

|                     |   |
|---------------------|---|
| <b>Zeitschrift:</b> | Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses |
| <b>Herausgeber:</b> | Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen  |
| <b>Band:</b>        | 77 (1986)   |
| <b>Heft:</b>        | 3   |
| <b>Artikel:</b>     | Bandspreiztechnik   |
| <b>Autor:</b>       | Ochsner, H.   |
| <b>DOI:</b>         | <a href="https://doi.org/10.5169/seals-904149">https://doi.org/10.5169/seals-904149</a>   |

### Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. 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. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

### 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. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

### 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. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

**Download PDF:** 26.01.2026

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

# **Bandspreiztechnik**

H. Ochsner

**Durch die Verwendung sehr breitbandiger Signale kann ein Nachrichtensystem ausgesprochen störsicher gemacht werden. Waren es bisher fast ausschliesslich militärische Systeme, die von der Bandspreiztechnik Gebrauch machten, finden sich in jüngster Zeit immer mehr Einsatzbereiche in zivilen Anwendungen, die auf störresistente Kommunikation angewiesen sind. Der Aufsatz stellt die wichtigsten Grundprinzipien und mögliche Anwendungen vor.**

**Un système de communication peut être rendu extrêmement insensible aux perturbations en utilisant des signaux à très large bande. Jusqu'à présent, c'étaient presque exclusivement des systèmes militaires qui employaient la technique spread-spectrum, mais ils se trouvent de plus en plus des applications civiles qui ont besoin d'une communication immune aux perturbations. L'article présente les principes générales et des applications potentielles.**

## **Adresse des Autors**

H. Ochsner, Institut für Kommunikationstechnik, ETHZ, 8092 Zürich.

## **1. Einleitung**

(Using noise-like waveforms) ... seemed like a very democratic way to use up the coordinates you have, and to distribute the «cost of living», the noise, among everyone.— Claude E. Shannon, July 28, 1982.

Mit diesen Worten kommentierte der Begründer der Informationstheorie in einem Interview [1] ein Verfahren des Vielfachzugriffs, welches heute als CDMA (Code Division Multiple Access) bekannt ist. Entsprechende Systeme arbeiten mit extrem breitbandigen Signalen in der sogenannten *Bandspreiz- oder Spread-Spectrum-Technik*<sup>1</sup>. Diese war bis vor wenigen Jahren für zivile Nachrichtensysteme zu aufwendig und deshalb dem militärischen Einsatz vorbehalten. Heute hingegen erlaubt die Technologie auch die Realisation kommerzieller Systeme.

Die Vorteile der Verwendung ausgesprochen breitbandiger Signale mit rauschähnlichen Charakteristiken wurden bereits während des zweiten Weltkriegs erkannt [2]. Derartige Signale lassen sich nämlich nur bei genauer Kenntnis ihres Aufbaus detektieren, da sie sonst kaum vom immer vorhandenen Rauschen unterschieden werden können. Aus demselben Grund sind solche Verbindungen aber auch schwierig zu stören, weil nur bei möglichst gut bekannten «Störfern», das heisst zu störenden Signalen, eine wirkungsvolle Beeinträchtigung der Kommunikation erreichbar ist.

<sup>1</sup> Diese Verfahren sind nicht zu verwechseln mit der sogenannten «Breitbandkommunikation», wie sie z.B. für Computernetze oder Bewegtbildkommunikation verwendet wird. Bei der Breitbandkommunikation ist das Verhältnis Signalbandbreite zu Informationsfluss in der Grössenordnung von eins, während es bei Spread-Spectrum-Signalen wesentlich grösser sein kann.

Die Robustheit gegenüber jeglicher Art von Störungen und Interferenzen ist nicht die einzige interessierende Eigenschaft dieses Verfahrens. Da die Leistung der Signale über einen grossen Frequenzbereich verteilt wird, zeichnen sie sich durch eine sehr niedrige *Leistungsdichte* (Leistung pro Frequenzeinheit) aus. Dies ist beispielsweise dann wichtig, wenn internationale Bestimmungen eingehalten werden müssen, wie sie bei Satellitenverbindungen für die auf die Erde abgestrahlten Signale gelten. Ausserdem können Signale mit niedriger Leistungsdichte im Hintergrundrauschen praktisch versteckt werden, womit einerseits Funkverbindungen verschleiert werden können, anderseits aber Verbindungen, welche ein schmalbandiges Modulationsverfahren verwenden, kaum gestört werden.

Viele der aufgezählten Eigenschaften sind natürlich im militärischen Bereich von grossem Interesse, weshalb die Bandspreiztechnik bis vor kurzem fast ausschliesslich in militärischen, also geheimen Forschungslabotriien untersucht wurde. Aber die Robustheit gegenüber beinahe beliebigen Interferenzen machen diese Systeme auch für eine Vielzahl ziviler Anwendungen interessant.

## **2. Die Bandbreite von Datensignalen**

Da im folgenden häufig von schmalbandigen bzw. breitbandigen Signalen die Rede sein wird, soll erst der Begriff *Bandbreite* erläutert werden. Bei digitalen Nachrichtensystemen überträgt man normalerweise für jedes Symbol eine Signalform begrenzter Dauer  $T$ . Ihre Bandbreite ist dann zwar theoretisch unendlich gross, in Praxis kann aber eine sogenannte technische Bandbreite  $W$  gefunden werden [3]. Je nach Art der Signale sind unterschiedliche Definitionen für  $W$  sinnvoll. Sind sie

rechteckförmig, so haben sie beispielsweise ein Spektrum  $S(f)$  der Art

$$S(f) = \left[ \frac{\sin \pi(f-f_0)T}{\pi(f-f_0)T} \right]^2 \quad (1)$$

Die Trägerfrequenz ist dabei mit  $f_0$  bezeichnet. In diesem Fall erscheint es sinnvoll,  $W$  als den Abstand zwischen den beiden ersten Nullstellen von  $S(f)$  links und rechts von  $f_0$  zu definieren.

