

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 71 (1980)

Heft: 15

Artikel: Drahtlose Datenübertragung

Autor: Leuthold, P. E.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-905274>

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: 15.05.2025

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

Drahtlose Datenübertragung

Von P.E. Leuthold

621.396.94

In neuerer Zeit zeichnet sich ein wachsender Bedarf für die Datenübertragung auch auf drahtlosen Strecken ab. In Betracht fallen dabei vor allem terrestrische Richtstrahlverbindungen, Satellitenverbindungen und mobile Landfunkssysteme. Der Beschreibung der wichtigsten Eigenschaften drahtloser Kanäle folgt ein Überblick über die in Frage kommenden Modulationsverfahren sowie eine Diskussion über Methoden zur Erhöhung der Übertragungssicherheit.

Récemment, un besoin croissant s'est manifesté également en faveur de la transmission numérique par voies sans fil. Sont considérés principalement des systèmes terrestres à faisceaux Hertiens, des liaisons par satellite et des systèmes de radio mobile. La description des caractéristiques les plus importantes des canaux sera suivie d'un résumé des techniques de modulation entrant en ligne de compte ainsi que d'une discussion sur les méthodes en vue d'augmenter la sécurité de transmission.

1. Einführung

Bis vor wenigen Jahren arbeiteten die drahtlosen Nachrichtenverbindungen vorwiegend mit analogen Signalübertragungsverfahren. Dieses Bild scheint sich nun grundlegend zu verändern. So liess z.B. das diesjährige Zürich-Seminar, das der digitalen Übertragung in drahtlosen Systemen gewidmet war, den Durchbruch der Digitaltechnik auch hier klar erkennen [1; 9].

Die in dieser Arbeit betrachteten kommerziellen drahtlosen Übertragungssysteme sind im wesentlichen in drei Kategorien einzuteilen, die sich bezüglich Eigenschaften und/oder Anwendungszweck doch erheblich unterscheiden: Richtstrahlverbindungen, Satellitenverbindungen und mobile Landfunkssysteme. Für die Einführung digitaler Übertragungstechniken können bei allen drei Kategorien folgende Gründe geltend gemacht werden:

- Die zunehmende Digitalisierung der drahtgebundenen Kommunikationsnetze bedingt aus Gründen der Kompatibilität die Umstellung der angekoppelten drahtlosen Strecken auf entsprechende digitale Signalaufbereitungsmethoden.
- Die Zahl der Informationsquellen, die direkt digitale Signale bzw. Daten liefern (Computer, Fernmess- und Fernwirkssysteme usw.) ist stark im Wachsen begriffen.
- Die Übertragungsqualität digitaler Systeme ist besser und gleichmässiger, vor allem in bezug auf störende Interferenzen.
- Die digitale Signalaufbereitung in den Sende- und Empfangsanlagen (Zeitfilterung, Adressierung, Quellen- und Kanalcodierung, Kryptographie usw.) führt dank den modernen integrierten Schaltkreisen zu äusserst wirtschaftlichen Lösungen.

Bei der zur Übertragung anfallenden Information handelt es sich einerseits um digitalisierte Analogsignale, andererseits um Datensignale, d.h. um Signale digitalen Ursprungs. Beide Arten werden im folgenden unter dem Begriff des digitalen Signals zusammengefasst, da vom übertragungstechnischen Standpunkt aus – abgesehen von den verschiedenen Bitraten – keine wesentlichen Unterschiede bestehen.

In den weiteren Ausführungen sollen zunächst die wichtigsten Eigenschaften drahtloser Kanäle beleuchtet werden. Unter Berücksichtigung der zur Verfügung stehenden Frequenzbänder wird hernach ein Überblick über geeignete Modulationsverfahren und deren wesentliche Merkmale gegeben. Einer Diskussion verschiedener Massnahmen zur Erhöhung der Übertragungssicherheit folgt im Rahmen der Schlussbetrachtungen eine kurze Zusammenfassung der Vorteile, die mit dem Übergang von Sprachübertragung auf Datenübertragung verbunden sind.

Die vorliegende Arbeit stützt sich zu einem grossen Teil auf Material, das am Internationalen Zürich-Seminar 1980 präsentiert wurde [1].

Anlässlich der 34. STEN am 19. Juni 1980 in Bern gehaltener Vortrag.

2. Eigenschaften drahtloser Kanäle

Die Übertragungseigenschaften drahtloser Kanäle sind zu einem grossen Teil durch das Ausbreitungsverhalten elektromagnetischer Wellen bedingt. Dieses ist seinerseits verknüpft mit der Permeabilität der Atmosphäre sowie mit der Geometrie und Zusammensetzung des Bodens. Eine wichtige Rolle spielen auch die Antennenkonfigurationen und die einfallenden Störungen in Form von Rauschen, kosmischen und atmosphärischen Ursprungs sowie von Interferenzen. Beinahe alle erwähnten Einflussgrössen sind stark frequenzabhängig.

2.1 Richtstrahlkanäle

Die Übertragungsqualität von terrestrischen Richtstrahlkanälen, die vorwiegend zwischen 1 und 11 GHz, in neuerer Zeit auch bei höheren Frequenzen arbeiten, wird in erster Linie durch zwei Naturerscheinungen beeinträchtigt: Niederschläge und Mehrwegausbreitung.

Niederschläge, d.h. also vorwiegend Regenfälle, bewirken einerseits eine mehr oder weniger gleichmässige Dämpfung über die ganze Kanalbreite hinweg (flat fading), andererseits führen sie zu einer Depolarisation, die sich natürlich dann störend auswirkt, wenn im gleichen Kanal zwei unabhängige Signale mit aufeinander senkrecht stehenden Polarisationsrichtungen übertragen werden. Dämpfung und Depolarisation machen sich erst ab Frequenzen grösser als 5 GHz bemerkbar, erstere wächst ungefähr quadratisch mit der Frequenz an. Die Dämpfung horizontal polarisierter Wellen ist dabei um ca. 15% grösser als diejenige bei vertikal polarisierten Wellen, was eine Folge der von der Kugelgestalt abweichenden Regentropfenform darstellt. Tropfengrösse, Niederschlagsmenge pro Zeiteinheit sowie die Länge der Richtstrahlstrecke sind weitere wichtige Grössen, die in die Regendämpfung eingehen. Die zeitliche Beeinträchtigung des Kanals hängt damit stark von den örtlichen meteorologischen Verhältnissen ab. In den vergangenen 20 Jahren wurde diesbezüglich umfangreiches statistisches Material gesammelt. Fig. 1 zeigt als Beispiel die Ergebnisse einer Auswertung im 11-GHz-Bereich [2] in vereinfachter Darstellung. Auf der Ordinate aufgetragen ist die mittlere Zahl $\bar{Z}$ der Minuten pro Jahr, in denen der Dämpfungswert auf der Abszisse überschritten wird. Man erkennt daraus leicht die Häufigkeit der Einbrüche, die einen gewissen Dezibelwert überschreiten sowie die Abhängigkeit der Dämpfung von der Streckenlänge. Das Diagramm gilt natürlich nur für die Gegend, wo die Messungen durchgeführt wurden; man erhält aber dennoch ganz allgemein einen Anhaltspunkt über die Grössenordnungen. Offenbar wird es in unseren Breiten immer Einbrüche von 40 dB und mehr geben, die ohne Berücksichtigung sonstiger Störeinflüsse den Ausfall der Strecke zur Folge haben. Dagegen führt die durch den Regen bedingte Depolari-

