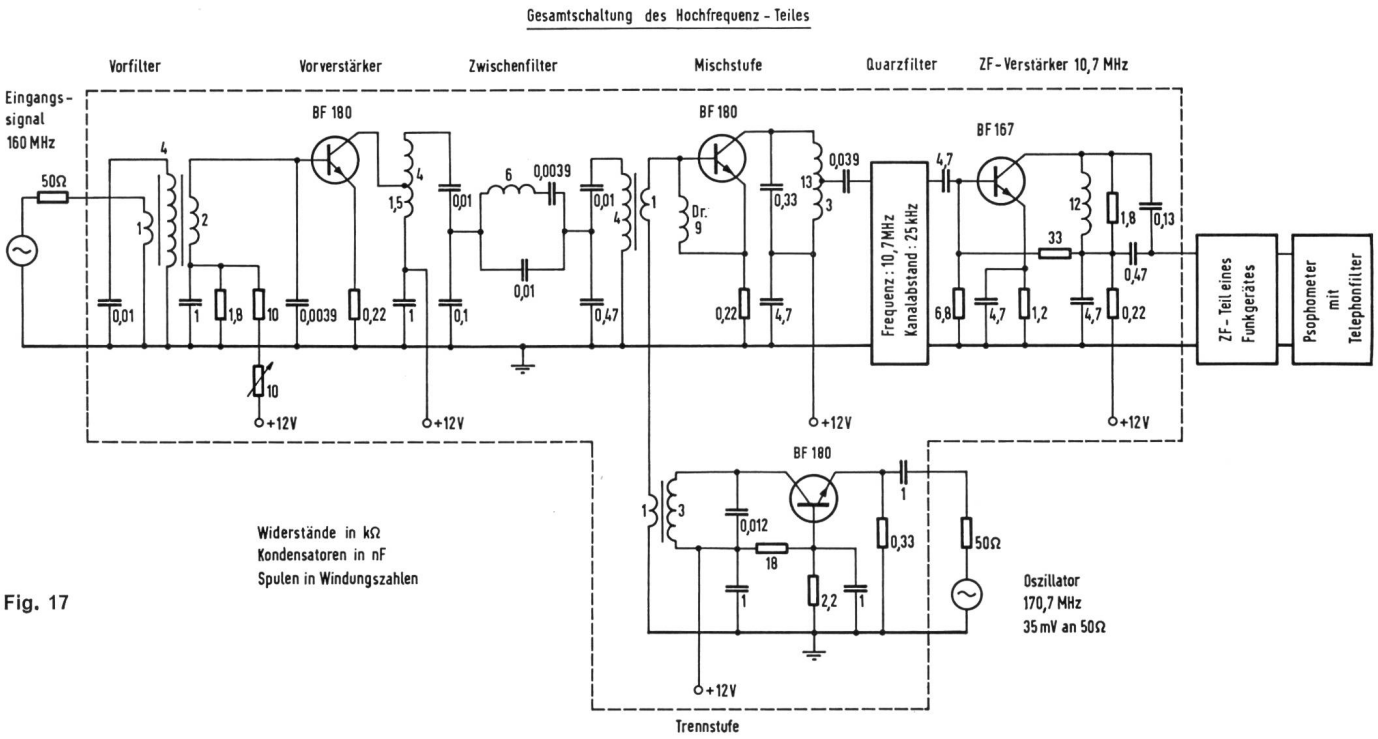

Fig. 17

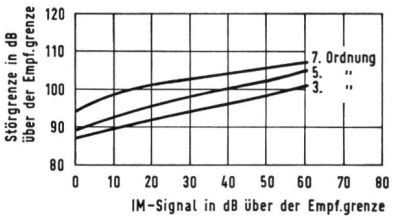

Fig. 18

einen Funkempfänger ergeben. Im besondern ist dazu die Kenntnis der erreichbaren Nebenempfangsdämpfungen, der Empfindlichkeitsgrenze und der Oszillatorrückstrahlung notwendig. Um zu diesen Angaben zu gelangen, wurde der ganze HF-Teil eines Funkempfängers gebaut.

