Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 51 (1960)

Heft: 20

Artikel: Zwischenfrequenzteil einer FM-Richtstrahlanlage mit kleiner Kanalzahl

Autor: Schellenberg, A.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-917060

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: 04.02.2026

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

Deutlich ist ersichtlich, wie an der Anode und am Antennenwiderstand die Modulation rein linear und mit gleichem Modulationsgrad erfolgt und wie zwischen diesen beiden Punkten tatsächlich eine Phasenverschiebung von 90° entsteht. Wenn am Senderausgang und am Kabelende die Vektoren zum Ellipsen-Mittelpunkt zu Hilfe genommen werden, so ist ersichtlich, dass auch die Winkel zu diesen Zwischenpunkten mit der Einzelrechnung recht gut übereinstimmen. Am Kabelende liegen die Verhältnisse so, dass dort zwar eine zusätzliche Phasenmodulation eintritt, im übrigen aber der Modulationsgrad etwa unverändert ist und auch keine zusätzlichen Verzerrungen auftreten. Bedeutend höhere Verzerrungen waren jedoch am Senderausgang festzustellen, was bei der schrägen Lage der dortigen Modulations-Ellipse nicht weiter verwunderlich ist. Nochmals sei betont, dass dies keinen Widerspruch bedeutet, da an jenen Stellen sowohl die Spannung wie auch der Strom elliptisch moduliert ist, wovon allerdings im vorliegenden Experiment nur die Spannung aufgenommen wurde. Es zeigt sich jedoch, dass bei Klirrfaktor-Messungen an Sendern, die mit hochselektiven Kreisen belastet sind, äusserste Vorsicht am Platze ist.

4. Zusammenfassung

Bei Langwellensendern ist es aus wirtschaftlichen und aus Sicherheitsgründen bei Flugplatznähe nicht möglich, die Antennen so hoch zu machen, wie es für günstige Abstrahlung nötig wäre. Der Antennenkreis wird selektiv wie ein schwach gedämpfter Schwingkreis. Die bei Langwellen relativ weit abliegenden Seitenbandfrequenzen von Telephoniemodulation müssen unter Impedanzverhältnissen übertragen werden, die vollständig von jenen der Trägerwerte abweichen. Lineare und nichtlineare Verzerrungen, Phasenmodulation, Modulationsbegrenzung und wesentlich erhöhte Verlustleistungen sind die Folge davon.

Die nichtlinearen Verzerrungen und die Phasenmodulation lassen sich vermeiden durch richtigen Abgleich des Vierpols, welcher zwischen Endstufenanode und Antenne liegt. Nach welchen Grundsätzen dabei dimensioniert und eingestellt werden muss, lässt sich in einfacher Weise mit der Vierpoltheorie ableiten. Zwei einfache Kriterien für den Betrieb können angegeben werden, wovon das eine auf minimaler Impedanz bei abgetrennter Antenne und das andere auf Phasenmessung zwischen Antennenstrom und Anodenspannung beruht.

Aus den gegebenen Daten des Endkreissystems können der Frequenzgang der linearen Verzerrungen, die Modulationsbeschränkungen und die erhöhten Verluste berechnet werden. Jene lassen sich durch einen umgekehrten Frequenzgang in den kleinen Niederfrequenzstufen kompensieren, diese müssen durch Dimensionierung für grössere Leistung namentlich des Modulators beherrscht werden. Nicht zu beheben ist die Beschränkung des maximal möglichen Modulationsgrades bei höheren Modulationsfrequenzen, über welchem grössere Verzerrungen einsetzen. Bei Telephoniesendern ist die Beschränkung nicht hinderlich, indem in der Sprache die höheren Frequenzen statistisch nur mit stark abfallender Amplitude vertreten sind.

Die abgeleiteten theoretischen Zusammenhänge wurden durch Messungen mit einem 10-kW-Sender, welcher bei 200 kHz auf eine so kurze Antenne arbeitet, dass das Q des Antennenkreises auf 210 kommt, überprüft. Interessant ist dabei die Erkenntnis, dass bei verzerrungsfreier Modulation an der Röhrenanode und am Strahlungswiderstand der Antenne starke Verzerrungen zufolge elliptischer Modulation an den zwischenliegenden Punkten, wie Anfang und Ende des Antennenkabels, auftreten können. Bei Verzerrungsmessungen ist dementsprechend Vorsicht geboten.

Adresse des Autors:

Dr. Ing. *M. Dick*, Abteilungsvorstand Gross-Sender-Bau, AG Brown, Boveri & Cie., Baden (AG).

Zwischenfrequenzteil einer FM-Richtstrahlanlage mit kleiner Kanalzahl

Von *A. Schellenberg*, Zürich

621.396.43

1. Beschreibung der Anlage

Die Anlage dient zur Übertragung von 7 Telefoniekanälen über mehrere Funkfeldlängen von 60...100 km bei optischer Sicht. Die Verwendung von Sendefrequenzen am untern Ende des UHF-Bereichs ermöglicht auch Verbindungen ohne optische Sicht. Bei einer Funkfeldlänge von 40 km ist z. B. eine Überhöhung in der Mitte der Strecke von 150 m zulässig.

6 Telefoniekanäle werden in einem separaten Trägersystem (modifiziertes C-Trägersystem) in das Frequenzband 8...42 kHz umgesetzt, währenddem der Dienstkanal in Normallage übertragen wird.

Ein einziger 250-kHz-Quarz dient für die Stabilisierung der 100 Hochfrequenzkanäle von je 750 kHz Kanalabstand. Nach der Einstellung eines bestimmten Kanals mit dem Kanalwahlschalter läuft der Oszillator über den ganzen Oszillatorfrequenzbereich bis zur gewünschten Frequenz durch. Eine Zählautomatik vergleicht die Anzahl der Interferenzen zwischen Oszillatorfrequenz und Quarzoberwellen mit der eingestellten Kanalzahl, hält den Motor bei Koinzidenz an und schaltet die Frequenzstabilisierung ein. Die Verwendung der gleichen Quarzfrequenz für Sender und Empfänger sowie der ähnliche Aufbau der Stabilisierung in beiden Geräten schränkte die Zahl der möglichen Zwischenfrequenzen stark ein. Die Wahl einer Zwischenfrequenz von 42 MHz führte wegen der guten Abschirmung des Zwischenfrequenzteils auch während der Entwicklung zu keinen Störungen durch Industriegeneratoren, welche in der Nähe auf der gleichen Frequenz arbeiteten. Selektivität und Stabilität des ausgeführten ZF-Verstärkers gestatteten, auf eine zweite Umsetzung mit der dadurch bedingten erhöhten Empfindlichkeit gegenüber Interferenzen des eigenen Systems zu verzichten.

