

# **Einfluss von Geländereflexionen auf das Geräusch bei frequenzmodulierten Breitband-Richtstrahlverbindungen über Umlenkspiegel**

Autor(en): **Doswald, Hugo**

Objekttyp: **Article**

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 (Jahr): **49 (1971)**

Heft 12

PDF erstellt am: **16.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-874308>

## **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

## **Haftungsausschluss**

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

# Einfluss von Geländereflexionen auf das Geräusch bei frequenzmodulierten Breitband-Richtstrahlverbindungen über Umlenkspiegel

Hugo DOSWALD, Bern

621.391.826.2: 621.396.43

*Zusammenfassung. Jede Richtstrahlverbindung über Umlenkantennen ist mit mehr oder weniger ausgeprägter Mehrwegausbreitung infolge Reflexionen an der Umgebung des Umlenkantennenstandortes behaftet. Im folgenden wird der Einfluss dieser Mehrwegausbreitung auf nicht-lineare Verzerrungen bei frequenzmodulierten Breitband-Richtstrahlssystemen untersucht und gezeigt, wie der Einfluss der Umlenkantenne beziehungsweise deren Umgebung auf die Übertragungsqualität messtechnisch und rechnerisch bestimmt werden kann.*

**Influence des réflexions du terrain sur le bruit dans les liaisons hertziennes à large bande, modulées en fréquence et utilisant des relais passifs à miroir**

*Résumé. Chaque faisceau hertzien utilisant des miroirs comme relais passifs subit des effets plus ou moins profonds de propagation par trajets multiples dus aux réflexions sur le terrain au voisinage du miroir. On étudie ici comment ces effets influencent la distorsion non linéaire dans les systèmes à faisceaux hertziens à large bande, modulés en fréquence et on indique une manière de déterminer par la mesure et par le calcul l'influence du miroir ou plutôt du terrain qui l'entourne sur la qualité de la transmission.*

**L'influenza delle riflessioni dovute alla configurazione del terreno sul rumore nei collegamenti ponti radio a larga banda e modulazione di frequenza per il tramite di riflettori passivi**

*Riassunto. Ogni collegamento ponte radio su circuito passivo è soggetto a effetti di propagazione multipla più o meno pronunciati, dovuta a riflessione provocata dai dintorni dell'ubicazione del riflettore. Si analizza nel seguito l'influenza che questa propagazione multipla esercita sulle distorsioni non lineari dei sistemi ponti radio a larga banda e modulazione di frequenza e si dimostra come è possibile determinare mediante misurazioni e sulla base di calcoli l'influenza dell'antenna passiva, rispettivamente della configurazione del terreno adiacente, sulla qualità della trasmissione.*

## 1. Einleitung

Ein Passivrelais hat die Aufgabe, die von einer Sendeantenne abgestrahlte Leistung möglichst verlustfrei und mit möglichst scharfer Bündelung in die Richtung der Empfangsantenne umzulenken. Die realen Umlenkantennenstandorte im Gelände bringen mit sich, dass die Sendeantenne nicht nur das Passivrelais anstrahlt, sondern auch dessen Umgebung. Die Umgebung reflektiert ebenfalls, wenn auch diffus. Deshalb besteht das empfangsseitige Signal aus zwei Anteilen, nämlich aus jenem, der vom Passivrelais herrührt, und jenem der Umgebung (Mehrwegausbreitung). Demzufolge ist jede Richtstrahlverbindung über Umlenkspiegel mit mehr oder weniger ausgeprägter Mehrwegausbreitung behaftet.

Im folgenden wird der Einfluss dieser Mehrwegausbreitung infolge Strahlung der Umgebung des Passivrelaisstandortes auf nichtlineare Verzerrungen untersucht. Um das Problem vereinfacht darzustellen, wird zuerst die Berechnung der Verzerrungen eines sinusförmigen Signals, das frequenzmoduliert übertragen wird, wiedergegeben. Anhand dieser Berechnungen lässt sich der Mechanismus der Intermodulation als Folge der Mehrwegausbreitung zeigen. Anschliessend wird auf die Berechnung des Einflusses der Mehrwegausbreitung auf das Geräuschdichteverhältnis in einem Telephonkanal bei Belastung mit weissem Rauschen eingegangen.

## 2. Verzerrung eines sinusförmigen Signals

Das Empfangssignal, das bei Mehrwegausbreitung empfangen wird, besteht aus einem Hauptsignal und mehreren, infolge Reflexion am Gelände entstandenen, nicht kohärenten Sekundärsignalen, die gegenüber dem Hauptsignal eine zeitliche Differenz  $\Delta t_i$  aufweisen. Für die Berechnung der Verzerrungen zufolge der Reflexionen wird ein alle

Reflexionsstellen umfassender mittlerer Reflexionsfaktor  $r$  eingeführt. Ebenso wählt man für die Laufzeitdifferenz eine mittlere Zeit  $\Delta t$ , entsprechend einer mittleren Wegdifferenz  $\Delta l$ . Reflexionsfaktor  $r$  und Laufzeitdifferenz  $\Delta t$  können durch Messungen, auf die später eingegangen wird, bestimmt werden.