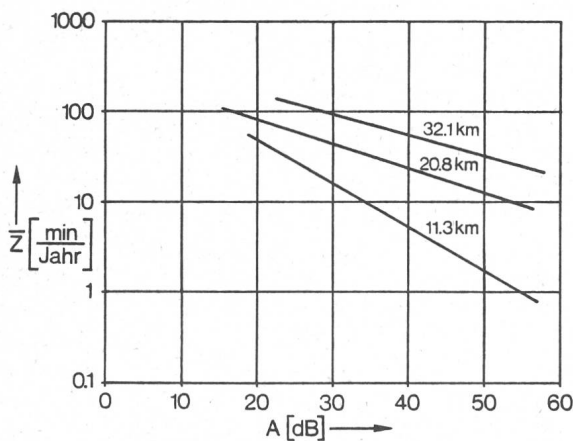


Fig. 1 Verteilung der Regendämpfung bei 11 GHz für verschiedene Streckenlängen (vertikale Polarisation)

sation nur zu einer mässigen Verminderung der Isolation zwischen zwei kreuzpolarisierten Signalen, die im gleichen Kanal liegen, und gibt damit – insbesondere bei digitaler Übertragung – kaum Anlass zu Schwierigkeiten.

Mehrwegausbreitung auf Richtstrahlstrecken hat ihre Hauptursache in Irregularitäten des atmosphärischen Brechungsindex, die sich z.B. an Inversionsschichten einstellen [3]. Die damit verbundene Ablenkung der Wellenstrahlen führt einerseits auf Ausbreitungswege unterschiedlicher Länge in der Atmosphäre, andererseits auf Reflexionen am Boden, selbst dann, wenn die sog. erste Fresnelzone bei weitem hindernisfrei ist. An der Empfangsantenne erscheint dann neben dem Hauptstrahl ein verzögerter und abgeschwächter Nebenstrahl. Unter Umständen treffen gleichzeitig auch mehrere Nebenstrahlen ein. Die Superposition aller empfangenen Wellen verursacht schmalbandige Einbrüche im empfangenen Spektrum, deren Tiefe und Frequenzlage einer starken zeitlichen Schwankung unterworfen sind. Dieses Phänomen wird als selektives Fading bezeichnet. Die Anfälligkeit einer Richtstrahlstrecke auf Mehrwegausbreitung wächst mit deren Länge, was ohne weiteres einleuchtet; die Frequenzlage der verwendeten Mikrowellenbänder spielt dagegen kaum eine Rolle. Abhängig von der Jahreszeit kann bei einer längeren Verbindung bis zu 50 % der Zeit innerhalb eines Monats selektives Fading auftreten, wobei vor allem nachts eine erhöhte Aktivität zu beobachten ist.

Selektives Fading bewirkt einerseits Amplituden- und Laufzeitverzerrungen innerhalb der Kanalbandbreite, andererseits entsteht wiederum Depolarisation. Beide Effekte sind hinsichtlich der Beeinträchtigung der Kanalcharakteristik wesentlich schwerwiegender als die Folgen des Regens. Insbesondere bei digitaler Übertragung geben diese Verzerrungen Anlass zu kräftigem Symbolübersprechen (intersymbol interference). Die Depolarisation und das damit verbundene Übersprechen ist schon bei relativ geringem Fading so gross, dass die Doppelausnutzung längerer Richtstrahlkanäle mittels Kreuzpolarisation zu vielen Ausfällen führt und damit heute noch kaum einsetzbar ist.

Der Charakter eines Kanals mit Mehrwegausbreitung kann relativ gut mit Hilfe des Frequenzganges

$$H(\omega) = a [1 - b e^{-j(\omega - \omega_0)\tau}] \quad (1)$$

modelliert werden [4]. Die Formel basiert auf der Vorstellung, dass ein Hauptstrahl und ein um die Zeitdauer τ verzögerter

Nebenstrahl mit dem Amplitudenverhältnis b überlagert werden und zudem infolge eines fiktiven dritten Strahls die Unterdrückung um den Faktor a resultiert. Bei den Grössen a , b , ω_0 und τ handelt es sich um statistische Variablen. In Fig. 2 ist der Verlauf eines möglichen Kanaleinbruchs gemäss (1) für das Kanalbandbreite-Zeit-Produkt $\tau B = 0.25$ und für $b = 0.8$ festgehalten. Die Einbruchtiefe (fade depth) ist durch den Wert $|H(\omega)| = d$ bei der Kanalband-Mittenfrequenz ω_m gegeben und wird in Dezibel ($-20 \log d$) gemessen. Es zeigt sich, dass der Einbruch im Amplitudengang mit einer entsprechenden Verzerrung der Gruppenlaufzeit $\Delta T_{gr}(\omega)$ verbunden ist.

Definiert man den Ausfall eines Richtstrahlkanals mit dem Überschreiten einer Bitfehlerrate von 10^{-3} [1], so ergibt sich eine Grenze des flachen Fadings (flat fade margin), also z.B. der Regendämpfung, die gerade noch zulässig ist. Es zeigt sich nun, dass dasselbe System unter dem Einfluss von selektivem Fading schon bei einer Einbruchtiefe ausfällt, die gegenüber der vorher erwähnten Grenze etwa um 20 dB tiefer liegt. Damit geht klar hervor, dass die entscheidende Verschlechterung der Kanaleigenschaften durch die Mehrwegausbreitung und das damit verbundene Symbolübersprechen gegeben ist. Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, dass bei gleicher Einbruchtiefe eine exzentrische Lage des Minimums im Kanal zufolge der dadurch bedingten Asymmetrie des Frequenzganges eine merkliche Erhöhung der Fehlerrate bedingt.

