

KRIEG IM AETHER

Vorlesungen an der Eidgenössischen Technischen Hochschule in Zürich
im Wintersemester 1987/1988

Leitung:

Bundesamt für Übermittlungstruppen

Divisionär J. Biedermann, Waffenchef der Übermittlungstruppen

Spread Spectrum-Technik: Möglichkeiten und Grenzen der Anwendung in taktischen Funksystemen

Referent: P. Leuthold, Prof., Dr. Sc.techn

2-1

SPREAD SPECTRUM-TECHNIK : MÖGLICHKEITEN UND GRENZEN DER ANWENDUNG IN TAKTISCHEN FUNKSYSTEMEN

P. Leuthold, Prof., Dr. sc. techn.

INHALTSVERZEICHNIS

1. Einleitung
2. Grundlagen der Spread Spectrum-Technik
3. Uebertragungseigenschaften von Spread Spectrum-Systemen
 - 3.1 Eigenschaften reeller Funkkanäle
 - 3.2 Spread Spectrum-Verfahren auf reellen Kanälen
4. Synchronisation
5. Elektronische Kriegführung
 - 5.1 Stören und Peilen von FH-Systemen
 - 5.2 Stören und Peilen von PH-Systemen
6. Frequenzökonomie
7. Schlussfolgerungen

Adresse des Autors:

Prof., Dr.sc.techn. Peter E. Leuthold
Institut für Kommunikationstechnik
Sternwartstr. 7
ETH-Zentrum
8092 Zürich

1. EINLEITUNG

Leistungsfähige und zuverlässige Verbindungen auf taktischer Stufe spielen für die erfolgreiche Führung auf dem modernen Gefechtsfeld eine entscheidende Rolle. Bei den mobilen terrestrischen Funksystemen hat sich die Verwendung des VHF-Bereichs (30 bis 80 bzw. 88 MHz) bewährt, weil die Wellenausbreitungseigenschaften unter Berücksichtigung der Antennendimensionen den vielfältigen topologischen Situationen am besten gerecht werden. Die heute eingesetzten taktischen Funksysteme sind vorwiegend kanalorientiert, d.h. alle Teilnehmer eines Funknetzes senden und empfangen auf derselben Frequenz, wobei die Kanalbandbreite 25 kHz bzw. 50 kHz beträgt.

Die neuen, in Entwicklung und Erprobung stehenden Funksysteme, die ebenfalls im VHF-Bereich arbeiten, benützen vor allem im Hinblick auf die elektronische Kriegführung (EKF) neuartige Uebertragungsverfahren, die keine feste Zuordnung der Frequenzen zu den Netzen implizieren. Diese sog. unkonventionellen Systeme lassen sich heute in zwei Klassen unterteilen: Kanalbündelsysteme und Spread Spectrum-Systeme.

Bei den Kanalbündelsystemen wird im einfachsten Fall durch das aufrufende Funkgerät ein unbelegter Kanal aus einer Anzahl zur Verfügung stehenden Kanälen ausgewählt und darauf der Informationsaustausch unter den Netzteilnehmern abgewickelt. Man bezeichnet dies als ein System mit automatischer Kanalwahl (AK). Eine Erweiterung dieses Prinzips, das vor allem eine beachtliche Steigerung der Reichweite zur Folge hat, geht davon aus, dass nicht einfach nur die aufrufende Station den Kanal festlegt, sondern dass auch die aufgerufene Station (evtl. mehrere Stationen) mitentscheiden, welcher Kanal eine optimale Uebertragung gewährleistet. Es handelt sich also um eine zweiseitige Kanaleinigung. Dieses Verfahren setzt eine selektive Adressierung des Empfängers voraus, man spricht von einer automatischen Kanalwahl mit selektiver Adressierung (AKSA).

Die Spread Spectrum-Technik oder Bandspreiztechnik basiert auf einer ganz anderen Philosophie. Das gemeinsame Kennzeichen der Teilnehmer eines Netzes sind hier diskrete, pseudo-statistisch variierende Parameter einer hochfrequenten Trägerschwingung. Es handelt sich dabei um die Phase oder Frequenz einer harmonischen Schwingung oder um die Lage eines Zeitschlitzes. Die drei entsprechenden Verfahren nennt man Phasenhüpfertechnik (phase hopping, PH oder direct sequence), Frequenzhüpfertechnik (frequency hopping, FH) und Zeithüpfertechnik (time hopping, TH). PH, FH und TH können auch kombiniert werden. Gemeinsames Merkmal dieser Uebertragungsmethoden ist die Spreizung der Signalbandbreite um ein Mehrfaches der Kanalbandbreite konventioneller Systeme, was vor allem das Stören, Abhören und Peilen durch den Gegner wesentlich erschwert.

Kanalbündel-Systeme		Spread Spectrum-Systeme	
Fabrikat	Art	Fabrikat	Art
SEM 70/80/90 (BRD)	AK	SEM 172/182/192 (BRD)	FH
SE 225 (CH)	AKSA	Sincgars V (USA)	FH
		Tadiran CNR 900 (IL)	FH
		Thomson TRC 950 (F)	FH
		StarCom (S)	FH
		Jaguar V (GB)	FH
		Scimitar (GB)	FH
		Hydra (I)	FH/PH

Fig. 1 Ueberblick über die wichtigsten unkonventionellen taktischen Funksysteme im VHF-Bereich

2-3

Figur 1 zeigt einen Ueberblick über unkonventionelle taktische Funksysteme, die heute in Entwicklung, Erprobung, Beschaffung und in beschränktem Masse bereits im Einsatz stehen. In Anbetracht der Komplexität dieser Systeme liegt es auf der Hand, dass nur dank der integrierten Schaltungstechnik sowie weiterer moderner Technologien eine Realisierung zu annehmbaren Preisen überhaupt möglich geworden ist. Ebenso hat sich aber auch die Machbarkeit von Einrichtungen für eine äusserst wirksame elektronische Kriegführung erheblich verbessert. Die Steigerung der Abwehrmassnahmen auf der Systemseite und der Gegenmassnahmen auf der EKF-Seite entspricht etwa der heutigen Situation in bezug auf die Verbesserung der Panzerung einerseits und den Fortschritten der panzerbrechenden Waffen andererseits.

Das Anforderungsprofil für ein taktisches Funksystem sieht etwa wie folgt aus /1/:

- Grosse Reichweite bei gegebener Sendeleistung
- Gute Frequenzökonomie
- Hohe Sprachqualität (Verständlichkeit- und Wiedergabetreue)
- Datentauglichkeit
- Immunität hinsichtlich EKF
- Flexibler Einsatz (inkl. KP-Situation)
- Einfache Einsatzplanung
- Angemessene Benutzerfreundlichkeit
- Grosse Autonomie (geringer Stromverbrauch)
- Geringes Gewicht
- Kleine Abmessungen
- Wartungsfreundlichkeit
- Hohe Zuverlässigkeit
- Niedrige Beschaffungskosten

Unter der Voraussetzung, dass der Immunität hinsichtlich EKF besondere Bedeutung zugemessen wird, drängt sich die Anwendung der Spread Spectrum-Technik auf. Dies hat aber bezüglich anderer wichtiger Systemeigenschaften erhebliche Nachteile zur Folge. Das Ziel des vorliegenden Beitrages besteht darin, von der theoretischen Seite her die Möglichkeiten und Grenzen der Spread Spectrum-Technik in taktischen Funksystemen aufzuzeigen, wobei aus Gründen des Umfanges kein Anspruch auf Vollständigkeit erhoben werden soll.

Zunächst erfolgt eine kurze Einführung in die Spread Spectrum-Technik, wobei vor allem einige grundlegende Begriffe sowie wichtige Signaleigenschaften erläutert werden. Hernach schliessen sich Betrachtungen betreffend die Uebertragungseigenschaften unter Berücksichtigung unbeabsichtigter Störeinflüsse an. Entscheidende Bedeutung hat dabei eine robuste Synchronisation. Eine Diskussion der Grenzen der Immunität hinsichtlich EKF und der oft unterschätzten Frequenzökonomie lässt einige Schlussfolgerungen über die Stärken und Schwächen der Bandspreiztechnik in taktischen Funksystemen zu.

2. GRUNDLAGEN DER SPREAD SPECTRUM-TECHNIK

Vor allem militärische Funksysteme für die Nachrichtenübertragung und zur Fernsteuerung von Flugkörpern sind häufig dem Einfluss beabsichtigter Störungen (jamming) ausgesetzt, die an der Front oder im feindlichen Gebiet ohne weiteres zu negativen Signal/Geräuschleistungsverhältnissen $SNR < 0$ [dB] führen können, d.h. die Störleistung ist erheblich grösser als die Nutzleistung. Da die klassischen Breitband-Modulationsverfahren, insbesondere Frequenzmodulation, schon bei $SNR < 10$ dB eine ausgeprägte Schwelle aufweisen, die bei weiter absinkendem SNR zu einer rapiden Verschlechterung bis zur Unbrauchbarkeit der Verbindung Anlass gibt, hielt man schon in den 40er Jahren nach robusteren Uebertragungsverfahren Ausschau.

Spread Spectrum-Systeme sind dadurch gekennzeichnet, dass zur Bandspreizung nicht das informationstragende Signal selbst, sondern ein Hilfssignal verwendet wird, dessen Verlauf im Empfänger schon im voraus bekannt ist. Auf dieser Tatsache beruht die Eigenschaft, dass solche Systeme auch bei extrem tiefen SNR arbeiten können.