Das Produkt aus Bandbreite und Dauer, das sogenannte Zeit-Bandbreite-Produkt  $G$  ist definiert durch

$$G = W \cdot T \quad (2)$$

*Schmalbandig* werden nun diejenigen Nachrichtensignale bezeichnet, deren Zeit-Bandbreite-Produkt in der Größenordnung von eins liegt. Dies ist beispielsweise bei den bekannten Übertragungsverfahren FSK (Frequency Shift Keying) und PSK (Phase Shift Keying) der Fall. *Breitbandige* Spread-Spectrum-Signale haben hingegen ein Zeit-Bandbreite-Produkt zwischen hundert und einigen tausend. Aus Gründen, die später erläutert werden, bezeichnet man die Größe  $G$  bei breitbandigen Signalen auch als *Prozessgewinn*.

### 3. Prinzip der Spread-Spectrum-Übertragung

Die Figur 1 zeigt ein generelles Blockdiagramm einer binären Spread-Spectrum-Übertragung. Modulation und Demodulation erfolgen zweistufig. Das Datensignal wird zuerst mittels eines konventionellen schmalbandi-

gen Modulationsverfahrens in ein trägerfrequentes Signal umgewandelt und anschliessend gespreizt. Die Multiplikation des schmalbandigen trägerfrequenten Signals  $s(t)$  mit einem davon unabhängigen breitbandigen Hilfssignal  $g(t)$  ergibt ein gespreiztes Signal  $f(t)$  dessen Spektrum der *Faltung* der beiden Spektren entspricht.

$$F(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega-\Omega) S(\Omega) d\Omega \quad (3)$$

Ist nun das trägerfrequente Datenignal  $s(t)$  wesentlich schmalbandiger als die Spreizfunktion  $g(t)$ , so kann das Spektrum von  $s(t)$  als Diracfunktion angenähert werden, das Spektrum des Produktsignals  $f(t)$  wird also gleich wie das um die Trägerfrequenz  $\omega$  verschobene Spektrum des breitbandigen Hilfssignals.

$$F(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega-\Omega) [\pi \cdot \delta(\Omega \pm \omega_0)] d\Omega \\ = \frac{1}{2} G(\omega \pm \omega_0) \quad (4)$$

Im Demodulator wird das Empfangssignal  $w(t)$  mit dem zur Spreizfunktion inversen Signal  $g^{-1}(t)$  multipliziert. Ist dieses genau auf  $g(t)$  ausgerichtet (synchronisiert), gilt jederzeit

$$g(t) \cdot g^{-1}(t) = 1 \quad (5)$$

wobei in der Praxis die Spreizfunktion meist so gewählt wird, dass

$$g(t) = g^{-1}(t) \quad (6)$$

gilt. Das Resultat ist dann wieder das ursprüngliche schmalbandige, trägerfrequente Datensignal. Der nachfolgende schmalbandige Detektor ist üblicherweise als *signalangepasstes Filter* (matched filter) oder als *Korrelator* ausgelegt. Deren Funktion wird auch als *Innere-Produkt-Operation* bezeichnet. Mathematisch lässt sich dann einfach zeigen, dass Rückspreizung, Trägerrückgewinnung und Demodulation zusammen ebenfalls eine Innere-Produkt-Operation bilden. Dies ist eine von drei Voraussetzungen, welche für eine gute Interferenzunterdrückung erfüllt sein müssen [4].

Der Demodulator hat also folgende Grösse zu bilden:

$$e_i(k) = \frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} w(t) g^{-1}(t) s_i(t) dt \quad (7)$$

Die  $s_i(t)$  sind die Basissignale, aus welchen der Sender, in Abhängigkeit von der zu übertragenden Datensequenz, sein Sendesignal  $s(t)$  bildet. Dabei beträgt die Bitdauer  $T$ .

Entsprechend dem Modulations- und Codierverfahren wird aus den  $e_i(k)$  die binär geschätzte Datensequenz  $\hat{d}(k)$  gebildet. Häufig kann eine mathematische Darstellung derart gefunden werden, dass  $s(t) = A_i$ , d.h. über die Integrationszeit  $T$ , konstant ist; die Innerproduktoperation beschränkt sich also auf die Bestimmung von

$$e_i(k) = \frac{A_i}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} w(t) g^{-1}(t) dt \quad (8)$$

### 4. Interferenzen und ihre Unterdrückung

Bei Übertragungssystemen sind zwei Arten von Störungen zu unterscheiden; einerseits das immer vorhandene weisse gaussische Rauschen, welches normalerweise als thermisches Rauschen im Empfänger entsteht, und anderseits Störungen, die von anderen technischen Einrichtungen verursacht werden. Diese oft mit Man-Made Noise bezeichneten Störungen sind im allgemeinen weder weiss noch gaussisch, ihr Einfluss ist deshalb auch schwierig zu bestimmen. In Anlehnung an den englischen Ausdruck Interference bezeichnet man die bei Breitbandsyste-

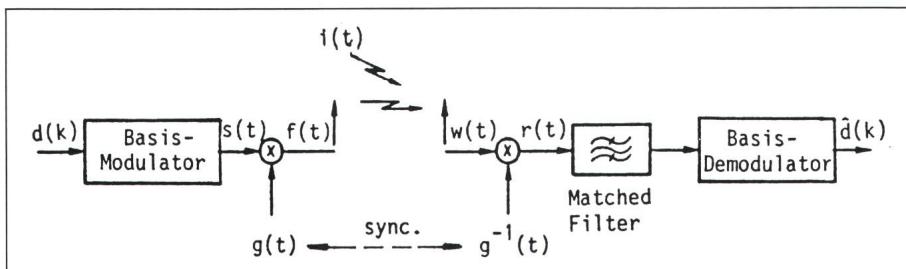


Fig. 1 Prinzip der Bandspreiztechnik

- $d(k)$  binäre Datensequenz
- $s(t)$  schmalbandig moduliertes, trägerfrequentes Datensignal
- $g(t)$  sprezendes, pseudozufälliges Hilfssignal
- $f(t)$  abgestrahltes Spread-Spectrum-Signal
- $i(t)$  Interferenz
- $w(t)$  Empfangssignal
- $g^{-1}(t)$  inverses Spreizsignal
- $\hat{d}(k)$  empfangene (geschätzte) Datensequenz