2. Geräuschanforderungen

Die Richtstrahlanlage ist für Kurzstrecken vorgesehen und hat somit nicht die CCIR-Weitverkehrsbedingungen zu

erfüllen, die für das Radiogeräusch einen Wert von 3 pW/km als stündlichen Mittelwert bzw. als Mittelwert während einer Minute für mehr als 20% der Hauptverkehrsstunde vorschreiben.

Die Planung dieser Richtstrahlanlage basiert auf einer zulässigen Radiogeräuschleistung von — 60 dbm0[1]) in den einzelnen Kanälen. Verteilt man die zulässige Geräuschleistung gleichmässig auf Wärmegeräusch und Intermodulationsgeräusch, so erhält man für das zulässige Intermodulationsgeräusch 500 pW.

Bei der weiteren Planung ist ein Vorgehen nach der von *Holbrook* und *Dixon* [8][2]) angegebenen, auf der Statistik der Sprache beruhenden Methode nicht mehr zulässig. Bei kleinen Kanalzahlen ist die mögliche Anzahl der in einen Kanal fallenden Intermodulationsprodukte so klein, dass die in einem bestimmten Kanal auftretende Störleistung nicht mehr unabhängig ist von der Verteilung der Gesamtleistung auf die einzelnen Kanäle.

Das durch die andern Kanäle verursachte Geräusch kann bei kleinen Kanalzahlen auf zweite und dritte Harmonische, sowie auf Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung zurückgeführt werden. Die weiteren Berechnungen basieren auf dem ungünstigsten Fall mit mehreren lauten Sprechern, welche je die maximale vom verwendeten Mikrophon abgegebene Leistung von + 1 dbm0 erzeugen.

Die bei Belastung von zwei Kanälen mit der maximalen Sprecherleistung entstehenden Summen- und Differenztonprodukte $p + q$, $p - q$ sind amplitudenmässig doppelt so gross wie die von den einzelnen Signalen entstehenden zweiten Harmonischen. Unter der Annahme, dass die Aktivität α eines Kanals, d. h. die Zeit während der dieser Kanal in einer Richtung besprochen wird, 1/4 beträgt, ist die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Summen- und Differenztonprodukten $\alpha' = \alpha^2 = 1/16$. Berücksichtigt man diese beiden Aussagen, so erzeugen die Summen- und Differenztonprodukte die gleiche mittlere Störleistung wie die zweite Harmonische.

Wegen der wesentlich kleinern Wahrscheinlichkeit für das gleichzeitige Auftreten von 2. und 3. Harmonischen im gleichen Kanal darf der ganze zulässige Störleistungsanteil der Harmonischen für d_2 oder d_3 in Anspruch genommen werden.

Teilt man die zulässige Intermodulationsleistung zwischen Harmonischen und Summen- oder Differenztonprodukten auf, so berechnet sich der Klirrabstand für den obersten, ungünstigsten Kanal, unter Berücksichtigung der folgenden Verbesserungsfaktoren zu:

Zulässige Störleistung für Harmonische 2. Ordnung:	— 66 dbm0
Pegel des störenden Kanals:	+ 1 dbm0
Differenz der beiden Pegel:	67 db
Verbesserung durch Pre-Emphasis:	3 db
Psophometrischer Verbesserungsfaktor:	2,5 db
Klirrabstand für 2. oder 3. Harmonische:	≧ 61,5 db

[1]) Für die international verwendeten Symbole dbm, dbm0 gelten folgende Definitionen: dbm = absoluter Leistungspegel, d.h. Leistung bezogen auf 1 mW; dbm0 = absoluter Leistungspegel, bezogen auf den Relativpegelpunkt 0. Eine in dbm0 angegebene Geräuschleistung ist zahlenmässig identisch mit dem Geräuschabstand des Messtones in db.

[2]) Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

Es empfiehlt sich, für die Klirrfaktormessung die dem Spitzenhub entsprechende Leistung von + 17 dbm0 zu verwenden und die Frequenzen für die Messung der 2. Harmonischen gleich der Hälfte der obersten Übertragungsfrequenz und für die Messung der 3. Harmonischen gleich einem Drittel der obersten Übertragungsfrequenz zu wählen.

Bei einer Änderung des Messpegels nimmt der Klirrfaktor zweiten Grades linear mit dem Pegel und der Klirrfaktor dritten Grades quadratisch mit dem Pegel zu. Einer Erhöhung der Leistung des Messpegels von + 1 dbm0 auf + 17 dbm0 entspricht daher eine Reduktion der Klirrdämpfung a_d der 2. Harmonischen um 16 db, bzw. der 3. Harmonischen um 32 db. Für einen Messpegel von + 17 dbm folgt somit:

$$a_{d2} \geqq 45{,}5 \text{ db} \quad a_{d3} \geqq 29{,}5 \text{ db}$$

3. Phasenverzerrungen im Zwischenfrequenz-Verstärker

Die Phasenverzerrungen lassen sich bei Einkanalsystemen auch bei strengen Anforderungen an die Selektivität leicht so klein halten, dass sie die Übertragungsqualität nicht wesentlich beeinflussen. Im Gegensatz dazu beschränken die Phasenbedingungen in Mikrowellen-Weitverkehrssystemen die Zahl der möglichen Gesprächskanäle pro Radiokanal.

Bei Systemen kleiner Kanalzahl sind bedeutend weniger Phasenverzerrungen zugelassen als bei Einkanalsystemen, weil die Intermodulationsprodukte in den andern Kanälen als Geräusch auftreten. Gleichzeitig sind die Anforderungen an die ZF-Selektivität schärfer als bei breitbandigen Mikrowellen-Weitverkehrssystemen. Filterkurven gleicher Steilheit wie bei Einkanalsystemen benötigen Phasenlaufzeitkompensatoren, was bei einem für robusten Betrieb entwickelten Gerät kleiner Kanalzahl nicht erwünscht ist.

Günstigere Verhältnisse bezüglich Selektivität und Phasenverzerrungen gegenüber Einzelkreisen erhält man durch die Verwendung von Bandfiltern, wobei die symmetrischen auf die Bandmitte abgestimmten Bandfilter eine wesentliche Vereinfachung des Abgleichs ergeben.

Interessiert man sich für die Phasenverzerrungen solcher Bandfilter, so ist es zweckmässig, zuerst den Zusammenhang zwischen den Ableitungen der Phasenkurve und dem durch die Phasenverzerrungen entstehenden Klirrfaktor herzuleiten.

