

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

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

Band: 66 (1988)

Heft: 2

Artikel: Berechnung der Übertragungssicherheit von Zeichen für Mobilfunksysteme

Autor: König, Peter

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-876233>

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: 15.03.2025

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

Berechnung der Übertragungssicherheit von Zeichen für Mobilfunksysteme

Peter KÖNIG, Bern

Zusammenfassung. Einleitend wird kurz auf das statistische Modell von Empfangssignalen eingegangen, wie sie bei schmalbandigen Mobilfunksystemen meistens auftreten. Es folgen dann einige Bemerkungen zur Simulation solcher Signale. Mit Hilfe vereinfachter statistischer Gesetzmässigkeiten wird eine Berechnungsmethode für die Bestimmung der Übertragungssicherheit von Zeichen hergeleitet. Abschliessend werden an einem Beispiel die Anwendung und Genauigkeit der Berechnungsmethode gezeigt.

Calcul de la sécurité de transmission des signaux dans les systèmes de radiocommunication mobiles

Résumé. L'auteur aborde brièvement le modèle statistique pour les signaux captés du type qui apparaît en général dans les systèmes de radiocommunication mobiles à bande étroite. Suivent quelques remarques concernant la simulation de tels signaux. Au moyen de lois statistiques simplifiées, on indique une méthode de calcul permettant de déterminer la sécurité de transmission des signaux. Un exemple illustre l'application de cette méthode de calcul et sa précision.

Misura della sicurezza trasmissiva di segnali per sistemi radiomobili

Riassunto. L'autore descrive brevemente il modello statistico dei segnali di ricezione che si presentano normalmente nei sistemi radiomobili a banda stretta. Seguono quindi alcune osservazioni sulla simulazione di questi segnali. Da costanti statistiche semplificate viene derivato un metodo di calcolo per la determinazione della sicurezza trasmissiva di segnali. L'autore mostra infine, in base a un esempio, l'impiego e l'esattezza del metodo di calcolo.

1 Einleitung

Registriert man beispielsweise in einem Auto während der Fahrt das Empfangssignal eines VHF- oder UHF-Senders, so lassen sich leicht zwei Schwankungsarten unterscheiden [1, 2]. Einer verhältnismässig langsamen Änderung des Signals (Grobstruktur) sind sehr rasche Schwankungen überlagert (Feinstruktur). Erstere werden durch Änderungen in den Ausbreitungsbedingungen verursacht, während die Feinstruktur durch den gleichzeitigen Empfang mehrerer, aus verschiedenen Richtungen einfallender Wellen erzeugt wird. Beide Schwankungsarten sind praktisch voneinander unabhängig. Im Gegensatz zur Grobstruktur, die eine sehr ortsabhängige Verteilung besitzt, hat die Feinstruktur einen fast einheitlichen Charakter. Das Hauptmerkmal sind die kurzzeitig starken Signalschwunde (Fading) von bis über 30 dB unter den Mittelwert. Bei vielen Untersuchungen wurde festgestellt, dass die Feinstruktur in den meisten Fällen sehr gut einer Rayleigh- und die Grobstruktur einer log-normalen Verteilung folgt.

Wegen Reflexionen vorwiegend an Häusern in der näheren Umgebung treffen am Empfangsort mehrere aus verschiedenen Richtungen sich ausbreitende, annähernd ebene Wellen ein (Fig. 1). Jede erzeugt an den Antennenklemmen eine sinusförmige Spannung, so dass sich das Empfangssignal aus einer Summe von verschiedenen Sinussignalen zusammensetzt. Bewegt sich die Antenne in einer bestimmten Richtung vorwärts, dann erfährt jede Komponente in der Frequenz eine Dopplerverschiebung um $\frac{v}{\lambda_0} \cos \alpha_n$. Diese ist also abhängig von der Bewegungsgeschwindigkeit v , der Wellenlänge λ_0 der Trägerschwingung und dem Einfallswinkel α_n . Sie erreicht ihren Maximalwert $f_D = \frac{v}{\lambda_0}$ für $\alpha_n = 0$ und π . Das Empfangssignal kann somit wie folgt dargestellt werden:

$$\underline{u}_s = \sum_{n=1}^N \hat{U}_n \cos [\varphi_n + (\Omega_0 + \omega_D \cos \alpha_n) t] \quad (1)$$

$$\text{mit } \Omega_0 = 2\pi F_0 \quad \omega_D = 2\pi f_D$$

Die verschiedenen Grössen \hat{U}_n , φ_n , und α_n sind Zufallsvariablen, deren Eigenschaften in [1] ausführlich beschrieben wurden. Dieses Streufeld bewirkt also die Feinstruktur.

Wenn Sichtverbindung zum Senderstandort vorhanden, entsteht am Empfangsort neben dem vom Streufeld herrührenden Anteil gemäss Gl. (1) noch eine stärkere Komponente

$$u_d = \hat{U}_d \cos (\Omega_0 + \omega_D \cos \alpha_d) t$$

Durch diese direkte Welle wird die mittlere Amplitude des Empfangssignals erhöht und die tiefen vom Streufeld herrührenden Signalschwunde nehmen ab. In diesem Fall wird die Übertragungssicherheit von Zeichen erhöht. Das ungünstigste und für die Planung massgebende Empfangssignal entsteht aber, wenn nur der vom Streufeld herrührende Anteil gemäss Gl. (1) wirksam ist. Dieser Ausdruck lässt sich auch noch anders schreiben

$$\underline{u}_s = \underline{u}_1(t) \cos \Omega_0 t + \underline{u}_2(t) \sin \Omega_0 t \quad (2)$$

