

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

Band: 51 (1973)

Heft: 9

Artikel: Impulsstörungen in Sprechfunkempfängern für Phasenmodulation

Autor: König, Peter

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-875306>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. 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. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

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. [Voir Informations légales.](#)

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. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 17.11.2024

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

Zusammenfassung. Im 1. Teil werden Formeln zur Berechnung der Impulsstörabstände für Nutzsignale beliebiger Grösse, Modulation und Verstimmung des Trägers von der Bandmitte hergeleitet. Ein Vergleich mit den an einer Versuchsschaltung gewonnenen Messergebnissen zeigt, dass diese Näherungslösungen das Impulsverhalten der Empfänger mit für die Praxis genügender Genauigkeit wiedergeben. Sie bilden die Grundlage für die im 2. Teil wiedergegebene Diskussion über mögliche Geräteverbesserungen.

Perturbations impulsives dans les récepteurs de radiocommunication à modulation de phase

Résumé. Dans la 1^{re} partie, on établit les formules nécessaires pour calculer les rapports signal sur bruit dans le cas de bruits impulsifs lorsque l'amplitude du signal utile, la modulation et le décalage de la porteuse par rapport au milieu de la bande passante ont des valeurs connues quelconques. Des résultats de mesures effectuées sur un montage d'essai montrent que les expressions trouvées représentent le comportement des récepteurs vis-à-vis des perturbations impulsives d'une manière suffisamment exacte pour les besoins pratiques. Ces formules forment la base de la discussion présentée dans la seconde partie, relative aux améliorations possibles des récepteurs.

Perturbazioni impulsive nei ricevitori radiotelefonici a modulazione di fase

Riassunto. Nella prima parte vengono elaborate le formule necessarie per calcolare gli intervalli delle perturbazioni impulsive in rapporto ai segnali utili di qualsiasi grandezza, alla modulazione e alla discordanza della portante al centro della banda. Dai risultati delle misurazioni, come si possono rilevare dai circuiti sperimentali, si può dedurre che le soluzioni approssimative riproducono con sufficiente esattezza per la pratica il comportamento degli impulsi dei ricevitori. Le citate formule servono da base per discutere nella seconda parte i possibili miglioramenti dei ricevitori.

I Berechnungsgrundlagen

1. Einleitung

Die drahtlose Fahrzeugtelefonie wird im Vergleich zu andern Funkdiensten (Richtstrahltelefonie, Radio, Fernsehen) durch Impulsstörungen stärker beeinträchtigt. Der Hauptgrund hierfür ist in den extrem hohen Störpegeln auf den Strassen und in der Schmalbandigkeit der Geräte zu suchen. Die Störungen können, vor allem in verkehrsreichen Gebieten, die Sprachverständlichkeit reduzieren [1].

Eine der möglichen Gegenmassnahmen besteht in der Herabsetzung der Empfängerstörepfindlichkeit. Entsprechende Versuche wurden in der Abteilung Forschung und Entwicklung bereits vor Jahren durchgeführt [2]. Man fand damals, dass durch Erhöhen der Filterstabilität, Verkürzen der Begrenzerzeitkonstanten und Symmetrieren der Diskriminatoren eine Störverminderung erreicht werden kann. Die technologische Entwicklung kam seither diesen Bestrebungen entgegen, indem durch die Einführung von Quarzfiltern und Transistoren die erwähnten Verbesserungsmöglichkeiten heute im Gerätebau grösstenteils berücksichtigt sind.

In Amerika wurden zwei weitere Verfahren zur Unterdrückung der Impulsstörung untersucht. Beim ersten wird dies durch Sperren des HF-, ZF- oder NF-Verstärkers während der Dauer der Störimpulse erreicht, wobei die Steuerung dieses Vorganges durch den Impuls selbst ausgelöst wird [4, 5]. Diese Lösung hat sich aber wegen des verhältnismässig grossen Schaltungsaufwandes und der Gefahr des unerwünschten Ansprechens auf sinusförmige Fremdsignale in den gebräuchlichen Mobilempfängern nicht durchgesetzt. Bei der zweiten Methode wird die Summe von Nutz- und Störsignal durch zwei separate HF-Verstärker etwas unterschiedlicher Bandbreite und Verstärkung geführt und die Ausgangssignale subtrahiert. Dadurch lässt

sich, wie in [6] gezeigt wird, eine Störabstandsverbesserung erreichen. Einer praktischen Ausnutzung dieses Verfahrens steht wieder der grosse zusätzliche Schaltungsaufwand und die strengen Stabilitätsbedingungen im Wege.

In den letzten Jahren trat die Impulsstörung vermehrt unangenehm in Erscheinung. Die Hauptursachen dafür sind die starke Zunahme des Strassenverkehrs und die Verringerung des Kanalabstandes von 50 auf 25 kHz. Besonders im Blick auf den Bau eines schweizerischen Autotelephonnetzes hat man daher beschlossen, die Probleme nochmals zu überdenken. Das Hauptziel wurde dabei auf die Bestimmung der theoretisch und praktisch erreichbaren Grenzen der Störfestigkeit gelegt. Allfällige Verbesserungsmöglichkeiten sollten sich auf die günstige Dimensionierung der Empfängerstufen beschränken und keine nachteiligen Folgen auf die übrigen Empfangseigenschaften haben.

Die Ergebnisse dieser Untersuchung wurden in zwei Teilen abgefasst. Im 1. Teil werden die Impulsvorgänge im Empfänger beschrieben und rechnerisch erfasst. Mit Hilfe dieser Unterlagen wird im 2. Teil die Schaltungsdimensionierung gesucht, bei der die Störung minimal wird.

Bevor man sich dem Studium der Vorgänge im Empfänger zuwenden kann, hat man sich Klarheit zu verschaffen über die Eigenschaften des die Störung verursachenden Impulssignals. Ferner ist für eine richtige Beurteilung der Störwirkung am Empfängerausgang die Kenntnis der Beziehungen zwischen ihrer Form, der Messanzeige und dem Störepfinden nötig. Diese Unterlagen sind, kurz zusammengefasst, im Abschnitt 6 wiedergegeben.

2. Berechnung der Störung am Empfängerausgang bei idealem Phasendiskriminator

Für die Berechnung kann man von einem Empfängerblockschema gemäss *Figur 1* ausgehen.

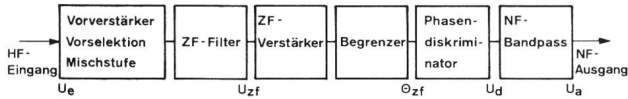


Fig. 1
Empfänger-Blockschema

Die erste Stufe stellt die Wirkung des Vorverstärkers, der Vorselektion und der Mischung als linearer Breitbandverstärker dar. Die Vorselektion kann zum Studium der Impulsvorgänge vernachlässigt werden, da die Trennschärfe durch den nachfolgenden schmalen ZF-Bandpass bestimmt wird. Der ZF-Verstärker wird als linear und breitbandiger als das ZF-Filter angenommen. In der vierten Stufe soll eine ideale Amplitudenbegrenzung stattfinden. Es wird ferner vorausgesetzt, dass der Diskriminator, frequenzunabhängig, eine der momentanen Phase proportionale Spannung abgibt. In der letzten Stufe wird das Spektrum auf das für die Sprachübertragung übliche Band von beispielsweise 300...3000 Hz begrenzt.

2.1 Einschwingvorgang nach dem ZF-Filter

Die Dauer des Einschwingvorganges der ZF-Filter der Sprechfunkgeräte liegt in der Größenordnung von 100 μ s und ist um ein Vielfaches kürzer als die Impulsabstände. Man kann deshalb die Vorgänge an einem Einzelimpuls studieren und daraus die Wirkung einer Impulsfolge ableiten.

Da die am Empfängereingang eintreffenden Impulse ein sich über sämtliche Mobilfrequenzbänder erstreckendes flaches Amplitudenspektrum besitzen, sind die Gesetzmässigkeiten der theoretischen Stossfunktion mit gegen null strebender Impulslänge erfüllt. Ihre Laplace-Transformierte ist bekanntlich gleich dem Stossintegral:

$$\mathcal{L}\{u_{se}(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} u_{se}(t) e^{-pt} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} u_{se}(t) dt = S_e$$

Wenn die komplexe Übertragungsfunktion $\bar{A}(p)$ zwischen Empfängereingang und ZF-Filterausgang gegeben ist, lässt sich der Einschwingvorgang durch Rücktransformation berechnen:

$$u_{szf}(t) = S_e \cdot \mathcal{L}^{-1}\{\bar{A}(p)\} = \frac{S_e}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \bar{A}(p) e^{pt} dp \quad \text{mit } p = j\Omega \quad (1)$$

Die Filter von Sprechfunkempfängern müssen ein möglichst symmetrisches Bandpassverhalten aufweisen, das heisst der Betrag der Übertragungsfunktion soll eine gerade Funktion der Verstimmung $\Omega_v = \Omega - \Omega_o$ von einer Bandmittenfrequenz Ω_o und die Phase eine ungerade Funktion derselben sein. Berücksichtigt man diese Forderung in (1)

und setzt für $\bar{A}(p) = \bar{A}_v(p_v)$ mit $p_v = j\Omega_v = j(\Omega - \Omega_o)$, dann folgt:

$$u_{szf}(t) = S_e \cdot \mathcal{L}^{-1}\{\bar{A}_v(p_v)\} \cdot 2 \cos(\Omega_o t)$$

Das Störsignal nach dem Filter ist somit eine cos-Schwingung mit der Bandmittenfrequenz Ω_o und einer zeitlich veränderlichen Amplitude, die sich berechnen lässt aus:

$$\hat{U}_{szf}(t) = 2 \cdot S_e \cdot \mathcal{L}^{-1}\{\bar{A}_v(p_v)\} = 2 \cdot S_e \cdot \left[\frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \bar{A}_v(p_v) e^{p_v t} dp_v \right] \quad (2)$$

Der Amplitudenverlauf entspricht somit dem doppelten Wert des Einschwingvorganges eines Tiefpasses, dessen Übertragungsfunktion gleich jener des Bandpasses bezüglich der Bandmittenfrequenz ist.

Für theoretische Überlegungen ist der Einschwingvorgang eines Filters ohne Phasenverzerrungen von besonderem Interesse. Wenn man von der zeitlichen Verzögerung durch die konstante Laufzeit absieht, lässt sich die Amplitudenfunktion für diesen Spezialfall bestimmen aus:

$$\hat{U}_{szf}(t) = \frac{2S_e}{\pi} \int_0^{\infty} |\bar{A}_v(\Omega_v)| \cos(\Omega_v t) d\Omega_v \quad (3)$$

mit $\Omega_v = \Omega - \Omega_o$

2.2 Die Phasenstörung

Nach den Ausführungen im Abschnitt 2.1 kann man das Störsignal nach dem ZF-Filter, wenn mit φ die Phase zur Zeit $t = 0$ bezeichnet wird, wie folgt anschreiben:

$$u_{szf}(t) = \hat{U}_{szf}(t) \cos[(\Omega_o + \Omega_v)t + \varphi] \quad (4)$$

mit $\varphi = \varphi - \Omega_v t$ (5)

Ein sinusförmiges Nutzsinal, das am Empfängereingang den Effektivwert U_{ne} besitzt, erfüllt am Filterausgang die Gleichung

$$u_{nzf}(t) = \hat{U}_{nzf} \cos(\Omega_o + \Omega_v)t \quad (6)$$

mit $\hat{U}_{nzf} = \sqrt{2} U_{ne} |\bar{A}_v(\Omega_v)|$ (7)

Die vektorielle Addition des Nutz- und Störsignals zeigt *Figur 2*.