Zusammenhang zwischen Phasenverlauf und Klirrfaktor

Eine Spannung $u_1 = \hat{U}_1 \cdot \exp j\omega_{(t)}$, deren Momentanfrequenz $\omega_{(t)}$ sich beliebig in Funktion der Zeit ändert, erzeugt am Ausgang des Verstärkers eine Spannung:

$$u_2 = u_1 \cdot \exp j\omega_{(t)}\, V(\omega_{(t)})$$

Die Übertragungsfunktion $V(\omega_{(t)})$ ist im allgemeinen Fall eine sowohl von der Eingangs-Momentanfrequenz, wie auch von deren Verlauf abhängige Funktion. Nur bei langsamer zeitlicher Änderung stimmt diese Funktion mit der Übertragungsfunktion des eingeschwungenen Vorganges überein.

Bei den üblichen FM-Übertragungssystemen ist die Modulationsfrequenz klein gegenüber der als Trägerfrequenz dienenden Zwischenfrequenz, und gleichzeitig sind die Q-Werte der Resonanzkreise durch die zulässigen Phasenverzerrungen nach oben begrenzt. Für diesen Fall der lang-

samen Frequenzänderungen darf für die Verstärkung bei einer bestimmten Frequenz der statische, aus dem eingeschwungenen Zustand bestimmte Wert eingesetzt werden.

Bei einer ausgeführten Anlage ist die Zulässigkeit dieser Annahme leicht nachzuprüfen, weil die quasistationären Verzerrungen linear mit der Modulationsfrequenz und die nichtquasistationären Verzerrungen proportional zu Potenzen der Modulationsfrequenz zunehmen [10].

Für die Frequenzabhängigkeit der Ausgangsamplitude besteht in diesem Zusammenhang kein Interesse, weil der Begrenzer so dimensioniert werden muss, dass er die im Verstärker entstehende Amplitudenmodulation eliminiert.

Legt man ein frequenzmoduliertes Signal mit einer Momentanfrequenz $\omega_e = \omega_H + \Delta\omega \sin \omega_N t$ an den Eingang des Verstärkers, so wird die Eingangsspannung:

$$u_1 = \hat{U}_1 \sin \int (\omega_H + \Delta\omega \cdot \sin \omega_N t)\, dt$$

Setzt man für die Verstärkung $V = V_{0(\omega)} \exp j\Phi_{v(\omega)}$ so folgt daraus für die Spannung nach Verstärker und Begrenzer:

$$u_2 = \hat{U}_2 \sin \left[\int (\omega_H + \Delta\omega \sin \omega_N t)\, dt + \Phi_{v(\omega)}\right]$$

Durch Differentiation kann die Ausgangsmomentanfrequenz bestimmt werden:

$$\omega_a = \omega_H + \Delta\omega \sin \omega_N t + \frac{d\Phi_{v(\omega)}}{dt}$$

Stellt man den Phasengang durch eine Taylorreihe dar, so folgt daraus für Φ_v und $\frac{d\Phi_v}{d\omega}$:

$$\Phi_{v(\omega)} = \Phi_{v(\omega_H)} + \sum_{n=1}^{\infty} b_n (\omega - \omega_H)^n$$

wobei

$$b_n = \frac{1}{n!} \left[\frac{d^n \Phi_v}{d\omega^n}\right]_{\omega = \omega_H}$$

$$\frac{d\Phi_v}{dt} = \sum_{n=1}^{\infty} n\, b_n (\omega - \omega_H)^{n-1} \frac{d}{dt}(\omega - \omega_H)$$

Setzt man für ω die Eingangsmomentanfrequenz

$$\omega_e = \omega_H + \Delta\omega \sin \omega_N t$$

ein, so folgt:

$$(\omega - \omega_H) = \Delta\omega \sin \omega_N t$$

$$(\omega - \omega_H)^n = (\Delta\omega)^n \sin^n \omega_N t$$

$$\frac{d}{dt}(\omega - \omega_H) = \Delta\omega\, \omega_N \cos \omega_N t$$

$$\begin{aligned}
\frac{d\Phi_v}{dt} &= \\
&= b_1 \Delta\omega\, \omega_N \cos \omega_N t + 2b_2 (\Delta\omega)^2 \omega_N \sin \omega_N t \cos \omega_N t + \\
&\quad + 3b_3 (\Delta\omega)^3 \omega_N \sin^2 \omega_N t \cos \omega_N t + \\
&\quad + 4b_4 (\Delta\omega)^4 \omega_N \sin^3 \omega_N t \cos \omega_N t + \ldots = \\
&= \left(b_1 \Delta\omega\, \omega_N + \frac{3}{4} b_3 (\Delta\omega)^3 \omega_N + \ldots\right) \cos \omega_N t + \\
&\quad + (b_2 (\Delta\omega)^2 \omega_N + b_4 (\Delta\omega)^4 \omega_N + \ldots) \sin 2\omega_N t + \\
&\quad + \left(-\frac{3}{4} b_3 (\Delta\omega)^3 \omega_N + \ldots\right) \cos 3\omega_N t + \\
&\quad + \left(-\frac{1}{2} b_4 (\Delta\omega)^4 \omega_N + \ldots\right) \sin 4\omega_N t + \ldots
\end{aligned}$$

Für die Ausgangsmomentanfrequenz

$$\omega_a = \omega_H + \Delta\omega \cdot \sin \omega_N t + \frac{d\Phi_v}{dt}$$

erhält man:

$$\begin{aligned}
\omega_a &= \omega_H + \Delta\omega \cdot \sin \omega_N t + \\
&\quad + \left(b_1 \Delta\omega\, \omega_N + \frac{3}{4} b_3 (\Delta\omega)^3 \omega_N + \ldots\right) \cos \omega_N t + \\
&\quad + (b_2 (\Delta\omega)^2 \omega_N + b_4 (\Delta\omega)^4 \omega_N + \ldots) \sin 2\omega_N t + \\
&\quad + \left(-\frac{3}{4} b_3 (\Delta\omega)^3 \omega_N + \ldots\right) \cos 3\omega_N t + \\
&\quad + \left(-\frac{1}{2} b_4 (\Delta\omega)^4 \omega_N + \ldots\right) \sin 4\omega_N t
\end{aligned}$$

Berücksichtigt man die für einen idealen Diskriminator geltende Beziehung $U = c(\omega - \omega_H)$, so folgt für die Amplituden der Grundwelle und der verschiedenen Harmonischen:

$$\begin{aligned}
{}^1U &= c\left[(\Delta\omega)^2 + (b_1 \Delta\omega\, \omega_N + \right. \\
&\qquad \left. + \frac{3}{4} b_3 (\Delta\omega)^3 \omega_N + \ldots)^2\right]^{1/2} \approx c \cdot \Delta\omega \\
{}^2U &= c\,[b_2 (\Delta\omega)^2 \omega_N + b_4 (\Delta\omega)^4 \omega_N + \ldots] \\
{}^3U &= c\left[-\frac{3}{4} b_3 (\Delta\omega)^3 \omega_N + \ldots\right] \\
{}^4U &= c\left[-\frac{1}{2} b_4 (\Delta\omega)^4 \omega_N + \ldots\right]
\end{aligned}$$