2.2 Satellitenkanäle

Satellitenverbindungen sind ebenfalls Richtstrahlssysteme. Der wesentliche Unterschied besteht darin, dass Distanzen von einigen tausend bis einigen zehntausend Kilometern in einem Zug überbrückt werden müssen. Hierzu ist eine besonders scharfe Bündelung der gesendeten Signale notwendig, was hohe Anforderungen an die Antennensysteme bezüglich der Richtwirkung und der Nachführung stellt. Die Streckendämpfungen liegen in der Grössenordnung von über 100 dB, womit natürlich den Rauschstörungen atmosphärischen und kosmischen Ursprungs besondere Bedeutung zukommt. In dieser Hinsicht günstige Frequenzbänder liegen wiederum im Frequenzbereich zwischen 1 und 10 GHz; da dieses Band aber bereits zu einem grossen Teil durch terrestrische Richtstrahlverbindungen belegt ist, besteht dank verbesserter Technologien die Tendenz, Satellitenübertragungssysteme auch in den Bereichen um 11, 13, 15, 17, 19 und 28 GHz zu betreiben.

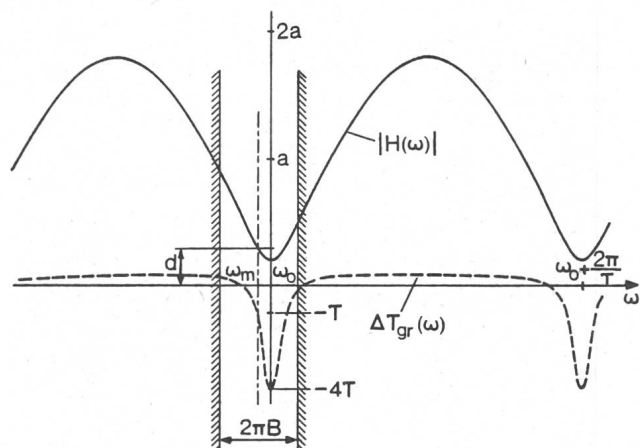


Fig. 2 Kanaleinbruch durch selektives Fading
 $b = 0.8$; $\tau B = 0.25$

Auch bei Satellitenkanälen in Frequenzbändern oberhalb 10 GHz führen Niederschläge zu kräftigen Dämpfungseinbrüchen (flat fading), deren mittleres Niveau zufolge der relativ kurzen Einwirkungsstrecke jedoch wesentlich tiefer liegt als dasjenige bei Richtstrahlstrecken. Diese Aussage gilt allerdings nur bei genügend grosser Elevation θ des Sendestrahls; bei gegebener Regenintensität wächst die Einbruchtiefe umgekehrt proportional zu $\sin \theta$ [5]. Natürlich tritt auch eine niederschlagsbedingte Depolarisation auf, deren Auswirkungen aber so gering sind, dass bei Satellitenkanälen von der Doppelausnutzung mittels Kreuzpolarisation problemlos Gebrauch gemacht werden kann. Im Gegensatz zu terrestrischen Kanälen fehlt hier das Phänomen der Mehrwegausbreitung praktisch gänzlich.

Charakteristisch für Satellitenkanäle sind die extrem grossen Signallaufzeiten, die bei geosynchronen Satelliten Werte bis zu 275 ms erreichen (Erde-Satellit-Erde). Bei einem Telefongespräch entstehen damit zwischen Rede und Antwort unter Berücksichtigung der Laufzeiten im Zubringernetzwerk Verzögerungen bis zu einer Sekunde, was für zivile Anwendungen als nicht mehr tolerierbar betrachtet wird. Für Fernseh- oder Datenübertragung spielt dieses Phänomen jedoch keine Rolle.

Kanäle, die über nichtsynchrone Satelliten führen, sind dem Doppler-Effekt unterworfen. Die resultierenden Frequenzverschiebungen sind proportional der Trägerfrequenz und der Geschwindigkeitskomponente des Satelliten in Sendestrahlrichtung. So erhält man z.B. bei einem Satelliten, der die Erde in 8 h auf einer polaren Bahn umkreist, im 6-GHz-Band eine maximale Frequenzabweichung von ± 30 kHz. Eine automatische Korrektur der Lokaloszillatorfrequenzen ist bei so grossen Werten auch bei nichtformtreuer Signalübertragung unerlässlich.

2.3 Der mobile Landfunkkanal

Nachrichtenverbindungen zwischen mobilen Stationen oder zwischen mobilen und ortsfesten Stationen benützen das Frequenzband zwischen dem oberen Rand des Kurzwellen- und dem unteren Rand des Mikrowellenbereichs, d.h. also das VHF-Band ($f < 200$ MHz) und das UHF-Band ($f > 200$ MHz). Nur in diesem Frequenzbereich lassen sich einerseits die Antennendimensionen der mobilen Stationen genügend klein halten und andererseits die Verbindungen auch über lokale Hindernisse hinweg einigermaßen gewährleisten. Damit ist aber auch schon angetönt, dass unter Berücksichtigung der wachsenden Nachfrage nach mobilen öffentlichen und privaten Funkdiensten das zur Verfügung stehende Frequenzspektrum knapp bemessen ist und folglich dessen ökonomischer Nutzung primäre Bedeutung zukommt.

Die Übertragungsqualität mobiler Landfunkkanäle wird einerseits durch Ausbreitungsphänomene, andererseits neben dem üblichen Rauschen durch besondere Arten von Störungen beeinträchtigt [1].

Reflexionen an Gebäuden, Leitungen, Hügeln usw. führen zu einer Mehrwegausbreitung, die sich wiederum durch selektives Fading äussert. Hinzu kommt, dass die Empfangsfeldstärke selber sehr stark von den örtlichen Verhältnissen abhängt; man spricht vom Schattenwurf lokaler Hindernisse (Shadowing). Vor allem in städtischen Gebieten mit dichtem Automobilverkehr bildet die Abstrahlung der elektrischen Zündanlagen eine wirksame Störquelle. Unter Umständen gilt diese Aussage sogar für die Zündanlage des Fahrzeuges, das

den Empfänger trägt. Ferner entstehen oft schwerwiegende Störungen durch Mehrfachbelegung von Kanälen sowohl im vorgesehenen Wirkungsgebiet des Senders als auch in benachbarten Wirkungsgebieten (co-channel interference). Alle erwähnten Erscheinungen sind starken zeitlichen Schwankungen unterworfen, wenn sich das Fahrzeug mit dem Empfänger durch die Gegend bewegt.