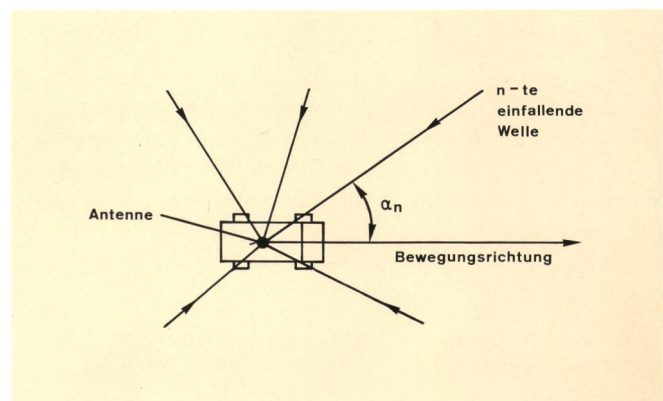


Fig. 1
Einfallende Wellen beim Mobilfunkempfänger

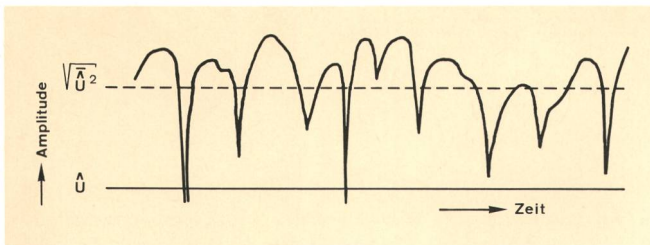


Fig. 2
Feinstruktur des Amplitudenverlaufes (Rayleigh-Verteilung)

Er besteht also aus einer Cosinus- und einer Sinus-Komponente, deren Amplitude \underline{u}_1 und \underline{u}_2 normalverteilte, voneinander unabhängige Zufallsvariablen sind. Die Gesamtamplitude $[\underline{u}_1^2(t) + \underline{u}_2^2(t)]^{1/2}$ folgt daher einer Rayleigh-Verteilung, wie sie meistens als Feinstruktur beobachtet wird. In [1, 2] wird gezeigt, dass sich aufgrund der Gl. (2) ein solches Signal verhältnismässig leicht simulieren lässt. Ein entsprechendes Messgerät wurde schon vor 10 Jahren gebaut [1] und hat sich bisher bei der Untersuchung vieler Mobilfunksysteme sehr bewährt. Der Nachteil der Messmethode besteht darin, dass sie systementsprechende Coder und Decoder benötigt. Falls die gemessene Übertragungssicherheit nicht den Erwartungen entspricht, müssen dabei die Geräte umgebaut und erneut ausgemessen werden. Der Aufwand kann beträchtlich sein. Es erwuchs daraus schon sehr früh der Wunsch, theoretische Grundlagen zu schaffen, um die Übertragungssicherheit von Zeichen auch rechnerisch zu ermitteln. Neben der Zeit- und Kostenersparnis hat dies den Vorteil, die Schwächen eines Codes besser erkennen zu können.

2 Statistische Gesetzmässigkeiten des Empfangssignals

21 Feinstruktur (Rayleigh-Verteilung)

Die Fig. 2 zeigt die über ein kurzes Wegstück (etwa 30 m) registrierte Amplitude des Empfangssignals. Für die Berechnung der Übertragungssicherheit von Zeichen ist es wichtig, die Wahrscheinlichkeit für einen Signalschwund und die Verteilung der Schwunddauer bei einer bestimmten Schwelle \hat{U} zu kennen. Zur Vereinfachung der Formeln wird diese in Beziehung zum quadratischen Mittelwert $\sqrt{\hat{U}^2}$ gebracht (normierte Signalschwelle):

$$\beta = \frac{\hat{U}}{\sqrt{\hat{U}^2}} \quad (3)$$

Die erwähnten statistischen Grössen sind abhängig von der Bewegungsgeschwindigkeit v und der Trägerfrequenz F_0 bzw. deren Wellenlänge λ_0 im freien Raum. Es ist zweckmässig, auch eine normierte Zeit

$$z = \omega_D \cdot t = 2\pi f_D t \quad (4)$$

einzuführen. Darin bedeutet t die Zeit und f_D die maximale Dopplerfrequenz

$$f_D = \frac{v}{\lambda_0} \quad (5)$$

Mit diesen Abkürzungen können die wichtigsten statistischen Gesetzmässigkeiten der Feinstruktur und einige abgeleitete Funktionen, die für die nachfolgenden Berechnungen benötigt werden, sehr einfach dargestellt werden. Bei den nachstehenden Formeln handelt es sich um Näherungslösungen, die gültig sind für

$$\beta \leq 0,3 \quad (-10 \text{ dB}) \quad (6)$$

Die Herleitung dieser Formeln ist in [4] beschrieben.

211 Die Wahrscheinlichkeit, dass während des sehr kleinen Zeitintervalles $z_0 \dots z_0 + dz$ die Signalschwelle β unterschritten wird, d. h. ein Schwundereignis eintritt, ist unabhängig vom Zeitpunkt z_0 gleich (Fig. 3a)

$$dW_s = \frac{\beta}{\sqrt{2\pi}} dz \quad (7)$$

212 Zwei Zeitpunkte z_1 und z_2 sind unkorreliert, wenn die Zeitdifferenz

$$z = z_2 - z_1 > 1,6 \quad (8)$$

beträgt. Wenn also im Zeitintervall $z_1 \dots z_1 + dz$ ein Schwundereignis eintritt, dann kann mit derselben Wahrscheinlichkeit (7) im Zeitintervall $z_2 \dots z_2 + dz$ die Schwelle β ein zweites Mal unterschritten werden, sofern die Bedingung (8) erfüllt ist. Bei kürzeren Zeitdifferenzen ist diese Wahrscheinlichkeit kleiner (Fig. 3b).

213 Die Wahrscheinlichkeit, dass während des Zeitintervalles $z_0 \dots z_0 + z$ die Signalschwelle β mindestens einmal unterschritten wird, (Fig. 3c) ist

$$H(\beta, z) = 1 - \exp\left(-\frac{\beta \cdot z}{\sqrt{2\pi}}\right) \quad (9)$$