Für den interessierenden Fall kleiner Klirrfaktoren gilt:

$$d_2 = \frac{|{}^1U|}{[({}^1U)^2 + ({}^2U)^2 \ldots]^{1/2}} \approx \frac{|{}^2U|}{|{}^1U|} \approx |b_2| \cdot \Delta\omega \cdot \omega_N$$

$$d_3 = \frac{|{}^3U|}{[({}^1U)^2 + ({}^2U)^2 \ldots]^{1/2}} \approx \frac{|{}^3U|}{|{}^1U|} \approx \frac{3}{4} \cdot |b_3| \cdot (\Delta\omega)^2 \cdot \omega_N$$

$$d_4 = \frac{|{}^4U|}{[({}^1U)^2 + ({}^2U)^2 \ldots]^{1/2}} \approx \frac{|{}^4U|}{|{}^1U|} \approx \frac{1}{2} \cdot |b_4| \cdot (\Delta\omega)^3 \cdot \omega_N$$

Ableitungen der Phasenkurve von HF-Bandfiltern

Zur Bestimmung des Klirrfaktors *n*ten Grades muss man die *n*te Ableitung der Phasenkurve kennen. Es genügt nun leider nicht, die Phasenverzerrungen nur für die Bandmitte zu berechnen, weil man immer mit gewissen Verstimmungen der Kreise und auch der Zwischenfrequenz gegenüber der Bandmitte rechnen muss. Dass eine Untersuchung über einen gewissen Verstimmungsbereich notwendig ist, beweist unter anderem die Tatsache, dass die Phasenverzerrungen zweiten Grades in der Bandmitte zwar theoretisch verschwinden, bei gemessenen Systemen jedoch meistens grösser als die Verzerrungen 3. Grades sind.

Die direkte Berechnung der Ableitungen der Phasenkurve aus der Übertragungsfunktion führt bereits bei der zweiten Ableitung zu komplizierten Formeln, deren Auswertung für verschiedene Koppelkoeffizienten einen ausserordentlich grossen Arbeitsaufwand bedingt. Es soll deshalb die von *Hupert* [9; 11] angegebene Methode benützt werden, welche auf dem Beitrag der einzelnen Pole der Übertragungsfunktion zu den Ableitungen der Phasenkurve basiert.

Für ein zweikreisiges Bandfilter gemäss Fig. 1 erhält man nach *Feldtkeller* [4], unter Verwendung folgender Abkürzungen:

$$F = \frac{d_1 d_2}{\left(\frac{d_1 + d_2}{2}\right)^2} (1 + K^2)$$

$$K = k\sqrt{Q_1 Q_2}$$

$$d_1 = \frac{G_1}{\omega C_1} = \frac{1}{Q_1}$$

$$d_2 = \frac{G_2}{\omega C_2} = \frac{1}{Q_2}$$

$$\Omega = 2Q\frac{f-f_0}{f_0} = 2Q\frac{\omega-\omega_0}{\omega_0}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}$$

$$V_{(\omega)} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{S}{\mathrm{j}\sqrt{G_1 G_2}} \cdot \frac{K}{1+K^2} \cdot \frac{F}{F+2\mathrm{j}\Omega-\Omega^2} = \frac{C}{F+2\mathrm{j}\Omega-\Omega^2}$$

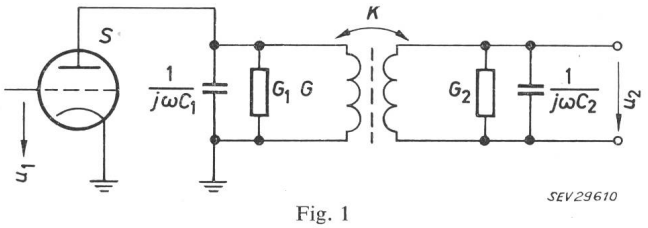

Fig. 1
Zweikreisiges Bandfilter

C_1, C_2 Kreiskapazitäten; G_1, G_2 Kreisdämpfungen; $K = kQ$ normierte Kopplung; u_1 Eingangsspannung; u_2 Ausgangsspannung; S Röhrensteilheit

Zur Bestimmung der Pole der Übertragungsfunktion werden $\mathrm{j}\Omega$ durch p ersetzt und die Nullstellen des Nenners für die Variable p bestimmt:

$$F + 2p + p^2 = 0$$

$$p_{1,2} = -1 \pm \mathrm{j}\sqrt{F-1}$$

Für den Fall symmetrischer Bandfilter ($Q_1 = Q_2 = Q$) wird $F = 1 + K^2 = 1 + (kQ)^2$; daraus folgt für die beiden Pole der Übertragungsfunktion:

$$p_{1,2} = -1 \pm \mathrm{j}K = -1 \pm \mathrm{j}kQ$$

Die Übertragungsfunktion ist somit durch folgenden Ausdruck gegeben:

$$V_{(\omega)} = \frac{C}{[p-(-1+\mathrm{j}kQ)][p-(-1-\mathrm{j}kQ)]}$$

$$p = \mathrm{j}\Omega$$

In den weiteren Berechnungen soll ausschliesslich dieser Spezialfall untersucht werden. Die Angaben über Verzerrung gelten jedoch auch für unsymmetrische Bandfilter, wenn der Ausdruck kQ durch $\sqrt{F-1}$ ersetzt wird.

Die Koeffizienten $b_1 \ldots b_n$ in den Formeln für die Klirrfaktoren sind Ableitungen der Phase nach der allgemeinen Variabeln ω. Für die Berechnung der Klirrfaktoren ist es vorteilhafter, anstelle der allgemeinen Kreisfrequenz ω die normierte Frequenz Ω entsprechend der Definition von *Feldtkeller* [4] zu verwenden, was eine Transformation der Differentialquotienten des Phasenverlaufs bedingt.

$$b_n = \frac{1}{n!} \cdot \frac{d^n\Phi_v}{\mathrm{d}\omega^n} = \frac{1}{n!} \cdot \frac{\mathrm{d}^n\Phi_v}{\mathrm{d}(\omega-\omega_0)^n}$$

(Verschiebung des Koordinatensystems)

