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: 83 (1992)

Heft: 1

Artikel: Bandbreiteneffiziente Modulationsarten : Überblick und neue Resultate

Autor: Ramseier, Stefan

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-902773

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: 14.08.2025

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

Bandbreiteneffiziente Modulationsarten

Überblick und neue Resultate

Stefan Ramseier

Bandbreiteneffizienz ist auch heute noch gefragt, besonders wenn es darum geht, digitale Daten möglichst effizient über einen bandbegrenzten Kanal zu übertragen, wie er unter anderem im Mobilfunk und im Satellitenfunk gegeben ist. Dieser Artikel beschreibt ein neues Übertragungssystem und zeigt seine Vorteile gegenüber herkömmlichen Verfahren auf.

L'usage efficace de largeur de bande est encore d'actualité, spécialement, lorsqu'il s'agit de transmettre le plus rapidement des données numériques à travers d'un canal limité en bande passante, comme dans les communications mobiles et par satellite notamment. Cet article décrit un nouveau système de transmission et met en évidence ses avantages par rapport aux procédés conventionnels.

Adresse des Autors
Stefan Ramseier, Dr. sc. techn., Ascom Tech AG, Segelhof, 5405 Baden.

Für die meisten drahtlosen Kommunikationsverfahren steht nur eine limitierte Bandbreite zur Verfügung. Solche bandbegrenzten Kanäle sind zum Beispiel im Mobilfunk (Polizei, Feuerwehr, Taxi, Mobiltelefon) und im Satellitenfunk zu finden. Weil die Daten trotz der begrenzten Bandbreite möglichst rasch und zuverlässig übertragen werden sollen, besteht ein grosses Interesse an bandbreiteneffizienten Modulationsarten. So wurden denn auch in der Vergangenheit viele Verfahren vorgestellt, mit denen die Bandbreite des zu übertragenden Signals reduziert werden kann.

Ausgangspunkt unserer Betrachtungen ist die binäre Phasenmodulation (BPSK), bei der pro Symbol ein Bit übertragen wird, entweder als $+1$ oder als -1. Die Bandbreiteneffizienz dieses Systems kann verdoppelt werden, wenn statt zweiwertige vierwertige Symbole verwendet werden, wie dies bei der vierwertigen Phasenmodulation (QPSK) der Fall ist. Die Bitfehlerrate dieser beiden Modulationsarten ist identisch, das heisst die Erhöhung der Datenrate wird nicht auf Kosten der Fehlerrate erreicht, sondern sie wird mit einer erhöhten Systemkomplexität erkauft. Falls zu noch höherwertigen Modulationsarten übergegangen wird, wie zum Beispiel zur höherwertigen Quadraturamplitudenmodulation, kann die Bandbreiteneffizienz weiter erhöht werden. Dies muss aber mit einer höheren Fehlerrate bezahlt werden, das heisst die Senderleistung muss erhöht werden, um dieselbe Übertragungsqualität zu erreichen wie bei QPSK.

Eine weitere Methode ist die Reduktion der Bandbreite mit Hilfe von Codierung. Man kann dabei zwischen Modulationsarten mit einer konstanten und solchen mit einer variablen Enveloppe unterscheiden. Verfahren mit einer konstanten Enveloppe haben den Vorteil, dass der Leistungsverstärker im Sättigungsbereich betrieben werden kann, während Modulationsarten mit einer variablen Enveloppe einen aufwendigen linearen Endverstärker benötigen. Dieser Nachteil wird aber im allgemeinen durch eine höhere Bandbreiteneffizienz wettgemacht.