214 Die Wahrscheinlichkeit, dass ein Schwundereignis länger als die Zeit z andauert (Fig. 3d), ist

$$F(\beta, z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{t=x(\beta, z)}^{\infty} e^{-\frac{1}{2}t^2} dt \quad (10)$$

$$\text{mit } x(\beta, z) = \frac{\log z - \log(2,1\beta)}{\log 1,8}$$

215 Die Wahrscheinlichkeit, dass während des Zeitintervalls z_1 ein Signalschwund eintritt und länger als die Zeit z_2 andauert (Fig. 3e), ist

$$V(\beta, z_1, z_2) = H(\beta, z_1) \cdot F(\beta, z_2) \quad (11)$$

216 Die Wahrscheinlichkeit, dass ein Signalschwund vor dem Zeitpunkt z_0 eintritt und mindestens bis zum Zeitpunkt $z_0 + z$ andauert (Fig. 3f), ist

$$W(\beta, z) = \int_{y=z}^{\infty} F(\beta, y) dW_s$$

$$= \frac{\beta}{\sqrt{2\pi}} \int_{y=z}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{t=x(\beta, y)}^{\infty} e^{-\frac{1}{2}t^2} dt \right) dy \quad (12)$$

$$\text{mit } x(\beta, y) = \frac{\log y - \log(2,1\beta)}{\log 1,8}$$

22 Grobstruktur (Log-Normal-Verteilung)

Für die Datenübertragung bei Handsprechfunk- und Personensuchanlagen genügt es, die Signal-Feinstruktur gemäss Abschnitt 21 zu berücksichtigen, weil auch innerhalb von kleinen Versorgungsflächen bis etwa $30\text{ m} \times 30\text{ m}$ (einzelne Räume in Gebäuden, kleine Areale im Freien) eine ausreichende Übertragungssicherheit gewährleistet werden muss. Bei Autotelefonssystemen beispielsweise wird jedoch in der Regel die Übertragungssicherheit über 1 km lange Strassenstücke (mittlere während eines Telefongesprächs zurückgelegte

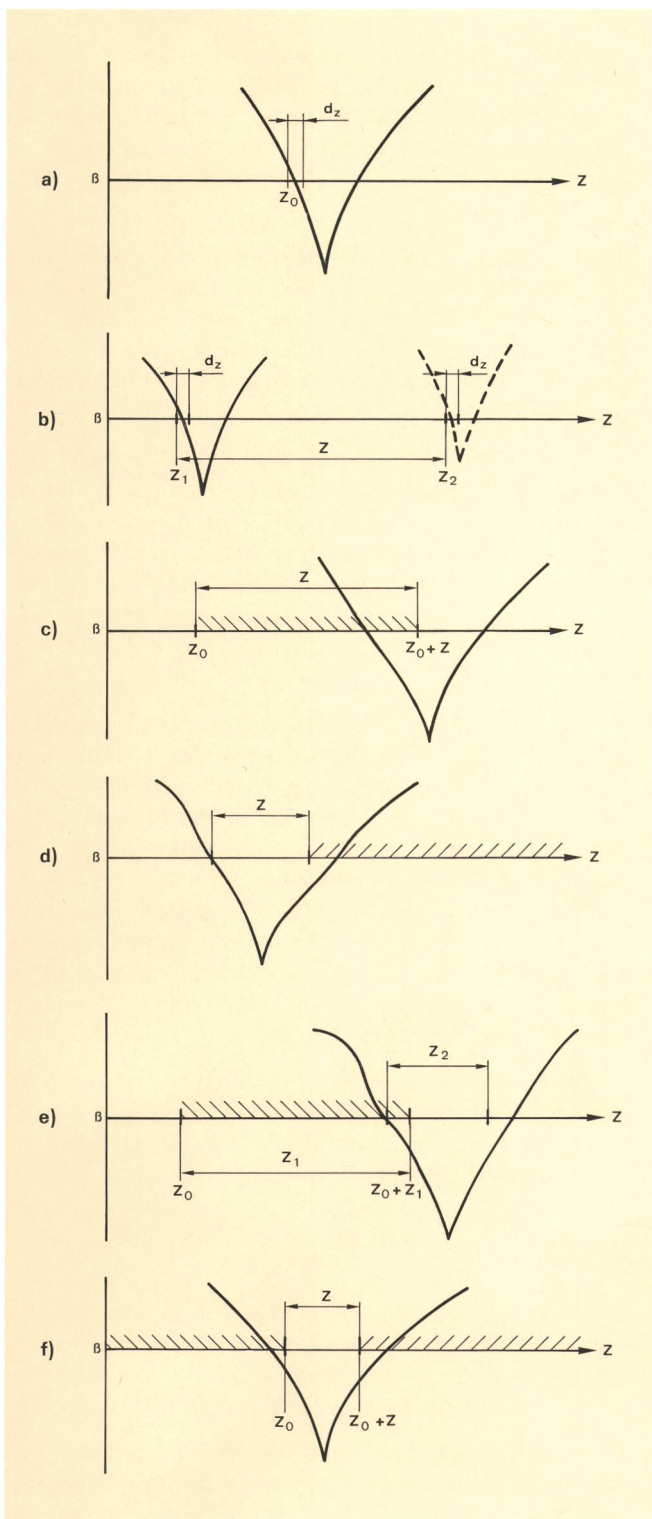


Fig. 3a, b, c, d, e, f
Stochastische Betrachtungen des Empfangssignals

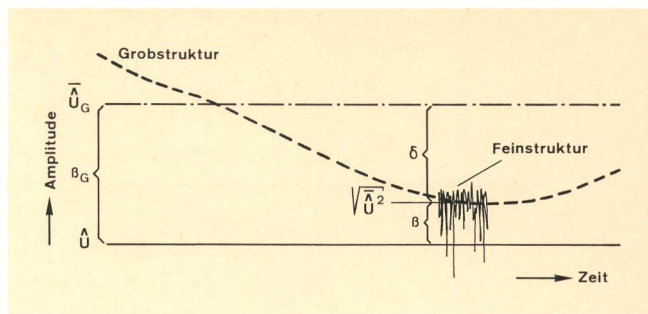


Fig. 4
Überlagerung von Grob- und Feinstruktur

Wegstrecke) beurteilt. Es müssen deshalb auch die von Abschattungen durch Häuser und Hügel herrührenden Grobstrukturschwankungen des Empfangssignals berücksichtigt werden. Da die meisten der heute verwendeten Zeichen oder Datenwörter kaum länger als etwa 1 s dauern und Schwankungen der Grobstruktur bei Streckenabschnitten unter 10 m...30 m (Gebäuelänge) kaum festgestellt werden, kann man für terrestrische Anwendungen den zeitlichen Verlauf der Grobstruktur schwankung vernachlässigen. Man kann sich vorstellen, dass die Feinstruktur mit den kurzzeitigen Signalschwund der langsam schwankenden Grobstruktur überlagert sei, die Übertragungsprobleme lassen sich entsprechend rechnerisch behandeln. Es genügt also, die Amplitudenverteilung der Grobstruktur zu kennen. Diese ist meistens log-normal. Mit den Abkürzungen (siehe Fig. 4):