Aus der Definition von Ω:

$$\Omega = 2Q\left(\frac{\omega-\omega_0}{\omega_0}\right)$$

erhält man für

$$(\omega-\omega_0) = \Omega\left(\frac{\omega_0}{2Q}\right)$$

Substituiert man $(\omega-\omega_0)$ durch den normierten Ausdruck $\Omega\left(\frac{\omega_0}{2Q}\right)$ so folgt:

$$b_n = \frac{1}{n!} \cdot \frac{d^n\Phi_v}{\mathrm{d}\left(\Omega\frac{\omega_0}{2Q}\right)} = \frac{1}{n!}\left(\frac{2Q}{\omega_0}\right)^n \cdot \frac{\mathrm{d}^n\Phi_v}{\mathrm{d}\Omega^n}$$

$$b_2 = \frac{1}{2}\left(\frac{2Q}{\omega_0}\right)^2 \cdot \frac{\mathrm{d}^2\Phi_v}{\mathrm{d}\Omega^2}$$

$$b_3 = \frac{1}{6}\left(\frac{2Q}{\omega_0}\right)^3 \cdot \frac{\mathrm{d}^3\Phi_v}{\mathrm{d}\Omega^3}$$

Daraus lassen sich nun die Klirrfaktoren in Funktion der normierten Frequenz bestimmen:

$$d_2 = m \cdot \Delta\omega \cdot \omega_N \cdot 2\frac{Q^2}{\omega_0^2} \cdot \frac{\mathrm{d}^2\Phi_v}{\mathrm{d}\Omega^2} = 2m\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\omega_N}{\omega_0} Q^2 \frac{\mathrm{d}^2\Phi_v}{\mathrm{d}\Omega^2}$$

$$d_3 = m \cdot \frac{3}{4}(\Delta\omega)^2\,\omega_N \frac{8}{6} \cdot \frac{Q^3}{\omega_0^3} \cdot \frac{d^3\Phi_v}{\mathrm{d}\Omega^3} = m\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 \cdot \frac{\omega_N}{\omega_0} Q^3 \frac{\mathrm{d}^3\Phi_v}{\mathrm{d}\Omega^3}$$

m Anzahl der Bandfilter

Die Bestimmung der normierten Ableitungen erfolgt durch Summierung der Anteile jedes einzelnen Poles, wie dies im Folgenden gezeigt wird:

$$\Phi_v = \arg\frac{C}{[p-(-1+\mathrm{j}kQ)][p-(-1-\mathrm{j}kQ)]} =$$

$$= -\arg[p-(-1+\mathrm{j}kQ)] - \arg[p-(-1-\mathrm{j}kQ)]$$

$$\frac{\mathrm{d}^n\Phi_v}{\mathrm{d}\Omega^n} = \frac{\mathrm{d}^n}{\mathrm{d}Q^n} \cdot \arg\frac{C}{[p-(-1+\mathrm{j}kQ)]\cdot[p-(-1-\mathrm{j}kQ)]} =$$

$$= -\frac{\mathrm{d}^n}{\mathrm{d}\Omega^n} \cdot \arg[\mathrm{j}\Omega-(-1+\mathrm{j}kQ)] -$$

$$-\frac{\mathrm{d}^n}{\mathrm{d}\Omega^n} \cdot \arg[\mathrm{j}\Omega-(-1-\mathrm{j}kQ)] =$$

$$= -\frac{\mathrm{d}^n}{\mathrm{d}\Omega^n} \cdot \mathrm{arctg}\,(\Omega-kQ) - \frac{\mathrm{d}^n}{\mathrm{d}\Omega^n} \cdot \mathrm{arctg}\,(\Omega+kQ)$$

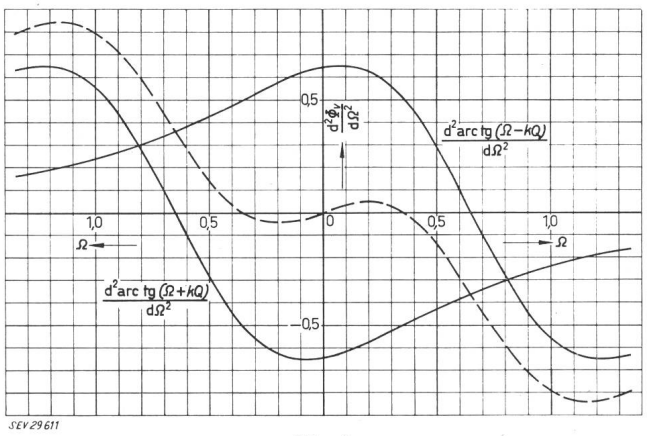

Fig. 2
Bestimmung der Phasenverzerrungen 2. Ordnung für $kQ = 0{,}65$

$$\Omega = 2Q\frac{f-f_0}{f_0}$$

Die beiden Summanden unterscheiden sich voneinander lediglich durch eine Verschiebung des Koordinatensystems. Eine graphische Addition der beiden Funktionen ist sehr einfach durchzuführen. In Fig. 2 wird für $kQ = 0{,}65$ die Bestimmung der 2. Ableitung des Phasenverlaufs nach der normierten Frequenz gezeigt. Der Verlauf der 2. und 3. Ableitung des Phasenverlaufs ist in Fig. 3 und 4 dargestellt. Um die Berechnung der Klirrdämpfung zu vereinfachen, zeigen Fig. 5 und 6 die gleichen Kurven in logarithmischer Darstellung.

Die Klirrdämpfungen zweiten und dritten Grades berechnen sich, unter Benützung dieser beiden Kurvenscharen wie folgt:

$$a_{d2} = 20 \log \frac{1}{2m} \cdot \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_N} - 40 \log Q - 20 \log \left| \frac{d^2 \Phi_v}{d\Omega^2} \right|_{\omega=\omega_H}$$

$$a_{d3} = 20 \log \frac{1}{m} \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\right)^2 \cdot \frac{\omega_0}{\omega_N} - 60 \log Q - 20 \log \left| \frac{d^3 \Phi_v}{d\Omega^3} \right|_{\omega=\omega_H}$$

m Zahl der Bandfilter
ω_0 Bandmitte
ω_N Modulationsfrequenz
$\Delta\omega$ $2\pi \cdot \Delta f$
Δf Frequenzhub
Q Kreisgüte