Unter den codierten Modulationsarten mit konstanter Enveloppe erwies sich die kontinuierliche Phasenmodulation (CPM) als sehr wirksam [1]. CPM erlaubt gegenüber Verfahren mit Phasensprüngen die Bandbreite praktisch ohne Beeinflussung der Fehlerrate zu reduzieren. Ein anderer Ansatz ist die trelliscodierte Modulation (TCM), welche die Fehlerrate ohne Beeinflussung der Bandbreite verkleinert [2; 3]. Eine weitere Methode besteht darin, nicht nur das gerade zu übertragende Symbol auszusenden, sondern eine Kombination dieses und einiger vorhergehender Symbole. Dieses Verfahren führt zu Partial Response Systemen (PRS), die von Lender [4] eingeführt und von Kretzmer [5], Kabal und Pasupathy [6] verallgemeinert wurden. Einige dieser Modulationsarten sind auch unter dem Namen Leitungscodes bekannt.

In unserer Arbeit verwenden wir Codierung zur Reduktion der Bandbreite, wobei eine Kombination von trelliscodierter Modulation (TCM) und von Partial Response Systemen (PRS) angestrebt wird. Die resultierenden Modulationsarten ähneln TCM, mit dem Unterschied, dass unser Sender im Gegensatz zu den klassischen Trelliscodes nicht bezüglich Leistungseffizienz, sondern bezüglich Bandbreiteneffizienz optimiert wird. Dies heisst, dass wir mit der Codierung nicht die Fehlerrate, sondern die

Bandbreite verkleinern. Da unsere Modulation explizit eine Korrelation zwischen den Eingangssymbolen einführt, nennen wir sie korrelative trelliscodierte Modulation (C-TCM).

Der vorliegende Artikel ist wie folgt gegliedert: Im zweiten Abschnitt wird das Blockschema des Senders erläutert, das resultierende Leistungsdichtespektrum des Ausgangssignals berechnet, und es werden die Kriterien vorgestellt, nach denen der Sender optimiert wird. Der dritte Abschnitt beschreibt die Optimierung des Mappers und des Pulsformungsfilters und zeigt die Reduktion der Bandbreite auf. Im vierten Abschnitt wird die Leistungseffizienz untersucht, und zum Schluss wird das neue Modulationsverfahren mit herkömmlichen Systemen verglichen.

Blockschema, Leistungsdichtespektrum und Optimierungskriterium

In diesem Abschnitt wird das Blockschema des Senders vorgestellt und das Leistungsdichtespektrum des Ausgangssignals berechnet. Dann wird das Kriterium angegeben, nach dem der Sender optimiert wird.

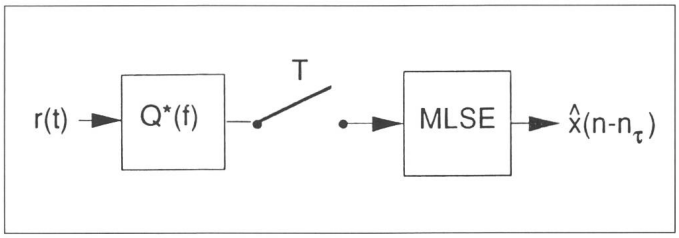
Wie bereits in der Einführung erwähnt, besteht die Hauptidee dieser Arbeit darin, das Spektrum des Ausgangssignals durch Codierung gezielt zu beeinflussen. Dazu wird im Sender eine Korrelation der Daten eingeführt, was im allgemeinen Fall mit einem endlichen Automaten (Finite State Machine, FSM) erreicht wird. Wir betrachten einen einfachen Fall, bei dem die FSM aus einem nicht rückgekoppelten Schieberegister besteht. Wie aus dem Blockschema von Bild 1 hervorgeht, besteht der Sender aus einem L-stufigen Schieberegister, einem Mapper und einem Pulsformungsfilter.

Wir nehmen an, dass im zeitlichen Abstand T unabhängige und gleichverteilte M-wertige Symbole $x(n)$ zu übertragen sind. Diese Symbole werden im Schieberegister gespeichert. Der Mapper erzeugt nun im Abstand T ein Ausgangssymbol, und zwar aufgrund des aktuellen und der L vorhergehenden Eingangssymbole. Das Ausgangssymbol ist ein komplexwertiger Diracstoss, der vom Pulsformungsfilter $Q(f)$ gefiltert wird. Das Ausgangssignal dieses Filters ist das zu übertragende komplexwertige Basisbandsignal $s(t)$. Mit diesem Blockschema können viele gebräuchliche Modulationsarten beschrieben werden, unter anderem zwei- und vierwertige Phasenumtastung (BPSK und QPSK), Quadraturamplitudenmodulation (QAM) und trelliscodierte Modulation (TCM).