## Kohärente digitale Datenübertragung

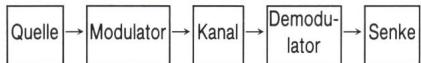


Fig. F1 Blockschaltbild einer digitalen Datenübertragung

Die Figur F1 zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild einer digitalen Datenübertragung. Eine digitale Datenquelle liefert Symbole, deren mögliche Werte einem begrenzten, üblicherweise sehr kleinen Wertevorrat entstammen. Bei binären Daten besteht dieser Vorrat beispielsweise aus den Symbolen «0» und «1». In den meisten Fällen ist die Anzahl  $M$  derartiger Symbole eine Potenz von 2. Sollen solche Zeichen übertragen werden, so wird ihnen im Modulator in eindeutiger Weise eine bestimmte elektrische Signalform  $s_i(t)$  zugeordnet. Der Empfänger hat dann die Aufgabe aus dem mehr oder weniger stark gestörten und verzerrten Signal eine Entscheidung – oder Schätzung – über das ursprünglich von der Datenquelle gelieferte Symbol zu treffen. Dabei sind ihm sowohl die möglichen Symbole, also der Wertevorrat, als auch die zur Übertragung verwendeten Signalformen bekannt.

Die Signalformen sind nun so zu wählen, dass sie im Empfänger möglichst gut unterscheidbar sind. Dabei spielen einerseits die zu erwartenden Störungen und Verzerrungen, andererseits aber auch die Komplexität des Nachrichtensystems eine Rolle. Bei den heute üblichen schmalbandigen Übertragungsverfahren werden sinusförmige Signale verwendet, die sich in

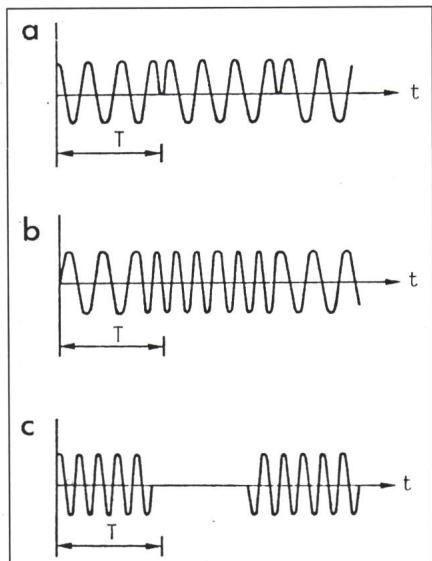


Fig. F2 Beispiele für schmalbandige Übertragungsverfahren

a Phase Shift Keying (PSK)

$$s_i(t) = \sqrt{2E/T} \cos \left( \omega_0 t + \frac{2\pi i}{M} \right)$$

b Frequency Shift Keying (FSK)

$$s_i(t) = \sqrt{2E/T} \cos(\omega_i t)$$

c Amplitude Shift Keying (ASK)

$$s_i(t) = \sqrt{2E_i/T} \cos \omega_0 t$$

Phase, Frequenz oder Amplitude unterscheiden. Die Figur F2 zeigt Beispiele der häufigsten Verfahren Phase Shift Keying (PSK), Frequency Shift Keying (FSK) und Amplitude Shift Keying (ASK) bei binärer Übertragung.

Bei der Demodulation sind dem Empfänger, wie bereits erwähnt, die vom Sender verwendeten Signalformen bekannt. Durch die Übertragung sind diese jedoch verzerrt worden, im einfachsten Fall haben sie durch die Laufzeit eine Phasenverschiebung erfahren. Ist der Empfänger in der Lage, die Trägerphase der ankommenden Welle zu bestimmen, so spricht man von kohärenter Demodulation. Ein derartiger Empfänger ist also mit einer Einrichtung zur Trägerrückgewinnung ausgerüstet. Bei der inkohärenten Demodulation ist dies nicht notwendig; da hier aber nicht alle zur Verfügung stehende Information ausgenützt wird, sind die Übertragungseigenschaften von inkohärenten Systemen etwas schlechter als diejenigen kohärenter Systeme. Es gibt aber Übertragungskanäle, bei denen überhaupt nur eine inkohärente Demodulation des Empfangssignals möglich ist.

Die Analyse aller kohärenten Detektionsverfahren beruht auf dem Konzept der euklidischen Distanz zwischen einer unbekannten empfangenen Signalform und einem Satz bekannter Referenzwellenzügen. Es lässt sich einfach zeigen, dass ein beliebiger Satz «technisch realisierbarer» Signalformen  $s_i(t)$ , jede von der Länge  $T$ , durch eine Linearkombination von  $N$  orthonormalen sogenannten Basisfunktionen  $\varphi_1(t), \varphi_2(t), \dots, \varphi_N(t)$  dargestellt werden kann (vgl. Fourierreihe), so dass

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N a_{ij} \varphi_j(t) \quad (f1)$$

wobei

$$a_{ij} = \int_0^T s_i(t) \varphi_j(t) dt, \quad i = 1, 2, \dots, M, \quad j = 1, 2, \dots, N, \quad N \leq M \quad (f2)$$

und

$$\int_0^T \varphi_i(t) \varphi_j(t) dt = \begin{cases} 1, & i = j, \\ 0, & \text{sonst.} \end{cases} \quad (f3)$$