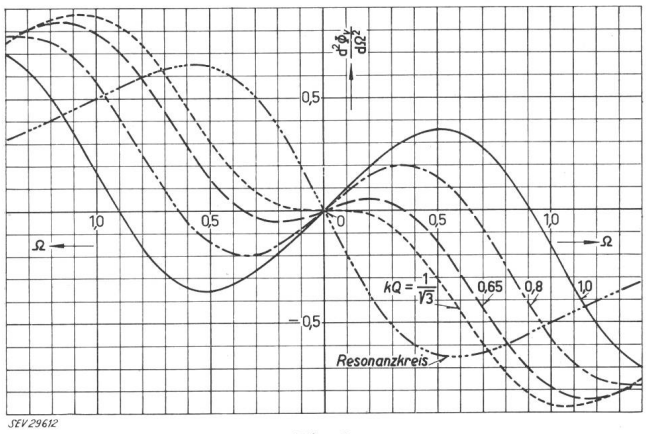

Fig. 3
Verlauf der 2. Ableitung der Phasenkurve in Abhängigkeit von der Frequenz

$$\Omega = 2Q \frac{f - f_0}{f_0}$$

Bandfilter mit verschiedenen kQ-Werten, verglichen mit einfachem Resonanzkreis

Für $kQ = 1/\sqrt{3} = 0{,}577$ verschwinden in der Bandmitte, d. h. für $\Omega = 0$ ($\omega = \omega_0$) die Klirrfaktoren zweiten und dritten Grades. In verschiedenen Übertragungssystemen kleiner Kanalzahl [10] wurden die Bandfilter entsprechend dieser Beziehung dimensioniert. Die in der praktischen Ausführung möglichen Abweichungen von diesem Optimum, verursacht durch Kreisverstimmungen bei Röhrenwechsel, Abweichung der Lokaloszillatorfrequenz usw. sind meistens so gross, dass diese Dimensionierung nicht unbedingt die günstigste Lösung darstellt.

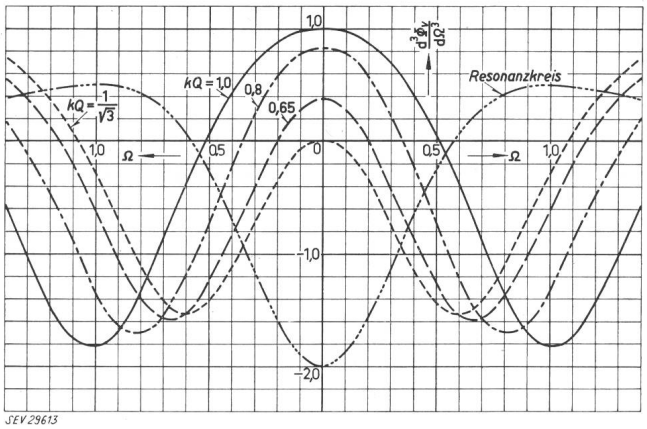

Fig. 4
Verlauf der 3. Ableitung der Phasenkurve in Abhängigkeit von der Frequenz

$$\Omega = 2Q \frac{f - f_0}{f_0}$$

Bandfilter mit verschiedenen kQ-Werten, verglichen mit einfachem Resonanzkreis

In Übertragungssystemen mit kleinem relativem Hub und scharfen Intermodulationsbedingungen überwiegen die Phasenverzerrungen 2. Grades. Für solche Systeme wäre es falsch, dem Verschwinden der Phasenverzerrungen 3. Grades in der Bandmitte eine grosse Bedeutung beizumessen. Wesentlicher ist es, die Phasenverzerrungen 2. Grades für relativ grosse Verstimmungen gegenüber der Bandmitte innerhalb der zulässigen Werte zu halten. In diesem Fall ist ein Koppelkoeffizient kQ in der Grössenordnung von 0,65 dem theoretischen Optimalwert von 0,577 vorzuziehen.

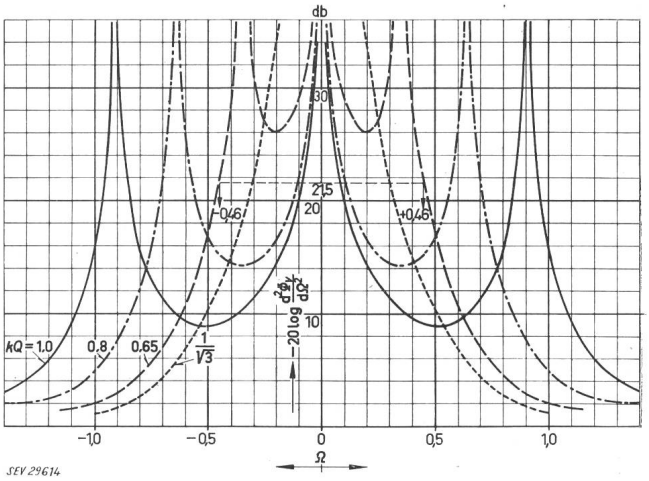

Fig. 5
Verlauf der Phasenverzerrungen 2. Ordnung in Abhängigkeit von der Frequenz

$$\Omega = 2Q \frac{f - f_0}{f_0}$$

Daten des ausgeführten Verstärkers

Auf Grund dieser Untersuchungen wurden für das ausgeführte Gerät folgende Daten gewählt:

$$kQ = 0{,}65 \qquad \frac{\omega_0}{2\pi} = f_0 = 42 \text{ MHz}$$

$$Q = 30 \qquad \frac{\Delta\omega}{2\pi} = \Delta f = 150 \text{ kHz (Spitzenhub)}$$
$$m = 7$$

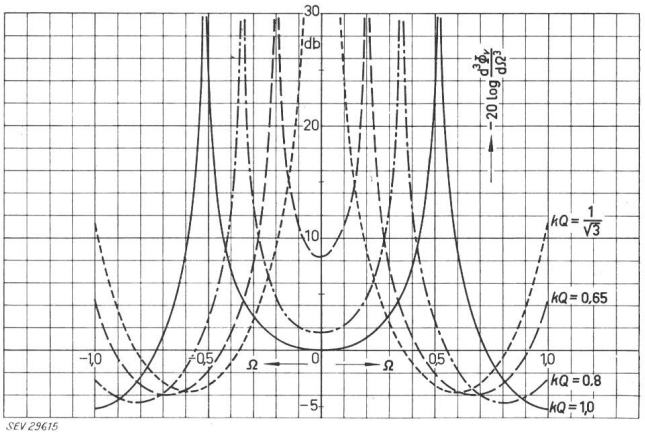

Fig. 6
Verlauf der Phasenverzerrungen 3. Ordnung in Abhängigkeit von der Frequenz

$$\Omega = 2Q \frac{f - f_0}{f_0}$$

Beträgt die höchste Trägerfrequenz 42 kHz, so muss die Messfrequenz für die Bestimmung der Klirrfaktoren 2. Grades bei 21 kHz gewählt werden.