Der beschriebene Sender führt aufgrund des Schieberegisters eine Korrelation zwischen den Eingangssymbolen ein, die zu Intersymbol-Interferenz (ISI) führt. Diese muss im Empfänger wieder rückgängig gemacht werden, wie in Bild 2 dargestellt ist.

Das empfangene Signal, das additiv verrauscht ist, wird zuerst mit einem angepassten Filter gefiltert und dann mit der Symbolrate $1/T$ abgetastet. Diese Abtastwerte werden im Maximum Likelihood Sequence Estimator (MLSE) so verarbeitet, dass die im Sender eingeführte Korrelation wieder rückgängig gemacht wird, wodurch am Ausgang ein verzögerter Schätzwert des Eingangssymbols vorliegt. Der MLSE basiert auf dem Viterbi-Algorithmus, dessen Komplexität exponentiell mit der Länge des Schieberegisters wächst.

Bild 2
Blockschema des Empfängers



Als nächstes gilt es nun, das Leistungsdichtespektrum des Signals $s(t)$ zu berechnen. Die Hauptidee besteht darin, mit Hilfe einer zufälligen Phase einen stationären Zufallsprozess zu erzeugen, dessen Autokorrelationsfunktion berechnet werden kann. Nach einer längeren Rechnung [7] folgt für das Leistungsdichtespektrum $W(f)$ des Signals $s(t)$

$$W(f) = \frac{|Q(f)|^2}{T} \cdot \sum_{\nu=0}^{L} \left[\underline{u}^{\dagger} \mathbf{W}_{\nu} \underline{u} \cdot \cos(2\pi\nu f T) + j \underline{u}^{\dagger} \mathbf{V}_{\nu} \underline{u} \cdot \sin(2\pi\nu f T) \right], \tag{1}$$

wobei unter anderem angenommen wurde, dass das Signal $s(t)$ mittelwertfrei ist. Die Matrizen W_ν und V_ν in Gl.1 stellen den Einfluss des Schieberegisters dar, der Vektor u besteht aus allen möglichen komplexwertigen Ausgangssymbolen des Mappers, $Q(f)$ ist die Übertragungsfunktion des Pulsformungsfilters und $j^2 = -1$. Es ist deutlich zu sehen, wie die Verformung des Spektrums durch die Sinus- und die Cosinus-Terme zustande kommt. Je mehr Verzögerungszellen das Schieberegister hat, desto höherfrequente Anteile werden erzeugt.

Da die Struktur des Schieberegisters festgelegt ist, sind auch die Matrizen W_ν und V_ν konstant; für die Optimierung können hingegen der Mapper u und das Filter $Q(f)$ verändert werden. Ziel dieser Optimierung ist die Maximierung der Innerbandleistung, wie in Bild 3 gezeigt wird.

Die Optimierung entspricht also der Maximierung des Verhältnisses der schraffierten zur totalen Fläche unter der Kurve, was mathematisch wie folgt formuliert werden kann:

$$\eta_{\max} = \max_{\underline{u}, Q(f)} \frac{\int_{-B}^{B} W(f)df}{\int_{-\infty}^{\infty} W(f)df}. \tag{2}$$

Dabei bedeutet B die gewünschte Optimierungsbandbreite. Die Motivation zu diesem Optimierungskriterium stammt aus PTT-Vorschriften, die eine bestimmte Nachbarkanaldämpfung vorschreiben. Als gute Näherung für die Nachbarkanaldämpfung kann die