Figur 2 zeigt das Blockschema eines Spread Spectrum-Systems /2/. In einer Modulatorstufe M wird das üblicherweise digitale Nachrichtensignal $s(t)$ in ein konventionelles Bandpasssignal $m(t)$ (MFSK, MSK, DPSK etc.) umgesetzt. Die nachfolgende Stufe S verknüpft letzteres mit einer geeigneten Hilfsfunktion $g(t)$ derart, dass eine enorme Bandspreizung resultiert (Faktoren $10^2 \dots 10^5$). Auf der Empfangsseite wird in der Stufe DS die Spreizung rückgängig gemacht. Dies gelingt durch eine entsprechend inverse Operation mit derselben Hilfsfunktion $g(t)$ aus einem lokalen Generator, der mit dem Sender synchron läuft. Anschliessend erfolgt im Demodulator DM die Rückgewinnung des Nachrichtensignals $s(t)$. Es handelt sich also um ein Doppelmodulationsverfahren, wobei aber in der zweiten Stufe anstelle eines sinusförmigen Trägers oder einer periodischen Impulsfolge Hilfsfunktionen mit grossem Zeit-Bandbreiteprodukt verwendet werden wie z.B. pseudo-statistische Code-sequenzen /3/ oder harmonische Schwingungen, deren Momentanfrequenz nach einem pseudo-statistischen Muster in einem äquidistanten Frequenzraster hin und her springt. Im ersteren Fall bezeichnet man das Verfahren als Phasenhüpfertechnik (PH) oder "direct sequence spread spectrum", im letzteren als Frequenzhüpfertechnik (FH). Die zum FH-Verfahren äquivalente Methode im Zeitbereich, sie sog. Zeithüpfertechnik (TH), wird zumeist als besondere Art von Zeitmultiplex (TDMA) verwendet, indem den Netzteilnehmern Zeitschlitze in pseudo-statistischer Lage zugeordnet werden. Der Vollständig-

2-4

keit halber sei noch erwähnt, dass auch analoge Nachrichtensignale $s(t)$ nach dem Schema in Figur 2 übertragen werden könnten. Die abrupten Phasenwechsel oder Frequenzsprünge würden aber bei der analogen Demodulation zu nichtlinearen Verzerrungen führen, die kaum tolerierbar sind.

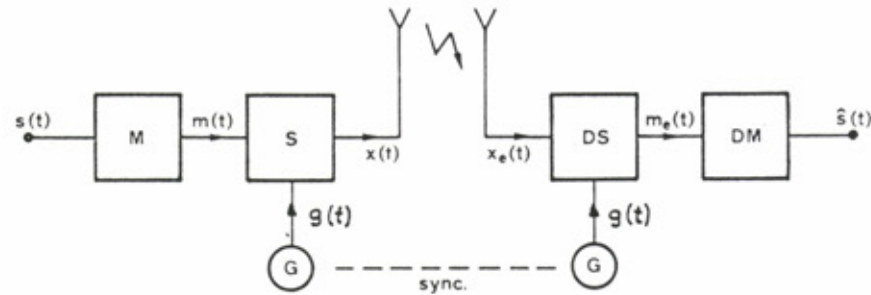


Fig. 2 Blockschema eines Spread Spectrum-Systems

Es stellt sich nun die Frage, welche Verbesserung des SNR durch diese Bandspreizung zustande kommt. Man erkennt leicht, dass in der Stufe DS gemäss Figur 2 der im Empfangssignal $x_e(t)$ enthaltene selektive Störer auf die volle Uebertragungsbandbreite B_x gespreizt wird, währenddem die gespreizten Nutzsinalkomponenten wieder auf die Bandbreite B_m des Signals $m(t)$ reduziert werden. Das Bandpassfilter am Eingang der Demodulatorstufe DM lässt also nur die um den Faktor $1/g$,

$$g = B_x / B_m \quad (1)$$

verringerte Störleistung durchgehen, und entsprechend erhöht sich das SNR. Der Faktor g wird als Prozessgewinn bezeichnet; entsprechend den erwähnten Spreizungen von $10^2 \dots 10^5$ gewinnt man also 20 ... 50 dB. Es sei hier aber deutlich festgehalten, dass (1) nur für selektive Störer (Schmalbandstörer) gilt. Bei Breitbandstörern vermindert sich g in Abhängigkeit des Verhältnisses der Störbandbreite und der Uebertragungsbandbreite B_x .

Durch die Verwendung verschiedener pseudo-statistischer Codesequenzen können in demselben Uebertragungsband B_x gleichzeitig mehrere Netze betrieben werden; man spricht von Codemultiplex (code division multiple access, CDMA). Die Codesequenzen haben dann die Bedeutung von Adressen. Von einem bestimmten Netz aus gesehen, erweisen sich die Signale anderer Netze als Breitbandstörungen. Durch geeignete Wahl der Codesequenzen im Hinblick auf eine geringe Kreuzkorrelation kann aber die Beeinträchtigung minimalisiert werden. Dennoch resultiert mit wachsender Belegung in den verschiedenen Netzen eine sukzessive Verschlechterung der Uebertragungsqualität, die man als "graceful degradation" bezeichnet. Der Wirkungsgrad von CDMA ist bezüglich Bandbreitebedarf erheblich schlechter als derjenige von Frequenzmultiplex (FDMA) oder Zeitmultiplex (TDMA).

Es gibt aber noch andere Aspekte, welche die Anwendung der Bandspreiztechnik attraktiv machen. Offensichtlich führt die enorme spektrale Spreizung zu Signalen, die ein äusserst geringes Leistungsdichtespektrum besitzen. Dies erschwert einerseits die Entdeckung und Peilung, andererseits ergibt sich die Möglichkeit, Spread Spectrum-Systeme in einem Frequenzband zu betreiben, wo bereits schon andere Dienste angesiedelt sind, die nicht gestört werden dürfen (electromagnetic compatibility, EMC).

Schliesslich bleibt noch zu erwähnen, dass sich Spread Spectrum-Signale dank dem grossen Zeit-Bandbreiteprodukt auch für Navigationszwecke einsetzen lassen (Distanzmessung). Bekannt geworden ist das TDRSS (Tracking and Data Relay Satellite System), das die NASA u.a. für die Kommunikation und Navigation bei den Space Shuttle-Missionen einsetzt /4/. Aber auch auf taktischer Stufe wird schon seit einiger Zeit in USA und bei der NATO das JTIDS (Joint Tactical Information Distribution System) eingesetzt /5/. Neben der üblichen Informationsübertragung meldet jede Teilnehmerstation in kürzeren Abständen die relative Position und den Bewegungsvektor in bezug auf ein Referenz-Koordinatensystem. Das JTIDS arbeitet im Frequenzbereich zwischen 969 und 1206 MHz und benützt ein kombiniertes Verfahren PH/FH/TH. Ob ein solches System auch im VHF-Band und insbesondere im coupierten Gelände der Schweiz befriedigend arbeiten würde (Mehrwegausbreitung), wäre allerdings mehr als fraglich.

3. UEBERTRAGUNGSEIGENSCHAFTEN VON SPREAD SPECTRUM-SYSTEMEN

3.1 EIGENSCHAFTEN REELLER FUNKKANAELE

Die Uebertragungseigenschaften terrestrischer Funkkanäle werden einerseits durch Ausbreitungsphänomene, andererseits durch Rauschen und "man-made-noise" bestimmt.

Im VHF-Bereich weisen die elektromagnetischen Wellen bereits ein gewisses quasioptisches Verhalten auf. Reflexionen an Gebäuden, Leitungen, Hügelzügen und Bergflanken führen zu einer Mehrwegausbreitung, die eine konstruktive oder destruktive Interferenz, d.h. eine Verstärkung bzw. eine Abschwächung der lokalen Empfangsfeldstärke bedingt. Diese Interferenzerscheinungen sind natürlich stark frequenzabhängig. Für den einfachsten Fall der Ueberlagerung einer direkt einfallenden Welle mit der Amplitude a sowie einer reflektierten Welle mit der Amplitude b und der Laufzeitdifferenz τ berechnet sich der resultierende Frequenzgang zu

$$H(\omega) = a - be^{-j(\omega - \omega_0)\tau}. \quad (2)$$

Die Grösse ω_0 stellt dabei lediglich eine Bezugsfrequenz im Uebertragungsband dar, die mit einem Dämpfungsmaximum zusammenfällt. Fig. 4 zeigt den zugehörigen Amplitudengang $|H(\omega)|$ für das Verhältnis $b/a = 0.8$. Eingetragen ist ferner die mögliche Lage eines Schmalbandkanals mit dem Bandbreite-Zeit-Produkt $B \cdot \tau = 0.25$, also z.B. mit $B = 25$ kHz und $\tau = 10 \mu s$. Bei Spread Spectrum-Systemen liegt $B \cdot \tau$ zwischen 100 und 1000, d.h. über die Kanalbandbreite folgen sich eine Vielzahl von Einbrüchen des Amplitudenganges in äquidistanten Frequenzintervallen $2\pi/\tau$. Deutlich erkennt man auch die Gruppenlaufzeitverzerrungen

$$\Delta\tau_{gr}(\omega) = -\frac{d}{d\omega} \arg H(\omega), \quad (3)$$

die mit diesen Einbrüchen einhergehen.

Unter den Begriff der Mehrwegausbreitung fallen auch die sogenannten Echos. Es handelt sich dabei um reflektierte Wellenpakete von relativ kurzer Dauer. In der Schweiz gibt es Orte, wo mit ausgeprägten Echos zu rechnen ist, die im Vergleich zur direkt einfallenden Welle eine Verzögerung von bis zu $100 \mu s$ und eine mittlere Dämpfung von nur wenigen dB aufweisen.

Weiter ist die starke Abhängigkeit der Empfangsfeldstärke von den örtlichen Verhältnissen zu berücksichtigen; man spricht vom Schattenwurf lokaler Hindernisse (Shadowing).

Bei sich bewegenden Funkstationen treten durch den Dopplereffekt bedingte Frequenzverschiebungen auf. Diese betragen jedoch wenige Hz, wenn von schnellen Luftfahrzeugen abgesehen wird.

