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: 81 (1990)

Heft: 1

Artikel: Digitale Modulationsverfahren mit phasenkontinuierlichen Symbolübergängen

Autor: Wah, Paul K. S. / Kemper, Jürgen F.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-903057

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: 16.07.2025

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

Digitale Modulationsverfahren mit phasenkontinuierlichen Symbolübergängen

Paul K.S. Wah und Jürgen F. Kemper

Dieser Beitrag gibt eine systematische Übersicht über die vielfältigen Formen von «Continuous Phase Modulation»-Systemen mit ihren verschiedenen Parametern und Definitionen. Der Hauptvorzug, die grosse Bandbreite-/Leistungs-Effizienz, lässt sich mit Codierung noch weiter steigern. Eine Schilderung der Unterschiede zur trelliscodierten Modulation rundet die Darstellung ab. Den Abschluss bildet ein Überblick über neue Entwicklungen.

Cette contribution présente un aperçu des multiples formes de systèmes à modulation de phase continue avec leurs définitions et paramètres. Le principal avantage, le bon rapport entre largeur de bande et puissance, peut être exploité davantage encore grâce au codage. Les différences entre la modulation de phase continue et la modulation codée en treillis sont passées en revue. Enfin, on donne un tour d'horizon des nouveaux développements.

Adresse der Autoren
Dr. Paul Kee-Shek Wah und *Dr. Jürgen F. Kemper*, Institut für Kommunikationstechnik, ETH-Zentrum, 8092 Zürich.

Digitale Modulationsverfahren mit phasenkontinuierlichen Symbolübergängen (Continuous Phase Modulation, CPM) stellen eine Klasse von Schmalbandübertragungssystemen mit konstanter Enveloppe dar, bei denen die einzelnen Elemente des Symbolalphabets durch bestimmte Abweichungen der Momentanfrequenz von der Trägerfrequenz ausgedrückt werden. Dabei weist die Phase einen kontinuierlichen Übergang zwischen aufeinanderfolgenden Signalformen auf. Wegen des Fehlens von Phasensprüngen ist der Bandbreitebedarf dieser Modulationsart klein. Die Eigenschaft der konstanten Enveloppe (Amplitude) des Sendesignals begründet seine Eignung für die Übertragung über nichtlineare Kanäle. CPM zählt zu den bandbreite- und energieeffizienten digitalen Modulationsverfahren, die sich sowohl für band- als auch für energiebegrenzte Übertragungskanäle wie z.B. Satellitenverbindungen oder Mobilfunk eignen. Die Ausbreitungsverhältnisse sind dort durch Signalschwund (Fading) und Mehrfachausbreitung gekennzeichnet. Eine digitale Übertragung über solche Kanäle erfolgt heute üblicherweise mit einer *M*-wertigen Phasenumtastung (M-ary Phase Shift Keying, MPSK). Im Vergleich zu CPM beansprucht MPSK eine grössere Bandbreite und erzeugt somit bei vorgegebenem Kanalabstand eine relativ grössere Störung in den Nachbarkanälen. Dies ist im Zeichen der ökonomischen Ausnützung des Frequenzspektrums ein ernstes Handikap. Andere Systeme verwenden Quadratur-Amplitudenumtastung (Quadrature Amplitude Shift Keying, QASK) Quadratur-Amplitudenmodulation (Quadrature Amplitude Modulation, QAM), die jedoch eine gute Linearität der Übertragungskanäle und vor allem der Zwischen- und Leistungsverstärker voraussetzen, da sie auch in der Amplitude Nutzinformation enthalten. Nun müssen aber vor allem in der Satellitenkommunikation aus Gründen der optimalen Ausnützung der zur Verfügung stehenden elektrischen Energie Endverstärker im C-Betrieb eingesetzt werden, was bei diesen Verfahren nichtlineare Amplitudenverzerrungen mit sich bringt. Neuerdings versucht man, die erwähnten Nachteile von MPSK und QAM mit Hilfe von Kanalcodierung zu beheben. Dazu gibt es verschiedene Verfahren, die auf der Verwendung von Block- oder Faltungscodes beruhen. Prinzipiell geht es dabei um einen Zusatz von Prüfzeichen oder die Substitution der Datenfolge durch eine andere redundante Folge mit vergrössertem Symbolvorrat zur Fehlererkennung oder -korrektur. Die Fehlerwahrscheinlichkeit lässt sich so erheblich verkleinern oder die Sendeleistung für gleiche Zuverlässigkeit entsprechend reduzieren. Eine geschickte Kombination von Faltungscodierung (Convolutional oder Trellis Code) und QAM führt beispielsweise auf die sogenannte trellis-codierte Modulation (Trellis Coded Modulation, TCM), bei deren Verwendung bis zu 6 dB (das Vierfache) an Signalenergie eingespart werden kann [1]. Allerdings ist der Aufwand für ein derartiges System im Hinblick auf die Filterung, Egalisierung, Synchronisation, Phasenkompensation und Schätzung der gesendeten Datensequenz nach der grössten Mutmasslichkeit (Maximum Likelihood Sequence Estimation, MLSE) erheblich. Hier bieten CPM-Systeme eine echte Alternative: Auch wenn vom Aufwand her je nach Systemparametern nur auf der Sendeseite signifikante Reduktionen möglich zu sein scheinen, so ergeben sich doch echte Vorteile hinsichtlich der Eignung für nichtlineare Übertragungskanäle zufolge der konstanten Signalenveloppe

Bezeichnung	Name	$f(t)$	$p(t)$	Definitionsbereich
$LREC$	Rectangular	$\frac{1}{2LT_s}$	$\frac{t}{2LT_s}$	$0 \leq t \leq LT_s$
$LHCS$	Half Cycle Sinusoidal	$\frac{\pi \cdot \sin(\frac{\pi t}{LT_s})}{4LT_s}$	$\frac{1}{4}(1-\cos(\frac{\pi t}{LT_s}))$	$0 \leq t \leq LT_s$
$LTRI$	Triangular	$\frac{2t}{(LT_s)^2}$ $\frac{2}{LT_s} \cdot (1-\frac{t}{LT_s})$	$(\frac{t}{LT_s})^2$ $\frac{2t}{LT_s} - (\frac{t}{LT_s})^2 - \frac{1}{2}$	$0 \leq t \leq \frac{LT_s}{2}$ $\frac{LT_s}{2} \leq t \leq LT_s$
LRC	Raised Cosinusoidal	$\frac{1-\cos(\frac{2\pi t}{LT_s})}{2LT_s}$	$\frac{t}{2LT_s} - \frac{\sin(\frac{2\pi t}{LT_s})}{4\pi}$	$0 \leq t \leq LT_s$

Bild 1 Gebräuchliche Funktionen von f(t) und p(t)

sowie eine deutlich bessere spektrale Effizienz wegen des wesentlich schnelleren Abklingens des gesendeten Signalspektrums. Im vorliegenden Beitrag soll gezeigt werden, welche Möglichkeiten CPM bietet und wohin die Entwicklung geht. Der Vergleich mit TCM zeigt, dass man mit codierter CPM (CCPM) fast den gleichen Gewinn wie mit TCM erzielen kann. Dabei benötigt ein CCPM-System bei gleicher Übertragungsrate eine bedeutend kleinere Bandbreite und ist auch einfacher zu realisieren.

Die CPM-Familie

Unter dem Begriff CPM versteht man eine Familie von M-wertigen Modulationsverfahren mit Frequenzumtastung und kontinuierlichen Phasenübergängen. Da die Frequenzumtastung mit Hilfe von Phasenänderungen eines Trägersignals ohne Sprünge bewerkstelligt wird, bleibt die Signalenveloppe konstant. Der kontinuierliche Phasenverlauf ist charakteristisch für CPM. Anders als bei anderen digitalen Modulationsverfahren wird durch den Umstand, dass die Phase der zu sendenden sinusoidalen Signalform mit der Phase der unmittelbar vorangegangenen übereinstimmen muss (Phasenanschluss), eine Art von Gedächtnis über den jeweiligen Zustand des Modulators benötigt. Die Abfolge von möglichen Phasenlagen geschieht somit nicht unabhängig voneinander, sondern lässt sich bei einer stochastischen Symbolfolge als Markovprozess darstellen. Bei gedächtnislosen Modulationsverfahren hingegen hängt eine Übertragungssignalform nur vom momentanen Datensymbol ab.