\bar{U}_G	Mittlere Grobstruktur-Amplitude
\hat{U}	Signalschwelle
$\sqrt{\bar{U}^2}$	Mittelwert der Feinstruktur, identisch mit «Momentanwert» der Grobstruktur
σ_G	Grobstruktur-Streuung in dB (im Mittel etwa 5 dB) auf einem Strassenstück von 1 km Länge
$\beta_G = \hat{U} / \bar{U}_G$	Normierte Signalschwelle bezüglich des Grobstrukturmittelwertes

$$\delta = 20 \log (\sqrt{\bar{U}^2} / \hat{U}) = 20 \log \beta_G - 20 \log \beta \text{ in dB}$$

lautet die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion

$$\varphi_G(\delta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_G} e^{-\frac{1}{2}(\delta/\sigma_G)^2} \quad (13)$$

3 Berechnung der Übertragungssicherheit von Zeichen

31 Feinstruktureinfluss des Empfangssignals

Wenn sich die Empfänger meistens nur innerhalb kleiner Flächen bis etwa $30\text{ m} \times 30\text{ m}$ bewegen, dann ist die Feinstruktur des Empfangssignals allein für die Übertragungssicherheit massgebend. Die Kurve 1 in der Figur 5 zeigt als Beispiel den an einem digitalen Personrufempfänger gemessenen Verlauf der Übertragungssicherheit in Abhängigkeit von der statischen, mit einem Mess-Sender ermittelten Empfangsfeldstärke. Ähnliche

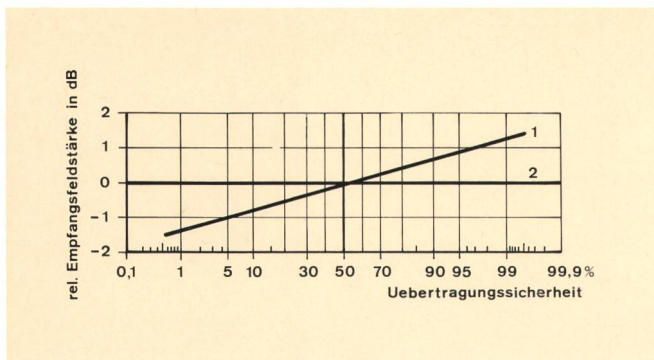


Fig. 5
Schwelle der statischen Ansprechgrenze

Verteilungen erhält man aber auch bei Geräten für frequenzcodierte Signale. Es lässt sich ganz allgemein feststellen, dass der Übergang zwischen gutem und schlechtem Empfang innerhalb weniger dB liegt (Streuung im obigen Beispiel = 0,6 dB) und man einen kleinen Fehler begeht, wenn dieser durch eine Gerade durch den 50%-Wert gemäss Kurve 2 idealisiert wird. Nebenbei sei bemerkt, dass diese Abnahme der Übertragungssicherheit an der Empfindlichkeitsgrenze oder -schwelle bei schmalbandigen Funksystemen in der Regel durch das in den Empfängern selbst erzeugte Rauschen entsteht.

Wenn gemäss *Figur 6* während der Zeitdauer T_0 verschiedene Zeichen – z. B. ein aus einer Anzahl Bit bestehendes Datenwort – übertragen werden und die Amplitude des Empfangssignals während T_1 die Empfindlichkeitsschwelle \hat{U} unterschreitet, dann können die in diesen Zeitbereich fallenden Bit nicht richtig demoduliert und ausgewertet werden (Bündelfehler). Welche Folgen dieser Ausfall auf die Übertragung der ganzen Information hat, hängt im allgemeinen vom Zeitpunkt des Eintritts des Schwundes, dessen Dauer T_1 und von der Art der Codierung (z. B. Fehlerkorrektur) ab. Mit Hilfe der im Abschnitt 21 wiedergegebenen statistischen Gesetzmässigkeiten lässt sich die Übertragungssicherheit berechnen. Im folgenden wird diese Berechnung kurz erläutert.

a) Man zeichnet ein Bild der zu übertragenden Information (*Fig. 7a*). Diese kann aus einer Anzahl N verschiedener Teile zusammengesetzt sein. Diese können aus Tönen verschiedener Frequenz und Dauer sowie Pausen bei Frequenzcodes, Synchronisations-, Adress-

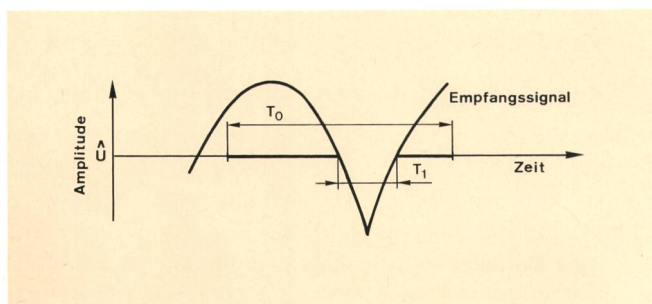


Fig. 6
Durch Signalschwund gestörtes Zeichen

und Datenwörtern sowie Kommas verschiedener Länge bei binären Digitalcodes u. a. m. bestehen und auch durch bestimmte Bedingungen miteinander verknüpft sein.

b) Man überlegt sich die Folgen des Eintritts eines einzelnen Signalschwundes unter die Empfindlichkeitsschwelle des Empfängers. Man beginnt damit auf der rechten Seite, bei der Zeit unendlich, und schreitet nach links vor, zuerst den Eintritt und anschliessend den Austritt. Um den Überblick zu wahren, kann man den Eintritt durch ein «\»-Zeichen und den Austritt durch ein «/»-Zeichen – in Anlehnung an die Form der üblichen Darstellung eines Schwundes – markieren (*Fig. 7b*).

1. Phase. Diesen Vorgang kann man fortsetzen bis ans Ende t_0 der zu übertragenden Information. Da die Information durch die betrachteten Schwunde nicht berührt wird, kann sie auch nicht gestört werden.

2. Phase. Wir nehmen an, der 1. Teil der Information sei ein aus n_1 Bit bestehendes Datenwort der Dauer T_{1n} . Der Code habe ferner die Eigenschaft, dass k_1 Bit mit der Gesamtdauer T_{1k} korrigiert werden können (*Fig. 7c*). Der Eintritt darf somit auch zwischen den Zeitpunkten $t_0 \dots t_1$ und der Austritt zwischen $\infty \dots t_1$ geschehen, ohne dass die Informationsübertragung gestört wird.