Auf die stets vorhandenen Rauschstörungen sei hier nicht näher eingetreten. Soweit der "man-made-noise" selektiver Natur ist, wirkt sich der Prozessgewinn positiv aus, auch in diesem Fall erübrigt sich eine weitere Diskussion. Hingegen werden die in den Spread Spectrum-Systemen selbst erzeugten Störsignale einschliesslich Uebersprechen bei Mehrfachzugriff sowie natürlich das Problem der absichtlichen Störung noch näher betrachtet.

3.2 SPREAD SPECTRUM-VERFAHREN AUF REELLEN KANAELN

3.2.1 PHASENHUEPFERTECHNIK (PH)

Beim PH-Verfahren wird die Phase des Signals $m(t)$ in der Stufe S gemäss Fig. 2 entsprechend dem Verlauf einer binären pseudo-statistischen Impulsfolge zwischen 0° und 180° hin und her geschaltet, d.h. es erfolgt eine Multiplikation mit 1 und -1 für die logischen Zustände "1" und "0". Fig. 3a zeigt den Verlauf einer solchen pseudo-statistischen Pulsfolge $PN(t)$, die sich sehr einfach mit Hilfe rückgekoppelter Schieberegister erzeugen lässt /3/. Der einzelne Impuls der Sequenz wird als "Chip" bezeichnet; T_c bedeutet somit die Chipdauer, und T ist die Periodendauer der Sequenz. In Fig. 3b ist das $\sin x/x$ -förmige Amplitudenspektrum $A(f)$ der Pulsfolge $PN(t)$ festgehalten. Da $PN(t)$ periodisch ist, handelt es sich um ein Linienspektrum. Der Linienabstand entspricht dem Reziprokwert der Periodizität T . Die technische Bandbreite (main lobe) beträgt $1/T_c$.

Offensichtlich bedeutet die Multiplikation des Signals $m(t)$ und der Impulsfolge $PN(t)$ bzw. des entsprechenden polaren Hilfssignals $g(t)$ eine Faltung der Spektren $M(f)$ und $A(f)$ im Frequenzbereich. Unter der Voraussetzung, dass die Chipdauer T_c sehr klein ist, ergibt sich die gewünschte spektrale Spreizung des Sendesignals $x(t)$ auf die Bandbreite $B_x \approx 1/T_c$. Der Prozessgewinn folgt also nach (1) zu

$$g_{PH} = 1/(T_c B_m). \quad (4)$$

Praktisch werden die PH-Systeme meist so ausgelegt, dass die Informationsbitdauer T_b des digitalen Nachrichtensignals $s(t)$ gerade ein ganzzahliges Vielfaches der Chipdauer T_c beträgt oder sogar mit der Periodendauer T zusammenfällt.

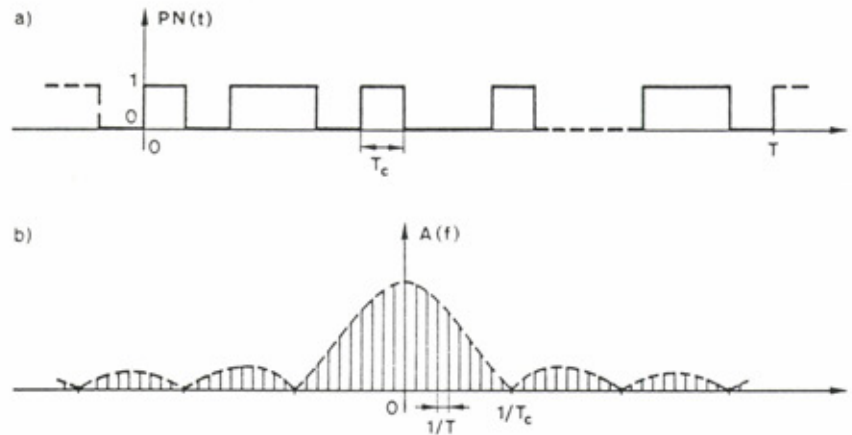


Fig. 3 Pseudo-statistische Impulsfolge
a) Zeitverlauf b) Amplitudenspektrum

Mit $B_m \approx 1/T_b$ und $T_b = K T_c$ erhält man den einfachen Zusammenhang

$$g_{PH} = K, \tag{5}$$

d.h. der Prozessgewinn entspricht in diesem Fall gerade der Anzahl Chips, die man pro Informationsbit aussendet. Sendet man also z.B. pro Informationsbit eine Maximumlängenfolge von $2^{11} - 1$ Chips aus, so resultiert der Prozessgewinn 33.1 dB.

Bei idealem Uebertragungskanal und exakter Synchronisation lautet das rückgespreizte Signal $m_e(t)$ wie folgt (Fig. 2):

$$m_e(t) = m(t) \cdot g(t) \cdot g(t) \cdot m(t) \tag{6}$$

mit

$$g(t) \cdot g(t) = 1. \tag{7}$$

Wenn nun auf dem Kanal zufolge der Mehrwegausbreitung ein Frequenzgang wirksam wird (Fig. 4), ist (7) natürlich nicht mehr gültig. Es entsteht also bei der Rückspreizung ein Fehlersignal mit einem breitbandigen Spektrum, das den Charakter einer Rauschstörung, auch "Eigenrauschen" genannt, aufweist ///. Dadurch resultiert eine geringere Reichweite.

Unter taktischen Gesichtspunkten ist der Umstand interessant, dass die Reichweite von den lokalen Verhältnissen am Standort des Senders und Empfängers wenig beeinflusst wird. Im Gegensatz zu Schmalbandsystemen, wo in einem bestimmten Einbruch des Amplitudenganges eine Verbindung schwer beeinträchtigt oder sogar verunmöglicht werden kann (Fig. 4), kommt bei einem PH-Signal trotz einer Vielzahl solcher Einbrüche immer noch genügend Signalenergie durch. Figur 5 zeigt die gemessenen Empfangspegel für ein Schmalbandsignal ($B_{x3dB} < 100$ kHz) und ein PH-Signal ($B_{x3dB} \approx 30$ MHz) in Abhängigkeit des Ortes. Es handelt sich hier um Wellenausbreitungsmessungen bei 900 MHz in einem Gebäude, wo aber ähnliche Phänomene der Mehrwegausbreitung wie beim taktischen Funk zu erwarten sind.

Wie bereits erwähnt, können PH-Systeme in Codemultiplex (CDMA) betrieben werden, wobei jedes Netz eine bestimmte Hilfsfunktion $g_i(t)$ benützt, die auch gleichzeitig als Adresse dient. Entsprechend (7) gilt dann für den idealen Kanal bei exakter Synchronisation die Beziehung

$$g_i(t) \cdot g_j(t) = \begin{cases} 1, & i = j, \\ \epsilon_{ij}(t), & i \neq j. \end{cases} \tag{8}$$