Mit diesen Voraussetzungen ergibt sich folgende Ausgangslage:

Hauptsignal:

$$U_1 = U_0 \cdot \sin(\omega_0 t - \Theta \cos pt) \quad (1)$$

Reflexionssignal:

$$U_2 = r \cdot U_0 \cdot \sin[\omega_0(t - \Delta t) - \Theta \cos p(t - \Delta t)] \quad (2)$$

Empfangssignal:

$$U = U_1 + U_2 \quad (3)$$

$$U = U_0 \cdot \sin \varphi(t) + r \cdot U_0 \sin \Psi(t) \quad (4)$$

Die Phasendifferenz  $\gamma(t)$  zwischen  $U_1$  und  $U_2$  lässt sich berechnen und ist ein Mass für die Grösse der Verzerrung:

$$\gamma(t) = \Psi(t) - \varphi(t) \quad (5)$$

$$\gamma(t) = -\omega_0 \Delta t + 2 \Theta \sin \frac{p \cdot \Delta t}{2} \sin p \left( t - \frac{\Delta t}{2} \right) \quad (6)$$

(4) wird damit

$$U = U_0 \cdot \sin \varphi(t) + r \cdot U_0 \sin [\varphi(t) - \gamma(t)] \quad (7)$$

Gleichung (7) lässt sich als Zeigerdiagramm (Fig. 1) darstellen, in dem die störende Winkelmodulation  $\varepsilon(t)$  erkennbar ist.

Durch Umformen von (7) in die Form

$$U = \hat{U}(t) \cdot \sin[\varphi(t) + \varepsilon(t)] \quad (8)$$

erhält man:

$$\operatorname{tg} \varepsilon(t) = \frac{r \cdot \sin \gamma(t)}{1 + r \cdot \cos \gamma(t)} \quad (9)$$

Man sieht aus (8) sowie Figur 1, dass wegen Mehrwegausbreitung neben der störenden Winkelmodulation auch

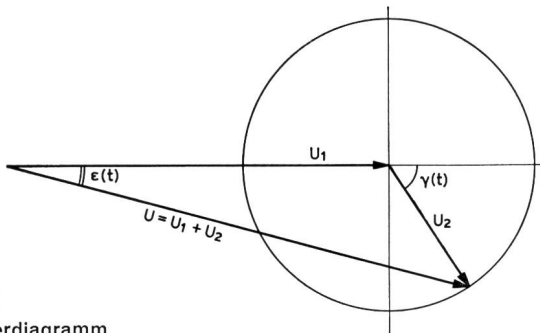


Fig. 1  
Zeigerdiagramm

eine Amplitudenmodulation auftritt, die jedoch im folgenden vernachlässigt wird.

Für  $r \ll 1$  wird  $\varepsilon(t)$ :

$$\varepsilon(t) \approx r \cdot \sin \left[ -\omega_0 \Delta t + 2\theta \sin \frac{p \cdot \Delta t}{2} \cdot \sin p \left( t - \frac{\Delta t}{2} \right) \right] \quad (10)$$

Durch Umformen von (10) erhält man die Störkoeffizienten zu:

$$D_n = \frac{d\varepsilon}{d\omega} = \frac{2r}{\Delta\omega} \cdot n \cdot p \cdot \sin \left( \gamma_0 + \frac{n \cdot \pi}{2} \right) \cdot J_n(\gamma_m) \cdot 2 \cdot \theta \cdot \sin \left( p \frac{\Delta t}{2} \right) \quad (11)$$

$\Delta\omega =$  Kreisfrequenzhub (Null-Spitze)

$$\theta = \frac{\Delta\omega}{p}$$

$$\gamma_0 = -\omega_0 \cdot \Delta t$$

$$\gamma_m = 2\theta \sin \frac{p \Delta t}{2}$$

$J_n(\gamma_m) =$  Besselfunktion n-ten Grades des Arg.  $\gamma_m$

Speziell ergeben die Koeffizienten der zweiten und dritten Harmonischen:

$$D_{II} = \frac{2r}{\Delta\omega} \cdot 2 \cdot p \cdot J_2(\gamma_m) \cdot 2 \cdot \theta \cdot \sin \left( p \frac{\Delta t}{2} \right) \cdot \sin \gamma_0 \quad (12)$$

$$D_{III} = \frac{2r}{\Delta\omega} \cdot 3 \cdot p \cdot J_3(\gamma_m) \cdot 2 \cdot \theta \cdot \sin \left( p \frac{\Delta t}{2} \right) \cdot \cos \gamma_0$$