3. Phase. Wenn der Eintritt zwischen $t_1 \dots t_3$ liegt und die Schwunddauer $\geq T_{1k}$ ist, dann wird das 1. Datenwort nicht richtig übertragen (*Fig. 7d*). Die Wahrscheinlichkeit für dieses Ereignis, d. h. die Fehlerwahrscheinlichkeit, beträgt gemäss Gl. 11:

$$V[\beta, z_1 = \omega_D (T_{1n} - T_{1k}), z_2 = \omega_D T_{1k}]$$

4. Phase. Liegt der Eintritt zwischen $t_1 \dots t_3$ und ist die Schwunddauer $< T_{1k}$, dann wird das 1. Datenwort richtig übertragen. Allfällige Bitfehler können korrigiert werden (*Fig. 7e*). Damit sind alle Möglichkeiten des Ein- und Austritts eines Schwundes bis an den Anfang t_3 des 1. Datenwortes untersucht worden. Beim Weitervordringen nach links müssen nun auch die Verknüpfungen mit den andern Informationsteilen berücksichtigt werden. Zur Vereinfachung wird angenommen, die Elemente 2... N seien vom 1. Datenwort unabhängige Teilinformationen.

5. Phase. Wenn der Eintritt zwischen $t_3 \dots -\infty$ und der Austritt zwischen $\infty \dots t_2$ liegt, dann wird das 1. Datenwort nicht richtig übertragen (*Fig. 7f*). Die Fehlerwahrscheinlichkeit beträgt nach Gl. (12)

$$W(\beta, z = \omega_D T_{1k})$$

6. Phase. In der letzten möglichen Phase wird der Eintritt zwischen $t_3 \dots -\infty$ und der Austritt zwischen $t_2 \dots -\infty$ betrachtet (*Fig. 7g*). Die richtige Übertragung des 1. Datenwortes ist dabei in jedem Fall gesichert.

c) Wenn alle möglichen Fehlerwahrscheinlichkeiten bekannt sind, kann jene der ganzen Informationsübertragung gebildet werden. Für den betrachteten Fall des von den andern Teilen unabhängigen 1. Datenwortes beträgt die Fehlerrate

$$r_1(\beta, \omega_D) = V[\beta, z_1 = \omega_D(T_{1n} - T_{1k}), z_2 = \omega_D T_{1k}] + W(\beta, z = \omega_D T_{1k})$$

Bei sämtlichen bis jetzt untersuchten Codes gelang es, die Fehlerrate mit Hilfe der beiden Funktionen $V(\beta, z_1, z_2)$ und $W(\beta, z)$ zu beschreiben, wobei additive, subtraktive und multiplikative Verknüpfungen auftreten können.

Wenn Informationsteile vorkommen, die voneinander abhängig und durch grössere Zeitabstände getrennt sind (z.B. Wiederholungen), dann müssen unter Umständen gemäss Gl. (8) auch zwei oder mehr Schwunde je Code berücksichtigt werden.

d) Man berechnet für die interessierenden Dopplerfrequenzen ω_D (bzw. Bewegungsgeschwindigkeiten v gemäss Gl. [5]) die Fehlerrate r in Abhängigkeit von der

normierten Signalschwelle β und zeichnet diesen Verlauf in einem Kurvenblatt ein.

e) Meistens ist eine geforderte Übertragungssicherheit s (z. B. $0,99 \cong 99\%$) vorgegeben. Wenn für die Beurteilung nur die Signal-Feinstruktur massgebend ist, dann gilt für die maximal zulässige Fehlerrate

$$r_{\max} = 1 - s \quad (14)$$

f) Aus dem aufgezeichneten Verlauf $r(\beta)$ kann bei r_{\max} für jede Dopplerfrequenz ω_D das maximal zulässige Verhältnis

$$\beta_{\max} = \hat{U} / \sqrt{\bar{U}_{\min}^2}$$

abgelesen werden. Daraus lässt sich dann die minimal erforderliche mittlere Signalspannung

$$\sqrt{\bar{U}_{\min}^2}(\omega_D) = \hat{U} / \beta_{\max}(\omega_D) \quad (15)$$

berechnen, wenn die statische Empfindlichkeitsschwelle \hat{U} des Empfängers bekannt ist.

32 Fein- und Grobstruktureinfluss des Empfangssignals

Wenn die Übertragungssicherheit über grössere Wegstrecken, z. B. bei Autotelefonssystemen, beurteilt werden muss, dann ist auch der Grobstruktureinfluss zu berücksichtigen. Dazu kann man wie folgt vorgehen:

A. Man berechnet für die interessierenden Dopplerfrequenzen ω_D die Verläufe der Fehlerrate $r(\beta)$ gemäss den ersten vier Punkten des Abschnittes 31. Wenn Empfänger mit Decodern zur Verfügung stehen, können diese Verläufe auch mit dem Schwundsimulator gemäss [1] gemessen werden.

B. Für eine bestimmte Dopplerfrequenz ω_D wählt man verschiedene normierte Signalschwellen bezüglich des Grobstrukturmittelwertes β_G und berechnet numerisch die Integrale

$$r_G(\beta_G, \omega_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} r(\delta, \omega_D) \varphi_G(\delta) d\delta \quad (16)$$

worin $\varphi_G(\delta)$ die log-normale Dichte-Funktion nach Gl. (13) darstellt. Diese Werte der Fehlerrate r_G trägt man in ein Kurvenblatt ein und verbindet sie miteinander.

C. Die maximal zulässige Fehlerrate unter Berücksichtigung der Grobstruktur ist analog zu Gl. (14)

$$r_{G \max} = 1 - s \quad (17)$$

D. Aus dem aufgezeichneten Verlauf $r_G(\beta_G)$ kann bei $r_{G \max}$ für jede Dopplerfrequenz ω_D das maximal zulässige Verhältnis $\beta_{G \max} = \hat{U} / \bar{U}_{G \min}$ abgelesen werden. Daraus lässt sich dann die minimal erforderliche mittlere Signalspannung der Grobstruktur

$$\bar{U}_{G \min}(\omega_D) = \hat{U} / \beta_{G \max}(\omega_D) \quad (18)$$

berechnen.