2-7

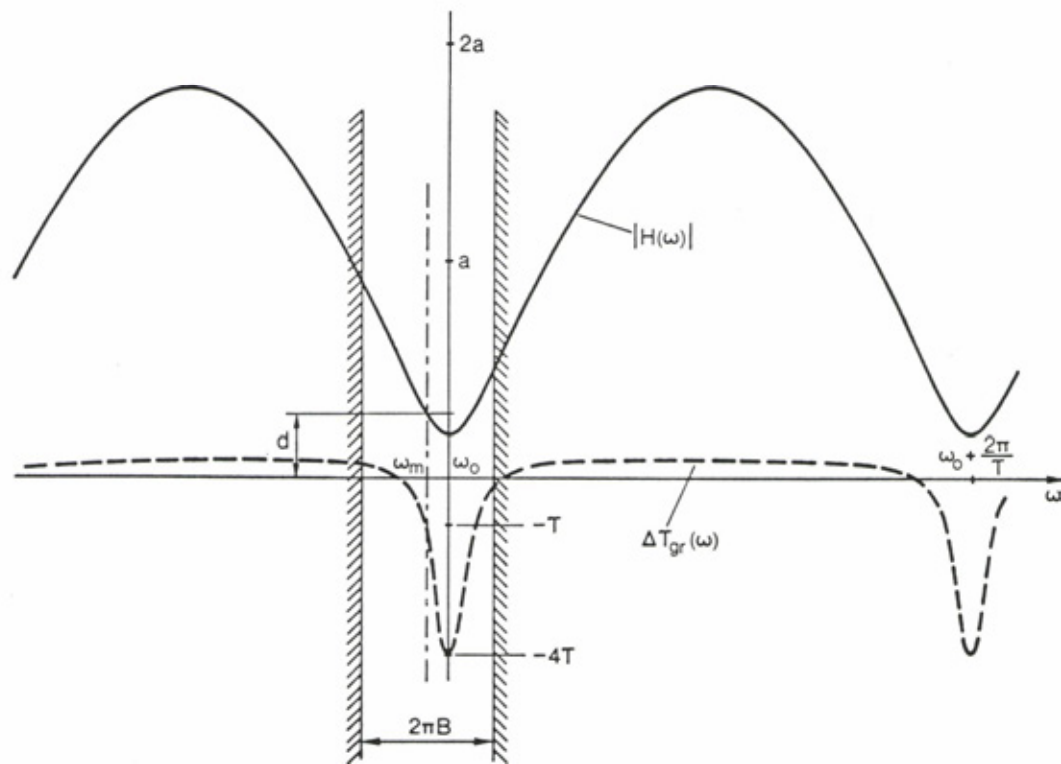


Fig. 4 Kanalcharakteristik für den Spezialfall einer Zweiwegausbreitung

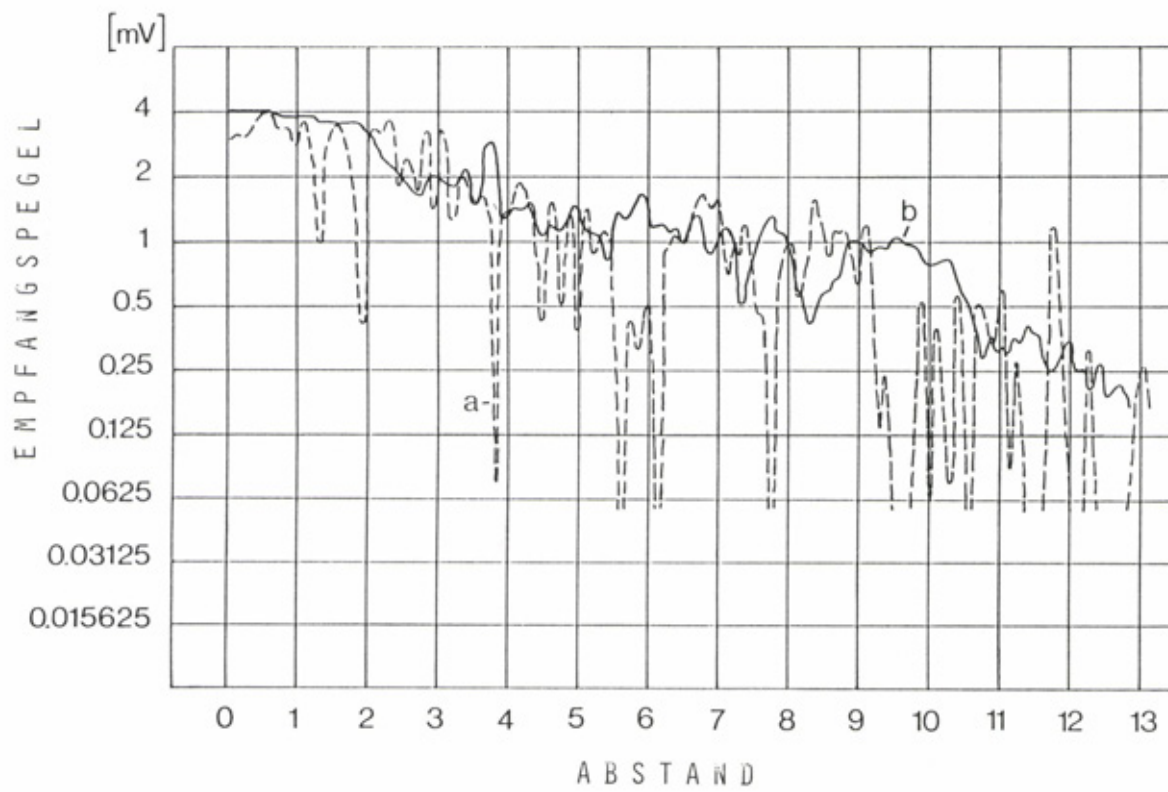


Fig. 5 Gemessener Empfangspegel in Abhängigkeit des Ortes
 a) Schmalbandsignal
 b) PH-Signal

2-8

Eine Verbindung kommt also dann zustande, wenn Sender und Empfänger dieselbe Hilfsfunktion $g_i(t)$ verwenden. Empfänger mit anderen Hilfsfunktionen $g_j(t)$ erzeugen nach der Rückspiegelung das breitbandige Störsignal

$$\mu_e(t) = m(t) \epsilon_{ij}(t) , \tag{9}$$

das sich umso stärker auswirkt, je grössere Werte die Kreuzkorrelation zwischen $g_i(t)$ und $g_j(t)$ annimmt. Unter der Annahme, dass neben dem gewünschten Signal noch M weitere, gleich starke Signale anderer Netze am Empfänger anliegen, lässt sich die Fehlerwahrscheinlichkeit bei Vernachlässigung des stets vorhandenen Rauschens wie folgt anschreiben /8/:

$$P_E \approx \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{3}{2} \frac{g}{M} \right] \tag{10}$$

Diese Beziehung gilt für DPSK als Primärmodulation. Bezüglich der verwendeten Codesequenzen wird lediglich vorausgesetzt, dass die logischen Zustände "0" und "1" gleichwahrscheinlich sind und dass keine statistische Abhängigkeit sowohl zwischen aufeinanderfolgenden als auch zwischen gleichzeitig anfallenden Codechips vorliegt. Man kann zwar speziell günstige Codesequenzen mit geringer Kreuzkorrelation auswählen, aber im Mittel resultieren immer etwa dieselben Resultate wie aus (10). Figur 6 zeigt eine graphische Darstellung der Fehlerwahrscheinlichkeit gemäss (10) für verschiedene Werte des Prozessgewinnes.

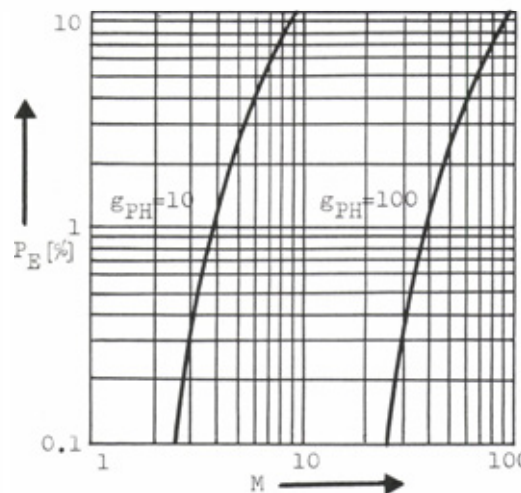


Fig. 6 Fehlerwahrscheinlichkeit bei Phasenhüpf-CDMA in Abhängigkeit der Anzahl aktiver Netze.

Für Uebertragungskanäle mit Mehrwegausbreitung vergrössert sich die Fehlerwahrscheinlichkeit drastisch. Unter der unrealistischen Annahme, dass jedes Signal auf L verschiedenen Pfaden mit derselben Amplitude am Empfänger eintrifft, entspricht dies einer Erhöhung der Mitbenützerzahl von M auf LM . Die Auswirkung ist anhand Fig. 6 leicht abzuschätzen. In der Praxis haben die auf Umwegen eintreffenden Wellen natürlich zumeist erheblich geringere Amplituden. Dennoch dürfte es in der Schweiz Orte geben, wo ein CDMA-Betrieb praktisch nicht in Frage kommt.

Die gegenseitige Beeinflussung benachbarter Funkstationen bereitet bei PH-Systemen kaum lösbare Probleme. Die Ursache liegt in der breitbandigen Eingangsstufe des Empfängers, welche durch die entsprechend starken Sendesignale "zugestopft" wird und damit schwache Signale aus der Ferne nicht mehr verarbeiten kann. Dieses Phänomen nennt man "near-far"-Problem. Bei zivilen PH-CDMA-Systemen lässt sich diese Situation einigermassen meistern, indem man eine Basisstation mit zwei getrennten Kanälen für den Vorwärts- und Rückwärtsverkehr einrichtet und zudem die Sendeleistung der Teilnehmerstationen entsprechend ihrer Entfernung bzw. der aktuellen Empfangsfeldstärke regelt. Für ein taktisches Funknetz kommt aber eine solche Lösung kaum in Frage.

3.2.2 FREQUENZHÜPFERTECHNIK (FH)

Beim FH-Verfahren wird in der Stufe S gemäss Figur 2 das Signal $m(t)$ mit einem Hilfssignal $g(t)$ multipliziert, das eine hochfrequente harmonische Schwingung mit sprunghaft veränderlicher Momentanfrequenz darstellt. Letztere hüpfert in einem äquidistanten Frequenzraster nach einem pseudo-statistischen Muster hin und her. Die Verweilzeit auf einer bestimmten Frequenz betrage T_H , der Frequenzabstand des Rasters sei gerade gleich der Bandbreite B_m des Primärsignals $m(t)$. Der Vorgang in der Stufe S entspricht also einer "Aufwärtsmischung", wobei sich aber die Frequenzlage des resultierenden Signals zufolge der sprunghaft veränderlichen Lokaloszillatorfrequenz nach jeder Zeitdauer T_H wieder auf einen anderen Wert einstellt.

Verwendet man ein Frequenzraster mit K diskreten Positionen, so folgt die Bandbreite des FH-Signals $x(t)$ zu

$$B_x = K \cdot B_m \tag{11}$$

Nach (1) wird damit der Prozessgewinn

$$g_{FH} = K \tag{12}$$

d.h. er entspricht gerade der Anzahl verwendeter Frequenzen. Unterteilt man also z.B. den Frequenzbereich von 30 bis 88 MHz in 25 kHz-Kanäle, so folgt mit $K = 2320$ ein Prozessgewinn von 33,6 dB. Man beachte übrigens die Analogie im Zeit- und Frequenzbereich entsprechend den Gleichungen (5) und (12).

In bezug auf die Reichweite kann man sagen, dass bei einer grossen Zahl K von Frequenzen stets Komponenten dabei sind, die sich zum Empfänger gut ausbreiten und solche, die sich schlecht ausbreiten. Insbesondere bei Mehrwegausbreitung können einzelne "Hops" in einen Einbruch des Amplitudengangs fallen (Fig. 4) und damit vollständig ausgelöscht werden. Das FH-Verfahren erfordert daher stets eine Kanalcodierung, welche die auf solche Weise entstehenden Fehler korrigiert. Die mittlere Reichweite eines FH-Systems entspricht dann etwa derjenigen eines PH-Systems.

Bei den heute im Gebrauch stehenden taktischen FH-Systemen handelt es sich um "slow-rate"- oder "medium-rate hopper", d.h. die Hüpfrequenz $f_H = 1/T_H$ liegt unterhalb 100 Hz bzw. zwischen 100 und 500 Hz. Dies bedeutet, dass bei einer Informationsbitrate von z.B. 16 kbit/s während der Verweilzeit T_H bzw. pro Hop 30 bis über 200 Informationsbits übertragen werden. Durch den Verlust eines Hops entsteht also ein Fehlerbüschel, sodass die Verwendung eines "interleaving" - Codes vorgängig der klassischen Kanalcodierung angezeigt ist /9/.