6.1 Aufbau der Versuchsschaltung

Das Gesamtschema des HF-Teiles zeigt *Figur 17*. Man erkennt darin die Mischeinheit nach Fig. 12. Ihr wurde ein Transistorverstärker vorgeschaltet, der, gleich wie die Mischstufe, durch einen Widerstand in der Emitterzuleitung gegengekoppelt wird. Dieser Vorverstärker weist wegen der schaltungsmässigen Verwandtschaft ganz ähnliche elektrische Eigenschaften auf wie die Mischstufe; er besitzt aber einen etwas besseren IM-Faktor.

Weil die Vorstufe infolge der Gegenkopplung und des verhältnismässig kleinen zulässigen Abschlusswiderstandes nur eine geringe Verstärkung aufweist, hat man als Zwischenfilter eine Schaltung gewählt, die im Vergleich zu den heute gebräuchlichen induktiv oder kapazitiv gekoppelten Mehrkreisfiltern eine kleinere Durchlassdämpfung aufweist. Sie besteht aus zwei Parallelkreisen und einem dazwischen angeordneten Seriekreis, wobei alle drei auf die Empfangsfrequenz abgestimmt sind. Der Seriekreis erzeugt zusammen mit dem parallel dazu liegenden Kondensator eine Sperrstelle bei der Spiegelfrequenz.

Auf den Bau einer vollständigen Oszillatorschaltung einschliesslich des Frequenzvervielfachers wurde verzichtet. Alle Fragen bezüglich der Zusammenschaltung der Oszillatorendstufe mit der Mischstufe konnten an dem in Figur 17 dargestellten Trennverstärker studiert werden. Es zeigte sich dabei, dass die notwendige Oszillatorleistung einem einfachen Transistorverstärker entnommen werden kann und dass praktisch keine Verschlechterung des IM-Faktors oder anderer Eigenschaften eintritt.

Für die Prüfung des Hochfrequenzteiles wurde der Zwischenfrequenzteil eines handelsüblichen Funkgerätes verwendet. Um seinen Rauschfaktor zu verbessern, hat man nach dem Quarzfilter noch eine Verstärkerstufe eingeschaltet.

6.2 Messergebnisse

Die *Figur 18* zeigt die IM-Eigenschaften des HF-Teils, gemessen nach der im Abschnitt 3 beschriebenen Methode.

In *Figur 19* ist das Ergebnis einer Messung dargestellt, mit der sich die Übersteuerungsgrenze eines Empfängers bestimmen lässt. Man gibt dazu auf den Empfänger ein konstantes unmoduliertes Nutzsignal von 10 μV und 100 kHz, daneben ein variables unmoduliertes Störsignal. Das Nutzsignal wird im ZF-Teil in Abhängigkeit vom Störsignal gemessen. Die strichlierte Kurve in Figur 19 wurde bei einem Funkempfänger üblicher Bauweise gefunden.

Die 2-Sender-Selektivität der Versuchsschaltung ist in *Figur 20* wiedergegeben. Bei der Messung wird ein Nutzsignal auf die Bandmitte gelegt und seine Amplitude so eingestellt, dass sich bei einem Hub von 3,3 kHz und einer Modulationsfrequenz von 1000 Hz ein psophometrisch gemessener Geräuschabstand von 20 dB einstellt. Gleichzeitig wird ein ebenfalls mit 1000 Hz auf einen Hub von 3,3 kHz moduliertes Störsignal eingespeist und über den Empfangskanal bewegt; seine Amplitude wird so eingestellt, dass der Störabstand von 20 auf 14 dB reduziert wird.

Weitere an der Versuchsschaltung gemessene Daten sind in der *Tabelle I* zusammengestellt.

Tabelle I

Empfänger-Eigenschaft	Messwert
Empfindlichkeitsgrenze	0,4 μV an 50 Ω
Rauschfaktor	10 dB
Nebenempfangsdämpfungen	$\geq$ 92 dB
Umschaltbereich (1-dB-Abfall)	1 MHz
Oszillatorrückstrahlung	$\leq$ 100 μV an 50 Ω
NF-Frequenzgang (3-dB-Abfall)	150...5000 Hz

7. Schlussbetrachtung

Die im letzten Abschnitt zusammengestellten Messergebnisse können mit jenen der heute gebräuchlichen Geräte verglichen werden. Ihre Daten stehen von den bei den PTT laufend durchgeführten Typenprüfungen zur Verfügung.