Ein CPM-Signal kann mathematisch folgendermassen ausgedrückt werden:

$$s(t,\underline{\alpha}) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi(t,\underline{\alpha}) + \varphi_0). \quad (1)$$

Dabei bedeuten E_s die Symbolenergie, T_s die Symboldauer, φ_0 eine Zufalls-Anfangsphase, f_c die Trägerfrequenz, $\underline{\alpha}$ *eine Datensequenz mit den* M-wertigen Symbolen $\alpha_i \in \{\pm 1, \pm 3, \ldots, \pm(M-1)\}$. Von praktischer Bedeutung sind nur Werte von M, die einer Zweierpotenz entsprechen: $M = 2^n$. Ohne Verlust der Allgemeingültigkeit kann die Zufallsphase φ_0 zu 0 gesetzt werden, da sie nur bei einem nichtkohärenten Empfänger eine Rolle spielt. Aus (1) ist ersichtlich, dass die übertragene Information in der Phase enthalten ist:

$$\varphi(t,\underline{\alpha}) = 2\pi h \cdot \sum_{-\infty}^{+\infty} \alpha_i \cdot p(t - iT_s), \quad (2)$$

wobei h den Modulationsindex und $p(t)$ die sogenannte Phase-Response-Funktion bedeuten. Letztere entsteht durch Integration aus einer Frequen-

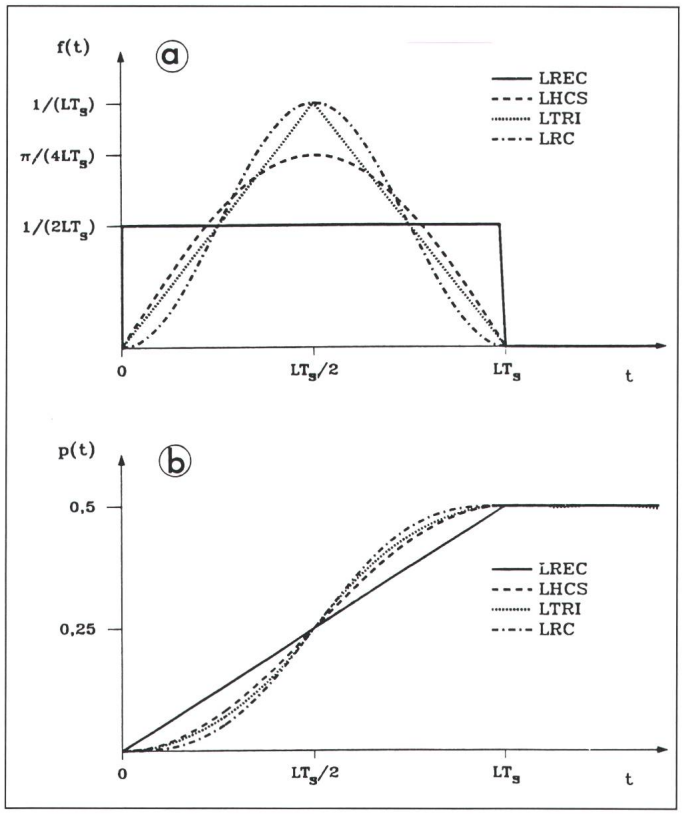


Bild 2
a. Verschiedene Frequency-Pulse-Funktionen *f(t)* und
b. dazugehörige Phase-Response-Funktionen *p(t)*

cy- Pulse-Funktion $f(t)$, die damit den Momentanfrequenzverlauf charakterisiert:

$$p(t) = \int_{-\infty}^{t} f(\tau)d\tau. \quad (3)$$

Im allgemeinen wird $f(t)$ nur während einer endlichen Dauer $[0, LT_s]$ von null verschieden sein, die als ganzzahliges Vielfaches der Symboldauer T_s angenommen werden kann. Damit die Phasenzunahme definiert erfolgt, ist folgende Normierung notwendig:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)d\tau = \int_{0}^{LT_s} f(\tau)d\tau = \frac{1}{2}. \quad (4)$$

Zur Gewährleistung einer endlichen Zahl von Signalformen werde

$$f_c = \frac{i}{2T_s} \gg \frac{1}{T_s}$$

und der Modulationsindex h als eine rationale Zahl, d.h. $h = i/q$ mit i und q als teilerfremden ganzen Zahlen angenommen. Letzteres garantiert Signalformen mit genau q verschiedenen diskreten Phasenlagen mit einem Phasenunterschied von

$$q_0 = \frac{2\pi}{q}.$$

Die möglichen Phasenzustände sind also enthalten in $Q \in \{0, q_0, 2q_0, \ldots, (q-1)q_0\}$. Die Zahl L bestimmt die Gedächtnislänge von CPM. Häufig spricht man bei $L \leq 1$ von *Full Response Signaling* und bei $L > 1$ von Partial Response Signaling [2]. Somit wird die ganze CPM-Familie durch die Angabe von drei Parametern vollständig charakterisiert: CPM $(M, h, f(t))$. Eine Spielart, die man «Multi-h CPM» nennt, verwendet verschiedene Modulationsindizes h in periodischer Abfolge. Einige gebräuchliche Funktionen von $f(t)$ und $p(t)$ werden in der Tabelle angegeben und in Bild 2 graphisch dargestellt.

Eine elementare Form von CPM resultiert, falls $f(t)$ als rechteckförmige Zeitfunktion (REC) mit $L = 1$ gewählt wird, nämlich das sogenannte *Continuous Phase FSK* (CPFSK) oder in der hier verwendeten Bezeichnung CPM

Continuous Phase Modulation: Kurzbeschreibung

Continuous Phase Modulation (CPM) bezeichnet als Oberbegriff digitale Übertragungsverfahren mit Frequenzumtastung (Frequency Shift Keying, FSK) mit phasenkontinuierlichen Phasenübergängen (Continuous Phase FSK, CPFSK), wobei viele Spezialfälle besondere Namen tragen (MSK, ECPM u.a.). Kontinuierliche Phasenübergänge lassen sich immer dann erzielen, wenn der Phasenverlauf $\varphi(t)$ im Signal

$$s(t) = A \cdot \cos[2\pi f_c t + \varphi(t)]$$

auch zwischen den einzelnen Symbolen keine Sprünge aufweist.
Im Prinzip lässt sich ein solcher Modulator unter Verwendung eines spannungsgesteuerten Oszillators (Voltage-Controlled Oscillator, VCO) realisieren, dem das Datensignal direkt oder über impulsformende Netzwerke zugeführt wird. Allerdings genügt die Stabilität einer derartigen Schaltung meistens den Anforderungen eines Datenübertragungssystems nicht. Eine Lösung, die die Verwendung eines hochstabilen Quarzgenerators erlaubt, beruht auf dem Prinzip des Quadraturmodulators. Dazu zerlegt man den Ausdruck für $s(t)$ in die Inphasen- und die Quadraturkomponente:

$$s(t) = A \cdot [\cos(2\pi f_c t) \cdot \cos(\varphi(t)) - \sin(2\pi f_c t) \cdot \sin(\varphi(t))].$$

Hier erfahren die Trägerschwingungen $\cos(2\pi f_c t)$ und $\sin(2\pi f_c t)$ keine Änderungen der Momentanfrequenz; diese wird erst durch die Modulation mit $\cos(\varphi(t))$ bzw. $\sin(\varphi(t))$ und die Subtraktion der modulierten Teilsignale erreicht. Damit ist die Verwendung eines hochstabilen Oszillators für die Trägerfrequenz möglich.