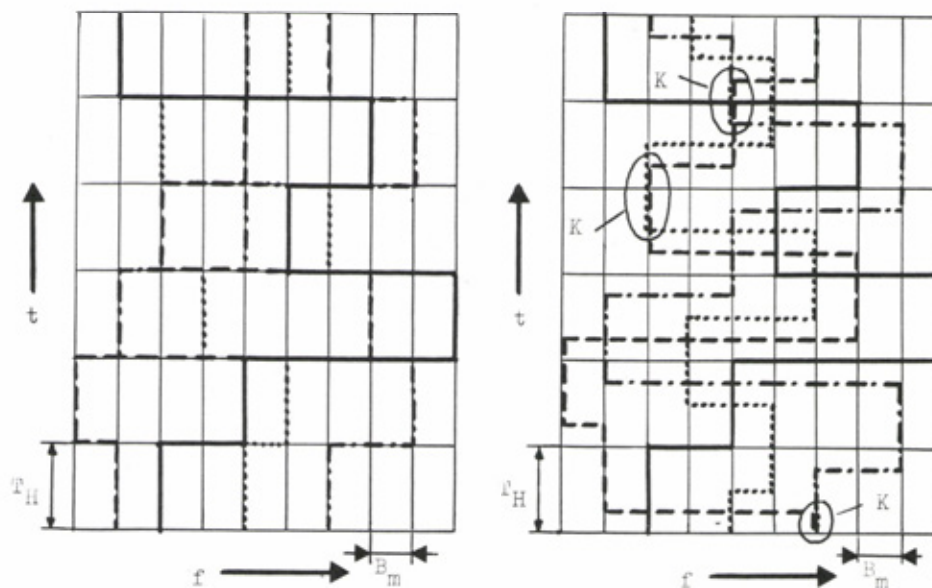


Fig. 7 Frequenzhüpfen-CDMA am Beispiel von vier aktiven Netzen und zehn Rasterfrequenzen
 a) orthogonale FH,
 b) nichtorthogonale FH

2-10

Auch FH-Systeme lassen sich im Codemultiplex (CDMA) betreiben. Es ist dabei zwischen "orthogonalen" und nicht "orthogonalen" Frequenzhüpfern zu unterscheiden. Figur 7 zeigt anhand eines einfachen Frequenzrasters von nur 10 Frequenzen, was darunter zu verstehen ist. Bei orthogonaler FH werden die Hüpfmuster der Gesamtheit der Netze unter Einhaltung einer zeitlichen Synchronisation so gewählt, dass keine Kollisionen der Hops auftreten. Bei nicht orthogonaler FH sind die Hüpfmuster der einzelnen Netze voneinander unabhängig, und es wird auch auf eine zeitliche Synchronisation verzichtet. Man sieht leicht ein, dass auch hier wieder (8) gültig ist, wobei sich jetzt $g_i(t)$ auf den zeitlichen Verlauf der Momentanfrequenz bezieht.

Für den Fall orthogonaler FH können im Prinzip so viele Netze gleichzeitig in Betrieb stehen, wie Rasterfrequenzen bzw. Kanäle zur Verfügung stehen, ohne dass eine gegenseitige Beeinträchtigung stattfindet. Es handelt sich also praktisch um ein Kanalbündelsystem, bei dem aber nicht feste Frequenzen, sondern nach vorgegebenen Mustern ohne Kollisionen geschaltete Frequenzen zugeteilt werden. Eine gewisse Begrenzung kommt lediglich durch Uebersprechen und der damit verbundenen Erhöhung der Fehlerwahrscheinlichkeit zustande, wenn während der Verweilzeit T_H mehrere benachbarte Kanäle belegt sind.

Bei der nicht orthogonalen FH entstehen Kollisionen, die natürlich zu Fehlern Anlass geben. Wie im Falle der PH-Systeme entsteht mit wachsender Zahl gleichzeitig betriebener Netze eine Erhöhung der Fehlerwahrscheinlichkeit $/10/$:

$$P_E \approx \frac{1}{4} (M-1) Q (1-Q)^{M-2} \tag{13}$$

Dabei bedeutet M die Zahl der neben dem gewünschten Signal noch zusätzlich am Empfängereingang anliegenden, gleich starken Signale anderer Netze. Die Grösse Q berechnet sich nach der Vorschrift

$$Q = \frac{1+T_b/T_H}{9FH} \tag{14}$$

Auch hier wurde das stets vorhandene Rauschen nicht berücksichtigt. Ferner liegt den angegebenen Beziehungen BFSK als Primärmodulation zugrunde. Bezüglich der verwendeten Codesequenzen bzw. pseudostochastischen Hüpfmuster gelten dieselben Voraussetzungen wie für PH gemäss Abschnitt 3.2.1. Figur 8 zeigt eine graphische Darstellung der Fehlerwahrscheinlichkeit gemäss (13) für verschiedene Werte des Prozessgewinnes.

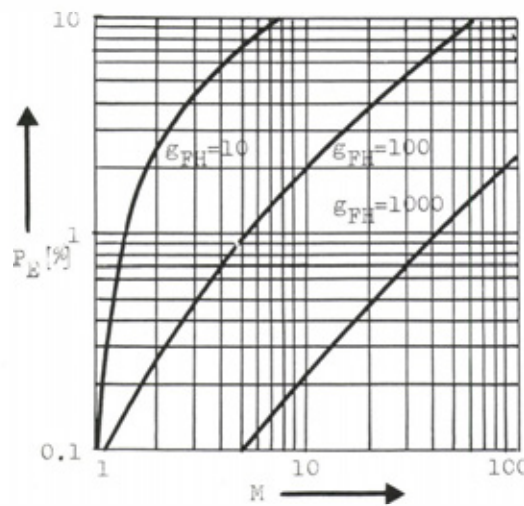


Fig. 8 Fehlerwahrscheinlichkeit bei Frequenzhüpfen-CDMA in Abhängigkeit der Zahl aktiver Netze.

Mindestens bei "slow-rate"- oder "medium-rate-hopping" vergrößert sich die Fehlerwahrscheinlichkeit im CDMA-Betrieb durch Mehrwegausbreitung relativ wenig, da die Verzögerung der Echos im Vergleich zur Verweilzeit T_H gering ist. Auch in Bezug auf das "near-far"-Problem verhalten sich FH-Systeme erheblich besser als PH-Systeme, weil die Möglichkeit besteht, anstelle einer einzigen breitbandigen Eingangsstufe Bandpässe mit elektronisch gesteuerter Mittenfrequenz zu verwenden, d.h. es wird nur gerade derjenige der insgesamt M Kanäle geöffnet, auf dem ein Hop aufgrund des Hüpfmusters zu erwarten ist. Besonders günstige Verhältnisse resultieren natürlich für orthogonale FH-Systeme, bei denen Hop-Kollisionen vermieden werden.

4. SYNCHRONISATION

Eine exakte, robuste Synchronisation der Hilfsfunktion $g(t)$ bzw. der entsprechenden pseudo-statistischen Codesequenz $PN(t)$ im Sender und im Empfänger (Fig. 2) ist von entscheidender Bedeutung, da ein Ausfall unter allen Umständen zu einem Verbindungsunterbruch führt.

Die Synchronisation eines Spread Spectrum-Systems zerfällt in zwei Vorgänge: Grobsynchronisation (acquisition) und Feinsynchronisation (tracking).

Bei der Grobsynchronisation geht es darum, eine ungefähre Übereinstimmung der zeitlichen Lage der Hilfsfunktion $g(t)$ im Empfänger auf weniger als die Chipdauer $\pm T_C$ bzw. die Verweilzeit $\pm T_H$ zu erzielen. Da die Codesequenz $PN(t)$ empfängerseitig bekannt ist, erhält man z.B. durch deren Verschiebung in sukzessiven Schritten T_C bzw. T_H (hunting process) die optimale Zeitlage. Letztere gibt sich durch einen markanten Anstieg der Signalleistung am Ausgang des Bandpassfilters der Demodulatorstufe DM (Fig. 2) zu erkennen.

Für die Feinsynchronisation verwendet man die Autokorrelationsfunktion $\varphi(\tau)$ der Codesequenz $PN(t)$, die bei zeitlich übereinstimmender Lage der empfangenen und der lokal erzeugten Hilfsfunktion ein ausgeprägtes Maximum aufweist (Fig. 9). Die Korrelation mit zwei um einen Schritt gegeneinander verschobenen lokal erzeugten Sequenzen $PN(t)$ erlaubt die Realisierung einer Diskriminatorkennlinie, die sich besonders gut zur Regelung der Codetaktfrequenz eignet. Analog zu den bekannten Phasenregelkreisen (phase-locked loop, PLL) für die Synchronisation harmonischer Schwingungen nennt man diese Kreise "delay-locked loops (DLL)".

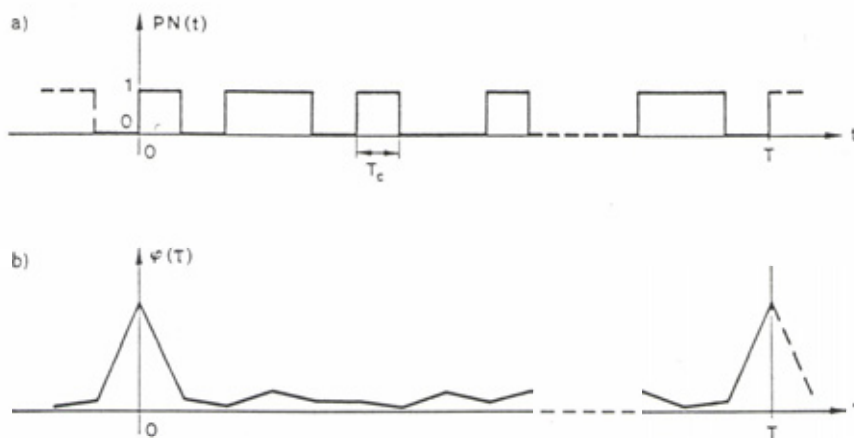


Fig. 9 Korrelation pseudo-statistischer Impulsfolgen
a) Zeitverlauf der Impulsfolge
b) Autokorrelationsfunktion

Oft werden heute für die Synchronisation pseudo-statistischer Pulsfolgen signalangepasste Filter (matched filter) eingesetzt, deren Realisierung aber im Hinblick auf das grosse Zeit-Bandbreite-Produkt der Signale grosse Probleme aufwirft. In Frage kommt der Einsatz von CCD-Elementen (charge coupled device) oder von SAW-Filtern (surface acoustic wave). Signalangepasste Filter haben den Vorteil, dass der Synchronisationsvorgang ohne "hunting process" und damit wesentlich schneller abläuft. Da jedoch für die Korrelation jeweils nur ein Ausschnitt der Codesequenz $PN(t)$ verwendet werden kann, lässt sich der Prozessgewinn nicht voll ausnützen, was natürlich die Robustheit des Synchronisationsvorganges beeinträchtigt.