Offenbar werden bei der binären PSK und ASK nur eine Basisfunktion, nämlich eine Cosinusschwingung, bei der FSK aber zwei Cosinusschwingungen verschiedener Frequenz verwendet. Ist also ein geeigneter Satz orthonormaler Funktionen gefunden, wobei die  $\varphi(t)$  nicht an eine bestimmte Form gebunden sind, ist jede der in Frage kommenden Signalformen eindeutig bestimmt durch den Vektor

$$s_i = (a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{iN}) \quad (f4)$$

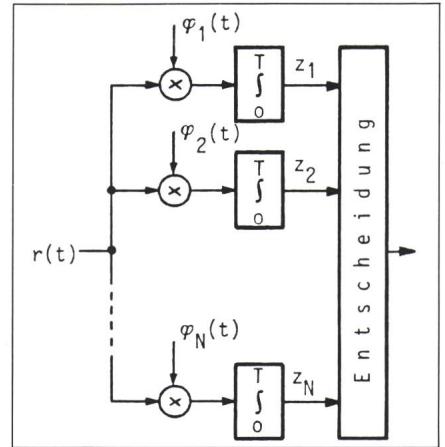


Fig. F3 Korrelationsempfänger  
vgl. Ausdruck f6

Da dem Empfänger die möglichen Signale  $s_i(t)$  bekannt sind, kennt er auch die dazugehörigen Vektoren  $s_i$ . Um zu entscheiden, welches Signal gesendet wurde, bildet er den entsprechenden Vektor

$$r = (z_1, z_2, \dots, z_N) \quad (f5)$$

aus dem Empfangssignal  $r(t)$  und den Basisfunktionen  $\varphi_j(t)$  mit Hilfe von

$$z_j = \int_0^T r(t) \varphi_j(t) dt, \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (f6)$$

Durch einen Vergleich von  $r$  mit den  $s_i$  trifft er eine Entscheidung zugunsten einer der  $M$  möglichen Formen, also eines der  $M$  möglichen Symbole aus dem Vorrat. Die Figur F3 zeigt ein Blockschaltbild des resultierenden Demodulators. Die Kombination aus Multiplikator und Integrator wird als Korrelator oder auch als Produktintegrator bezeichnet. Die Kombination lässt sich aber auch als lineares Filter mit der Stossantwort

$$k_j(\tau) = \varphi_j(T - \tau), \quad 0 \leq \tau \leq T \quad (f7)$$

realisieren, wobei dann

$$z_j = \int_{-\infty}^{\infty} r(t - \tau) k_j(\tau) dt \Big|_{t=T} \quad (f8)$$

In diesem Fall spricht man von einem *signalangepassten Filter*, englisch *matched filter*.

Da die Entscheidung aufgrund eines Vergleichs mit dem gestörten und verzerrten Empfangssignal zustande kommt, können Fehlentscheidungen auftreten. Die Übertragung ist also mit einer gewissen Fehlerwahrscheinlichkeit behaftet.

## Literatur

- [1] B. Sklar: A. Structured overview of digital communications – a tutorial review. Part I. IEEE Communications Magazine 21(1985)5, p. 4...17.

men interessierenden nichtgaussischen Störungen als Interferenzen.

Solche Interferenzen können auf verschiedene Weise verursacht werden:

1. durch andere Benutzer, die entweder absichtlich oder unabsichtlich stören,
2. durch Teilnehmer eines Netzwerkes mit beliebigem Vielfachzugriff (Random Access) und
3. durch Mehrwegempfang, das heisst durch eine verzögerte Version des eigenen Signals.

Die Widerstandsfähigkeit gegen Interferenzen im Übertragungsband wird allgemein mit dem englischen Ausdruck *Anti Jamming (A/J)* bezeichnet. A/J-Systeme sind dann auch die weitverbreitetste Anwendung der Spread-Spectrum-Technik. Eine ähnliche Anwendung ist jene des gleichzeitigen Zugriffs verschiedener Benutzer auf dasselbe Frequenzband in einer geordneten Art und Weise, wobei jeder Teilnehmer Signalcharakteristiken oder Parameter, meist *Codes* genannt, verwendet, die ihn eindeutig von allen anderen unterscheidet. Sein Signal erscheint den übrigen dann als Interferenz, die in ihren Empfängern in ausreichendem Masse unterdrückt werden muss. Darauf wird in einem späteren Abschnitt noch genauer eingegangen.

Letztlich beeinträchtigen auch verzögerte Versionen des eigenen Signals, wie sie bei Mehrwegempfang auftreten, den Empfang. Bei der Spread-Spectrum-Übertragung haben die verzögerten Signale jedoch den Charakter einer Interferenz und werden deshalb ebenfalls stark unterdrückt.

Man kann diese Unterdrückung der Interferenzen einerseits theoretisch begründen, aber auch «plausible» Erklärungen führen zum Ziel. Die Figur 2 zeigt dazu die Spektren für eine schmalbandige Interferenz  $i(t)$ . Im Empfänger wird sie durch  $g^{-1}(t)$  in gleicher Weise umgetastet wie das schmalbandige Datensignal im Sender. Dadurch wird die Störleistung auf eine Bandbreite verteilt, die mindestens so gross wie diejenige des umstehenden Signals ist. Nach dem Schmalbandfilter verbleibt deshalb nur noch ein ganz kleiner Teil der ursprünglichen Störleistung. Zudem weist dieser Teil erst noch einen gaussischen Charakter auf. Spreizung und Rückspreizung haben also zur Folge, dass ein beinahe beliebiges Interferenzsignal in ein weisses gaussisches Rauschen, zu-