Ein ganz anderer Weg zur Erzeugung von CPFSK-Signalen führt über digitale Techniken. Vorausgesetzt, solche Signale sind aus einer endlichen Anzahl verschiedener Signalformen $s_{ij}(t)$ aufgebaut, so liessen sich Abtastwerte $\hat{s}_{ij}(n\,T_s)$ in digitaler Form in einem Nur-Lese-Speicher (Read-Only Memory, ROM) abspeichern. Entsprechend den Daten und geeigneter Codierungsvorschriften würden diese dann so ausgelesen, dass einerseits stets Phasenanschluss gewährleistet ist, andererseits die Signalabfolge eventuell zusätzlich eine höhere euklidische Distanz und damit ein besseres Verhalten gegenüber Störungen aufweist als ohne Codierung.
Um dies zu verdeutlichen, betrachten wir das im Beitrag angeführte Beispiel:

$$s(t) = A \cdot \cos[\frac{9\pi}{4T_s}t + \frac{\pi}{4} \cdot (\alpha_{l+1} \cdot \frac{t}{T_s} + \sum_{k=-\infty}^{l} \alpha_k)], \quad lT_s \leq t < (l+1)T_s,$$

$$\alpha \in \{-3, -1, 1, 3\}.$$

Dies ist ein Signal mit der Trägerfrequenz $f_c = \frac{9}{8T_s}$ und einem Phasenverlauf

$$\varphi(t, \underline{\alpha}) = \frac{\pi}{4} \cdot (\alpha_{l+1} \cdot \frac{t}{T_s} + \sum_{k=-\infty}^{l} \alpha_k),$$

für $lT_s \leq t < (l+1)\,T_s$. Substituiert man nun die Zeitvariable t durch $t = \tau + l \cdot T_s$, wobei jetzt zusätzlich: $0 \leq \tau < T_s$ gilt, so erhält man:

$$s(\tau + l \cdot T_s) = A \cdot \cos[\frac{\pi\tau}{4T_s}(9 + \alpha_{l+1}) + \frac{\pi}{4}(\sum_{k=-\infty}^{l} \alpha_k + l \cdot \alpha_{l+1})].$$

Analysiert man die einzelnen Terme, so sieht man, dass die resultierenden Signalformen $s_{ij}(\tau)$ die Momentanfrequenzen

$$f_i = \frac{i+2}{4T_s}, \quad i = 1, \ldots, 4$$

mit den Phasenlagen

$$\varphi_j = (j-1)\frac{\pi}{2}, \quad j = 1, \ldots, 4$$

aufweisen. Damit sind nun insgesamt 16 mögliche Signalformen vorhanden (Bild 3), die nur noch phasenrichtig zusammengesetzt werden müssen. Dazu kann mit Vorteil das Trellisdiagramm dienen (Bild 5). Betrachtet man den abgebildeten Signalausschnitt, so stellt man fest, dass er mit $s_{42}(t)$ beginnt. Dem entspricht im Trellisdiagramm der Zustand 2 bei $t - 1$. Mit $f_4 = \frac{3}{2T_s}$ als Momentanfrequenz des 1. Symbols gelangt man zum Zustand 4 bei t, der einem Anfangsphasenwinkel $\varphi_4 = \frac{3\pi}{2}$ des nächsten Symbols mit der Momentanfrequenz f_3 entspricht usw. Das Trellisdiagram zeigt in diesem Fall alle möglichen Verläufe des Signals zwischen den Symbolwechseln so, dass die sinusförmigen Basissignale jeweils Phasenanschlus aufweisen. Es gibt also in diesem Beispiel 16 Möglichkeiten über ein Zeitintervall T_s, $16^2 = 256$ im Intervall $2T_s$ usw. Dabei stehen aber jeweils nur 4 Symbole je Intervall T_s zur Übertragung von Nutzinformation zur Verfügung, die sich durch ihre Momentanfrequenz unterscheiden.
Wird noch zusätzlich eine Vorcodierung eingeführt, die beispielsweise das Ziel hat, eine bessere Störfestigkeit zu erreichen, würde das im Trellisdiagramm bedeuten, dass nicht mehr alle Pfade möglich sind, sondern nur noch solche, die gegeneinander eine höhere euklidische Distanz aufweisen. Dabei muss man das Trellisdiagramm über mehr als nur zwei Symbolabschnitte betrachten. Man könnte dann feststellen, dass nur solche Pfade zulässig sind, die z.B. über mehr als ein Symbolintervall unterschiedliche Zustände annehmen.

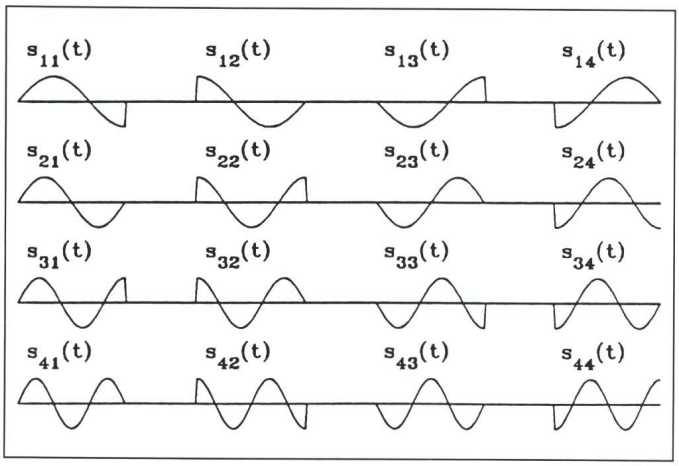


Bild 3 Die qm^L = 16 Basissignalformen bei 4-CPFSK

q Anzahl Phasenlagen
M Wertigkeit
L Gedächtnislänge

α_n	-3	-1	1	3
Q	$\varphi_1 = 0$	$\varphi_2 = \pi/2$	$\varphi_3 = \pi$	$\varphi_4 = 3\pi/2$
f_i	$f_1 = \frac{3}{4T_s}$	$f_2 = \frac{4}{4T_s}$	$f_3 = \frac{5}{4T_s}$	$f_4 = \frac{6}{4T_s}$

Bild 4 Parameter von 4-CPFSK

(*M*, *h*, 1*REC*). Hier gilt für den Modulationsindex $h = \Delta f \cdot T_s$, mit Δf als gleichmässigem Abstand zwischen benachbarten diskreten Signalfrequenzen $f_1, f_2, \ldots, f_M$:

$$f_{i+1} - f_i = \Delta f = \frac{h}{T_s}. \qquad (5)$$

Einen weiteren Spezialfall stellt das *Fast Frequency Shift Keying* (FFSK) dar, das auch als *Minimum Shift Keying* (MSK) bezeichnet wird. Hier gilt CPM (2, ½, 1*REC*). Der Name leitet sich aus der Tatsache ab, dass der minimale Wert von *h* gleich ½ sein muss, um überhaupt orthogonale Signalformen zu erhalten [3]. Die benötigte Bandbreite von M-wertigen CPM wird in erster Linie durch *h*, in zweiter Linie durch *f(t)* bestimmt. Muss *h* aus Gründen geringer Signalbandbreite kleiner als ½ gewählt werden, so entstehen zwangsläufig korrelierte Signalformen, deren korrekte Detektion im Empfänger immer grössere Schwierigkeiten bereitet. Das Verfahren CPM(3, ½, 2*REC*) bezeichnet man als in Anlehnung an die duobinären Leitungscodes als *Duobinary FSK*; dieses zeichnet sich durch 3 verschiedene, aber voneinander abhängige Symbole mit jeweils unterschiedlichen Momentanfrequenzen aus [3]. Da keine Übergänge zwischen den Signalformen mit den aussenliegenden Frequenzen stattfinden können, ändert sich die informationstragende Signalphase weniger abrupt, was eine Verringerung der Übertragungsbandbreite zur Folge hat. Wenn man anstelle der Rechteckfunktion (*LREC*) andere Funktionen ohne Unstetigkeiten verwendet, z.B. eine Gausskurve (*GAUSS*), wird die benötigte Signalbandbreite noch weiter reduziert; diese Modulationsart vom Typ CPM (2, ½, *GAUSS*) trägt die Bezeichnung *Gaussian MSK* (GMSK) [2]. Als *Generalized MSK* bezeichnet man CPM (2, ½, *f(t)*) mit einer beliebigen Funktion *f(t)*. Um den Bandbreite-Bedarf von CPM-Systemen zu optimieren, gibt es Vorschläge für besondere Funktionen *f(t)*. Häufig betrachtet man *f(t)* als Stoss- oder Impulsantwort eines Vormodulationsfilters. Damit werden die ansteigende und die abfallende Flanke der Grundimpulsformen verschliffen, was natürlich auch die Signalbandbreite reduziert. In [4] findet sich z.B. ein Vorschlag für ein impulsformendes Netzwerk nach dem 3. Nyquistkriterium, das im Mobilfunk Anwendung finden könnte.