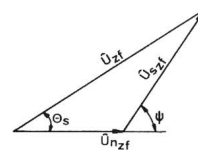


Fig. 2
Vektorielle Addition des Nutz- und Störsignals

Der Summenvektor \hat{U}_{zf} besitzt eine störende Amplituden- und Phasenmodulation, wobei jene, wie vorausgesetzt

wurde, im idealen Begrenzer beseitigt wird. Die Phasenstörung berechnet sich zu

$$\Theta_{szf} = \arccos \frac{1 + \alpha \cos \psi}{\sqrt{1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos \psi}} \quad (8)$$

mit $\alpha = \dot{U}_{szf} / \dot{U}_{nzf}$ $\psi = \varphi - \Omega_v t$

2.3 Störung am Empfängeranfang

Die Berechnung des zeitlichen Verlaufs der Störphase nach Gleichung (8) ist sehr aufwendig und unübersichtlich. Es sollen deshalb zunächst zwei Sonderfälle untersucht werden.

2.3.1 Das Nutzsinal liegt in der Bandmitte

Für $\Omega_v = 0$ wird in (8) $\psi = \varphi$, das heisst die Phase zwischen dem Nutz- und dem Störsignal ändert sich während eines Impulses nicht. φ wird jedoch von Impuls zu Impuls verschieden sein, je nach der momentanen Phasenlage des Nutzsignals im Zeitpunkt des Eintreffens eines Störimpulses. Da zwischen der Impulsfolgefrequenz und der Frequenz des Nutzsignals keine Abhängigkeit besteht, darf man jede Phase φ zwischen $-\pi$ und $+\pi$ als gleichwahrscheinlich annehmen. Die Wahrscheinlichkeit, dass die Phase zwischen φ und $\varphi + d\varphi$ liegt, ist demnach

$$dw(\varphi) = \frac{d\varphi}{2\pi} \quad (9)$$

Den zeitlichen Verlauf der Störphase kann man sich leicht mit Hilfe der Figur 2 vorstellen. Der Vektor \dot{U}_{nzf} und die Phase φ bleiben während der Dauer eines Impulses unverändert. Der Vektor \dot{U}_{szf} wächst von Null aus an, erreicht einen Maximalwert und verschwindet wieder. Die Störphase $\Theta_{szf}(t)$ hat deshalb die Form eines Stossvorganges. Da der ideale Diskriminator eine dazu proportionale Ausgangsspannung liefert

$$u_d = k \cdot \Theta_{szf} \quad (10)$$

erscheint am Bandpasseingang ein Impuls, dessen Länge ungefähr jener des Einschwingvorganges $\dot{U}_{szf}(t)$ entspricht. Nach [3] gilt demnach, wenn man mit B_{zf} die Bandbreite des ZF-Filters bezeichnet:

$$\Delta t_d \simeq \Delta t_{zf} \simeq \frac{1}{B_{zf}} \quad (11)$$

Will man die Vorteile der Frequenzmodulation ausnützen, dann muss B_{zf} ein Mehrfaches der doppelten Niederfrequenzbandbreite B_{nf} des Bandpasses sein (Bandbreiteluxus). In erster Näherung gilt somit

$$\Delta t_d \ll \frac{1}{2B_{nf}} \quad (12)$$

Unter dieser Voraussetzung folgt nach [3] für den Spitzenwert des Störimpulses am Empfängeranfang

$$\dot{U}_{sa} \simeq 2B_{nf} \cdot S_d \simeq 2B_{nf} \int_{-\infty}^{+\infty} u_{sd}(t) dt \quad (13)$$

Die Breite des Ausgangsimpulses wird durch den NF-Bandpass bestimmt

$$\Delta t_a \simeq \frac{1}{2B_{nf}} \quad (14)$$

Setzt man in (13) die Beziehungen (10) und (8) ein, so findet man

$$\dot{U}_{sa}(\varphi) \simeq 2k B_{nf} \int_{-\infty}^{+\infty} \arccos \frac{1 + \alpha(t) \cos \varphi}{\sqrt{1 + \alpha^2(t) + 2\alpha(t) \cos \varphi}} \cdot dt \quad (15)$$

mit $\alpha(t) = \dot{U}_{szf}(t) / \dot{U}_{nzf}$

Diese Formel gilt für einen Einzelimpuls am Empfängeranfang, wenn im Zwischenfrequenzteil die Phasenlage zwischen dem Einschwingvorgang und dem Nutzsinal gleich φ ist. Betrachtet man nun wieder eine Impulsfolge, dann ist φ eine statistisch verteilte Grösse. Der Spitzenwert \dot{U}_{sa} kann also alle Werte zwischen einem negativen und einem positiven Maximalwert annehmen. Da die Polarität keinen Einfluss auf die Störwirkung hat, interessiert der mittlere Betrag der Spitzenwerte:

$$\bar{U}_{sa} = \int_{-\pi}^{+\pi} |\dot{U}_{sa}(\varphi)| \cdot dw(\varphi)$$

Nach Einsetzen von (9) und (15) folgt dafür

$$\bar{U}_{sa} \simeq \frac{2}{\pi} k B_{nf} \int_{\varphi=0}^{\pi} \int_{t=-\infty}^{+\infty} \arccos \frac{1 + \alpha(t) \cos \varphi}{\sqrt{1 + \alpha^2(t) + 2\alpha(t) \cos \varphi}} dt d\varphi$$

oder nach dem Vertauschen der Integrationsfolge

$$\bar{U}_{sa} \simeq 2k B_{nf} \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{\Theta}_s(\alpha) dt$$

mit

$$\bar{\Theta}_s(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \arccos \frac{1 + \alpha \cos \varphi}{\sqrt{1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos \varphi}} d\varphi \quad (16)$$

Wird das HF-Nutzsinal mit dem Frequenzspitzenhub ΔF und der Modulationsfrequenz f_{mod} sinusförmig moduliert, dann entsteht gemäss (10) am Empfängeranfang eine Nutzsinalspannung mit dem Spitzenwert

$$\dot{U}_{na} = k \frac{\Delta F}{f_{mod}} \quad (17)$$

und das Stör- zu Nutzsinalverhältnis wird mit Gleichung (16)

$$\frac{\bar{U}_{sa}}{\dot{U}_{na}} \simeq 2B_{nf} \frac{f_{mod}}{\Delta F} \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{\Theta}_s(\alpha) dt \quad (18)$$

Der Ausdruck $\Theta_s(\alpha)$ in (16) stellt den Mittelwert des Betrages der Störphase in Funktion des Stör- zu Nutzsignalverhältnisses α dar, wenn man alle Phasenwinkel φ zwischen $-\pi \dots +\pi$ berücksichtigt. Er kann für drei Spezialfälle direkt bestimmt werden:

$$\alpha \ll 1 : \bar{\Theta}_s(\alpha) = \frac{2}{\pi} \alpha \quad (19)$$

$$\alpha = 1 : \bar{\Theta}_s(\alpha) = \frac{\pi}{4} \quad (20)$$

$$\alpha \gg 1 : \bar{\Theta}_s(\alpha) = \frac{\pi}{2} \quad (21)$$

Der gesamte Verlauf wurde numerisch ermittelt (Fig. 3).

Für den Sonderfall $\alpha \ll 1$ kann die Rechnung vereinfacht werden. (19) in (18) eingesetzt, ergibt:

$$\frac{\bar{U}_{sa}}{\bar{U}_{na}} \simeq \frac{4}{\pi} \cdot B_{nf} \cdot \frac{f_{mod}}{\Delta F} \cdot \frac{1}{\bar{U}_{nzf}} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{U}_{szf}(t) dt \quad (22)$$

2.3.2 Das Nutzsignal ist von der Bandmitte verstimmt

Bei verstimmtem Nutzsignal ändert neben der Amplitude des Störsignals \hat{U}_{szf} in Figur 2 gemäss (5) auch die Phase ψ zeitlich mit konstanter Winkelgeschwindigkeit.

Falls die Amplitudenfunktion nach (2) oder (3) kein Vor- und Nachschwingen hat, beschreibt die Spitze des resultierenden Vektors \hat{U}_{zf} eine Schleife.

Je nachdem, ob der Vektorursprung ausserhalb (Fig. 4a) oder innerhalb (Fig. 4b) des Kreises liegt, ergeben sich fundamentale Unterschiede in der Form der Phasenstörung. Im Falle a) entstehen Phasenstösse, ähnlich jenen, wie sie im letzten Abschnitt behandelt wurden. Der Fall b) hingegen führt zu einem Phasensprung $\Delta\Theta_s$. Dieser Fall soll im folgenden näher untersucht werden.

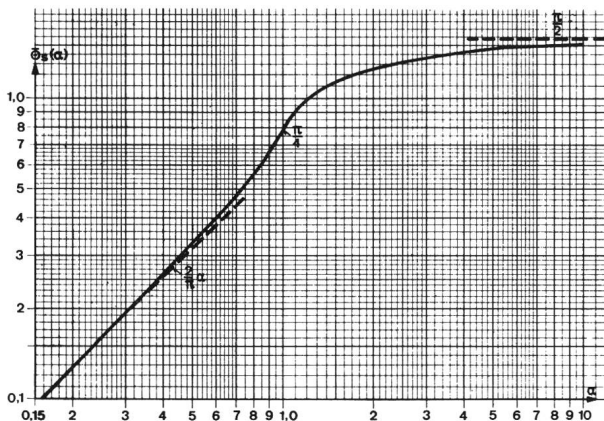


Fig. 3 Mittlere Störphase in Abhängigkeit von Stör- zu Nutzsignalverhältnis

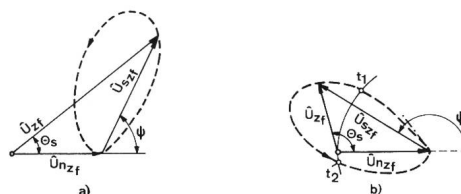


Fig. 4 Zeitlicher Verlauf des Summenvektors

a) Phasenstoss
b) Phasensprung

Eine notwendige Bedingung für das Auftreten von Phasensprüngen ist die, dass der Maximalwert des Störsignals grösser als das Nutzsignal sein muss. Bei dem in Figur 4b dargestellten Beispiel trifft dies zwischen den Zeiten t_1 und t_2 zu. In dieser Zeitspanne dreht sich der Vektor \hat{U}_{szf} von $\psi_1 = \varphi - \Omega_v t_1$ nach $\psi_2 = \varphi - \Omega_v t_2$, das heisst um

$$\Delta\psi = |\Omega_v| (t_2 - t_1)$$

Radianen. Da die Differenz $t_2 - t_1$ ungefähr der Impulslänge Δt_{zf} nach (11) entspricht und grössere Verstimmungen $F_v = \Omega_v / 2\pi$ als die halbe ZF-Bandbreite nicht interessieren, kann man setzen

$$\Delta\psi_{max} \simeq \pi B_{zf} \Delta t_{zf} \simeq \pi \quad (23)$$

Diese Gleichung besagt, dass der resultierende Vektor \hat{U}_{zf} unabhängig von der Verstimmung jeweils nur eine volle Drehung ausführt. Die Phasensprünge sind somit alle gleich gross

$$\Delta\Theta_s = \pm 2\pi \quad (24)$$

wobei die Polarität durch das Vorzeichen der Verstimmung bestimmt wird.

Der ideale Phasendiskriminator liefert gemäss Gleichung (10) einen dem Phasensprung proportionalen Spannungssprung

$$\Delta U_d = \pm k \cdot 2\pi \quad (25)$$

an den nachfolgenden Bandpass.

Gibt man auf ein ideales Breitbandsystem ein Sprungsignal, dann erscheint an dessen Ausgang ein Doppelpuls wechselnder Polarität. Da die Ungleichung (12) auch für die Anstiegszeit der Spannungssprünge am Eingang des Bandpasses (Fig. 1) gilt, berechnet sich nach [3] der Spitzenwert der Impulse am Empfänger Ausgang:

$$\hat{U}_{sa} \simeq \frac{1}{2} \Delta U_d = k \cdot \pi \quad (26)$$

Unter Berücksichtigung der Beziehung (17) findet man daher für das Stör- zu Nutzsignalverhältnis

$$\frac{\hat{U}_{sa}}{\bar{U}_{na}} \simeq \pi \frac{f_{mod}}{\Delta F} \quad (27)$$

Bei den bisherigen Überlegungen wurde stets vorausgesetzt, dass sich die Amplitudenfunktion des Einschwingvorganges aperiodisch verhält. An einem Beispiel soll nun noch untersucht werden, welchen Einfluss ein Nachschwingen derselben auf die Störung am Empfängeranfang haben kann.