Zur Nachbildung des mobilen Landfunkkanals ohne Berücksichtigung der letztgenannten beiden Störungsarten müssen das Fading, der Schattenwurf sowie die Ausbreitungsdämpfung erfasst werden. Unter Berücksichtigung der Boden- und Antennenverhältnisse ergeben sich für die Abnahme der Feldstärke als Funktion des Abstandes r vom Sender relativ komplizierte Ausdrücke, in vielen Fällen genügt aber die Näherung, wonach die Feldstärke umgekehrt proportional zu r^4 abnimmt. Für die durch Fading und Schattenwurf bedingten Schwankungen der Empfangsfeldstärke geht man von der Vorstellung stochastischer Prozesse aus und setzt auf Grund von Messergebnissen die entsprechenden Wahrscheinlichkeitsverteilungsfunktionen an. Es zeigt sich, dass die Überlagerung der grossen Zahl von Reflexionen zu einer raschen Fluktuation der Signalenveloppe am Empfängereingang Anlass gibt, die in städtischen Agglomerationen einer Rayleigh-Verteilung gehorcht. Beim Schattenwurf gilt für die über 50 m Distanz gemittelten Dämpfungseinbrüche, gemessen in Dezibel, eine Normalverteilung um den Dämpfungsmittelwert der entsprechenden Region. In Stadtgebieten beträgt deren Streuung 6 bis 12 dB. In ländlichen Gegenden tritt der Schattenwurf vorwiegend grossräumig auf, in diesem Fall lässt sich keine Verteilung mehr angeben. Ebenso gelten dort für das Fading Verhältnisse, die eher denjenigen bei Richtstrahlverbindungen gleichen und damit nach dem im Abschnitt 2.1 behandelten Modell erfasst werden können. Dabei sei noch besonders erwähnt, dass in Gebirgsregionen starke Echos mit einer Verzögerung von über 100 μ s durchaus möglich sind.

Mobile Landfunkkanäle weisen Doppler-Verschiebungen auf. Diese sind jedoch zufolge der relativ geringen Fahrzeuggeschwindigkeiten bescheiden und überschreiten kaum eine obere Grenze von 100 Hz.

3. Modulationsverfahren

Auf Grund der Eigenschaften drahtloser Kanäle stellt sich die Frage nach optimalen Modulationsverfahren für die Übertragung digitaler Signale. In erhöhtem Masse steht bei der drahtlosen Übertragung die ökonomische Nutzung der zur Verfügung stehenden Frequenzbänder im Vordergrund, die ja nicht wie Leitungen beliebig vervielfacht werden können. Daneben spielen natürlich die Immunität gegenüber Störungen und Interferenz sowie der apparative Aufwand eine wichtige Rolle. In diesem Zusammenhang sei auch auf die Wünschbarkeit einer konstanten Sendeleistung hingewiesen, die den Einsatz von Modulationsarten mit konstanter Enveloppe voraussetzt.

Grundsätzlich ist es möglich, bestehende analoge Radioverbindungen, die vorwiegend mit Phasen- bzw. Frequenzmodulation arbeiten, auch zur Übertragung digitaler Signale zu verwenden. Die erreichbare relative Übertragungsgeschwindigkeit beträgt aber nur etwa 0.5 bis 1 bit/s pro Hertz Bandbreite. Bei Anwendung digitaler Modulationsverfahren kommt man hingegen auf Werte, die bei 2 bis 4 bit/s/Hz und höher liegen.

3.1 Klassische Modulationsarten

Die meisten Modulationsverfahren, die von der drahtgebundenen Datenübertragung her bekannt sind, findet man auch bei der drahtlosen digitalen Signalübertragung.

In Tabelle I sind einige wichtigere Modulationsarten aus den Klassen Amplitudenmodulation (AM), Frequenzmodulation (FM), Phasenmodulation (PM) und hybride Modulation (AM/PM) mit den entsprechenden Eigenschaften zusammengestellt [3]. Aus der ersten Kolonne kann die relative Übertragungsgeschwindigkeit r unter Berücksichtigung der praktisch erreichbaren, minimalen Bandbreite entnommen werden. In den folgenden Kolonnen ist das Verhältnis E_B/N_0 , definiert als Verhältnis der mittleren Signalenergie pro Bit zur spektralen Geräuschleistungsdichte am Empfängereingang, das zur Gewährleistung einer bestimmten maximalen Bitfehlerrate (BER) gefordert werden muss, für verschiedene Störeinflüsse festgehalten. So liefert die zweite Kolonne die Werte für $BER = 10^{-4}$, falls nur additives, weisses, normalverteiltes Rauschen in den bandbegrenzten Kanal eindringt. In der dritten Kolonne kann das Verhalten bezüglich Interferenz abgelesen werden. Vorausgesetzt wird die Anwesenheit einer fremden Trägerkomponente im Übertragungsband, die leistungsmässig 10 dB unter dem Signalpegel liegt. Ferner gilt wieder die Grenze $BER = 10^{-4}$. Die vierte Kolonne gibt Einblick in das Verhalten der Modulationsarten bezüglich Rayleigh-Fading für $BER = 10^{-2}$. Fading mit nur einem einzigen wesentlichen Nebenstrahl kann näherungsweise als Interferenzerscheinung interpretiert werden; in diesem Fall gilt die dritte Kolonne. Die letzten beiden Kolonnen geben Auskunft über den Einfluss linearer und quadratischer Laufzeitverzerrungen für BER

$= 10^{-4}$ unter der Annahme, dass die maximale Laufzeitabweichung bezüglich Bandmitte gerade der Symboldauer entspricht.

Man erkennt, dass Mehrniveauperfahren wie z.B. 16-PSK oder 16-APSK bezüglich relativer Übertragungsgeschwindigkeit bei gegebenem Rauschpegel am günstigsten sind, dass sie aber hinsichtlich Interferenz, Fading und Laufzeitverzerrungen mehr oder weniger stark empfindlich sind. Gegenüber den letzteren Einflüssen zeigen sich z.B. 2-PSK und MSK wesentlich resistenter.