Beispiel für ein 4-CPFSK-System

Das Verfahren CPM (4, ¼, 1*REC*) mit $M = 4$, $h = 1/q$, $q = 4$, $L = 1$ und *f(t)* entsprechend 1*REC* wird auch mit 4-CPFSK bezeichnet und möge hier als anschauliches Beispiel dienen (Bild 3). Die vier möglichen Eingangssymbole zu den Zeitpunkten nT_s, die Menge *Q* der zulässigen Phasen sowie die vier Signalfrequenzen sind in der Tabelle (Bild 4) zusammengestellt. Für jedes Eingangssymbol α_n im Zeitintervall $nT_s \leq t < (n+1)T_s$ resultiert ein Signalverlauf, der sich durch eine Momentanfrequenz f_i und einen bestimm-

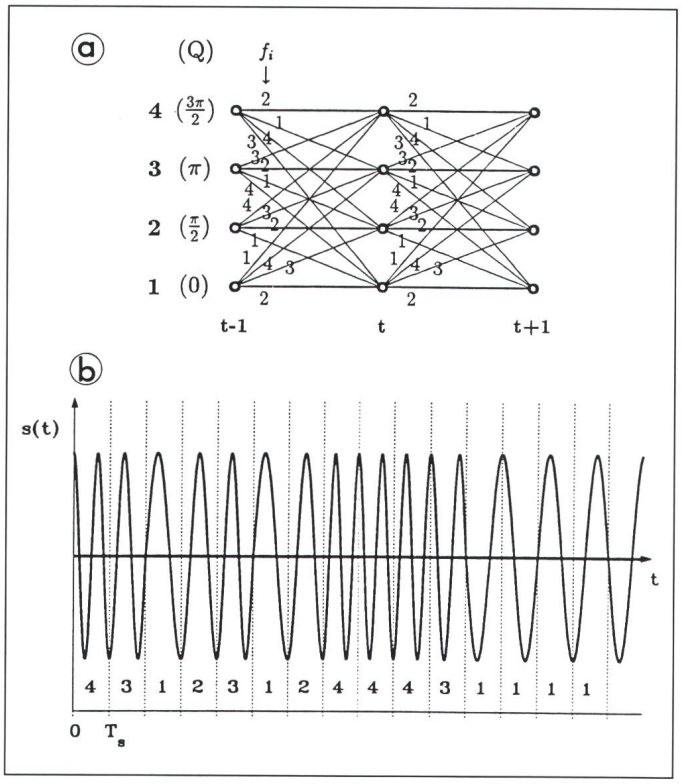


Bild 5 Beispiel für 4-CPFSK

a Trellisdiagramm
b Ausschnitt des Signalverlaufs

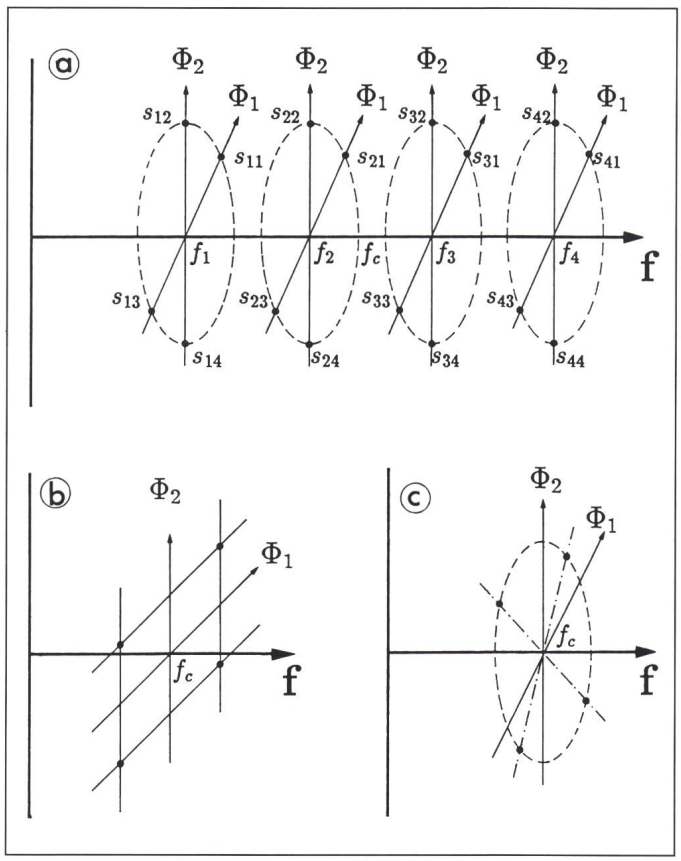


Bild 6
Frequenz- und Phasendarstellung
a. 4-CPFSK
b. QAM
c. QPSK

ten Phasenzustand $\varphi_{k,}$ i, k = 1,2,3,4 auszeichnet und damit als s_{ik} (t) charakterisiert werden kann. Ein Ausschnitt eines möglichen Signalverlaufs ist in Bild 5 dargestellt, der auch die kontinuierlichen Phasenübergänge zeigt.

In Bild 5 wird gleichzeitig das zugehörige Trellis-Diagramm angegeben, das alle zulässigen Übergänge zwischen den möglichen Phasenzuständen in den einzelnen Symbolintervallen darstellt. Im allgemeinen weist das Diagramm qM^{L-1} verschiedene Trelliszustände auf. Dies ist ein wichtiges Mass für die Komplexität eines CPM-Empfängers.

Man sieht also, dass sich bei CPM ohne Codierung der Symbolvorrat von M Symbolen am Eingang des Modulators auf qM^L Werte am Ausgang erhöht. Dies kann als eine Art von Codierung mit der sehr niedrigen Coderate $R_c = \log_2 M/\log_2(qM^L)$ aufgefasst werden. Jedoch führt diese Expansion von $qM^L/\mathrm{M} = qM^{(L-1)}$ des Symbolvorrats nicht auch zu einer Bandbreite-Expansion, da dies lediglich einen Tribut an die kontinuierlichen Phasenübergänge liefert, wie man aus Bild 6 ersehen kann. Dort werden die Momentanfrequenzen und die Phasenzustände der qM^L = 16 Basissignalformen graphisch dargestellt. Zum Vergleich wurden die entsprechenden Signalkonstellationen auch für 4wertige QAM und QPSK angegeben.

Die Leistungsdichtespektren einiger Modulationsverfahren in Bild 7 zeigen deutlich die Überlegenheit von CPM bezüglich der Bandbreite-Ausnützung.

Bandbreite-Effizienz

Stellt man sich das CPM-Signal $s(t, \underline{\alpha})$ gemäss (1) als aus einzelnen strikt zeitbegrenzten Basissignalen $s_{ik}(t\text{-}nT_s)$ zusammengesetzt vor, die zufolge der Zeitbegrenzung auf LT_s nicht frequenzbandbegrenzt sein können, so wird in der Regel auch $s(t, \underline{\alpha})$ nicht bandbegrenzt sein. Man kann diesen Umstand auch damit begründen, dass Frequenz- oder Phasenmodulation nichtlineare Modulationsverfahren darstellen, deren Signale auch bei strikt bandbegrenzten modulierenden Signalen nicht bandbegrenzt sind. Den Bandbreitebedarf B_a definiert man in solchen Fällen als die spektrale Breite beidseits der Trägerfrequenz f_c, die einen Anteil von a der gesamten Signalleistung beinhaltet, wobei a je nach Anforderungen zu 90% oder mehr festgelegt wird. Die Bestimmung von B_a erfolgt durch Lösung folgender Beziehungen:

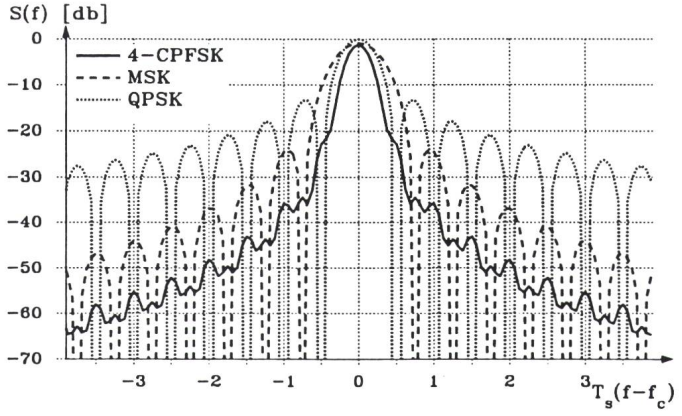
$$\frac{\int_{f_c-B_a}^{f_c+B_a} S(f)\,df}{\int_0^{+\infty} S(f)\,df} = \frac{a}{100}, \qquad (6)$$

wobei $S(f)$ das Leistungsdichtespektrum des modulierten Signals $s\ (t,\underline{\alpha})$ bedeutet. Bei grossem Signal-Geräuschleistungs-Verhältnis (Signal to Noise Ratio, SNR) kann mit einem M-wertigen Datenübertragungssystem innerhalb der Symboldauer T_s eine Information von höchstens $\log_2 M$ Bit mit genügend kleiner Fehlerwahrscheinlichkeit über einen verrauschten Kanal übertragen werden. Definiert man die Bitdauer als $T_b = T_s/\log_2 M$, so resultiert als grösstmögliche Übertragungsgeschwindigkeit $R_b = 1/T_b = \log_2 M/T_s$ [bit/s]. Ein wichtiges Mass für ein Datenübertragungssystem, das eine Bandbreite B_a für die Übertragungsgeschwindigkeit R_b benötigt, ist die Bandbreite-Effizienz G_b, definiert als

$$G_b = \frac{R_b}{2B_a} = \frac{\log_2 M/T_s}{2B_a} = \frac{1}{2B_aT_b}\ \left[\frac{\mathrm{bit/s}}{\mathrm{Hz}}\right]. \qquad (7)$$