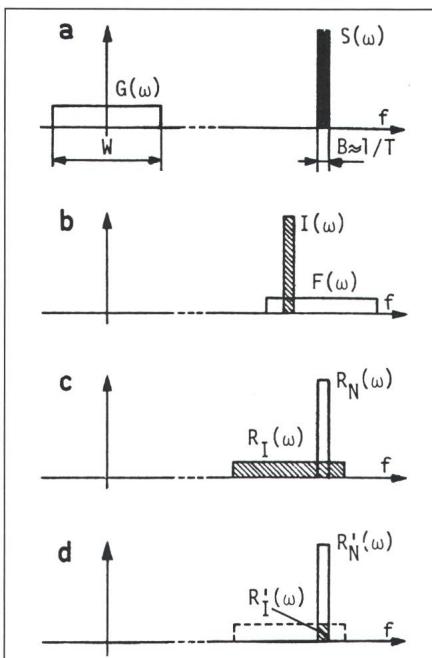


Fig. 2 Störunterdrückung durch Bandspreiztechnik

a Spreizsignal und Datensignal vor Mischung im Sender

$G(\omega)$  Spektrum des Spreizsignals

$S(\omega)$  Spektrum des trägerfrequenten Datensignals

b Gespreiztes Nutzsignal und Interferenz vor Mischung im Empfänger

$F(\omega)$  Spektrum des Spread-Spectrum-Signals

$I(\omega)$  Spektrum der Interferenz

c Nutzsignal und Interferenz nach Mischung im Empfänger

$R_N(\omega)$  Spektrum des Nutzsignals

$R_I(\omega)$  Spektrum der (gespreizten) Interferenz

d Nutzsignal und Interferenz nach Mischung und Filterung

$R_N'(\omega)$  Spektrum des Nutzsignals

$R_I'(\omega)$  Spektrum des verbleibenden Störsignals

eine wichtige Grösse bei digitalen Übertragungssystemen, da aus ihr andere interessante Kennwerte wie etwa die *Fehlerwahrscheinlichkeit* abgeleitet werden können. In Anlehnung an analoge Übertragungssysteme bezeichnet man  $E_b/N_j$  als *Signal-Geräusch-Verhältnis*. Es wird am Eingang des Filters

$$E_b/N_j = \frac{S}{J} \cdot WT = \frac{S}{J} \cdot G \quad (11)$$

Man trifft hier wieder auf die Grösse  $G$ , welche bereits aus (2) als Zeit-Bandbreite-Produkt bekannt ist. Ein Spread-Spectrum-System mit einem schmalbandigen Basismodulationsverfahren, welches für eine gewisse Fehlerwahrscheinlichkeit  $P$  ein bestimmtes  $E/N$  erfordert, toleriert also ein Interferenz-Signal-Leistungsverhältnis von

$$J/S = \frac{G}{(E_b/N_j)} \quad (12)$$

$$[J/S]_{dB} = G_{dB} - [E_b/N_j]_{dB} \quad (13)$$

Aus diesem Grund bezeichnet man  $G$  als *Prozessgewinn*. Ein digitales Funksystem, welches beispielsweise für eine Übertragungsrate von 16 000 bit/s eine Bandbreite von 30 MHz verwendet, hat einen Prozessgewinn von 32,7 dB. Ist das schmalbandige Signal PSK-moduliert, so ist für eine Fehlerwahrscheinlichkeit von  $P_E = 10^{-5}$  ein Signal-Geräusch-Verhältnis von 9,6 dB erforderlich. Das tolerierte Verhältnis  $J/S$ , meist als *Jamming Margin* bezeichnet, wird dann 23,1 dB. Die Störleistung darf also bis 200mal grösser sein als diejenige des Nutzsignals, ohne dass die Fehlerrate grösser als  $10^{-5}$  wird. Allerdings verwendet das Signal auch mehr als das 1800fache der für eine ungestörte Übertragung notwendigen Bandbreite.

Was hier an einem bestimmten Störfall gezeigt wurde, gilt für beinahe beliebige, auch breitbandige Störer. Lediglich ein «intelligenter» Störer, der Schwächen der einzelnen Spreizverfahren auszunützen weiss, beziehungsweise eine teilweise Kenntnis der Spreizfunktion hat, kann die Verbindung schwerer beeinträchtigen. In diesem Fall kann jedoch eine fehlerkorrigierende Kanalcodierung wesentlich weiterhelfen. Es lässt sich nämlich zeigen, dass der Prozessgewinn dabei nicht verschlechtert wird, obwohl ja bei der codierten Übertragung zusätzliche Symbole notwendig sind [4]. Dies

mindest im interessierenden Bereich, umgewandelt wird. Hat der Störer am Empfänger die Leistung  $J$ , dann ist sein Spektrum nach der Rücktastung im wesentlichen gleichförmig. Der Einfluss der Interferenz ist also gleich wie der von weissem Rauschen mit der einseitigen Leistungsdichte

$$N_j = \frac{J}{W} \quad (9)$$

Sei die Leistung des erwünschten Signals  $S$  und die Dauer eines Datenbits  $T$ , dann ist die empfangene Energie pro Bit

$$E_b = S \cdot T \quad (10)$$

Das Verhältnis aus der Bitenergie  $E_b$  und der Rauschleistungsdichte  $N_j$  ist

gilt mindestens solange, als auch das Verhältnis zwischen der gespreizten Bandbreite und der Rate der codierten Symbole immer noch sehr gross ist.

## 5. Der «demokratische» Vielfachzugriff

Ein scheinbarer Nachteil der Bandspreiztechnik ist die benötigte sehr grosse Bandbreite. Es stellt sich daher die Frage, ob nicht mehrere Verbindungen ein Frequenzband belegen können, ohne dass sie sich wesentlich beeinträchtigen. Ein Benutzer, welcher ein schmalbandiges Modulationsverfahren verwendet, stört eine Spread-Spectrum-Verbindung kaum, da er ja wie eine schmalbandige Interferenz wirkt. Dies wurde im vorangegangenen Abschnitt bereits gezeigt. Umgekehrt beeinträchtigt auch das breitbandige Signal aufgrund seiner niedrigen Leistungsdichte die schmalbandige Verbindung nur unwesentlich.