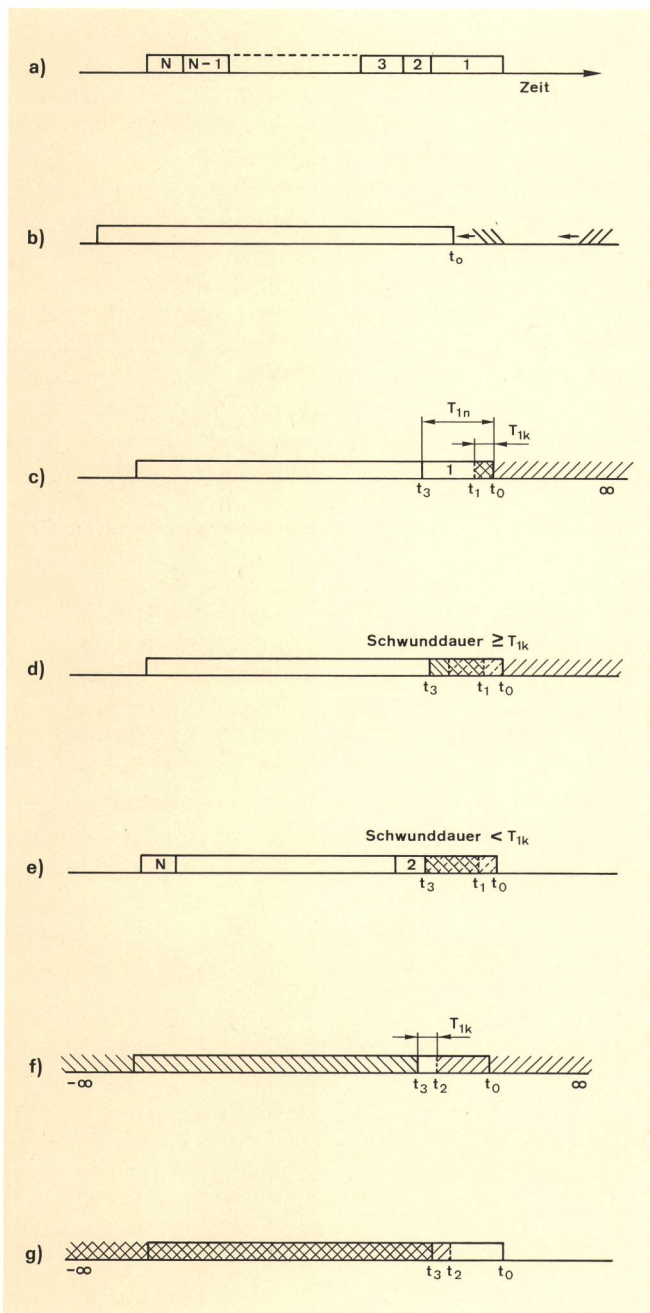


Fig. 7a, b, c, d, e, f, g
Zur Berechnung der Übertragungssicherheit

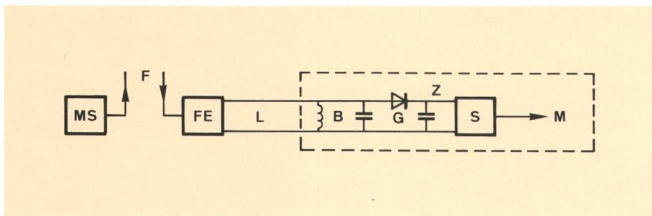


Fig. 8
Übertragung des Steuertones

4 Berechnungsbeispiel: Natel-Steuerton

Im Nationalen Autotelefon-Netz (Natel) wird beim Verbindungsaufbau vom Sender der Mobilstation MS während 70 ms ein mit der Frequenz 1995 Hz modulierter Träger gesendet (Fig. 8). Dieser wird über die Funkstrecke F zum Fix-Empfänger FE übertragen und demoduliert. Der Ton wird dann über die Telefonleitung L in die Autotelefonzentrale Z geleitet. Dort wird er in einem Bandpass (Schwingkreis) B herausgefiltert, im Gleichrichter G gleichgerichtet und diese Spannung an den Eingang eines Schwellwertschalters (Schmitt-Trigger) S geführt. Dieser schaltet beim richtigen Empfang des Steuertones einen Markierer an die Telefonleitung zur Aufnahme des nachfolgend gesendeten Teilnehmerkennzeichens.

411 Feinstruktureinfluss

a) Wie die Fig. 9 zeigt, steigt die gleichgerichtete Spannung G infolge der Filtereinschwingzeit und der Gleichrichterzeitkonstante verzögert an und erreicht bei ungestörtem Signal die Schaltschwelle nach 25 ms.

Es ist leicht ersichtlich, dass bei einem Unterbruch infolge eines Signalschwundes die Übertragung noch gut ist, wenn die Zeitsumme des richtig empfangenen Tones mindestens 25 ms beträgt, unabhängig vom Zeitpunkt des Schwundeintritts.

b) Die Fig. 10 zeigt die fünf zu unterscheidenden Phasen des Ein- und Austritts eines Schwundes.

Diese entsprechen im wesentlichen jenen der allgemeinen Beschreibung des Berechnungsganges gemäss Abschnitt 31 (die Phasen 1 und 2 wurden hier zusammengefasst).

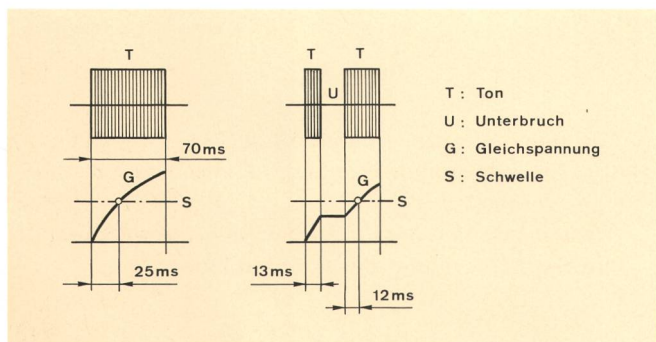


Fig. 9
Durch Signalschwund gestörter Steuertone

c) Die Fehlerrate beträgt:

$$r(\beta, \omega_D) = V(\beta, z_1 = \omega_D 25 \text{ ms}, z_2 = \omega_D 45 \text{ ms}) + W(\beta, z = \omega_D 45 \text{ ms}) \quad (19)$$

d) Die Fehlerrate soll für die Dopplerfrequenzen $f_D = \omega_D/2\pi = 0,11 / 0,21 / 0,53 / 1,1 / 2,1 / 5,4 / 11 \text{ Hz}$ (feste Dopplerfrequenzen des Schwundsimulators) berechnet werden.