Oft wird der Anteil der Signalleistung ausserhalb von B_a (Fractional Out of Band Power) gemäss der Bezie-

Bild 7
Leistungsdichtespektren verschiedener Verfahren



Verfahren	BPSK	QPSK	MSK	CPM(4, 1/4, 1*REC*)	CPM(4, 1/2, 1*REC*)
G_b	~0.1	0.13	0.846	1.29	0.79

Bild 8 Bandbreite-Effizienz G_b mit a = 99%

hung $10 \cdot \log(1-a/100)$ in dB angegeben. So bedeuten -10 dB die 90%-, -20 dB die 99%-, -30 dB die 99,9%-Bandbreite usw. Mit Hilfe der Bandbreite-Effizienz kann man verschiedene digitale Modulationsverfahren mit unterschiedlichen Parametern M, T_s und B_a in fairer Weise vergleichen. Diese hängt von a ab; in der Tabelle (Bild 8) finden sich Werte für verschiedene Modulationsverfahren für a = 99%. Wie man sieht, ist CPM eindeutig bandbreiteeffizienter als MPSK (M = 2 entspricht BPSK, M = 4 bezeichnet QPSK). Die angegebene Zahl für BPSK ist ungenau, da dessen Leistungsdichtespektrum nur sehr langsam abklingt und eine extrem grosse 99%-Bandbreite ergibt. Die Bandbreite-Effizienz bleibt bei CPM gegenüber QPSK auch dann besser, wenn in beiden Fällen eine Pulsformung vor der Modulation (Pre-Modulation Pulse Shaping) ausgeführt wird. Dies ist allein auf die Phasenkontinuität zurückzuführen. Bei realisierten QAM- und MPSK-Systemen müssen häufig vor der Übertragung bandbegrenzende Sendefilter eingesetzt werden (Post-Modulation Filtering), um Nachbarkanalstörungen zu reduzieren; damit wird selbstverständlich auch die Bandbreiteeffizienz verbessert.

Die Leistungseffizienz

Bei der Analyse des Verhaltens von Datenübertragungssystemen geht man üblicherweise davon aus, dass die Datensignale im Übertragungskanal durch additives weisses gaussches Rauschen (Additive White Gaussian Noise, AWGN) mit einem einseitigen, konstanten Rauschleistungsdichtespektrum von N_0 [W/Hz] gestört werden. Bei relativ grossem SNR/Bit = E_b/N_0 mit $E_b = E_s/\log_2 M$ lässt sich mit einem optimalen Empfänger vom Typ MLSE eine obere Grenze der Symbol-Fehlerwahrscheinlichkeit P_e wie folgt angeben [2]:

$$P_e \leq c \cdot Q(\sqrt{d^2_{min} \frac{E_b}{N_0}}), \qquad (8)$$

mit der Systemkonstante c und der gaussschen Fehlerfunktion

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-y^2/2} dy. \qquad (9)$$

Die minimale, normierte quadratische euklidische Distanz wird definiert als:

$$d^2_{min} = \min_{\underline{\alpha} \neq \underline{\beta}} \frac{1}{2E_b} \int_0^{NT_s} [s(t, \underline{\alpha}) - s(t, \underline{\beta})]^2 dt, \qquad (10)$$

wobei die Minimisierung über alle möglichen verschiedenen Symbolfolgen $\underline{\alpha}$ und $\underline{\beta}$ erfolgt und das Beobachtungsintervall NT_s dauert. Wird N genügend gross gewählt, so nähert sich diese Distanz einem Grenzwert, der sogenannten «freien» euklidischen Distanz (Normalized Square Free Euclidean Distance, NSFED). Für CPFSK und $h = i/q \leq 1/2$ hat diese die sehr einfache Form [6]:

$$\text{NSFED} = 2 \cdot \log_2 M [1 - \frac{\sin(2\pi h)}{2\pi h}]. \qquad (11)$$

In diesem Bereich von h arbeiten auch die meisten praktischen Modulationssysteme. Die freie euklidische Distanz gemäss (11) hat den Wert 2 für MSK und 1,454 für CPM (4, 1/4, 1 *REC*). Zum Vergleich: Für BPSK gilt ebenfalls NSFED=2. Für eine bestimmte geforderte Zuverlässigkeit (beispielsweise $P_e = 10^{-5}$) und ein gegebenes SNR/Bit spezifiziert also die freie euklidische Distanz gemäss (8) indirekt die Leistungseffizienz eines Kommunikationssystems: Eine Erhöhung von d^2_{min} entspricht bei gleichbleibender Fehlerwahrscheinlichkeit P_e einer Reduktion von E_b um den gleichen Betrag in dB. Die Leistungseffizienz in bezug auf MSK wird folgendermassen in dB angegeben:

$$G_d = 10 \cdot \log(\text{NSFED}/2). \qquad (12)$$

Somit ist G_d ein Mass für die Energieersparnis pro Bit gegenüber MSK. Da diese Leistungseffizienz die benötigte Bandbreite B_a bzw. die Bandbreiteeffizienz G_b eines Modulationsverfahrens nicht mitberücksichtigt, ist der Vergleich mit G_d allein nicht so aussagekräftig. Nur die gemeinsame Betrachtung von G_d und G_b erlaubt eine integrale Aussage über das Verhalten eines Kommunikationssystems.

Die Zerlegung von CPM

Ein Faltungscode wird durch die Coderate $R_c = k_0/n_0$, die Constraint-Länge v und die n_0 Generatoren g_j, j = 1, 2, ..., n_0, bestimmt. Die Grösse v entspricht dem Gedächtnis des Codes. Normalerweise wird dieses eingesetzt, um fehlerhafte Symbole im Empfänger zu detektieren bzw. zu korrigieren. Es kann aber auch eingesetzt werden, um den Bandbreitebedarf eines Modulationsverfahrens zu verringern. In [5] wird genau zu diesem Zweck CPM analysiert. Die Fähigkeit von CPM, aus einer grossen Menge möglicher Basissignalformen eine phasenangepasste zu wählen, um Phasensprünge zwischen den Symbolintervallen zu vermeiden und damit den Bandbreitebedarf zu verringern, deutet auf die Anwendung des Gedächtnisses in dieser Richtung hin. Nach [5] kann ein CPM-System sendeseitig in zwei Funktionsblöcke zerlegt werden: in eine gedächtnisbehaftete Codierungseinrichtung zur Sicherstellung von kontinuierlichen Phasenübergängen (Continuous Phase Encoder, CPE) und in einen gedächtnislosen Modulator (Memoryless Modulator, MM). Der CPE erzeugt einen Faltungscode mit dem Gedächtnis $L = v$, d.h., die Constraint-Länge des Codes ist genau gleich der Dauer des verwendeten Grundimpulses $f(t)$. Der Funktionsblock MM erzeugt je nach momentanem Eingangssymbol eine bestimmte Signalform, ohne sich um Phasenanschluss kümmern zu müssen. Die Kaskadierung des gedächtnislosen Modulators MM, des analogen Übertragungskanals und eines gedächtnislosen Demodulators im Empfänger lässt sich nun als neuer diskreter Kanal auffassen. Dafür kann man die grösstmögliche, praktisch erreichbare Übertragungsgeschwindigkeit, die sogenannte *Cut-Off Rate* R_0, bestimmen. Der CPE kann nun weiter mit einem vorgeschalteten Kanalcodierer kombiniert werden. Dieser stellt dann die übergeordnete Systemcodierung dar. Die Charakteristik des analogen Übertragungskanals kann damit durch eine geeignete Wahl von MM zu einem günstigeren diskreten Kanal umgestaltet werden. Nach [5] ist der Zweck jedes Modulationssystems darauf ausgerichtet, einen möglichst «guten» diskreten Kanal, vom Eingang des gedächtnislosen Modulators bis zum Ausgang des gedächtnislosen Demodulators zu kreieren; der Zweck einer Systemcodierung hingegen besteht

darin, die informationstragenden Symbole möglichst zuverlässig über diesen diskreten Kanal mit der höchstmöglichen Übertragungsgeschwindigkeit zu übertragen. Diese Überlegungen manifestieren sich in einer möglichst grossen Leistungs- und Bandbreite-Effizienz G_d und G_b. In [6] wird gezeigt, dass es stets möglich ist, ein CPM-System in einen linearen, zeitinvarianten CPE mit dem Gedächtnis L und einen gedächtnislosen Modulator MM zu zerlegen. Dies ist sehr wichtig für eine gute Leistungs-Effizienz: Ein linearer, zeitinvarianter CPE kann nämlich nahtlos mit einem anderen Kanalcodierer integriert werden.