Interessanter ist jedoch die Antwort auf die Frage, ob auch mehrere Breitbandverbindungen gleichzeitig in demselben Frequenzband stattfinden können. Offensichtlich kann dies nur dann geschehen, wenn die einzelnen Verbindungen unterschiedliche Spreizfunktionen verwenden. Es wird deshalb folgender Fall betrachtet: Das Empfangssignal  $w(t)$  enthalte einerseits das gewünschte mit  $g_0(t)$  gespreizte Signal, ausserdem  $N-1$ -Signale von anderen Verbindungen, welche die Spreizfunktionen  $g_1(t)$  bis  $g_{N-1}(t)$  verwenden. Diese seien alle periodisch in der Bitdauer  $T$ . Eine Modulation wird zur einfacheren Erklärung hier nicht berücksichtigt, d.h. es wird angenommen, dass  $s(t) = 1$  sei. Die Sendesignale bestehen deshalb nur aus den unverschobenen Spreizfunktionen, deren Leistung am Empfänger ausserdem so normiert sei, dass

$$\frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} g_n^2(t) dt = 1 \quad (14)$$

gilt. Wird das additive gaussische Rauschen vernachlässigt, so ist das Empfangssignal gegeben durch

$$w(t) = g_0(t) + \sum_{n=1}^{N-1} g_n(t) \quad (15)$$

Erfüllen die Spreizfunktionen ausserdem die Bedingung (6), dann erhält man am Ausgang des Matched Filters

$$e(k) = 1 + \sum_{n=1}^{N-1} \frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} g_0(t) g_n(t) dt \quad (16)$$

Der erste Summand stellt den gewünschten Anteil dar, der Rest ist der unerwünschte Störanteil der übrigen Benutzer. Deshalb sollten die Spreizfunktionen idealerweise also die Bedingung

$$\frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} g_n(t) g_m(t) dt = 0, \quad n \neq m \quad (17)$$

erfüllen. Solche Funktionen bezeichnet man als *orthogonal* im Intervall  $T$ . Sind sie es nicht, so findet ein *Übersprechen* zwischen den einzelnen Verbindungen statt. Ausser (17) müssen allerdings noch zwei weitere Bedingungen erfüllt werden. Erstens werden sich die verschiedenen Benutzer in den wenigsten Fällen aufeinander ausrichten, so dass die Orthogonalitätsforderung auch für beliebige zeitliche Verschiebungen erfüllt sein sollte.

$$\frac{1}{T} \int_T g_n(t) g_m(t + \tau) dt = 0 \quad (18)$$

Mit dieser Notation wird die Integration über ein Intervall  $T$  mit beliebigem Anfangszeitpunkt bezeichnet. Zweitens muss sich der Empfänger auf seine eigene Funktion ausrichten können. Dies kann er am besten dann, wenn sie orthogonal gegenüber ihrer eigenen verschobenen Variante ist.

$$\frac{1}{T} \int_T g_n(t) g_n(t + \tau) dt = \begin{cases} 1, & \tau = 0 \\ 0, & \tau \neq 0 \end{cases} \quad (19)$$

Die beiden Ausdrücke (18) und (19) sind Eigenschaften, welche von allen Spreizfunktionen idealerweise erfüllt werden sollten. Dazu noch einige Bemerkungen:

- Die Ausdrücke werden meist mit dem Begriff *Korrelation* in Zusammenhang gebracht. Dies hat insofern mit Vorsicht zu erfolgen, da man vor allem bei zufälligen Signalen von Korrelation spricht. Bei den  $g_n(t)$  handelt es sich aber um bekannte, also deterministische Signale.
- Werden (18) und (19) trotzdem als Korrelation interpretiert, so sieht man, dass sie den Auto- und Kreuzkorrelationsfunktionen von weis-

sem Rauschen entsprechen. Die  $g_n(t)$  werden deshalb auch als rauschähnliche, bzw. *pseudo-zufällige* Signale bezeichnet.

- In Praxis können keine Funktionen gefunden werden, welche (18) und (19) erfüllen.

Diese letzte Bemerkung ist wichtig und interessant zugleich. Es zeigt sich nämlich, dass die vollständige verschiebungsinvariante Orthogonalität über ein endliches Intervall, so wie sie in (18) gefordert wird, in der Praxis nicht erfüllt werden kann. Vielmehr existiert ein restliches Übersprechen, welches bei vielen bekannten Familien von Spreizfunktionen durch einen Wert in der Grössenordnung von  $1/G$  oder  $\sqrt{1/G}$  begrenzt wird:

$$\frac{1}{T} \left| \int_T g_n(t) g_m(t + \tau) dt \right| < O\left(\frac{1}{G}\right) \quad (20a)$$

$$\frac{1}{T} \left| \int_T g_n(t) g_m(t + \tau) dt \right| < O\left(\sqrt{\frac{1}{G}}\right) \quad (20b)$$