Figur 5a zeigt den zeitlichen Verlauf $\hat{U}_s(t)$ einer solchen Amplitudenfunktion sowie jene eines konstanten Nutzsignals \hat{U}_n .

Die vektorielle Addition dieser Grössen ist aus Figur 5b ersichtlich. Die Spitze des resultierenden Vektors \hat{U} durchläuft bei den gewählten Werten für Ω_v und φ den durch die Kurve bezeichneten Weg. Die eingetragenen Zeitpunkte 1...9 entsprechen dabei jenen der Figur 5a.

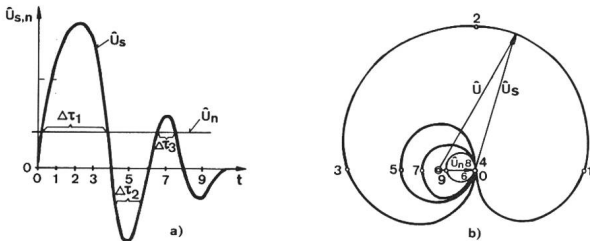


Fig. 5
Phasenstörung bei einem Einschwingvorgang mit Nachschwingen

- a) Amplitudenfunktion des Nutz- und Störsignals
- b) Zeitlicher Verlauf des Summenvektors

Aus Figur 5b erkennt man, dass jeder Nulldurchgang von $\hat{U}_s(t)$ die Phase um 180° weiterschiebt und dass die Drehung solange anhält, bis die Nachschwingungen die Nutzsinalamplitude nicht mehr überschreiten. Im vorliegenden Beispiel ergibt sich ein Phasensprung, der dreimal so gross ist, wie der nach (24) berechnete. Man sieht daraus, wie ungünstig sich das Vor- und Nachschwingen der Amplitudenfunktion auf den Störabstand auswirkt.

Für das Auftreten von Phasensprüngen muss neben der Bedingung über die Grösse der Störsignalamplitude noch eine weitere, die Nullphase φ in (5) betreffende, erfüllt sein. Aus Figur 4b ist ersichtlich, dass der Winkel ψ_1 zur Zeit t_1 kleiner als π sein muss. Daraus folgt für den Maximalwert von φ

$$\varphi_{\max} = \pi - |\Omega_v| \cdot t_1 \quad (28)$$

Der Minimalwert ergibt sich aus der Tatsache, dass der Winkel ψ_2 zur Zeit t_2 grösser als π sein muss

$$\varphi_{\min} = \pi - |\Omega_v| \cdot t_2 \quad (29)$$

Die Wahrscheinlichkeit, dass ein Phasensprung entsteht, lässt sich mit dem nachstehenden Ansatz bestimmen:

$$w_s = \int_{\varphi_{\min}}^{\varphi_{\max}} dw(\varphi)$$

Mit (9), den Grenzen (28) und (29) sowie den Ersetzungen $\Omega_v/2\pi = F_v$ und $t_2 - t_1 = \tau$ folgt somit

$$w_s = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_{\min}}^{\varphi_{\max}} d\varphi = \frac{|\Omega_v| (t_2 - t_1)}{2\pi} = |F_v| \cdot \tau \quad (30)$$

Diese Gleichung gilt nur, wenn allfällige Vor- oder Nachschwingungen der Amplitudenfunktion kleiner als das Nutzsinal sind. Andernfalls erhält man w_s angenähert, indem in (30) anstelle von τ die Summe aller Δt_i gemäss Figur 5a eingesetzt wird. Dieses Überschwingen erhöht somit die Häufigkeit der Phasensprünge und entsprechend auch die Störwirkung am Empfängeranfang.

2.3.3 Beliebige Frequenzlage und Amplitude des Nutzsignals

Die untersuchten zwei Spezialfälle zeigen, dass es für die Störabstandsberechnungen bei Nutzsignalen beliebiger Grösse, Modulation und Verstimmung zweckmässig ist, eine Aufteilung vorzunehmen. Man hat dabei zu unterscheiden zwischen Nutzsignalen, die in der ZF grösser oder kleiner als das Störsignal sind, und zwischen NF-Störungen, die durch Phasensprünge oder -stösse verursacht werden.

a) Kleine Nutzsignale: $\alpha_{\max} > 1$

Die Phasensprünge erzeugen gemäss (27) einen von der Verstimmung unabhängigen Störabstand. Davon abhängig ist hingegen nach (30) die Wahrscheinlichkeit für ihr Auftreten. Diese gilt für einen Einzelimpuls auch bei zeitlich veränderlicher Verstimmung, sofern die Änderung während des Einschwingvorganges sehr klein ist. Diese Voraussetzung ist gemäss (11) und (12) bei den praktisch vorkommenden Modulationsfrequenzen erfüllt, so dass für die Wahrscheinlichkeit bei moduliertem Nutzsinal

$$w_s \simeq |F_v| \cdot \tau \quad \text{gilt.}$$

Setzt man für die zeitlich veränderliche Verstimmung

$$F_v(t) = F_{v0} + \Delta F \sin(2\pi f_{\text{mod}} t)$$

wobei F_{v0} die Verstimmung des Trägers und ΔF den Frequenzhub bedeutet, dann wird

$$\begin{aligned} w_s &\simeq \frac{\tau}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} |F_{v0} + \Delta F \sin x| dx \\ &\simeq |F_{v0}| \cdot \tau \quad \text{für } \Delta F \leq |F_{v0}| \\ &\simeq \frac{2}{\pi} \tau \Delta F \left[\sqrt{1 - (F_{v0}/\Delta F)^2} + (F_{v0}/\Delta F) \cdot \arcsin(F_{v0}/\Delta F) \right] \\ &\quad \text{für } \Delta F \geq |F_{v0}| \end{aligned} \quad (31)$$

Diese Wahrscheinlichkeit erlaubt, bei gegebener Folgefrequenz f_{ie} der Eingangsimpulse eine mittlere Folgefrequenz für die Phasensprünge zu bestimmen.

$$\bar{f}_{is} = f_{ie} \cdot w_s \quad (32)$$

Den mit dem Psophometer messbaren Spitzenstörabstand erhält man schliesslich aus dem Störverhältnis nach (27) unter Berücksichtigung der von \bar{f}_{is} abhängigen Korrektur Δa_1 gemäss den Angaben im Abschnitt 6.2.2.

$$a_p \simeq 20 \log (\bar{U}_{sa}/\bar{U}_{na}) + \Delta a_1 (\bar{f}_{is}) \quad (33)$$

Die *Phasenstösse* treten mit der Wahrscheinlichkeit $1 - w_s$ auf. Ihre Häufigkeit nimmt daher mit zunehmender Verstimmung ab. Die Praxis zeigt, dass der Störabstand durch Phasenstösse gegenüber jener nach (33) immer vernachlässigt werden kann, ausgenommen bei sehr kleinen Verstimmungen F_{vo} und Hüben ΔF . In diesem Bereich gilt das Stör- zu Nutzsignalverhältnis nach (18) und man erhält den Psophometer-Messwert unter Berücksichtigung der Korrektur Δa_2 gemäss den Angaben im Abschnitt 6.2.1

$$a_p \simeq 20 \log (\bar{U}_{sa}/\bar{U}_{na}) + \Delta a_2 (f_{ie}) \quad (34)$$

b) Grosse Nutzsignale: $\alpha_{max} \leq 1$

In diesem Bereich des Nutzsignals können keine *Phasensprünge* auftreten. Eine Verstimmung des Nutzsignals hat eine gewisse Verformung der *Stossvorgänge* zur Folge (Fig. 4a). Der mittlere Störabstand nach (18) oder (22) wird jedoch dadurch sehr wenig beeinflusst. Man kann deshalb den Psophometer-Messwert, unabhängig von der Verstimmung und Modulation, mit für die Praxis genügender Genauigkeit nach (34) berechnen.

3. Der Einfluss eines nicht idealen Phasendiskriminators auf den Störabstand

In Funkempfängern wird zur Demodulation meistens ein Frequenzdiskriminator mit einem Nachbetonungsglied verwendet. Diese Diskriminatoren sind insofern nicht ideal, als sie nur einen beschränkten Hubbereich und nicht beliebig hohe Modulationsfrequenzen verarbeiten können. Ihre Wirkungsweise kann man annähernd durch das Ersatzschema Fig. 6 darstellen.

Der ideale Frequenzdiskriminator gibt am Ausgang eine dem momentanen Frequenzhub ΔF proportionale Spannung u_1 , ab

$$u_1 = k \cdot \Delta F \quad (35)$$

wobei ΔF proportional zur Ableitung des zeitlichen Phasenverlaufs ist

$$\Delta F = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta}{dt} \quad (36)$$

Der nachfolgende Tiefpass beschränkt den Demodulationsfrequenzgang bis zur Grenzfrequenz f_g :

$$\begin{aligned} U_2 &= U_1, & \text{für } f \leq f_g \\ U_2 &= 0, & \text{für } f > f_g \end{aligned} \quad (37)$$

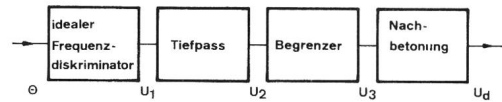


Fig. 6
Ersatzschema für Phasendiskriminator

In der dritten Stufe wird der Frequenzhub auf den Maximalwert ΔF_b begrenzt

$$\begin{aligned} u_3 &= u_2 & \text{für } |u_2| \leq k \cdot \Delta F_b \\ u_3 &= k \cdot \Delta F_b & \text{für } |u_2| > k \cdot \Delta F_b \end{aligned} \quad (38)$$

Den Abschluss bildet die Nachbetonung in Form eines Integrationsgliedes

$$U_d = 2\pi \int_t u_3 dt \quad (39)$$

Die Ansätze (35)...(39) wurden so gewählt, dass bei langsamen Vorgängen beschränkter Amplitude (10) Gültigkeit hat. Die Schaltung gemäss Fig. 6 soll daher bei der folgenden Betrachtung den idealen Phasendiskriminator in Fig. 1 ersetzen.