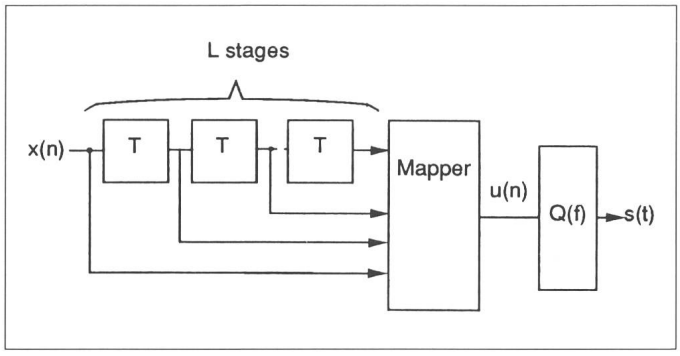


Bild 1
Blockschema des L-stufigen Schieberegister-Encoders

Ausserbandleistung verwendet werden, das heisst die relative Leistung, die ausserhalb der Bandbreite B ausgesandt wird. Eine Minimierung der Ausserbandleistung entspricht dabei gleichzeitig der Maximierung der Innerbandleistung, unserem Optimierungskriterium.

Optimierung der Bandbreiteneffizienz

Hier wird das im letzten Abschnitt definierte Optimierungskriterium auf den Mapper und auf das Pulsformungsfilter angewandt. Die daraus resultierenden neuen Modulationsarten werden beschrieben und die Bandbreitenreduktion wird berechnet.

Zur Optimierung des Mappers werden die Gleichungen 1 und 2 kombiniert. Nach längeren Rechnungen ergibt sich ein Ausdruck der Form

$$\eta_{max} = \max_{\underline{u}} \frac{\underline{u}^{\dagger}\mathbf{A}\underline{u}}{\underline{u}^{\dagger}\underline{u}}, \qquad (3)$$

wobei die Matrix A komplizierte nichtlineare Ausdrücke mit $Q(f)$ und B enthält. Die Gleichung 3 stellt einen

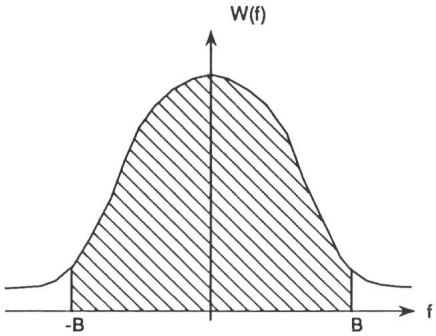
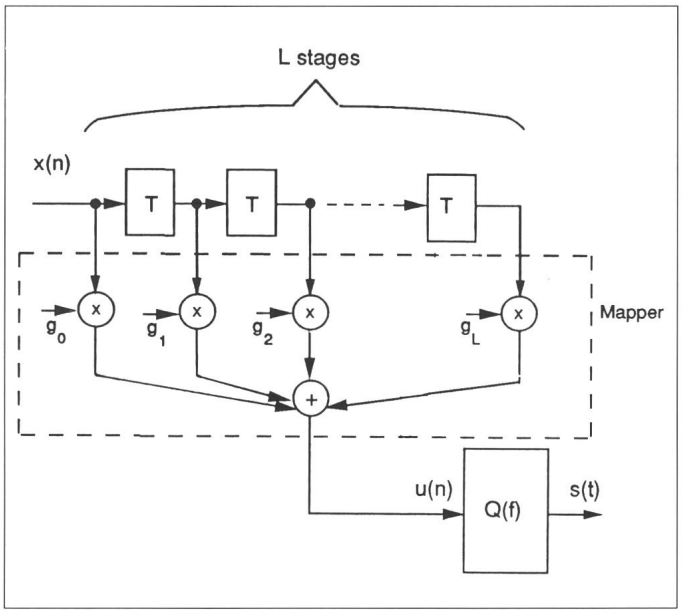


Bild 3 Innerbandleistung

Rayleigh-Quotienten dar, weshalb sich die Maximierung auf ein Eigenwertproblem abbilden lässt. Der Ausdruck wird durch den zum grössten Eigenwert gehörenden Eigenvektor von A maximiert (Rayleighs Prinzip).