Falls  $p \cdot \Delta t < 1$  und  $\Delta\omega \cdot \Delta t < 1$ , lassen sich die Gleichungen (12) umformen zu:

$$D_{II} = r \cdot \frac{\theta}{2} (p \cdot \Delta t)^2 \cdot \sin \gamma_0 \quad (13)$$

$$D_{III} = r \cdot \frac{\theta^2}{8} (p \cdot \Delta t)^3 \cdot \cos \gamma_0$$

Falls  $\gamma_0 = 0, \pi, \dots$  ist  $D_{II} = 0$   
 $D_{III} = \max$

Falls  $\gamma_0 = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \dots$  ist  $D_{II} = \max$   
 $D_{III} = 0$

Ferner gilt:  $D_{II \max} > D_{III \max}$

Daraus ergibt sich folgendes weitere Vorgehen, das auch für den Fall von Weissrauschbelastung gilt: Die Praxis hat gezeigt, dass bei Mehrwegausbreitung infolge Reflexionen im Gelände nicht mit konstantem  $\Delta t$  gerechnet werden kann, weshalb nur noch die Maximal- und Minimalwerte der Störungen verfolgt werden.

Maximalwert der Störung:

$$D_{\max} = D_{II \max} = r \cdot \frac{\theta}{2} \cdot (p \cdot \Delta t)^2 \quad (14)$$

Minimalwert der Störung:

$$D_{\min} = D_{III \max} = r \cdot \frac{\theta^2}{8} \cdot (p \cdot \Delta t)^3 \quad (14)$$

Die in Wirklichkeit auftretende Störung wird, je nach Phasenlage, im Bereich zwischen maximaler und minimaler Störung liegen.

### 3. Verzerrungen bei Weissrauschbelastung

Die im 2. Kapitel angestellten Berechnungen sind nicht repräsentativ bei simultaner Übertragung von einigen hundert Telefonkanälen. Repräsentative Verhältnisse erhält man, wenn das Vielkanalsystem durch eine Rauschspannung mit Gaußscher Amplitudenverteilung belastet wird. Innerhalb des Rauschspektrums wird eine schmale Lücke ausgespart, die einen einzelnen, nicht belasteten Telefonkanal darstellen soll. Nach der Übertragung wird man feststellen, dass jetzt auch in der Lücke Energie vorhanden ist. Diese Störleistung  $X$  wird mit der Rauschleistung  $S$  eines unmittelbar benachbarten Kanals verglichen. Das Leistungsverhältnis wird als Störabstand  $X/S$  (englisch: Noise-Power-Ratio) bezeichnet.

Die Berechnung des Störabstandes wird mit Hilfe der Auto-Korrelationsfunktion durchgeführt (Theorem von Wiener-Khintchine). Im folgenden wird für die exakte Herleitung auf die einschlägige Literatur [1]...[7] verwiesen. Die im 2. Kapitel angestellten Überlegungen behalten ihre Gültigkeit und dienen zum Verständnis der nachfolgenden Formeln.

Nach Medhurst [1] ist der Maximalwert der Störung:

$$\frac{1}{r^2} \cdot \frac{X_{\max}}{S} = \frac{2}{\pi} \cdot p^2 \cdot \frac{(p_m - p_0)}{\Delta\omega^2_{\text{eff}}} \cdot e^{-\psi_0} \cdot \int_0^{\infty} \left\{ \cosh[\psi_u(\tau)] - 1 \right\} \cos(p\tau) \cdot d\tau \quad (15)$$

Der Minimalwert der Störung ist:

$$\frac{1}{r^2} \cdot \frac{X_{\min}}{S} = \frac{2}{\pi} \cdot p^2 \cdot \frac{p_m - p_0}{\Delta\omega^2_{\text{eff}}} \cdot e^{-\psi_0} \cdot \int_0^{\infty} \left\{ \sinh[\psi_u(\tau)] - \psi_u(\tau) \right\} \cos(p\tau) \cdot d\tau \quad (16)$$

wobei:

- $\Psi_u(\tau)$  = Autokorrelationsfunktion
- $\Psi_0$  =  $\Psi_u(\tau = 0)$
- X/S = Geräusch/Signal-Leistungsverhältnis
- r = Reflexionsfaktor (Spannungsverhältnis)
- p = Kreisfrequenz;  $p_0 \leq p \leq p_m$
- $p_m$  = grösste übertragene Kreisfrequenz
- $p_0$  = kleinste übertragene Kreisfrequenz
- $\Delta\omega_{\text{eff}}$  = äquivalenter Kreisfrequenzhub; Effektivwert
- $\Delta t$  = Laufzeitverzögerung des Echsignals

Die Ausdrücke für  $\Psi_u(\tau)$  und  $\Psi_0$  sind in [1] zu finden.