$$\text{Dopplerfrequenz } f_D = 0,11 \text{ Hz}$$

Die entsprechende Bewegungsgeschwindigkeit ist für eine Trägerfrequenz von 160 MHz bzw. eine Wellenlänge von $\lambda_0 = 1,875 \text{ m}$ gemäss Gl. (5)

$$v = f_D \cdot \lambda_0 = 0,11 \cdot 1,875 = 0,21 \text{ m/s} = 0,74 \text{ km/h}$$

Es werden folgende normierte Zeiten benötigt (Gl. [4]):

$$z_1 = \omega_D \cdot 25 \text{ ms} = 2 \pi f_D \cdot 25 \text{ ms} = 0,017$$

$$z_2 = \omega_D \cdot 45 \text{ ms} = 2 \pi f_D \cdot 45 \text{ ms} = 0,031$$

Die Funktion $V(\beta, z_1, z_2)$ nach Gl. (9)...(11) kann man mit einem programmierbaren Taschenrechner oder mit einer Tabelle der Normalverteilung bestimmen. Die Funktion $W(\beta, Z)$ gemäss Gl. (12) wurde mit einem Computer berechnet und steht im Anhang von [3] tabelliert zur Verfügung. Zwischenwerte können linear interpoliert werden. Es hat sich als zweckmässig erwiesen, Zwischenrechnungen mit sechs Stellen nach dem Komma durchzuführen, da Subtraktionen von sehr nahe beieinanderliegenden Zahlenwerten auftreten können. Es ist aber sinnlos, Schlussresultate auf mehr als zwei bis drei Stellen anzugeben, da es sich durchwegs um Näherungen handelt.

Für das betrachtete Beispiel findet man folgende Zahlenwerte:

$$\beta = -10 \text{ dB} : r = 0,002142 + 0,095665 = 0,0978$$

$$\beta = -15 \text{ dB} : r = 0,001205 + 0,029289 = 0,0305$$

$$\beta = -20 \text{ dB} : r = 0,000678 + 0,008721 = 0,00940$$

$$\beta = -25 \text{ dB} : r = 0,000377 + 0,002455 = 0,00283$$

$$\beta = -30 \text{ dB} : r = 0,000194 + 0,000613 = 0,000807$$

Die Fehlerraten für die übrigen Dopplerfrequenzen wurden in gleicher Weise berechnet; die Resultate sind aus der Fig. 11 ersichtlich.

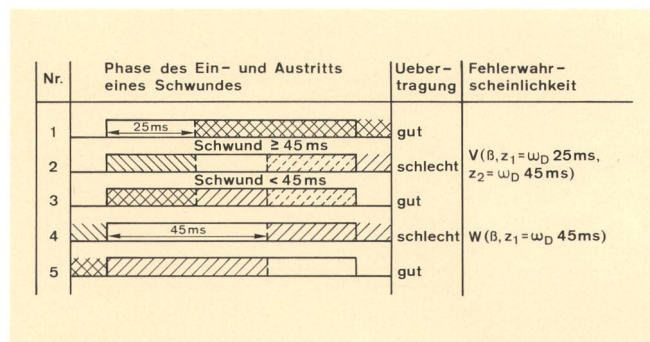


Fig. 10
Phasen der Übertragung

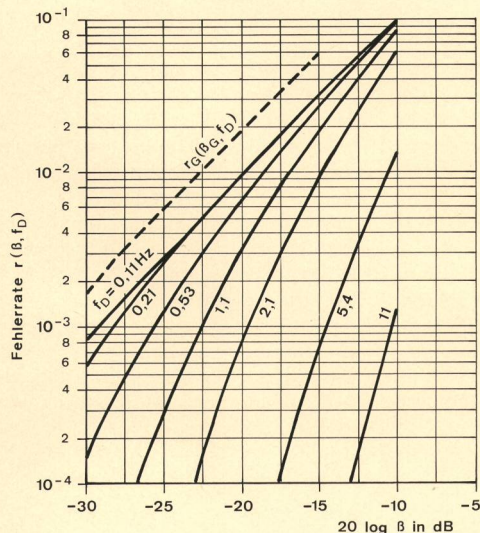


Fig. 11
Fehlerrate in Abhängigkeit von der Signalschwelle

Figur 12 zeigt die notwendige Signalreserve $-20 \log \beta$ bezüglich der statischen Empfängerempfindlichkeit in Funktion der Bewegungsgeschwindigkeit v für die Übertragungssicherheiten $s = 99, 95$ und 90% , wenn man nur den Feinstruktureinfluss berücksichtigt. Als Kreise sind darin auch einige mit dem Schwundsimulator gemäss [1] ermittelte Messwerte eingetragen. Die Übereinstimmung ist sehr gut; die Abweichungen liegen im Bereich der Messgenauigkeit.

412 Fein- und Grobstruktureinfluss

A. Aus Figur 12 ist ersichtlich, dass bei konstantem mittleren Empfangssignal die Übertragungssicherheit bei Bewegungsgeschwindigkeiten unter 10 km/h am schlechtesten ist. Deshalb soll der Grobstruktureinfluss für die tiefste Dopplerfrequenz $f_D = 0,11 \text{ Hz}$ ($v = 0,74 \text{ km/h}$) berechnet werden. Die dazu notwendige Fehlerrate $r(\beta, f_D)$ wurde im Abschnitt 411 ermittelt (Fig. 11).

B. In der Tabelle I sind die erforderlichen Grössen zur Berechnung eines Wertes der Fehlerrate $r_G(\beta_G, f_D)$ gemäss Gl. (16) für $\beta_G = 0,1$ (-20 dB) zusammengestellt.