Als schönes Resultat dieser Arbeit darf bezeichnet werden, dass es gelungen ist, den maximalen Eigenvektor (d.h. den optimalen Mapper) analytisch als Funktion der Optimierungsbandbreite B und des Pulsformungsfilters $Q(f)$ darzustellen. Es konnte zudem gezeigt werden, dass die resultierenden Modulationsarten linear sind, obwohl das Blockschema gemäss Bild 1 auch nichtlineare Systeme zulässt. Die analytischen Resultate sind in [7] aufgeführt. Wegen der Linearität lässt sich der optimale C-TCM-Sender als

Bild 4 Blockschema des optimalen C-TCM-Senders



FIR-Filter, wie in Bild 4 gezeigt, darstellen.

Für Sender, die ein Schieberegister mit einem Verzögerungselement enthalten, erweisen sich die Modulationsarten duobinär und dicode als optimal. Diese Systeme sind seit einiger Zeit bekannt, werden aber vor allem zum Erzeugen spektraler Nullen verwendet. Für Sender mit zwei und mehr Verzögerungselementen wurden Modulationsarten gefunden, die in der Literatur bisher nicht erwähnt wurden.

Als Beispiele seien die resultierenden Leistungsdichtespektren der C-TCM-Sender mit einem und zwei Verzögerungselementen aufgezeigt:

$$W_1(f) = \frac{|Q(f)|^2}{T}(1 \pm \cos 2\pi f T) \qquad (4)$$

$$W_2(f) = \frac{|Q(f)|^2}{T}(a_0 + a_1 \cos 2\pi f T + a_2 \cos 4\pi f T). \qquad (5)$$

Dabei sind a_0, a_1 und a_2 nichtlineare Funktionen von

$$\int_{-B}^{B} |Q(f)|^2 \cos 2\pi \nu f T df. \qquad (5a).$$

Je nach Pulsformungsfilter und Optimierungsbandbreite führt bei $W_1(f)$ entweder das Pluszeichen (duobinär) oder das Minuszeichen (dicode) zu einem optimalen System.

Die obigen Resultate gelten für beliebige Pulsformungsfilter, da die Übertragungsfunktion $Q(f)$ in den entsprechenden Ausdrücken auftaucht. Es liegt deshalb nahe, in einem zweiten Schritt auch das Pulsformungsfilter zu optimieren, womit das globale Optimum gefunden wird. Dabei werden zwei Klassen von Filtern untersucht, und zwar Filter mit einer zeitbegrenzten Stossantwort (im folgenden zeitbegrenzte Filter genannt) sowie Nyquistfilter. Die Optimierung der ersten Klasse resultiert wiederum in einer Eigenwertberechnung, wobei als Resultate eine Art Prolate Spheroidal Wave Functions (PSWF) gefunden werden. Eine typische Pulsform ist in Bild 5 gezeigt.

Es ist bemerkenswert, dass der optimale Puls symmetrisch ist und weder bei Null startet noch endet; intuitiv hätte man wohl eine Pulsform ohne Sprünge erwartet. Der Widerspruch erklärt sich dadurch, dass durch Sprünge der Pulsform das Spektrum zwar asymptotisch langsamer abfällt, wobei jedoch gleichzeitig die Leistung innerhalb der vorgegebenen Bandbreite maximiert wird. Deshalb werden die Sprünge der Pulsform für zunehmende Optimierungsbandbreiten B kleiner.