3.1 Demodulation von Phasenstössen

Hat beispielsweise ein Phasenstoss den Verlauf gemäss Fig. 7a, dann erscheint nach (35) und (36) am Diskriminatorausgang ein Doppelimpuls, wie ihn Fig. 7b zeigt. Jeder dieser in der Polarität unterschiedlichen Stösse hat das Stossintegral

$$S_1 = \int_t u_1 dt = \frac{k}{2\pi} \cdot \hat{\theta} \quad (40)$$

Wenn $\Delta t_1 > 1/2 fg$ ist, können die Stösse den Tiefpass unverändert passieren.

$$\begin{aligned} \Delta t_2 &\simeq \Delta t_1 \\ \hat{U}_2 &\simeq \hat{U}_1 \end{aligned} \quad (41)$$

Ist $\Delta t_1 < 1/2 fg$, dann werden sie verbreitert und im Spitzenwert reduziert (Fig. 7c).

$$\Delta t_2 \simeq \frac{1}{2fg} \quad (42)$$

$$\hat{U}_2 \simeq 2 \cdot S_1 \cdot fg$$

Eine Begrenzung findet statt, wenn

$$\begin{aligned} \hat{U}_2 &> k \cdot \Delta F_b \text{ ist:} \\ \hat{U}_3 &= k \cdot \Delta F_b \end{aligned} \quad (43)$$

Ist $\hat{U}_2 < k \cdot \Delta F_b$, dann durchlaufen die Impulse den Begrenzer unverändert

$$\hat{U}_3 = \hat{U}_2 \quad (44)$$

In jedem Fall bleibt die Impulsbreite etwa erhalten (Fig. 7c)

$$\Delta t_3 \simeq \Delta t_2 \quad (45)$$

Untersucht man mit den Beziehungen (40)...(45) den Einfluss der Grenzfrequenz und des Begrenzereinsatzes auf

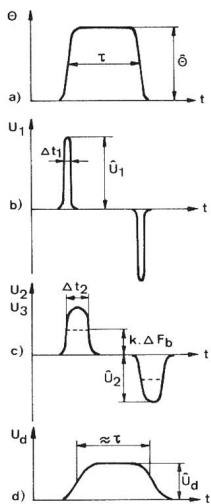


Fig. 7
Demodulation eines Phasenstosses

den Spitzenwert des Ausgangsimpulses \hat{U}_d , dann zeigt sich keine Änderung gegenüber dem idealen Phasendiskriminator, falls $\hat{U}_2 < k \cdot \Delta F_b$ ist. Tritt dagegen eine Begrenzung ein, dann wird der Spitzenwert reduziert und zwar umso mehr, je grösser f_g ist. Die Reduktion ist maximal, wenn die folgende Bedingung erfüllt ist:

$$f_g > \frac{1}{2\Delta t_1} \quad (46)$$

In diesem Fall wird mit (39) und (38)

$$\hat{U}_d \approx 2\pi \cdot \hat{U}_3 \cdot \Delta t_3 \approx 2\pi \cdot k \cdot \Delta F_b \cdot \Delta t_1 \quad (47)$$

Da die Impulsbreite τ praktisch unverändert bleibt, wirkt sich diese Reduktion am Empfängerausgang voll aus.

Aus (47) könnte man schliessen, dass durch geeignete Dimensionierung der Hubbegrenzung im Diskriminator, zum Beispiel auf den systembedingten Maximalwert ΔF_{\max} , eine Verbesserung des Störabstandes erreicht werden könnte. Leider ist eine solche Massnahme unter gleichzeitiger Einhaltung der Bedingung (46) praktisch nicht möglich. Mit zusätzlichem Schaltungsaufwand kann indessen die Wirkung, zum Beispiel mit einem breiten Diskriminator und externem Begrenzer, erzielt werden.

Aus (47) geht weiter hervor, dass die Reduktion proportional zur Impulsbreite Δt_1 ist. Diese entspricht etwa der Anstiegs- und Abfallzeit des Phasenstosses (Fig. 7a) und ist daher abhängig von der Form des Einschwingvorganges und der Phase ψ in Fig. 2.

Praktische Versuche zeigten, dass die bei Verwendung von Diskriminatoren üblicher Bauart gemessenen Störabstände mit den unter der Voraussetzung idealer Phasendemodulation berechneten sehr gut übereinstimmen. Bei günstigster Wahl von f_g und ΔF_b mit externer Begrenzung lässt sich bei kleinen Nutzsensoren ($\alpha_{\max} > 1$) eine Verbesserung feststellen. Weist jedoch das verwendete Filter einen

Einschwingvorgang mit stark unterschiedlichen Anstiegs- und Abfallzeiten auf, dann kann sogar eine geringe Verschlechterung auftreten. Sie muss ihre Ursache in zusätzlichen Spannungssprüngen haben, deren Entstehung Fig. 8 veranschaulicht. Da diese Vorgänge sehr komplex sind und die Störung durch Phasenstösse bei kleinen Nutzsensoren von geringerer Bedeutung ist als jene durch Phasensprünge, hat man auf eine exakte rechnerische Erfassung verzichtet.

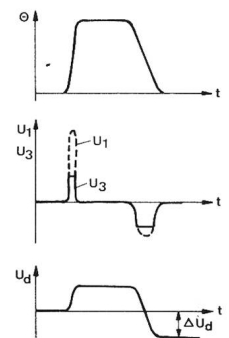


Fig. 8
Spannungssprung bei einem Phasensprung mit unterschiedlichen Anstiegs- und Abfallzeiten

3.2 Demodulation von Phasensprüngen

Ein Phasensprung, der beispielsweise einen Verlauf entsprechend Fig. 9a hat, erzeugt während der Zeitspanne τ gemäss (36) einen mittleren Frequenzhub

$$\overline{\Delta F} \approx \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\theta}{\tau}$$

Da der Phasensprung nach (24) 2π ist und τ ungefähr der Dauer des Einschwingvorganges $1/B_{zf}$ entspricht, gilt annähernd

$$\overline{\Delta F} \approx B_{zf} \quad (48)$$

Nach dem Frequenzdiskriminator entsteht gemäss (35) ein Spannungssprung, wie ihn Fig. 9b zeigt. Der Tiefpass

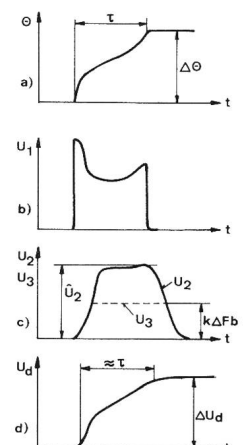


Fig. 9
Demodulation eines Phasensprunges

bewirkt eine Verformung desselben, indem die Flankensteilheit, und falls $f_g \lesssim B_{zf}/2$ ist, auch der Spitzenwert reduziert wird. Wenn $\dot{U}_2 < k \cdot \Delta F_b$ ist (Fig. 9c), wird der Impuls durch den Begrenzer nicht beeinflusst und der Spannungssprung ΔU_d am Ausgang ist gleich gross wie beim idealen Phasendiskriminator. Wenn aber

$$\Delta F_b \gtrsim B_{zf} \quad (49)$$

ist, wird nach (38) und (48) die Spannung auf den Wert

$$\dot{U}_3 = k \cdot \Delta F_b \quad (50)$$

begrenzt, was den Spannungssprung am Ausgang reduziert. Die Reduktion ist maximal, wenn für die Grenzfrequenz gilt:

$$f_g \gg B_{zf} \quad (51)$$

In diesem Fall berechnet sich ΔU_d nach (39) angenähert zu

$$\Delta U_d \simeq 2\pi k \Delta F_b \tau \quad (52)$$

Den Störabstand findet man schliesslich mit Hilfe der Gleichungen (26) und (17)

$$\frac{\dot{U}_{sa}}{\dot{U}_{na}} \simeq \pi \tau f_{mod} \frac{\Delta F_b}{\Delta F} \quad (53)$$

Er ist im Vergleich zu jenem nach (27) umso besser, je tiefer die Hubbegrenzung ist; ΔF_b kann im günstigsten Fall bis zum Maximalhub ΔF_{max} herabgesetzt werden. Es gilt aber auch hier das im letzten Abschnitt Gesagte, nämlich, dass die gleichzeitige Einhaltung der Bedingung (51) nur mit zusätzlichem Schaltungsaufwand möglich ist.

Im letzten Abschnitt wurde mit Hilfe der Figur 8 die Entstehung von Sprungvorgängen infolge unsymmetrischer Phasenstösse erläutert. Bei vollständiger Asymmetrie, das heisst bei sehr steilem Anstieg und sich über die ganze Impulslänge erstreckendem Abfall, entsteht nach dem Frequenzdiskriminator ein Stossvorgang, ähnlich jenem der Figur 9b. In diesem Extremfall gilt somit für den Spannungssprung ΔU_d die Formel (52). Aus dieser Überlegung kann man schliessen, dass in praktischen Fällen die Spannungssprünge nach Figur 8 stets kleiner sind als die in diesem Abschnitt behandelten.

4. Berechnungsbeispiel und Versuchsergebnisse

Im letzten Abschnitt wurde eine Reihe von Näherungslösungen zur Berechnung der Störfestigkeit abgeleitet. An einem einfachen Beispiel soll nun gezeigt werden, wie diese Unterlagen praktisch anzuwenden sind. Um sich ein Bild über die Rechengenauigkeit machen zu können, werden zudem die an einer Versuchsschaltung gewonnenen Messresultate mitgeteilt. Die photographischen Aufnahmen in Figur 19 sollen weitere Informationen über die Form der Störung bei Einzelimpulsen und ganzer Impulsfolgen liefern.

4.1 Aufgabenstellung

Es sollen die wichtigsten Charakteristiken über das Impulsverhalten eines Funkempfängers bestimmt werden, der als ZF-Filter zwei entkoppelte LC-Kreise enthält. Die Rauschbandbreite soll entsprechend den heutigen Geräten für 25 kHz Kanalabstand 15 kHz betragen. Der Diskriminator und der Begrenzer sind als ideal anzunehmen. Ferner soll untersucht werden, welche Reduktion des Störabstandes durch günstigste Dimensionierung des Diskriminators erreichbar ist.

4.2 Versuchsschaltung

Da der HF-Teil der Empfänger praktisch keinen Einfluss auf die Störfestigkeit ausübt, hat man diesen im Versuchsaufbau weggelassen. Die Schaltung umfasste deshalb lediglich die in Figur 10 angegebenen ZF- und Demodulationsstufen sowie die notwendigen Messgeräte. Als Diskriminator wurde ein Hubmeter eingesetzt, das Frequenzhubbe und Modulationsfrequenzen bis ca. 200 kHz verarbeiten konnte. Es erfüllte deshalb zusammen mit dem verwendeten RC-Nachbetonungsglied, das eine Zeitkonstante von 1,6 ms aufwies, annähernd die Voraussetzung für eine ideale Phasendemodulation.

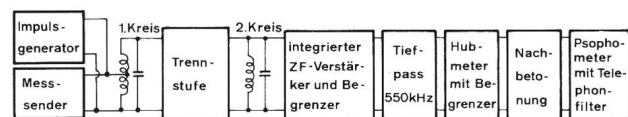


Fig. 10
Blockschema der Versuchsschaltung

Die Übertragungsfunktion von zwei entkoppelten LC-Kreisen mit gleichen Güten Q ist

$$\bar{A}_v(\Omega_v) = \frac{1}{\left(1 + j \frac{2\Omega_v Q}{\Omega_o}\right)^2} \quad (54)$$

Damit lässt sich die Rauschbandbreite berechnen:

$$B_r = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |\bar{A}_v(\Omega_v)|^2 d\Omega_v = \frac{\Omega_o}{8Q}$$

Die gewünschte Rauschbandbreite von 15 kHz wurde durch die Wahl einer Bandmittenfrequenz von 500 kHz und Kreisgüten $Q = 26$ verwirklicht. Die Selektionskurve des Filters zeigt Figur 11.

4.3 Einschwingvorgang

Setzt man in (54) $j\Omega_v = p_v$, dann folgt für die Übertragungsfunktion des Filters:

$$\bar{A}_v(p_v) = \frac{\beta^2}{(\beta + p_v)^2} \quad \text{mit} \quad \beta = \frac{\Omega_o}{2Q}$$

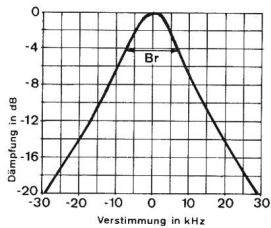


Fig. 11
Selektionskurve des ZF-Filters

und nach (2) für die Amplitudenfunktion des Einschwingvorganges

$$\dot{U}_{szf}(t) = 2S_e \beta^2 t e^{-\beta t}$$

Den zeitlichen Verlauf derselben zeigt *Figur 12*.

Die Amplitude erreicht ihren Höchstwert zur Zeit $t = 1/\beta = 16,6 \mu s$ mit

$$\dot{U}_{szf \max} = 2S_e \beta e^{-1}$$

Der Effektivwert eines unmodulierten Nutzsignals mit der Bandmittenfrequenz 500 kHz, das den gleichen Höchstwert erreicht, berechnet sich mit (7) zu

$$U_{neo} = \sqrt{2} S_e \beta e^{-1}$$

Setzt man darin für das Stossintegral den im Abschnitt 6.1 begründeten Wert $S_e = 1,6 \cdot 10^{-9} \text{ Vs}$ ein, dann ergibt sich $U_{neo} = 50 \mu V$. Da der Rauschabstand einen Funkbetrieb bis etwa $0,5 \mu V$ gestattet, können Stör- zu Nutzsignalverhältnisse bis 100 praktisch vorkommen.