Die Gleichungen (15) und (16) gelten für Frequenzmodulation ohne Vorbetonung. Der Einfluss der Vorbetonung wurde in [3], [4] und [5] behandelt und ist in Figur 4 dargestellt.

Falls  $p_m \cdot \Delta t < 1$ , sowie  $p = p_m$  und  $p_0 = 0$  wird (15):

$$\frac{1}{r^2} \cdot \frac{X_{\text{max}}}{S} = \frac{1}{4} (p_m \cdot \Delta t)^4 \cdot \left( \frac{\Delta\omega_{\text{eff}}}{p_m} \right)^2 \quad (17)$$

und (16): 
$$\frac{1}{r^2} \cdot \frac{X_{\text{min}}}{S} = \frac{1}{12} (p_m \cdot \Delta t)^6 \cdot \left( \frac{\Delta\omega_{\text{eff}}}{p_m} \right)^4 \quad (18)$$

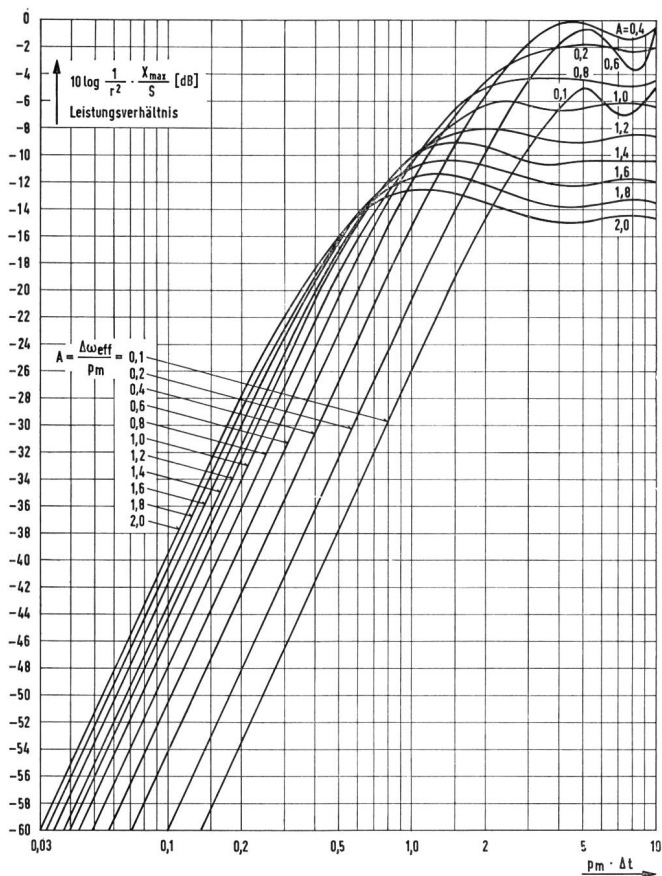


Fig. 2  
Maximalwert der Verzerrung, berechnet für den obersten Telephonkanal

Ein Vergleich von (17) und (18) mit den Formeln (14), unter Berücksichtigung, dass (14) Ausdrücke für Spannungskoeffizienten sind, während (17) und (18) Leistungsverhältnisse darstellen, zeigt eine auffallende Ähnlichkeit der Gleichungen, womit der grundsätzliche Zusammenhang zwischen Verzerrung eines sinusförmigen Signals und Verzerrung bei Weissrauschbelastung gezeigt ist. Der exakte Zusammenhang ist in [3] und [4] dargestellt.

Die numerische Berechnung von (15) und (16) wurde in [1] durchgeführt. Die Figuren 2 und 3 zeigen die Auswertung für den obersten Telephonkanal ( $p_m$ ), ohne Berücksichtigung der Preemphasis. Der Einfluss der Preemphasis ist Figur 4 zu entnehmen.

Figur 5 zeigt die Änderung des Geräusch/Signal-Verhältnisses in Funktion der Frequenz, anwendbar bei

$$10 \cdot \log \frac{1}{r^2} \cdot \frac{X}{S} \leq -20 \text{ dB.}$$

Daraus geht hervor, dass bei Mehrwegausbreitung die obersten Kanäle am stärksten gestört werden.