Diese Tatsache hat zur Folge, dass der rechte Summand im Ausdruck (16) *nicht* verschwindet, sondern dass jeder der übrigen Netzeilnehmer einen kleinen Störanteil beiträgt. Bei jedem weiteren aktiven Teilnehmer erhöht sich der Störpegel bei allen übrigen Empfängern ein wenig, zudem besitzt auch sein eigener Empfänger keine besseren Empfangseigenschaften als alle übrigen. Diese gleichmässige, oder wie Shannon es nennt, «demokratische» Verteilung des Übersprechens wird häufig als *graceful degradation* bezeichnet. Damit wird natürlich die Anzahl  $N$  gleichzeitiger Benutzer durch den gemeinsam verursachten Störpegel begrenzt. Interessanterweise zeigt sich aber, dass bei bestimmten realistischen Annahmen hinsichtlich der Netzstruktur die Effizienz der heute üblichen Frequenzmultiplexsysteme erreicht oder sogar noch übertroffen wird [5]. Leider stellt sich aber insbesondere bei Mobilfunknetzen eine Schwierigkeit, welche als *Near-Far-Problem* bekannt ist. Die Feldstärke eines nahegelegenen unerwünschten Senders kann nämlich durchaus so gross sein, dass sein Signal trotz der Bandspreizung gegenüber dem viel schwächeren Signal des weiter entfernten erwünschten Senders nicht in ausreichendem Masse unterdrückt werden kann. Es ist deshalb mit einer ge-

eigneten Leistungsregelung dafür zu sorgen, dass die Signale sämtlicher Sendestationen am Eingang des Empfängers etwa die gleiche Leistung haben. Die Bedingung (14) ist also nicht blos eine die Analyse vereinfachende Annahme, sondern eine für den praktischen Betrieb notwendige Voraussetzung. Damit diese auch erfüllt werden kann, sind dieselben Netzstrukturen, die auch eine effiziente Ausnutzung des Frequenzbands erlauben, erforderlich.

## 6. Verschiedene Verfahren

Die bisherigen Erkenntnisse konnten gewonnen werden, ohne dass die Spreizfunktion überhaupt spezifiziert werden musste. Es gibt nun im wesentlichen zwei grundsätzlich verschiedene Methoden zur Bandspreizung.

Die erste ist das sogenannte *Direct-Sequence- oder Pseudo-Noise (PN) Spread-Spectrum-Verfahren*, das im deutschen Sprachraum auch gelegentlich *Phasenhüpferverfahren* genannt wird. Die Spreizung wird dabei durch eine Multiplikation mit einer binären pseudozufälligen bipolaren Sequenz erreicht, deren Symbol- oder *Chiprate* ein Vielfaches der Datenrate beträgt. Die Figur 3 zeigt die verschiedenen Signale im Zeitbereich. Es ist einfach zu erkennen, dass für das PN-Verfahren

die Bedingungen (5) und (6) tatsächlich erfüllt sind. Die im Abschnitt 2 erwähnte technische Bandbreite wird bei PN-Signalen normalerweise als die Breite zwischen den beiden Nullstellen des Spektrums der Spreizfunktion definiert. *W* ist demnach doppelt so gross wie die Chiprate.

Die zweite Klasse ist diejenige der *Frequency-Hopping (FH) Spread-Spectrum- oder Frequenzhüpfersysteme*. Hier bleibt die Spreizfunktion für die Dauer eines oder gar mehrerer Datenbits auf einer festen Frequenz, um anschliessend nach einem pseudozufälligen Muster auf eine andere Frequenz zu springen. Kurzfristig ist das gespreizte Signal also nie breiter als das Datensignal, aber wenn es hüpft, kann es an eine beliebige Stelle des breiten Übertragungsbandes springen. Die Bandbreite von Frequenzhüpfersystemen ist, im Gegensatz zum PN-Verfahren, dessen Bandbreite durch die Chiprate bestimmt wird, nicht von der *Hüpfrate* abhängig. Zudem benötigen FH-Systeme auch kein zusammenhängendes Frequenzband.

Die beiden Verfahren unterscheiden sich in mancher Hinsicht und zeigen daher auch unterschiedliches Verhalten bei bestimmten Stör- und Verzerrungsfällen. Es gibt deshalb auch vehementen Verfechter der einen oder anderen Methode. Tatsächlich zeigen aber beide Techniken eine grosse Robustheit gegenüber absichtlichen Störern. Um die Eigenschaften beider Verfahren auszunützen, wurden gelegentlich auch schon hybride Techniken vorgeschlagen.

Die Bandspreiztechnik wird sehr häufig zusammen mit einem digitalen Basismodulationsverfahren verwendet. Hier wird dann meist diejenige Technik verwendet, die am nächsten mit der Spreizmethode verwandt ist, also Phasenumtastung (PSK) zusammen mit Pseudo-Noise (PN/PSK) und Frequenzumtastung (FSK) zusammen mit Frequency-Hopping (FH/FSK). Im praktischen Aufbau dieser Systeme können dann nämlich Basismodulation und Spreizung zusammengefasst werden, was die ohnehin schon aufwendigen Systeme wesentlich vereinfacht.

## 7. Anwendungen

Es wurde bereits erwähnt, dass der ursprüngliche Anwendungsbereich der Spread-Spectrum-Systeme bei den militärischen Übertragungssystemen liegt. Das Hauptinteresse liegt dabei in

der Widerstandsfähigkeit gegenüber absichtlichen Störern. Die Bandspreiztechnik ist aber auch für eine Vielzahl ziviler Anwendungen geeignet, bei denen häufig ähnlich schlechte, wenn auch selten absichtlich gestörte Verhältnisse anzutreffen sind.