4.4 Störung durch Phasensprünge

Phasensprünge treten bei Nutzsignalen $< 50 \mu V$ ($\alpha_{\max} > 1$) auf. Nach (27) ist der Spitzenstörabstand unabhängig von der Signalgrösse und der Verstimmung. Bei einer Nutzmodulation von 1 Radianten erreicht er ungefähr den Wert π . Die mit Hilfe eines Kathodenstrahlzilloskop gemessenen Abstände lagen bei $\alpha_{\max} = 1,2 \dots 30$ und Verstimmungen von $\pm 1 \dots 6 \text{ kHz}$ zwischen $2,5 \dots 2,8$. Der Fehler gegenüber der Näherungslösung war somit $1 \dots 2 \text{ dB}$.

Nach (31) steigt bei unmoduliertem Nutzsignal die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Phasensprüngen bei konstantem Stör- zu Nutzsignalverhältnis α_{\max} in der ZF proportional mit der Verstimmung an. Diesen Zusammenhang veranschaulicht die *Figur 13* für den Fall $\alpha_{\max} = 10$, bei dem nach *Figur 12* die Grösse $\tau \simeq 82 \mu s$ beträgt. Die

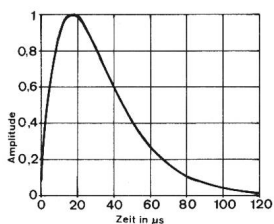


Fig. 12
Amplitudenfunktion des Einschwingvorganges

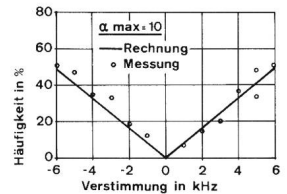


Fig. 13
Häufigkeit der Phasensprünge in Abhängigkeit der Verstimmung

eingetragenen Kreise geben die von jeweils 100 Eingangsimpulsen bestimmte Häufigkeit der Phasensprünge an.

Für die Berechnung der mit dem Psophometer messbaren Störabstände gilt (33). Ein Beispiel für $\alpha_{\max} = 30$, $\Delta F = 1,5 \text{ kHz}$ und $f_i = 100 \text{ Hz}$ zeigt *Figur 14*. Die Abhängig-

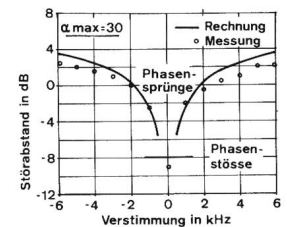


Fig. 14
NF-Störabstand in Abhängigkeit der Verstimmung

keit vom Störabstand α_{\max} in der ZF bei der festen Verstimmung 3 kHz ist aus der *Figur 15* Kurve a ersichtlich. Das Ergebnis eines weiteren Versuchs mit unverstimmtem, jedoch mit $f_{\text{mod}} = 1000 \text{ Hz}$ auf einen Hub $\Delta F = 1,5 \text{ kHz}$ moduliertem Nutzsignal, zeigt die Kurve b. Die Messung wurde durch das Einschalten eines 1000-Hz-Sperrfilters vor das Psophometer ermöglicht.

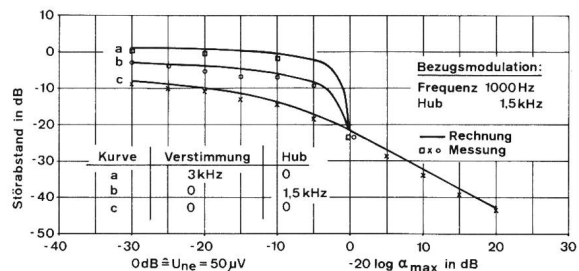


Fig. 15
NF-Störabstand in Abhängigkeit des ZF-Störabstandes

4.5 Störung durch Phasenstösse

Für die Berechnung der Störabstände ist folgendes Vorgehen zu empfehlen:

- Man bestimmt zunächst für verschiedene α_{\max} den Verlauf $\alpha(t) = \dot{U}_{szf}(t) / \dot{U}_{nzf}$ (wie *Fig. 12* für $\alpha_{\max} = 1$).
- Mit Hilfe der *Figur 3* lässt sich daraus der Verlauf der mittleren Störphase $\bar{\theta}_s(t)$ ermitteln (im vorliegenden Beispiel entsprechend *Figur 16*).
- Man berechnet durch numerische Integration den Ausdruck $\int \bar{\theta}_s(t) dt$ (Fläche unter den Kurven in *Fig. 16*).

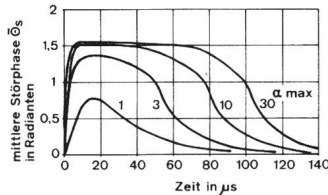


Fig. 16
Zeitlicher Verlauf der mittleren Störphase bei verschiedenen ZF-Störabständen

- d) Den Störabstand $\bar{U}_{sa}/\bar{U}_{na}$ findet man mit (18). Als NF-Bandbreite hat man jene des Psophometer-Telephon-Filters von 1,9 kHz gemäss Abschnitt 6.2.1 einzusetzen. Bei grossen Nutzsignalen ($\alpha_{max} \ll 1$) kann man die Schritte b und c umgehen und die Abstände mit (22) direkt aus dem Einschwingvorgang ableiten.
- e) Die Psophometer-Messanzeige findet man schliesslich mit (34).

Den auf diese Weise bestimmten Verlauf des Störabstandes zeigt die Kurve c in Figur 15. Aus Figur 14 ist ersichtlich, dass bei Nutzsignalen $< 50 \mu V$ ($\alpha_{max} > 1$) die Störung durch Phasenstösse nur bei sehr kleinen Verstimmungen massgebend ist. Der Störabstand bei Nutzsignalen $> 50 \mu V$ ($\alpha_{max} < 1$) wird dagegen allein durch die Phasenstösse bestimmt. Die in der Figur 17 eingetragenen Messwerte bestätigen die frühere Feststellung, wonach dort der Einfluss der Verstimmung vernachlässigbar ist.

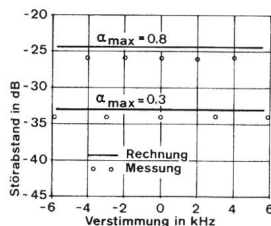


Fig. 17
NF-Störabstand in Abhängigkeit der Verstimmung

4.6 Störabstand bei nichtidealem Phasendiskriminator

Nach den Ausführungen im Abschnitt 3 kann mit einem Frequenzdiskriminator, der eine grosse Demodulationsbandbreite und eine starke Hubbegrenzerwirkung aufweist, eine Verbesserung des Störabstandes erzielt werden. Diese Eigenschaften hat man in einem weiteren Versuch künstlich erzeugt, indem in der Schaltung nach Figur 10 zwischen das Hubmeter und die Nachbetonung ein symmetrischer Begrenzer eingeschaltet wurde, der bei einem Hub von ± 3 kHz einsetzte.

Die erwähnte Verbesserung wirkt sich hauptsächlich auf die Störung durch Phasensprünge aus. Die entsprechenden mit dem Psophometer messbaren Abstände lassen

sich mit Hilfe von (31), (32), (53) und (33) berechnen. Das Ergebnis für das Beispiel bei der Verstimmung 3 kHz ist durch die Kurve a in Figur 18 dargestellt. Ein Vergleich mit den entsprechenden Werten bei idealem Phasendiskriminator (Fig. 15) zeigt, dass die von Phasensprüngen herrührende Störung durch den eingefügten Begrenzer etwa 10 dB reduziert werden konnte. Der ungünstige Einfluss der Verstimmung gemäss Figur 14 wurde damit weitgehend beseitigt.

Die Störung durch Phasensprünge (Kurve b in Fig. 18) hat bei kleinen Nutzsignalen bis zu 4 dB abgenommen; bei grossen Nutzsignalen liegt der Unterschied innerhalb der Messgenauigkeit. Im Bereich $\alpha_{max} \approx 1$ wurde die Störung bis etwa 4 dB angehoben, als Folge der durch die starke Unsymmetrie der Amplitudenfunktion entstehenden Sprungvorgänge.

5. Genauigkeitsbetrachtung

Ein Vergleich zwischen den im Abschnitt 4 zusammengestellten Rechen- und Messresultaten zeigt, dass die Messung fast durchwegs 1...2 dB günstigere Werte lieferte. Bedenkt man den statistischen Charakter der zu beurteilenden Störung und die Einfachheit der Messeinrichtung, dann darf man diese Übereinstimmung als befriedigend bewerten. Die kleine Folgefrequenz, die stark unterschiedlichen Spitzenwerte bei Phasensprüngen und der zeitlich veränderliche Abstand der Phasensprünge haben eine Schwankung des Instrumentenzeigers zur Folge, die visuell ausgemittelt werden muss. Dadurch sind kleinere Unterschiede in der Ablesung zwischen verschiedenen Beobachtern möglich. Zusammen mit der Summe der Messgerätenungenauigkeiten sind daher Fehler der erwähnten Grösse unvermeidlich. Der Vergleich lässt den Schluss zu, dass durch die hier abgeleiteten Näherungslösungen die charakteristischen Eigenschaften der Impulsstörung mit für die Praxis genügender Genauigkeit erfasst werden können.

6. Eigenschaften des störenden Impulssignals

6.1 Störpegel am Empfängereingang

Man hat die Störfeldstärke auf den Strassen untersucht und festgestellt, dass es sich hauptsächlich um Folgen kurzer Störimpulse handelt, die von den Zündanlagen der Motorfahrzeuge herrühren. Die einzelnen Impulse besitzen eine Breite von weniger als 1 ns und folgen sich mit einer Frequenz von 30...300 Hz. Die Stossintegrale $\int E \cdot dt$ sind logarithmisch-normal verteilt und erreichen 2 m über dem Boden bei durchschnittlich regem Verkehr einen Feldstärkemittelwert von $1,6 \cdot 10^{-9}$ Vs/m. Die Streuung beträgt etwa 8 dB [1].