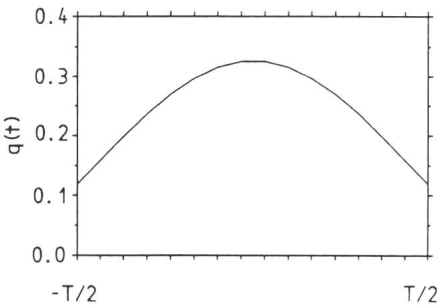


Bild 5 Stossantwort eines optimalen zeitbegrenzten Pulsformungsfilters

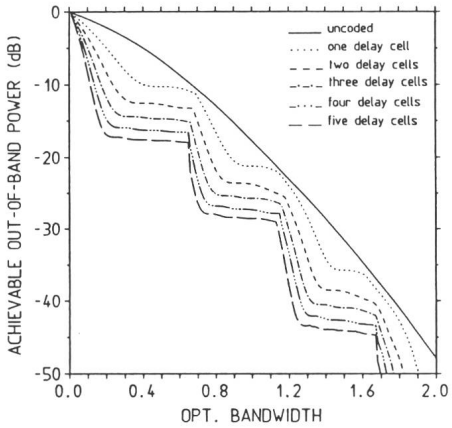


Bild 6 Erreichbare Ausserbandleistung mit einem zeitbegrenzten Pulsformungsfilter

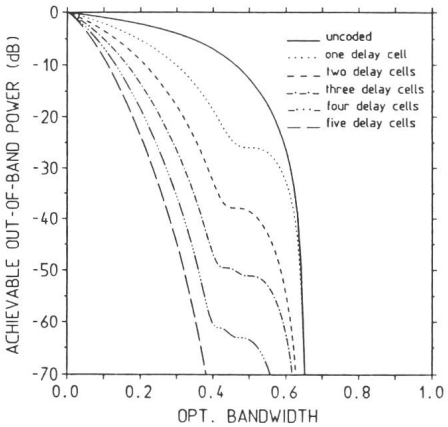


Bild 7 Ausserbandleistung mit einem SRC-Pulsformungsfilter Rolloff = 0,3

Das optimale Nyquistfilter ist erwartungsgemäss der ideale Tiefpass. Aufgrund der Probleme bei der Realisierung eines solchen Filters wurde auf eine in der Praxis häufig verwendete Alternative zurückgegriffen, ein Spectral Raised Cosine (SRC)-Filter mit einem Rolloff-Faktor von 0,3.

Die erreichbaren Ausserbandleistungen für optimale Systeme mit einem zeitbegrenzten Filter sind in Bild 6 und für Systeme mit einem SRC-Filter in Bild 7 gezeigt. Dabei zeigt die ausgezogene Kurve ein uncodiertes System und die anderen Kurven Systeme mit bis zu fünf Verzögerungselementen. Die treppenartige Struktur der Kurven in Bild 6 stammt von Nullstellen im Spektrum der einzelnen Signale. Es ist deutlich zu sehen, dass mit den neuen C-TCM-Systemen eine beträchtliche Reduktion der Ausserbandleistung erreicht werden kann. Daraus resultiert eine Erhöhung der Datenrate, wie in Tabelle I für eine Ausserbandleistung von −20 dB (was der 99%-Bandbreite entspricht) und für ein vierwertiges Eingangsalphabet aufgezeigt ist.

Verz.	*Bitrate PSWF*		*Bitrate SRC*	
zellen	bit/sec/Hz	%	bit/sec/Hz	%
0	0.89	100	1.76	100
1	1.11	125	2.43	136
2	1.28	144	3.14	178
3	1.39	156	3.85	220
4	1.47	165	4.65	264
5	1.51	170	5.40	304

Tabelle I Datenraten bei −20 dB Ausserbandleistung, bei vierwertigem Eingangsalphabet sowie zeitbegrenzten (PSWF-) und Nyquistfiltern

Mit einem zeitbegrenzten Pulsformungsfilter kann die Datenrate gegenüber einem uncodierten System um bis zu 70% erhöht werden, während die Datenrate bei einem System mit einem SRC-Filter sogar verdreifacht werden kann. Es ist auch sehr schön zu sehen, dass die Systeme mit zeitbegrenzten Pulsformungsfiltern gegenüber den Nyquistfiltern mehr als einen Faktor zwei an Datenrate verlieren.

Die Bandbreitenreduktion von C-TCM erkauft man sich einerseits mit einer grösseren Empfängerkomplexität und andererseits mit einer geringeren Leistungseffizienz, wie im nächsten Abschnitt gezeigt wird.