Tabelle I. Grössen zur Berechnung der Fehlerrate $r_G(\beta_G, f_D)$ Gl. (16) unter Berücksichtigung der Grobstruktur für den Fall $\beta_G = 0,1$ (-20 dB)

β in dB	δ in dB	$r(\beta, f_D)$	$\varphi_G(\delta)$	$r(\beta, f_D) \cdot \varphi_G(\delta)$
0	-20	0,632	0,000027	0,000017
-5	-15	0,271	0,000886	0,000240
-10	-10	0,0978	0,010798	0,001056
-15	-5	0,0305	0,048394	0,001476
-20	0	0,00940	0,079788	0,000750
-25	5	0,00283	0,048394	0,000137
-30	10	0,000807	0,010798	0,000009

Es kann – wie im vorliegenden Beispiel – vorkommen, dass zur Berechnung des Grobstruktureinflusses Werte der Fehlerrate $r(\beta, f_D)$ benötigt werden, die ausserhalb der Grenze $\beta \leq 0,3$ liegen, die für die Gültigkeit der hier wiedergegebenen Theorie vorausgesetzt wird. In einem solchen Fall muss man sich mit Extrapolation oder andern mathematischen Mitteln behelfen. Die Werte in der Tabelle I für $\beta = 0$ und -5 dB wurden mit der Rayleigh-Verteilung $r = 1 - e^{-\beta^2}$ gegen die sich bei sehr langsamen Bewegungsgeschwindigkeiten jeder Verlauf der Fehlerrate nähert, berechnet. Beim Messen mit dem Schwundsimulator muss man daran denken, die Fehlerrate bis mindestens $\beta = 1$ (0 dB) zu bestimmen.

Mit den sieben Stützwerten $r(\beta, f_D) \varphi_G(\delta)$ der Tabelle I wurde das Integral von Gl. (16) nach der Simpsonschen Regel berechnet und in gleicher Weise noch für drei weitere β_G -Werte. Dabei ergaben sich folgende Resultate:

$$\begin{aligned} \beta_G = -15 \text{ dB} : r_G &= 0,0563 \\ \beta_G = -20 \text{ dB} : r_G &= 0,0184 \\ \beta_G = -25 \text{ dB} : r_G &= 0,00574 \\ \beta_G = -30 \text{ dB} : r_G &= 0,00173 \end{aligned}$$

Der Verlauf von $r_G(\beta_G, f_D)$ für $f_D = 0,11 \text{ Hz}$ wurde strichliert in der Figur 11 eingetragen.

C. Wenn beispielsweise eine Übertragungssicherheit s von 99% gefordert wird, dann ist die maximal zulässige Fehlerrate gemäss Gl. (17)

$$r_{G\max} = 1 - s = 1 - 0,99 = 0,01$$

D. Aus der Figur 11 kann für $r_{G\max} = 0,01$ ein $\beta_{G\max}$ -Wert von $-22,5 \text{ dB}$ abgelesen werden. Es wird ferner eine HF-Ansprechempfindlichkeit von -10 dB (μV) gefordert (Effektivwert an 50Ω). Die erforderliche mittlere Empfangsspannung beträgt deshalb nach Gl. (18).

$$\begin{aligned} 20 \log \bar{U}_{G\min} &= 20 \log U - 20 \log \beta_{G\max} \\ &= -10 \text{ dB } (\mu\text{V}) + 22,5 \text{ dB} = 12,5 \text{ dB } (\mu\text{V}) \end{aligned}$$

Der Umrechnungsfaktor der $\lambda/2$ -Dipolantenne auf der Fix-Seite zum Empfang des Natel-Steuertones ist

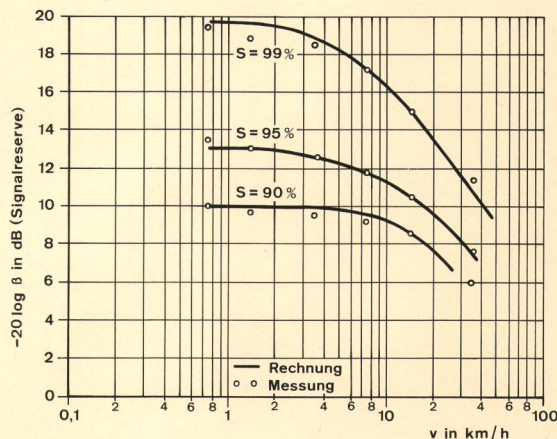


Fig. 12
Signalreserve in Abhängigkeit von der Fahrgeschwindigkeit

$K = -12,2$ dB. Die erforderliche mittlere Feldstärke beträgt demnach:

$$E \text{ (dB } \mu\text{V/m)} = 20 \log U_{G, \min} \text{ (dB } \mu\text{V)} - K \\ = 12,5 + 12,2 = 24,7 \text{ dB } (\mu\text{V/m)}$$

Diese Feldstärke gilt für eine Dopplerfrequenz $f_D = 0,11$ Hz bzw. eine Fahrgeschwindigkeit von 0,74 km/h. Figur 12 zeigt, dass diese für höhere Fahrgeschwindigkeiten stetig abnehmen muss.

In [3] sind noch vier weitere, wesentlich komplexere Beispiele berechnet worden. Die gute Übereinstimmung mit entsprechenden Messresultaten beweist, dass die hier beschriebene Berechnungsmethode genügend genaue Resultate liefert und im weiteren zu

einem vertieften Verständnis der Zeichenübertragung führt.

Bibliographie

- [1] König P. Simulation von Mehrwegempfangssignalen für die Untersuchung von Mobilfunksystemen (Zwischenbericht). PTT-Forschungsbericht Nr. VD 31.062F, 1. 7. 1975. Bern, Generaldirektion PTT, Abteilung Forschung und Entwicklung.
- [2] Wey E. Wellenausbreitung und Störbeeinflussung beim Mobilfunk. Bulletin des SEV/VSE, Bd. 69 (1978) Nr. 16, S. 884.
- [3] König P. Berechnung der Übertragungssicherheit von Zeichen für Mobilfunksysteme. PTT-Forschungsbericht Nr. VD.1002F, 18. 4. 1984. Bern, Generaldirektion PTT, Abteilung Forschung und Entwicklung.
- [4] König P. Simulation von Mehrwegempfangssignalen für die Untersuchung von Mobilfunksystemen (Schlussbericht). PTT-Forschungsbericht Nr. VD2.1003F, 1. 10. 1985. Bern, Generaldirektion PTT, Abteilung Forschung und Entwicklung.

Die nächste Nummer bringt unter anderem

Vous pourrez lire dans le prochain numéro:

3/88

Klieber P.	Videokonferenz Visioconférence
Guggisberg H.	Neuerungen in der Fernmeldestromversorgung
Hürzeler J.	Die zweite Generation Datenübertragungseinrichtungen im digitalen Basisnetz La deuxième génération d'équipements de transmission de données du réseau de base numérique