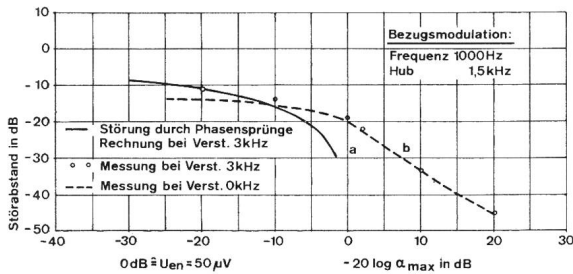
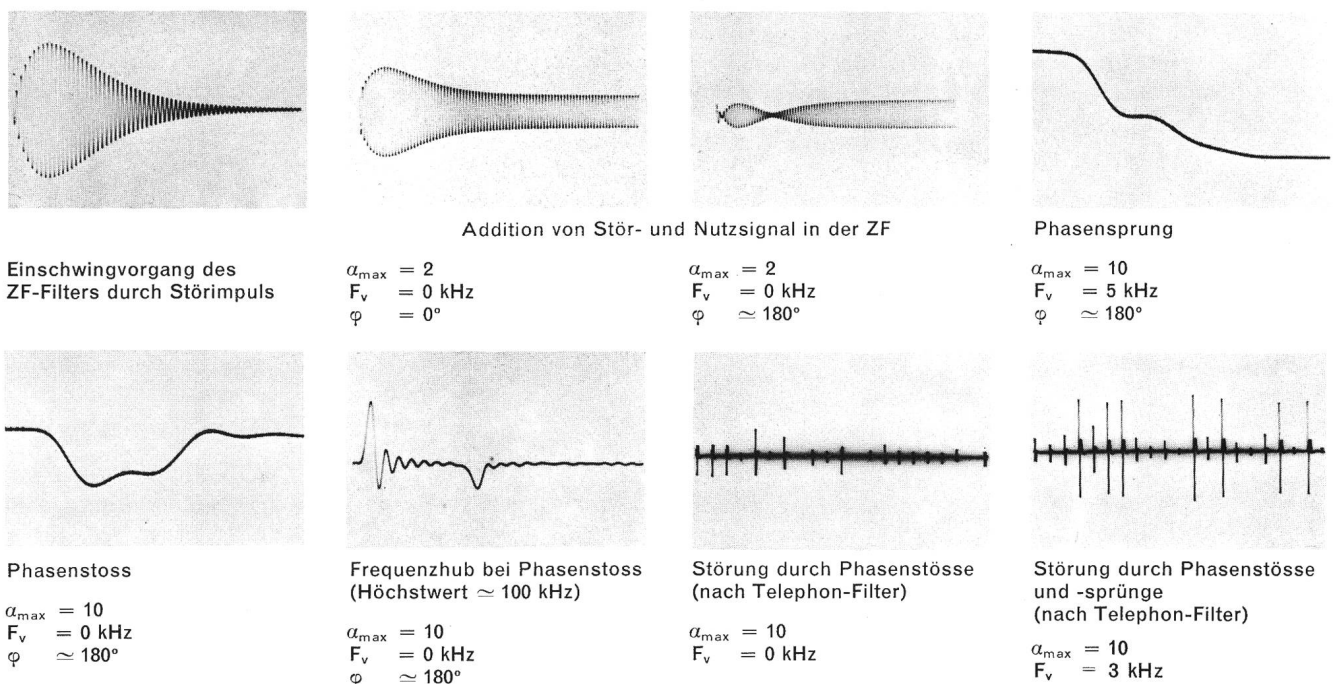


Fig. 18
NF-Störabstand in Abhängigkeit des ZF-Störabstandes

Für die Geräteprüfung kann man die Störung mit einem Impulsgenerator nachbilden, der in der Sekunde etwa 100 Impulse von weniger als 1 ns Dauer abgibt. Bei der vorliegenden Untersuchung wird ein Stossintegral $S_e = 1,6 \cdot 10^{-9}$ Vs an 50Ω gewählt, das im Betrieb bei Verwendung eines 160 MHz-Funkgerätes und einer $\lambda/4$ -Wagenantenne mit 97%iger Sicherheit nicht überschritten würde. Die Pegelgleichung der meisten Impulsgeneratoren bezieht sich nicht auf das Stossintegral, sondern beruht auf einer Spitzenwertmessung des Einschwingvorganges nach einem Bandpass bekannter Durchlassbreite. Da dieser Spitzenwert ungefähr gleich dem Produkt des doppelten Stossintegrals und der Bandbreite ist, entspricht dem erwähnten Stossintegral ein Generatoreinstellwert von 70 dB über $1 \mu\text{V}/\text{MHz}$ an 50Ω .

Fig. 19
Aufnahmen von Impulsvorgängen



6.2 Messung der Störwirkung am Empfängerenausgang

Man hat erkannt, dass die subjektive Störwirkung von Impulssignalen objektiv am besten durch eine Spitzenwertmessung mit einer besonderen Bewertung der Impulsfolgefrequenz erfasst werden kann. Dem trägt das Psophometer mit der Spitzenwertanzeige nach DIN 45405 (entsprechend der vorgesehenen CISPR¹-Norm) Rechnung. Dieses Messgerät besitzt ausserdem ein eingebautes CCITT²-Telephon-Filter, womit die wirksame Niederfrequenz-Bandbreite eindeutig festgelegt wird. Es soll deshalb die Grundlage für die Messung der Störwirkung am Empfängerenausgang bilden.

Um die Störabstände berechnen zu können, müssen einige spezielle Eigenschaften des Psophometers bekannt sein, die bei den allgemeinen Gerätedaten fehlen. Sie wurden deshalb durch Messungen ermittelt.

6.2.1 Messung von Stossvorgängen

a) Gibt man auf ein ideales Breitbandsystem der Bandbreite B einen Spannungsschoss mit dem Stossintegral $S = \int u dt$, dann erreicht der Ausgangsimpuls bei einer Länge von $1/2 B$ einen Spitzenwert von $2 \cdot S \cdot B$ [3]. Diese Gesetzmässigkeit gilt auch für das Telephon-Filter, wenn die Impulsbreite $< 200 \mu\text{s}$ ist. Die daraus ermittelte Bandbreite B beträgt 1,9 kHz. Die Form des Ausgangs-

¹ CISPR Comité international spécial des perturbations radio-électriques

² CCITT Comité consultatif international des téléphones et télégraphes

impulses wird durch das Filter bestimmt und hat entsprechend eine Breite von etwa $250 \mu\text{s}$.

- b) Gibt man auf das Psophometer eine Folge von Impulsen, dann fällt die Anzeige gegen tiefere Folgefrequenzen hin ab. Diese Abhängigkeit soll der unterschiedlichen subjektiven Störfwirkung Rechnung tragen. Die Polarität der Impulse hat hingegen keinen Einfluss auf die Anzeige.

Besitzen die Impulse alle den gleichen Spitzenwert und die gleiche Breite $< 200 \mu\text{s}$, dann ist die Anzeige, bezogen auf jene bei einem Sinussignal von 1000 Hz, das nach dem Telephonfilter den gleichen Spitzenwert erzeugt, gegeben durch die mit Δa_1 bezeichnete Kurve in *Figur 20*. Sind die Spitzenwerte nach dem Telephonfilter statistisch verteilt mit ungefähr gleichen Häufigkeiten zwischen dem Wert 0 und einem Maximalwert, dann ist die Anzeige, bezogen auf jene bei einem Sinussignal von 1000 Hz, dessen Spitzenwert gleich dem mittleren Spitzenwert der Impulsfolge ist, gegeben durch die mit Δa_2 bezeichnete Kurve in *Figur 20*.

6.2.2 Messung von Schaltvorgängen

- a) Gibt man auf ein ideales Breitbandsystem einen Schaltvorgang, bei dem kurzzeitig die Spannung von 0 auf einen Maximalwert U springt, dann entsteht am Ausgang ein Doppelimpuls, dessen Spitzenwert unabhängig von der Bandbreite gleich $U/2$ ist [3]. Diese Beziehung gilt auch beim Telephonfilter, wenn die Anstiegszeit $< 200 \mu\text{s}$ ist.
- b) Gibt man auf das Psophometer eine Folge von Schaltvorgängen mit einer Anstiegszeit $< 200 \mu\text{s}$, dann ist die Anzeige, bezogen auf jene bei einem Sinussignal von 1000 Hz, das nach dem Telephonfilter den gleichen Spitzenwert erzeugt wie die entstehenden Impulse, gegeben durch die mit Δa_1 bezeichnete Kurve in *Figur 20*. Die Anzeige ist dabei unabhängig von der Polarität der Schaltvorgänge.

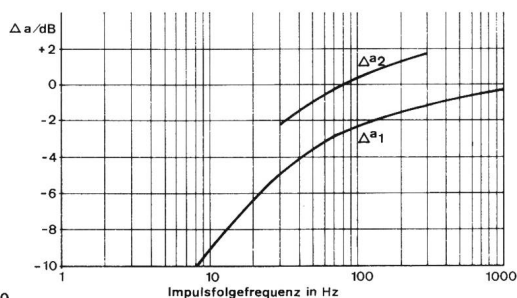


Fig. 20
NF-Störabstandkorrektur zur Bestimmung der Psophometeranzeige

6.3 Beziehung zwischen Störabstand und Verständlichkeit

Der Zusammenhang zwischen der Sprachverständlichkeit und dem mit dem Psophometer gemessenen Spitzenstörabstand ist in [1] angegeben. Daraus kann man entnehmen, dass ein auf den mittleren Sprechpegel bezogener Abstand von etwa 10 dB notwendig ist, um die für eine noch brauchbare Verbindung erforderliche Lautverständlichkeit von 80% zu erreichen. (Der Wert ist etwas abhängig vom Charakter der Störung.)

II Verbesserungsmöglichkeiten

7. Das Impulsverhalten moderner Funkempfänger

Im ersten Teil dieser Arbeit wurde gezeigt, dass für das Impulsverhalten hauptsächlich der Einschwingvorgang des ZF-Filters sowie die Hubbegrenzerwirkung und der Demodulationsfrequenzgang des Diskriminators massgebend sind. Die Eigenschaften dieser Teile und die daraus resultierende Störfestigkeit sollen nachfolgend am Beispiel eines typischen Funkempfängers für das 160-MHz-Band diskutiert werden.

7.1 Selektion und Einschwingverhalten des ZF-Filters

Die *Figur 21* zeigt den Dämpfungsverlauf des 10,7-MHz-Quarzfilters im Durchlassbereich.

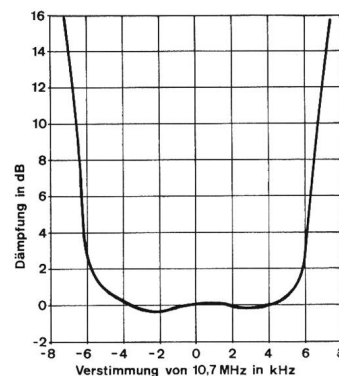


Fig. 21
Selektionskurve des handelsüblichen ZF-Quarz-Filters

Die Hersteller solcher Filter streben möglichst eine Rechteckform mit geringen Dämpfungsverzerrungen im Durchlassbereich und maximaler Durchlassbandbreite an. Leider haben allpassfreie Netzwerke mit einem derartigen Dämpfungsverlauf verhältnismässig grosse Laufzeitverzerrungen und ein ungünstiges Einschwingverhalten. In *Figur 22* ist der bei diesem Quarzfilter gemessene Betrag der Amplitudenfunktion des Einschwingvorganges nach einem kurzen

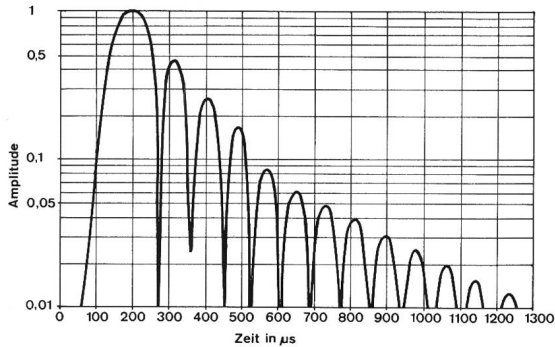


Fig. 22
Einschwingvorgang des handelsüblichen ZF-Quarz-Filters

Eingangsstoss dargestellt. Diese weist ein ausserordentlich starkes und lange andauerndes Nachschwingen auf.

7.2 Begrenzerwirkung und Demodulationsfrequenzgang des Diskriminators

Figur 23 zeigt die statisch gemessene Charakteristik des Quarzdiskriminators. Die Begrenzung wird bei Frequenzhuben > 10 kHz wirksam.

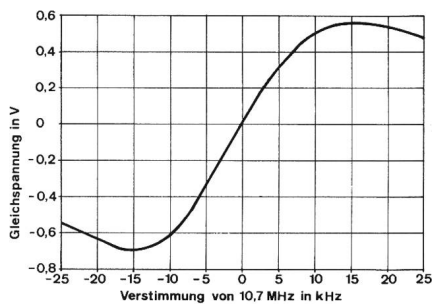


Fig. 23
Demodulationscharakteristik des Quarz-Diskriminators

In Figur 24 ist der mit einem konstanten Frequenzhub von 1 kHz gemessene Demodulationsfrequenzgang dargestellt. Zwischen der Grenzfrequenz und dem Begrenzungseinsatz gemäss Figur 23 besteht ein enger Zusammenhang.