Leistungseffizienz

In diesem Abschnitt soll gezeigt werden, ob und wie stark die Reduktion der Bandbreite die Leistungseffizienz beeinflusst. Es wird angenommen, dass die Daten über einen Kanal mit additivem, weissem, Gaussschem Rauschen (AWGN) übertragen werden. Die Fehlerraten der einzelnen Modulationsarten wurden dabei durch Softwaresimulation bestimmt. Die Resultate sind in Bild 8 für Systeme mit einem zeitbegrenzten Pulsformungsfilter aufgezeigt. Vergleichbare Resultate wurden für Systeme mit SRC-Pulsformungsfiltern erhalten. Es zeigt sich, dass für jedes zusätzliche Verzögerungselement mit einem Verlust von etwa 2 dB Signalleistung gerechnet werden muss. Mit C-TCM kann also eine beträchtliche Erhöhung der Datenrate erreicht werden, die aber mit einem nicht unbedeutenden Verlust an Leistungseffizienz erkauft wird.

Vergleich mit bekannten Modulationsarten

Um Vor- und Nachteile der C-TCM-Systeme abzuwägen, werden im folgenden die Bandbreite- und Leistungseffizienz verschiedener Modulationsarten verglichen (siehe auch [8]). Es werden folgende Modulationsarten betrachtet: zwei- und vierwertige Phasenumtastung (BPSK und QPSK), uncodierte Quadraturamplitudenmodulation (QAM), codierte QPSK, trelliscodierte Modulation (TCM) sowie die neue korrelative trelliscodierte Modulation (C-TCM). Diese Systeme benötigen alle einen linearen Leistungsverstärker, da ihre Enveloppe nicht konstant ist. Ebenfalls in den Vergleich einbezogen wird die kontinuierliche Phasenmodulation (CPM), welche eine konstante Enveloppe besitzt. Als theoretische Grenze wird der Shannon-Bound aufgezeigt.

Als Basis für den Vergleich dient die Bandbreiteneffizienz in (Bit/s)/Hz. Sie gibt an, welche Bitrate pro Hertz Bandbreite erreicht werden kann. Verwendet wird in diesem Vergleich die 99%-Bandbreite, was einer Ausserbandleistung von −20 dB entspricht. Zudem wird das Signal-Rauschleistungs-Verhältnis (E_b/N_0) in AWGN bestimmt, das für eine Bitfehlerrate von 10^{-4} benötigt wird. Es wird angenommen, dass bei allen Modulationsarten (mit Ausnahme von CPM) ein Pulsformungsfilter mit einem Rolloff-Faktor von 0,3 verwendet wird.

Der Vergleich ist in Bild 9 grafisch dargestellt. Die kleinen Zahlen bei einigen Punkten sind ein Mass für die Empfängerkomplexität. Als «Mass aller Dinge» ist der Shannon Bound eingezeichnet. Je näher sich ein Punkt beim Shannon Bound befindet, desto besser ist die entsprechende Modulationsart. Der Shannon Bound zeigt deutlich, dass die Bandbreiteneffizienz ab einem gewissen Wert nur auf

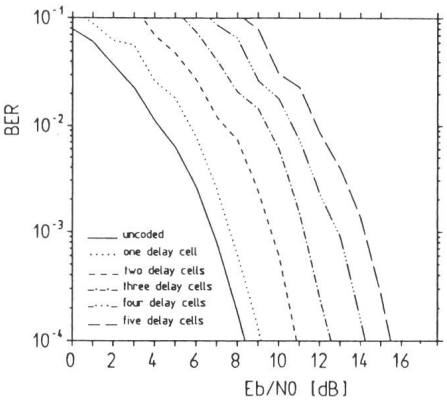


Bild 8 Bitfehlerrate in Kanälen mit additivem weissem Gaussschem Rauschen (AWGN) mit zeitbegrenztem Pulsformungsfilter in Funktion des Signal-Geräusch-Verhältnisses E_b/N_0