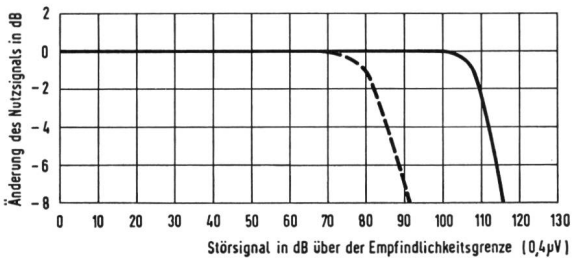

Fig. 19

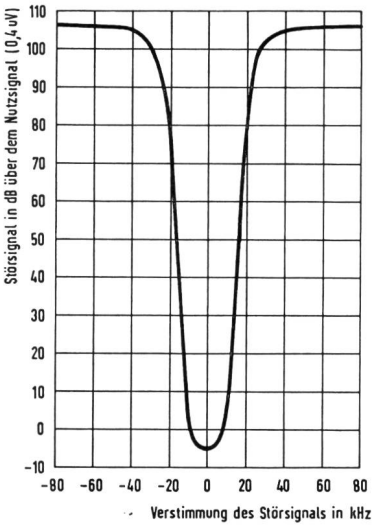

Fig. 20

Der Vergleich zeigt, dass das Versuchsgerät gegenüber den herkömmlichen Empfängern folgende Unterschiede aufweist:

- Der IM-Faktor 3. Ordnung ist 15...30 dB grösser; er überschreitet sogar den IM-Faktor der 5. ... 11. Ordnung.
- Das Verhältnis der Übersteuerungs- zur Empfindlichkeitsgrenze ist bis 30 dB grösser, was sich sehr günstig auf die 2-Sender-Selektivität auswirkt.
- Die Empfindlichkeitsgrenze ist etwa 1...2 dB grösser als der Mittelwert (die Streuung ist wegen der stabilisierenden Wirkung der Gegenkopplung kleiner).
- Die Eingangsimpedanz des Empfängers ist viel grösser als die Antennenimpedanz. (Diese Eigenschaft rührt von der Gegenkopplung her; sie wird sich im Betrieb nicht nachteilig auswirken, wenn der Wellenwiderstand des Verbindungskabels zwischen Antenne und Empfänger mit der Antennenimpedanz übereinstimmt.)

Der Vergleich lässt erkennen, dass die angestrebte IM-Verbesserung mit Hilfe der gewählten Schaltung erreicht wurde. Die andern Empfängereigenschaften werden dabei praktisch nicht beeinträchtigt. Es ist möglich, dass die Schaltung anhand der gegebenen Hinweise noch verbessert werden könnte. Es wäre zu begrüssen, wenn die Industrie in dieser Richtung weiter arbeiten würde.

Bibliographie

[1] *H. H. Freitag.* Beitrag zur Frage der Empfangsstörungen durch Interkanalmodulation in UKW-Fahrzeugfunknetzen. Nachrichtentechnische Zeitschrift 19 (1966) 10, S. 599...605.

[2] *O. W. Goes.* Ein Beitrag zum Problem der Interkanalmodulation 3. Ordnung vom Standpunkt der Planung eines Netzes ortsfester Funkstellen. Nachrichtentechnische Zeitschrift 20 (1967) 6, S. 347...351.

[3] *W. C. Babcock.* Intermodulation interference in radio systems. The Bell Systems technical journal 32 (1953) 1, S. 63...73.

[4] *E. Wey.* Die Nutz- und Störreichweite von Autotelephonsendern und ihre Auswirkung auf die Netzplanung. Techn. Mitt. PTT 47 (1969) Nr. 9, S. 386...406.

[5] PTT-Laborberichte V 31.949 und V 31.986. Untersuchung zur Verbesserung der Intermodulationsfestigkeit von Sprechfunkempfängern. Bern 1968/69.