3.2 Bandbreitesparende Modulationsarten

Bei Richtstrahl- und Satellitenverbindungen können zufolge der scharfen Strahlbündelung mehrere Strecken in relativ engen geographischen Räumen auf derselben Frequenz betrieben werden. Der Mangel an freien Bändern wird dadurch stark gemildert. Dies gilt aber nicht für mobile Landfunksysteme, die im VHF- und UHF-Bereich arbeiten. Wie schon dargelegt wurde, hat hier eine grösstmögliche Ausnützung der Frequenzbänder die erste Priorität. Gesucht sind also digitale Modulationsverfahren, die mit minimaler Bandbreite auskommen. Daneben sollten sie aber auch bezüglich Störeinflüsse – in Zukunft befürchtet man vor allem Übersprechen geographisch benachbarter Kanäle (cochannel interference) – möglichst immun sein. Ferner spielt natürlich der Aspekt einer wirtschaftlichen Systemrealisierung stets eine bedeutsame Rolle.

Die in Tabelle I festgehaltenen Modulationsarten werden der erwähnten Zielsetzung nicht gerecht. Zuzufolge der Amplituden-, Phasen- und Frequenzsprünge wird insbesondere die

Eigenschaften digitaler Modulationsverfahren

Tabelle I

Klasse	Modulationsart	Englischer Name und Abkürzung	Eigenschaften					
			r bit/s/Hz	Rauschen E_B/N_0 [dB] bandbegr.	Interferenz E_B/N_0 [dB] $S/I = 10$ dB	Fading E_B/N_0 [dB]	Laufzeitverzerrung E_B/N_0 [dB]	
							linear	quadrat.
AM	Getastete AM *)	On-Off Keying, OOK	< 1	> 13	20	19	16.9	13.3
FM	Frequenzumtastung *)	Freq.-Shift Keying, FSK	0.8	11.8	14.7	20	16	13.5
	Minimum-Phasenumtastung	Minimum-Shift Keying, MSK, or Fast FSK (FFSK)	1.9	9.4	–	14	15.8	9.8
PM	Phasenumtastung	M-ary Phase-Shift Keying, M	0.8	9.4	10.5	14	9.6	9.8
		4	1.9	9.9	12.2	13.5	15.8	9.8
		8	2.6	12.8	20	16.5	≈ 25	< 25
		M-ary PSK 16	2.9	17.2	–	21	–	–
	Differentielle Phasenumtastung *)	Differential PSK (DPSK)	0.8	10.6	12	17	–	11.8
AM/PM	Quadraturmodulation	Quadrature Modulation, QAM	1.7	9.5	–	14	15.8	9.8
	Amplituden- und Phasenumtastung	M-ary Amplitude- und Phase-Shift Keying, M-ary APSK 16	3.1	13.4	–	18	–	–

*) Nicht kohärente Detektion

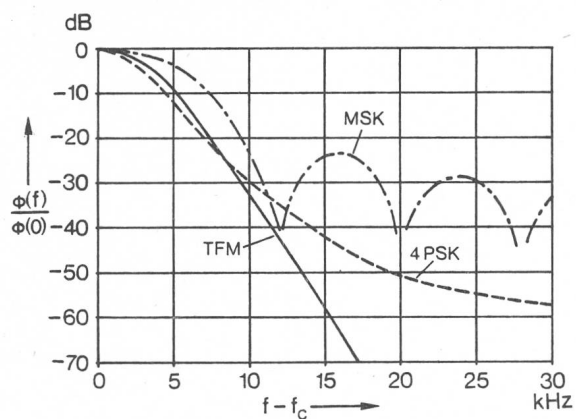


Fig. 3 Normiertes Leistungsdichtespektrum für gefilterte 4-PSK, MSK und TFM
Bitrate 16 kbit/s

Forderung nach rasch abfallenden Spektren, die eine enge, frequenzmässige Signalverschachtelung erlauben, nicht erfüllt.

In letzter Zeit sind Verfahren entwickelt worden, die den besonderen Bedingungen der mobilen, digitalen Landfunkdienste Rechnung tragen [1]. Als Beispiel sei im folgenden die sog. «Tamed Frequency Modulation» (TFM) herausgegriffen und kurz vorgestellt [6]. Diese Modulationsart basiert auf «Minimum-Shift Keying» (MSK). Bei MSK bedeuten eine logische «1» den linearen Anstieg der Trägerphase um $\pi/2$, und eine logische «0» den linearen Abfall der Trägerphase um denselben Betrag $\pi/2$. Offenbar handelt es sich um eine spezielle Vierphasen-Modulation, die zufolge des stetigen Phasenverlaufs ein relativ rasch abklingendes Spektrum besitzt. Immerhin weist aber die Ableitung der Trägerphase Unstetigkeiten auf; könnte man diese beseitigen, so liesse sich ein noch wesentlich rascherer Abfall des Signalspektrums erzielen. Bei TFM erfolgt nun eine Verformung jedes Datensymbols über drei Symbolintervalle so, dass auch die Ableitung des Phasenverlaufs stetig bleibt. Der Verformungsprozess wird mittels einer Codierung (correlative coding, partial response coding) und einer nachfolgenden Filterung realisiert. Die Detektion im Empfänger erfährt durch diese Massnahme nur eine geringe Beeinträchtigung. Fig. 3 zeigt quantitativ die resultierende Verbesserung. Bei einem Kanalaraster von 25 kHz ergeben sich mit TFM bei einer Bitrate von 16 kbit/s im mittleren Bereich des Nachbarkanals spektrale Dämpfungswerte, die bei 70 dB und mehr liegen. So hohe Werte sind notwendig, um ein Übersprechen auch bei starken dynamischen Empfangspegel-schwankungen zu vermeiden.

Informationsflüsse von 16 kbit/s genügen für eine digitale Sprachübertragung mit modifizierter Deltamodulation, falls

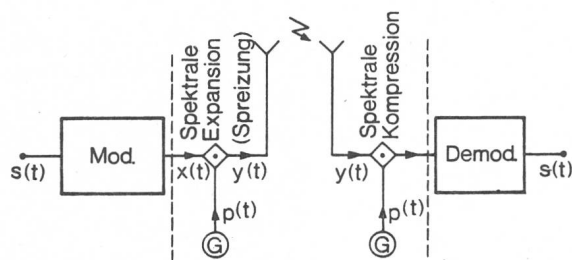


Fig. 4 Allgemeines Blockschema eines Spread-Spectrum-Übertragungssystems

keine allzu hohen Ansprüche an die Sprachqualität gestellt werden. Die heute zur Verfügung stehenden leistungsfähigen Vocodersysteme erlauben die Verwendung noch wesentlich tieferer Bitraten, so dass auch Kanalabstände von 12.5 kHz und weniger für eine digitale Sprachübertragung ausreichen.