Nimmt man spannungsmässige Addition der Verzerrungen von Sender und Empfänger an, was dem ungünstigsten Fall entspricht, und berücksichtigt man, dass sich Amplituden- und Phasenverzerrungen wegen ihrer Phasenverschiebung quadratisch addieren, so folgt bei Aufteilung der Verzerrungen zu gleichen Teilen (siehe Abschnitt 2):

Zulässige Phasenverzerrungen des ZF-Verstärkers:

$$a_{d2} \geqq 54{,}5 \text{ db}$$
$$a_{d3} \geqq 38{,}5 \text{ db}$$

Daraus erhält man den von der Verstimmung abhängigen Anteil der Klirrdämpfung a_{d2}:

$$-20 \log \frac{d^2 \Phi_v}{d\Omega^2} \geqq 21{,}5 \text{ db}$$

Ein Bandfilter mit $kQ = 0{,}65$ erfüllt diese Bedingung bis zu einer Verschiebung zwischen Zwischenfrequenz ω_H und Bandmitte ω_0 um $\Omega = 2Q \frac{\omega_H - \omega_0}{\omega_0} = 0{,}46$, d. h. um 320 kHz.

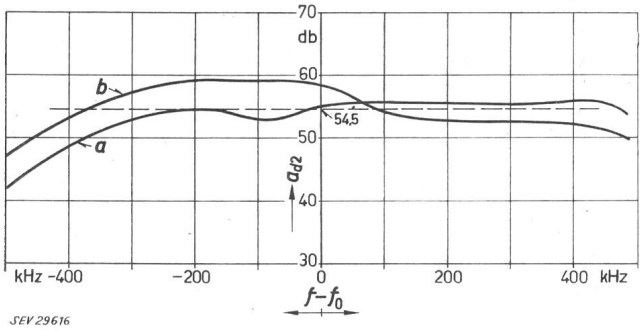

Fig. 7

Klirrdämpfung 2. Ordnung (a_{d2}), verursacht durch Modulator,[1] Diskriminator und *ZF*-Verstärker

$f_0 = 42$ MHz

a ohne Verstärker; *b* mit *ZF*-Verstärker

(Messpegel = Spitzenhub)

In Fig. 7 sind die mit und ohne Zwischenfrequenzverstärker gemessenen Werte der Klirrdämpfung für ein aus Modulator und Diskriminator bestehendes System angegeben.

4. Begrenzer und Diskriminator

Bei der Berechnung der Phasenverzerrungen wurde eine ideale Begrenzung vorausgesetzt. Trifft diese Bedingung nicht zu, so sind wesentlich höhere Verzerrungen zu erwarten. Massgebend für die Wirkung des Begrenzers ist nicht in erster Linie die statische Kennlinie, sondern sein Verhalten auf ein amplitudenmoduliertes Signal. Der Verlauf der AM-Unterdrückung in Abhängigkeit vom Eingangssignal ist in Fig. 8 angegeben.

Die bei Einkanalsystemen verwendeten Phasendiskriminatoren eignen sich wegen ihrer kleinen Bandbreite und wegen der relativ hohen Verzerrungen nur sehr schlecht für Mehrkanalsysteme. Umgekehrt sind die in Radioweitverkehrssystemen verwendeten Zweikreisdiskriminatoren mit Flankenmodulation ohne weiteres auch für Systeme kleiner Kanalzahl verwendbar.

Grosse Klirrabstände für die statischen und die dynamischen Verzerrungen lassen sich leicht erreichen, sofern die Kreisgüten der Diskriminatorkreise wesentlich kleiner als diejenigen der ZF-Kreise gewählt werden. Die so erzielte Breitbandigkeit ist auch zur Elimination von Fremdsignalen unbedingt notwendig. Es lässt sich leicht zeigen, dass bei ungenügender Diskriminator-Bandbreite NF-Intermodulationsprodukte zwischen dem Nutzsignal und einem nahe bei dem Nutzsignal liegenden Fremdsignal auftreten.

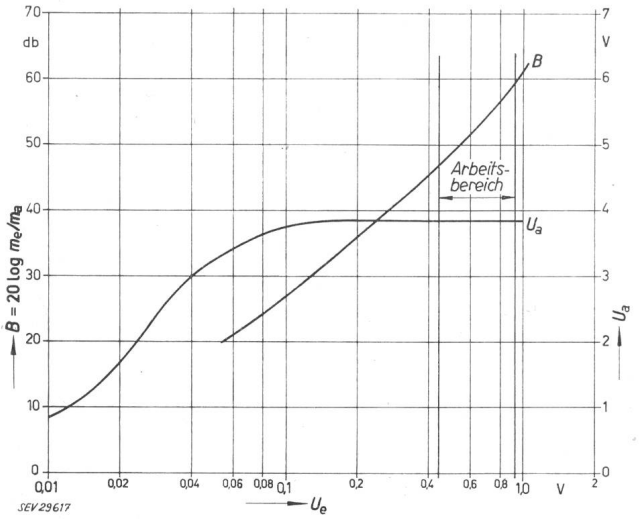

Fig. 8

***AM*-Unterdrückung des Begrenzers in Abhängigkeit vom Eingangssignal**

m_e, U_e *AM*-Modulationsindex und Spannung am Begrenzereingang (an 50 Ω); m_a, U_a *AM*-Modulationsindex und Spannung am Begrenzerausgang; *B* Begrenzung

Arbeitsbereich: Durch den Einfluss der automatischen Verstärkungsregelung liegt das Eingangssignal stets innerhalb dieses Bereiches

Aus Platzgründen wird die Behandlung der durch den Diskriminator verursachten Amplitudenverzerrungen hier weggelassen. In Fig. 7 sind Messwerte angegeben, welche eine Beurteilung der Linearität vom Diskriminator zusammen mit dem Modulator gestatten.

5. Stabilität des Zwischenfrequenzverstärkers

Bei dem in dieser Richtstrahlanlage verwendeten, relativ schmalbandigen Zwischenfrequenzverstärker muss die

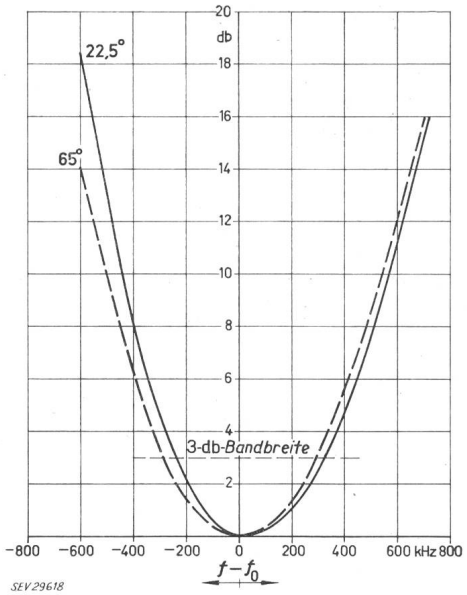

Fig. 9

Änderung der *ZF*-Durchlasskurve in Abhängigkeit von der Temperatur

$f_0 = 42$ MHz

Veränderung der Durchlasskurve durch Temperatur, Regelspannung und Röhrenwechsel sehr sorgfältig untersucht werden. Durch Verwendung von Kondensatoren mit verschiedenen Temperaturkoeffizienten gelingt es, den Temperatureinfluss klein zu halten. Die Änderung der Eingangs-