7.3 Störabstände

In Figur 25 sind die mit einem Psophometer nach dem Telefonfilter gemessenen NF-Störabstände in Funktion der HF-Eingangsspannung angegeben. Als Bezugsgrösse diente in jedem Fall der NF-Pegel des mit der Modulationsfrequenz 1000 Hz auf 1,5 kHz Hub modulierten HF-Nutzsignals.

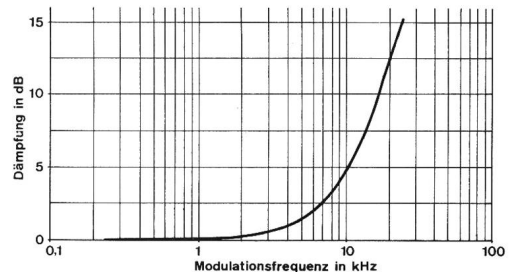


Fig. 24
Demodulationsfrequenzgang des Quarz-Diskriminators

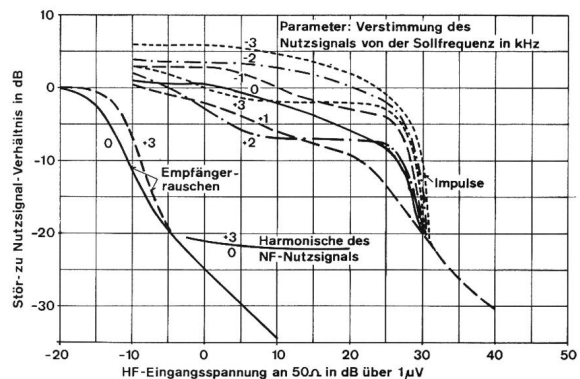


Fig. 25
NF-Störabstände eines typischen Funkempfängers in Abhängigkeit des HF-Nutzsignals

Impulsstörung
 HF-Störpegel: 70 dB über $1 \mu\text{V}/\text{MHz}$
 HF-Nutzsignal: unmoduliert
 Bewertung der NF-Störung: Spitzenwert
 Störung durch Harmonische
 HF-Nutzsignal: Hub 3 kHz
 Modulationsfrequenz 1000 Hz
 Bewertung der NF-Störung: Effektivwert
 Rauschstörung
 HF-Nutzsignal: unmoduliert
 Bewertung der NF-Störung: Effektivwert

7.4 Beurteilung des Impulsverhaltens

Die Messergebnisse zeigen, dass die Impulsstörung wesentlich kritischer ist als die durch das Eigenrauschen oder durch die Demodulationsverzerrungen erzeugte Störung. Sie ist bei Eingangssignalen unter $30 \mu\text{V}$ und bei grösseren Verstimmungen besonders stark. Die Hauptursache dafür ist in den Phasensprüngen zu suchen, die wegen des ungünstigen Einschwingvorganges häufig und mit grosser Amplitude auftreten. Die die Störung reduzierende Wirkung der Hubbegrenzung ist wohl etwas feststellbar, aber nicht maximal. Da im praktischen Betrieb Verstimmungen von 1 kHz als Normalfall zu betrachten und bei ungünstigen Bedingungen solche von 2...3 kHz

möglich sind, muss man beim Einsatz des untersuchten Gerätes an den Senderversorgungsgrenzen mit einer starken Beeinträchtigung der Sprachqualität rechnen.

8. Verbesserung bei günstigster Dimensionierung

Im folgenden soll für jene Schaltungsteile, die einen Einfluss auf die Impulsstörung haben, unabhängig von der Frage der Realisierbarkeit, die günstigste Dimensionierung gesucht werden. Berücksichtigt werden soll hingegen die Forderung, durch allfällige Änderungen keine andere Empfangereigenschaft zu beeinträchtigen. Für diesen idealisierten Empfänger können dann die maximal erreichbaren Störabstände ermittelt und mit den an dem typischen Funkgerät gemessenen verglichen werden.

8.1 Filter mit günstigster Übertragungsfunktion

Im ersten Teil wurde der Zusammenhang zwischen der Form des Einschwingvorganges und dem NF-Störabstand untersucht. Nach (53) ist bei kleinen Nutzsignalen die Störampplitude proportional zur Impulsdauer τ . Ebenfalls proportional zu dieser Grösse ist gemäss (31) die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten der Phasensprünge. Die Amplitude und die Wahrscheinlichkeit nehmen auch zu, wenn, wie in Abschnitt 2.3.2 gezeigt wurde, das Vor- und Nachschwingen das Nutzsignal überschreitet. Eine starke Unsymmetrie kann ferner nach Abschnitt 3.1 zu zusätzlichen Spannungssprüngen führen. Aufgrund dieser Feststellungen hat man zum Erreichen der günstigsten NF-Störabstände an die Amplitudenfunktion folgende Bedingungen zu stellen (Fig. 26):

- Die Form soll möglichst symmetrisch sein.
- Das Vor- und Nachschwingen darf eine Grenze q nicht überschreiten.
- Die Impulsdauer Δt muss minimal sein.

Die Forderung nach genügender Trennschärfe und Verzerrungsfreiheit der zu übermittelnden Sprachinformation führt zu weiteren die Übertragungsfunktion betreffenden Bedingungen (Fig. 27):

- Der Dämpfungsverlauf soll bezüglich der Bandmittenfrequenz möglichst symmetrisch sein.

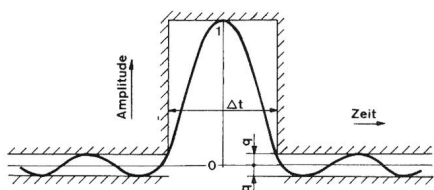


Fig. 26
Bedingungen an die Form des Einschwingvorganges

- Die Dämpfung im Durchlassbereich darf einen Grenzwert a_d nicht überschreiten.
- Die Dämpfung im Sperrbereich darf einen Grenzwert a_s nicht unterschreiten.

Die Grenze q für das zulässige Vor- und Nachschwingen gemäss Punkt b) kann wie folgt abgeschätzt werden:

Nach [1] ist eine Sprechfunkverbindung mit einem fahrenden Auto ohne Berücksichtigung von Impulsstörungen qualitativ genügend, wenn die Amplitude der mittleren Empfängereingangsspannung an 50Ω etwa $4,5 \mu V$ beträgt. Das mittlere Stossintegral der Störimpulse ist im 160-MHz-Band bei Verwendung einer $\lambda/4$ -Antenne $0,3 \cdot 10^{-9} Vs$ (siehe Abschnitt 6.1). Diesem Wert entspricht bei einer ZF-Bandbreite von 15 kHz ein auf den Empfängereingang bezogener Spitzenwert des Einschwingvorganges von ca. $9 \mu V$. Wenn man zulässt, dass das Vor- und Nachschwingen von 5% der Störimpulse das Nutzsignal überschreitet, dann ist bei gleichen Streuungen des Nutz- und Störsignals nach [1] ein Mittelwertverhältnis von 18 dB erforderlich. Der Einfluss des Vor- und Nachschwingens ist somit auch an den Versorgungsgrenzen vernachlässigbar, wenn q etwa 6% nicht überschreitet.

Es stellt sich nun die Aufgabe, die Übertragungsfunktion eines Filters zu suchen, das gleichzeitig alle Forderungen a)...f) erfüllt.

Die Bedingung a) verlangt, dass das Filter keine Laufzeitverzerrungen aufweist. Die Übertragungsfunktion kann daher als reelle Funktion $A(\Omega_v)$ angesetzt werden. Da die

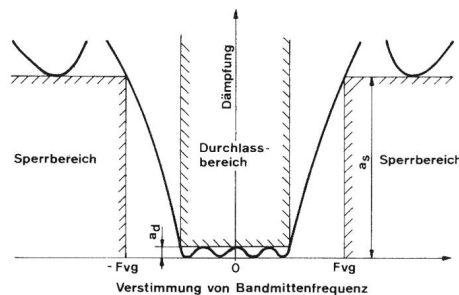


Fig. 27
Selektionsbedingungen

Sperrdämpfung im betrachteten Fall mit 80...100 dB sehr gross ist, kann man für die Bestimmung des Einschwingvorganges die Spektrumsanteile aus dem Sperrbereich vernachlässigen und die Übertragungsfunktion dort null setzen.

$$A(\Omega_v) = 0 \quad \text{für} \quad |\Omega_v| > \Omega_{vg} \quad (55)$$

Im übrigen Frequenzbereich soll die Übertragungsfunktion, einer Anregung aus [3] folgend, durch eine Fouriersche Reihe angesetzt werden:

$$A(\Omega_v) = \sum_{v=0}^{\infty} \alpha_v \cos v\pi \frac{\Omega_v}{\Omega_{vg}} \quad \text{für } |\Omega_v| \leq \Omega_{vg} \quad (56)$$

Die Amplitudenfunktion des Ausgangssignals bei einem Eingangsstoss ist dann nach (3)

$$\begin{aligned} \hat{U}_{szf}(t) &= \frac{2 S_e}{\pi} \sum_{v=0}^{\infty} \alpha_v \int_0^{\Omega_{vg}} \cos v\pi \frac{\Omega_v}{\Omega_{vg}} \cos \Omega_v t \, d\Omega_v \\ &= \frac{S_e \Omega_{vg}}{\pi} \sum_{v=0}^{\infty} \alpha_v \left[s_i(\Omega_{vg} t + v\pi) + s_i(\Omega_{vg} t - v\pi) \right] \end{aligned} \quad (57)$$

Sie besteht somit aus einer Summe von $\sin x/x$ -Funktionen, die ihre Maximalwerte zu den Zeiten $t = \pm v\pi/\Omega_{vg}$ erreichen. Die Form der Amplitudenfunktion ist abhängig von der Grösse der Koeffizienten α_v . Ihr Einfluss auf den besonders interessierenden Verlauf in der Umgebung des Höchstwertes nimmt mit zunehmendem v ab, so dass man die Glieder höherer Ordnung vernachlässigen kann. Durch systematische Variation der Koeffizienten bis $v = 4$ hat man mit den Werten $\alpha_0 = 0,716$, $\alpha_1 = 0,280$, $\alpha_2 = 0,00787$, $\alpha_3 = -0,0279$ und $\alpha_4 = 0,0243$ die Amplitudenfunktion mit der kürzesten Dauer ermittelt. Diese hat bei der Wahl von 12,5 kHz für die in Geräten für 25 kHz Kanalabstand maximal zulässigen Grenzfrequenz F_{vg} den in *Figur 28* dargestellten Verlauf. Man sieht, dass das Vor- und Nachschwingen mehrere Male bis zum Grenzwert $q = 6\%$ pendelt.

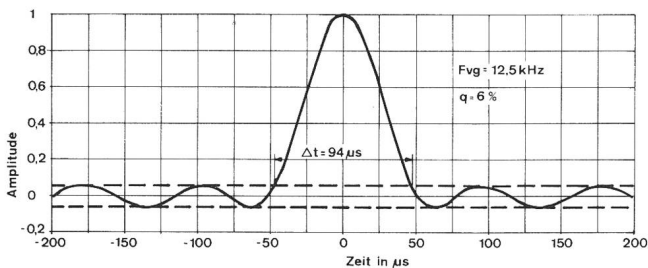


Fig. 28
Günstigste Form des Einschwingvorganges

Der Effektivwert des HF-Eingangssignals mit der Bandmittenfrequenz, das dem Höchstwert entspricht, berechnet sich bei $S_e = 1,6 \cdot 10^{-9} V_s$ zu

$$U_{n.e.o} = \sqrt{8} S_e F_{vg} \alpha_0 = 40 \mu V \quad (58)$$

Den nach den Gleichungen (55) und (56) berechneten Dämpfungsverlauf zeigt *Figur 29*. Darin sind ebenfalls die

Umhüllenden der Spektren eines sinusförmig und mit Sprache modulierten Signals gemäss [1] eingezeichnet. Man sieht, dass die Selektion des Filters einen Nachbar kanalbetrieb zulassen würde.