Zu erwähnen sind zuerst einmal alle Arten mobiler und portabler Funksysteme. Da derartige Verbindungen nur selten bei Freiraumbedingungen betrieben werden können, ist immer mit Reflexionen zu rechnen, die ein zum Empfangssignal verzögertes Signal verursachen. Während bei schmalbandiger Übertragung die bekannten Auslöschungerscheinungen auftreten, sind diese bei Spread-Spectrum-Systemen beinahe eliminiert. Eine besondere Anwendung im Mobilfunk bietet sich in naher Zukunft. Frühestens 1988 ist in den USA die Einführung eines nationalen Radiotelefonnetzes geplant, bei welchem die mobilen Stationen über Satellitenverbindungen mit dem öffentlichen Telefonnetz verbunden sind [6]. Bei diesem Projekt sind zwar konventionelle Übertragungstechniken geplant, mit der Anwendung von Spread-Spectrum erhielt man aber einige wesentliche Vorteile. So sind beispielsweise auch bei Satellitenverbindungen Mehrwegverzerrungen durch Bodenreflexionen möglich, die bei schmalbandiger Signalisierung durch geeignete Antennen bekämpft werden müssen. Der Einsatz der Bandspreiztechnik würde nun aber zu einfacheren Antennen an den Fahrzeugen führen. Die niedrige Leistungsdichte der Spread-Spectrum-Signale würde zudem eine ziemlich grosse Sendeleistung für die Satelliten-Erde-Verbindung erlauben, was wiederum einfachere Empfangseinrichtungen an den mobilen Einheiten ermöglichen würde. Weiter fällt das bei den meisten Anwendungen zu berücksichtigende Near-Far-Problem bei Satellitenverbindungen natürlich weg, da hier fast ausschliesslich Freiraumbedingungen herrschen. Letztlich bietet natürlich der Code Division Multiple Access auch hier den Vorteil eines einfachen und gerechten Mehrfachzugriffs.

Reflexionen können aber auch auf drahtgebundenen Verbindungen auftreten, insbesondere bei stark verzweigten Kabelnetzen. Solche sind einerseits als weitverbreitete Kabelfernsehnetze (CATV), aber auch als lokale Datennetze (LAN) zu finden; ein spezielles Kabelnetz ist das elektrische Energieverteilnetz. Die Kapazität all dieser Netze ist in den wenigsten Fällen

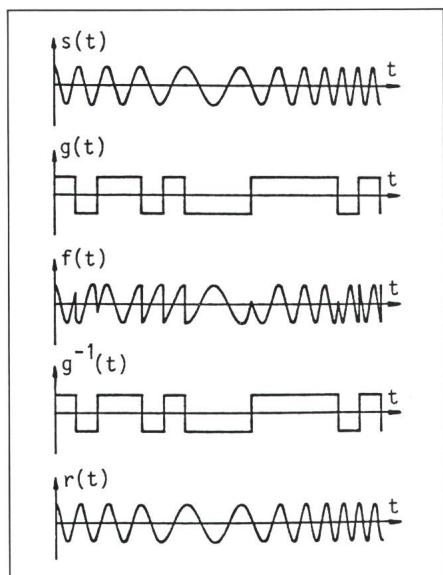


Fig. 3 Pseudo-Noise-Spread-Spectrum-Verfahren

oder Phasenhüpferverfahren

- $s(t)$  trägerfrequentes Datensignal
- $g(t)$  pseudozufälliges Spreizsignal
- $f(t)$  abgestrahltes Spread-Spectrum-Signal
- $g^{-1}(t)$  inverses Spreizsignal
- $r(t)$  detektiertes Empfangssignal

len voll ausgenutzt, so dass sich Möglichkeiten für zusätzliche Dienste bieten. Da es sich dabei nur um sekundäre Dienste handeln kann, benötigen diese normalerweise eine andere Kommunikationsform und andere Frequenzbereiche als die ursprüngliche Anwendung. Beim Ausbau eines derartigen Netzes kann nur wenig auf die Bedürfnisse des sekundären Dienstes Rücksicht genommen werden, weshalb ein robustes Übertragungsverfahren benötigt wird. So wurde beispielsweise die Bandspreiztechnik erfolgreich auf dem elektrischen Energieverteilernetz eingesetzt [7].

## 8. Schlusswort

In diesem Artikel wurde zu zeigen versucht, dass die Bandspreiztechnik dann eine wirkungsvolle Alternative zu herkömmlichen Modulationsverfahren bildet, wenn ein Übertragungs-

system gegenüber einer Vielzahl von Störeinflüssen robust sein muss. Derartige Bedingungen sind oft bei mobilen Funksystemen sowie bei stark verzweigten Kabelnetzen gegeben. Neben ihrer Robustheit erlauben Spread-Spectrum-Systeme zudem einen einfachen und gerechten Mehrfachzugriff auf das Übertragungsmedium. Die Bandbreiteeffizienz ist dabei durchaus mit derjenigen von herkömmlichen Verfahren vergleichbar. Letztlich erlaubt die gegenseitige Verträglichkeit von Schmalband- und Breitbandsystemen eine schrittweise Einführung der Bandspreiztechnik auf Frequenzbändern, die bereits durch andere Dienste teilweise belegt sind.

Weniger technische als vielmehr organisatorische, technologische und wirtschaftliche Gründe haben dazu geführt, dass Breitbandsysteme bis heute ausserhalb des militärischen Bereichs kaum in Gebrauch sind. Erfreulicherweise wer-

den nun aber auch in der Schweiz Anstrengungen unternommen, diese vielversprechende Technik auch in zivilen Anwendungen einzusetzen.

## Literatur

- [1] A Conversation with Claude Shannon. IEEE Communications Magazine 22(1984)5, p. 123...126.
- [2] R.A. Scholtz: The origins of spread-spectrum communications. IEEE Trans. COM 30(1982)5, p. 822...854.
- [3] F. Amoroso: The bandwidth of digital data signals. IEEE Communications Magazine 18(1980)5, p. 13...24.
- [4] M.K. Simon a. o.: Spread spectrum communications. Rockville/Md., Computer Science Press, 1985.
- [5] H. Ochsner: Comparison of spectrum efficiency of CDMA and FDMA mobile radio systems. Electromagnetic Compatibility 1985. 6th symposium and technical exhibition on electromagnetic compatibility, Zürich, March 5..7., 1985; paper No. 84-04, p. 463...467.
- [6] A. Hills: Satellites and mobile phones: Planning a marriage. IEEE Spectrum 22(1985)8, p. 62...67.
- [7] P.K. van der Gracht and R. W. Donaldson: Communication using pseudonoise modulation on electric power distribution circuits. IEEE Trans. COM 33(1985)9, p. 964...973.