Die Synchronisationsfestigkeit verschlechtert sich stets auch dann, wenn dem Spread-Spectrum-Signal ein Nachrichtensignal aufmoduliert ist. Mindestens für den Verbindungsaufbau wird daher oft eine bestimmte "training sequence" oder Präambel gesendet.

2-12

Wie bereits schon erwähnt, ist bei fehlender Grobsynchronisation keine Nachrichtenübertragung möglich. Fehler der Feinsynchronisation haben eine Verringerung des Störabstandes am Eingang der Demodulatorstufe DM (Fig. 2) zur Folge, da ja dadurch die Rückspreizung nur noch teilweise erfolgt und somit die Nutzleistung reduziert wird. Besondere Präzision erfordert die Feinsynchronisation von PH-Signalen, da dort die Chipdauer T_C sehr kurz ist ($10\text{ ns} < T_C < 10\text{ }\mu\text{s}$). Hier besteht insbesondere auch die Gefahr, dass bei Mehrwegausbreitung auf Reflexionen (Echos) synchronisiert wird.

Bei modernen taktischen Funksystemen, die mit Bandspreiztechnik arbeiten, sorgt man zumeist für eine stationäre Grobsynchronisation, die nach Inbetriebnahme der Netze über Stunden und sogar Tage aufrecht erhalten wird und zwar selbst dann, wenn in der Zwischenzeit kein Funkverkehr herrscht. Praktisch bedeutet dies, dass bei einer Verbindungsaufnahme nur noch die Feinsynchronisation erfolgen muss. Die hierfür erforderlichen Zeiten liegen typischerweise zwischen 0,1 und 0,3 s, was bei allen Anwendungen toleriert werden kann.

5. ELEKTRONISCHE KRIEGFUEHRUNG

Taktische Funksysteme sollten eine hohe Systemimmunität gegenüber folgenden gegnerischen Massnahmen aufweisen:

- stören
- peilen
- abhören (aufklären)
- täuschen (Falschmeldungen).

Grundsätzlich gilt für alle Systeme, dass zur Vermeidung gezielter Störungen und Täuschungen ein grosses Signal/Geräuschleistungsverhältnis S/N beim Empfänger und zur Erschwerung des Abhörens (low probability of interception, LPI) sowie auch der Peilung ein geringes Verhältnis S/N im übrigen Raum des Funknetzes erreicht werden sollte /11/.

Hier schneiden Spread Spectrum-Systeme schlecht ab, da zufolge der Breitbandigkeit der Signale Massnahmen an den Antennen hinsichtlich Richtwirkung /12/ nur beschränkten Erfolg erwarten lassen.

Allgemein anerkannt ist auch die Aussage, dass die der Bandspreizung dienenden pseudo-statistischen Impulsfolgen nur einen ungenügenden kryptographischen Schutz bieten. Da jedoch ohnehin nur eine digitale Informationsübertragung in Frage kommt, drängt sich die Verwendung eines sicheren "Block Cipher"- oder "Stream-Cipher"-Verfahrens auf. In bezug auf das Abhören und Täuschen können die Spread-Spectrum-Systeme als immun gelten.

5.1 STOEREN UND PEILEN VON FH-SYSTEMEN

Die Fortschritte in der Frequenzsynthesertechnik während der letzten Jahre sind unverkennbar und führen bei den Funksystemen zu höheren Hüpfraten. Figur 10 zeigt eine Einteilung heute angebotener FH-Systeme in die drei Klassen mit niedrigerer, mittlerer und höherer Hüpf Frequenz.

low-rate ≤ 100 Hz	medium-rate 100 - 500 Hz	fast-rate ≥ 500 Hz
SEL 70/80/90 (BRD)	Tadiran CNR 900 (IL)	Sincgars V (USA)*
Jaguar V (GB)	Thomson TRC 950 (F)	*Rockwell Collins

Fig. 10 Klassierung einiger Frequenzhüpfersysteme nach Bereichen der Hüpf rate

Im gleichen Masse ist aber auch der Bau immer schnellerer Verfolgegeräte möglich. Für eine wirksame Störung sollten letztere in der Lage sein, nach etwa einem Drittel der Verweilzeit T_H die aktuelle Störfrequenz auszusenden. Bei den heutigen FH-Systemen ergibt dies Reaktionszeiten von 0,5 bis 1 ms, was heute mindestes labormässig möglich ist. Aus dieser Sicht dürften in naher Zukunft auch "medium-rate hopper" nicht mehr als immun zu betrachten sein. In den nächsten Jahren werden sich Hüpfraten und Verfolgeschwindigkeiten gegenseitig nach oben treiben, wobei die natürliche Grenze bei einem Vielfachen der Kanaleinschwingzeit liegt. Es sei hier noch erwähnt, dass die Störung eines orthogonalen Frequenzhüpfers einfacher ist als diejenige eines nichtorthogonalen FH-Systems, da zufolge der fehlenden Frequenzkollisionen keine mehrdeutigen Situationen und somit keine Fehlentscheide des Verfolgers resultieren.

Breitbandstörungen eines FH-Systems, dessen Frequenzraster grössere Teile des Bereichs zwischen 30 und 88 MHz belegt, sind für einen Gegner nicht attraktiv, da sie grosse Leistung erfordern und den eigenen Funkverkehr beeinträchtigen. Sogenannte "Papageistörungen" (Tonbandaufzeichnungen von gesendeten Signalen) lassen sich durch T.O.D.-Kennzeichnung (time of the day) vermeiden.

Was die Peilung anbetrifft, wirkt bei FH der Umstand erschwerend, dass während der Verweilzeit T_H eben doch eine mehr oder weniger ausgeprägte, diskrete Frequenzkomponente in Erscheinung tritt, und dies natürlich umso mehr, je geringere Werte die Hüpf Frequenz aufweist. Figur 11 veranschaulicht quantitativ die Verhältnisse. Hat man also einmal eine Rasterfrequenz f_i entdeckt, so kann man die Peilantennen darauf ausrichten, da ja immer wieder von Zeit zu Zeit eine Signalkomponente an dieser Stelle erscheint. FH-Systeme sind also selbst bei hohen Hüpf Frequenzen nicht peilsicher.

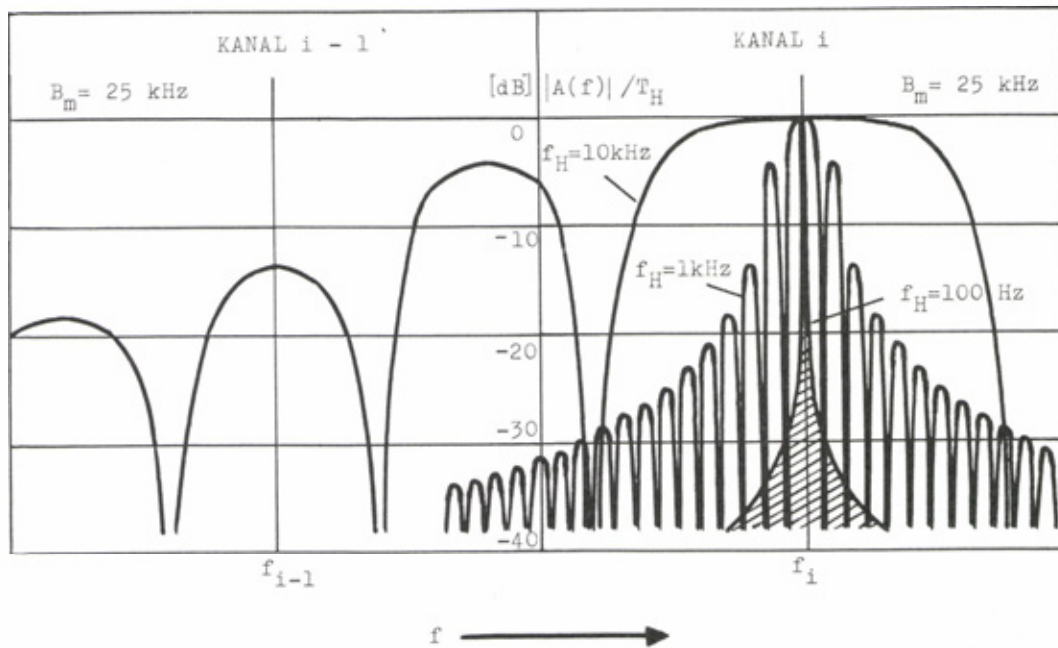


Fig. 11 Kanalübersprechen in Abhängigkeit der Hüpf Frequenz.

5.2 STOEREN UND PEILEN VON PH-SYSTEMEN

Obwohl die Anwendung eines reinen PH-Verfahrens für taktische Funksysteme wegen des "near-far"-Problems und im Hinblick auf die schlechten CDMA-Eigenschaften bei Mehrwegausbreitung nicht in Frage kommt, soll hier die Stör- und Peilfestigkeit doch näher betrachtet werden.