3.3 Spread-Spectrum-Technik

Eine grundsätzlich anders geartete Möglichkeit zur drahtlosen digitalen (und auch analogen) Signalübertragung besteht in der Anwendung der Spread-Spectrum-Technik [7]. Fig. 4 zeigt das allgemeine Blockschema eines Spread-Spectrum-Übertragungssystems. Das informationstragende Signal $s(t)$ wird zunächst konventionell moduliert (AM, FM, PSK, FSK usw.). In der nachfolgenden Stufe unterliegt das resultierende Signal $x(t)$ einer Multiplikation mit dem im Generator G erzeugten Hilfssignal $p(t)$, das so beschaffen ist, dass das Sendesignal $y(t)$ eine extrem grosse Bandbreite erhält. Bezeichnet man die Bandbreite des Signals $x(t)$ mit B_x und diejenige des Signals $y(t)$ mit B_y , so liegt der Faktor $G = B_y/B_x$ in der Grössenordnung von 10^3 und höher. Auf der Empfangsseite finden die inversen Operationen statt; unter idealen Voraussetzungen erhält man die ursprüngliche Information $s(t)$ zurück. Als Hilfssignale $p(t)$ verwendet man vorwiegend entweder binäre «Pseudo-Noise» (PN)-Impulsfolgen oder eine Aneinanderreihung kurzer Ausschnitte von harmonischen Schwingungen, deren Frequenz in einem äquidistanten Raster pseudostochastisch umgetastet wird. Entsprechend bezeichnet man die Systeme als «direct sequence PN»-Systeme bzw. «Phase Hopping (PH)»-Systeme und «Frequency Hopping (FH)»-Systeme. Die besondere Natur der Hilfssignale $p(t)$ lässt erkennen, dass die absolut notwendige Synchronisation zwischen Sender und Empfänger kein einfaches Problem darstellt.

Auf Grund der allgemeinen Beziehung von C. Shannon für die Kanalkapazität weisen Spread-Spectrum-Systeme bei gegebener Signalleistung zufolge der grossen Bandbreite eine hohe Störfestigkeit auf, die in entscheidendem Masse von dem früher erwähnten Faktor G (Prozessgewinn) abhängig ist. PH- und FH-Signale sind ferner aus dem gleichen Grund wenig empfindlich auf Mehrwegempfang, sofern die Synchronisation gewährleistet ist. Hinzu kommt eine äusserst geringe Signalleistungsdichte; eine Eigenschaft, die z.B. bezüglich elektromagnetischer Verträglichkeit ausgenutzt werden kann. Ohne zusätzliche Massnahmen ist auch eine hohe Abhörsicherheit gegeben.

Im Breitbandkanal eines Spread-Spectrum-Systems können gleichzeitig mehrere Signale übertragen werden, indem man jedem Empfänger ein anderes pseudostochastisches Bildungsgesetz zur Erzeugung des Hilfssignals $p(t)$ als Adresse zuteilt. Damit ergibt sich ein Code-Multiplexsystem (CDMA) mit direkter Adressierung. Bezüglich eines bestimmten Empfängers bedeuten die an andere Empfänger gerichteten Signale lediglich eine Störung, die bis zu einer gewissen Zahl von gleichzeitigen Übertragungen toleriert werden kann. Vergleicht man diese Zahl mit derjenigen der möglichen Parallelkanäle bei Schmalbandübertragung, so stellt man fest, dass erstere allerdings um etwa einen Faktor 10 kleiner ist. Diesen Preis bezahlt man für die erwähnten günstigen Systemeigenschaften.

PH-Systeme sind zur Übertragung analoger und digitaler Signale geeignet. Im Gegensatz zu FH-Systemen ist die spektrale Leistung zu jedem Zeitpunkt gleichmässig über das ganze

Band verteilt. Die elektromagnetische Verträglichkeit mit Schmalbandsystemen im gleichen Frequenzband kann daher am ehesten gewährleistet werden. Die Erzeugung der PN-Impulsfolgen lässt sich einfach bewerkstelligen; zufolge der hohen Taktfrequenz von einigen MHz wird jedoch die Synchronisation schwierig, sobald Verzerrungen im Kanal auftreten. Obwohl das PH-Signal dank seiner Breitbandigkeit gegenüber Mehrwegempfang relativ resistent wäre, sind die Verbindungen wegen Synchronisationsschwierigkeiten gefährdet.

FH-Systeme lassen sich nur für die Übertragung digitaler Signale ausnützen, da im Übertragungsband niemals eine Phasenkohärenz erzielt werden kann; die Demodulation des komprimierten Signals $x(t)$ würde zufolge der Phasensprünge zu untragbaren Verzerrungen führen. Die Erzeugung einer Vielzahl von exakt lokalisierten Frequenzen, die in kurzen Intervallen pseudo-stochastisch umgetastet werden müssen, erfordert aufwendige Synthesizer. Da die technisch bedingte Grenze für die Umtastrate lediglich in der Gegend von 10 kHz liegt, ist hingegen die Synchronisation weniger kritisch. Damit sind FH-Systeme gegenüber Fading sehr widerstandsfähig. Natürlich entstehen Fehler, wenn eine Frequenzkomponente gerade mit einem Fading-Einbruch zusammenfällt, aber diese lassen sich mit fehlerkorrigierenden Codes leicht eliminieren, solange eine gewisse Bitfehlerrate nicht überschritten wird. FH-Systeme weisen auch eine hohe Immunität gegenüber selektiven Störungen auf, die mit hohem Leistungspegel am Empfänger eingang anfallen (near-far problem).

Auf Grund dieser positiven Eigenschaften wurde kürzlich der Vorschlag für ein mobiles Landfunksystem in FH-Technik bekannt [8]. Ob es sich dabei um eine brauchbare Alternative handelt, ist zurzeit in Fachkreisen allerdings umstritten.