Die Dämpfungsverzerrungen im Durchlassbereich bewirken bei Verstimmungen bis ± 3 kHz einen Klirrfaktor von weniger als 1%. Mit e) ist daher auch die letzte der eingangs aufgestellten Forderungen erfüllt.

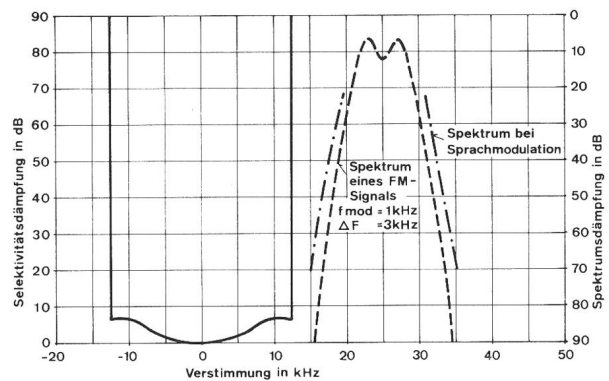


Fig. 29
Günstigste Form der Selektionskurve

8.2 Günstigste Dimensionierung des Diskriminators und des Begrenzers

Zum Erreichen der besten Störunterdrückung hat man nach der Ungleichung (51) einen Diskriminator zu verwenden, der Modulationsfrequenzen bis zu einem Vielfachen der ZF-Bandbreite verarbeiten kann.

Eine zwischen dem Diskriminator und der Nachbetonung eingefügte Begrenzung vermag den Störabstand gemäss (53) umso mehr zu verbessern, je tiefer ihr Einsatzpunkt gewählt wird. In den Sendern muss zur Beschränkung des Spektrums ebenfalls eine Begrenzung vorgenommen werden, die bei Frequenzhuben über 3 kHz wirksam wird. Ohne nachteilige Folgen darf deshalb auch der empfangsseitige Einsatzpunkt auf diesen Wert eingestellt werden.

8.3 Maximale Störabstände

Mit Hilfe der im ersten Teil hergeleiteten Formeln wurden die Störabstände für den ungünstigsten Fall mit verstimmtem Nutzsignal berechnet (*Fig. 30*). Die dabei getroffenen Voraussetzungen waren dieselben, unter denen die in Abschnitt 7.3 wiedergegebenen Messresultate gewonnen wurden.

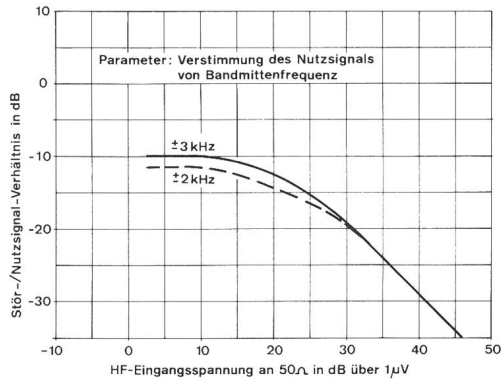


Fig. 30
Maximal erreichbare NF-Störabstände

8.4 Störabstandsverbesserung

Der Vergleich zwischen den Störabständen nach Fig. 30 und den an dem typischen Funkempfänger gemessenen gemäss Fig. 25 zeigt, dass bei kleinen Nutzsignalen im Mittel eine Verbesserung von etwa 10 dB erreicht werden könnte.

Da bei der im ersten Teil beschriebenen Versuchsschaltung die bestmögliche Störfestigkeit (Fig. 18) praktisch erreicht wurde (jedoch ohne die Selektionsforderungen zu erfüllen), konnte damit auch ein gehörmässiger Vergleich durchgeführt werden. Die Verbesserung zeigt sich in einer merklichen Herabsetzung der Störwirkung und garantiert auch bei kleinsten Nutzsignalen eine Lautverständlichkeit von mindestens 80%. Dieses Ergebnis zeigt, dass eine praktische Verwirklichung sinnvoll wäre.

9. Bemerkungen zur praktischen Verwirklichung der Verbesserungsvorschläge

Zum Abschluss sollen hier noch einige Gedanken über die praktischen Massnahmen und den zu erwartenden zusätzlichen Schaltungsaufwand gemacht werden.

9.1 Zur Entwicklung neuer Quarzfilter

Die in Abschnitt 8.1 hergeleitete ideale Übertragungsfunktion kann nur angenähert verwirklicht werden. Wegen des Schaltungsaufwandes wird man sich auf ein allpassfreies Netzwerk beschränken müssen. Es gibt verschiedene Arbeiten, die sich mit der Dimensionierung von Filtern mit günstigem Einschwingverhalten befassen. Es ist uns aber kein Verfahren für die direkte Berechnung der Pol- und Nullstellenverteilung bekannt, wenn mehrere die Selektion und das Nachschwingen betreffende Forderungen vorgegeben sind. In [7] ist eine Methode beschrieben, die auf

einem systematischen Probieren an einem Analogrechner beruht. Es wird darin auch gezeigt, dass die damit gefundenen Lösungen, im Vergleich zu anderen Ermittlungsverfahren, bei gleichem Schaltungsaufwand am günstigsten sind.

Die Firma Zellweger AG in Uster hat uns freundlicherweise ein ZF-Filter mit verbessertem Einschwingverhalten zur Verfügung gestellt. Da es nicht für die hier betrachtete Anwendung entwickelt wurde, sind zwar seine Eigenschaften nicht optimal, aber es zeigt doch, dass sich mit Quarzen solche Filter aufbauen lassen. Es wurde nach der in [8] angegebenen Theorie berechnet, die auf eine Ebnung der Gruppenlaufzeit abzielt. Mit acht Quarzen entspricht es aufwandsmässig etwa den heute gebräuchlichen Filtern. Wie die Fig. 31 zeigt, sind die Selektionsforderungen knapp erfüllt.

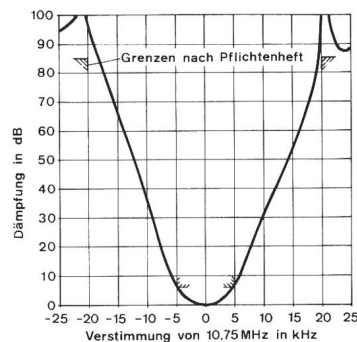


Fig. 31
Selektionskurve des speziellen ZF-Quarz-Filters

Die Amplitudenfunktion des Einschwingvorganges ist in Fig. 32 dargestellt. Ein Vergleich mit Fig. 22 zeigt das wesentlich herabgesetzte Nachschwingen. Gegenüber dem Idealfall, gemäss Fig. 28, ist aber die Impulsdauer mit $\Delta t \approx 190 \mu s$ etwa zweimal grösser.

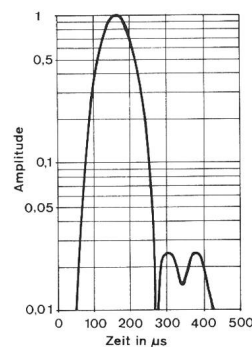


Fig. 32
Einschwingvorgang des speziellen ZF-Quarz-Filters

Zur Beurteilung der NF-Störung hat man das Spezialquarzfilter in den im Abschnitt 7 erwähnten Funkempfänger eingebaut, den Diskriminator durch ein Hubmeter ersetzt und eine Hubbegrenzung mit $\Delta F_b = 3$ kHz eingefügt. An dem so abgeänderten Gerät wurden die in Abschnitt 7.3 beschriebenen Messungen wiederholt.

Die in Fig. 33 dargestellten Ergebnisse zeigen die zu erwartende Verbesserung des Impulsstörabstandes bei praktisch gleichbleibender Empfindlichkeitsgrenze. Trotz der äusserst schmalen Durchlassbandbreite haben auch die harmonischen Verzerrungen nicht zugenommen. Es ist zu erwarten, dass sich durch eine den Bedürfnissen besser angepasste Dimensionierung die noch mögliche Störverminderung bei grösseren Verstimmungen ohne vermehrten Filteraufwand erreichen lässt.

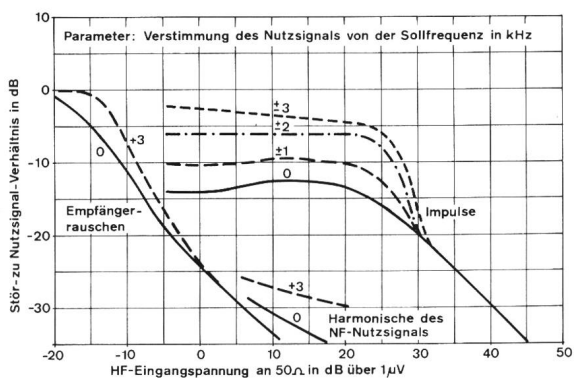


Fig. 33
Mit verbesserter Schaltung erreichte NF-Störabstände

9.2 Diskriminator mit erhöhter Demodulationsbandbreite

Bei der Konstruktion der ZF-Teile von Funkempfängern werden heute hauptsächlich zwei Lösungswege beschritten. Geräte der ersten Art arbeiten mit einer einzigen Zwischenfrequenz von meistens 10,7 MHz und müssen aus Stabilitätsgründen einen Quarzdiskriminator enthalten. Bei der zweiten Methode wird eine erste Zwischenfrequenz von 10,7 oder 21,4 MHz zur Filterung des Signals und eine zweite tiefere Zwischenfrequenz zur Verstärkung und Demodulation benützt. Der Schaltungsaufwand dürfte in bei-

den Fällen ungefähr gleich sein, denn der Mehraufwand für die zusätzliche Mischung wird durch die Möglichkeit der Verwendung eines einfacheren, beispielsweise mit LC-Kreisen aufgebauten Diskriminators etwa aufgehoben. Für Schaltungen mit verbesserter Impulsstörfestigkeit sollte aber der zweiten Lösung der Vorzug gegeben werden, weil sich mit Quarzen kaum Diskriminatoren mit genügend grosser Demodulationsbandbreite herstellen lassen.

9.3 Zusätzlicher Begrenzer

Der im Abschnitt 9.1 beschriebene Versuch mit dem abgeänderten Funkgerät hat gezeigt, dass durch den Anstieg des Empfängerrauschens bei kleinen HF-Eingangssignalen im Begrenzer eine geringe Reduktion des NF-Nutzsignals erzeugt wird. Mit 2 dB bei 0,3 μV darf diese aber als zulässig erachtet werden.

Der Mehraufwand für den serienmässigen Einbau in Funkempfängern dürfte unbedeutend sein, weil es sich hauptsächlich um eine Verlegung eines Teils der notwendigen Niederfrequenzverstärkung in eine als Begrenzer verstärker ausgebildete Stufe vor das Nachbetonungsglied handelt.

Bibliographie

- [1] E. Wey: Der mobile Ruf- und Sprechfunk, Blaue Reihe, TR. Nr. 107, Verlag Hallwag, Bern und Stuttgart 1972.
- [2] E. Wey: Grundforderungen an einen guten FM-UKW-Rundfunkempfänger. Techn. Mitteilungen PTT, 1960, Nr. 8.
- [3] K. Küpfmüller: Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. Hirzel Verlag, Stuttgart 1952.
- [4] W.F. Chov: Impulse noise reduction circuit for communication receivers. IRE Transactions on Vehicular Communications, Vol. VC-9, May 1960.
- [5] J.S. Smith: Impulse noise reduction in narrow-band FM-receivers—a survey of design approaches and compromises. IRE Transactions on Vehicular Communications, Vol. VC-11, August 1962.
- [6] E.J. Baghdady: Linear cancellation technique for suppressing impulse noise. IRE Transaction on Vehicular Communications, Vol. VC-9, Dez. 1960.
- [7] J. Jess und W. Schüssler: Über Filter mit günstigem Einschwingverhalten. A.E.Ü. 16 (1962) 3, S. 117...128.
- [8] B.D. Rakovich: Transfer functions approximating to a constant group delay. Electronic Engineering, London, 40 (1968) No 483, p. 242...246; No 484, p. 326...328.