Für eine wirksame Störung müsste die der Bandspreizung zugrunde liegende Codesequenz ermittelt werden. Das ist zwar nicht unmöglich, erfordert aber doch einen unverhältnismässig grösseren Aufwand als bei FH, wo eine Hüpf Frequenz während der Verweilzeit, d.h. also "on-line" erzeugt werden kann.

Für Breitband- und "Papageistörungen" gelten dieselben Aussagen wie im vorangehenden Abschnitt über FH.

Die Peilung eines PH-Systems ist sehr schwierig, falls letzteres einen hohen Prozessgewinn bzw. eine grosse Bandspreizung verwendet. Dadurch wird nämlich die spektrale Leistungsdichte des gesendeten Signals so klein, dass eine Detektion kaum mehr möglich ist. Die Signalkomponenten gehen einfach in den sonst vorhandenen, breitbandigen und schmalbandigen Sendesignalen sowie im Rauschen unter. Die einzige Möglichkeit der Peilung besteht in der Anwendung von Korrelationstechniken, wobei aber Angaben über die verwendeten Spreizcodes vorliegen sollten.

In Anbetracht dieser günstigen Eigenschaften von PH liegt es auf der Hand, durch eine Kombination von PH und FH zu einem optimal immunen Uebertragungsverfahren zu gelangen, das die Vorteile beider Methoden nutzt. Praktisch bedeutet dies, dass man als Grundverfahren FH wählt und damit auch CDMA realisiert. Während jeder Periode T_H wird aber die aktuelle Schwingung zusätzlich noch dem PH-Verfahren unterworfen mit dem primären Ziel, die spektrale Leistungsdichte des Signals zu

reduzieren. Gleichzeitig erhält man auch eine gewisse Verbesserung der Resistenz bei Mehrwegausbreitung. Die Aufgabe besteht letzten Endes darin, die Prozessgewinne g_{FH} und g_{PH} entsprechend den gestellten Anforderungen zu optimieren. In neuerer Zeit ist ein taktisches Funksystem im VHF-Bereich bekannt geworden, das die Kombination FH/PH verwendet (Fig.1).

FREQUENZOEKONOMIE

Ueber die zu erwartenden Funkverkehrsdichten im kriegsmässigen Einsatz herrschen begreiflicherweise nur vage Vorstellungen, weil praktische Erfahrungen fast ausschliesslich friedensmässigen Uebungen entstammen. Die heutigen Konzepte moderner taktischer Funksysteme gehen aber von einem hohen Verkehrsaufkommen aus und messen der effizienten Nutzung des elektromagnetischen Frequenzspektrums grösste Bedeutung bei /1/.

Im folgenden soll eine vergleichende Betrachtung über die Frequenzökonomie von FH- und PH-Systemen einerseits und Kanalbündelsystemen (AKSA) andererseits angestellt werden, wobei die diesbezügliche Eigenschaft der heute in Betrieb stehenden Festfrequenzsysteme (FF) als Referenz dienen mag. Massgeblicher Parameter ist hier die sogenannte Blockierwahrscheinlichkeit /13/. Darunter versteht man die Wahrscheinlichkeit P_B , dass bei einer Anzahl N zur Verfügung stehenden Kanälen und einem Verkehrsangebot y (Erlang), das sich als Produkt aus der Zahl M der Teilnehmer und dem Aktivitätsfaktor y' ergibt, eine gewünschte Verbindung nicht zustande kommt. Der Aktivitätsfaktor berechnet sich nach der Formel

$$y' = \frac{d T_B}{3600} \tag{15}$$

mit der mittleren Anzahl d der Belegungen pro Teilnehmer und Stunde und der mittleren Belegungszeit oder Gesprächsdauer T_B [S]. Die Blockierwahrscheinlichkeit ist nun entweder nach der sog. Erlang-Formel

$$P_B = \frac{y^N}{N! \sum_{j=0}^N \frac{y^j}{j!}} \tag{16}$$

die für $N \rightarrow \infty$ in die bekannte Poisson-Verteilung übergeht, oder nach der Engset-Formel

$$P_B = \frac{(M-N) \binom{M}{N} y^N}{\sum_{j=0}^N (M-j) \binom{M}{N} y^j} \tag{17}$$

zu bestimmen. Letztere berücksichtigt im Gegensatz zu (16) die Endlichkeit des Potentials an Benützern mit einem Uebertragungswunsch, aus denen sich die M Teilnehmer rekrutieren. Alle Berechnungen gehen davon aus, dass die zu vergleichenden Systeme (FH, PH, AKSA und FF) eine Bandbreite von 10 Kanälen zu 25 kHz zur Verfügung haben und dass maximal M = 100 Teilnehmer vorhanden sind. Als Aktivitätsfaktor wird der Wert 0,1 angenommen, der einem starken Verkehrsaufkommen entspricht.

a) FH-Systeme

Hier muss zwischen orthogonalen und nichtorthogonalen FH-Systemen unterschieden werden.

- Orthogonale FH-Systeme

Vorausgesetzt werden eine Uebertragungsrate von 16 kbits/s bzw. 24 kbits/s mit Codierung, ein Kanalabstand von 25 kHz sowie die Modulationsart BPSK (binary phase shift keying). Ferner wird davon ausgegangen, dass die Einschwingvorgänge bei den Frequenzwechseln vernachlässigbar sind (Quasistationarität), was bei "slow" und "medium-rate" hopper zulässig ist. Unter diesen Umständen erfolgt eine zusätzliche Kapazitätsbegrenzung - bezogen auf ein Kanalbündelsystem mit derselben Kanalzahl N - durch das Uebersprechen zwischen benachbarten Kanälen. Die minimale Zahl der je unter- und oberhalb des Nutzkanals liegenden belegten Nachbarkanäle, die zu einem Ausfall des letzteren führen, sei L. Näherungsweise berechnet sich dann die Blockierwahrscheinlichkeit zu

$$P_B \approx \sum_{\mu=2L+1}^N \frac{\binom{N-(2L+1)}{\mu-(2L+1)}}{\binom{N}{\mu}} \cdot \frac{y^\mu}{\mu! \sum_{j=0}^{\mu} \frac{y^j}{j!}} \tag{18}$$

d.h. die nach (16) ermittelten Blockierwahrscheinlichkeiten für die kritischen Belegungsfälle $2L + 1 \leq \mu \leq N$ werden entsprechend der jeweiligen Auftrittswahrscheinlichkeit gewichtet und aufgrund der gegenseitigen Ausschliessbarkeit addiert. Unter Berücksichtigung der Voraussetzungen über Modulationsart, Bitrate und Kanalabstand lässt sich abschätzen, dass das Uebersprechen für $L = 4$ eine tragbare Grenze der Bitfehlerrate überschreitet und damit die Situation einer Blockierung herbeigeführt. In Figur 12 ist der Verlauf von P_B festgehalten.

- Nichtorthogonale FH-Systeme

Ausgangspunkt der Abschätzung ist die nach (13) berechnete Fehlerwahrscheinlichkeit. Unter der Annahme, dass pro "Hop"-Dauer etwa 100 Informationsbits übertragen werden, erhält man für dieselbe Grenze der tolerierbaren Bitfehlerrate, die auch bei orthogonalen FH-Systemen angenommen wurde, die Zahl M der parallel betreibbaren Netze, die gerade auch der verfügbaren Kanalzahl N entspricht. Damit lässt sich nach (16) die Blockierwahrscheinlichkeit bestimmen (Fig. 12).

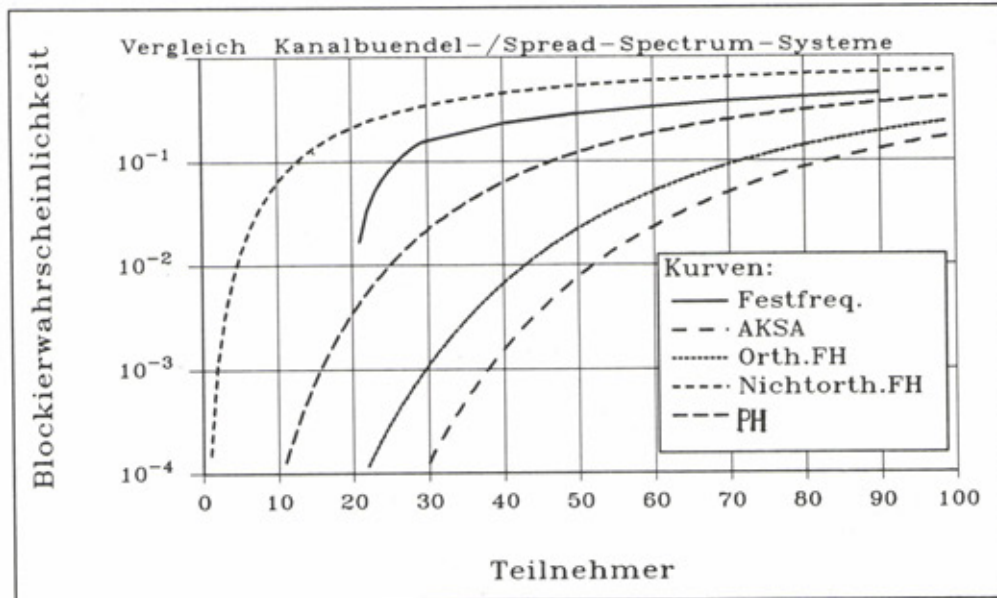


Fig. 12 Zur Frequenzökonomie der verschiedenen Uebertragungsverfahren

b) PH-Systeme

Bei diesem Verfahren erhält man aus (10) bei entsprechend vorgegebener Bitfehlerwahrscheinlichkeit den Wert M bzw. N. Dabei wird wiederum die Uebertragungsrate 16 kbit/s bzw. 24 kbit/s vorausgesetzt. Die zur Verfügung stehende Bandbreite beträgt 250 kHz, d.h. der Spreizfaktor oder Prozessgewinn weist den Wert K = 10 auf. Damit findet man nach (16) den Verlauf der Blockierwahrscheinlichkeit (Fig. 12)

c) Kanalbündelsystem (AKSA)

Unter der Annahme, dass das Bündel aus 10 Kanälen mit 10 verschiedenen Frequenzen besteht, berechnet sich die Blockierwahrscheinlichkeit nach (16). Ihr Verlauf geht aus Figur 12 hervor.

d) Festfrequenzsysteme (FF)

Die M Teilnehmer werden N = 10 Netzen mit je einer Frequenz zugewiesen. Die nach (17) ermittelten Werte sind in Figur 12 eingetragen. Dabei ist zu berücksichtigen, dass für M < 30 die Netze mit 2 Teilnehmern nicht mehr blockieren können. Für M < 20 ist die Verfügbarkeit gewährleistet (P_B = 0).