4. Massnahmen zur Erhöhung der Übertragungssicherheit bei drahtlosen digitalen Verbindungen

Aus den vorangehenden Ausführungen über Kanaleigenschaften und Modulationsverfahren geht hervor, dass trotz Auswahl optimaler Modulationsarten mit einer Bitfehlerrate gerechnet werden muss, die über mehr oder weniger lange Zeitspannen nicht genügt. Soweit die Fehlerursachen in Kanalverzerrungen zu suchen sind, kommen Egalisationsmethoden zur Erhöhung der Übertragungssicherheit in Frage; Störungen und rasch wechselnde Fading-Einbrüche lassen sich durch Einführung von Signalredundanz (Kanalcodierung) bekämpfen. Da bei drahtlosen Verbindungen in vielen Fällen mit zwar zeitlich begrenzten, aber praktisch vollständigen Unterbrüchen zu rechnen ist, fallen zur Abhilfe nur noch «Diversity»-Massnahmen in Betracht. Ferner muss zur Übertragungssicherheit im weitesten Sinne des Wortes auch die Abhörsicherheit einbezogen werden.

4.1 Kryptographie

Gerade bei drahtlosen Verbindungen ist der Zugriff durch Unbefugte besonders leicht möglich. Hier bietet der Übergang zur digitalen Signalübertragung entsprechend der Komplexität der verwendeten Modulationsarten einen gewissen Schutz, der z.B. bei Spread-Spectrum-Systemen schon ausserordentlich hoch ist. Darüber hinaus lassen sich auf die in digitaler Form vorliegenden Informationssignale kryptographische Methoden anwenden. Es ergeben sich dabei keine grundsätzlich neuen Gesichtspunkte im Vergleich zur drahtgebundenen Übertragung. Heute dürfte sich wohl für übliche Sicherheitsan-

sprüche das von IBM entwickelte DES-System (Data Encryption Standard) als günstige Lösung anbieten [1].

4.2 Egalisation

Wie schon in Kapitel 2 dargelegt wurde, führt selektives Fading zu ausgeprägten Amplituden- und Laufzeitverzerrungen (Fig. 2), die bei digitaler Signalübertragung zu Symbolübersprechen und damit zu einer massiven Erhöhung der Bitfehlerrate Anlass geben. Es liegt daher nahe, diese Verzerrungen nach den bewährten Prinzipien der drahtgebundenen Datentechnik im Basisband zu egalisieren.

Als Egalisatoren bieten sich die bekannten transversalen und rekursiven Filterstrukturen an, deren Koeffizienten nach geeigneten Algorithmen so verändert werden, dass ein adaptiver Ausgleich erfolgt. Im Hinblick auf die rasche Fluktuation der Kanalcharakteristik unter dem Einfluss von Fading kommt der schnellen Adaptationsfähigkeit erste Priorität zu. Die Algorithmen dürfen damit nur relativ wenige Operationen umfassen, was sich wiederum durch Restriktionen bezüglich der brauchbaren Filterstrukturen bemerkbar macht. Rekursive Versionen mit «Decision Feedback» scheinen den Anforderungen am ehesten zu genügen [1]. Rein schaltungstechnisch ergeben sich grosse Probleme bei Systemen mit Bitraten über einigen zehn Megabit pro Sekunde.

4.3 Kanalcodierung

Betrachtet man das empfangene digitale Signal am Ausgang des Detektors, so können grundsätzlich zwei verschiedene Fehlerkonfigurationen unterschieden werden: Mehr oder weniger gleichmässig verstreute Einzelfehler und Folgen von Fehleransammlungen (Fehlerbüschel, error bursts), die durch zeitliche Abstände variabler Dauer getrennt sind. Verstreute Einzelfehler treten in gedächtnislosen Kanälen auf, die nur durch additives thermisches Rauschen gestört werden, d.h. also z.B. in Satelliten- und Raumsondenkanälen. Fehlerbüschel sind eine Folge von Fading, Interferenz und Störimpulsen und kennzeichnen damit Richtstrahlverbindungen und mobile Landfunkkanäle, die offensichtlich gedächtnisbehaftet sind.

Entsprechend gibt es zwei Arten von fehlerkorrigierenden Codierungsverfahren: solche für zufällige Einzelfehler (random error correcting REC) und solche für Büschelfehler (burst error correcting BEC). Letztere setzen voraus, dass nach jedem Büschelfehler ein genügend langer fehlerfreier Signalabschnitt folgt, was jedoch in der Praxis selten gewährleistet ist. Man wandelt daher mit Hilfe der sog. Codespreizung (Interleaving) die Büschelfehler in verstreute Einzelfehler um und benützt dann REC-Verfahren. Diese Umwandlung erreicht man durch eine zeilenweise Abspeicherung der zu übertragenden Daten und deren kolonnenweisen Auslesung für die Übertragung.

Als REC-Verfahren sind vor allem zyklische Blockcodes und Faltungscodes mit Viterbi-Decodierung geeignet [1]. Damit erreicht man bei der Korrektur von Fehlerbüscheln, je nach der Komplexität des Codes, Verbesserungen von 10 bis 20 dB, ausgedrückt als Gewinn im Verhältnis E_B/N_0 bei $BER < 10^{-5}$ (siehe Abschnitt 3.1) im Vergleich zur unkorrigierten Übertragung. Diese Verbesserung lässt sich noch um weitere 12 dB erhöhen, wenn die Information über den jeweiligen Kanalzustand (z.B. «gestört» oder «nicht gestört») bei der Detektion berücksichtigt wird. Alle angegebenen Werte gelten nur für den Fall des ideal egalisierten Kanals.

Besondere Verhältnisse liegen bei mobilen Landfunksystemen vor. Neben Fading und Schattenwurf sind hier vor allem auch Störungen, die von den elektrischen Zündanlagen der Autos herrühren, eine wesentliche Ursache von Übertragungsfehlern. Diese Störungen zeigen sich vorwiegend im VHF-Bereich; im UHF-Bereich werden sie erst bei Bitraten ab 4800 bit/s wirksam (Kanalraster 12.5 kHz). Da die Fehlerbüschel eine sehr unterschiedliche Dauer aufweisen und zudem längere Fadingeinbrüche vorkommen, nützt die Anwendung von Codespreizung oder gar BEC-Verfahren wenig. Als zweckmässigste Lösung in bezug auf Wirkung und Aufwand erweist sich der Einsatz von REC-Verfahren in Form von einfachen zyklischen Blockcodes [1].

4.4 Diversity

Bei sehr langsam veränderlicher Mehrwegausbreitung oder bei starken niederschlagsbedingten Dämpfungseinbrüchen fallen oftmals die betroffenen Kanäle über längere Zeit aus. In diesem Fall bleiben alle Codierungsverfahren wirkungslos. Eine Verbindung ist dann nur noch über einen parallelen Kanal möglich, der entweder eine zeitlich verzögerte Signalübertragung, die Übertragung in einem anderen Frequenzband oder die Übertragung über eine räumlich getrennte Strecke gestattet. Entsprechend nennt man diese ebenfalls auf Redundanz basierende Alternative Zeit-, Frequenz- oder Raum-Diversity.