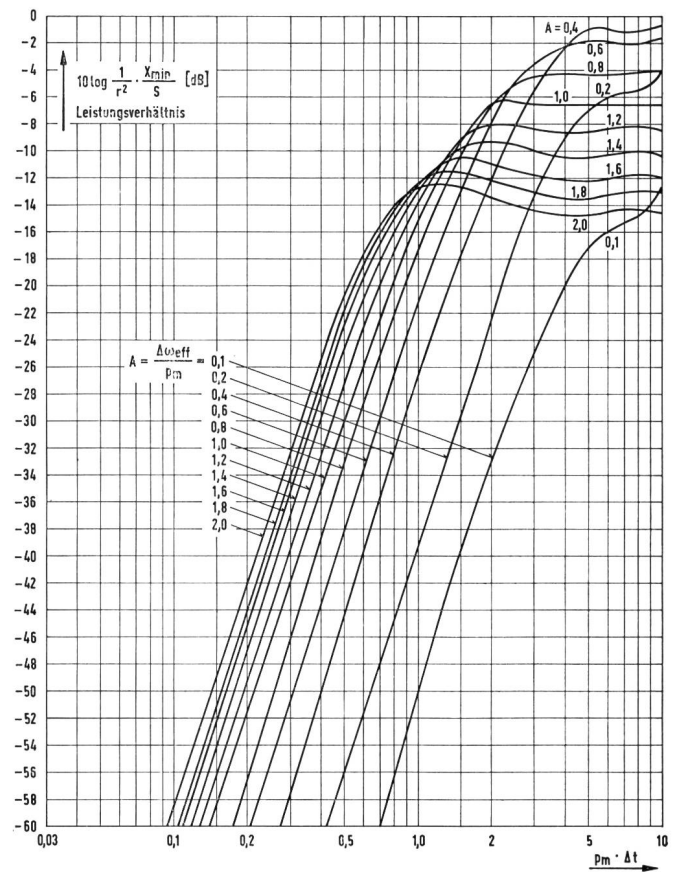


Fig. 3  
Minimalwert der Verzerrung, berechnet für den obersten Telephonkanal

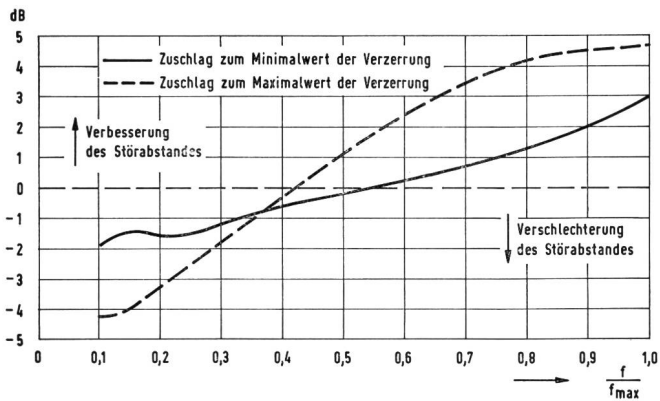


Fig. 4  
Einfluss der CCIR-Preemphasis auf den Störabstand

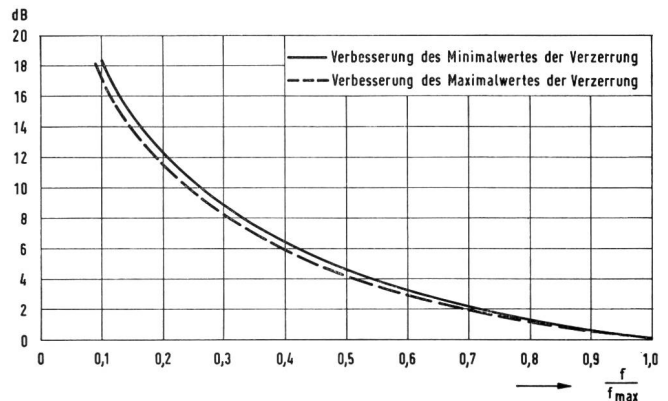


Fig. 5  
Verbesserung des Störabstandes in Funktion der Frequenz bezüglich der Maximalfrequenz