Aus Figur 12 geht deutlich hervor, dass alle Spread Spectrum-Verfahren schlechter abschneiden als das Kanalbündelsystem. Relativ günstig verhält sich das orthogonale Frequenzhüpfersystem, das gemäss den Ausführungen im Abschnitt 3.2.2 mit dem Kanalbündelsystem recht nahe verwandt ist. Die eingezeichnete Kurve gilt aber nur für "slow-rate" und allenfalls "medium-rate hopper". Mit dem Trend zu "fast hopping" ergibt sich durch die transienten Vorgänge ein Kanalübersprechen (Figur 11), das die spektrale Effizienz beträchtlich reduziert. Erheblich schlechter verhalten sich das PH-Verfahren sowie das nichtorthogonale FH-Verfahren. Im Vergleich zu den Festfrequenzsystemen dürfte der Verlauf der Kurve für das PH-Verfahren zu optimistisch sein. Eine Ursache mag darin liegen, dass die Approximation der Fehlerwahrscheinlichkeit gemäss (10) für geringe Prozessgewinne g ≤ 10 fraglich ist. Ferner muss stets auf die grosse Empfindlichkeit des CDMA-Betriebs bei Mehrwegausbreitung hingewiesen werden.

Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, dass bei diesem Vergleich als tolerierbare Grenze der Bitfehlerwahrscheinlichkeit für alle Spread Spectrum-Verfahren der Wert P_E = 3% angenommen wurde. Betrachtet man z.B einen Faltungscodex mit dem Verhältnis 2/3, was einer Informations-

2-16

rate von 16 kbit/s und einer Gesamtübertragungsrate von 24 kbit/s entspricht, resultieren gemäss /14/ für $P_E > 3\%$ Ausgangsfehlerwahrscheinlichkeiten im Bereich von Prozenten, was kaum mehr akzeptabel sein kann.

SCHLUSSFOLGERUNGEN

Aufgrund der vorangehenden Ausführungen soll nun abschliessend eine Zusammenstellung der Möglichkeiten und Grenzen des Einsatzes von Spread Spectrum-Verfahren in taktischen Funksystemen erfolgen. Als Vergleichsbasis diene die klassische analoge Schmalbandübertragung, die in der modernen Mobilfunktechnik vom Konzept der Kanalbündelsysteme Gebrauch macht. Besonders effizient im Hinblick auf die Reichweite ist dabei der Einbezug der zweiseitigen Kanaleinigung (AKSA), die allerdings einen erhöhten Zeitbedarf für den Verbindungsaufbau erfordert. Aequivalente Eigenschaften der Spread Spectrum-Systeme in bezug auf AKSA-Systeme werden nicht angesprochen.

Eigenschaften		FH	PH	FH/PH
Immunität	Stören	x *	x	x
	Peilen		x	x
	Abhören	x	x	x
	Täuschen	x	x	x
EMV			x	
Telemetrie, Navigation			x	x

Fig. 13 Möglichkeiten der Spread Spectrum-Verfahren im Vergleich zur Kanalbündeltechnik (AKSA)
* nur "fast rate hopper"

In der Figur 13 sind die wichtigsten Eigenschaften festgehalten, welche die Verwendung der Bandstpreiztechnik attraktiv machen. Im wesentlichen geht es um die Immunität hinsichtlich gegnerischen Massnahmen der elektronischen Kriegführung. Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) mit eigenen Schmalbanddiensten sowie die Möglichkeit zur Realisierung von Telemetrie- bzw. Navigationssystemen sind mindestens für schweizerische Verhältnisse von untergeordneter Bedeutung.

Eigenschaften	FH	PH	FH/PH
Reduzierte Reichweite bei geg. Sendeleistung	x	x	x
Reduzierte Uebertragungsqualität	x	x	x
Schlechtere Ausnützung des Frequenzspektrums	x	x	x
Geringe Resistenz bei Mehrwegausbreitung (CDMA)		x	
Ungünstigeres "near/far"-Verhalten	*	x	*
Geringere Antennenrichtwirkung	x	x	x
Hohe Anforderung an die Synchronisation		x	x
Aufwendigere Frequenzplanung	x		x

Fig. 14 Grenzen der Spread Spectrum-Verfahren im Vergleich zur Kanalbündeltechnik (AKSA)
* bei orthogonaler FH

2-17

Aus der Figur 14 geht hervor, welche Beschränkungen in Kauf genommen werden müssen. Abstriche sind vor allem an einigen wichtigen Uebertragungseigenschaften zu machen. Hinzu kommen einige systemtechnisch bedingte Grenzen sowie Hemmnisse bei der Frequenzplanung. Letztere lässt sich zwar mit Hilfe von Computern rasch durchführen, schafft aber eine zusätzliche Abhängigkeit von einem verletzlichen elektronischen System.

Bei einer Gegenüberstellung der Möglichkeiten und Grenzen der Bandspreiztechnik müssen natürlich die Uebermittlungsbedürfnisse und insbesondere die durch die geographischen Verhältnisse bedingte funktechnische Situation berücksichtigt werden. Grosse Schwierigkeiten bereitet auch stets eine realistische Beurteilung der Bedrohungslage bezüglich EKF auf taktischer Stufe.

Ergänzend sei nochmals festgehalten, dass die Zeithüpfertechnik (TH) vor allem als Zeitmultiplexverfahren (TDMA) zum Zuge kommt, d.h. einem Teilnehmer bzw. einem Netz wird ein gewisser Zeitschlitz zugeordnet, dessen Lage aber durchaus nach einem pseudo-statistischen Muster variieren kann. In diesem Fall ist der Begriff "burst transmission" anwendbar, da offenbar in unregelmässigen Intervallen Datenpakete ausgesendet werden. Ein Vergleich dieses Verfahrens mit FH oder PH erübrigt sich, weil TH im allgemeinen nicht primär zur Bandspreizung verwendet wird.

Der heutige Trend bei taktischen Funksystemen läuft eindeutig in Richtung einer vermehrten Anwendung der Spread Spectrum-Verfahren, wobei neben FH die Kombination von FH und PH oder sogar aller drei Verfahren FH, PH und TH an Bedeutung gewinnt. Ob Kanalbündelsysteme für diese Anwendung zufolge der hervorragenden Uebertragungseigenschaften - eventuell sogar in Kombination mit Spread Spectrum-Verfahren - mindestens in gewissen Fällen eine ernsthafte Konkurrenz darstellen, scheint jedoch nicht ausgeschlossen zu sein.

LITERATURVERZEICHNIS

- / 1/ Sundaram, G.S., Trends in tactical communications going into the future in hops and bursts. International Defense Review (1987), Nr. 5, 619 - 622
- / 2/ Leuthold, P.E., Grundlagen der Bandspreiztechnik. Vorlesung Uebertragungstechnik II, Kapitel 7, ETH Zürich 1987
- / 3/ Golomb, S.W., Shift Register Sequences. Holden-Day Inc., San Francisco 1967
- / 4/ Hopkins, P.M., Spread spectrum for the space shuttle and the tracking and data relay satellite system (TDRSS). Bandspreiztechnik, Nachrichtentechnisches Kolloquium, Universität Bern 1981/82, 147 - 158
- / 5/ Fried, W.R., Principles and simulation of JTIDS relative navigation. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems AES - 14(1987) No. 1, 76 - 84
- / 6/ Debrunner, W.E., Zogg, A., Uebertragungsfunktionen bei Mehrwegempfang in hügeligem Gelände. Technische Mitteilungen PTT (1987), Nr. 3, 147 - 151
- / 7/ Bär, H.-P., Untersuchungen der Uebertragungseigenschaften von Spread-Spectrum-Phasenhüpfersystemen. Dissertation ETH Nr. 6922, Zürich 1981
- / 8/ Turin, G.L., The effect of multipath and fading on the performance of direct sequence CDMA systems. IEEE Journal on Selected Areas in Communications SAC - 2 (1984), Nr. 4, 597 - 603
- / 9/ Peterson, W.W., Weldon, E.S., Error correcting codes. MIT Press, Massachusetts 1972
- /10/ Geraniotis, E.A., Pursley, M.B., Error probabilities for slow-frequency-hopped spread spectrum multiple access communications over fading channels. IEEE Trans. on Communications COM - 30, (1982), No 5, 996 - 1001
- /11/ Chandler, E.W., Cooper, G.R., LPI performance bounds for spread spectrum systems. IEEE Journal on Selected Areas in Communications SAC-3, (1985), No, 5, 695 - 705
- /12/ Hodges, R.A., Interference cancellation equipment, an alternative ECCM. Special Electronics (1984), No. 1, 43 -45
- /13/ Wey, E., Der mobile Ruf- und Sprechfunk. Generaldirektion PTT, Abteilung Forschung & Entwicklung, Bern 1972
- /14/ Advances in Communications. Editor: A. Viterbi. Academic Press, London 1975, p. 275