In Systemen mit Zeit-Diversity wird im gleichen Kanal dieselbe Nachricht in geeigneten Zeitabständen zweimal oder mehrmals ausgesendet. Der Empfänger bewertet die empfangenen, zum Teil verstümmelten Signale auf Grund verschiedener Kriterien (z.B. Kanalzustand, Signalenergie, Auftretswahrscheinlichkeit usw.) und liefert am Ausgang ein entsprechend rekonstruiertes Signal. Man beachte, dass die im vorangehenden Abschnitt erwähnte Codespreizung eine besondere Form von Zeit-Diversity ist.

Frequenz-Diversity liegt dann vor, wenn zur Übertragung eines Signals zwei oder mehrere Kanäle in verschiedenen Frequenzbändern benutzt werden. So ist es z.B. bei einer Richtstrahlverbindung im Bereich oberhalb 10 GHz zweckmässig, eine solche unterhalb 10 GHz parallel zu schalten. Ein gleichzeitiges Auftreten von starken Fadingeinbrüchen in beiden Kanälen dürfte höchst selten sein, und zudem fällt bei starken Niederschlägen nur der Kanal mit der höheren Frequenz aus. Eine Umschaltung zwischen den Kanälen muss so erfolgen, dass keine Übertragungsfehler entstehen. Bei hohen Bitraten ist dieses Problem nicht einfach zu lösen [1].

Raum-Diversity-Systeme sind dadurch gekennzeichnet, dass der Sender und/oder der Empfänger mit zwei oder mehreren, örtlich getrennten Antennen ausgerüstet ist, die auf derselben Frequenz arbeiten. Aus den auf parallelen Wegen eintreffenden Signalen wird dann z.B. nach bestimmten Kriterien das beste ausgewählt und für die weitere Aufbereitung durchgeschaltet. Eine andere Möglichkeit besteht darin, die ankommenden Signale in geeigneter Weise zu kombinieren und daraus mit hoher Wahrscheinlichkeit die unverfälschte Nachricht zu rekonstruieren. Raum-Diversity verwendet man sowohl bei Richtstrahlverbindungen als auch bei mobilen Landfunksystemen, wo vor allem im oberen UHF-Band schon eine sehr geringe Verschiebung der Antennenposition starke Veränderungen der Empfangsverhältnisse verursachen kann.

Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, dass die drei Diversity-Arten kombiniert werden können.

5. Schlussfolgerungen

In der vorliegenden Arbeit wurde gezeigt, welche besonderen Gesichtspunkte bei der Konzeption von drahtlosen digitalen Übertragungssystemen zu berücksichtigen sind. Neben den in der Einleitung erwähnten Vorteilen der drahtlosen Datenübertragung sei hier festgehalten, dass eine merkliche Reduktion der Übertragungszeit bzw. ein entsprechender Gewinn an Übertragungsbandbreite erzielt werden kann, falls es gelingt, Sprachsignale weitgehend durch Datensignale zu substituieren. Dies gilt z.B. für Taxifunksysteme, bei denen sich die ausgetauschte Information zu einem wesentlichen Teil aus gleichartigen Einsatzbefehlen und Standortmeldungen zusammensetzt. Einsparungen bis zu einem Faktor 10 sind möglich, und zudem wird die Sicherheit bezüglich Verständigungsfehler erhöht. Bei Satellitensystemen kommt hinzu, dass auch keine Probleme hinsichtlich extremer Laufzeiten entstehen.

Grundsätzlich gibt es keine Modulationsarten und Codierungsverfahren, die gegen langsames kräftiges Fading schützen. In diesem Fall weist die analoge Breitbandübertragung von Sprachsignalen gewisse Vorteile auf, da das menschliche Gehirn aus dem Zusammenhang einer Nachricht verloren gegangene Teile rekonstruieren kann. Immerhin tritt dieser Zustand bei ausreichender Egalisation und robuster Synchronisation nur unter extremen Bedingungen auf. In diesem Zusammenhang sei noch erwähnt, dass die Zuverlässigkeit der Sende- und Empfangsausrüstungen einen wichtigen Faktor der Übertragungssicherheit darstellt.

Es geht heute schon längst nicht mehr um die Frage, ob die analogen oder digitalen drahtlosen Übertragungsverfahren den Vorzug verdienen; der Entscheid ist zu Gunsten der letzteren ausgefallen. Die Aufgabe der Nachrichtentechnik besteht also noch darin, optimale Lösungen bezüglich Übertragungseigenschaften und Wirtschaftlichkeit zu suchen.

Literatur

- [1] Proceedings of the 1980 international Zürich seminar on digital communications. Digital transmission in wireless systems. Zürich, Swiss Federal Institute of Technology, 1980.
- [2] S.H. Lin: Nationwide long-term rain rate statistics and empirical calculation of 11-GHz microwave rain attenuation. Bell. Syst. Techn. J. 56(1977)9, p. 1581...1604.
- [3] Special issue on digital radio. IEEE Trans. COM 27(1979)12.
- [4] W.D. Rummler: A new selective fading model: Application to propagation data. Bell. Syst. Techn. J. 58(1979)5, p. 1037...1071.
- [5] S.H. Lin, H.J. Bergmann and M.V. Pursley: Rain attenuation on earth-satellite path. Summary of 10-year experiments and studies. Bell. Syst. Techn. J. 59(1980)2, p. 183...228.
- [6] J. Noordanus: New digital phase modulation methods to establish digital voice transmission in mobile radio networks, with optimum spectrum efficiency. Proceedings of the world telecommunication forum, Geneva 1979. Part 2, 2.3.3.1...2.3.3.7.
- [7] Special issue on spread spectrum communications. IEEE Trans. COM 25(1977)8.
- [8] G.R. Cooper, R.W. Nettleton and D.P. Grybos: Cellular land-mobile radio: Why spread spectrum? IEEE Communications Magazine 17(1979)2, p. 17...23.
- [9] P. Leuthold: Digitale Übertragung in drahtlosen Systemen. Bericht über das Internationale Zürich Seminar 1980. Bull. SEV/VSE 71(1980)11, S. 582.

Adresse des Autors

Prof. Dr. P.E. Leuthold, Institut für Kommunikationstechnik, ETH-Zentrum, 8092 Zürich.