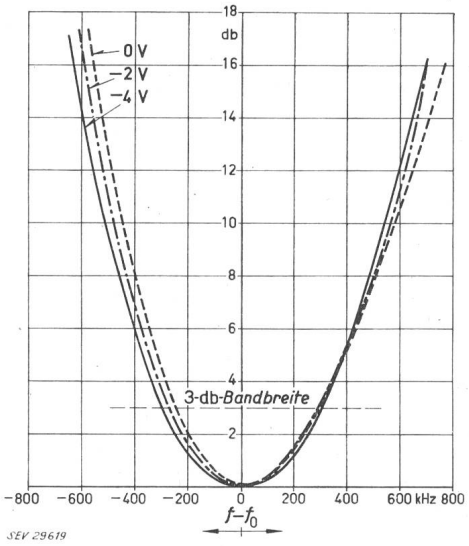

Fig. 10

Änderung der *ZF*-Durchlasskurve in Abhängigkeit von der Regelspannung

$f_0 = 42$ MHz

kapazität in Funktion der Regelspannung ist besonders bei der Verwendung mehrerer geregelter Röhren gross und muss durch eine Gegenkopplung mit unüberbrückten Kathodenwiderständen verkleinert werden. Die Abhängigkeit der Durchlasskurve von der Temperatur ist in Fig. 9 und von der Regelspannung in Fig. 10 dargestellt.

6. Intermodulation des ganzen Systems

Die Messung der Intermodulationsfaktoren anstelle der Klirrfaktoren hat den Vorteil, dass die Oberwellen des verwendeten Generators das Resultat nicht fälschen. Wählt man den Pegel der einzelnen Signale so, dass sie je halben Spitzenhub ergeben, und bezieht den Intermodulationsfaktor auf eines der beiden Signale, so erhält man bei zwei nahe beieinanderliegenden Frequenzen den gleichen Wert für den Summentonfaktor wie für den Klirrfaktor eines Signales mit Spitzenhub.

Fig. 11 enthält die gemessenen Intermodulationsdämpfungen in Abhängigkeit von der Verstimmung des Empfängers gegenüber dem Sender. Eine Messung der Verzerrungen in Abhängigkeit von der Verstimmung hat gegenüber der Messung bei einer Frequenz den Vorteil, dass zufällige Kompensationen zwischen Sender und Empfänger kein falsches Bild vortäuschen.

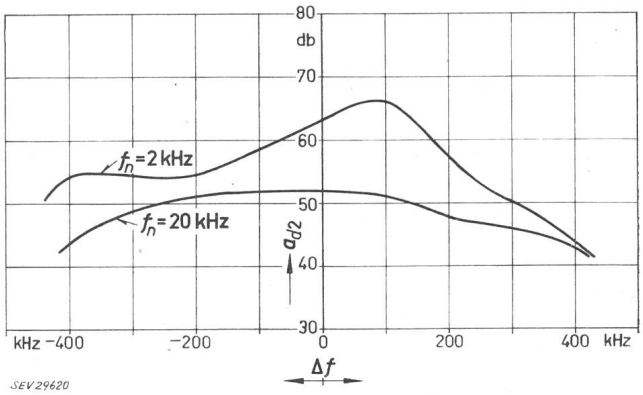

Fig. 11

Klirrdämpfung 2. Ordnung a_{d2} für eine aus Sender und Empfänger bestehende Übertragungsstrecke in Abhängigkeit von der Verstimmung des Senders gegenüber der Empfangs-Sollfrequenz

(Messpegel = Spitzenhub, siehe Abschnitt 2)

Literatur

[1] *Kettel, E.:* Die nichtlinearen Verzerrungen bei Frequenzmodulation. Telefunken-Ztg. Bd. 23(1950), Nr. 89, S. 167...174.

[2] *Kettel, E.:* Das nichtlineare Übersprechen in Mehrkanalsystemen bei der Übertragung über UKW-FM-Strecken im Vergleich zu den Forderungen bei Kabelstrecken. Telefunken-Ztg. Bd. 24(1951), Nr. 92, S. 163...168.

[3] *Barkow, P.:* Über Linearitätsgrenzen von Diskriminatorschaltungen, insbesondere bei Breitband-Richtverbindungssystemen mit FM. Fernmeldetechn. Z. [FTZ] Bd. 5(1952), Nr. 2, S. 67...78.

[4] *Feldtkeller, R.:* Einführung in die Theorie der Hochfrequenz-Bandfilter. 4. Aufl. der Rundfunk-Siebschaltungen. Stuttgart: Hirzel 1953.

[5] *Bosse, G.:* Die Anforderungen an die Linearität bei Vielkanal-Richtfunksystemen mit Frequenzmodulation. Fernmeldetechn. Z. [FTZ] Bd. 7(1954), Nr. 12, S. 678...682.

[6] *Marko, H.:* Die Berechnung der Klirrfaktoren und des Klirrgeräusches für die verschiedenen Verzerrungsarten bei Vielkanal-Richtfunksystemen mit Frequenzmodulation. SEL-Nachr. Bd. 6(1958), Nr. 2, S. 101...108.

[7] *Wigdorovits, I.:* Das Nebensprechproblem bei frequenzmodulierten Richtstrahlgeräten kleiner Kanalzahl. Brown Boveri Mitt. Bd. 43(1956), Nr. 9, S. 384...393.

[8] *Holbrook, B. D.* und *J. T. Dixon:* Load Rating Theory for Multi-Channel Amplifiers. Bell Syst. techn. J. Bd. 18(1939), Nr. 4, S. 624...644.

[9] *Hupert, J. J.:* A Method of Evaluation of the Quasistationary Distortion of FM Signals in Tuned Interstages. Proc. Nat. Electronic Conf. Bd. 8(1952), S. 445...461.

[10] *Hupert, J. J.:* Instantaneous Frequency. Proc. IRE Bd. 41(1953), Nr. 9, S. 1188.

[11] *Hupert, J. J.:* Normalized Phase and Gain Derivatives as an Aid in Evaluation of FM Distortion. Proc. IRE Bd. 42(1954), Nr. 2, S. 438...446.

[12] *Nordahl, J. G.:* A New Ultrahigh-Frequency Multichannel Military Radio Relay System. Trans. AIEE Bd. 73(1954), Part I = Commun. and Electronics, Nr. 15, S. 526...531.

Adresse des Autors:

A. Schellenberg, Dipl. El. Ing. ETH, Standard Telephon und Radio AG, Seestrasse 395, Zürich 2/38.