Die Integration der Kanalcodierung

In Anlehnung an die Trellis-Code-Modulation (TCM) wird in den letzten Jahren weltweit intensiv versucht, Trellis-Codes auch mit CPM zu kombinieren, um deren Leistungsfähigkeit zu erhöhen. Darauf beruht die codierte CPM (CCPM). Leider wird häufig der entscheidende Schritt, nämlich die Zerlegung in die Funktionsblöcke CPE und MM, nicht getan. Man übersieht hier den wichtigen Unterschied zwischen CPM und den meisten anderen digitalen Modulationsverfahren wie QAM, MPSK, MFSK, MASK: Diese sind gedächtnislos, während CPM ein inhärentes Gedächtnis besitzt. Wenn darum CPM mit Trellis-Codierung kombiniert wird, ohne zuvor die erwähnte Zerlegung ausgeführt zu haben, ist es nicht möglich, an die theoretisch erreichbare Grenze heranzukommen.

Ein anderer Unterschied ergibt sich bei der Verdoppelung des Symbolvorrats. Bei QAM oder MPSK besteht kein direkter Zusammenhang zwischen Bandbreite und der Anzahl M. Bei CPM hingegen wächst die benötigte Bandbreite bei Zunahme von M. Gegenüber QAM besitzt CPM zwar einen Freiheitsgrad mehr, bedingt durch die Wahlmöglichkeit des Modulationsindexes h. Durch Verkleinerung von h nimmt auch die Bandbreite ab, die freie euklidische Distanz *NSFED* jedoch ebenfalls. Obwohl der Bandbreitebedarf bei einer Wahl von $h = 1/M$ nahezu konstant bleibt, handelt man sich dafür einen sehr komplexen Empfänger ein.

Ein weiterer Unterschied zwischen QAM und CPM ist die Möglichkeit einer systematischen Unterteilung des vergrösserten Signalraums bei QAM,

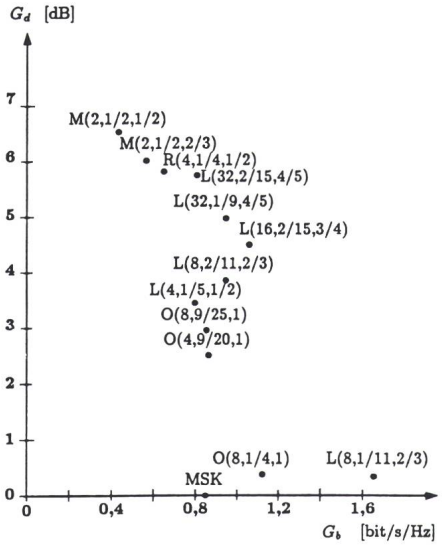


Bild 9 Leistungs- und Bandbreite-Effizienz G_d und G_b bei verschiedenen Verfahren $X(M,h,R_c)$ mit $a = 99\%$

G_d Leistungseffizienz relativ zu MSK
G_b Bandbreiteeffizienz

des sog. *Set Partitioning*. Da CPM nur einen eindimensionalen Signalraum, nämlich die Frequenzachse besitzt, sind allfälligen Variationen bezüglich einer Unterteilung wesentlich engere Grenzen gesteckt als bei der zweidimensionalen QAM bzw. bei den TCM. Trotzdem gibt es weiterhin grosse Fortschritte bei der Kombination von Codierung und Modulation. Die Suche nach guten Trellis-Codes geschieht bisher durch sehr zeitraubenden *Exhaustive Search* [7]. In [8] werden Regeln aufgestellt, mit deren Hilfe gute Trellis-Codes nach Gesichtspunkten wie Regularität, Symmetrie und gleicher Häufigkeit der Ausgangssymbole gezielt und schnell aufgefunden werden können. In [9] wird ähnlich wie in [6] zuerst eine Zerlegung von CPM in Funktionsblöcke CPE und MM durchgeführt und dann der erhaltene CPE optimal an einem Trellis-Coder angepasst. Mit einem Trellis-Code der Coderate $R_c = 1/2$ und 64 Zuständen wird $NSFED = 9$ erreicht. Gegenüber MSK bedeutet dies einen Codierungsgewinn G_d von 6,53 dB. Hier wird allerdings nach der Codierung weiterhin mit Binärsignalen gearbeitet. Damit reduziert sich die Bandbreiteeffizienz G_b auf die Hälfte von MSK, nämlich auf 0,423 bei $a = 99\%$. Würde ein Code mit grösserer Coderate $R_c = 2/3$ mit 32 Zuständen eingesetzt, würde sich G_b auf 0,564 erhöhen und daraus eine Leistungseffizienz G_d von 6,02 dB resultieren. In [6] findet sich die Beschreibung eines Codes mit $R_c = 1/2$, der ein G_d von 5,82 dB ergibt. Dabei werden ein Modulationsindex $h = 1/4$ und 4wertige CPFSK eingesetzt, um G_b auf 0,648 anzuheben.

Es ist bekannt, dass MSK eine Fehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-5} bei $E_b/N_0 = 9{,}6$ dB ergibt, und CPM (4, 1/4, 1 REC) bei einer Cutoff-Rate von $R_0 = 1$ [Bit/Symbol] ein $E_b/N_0 = 2{,}6$ dB verlangt [2;6]. Mit anderen Worten heisst dies: Durch eine Verdopplung des Symbolvorrats (von M gleich 2 auf 4) und mit Hilfe einer optimalen Codierung kann man einen maximalen Gewinn von 9,6 - 2,6 = 7 dB erzielen. Es bedarf jedoch noch weiterer Anstrengungen, um diesen Grenzwert bei fast gleicher Übertragungsgeschwindigkeit zu erreichen.

Ein Überblick über einige bekannte Charakteristika von CCPM in den Koordinaten (G_b, G_d) wird in Bild 9 gegeben. Die verschiedenen Verfahren werden mit $X(M,h,Rc)$ gekennzeichnet, wobei für X entweder die Initiale des Namens des Entdeckers - L für Lindell [7], M für Morales-Moreno [9] und R für Rimoldi [6] - oder O für «ohne Codierung» steht. Als Vergleichsbasis dient MSK mit den Koordinaten (0,846; 0). Modulationsverfahren mit $G_b > 0{,}846$ und $G_d > 0$ dB sind also bandbreite- und leistungseffizienter als MSK. Diese befinden sich in der rechten oberen Ecke. Ohne Codierung ($R_c = 1$), aber mit einer Vergrösserung des Signalvorrats M auf 8 und der Verkleinerung des Modulationsindex h auf 9/25 erreicht man einen Punkt (0,85; 2,96). Dies bedeutet gleiche Fehlerwahrscheinlichekit wie für MSK bei fast gleicher G_b, aber einer Ersparnis von 2,96 dB an Signalenergie! Dies ist die einfachste Form des Austausches zwischen System-Komplexität und -Verhalten. Ist eine höhere Übertragungsgeschwindigkeit erwünscht, so kann man beispielsweise zu 8wertiger CPFSK mit $h = 1/11$ und $R_c = 2/3$ wechseln. Das Resultat ist der Punkt (1,65; 0,34) und damit fast eine Verdopplung von G_b.

Verschiedene Empfänger für CPM

Das Empfangssignal ist zufolge der Eigenschaften des Übertragungskanals verzerrt und gestört. Die Aufgabe eines Empfängers ist die Detektion des Signals und die Entscheidung über das gesendete Symbol.