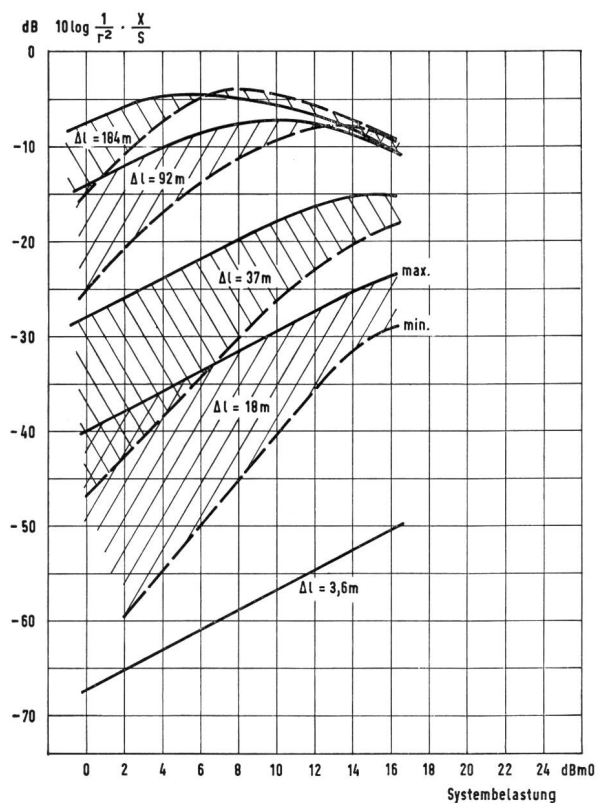


Fig. 6  
Schwankungsbereich des Intermodulationsgeräusches infolge Mehrwegausbreitung, dargestellt für den obersten Telephonkanal eines 300-Kanal-Systems nach CCIR. Parameter: mittlere Wegdifferenz

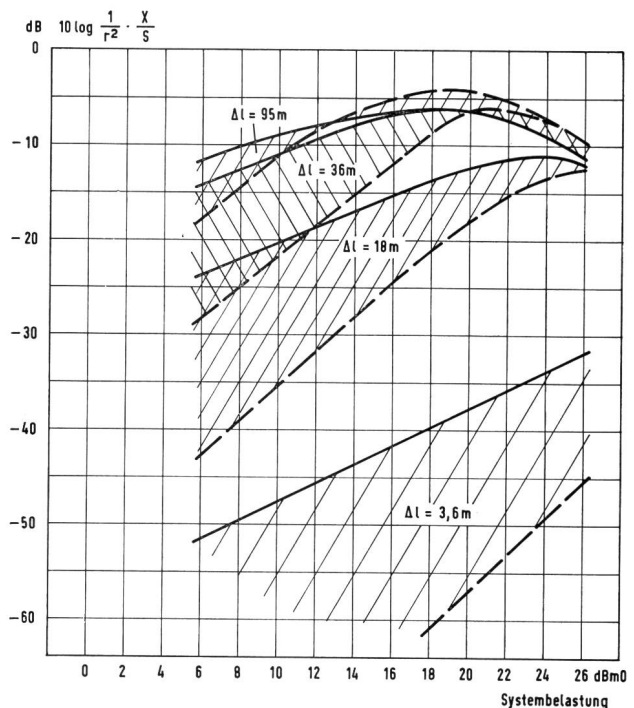


Fig. 7  
Schwankungsbereich des Intermodulationsgeräusches infolge Mehrwegausbreitung, dargestellt für den obersten Telephonkanal eines 960-Kanal-Systems nach CCIR. Parameter: mittlere Wegdifferenz

Die Figuren 6 beziehungsweise 7 zeigen den Einfluss der Mehrwegausbreitung auf ein ideales 300- oder 960-Kanal-Richtstrahlensystem, definiert nach CCIR. Dieser Störung wird im praktischen Fall das Grundgeräusch sowie das Intermodulationsgeräusch überlagert, herrührend von den

weiteren nichtlinearen Übertragungseigenschaften des Systems, so dass die Rauschklimmessaufnahme an einer installierten Verbindung mit Passivantenne einen prinzipiellen Verlauf des Geräusch/Signal-Abstandes nach Figur 8 ergeben wird. Einen gemessenen Verlauf zeigt Figur 9.

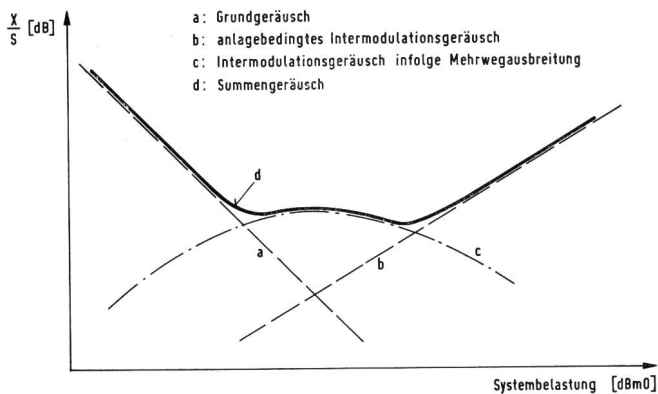


Fig. 8  
Möglicher Verlauf einer Rauschklimrmessung

#### 4. Messung des Einflusses der Mehrwegausbreitung auf Richtstrahlverbindungen mit Passivantennen

Das vorangehende Kapitel zeigte, dass die Qualität des Standortes einer Umlenkantenne bezüglich Verzerrungen im Grundband infolge der Mehrwegausbreitung von nachstehenden Größen abhängt:

- Reflexionsfaktor
- Laufzeitdifferenz
- Spezifikationen der Anlage (Kanalzahl, Frequenzhub, usw.).