Grundsätzlich unterscheidet man drei Arten von Detektoren: den kohärenten, den differentiell-kohärenten und den nicht-kohärenten Limiter-Diskriminator-Detektor. Wenn die mit

der Notwendigkeit einer Trägerphasen-Rückgewinnung verbundene Komplexität gerechtfertigt werden kann, ist die kohärente Detektion vorzuziehen, da sie die höchste Zuverlässigkeit bietet. Dabei werden im allgemeinen qM^L signalangepasste Filter (Matched Filter, MF) oder eine gleiche Anzahl Korrelatoren eingesetzt. In zeitvarianten Kanälen mit Fading, wo die Fehler bündelförmig auftreten, oder bei gewissen Kommunikationssystemen wie z.B. Bandspreizsystemen mit *Frequency Hopping* ist die Trägerrückgewinnung äusserst schwierig. Dann würde die nichtkohärente Detektion eine praktische Lösung bieten. Es werden hierbei Enveloppendetektoren in einem Inphasen- und Quadratur-Zweig eingesetzt. Die differentiell-kohärente Detektion stellt einen Kompromiss dar: Sie arbeitet anstatt mit einem lokal erzeugten und entsprechend synchronisierten Referenzsignal mit einer aus dem Empfangssignal abgeleiteten, um N Symbolintervalle verzögerten Referenz. Meist ist aber zunächst eine Egalisierung zur Reduktion des Symbolübersprechens erforderlich. Ist die Verzögerung $N > 1$ und zugleich eine ungerade ganze Zahl, wird die Schätzung über die gesendete Symbolfolge sehr zuverlässig [10].

Beim Entscheidungsprozess, d.h. bei der Schätzung des tatsächlich gesendeten Symbols oder der Symbolfolge, gibt es normalerweise zwei Verfahren: MLSE und die Einzelsymbolschätzung (Symbol-By-Symbol-Estimation, SBSE). Die bekannteste und effizienteste Realisation von MLSE ist der *Viterbi-Algorithmus* (VA), der eine optimale Such-Strategie wie bei der dynamischen Programmierung verwendet. Die SBSE für CPM lässt sich verbessern, wenn eine Entscheidung erst nach der Beobachtung von N detektierten Symbolen getroffen wird [11]. Hier liefert nach wie vor die Verwendung des VA, der sonst bei der Decodierung von Trellis-Codes eingesetzt wird, im Durchschnitt bessere Resultate. Nach [5] ist dies kein Zufall: Der CPE, ein Funktionsblock bei CPM, kann ja zu einem Trellis-Coder umgewandelt werden. Alle Techniken, die den VA vereinfachen oder beschleunigen, können auch bei der Verarbeitung von CPM-Signalen eingesetzt werden. Bekannt sind z.B. der *Reduced State Algorithm,* der die Zustände zuerst in «Disjoint Superstates» einteilt und nur einen «Survivor» pro Superstate wählt [12]. Auch der *Partial Search Algorithm,* der nach jedem Detektionsintervall nur jeweils die B günstigsten «Survivors» zulässt, ist eine effiziente, suboptimale Lösung [13]. Für Kanäle mit Fading wird die Struktur eines kohärenten Empfängers für CPM vorgeschlagen, die zuerst eine Entkopplung der Datensymbole von den Signalformen mit Hilfe einer Vektor-Transformation durchführt [14]. Unter den Bedingungen, dass die Impulsantwort des Kanals bekannt ist und die Trägerphasen-Rückgewinnung sowie die Symbol-Synchronisierung perfekt funktionieren, kommt die Fehlerwahrscheinlichkeit sehr nahe an die theoretische Grenze heran. Allerdings wächst der Aufwand exponentiell mit dem Gedächtnis L_c des Kanals (d.h., die Komplexität des VA wird qM^{L+L_c}).

Neue Entwicklungstendenzen

Im folgenden werden einige interessante Erkenntnisse zusammengestellt, die erahnen lassen, wie rasant die Entwicklung im Moment läuft.

CPM-Empfänger, ausgerüstet mit MLSE, werden in der Literatur auch nichtlineare Empfänger genannt. Sie weisen meistens eine sehr hohe Komplexität auf und werden nur bei hohen Anforderungen eingesetzt. Hingegen bezeichnet man die Empfänger bestehend aus Quadratur-Demodulator, Post-Detektor Filter (PDF) und einfacher Entscheidungslogik als linear. Die Linearität stützt sich auf die Zerlegung der «Generalized»-MSK-Signale in Inphasen- und Quadraturkomponenten mit rein reellen Amplituden. Lineare Empfänger sind viel einfacher zu realisieren und werden auch als *MSK-Type Receiver* bezeichnet. Trotzdem funktionieren sie beinahe so gut wie die nichtlinearen Empfänger, wenn eine perfekte Träger-Rückgewinnung und Takt-Synchronisation gewährleistet ist. Die Bestimmung des PDF für die verallgemeinerten MSK-Signale geschieht numerisch und ist sehr rechenintensiv. In [15] scheint es zum erstenmal gelungen zu sein, eine einfache, geschlossene Formel für ein PDF zu finden. Eine weitere Frage bleibt noch abzuklären: Wie verhalten sich diese einfachen Empfänger, falls man die Träger- und Taktphase abschätzen muss?

Um die Bandbreite-Effizienz G_b noch weiter zu erhöhen, könnte CPM mit ASK kombiniert werden. Der Preis, der dabei bezahlt werden muss, ist eine noch höhere Komplexität und eine reduzierte Leistungs-Effizienz G_d. In [16] wird die Superposition von zwei CPM-Systemen mit verschiedenen Amplituden studiert, die sogenannte *Multi-Amplitude CPM* (MACPM), die die Auswirkungen von nichtlinearen Verstärkern besser ertragen kann. Ferner wurde gefunden, dass das CPM-System mit höherer Amplitude auf G_b einen grösseren Einfluss hatte, aber auf G_d dasjenige CPM-System mit der kleineren Amplitude. In [17] wird die codierte MACPM mit nichtkohärenter Detektion untersucht, da mit Trellis-Codierung die wegen der mehrwertigen Amplitude verkleinerte euklidische Distanz wieder vergrössert werden kann. Eine funktionstüchtige Sendestruktur wird vorgeschlagen. Wie man den äusserst aufwendigen Empfänger vereinfacht und wie die Zuverlässigkeit des Systems aussieht, müssen erst zukünftige Untersuchungen zeigen.

In [18] wird ein verallgemeinertes MSK-Verfahren geschildert, das gleichzeitig zwei binäre Datenfolgen mit verschiedenen Bitraten übertragen kann. Eine Demodulation der dualen Signalformen und *Phase Tracking* sind mit Hilfe von VA gleichzeitig möglich. Dabei bleiben die Vorteile von CPM erhalten: konstante Signalamplitude und schmale Bandbreite. Gegenüber normaler MSK erhöht sich die Fehlerwahrscheinlichkeit nur geringfügig. In [18] findet man auch den Vorschlag für ein *Pseudorandom Sequence Spread Spectrum* - System mit MSK, bei dem eine zusätzliche Phasendrehung pro Chip eingeführt wird. Selbstverständlich ist damit auch ein *Code Division Multiple Access* (CDMA) mit verschiedenen, fast orthogonalen Spreizcodes möglich. Man kann sich gut vorstellen, dass hier ein M-wertiges CCPM eingesetzt werden kann, um ähnliche Eigenschaften mit erhöhter Leistungs- und Bandbreite-Effizienz zu erhalten.

In [19] wird das Set Partitioning von CPFSK mit vier Signalfrequenzen untersucht. Mit einem nichtkohärenten Detektor liefert überraschenderweise das Verfahren mit asymmetrischen Frequenzabständen eine kleinere Fehlerwahrscheinlichkeit als das mit der symmetrischen Signalkonstellation. Mit einem Trellis-Code der Rate $\frac{1}{2}$ erreicht 4-CPFSK eine Bandbreite-Effizienz von $G_b = 0{,}885$ bei a = 99%, die gleiche, wie sie sich bei symmetrischen Frequenzabständen mit $h = \frac{1}{6}$ ergeben würde. Verglichen mit Standard-MSK mit nichtkohärenter Detektion und P_e

= 10^{-5}, stellt man eine SNR-Reduktion von 0,55 dB fest. Die Erweiterung der asymmetrischen Signalkonstellation auf andere M-wertige CPM lässt noch weitere beachtliche Resultate erwarten.

Das grosse Problem der Symbolsynchronisation scheint durch das Verfahren der *Cumulative Maximum-Likelihood Synchronization* elegant gelöst zu sein, wobei eine MLSE ohne gleichzeitige Symbolsynchronisation erzielt wird [20]. Ein ähnliches Verfahren wenden auch die Autoren von [21] an. Damit existieren alle wichtigen Elemente von CCPM für die Verwendung in praktischen Kommunikationssystemen.

Schlussbemerkungen

Wie man sieht, stellt CPM ein sehr bandbreiteeffizientes digitales Modulationsverfahren dar. Wird zusätzlich Codierung eingesetzt, so liefert CCPM auch noch eine hohe Leistungseffizienz. Dies ist ein Paradebeispiel dafür, wie man durch erhöhte Systemkomplexität (d.h. in diesem Fall die Kombination von Codierung und Modulation) scheinbar Unmögliches möglich macht, nämlich sowohl ein grosses G_b als auch ein grosses G_d bei gleichbleibender Zuverlässigekit P_e zu erreichen. Diese neue Möglichkeit, auch in Zukunft eine zuverlässige Kommunikation bei immer kleineren Kanalabständen und ständig zunehmender Anzahl von Störquellen durch *Technologie* (d.h. in erster Linie Mikroelektronik, durch die die hohe Komplexität bei vernünftigen Dimensionen erst möglich wird) zu gewährleisten, muss gut genützt werden.

Nachteilig ist, dass das inhärente Gedächtnis des CPM-Systems dessen Analyse erschwert. Wenn man jedoch den Aufwand nicht scheut und die Zerlegung in die Funktionsblöcke CPE und MM durchführt, schlägt der scheinbare Nachteil zum Vorteil um. Das Gedächtnis sorgt für die typische Phasenkontinuität und die kompakte spektrale Ausdehnung. Die von TCM her bekannten Konzepte, wie die Verdopplung der Signalpunkte, die Verwendung der Euklid- anstelle der Hamming-Distanz, das Set-Partitioning der Signalkonstellation usw. können auch auf CPM angewendet werden. Die neue Methode, das einstufige Set-Partitioning auf mehrstufiges auszubauen, kann man auch bei CCPM einführen. Das sogenannte *Multi-level Coding and Multistage Decoding* erlaubt die Signalkonstellation flexibler zu gestalten, die Redundanz besser auf verschiedene Stufen aufzuteilen und eine einfachere, suboptimale Decodierung anzuwenden [22]. Das Auffinden effizienter Trellis-Codes im Hinblick auf einen Übergang von bisher ein- zu mehrdimensionaler Codierung scheint im Hinblick auf MACPM vielversprechend zu sein.

In [23] wird ein *Pragmatical Trellis-Code* der Constraint-Länge $v = 7$ und der Coderate $R_c = 1/2$ für TCM vorgeschlagen, der ein Standardcode für alle codierten digitalen Kommunikationsmittel der Zukunft sein soll. Mit diesem Code werden sich nicht nur binäre Daten gegen Kanalstörungen schützen, sondern auch diverse Coderaten für TCM mit unterschiedlichen Werten von M realisieren lassen. So kann man beispielsweise $R_c = 2/3, 3/4, 4/5$ usw. durch Hinzufügen uncodierter Binärsymbole erreichen. Die Suche nach einem ähnlich universellen Code für CCPM ist im Gange. Auf einen kleinen Unterschied zwischen TCM und CCPM nach einer Verdopplung der Signalpunkte durch Codierung sei noch speziell hingewiesen: Bei jener bleibt die Bandbreite unverändert, bei dieser hingegen verdoppelt sie sich, wenn der Modulationsindex h konstant gehalten wird. Hier bietet CCPM als zusätzlichen Freiheitsgrad eine Variation von h; damit kann die sonst auf das Doppelte expandierte Bandbreite auf weniger als die Hälfte auf Kosten der Leistungseffizienz reduziert werden. Für die drahtlose Datenübertragung hat CCPM einen entscheidenden Vorteil gegenüber TCM, wenn man vom Spezialfall der MACPM absieht, nämlich die konstante Signalamplitude. Diese macht CCPM für Anwendungen mit nichtlinearen Kanälen speziell interessant und ist auch einer der Gründe für die weltweite Forschungstätigkeit bezüglich eines Einsatzes von CCPM bzw. CPM für Satelliten- und Mobilfunk-Kommunikationssysteme. Über CCPM kann man generell sagen, dass die Technik heute noch nicht so ausgereift ist wie bei TCM und noch viel Forschungs- und Entwicklungsaufwand zu leisten ist.

Literatur

[1] *G. Ungerboeck:* Trellis-coded modulation with redundant signal sets. Part I: Introduction. Part II: State of the art. IEEE Communications Magazine 25(1987)2, p. 5 ... 21.

[2] *J. B. Anderson, T. Aulin* and *C. E. Sundberg:* Digital phase modulation. New York, Plenum Press, 1986.

[3] *J. G. Proakis:* Digital Communications. New York a. o., McGraw-Hill, 1983.

[4] *B. Sayar* and *S. Pasupathy:* Nyquist 3 pulse shaping in continuous phase modulation. IEEE Trans. Communications COM-35 (1987)1, p. 57 ... 67.

[5] *J. L. Massey:* The how and why of channel coding. International Zurich Seminar on Digital Communications 1984.

[6] *B. E. Rimoldi:* Continuous-phase modulation and coding for bandwidth and energy efficiency. Dissertation Nr. 8629 of the Swiss Federal Institute of Technology, Zurich, 1988.

[7] *G. Lindell:* On coded continuous phase modulation. Dissertation of the University of Lund/Sweden, 1985.

[8] *P. K. M. Ho* and *P. J. McLane:* Spectrum, distance and receiver complexity of encoded continuous phase modulation. IEEE Trans. Information Theory IT-34(1988)5/I, p. 1021 ... 1032.

[9] *F. Morales-Moreno* and *S. Pasupathy:* Structure, optimization and realization of FFSK trellis codes. IEEE Trans. Information Theory IT-34(1988)4, p. 730 ... 751.

[10] *G. K. Kaleh:* A differentially coherent receiver for minimum shift keying signal. IEEE J. Selected Areas in Communications 7(1989) 1, p. 99 ... 106.

[11] *W. Harrold:* A new approximation to the symbol error probability for coded modulation schemes with maximum likelihood sequence detection. IEEE Trans. Communications COM 37(1989)4, p. 340 ... 352.

[12] *M. V. Eyuboğlu* and *S. U. H. Qureshi:* Reduced-state sequence estimation with set partitioning and decision feedback. IEEE Trans. Communications COM 36(1988)1, p. 13 ... 20.

[13] *T. Andersson* and *A. Svensson:* Noncoherent detection of convolutionally encoded continuous phase modulation. IEEE International Conference on Communications (ICC'89), Boston, June 11 ... 14, 1989, p. 1373 ... 1377.

[14] *D. Dzung:* Receivers for CPM signals in frequency-selective multipath channels. Eurocon 88. 3th European Conference on Electrotechnics: Conference Proceedings on Area Communication, Stockholm/Sweden, June 13 ... 17, 1988; p. 102 ... 105.

[15] *M. Luise* and *U. Mengali:* OQPSK-based approximation to generalized MSK. IEEE International Conference on Communications (ICC'89), Boston; June 11 ... 14, 1989, p. 1648 ... 1652.

[16] *G. Kandus, D. Lazic* and *V. Senk:* Transmitter and receiver structures for multiamplitude CPM. MELECON '89. Mediterranean Electrotechnical Conference, Lisboa, 11 ... 13 April, 1989; p. 433 ... 435.

[17] *D. Makrakis* and *P. Mathiopoulos:* Noncoherent multilevel trellis-coded continuous phase modulation. IEEE International Conference on Communications (ICC'89), Boston, June 11 ... 14, 1989; p. 792 ... 797.

[18] *R. Sadr* and *J. K. Omura:* Generalized minimum shift-keying modulation techniques. IEEE Trans. Communications 36(1988)1, p. 32 ... 40.

[19] *R. Bozovic, D. L. Schilling* and *A. Ishak:* Noncoherent detection of trellis-coded continuous phase multilevel FM. IEEE International Conference on Communications (ICC'87), Seattle, June 7 ... 10, 1987, vol. 2, p. 721 ... 725.

[20] *A. Gubser:* Cumulative maximum-likelihood synchronization in digital communications, dissertation, Swiss Federal Institute of Technology, Zurich, 1989.

[21] *G. Ascheid, M. Oerder, J. Stahl, H. Meyr:* An all digital receiver architecture for bandwidth efficient transmission at high data rates, IEEE Trans. Com 37(1989)8, p. 804 ... 813.

[22] *A. R. Calderbank:* Multilevel codes and multistage decoding; IEEE Trans. Com 37(1989) 3, p. 222 ... 237.

[23] *A. J. Viterbi, J. K. Wolf, E. Zehavi, R. Padovani:* A pragmatic approach to trellis-coded modulation, IEEE Com 27(1989)7, p. 11 ... 19.