Mit Hilfe dieser drei Größen kann der Beitrag der Reflexionen zum Signal/Geräusch-Abstand berechnet werden. Messtechnisch lässt sich die Verzerrung mit dem Rauschklimr-Messverfahren, beschrieben in [8] und [9], bestimmen. Im folgenden wird nun gezeigt, wie sich Reflexionsfaktor und Laufzeitverzögerung an realen Systemen messen lassen.

##### a) Reflexionsfaktor

Bei Verbindungen über Passivrelais treten am Ort der passiven Antenne je nach Standortwahl mehr oder weniger ausgeprägte Reflexionsstellen auf. Da diese Reflexionsstellen in keiner festen Phasenbeziehung zueinander stehen, können sie auf einen einzigen, mittleren Reflexionsfaktor reduziert werden, der bestimmt wird, indem bei konstanter Sendeleistung und optimal gerichteten Sende- und Empfangsantennen die Empfangsleistung bei gerichteter Passivantenne und bei weggedrehter Passivantenne gemessen wird (Leistung  $P_1$  bzw.  $P_2$ ). Dann gilt:

$$r^2 = \frac{P_2}{P_1} \quad (19)$$

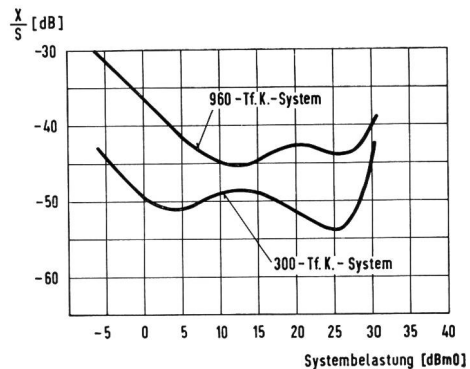


Fig. 9  
Beispiel einer Rauschklimrmessung.

Gemessene Kenngrößen:  $\Delta t \approx 350\text{ns}$  ( $\Delta l \approx 100\text{m}$ )  
 $\frac{P_2}{P_1} \approx -40\text{ dB}$

Dieser gemessene Wert kann direkt in die Gleichungen (15) und (16) eingesetzt werden.

Es ist besonders darauf zu achten, dass diese Messungen und die Rauschklimrmessungen mit denselben Sende- und Empfangsantennen und deren Standorten durchgeführt werden, da der erhaltene Reflexionsfaktor vom Strahlungsdiagramm der Antennen und ihrer gemeinsam beleuchteten Fläche abhängt. *Figur 10* möge dies erläutern.

Eine Änderung der Antennenanordnung hat nach *Figur 10* zwangsläufig eine Änderung der gemeinsam beleuchteten Fläche zur Folge.

##### b) Laufzeitverzögerung

Auch hier wird mit einer einzigen, mittleren Laufzeitverzögerung gerechnet. Diese kann auf zwei Arten bestimmt werden:

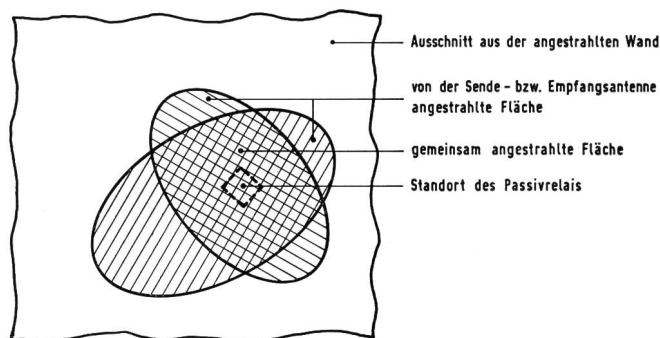


Fig. 10  
Anstrahlung der Wand von der Sende- und Empfangsantenne

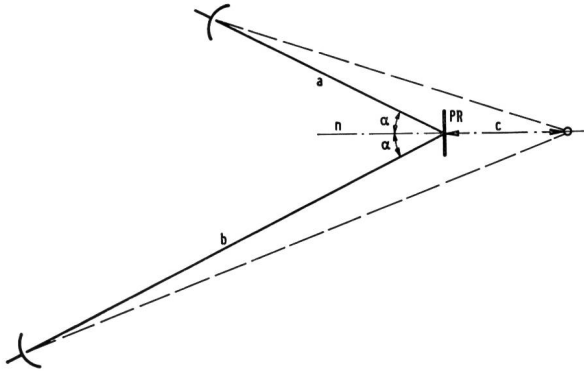


Fig. 11  
Weg des Haupt- und des Sekundärstrahles

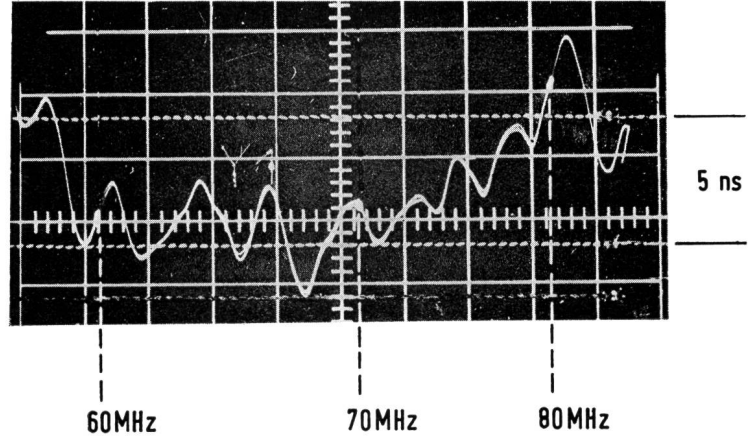


Fig. 13  
Gemessener Verlauf von  $\tau$

- Falls sich der Ort der Reflexionsstelle auf der Mittelnormalen der Umlenkfläche befindet, errechnet sich die Wegdifferenz zwischen Hauptstrahl und Sekundärstrahl nach Fig. 11 zu:

$$\Delta l = \sqrt{b^2 + c^2 + 2bc \cos \alpha} + \sqrt{a^2 + c^2 + 2ac \cos \alpha} - (a + b) \quad (20)$$

Der Laufzeitunterschied ist dann:

$$\Delta t = \frac{\Delta l}{c} \quad (21)$$

wobei  $c \approx$  Lichtgeschwindigkeit

- Messtechnisch kann die Bestimmung der Laufzeitdifferenz auf die Messung der Gruppenlaufzeit  $\tau$  zurückgeführt werden.  $\tau$  setzt sich zusammen aus einem Anteil  $\tau_1$ , herrührend vom Hauptstrahl, und einem Anteil  $\tau_2$ , herrührend vom Sekundärstrahl. Nach (10) gilt:

$$\varepsilon \approx r \cdot \sin \gamma(t)$$

$$\tau_2 \approx \frac{d\varepsilon}{d\omega} = \frac{d\varepsilon}{d\gamma} \cdot \frac{d\gamma}{d\omega} = r \cdot \Delta t \cdot \cos(\omega \cdot \Delta t)$$

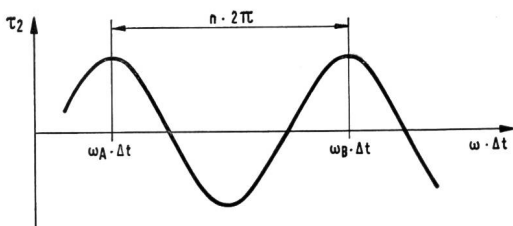


Fig. 12  
Verlauf der Gruppenlaufzeit infolge Reflexion

$\tau_2$  ist in Fig. 12 dargestellt. Daraus entnimmt man:

$$\Delta t \approx \frac{n}{f_B - f_A} \quad (22)$$

Fig. 13 zeigt den praktischen Verlauf von  $\tau$ , gemessen über eine Richtstrahlverbindung mit Passivantenne. Der Fig. 13 entnimmt man:  $\Delta t \approx 350$  ns.

## 5. Ergebnis

Mit Hilfe der dargestellten Methoden wurden an bereits verwirklichten Systemen mit Umlenkspiegel Messungen durchgeführt. Die Resultate zeigen gute Übereinstimmung mit der Theorie.

## Literatur

- [1] Medhurst R. G. Echo-Distortion in Frequency-Modulation. Electronic Radio Engr., July 1959, p. 253...259.
- [2] Bennett W. R., Curtis H. E., Rice S. O. Interchannel Interference in FM and PM Systems Under Noise Loading Conditions. BSTJ, May 1955, p. 601...636.
- [3] Monti-Guarnieri G. Nozioni sui ponti radio. GT+E.
- [4] Bosse G. Die Anforderungen an die Linearität bei Vielkanal-Richtfunksystemen mit Frequenzmodulation. FTZ, Dez. 1954, S. 678...682.
- [5] Bosse G., Wagner M. Störungen durch Echos bei Vielkanal-Richtfunkstrecken mit Frequenzmodulation. Frequenz, Mai 1956, S. 137...142.
- [6] Albersheim W. J., Schafer J. P. Echo Distortion in the FM-Transmission of Frequency-Division Multiplex. Proc. IRE, March 1952, p. 316...328.
- [7] Bosse G. Das Rechnen mit Rauschspannungen. Frequenz 1955, S. 258...264, 407...413.
- [8] CCIR-Empfehlung Nr. 399.
- [9] CCITT-Empfehlung Nr. G 228.