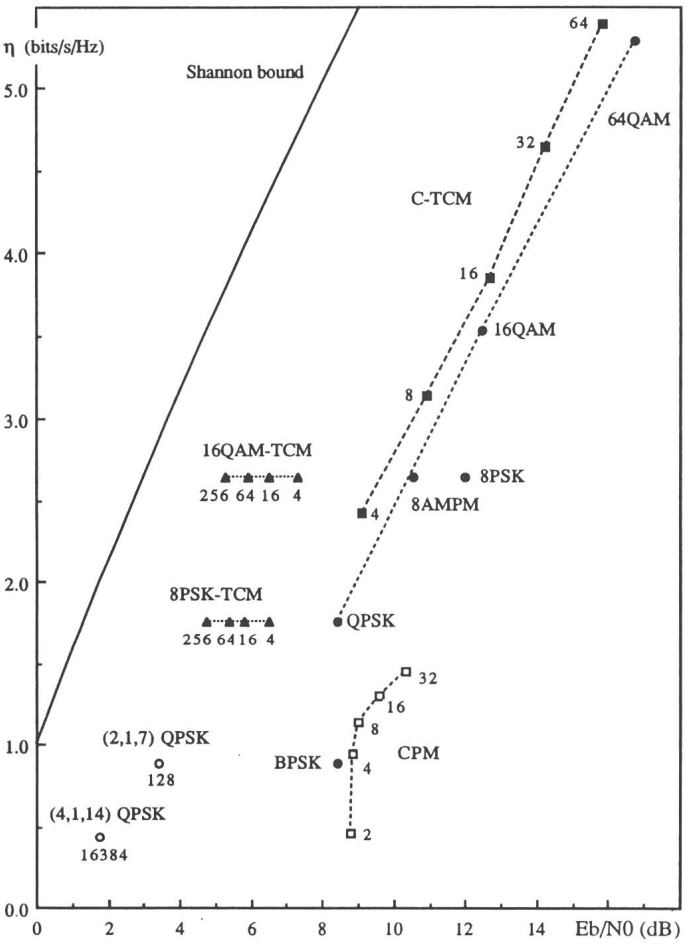


Bild 9
Bandbreiten- und Leistungseffizienz verschiedener Modulationsarten
Bitfehlerrate $P_b = 10^{-4}$, 99%-Bandbreite

Kosten der Leistungseffizienz erhöht werden kann.

Für die dem Vergleich zugrundeliegenden Parameter erreicht BPSK eine Bandbreiteneffizienz von 0,88 (Bit/s)/Hz bei einem E_b/N_0 von 8,4 dB. QPSK erreicht eine doppelt so hohe Bandbreiteneffizienz, ohne Leistungsverlust, da hier von einem reellen auf ein komplexes Basisbandsignal übergegangen wird. Wird das Signalalphabet zusätzlich erhöht (QAM), wird Bandbreite auf Kosten einer höheren Signalleistung gespart. In Bild 9 entspricht dies einer Verschiebung nach oben rechts, parallel zum Shannon Bound. Wenn ein Faltungscode zusammen mit QPSK verwendet wird, reduzieren sich sowohl die Datenrate wie auch die benötigte Signalleistung. Dies entspricht einer Verschiebung nach unten links, wie dies für den Standard Rate 1/2 Code mit Constraint-Länge Sieben (2,1,7) und den Rate 1/4 Code mit Constraint-Länge Vierzehn (4,1,14) aufgezeigt ist. Ziemlich abgeschlagen liegt CPM rechts unten; dabei zeigt sich, welchen Preis man für die konstante Enveloppe zu bezahlen hat. Die Trelliscodes ermöglichen eine Verringerung der Signalleistung, ohne die Bandbreite zu beeinflussen, was einer Verschiebung nach links entspricht. Die neuen C-TCM-Modulationsarten zeigen ein ähnliches Verhalten wie QAM, wobei gegenüber QAM die Datenrate bei gleicher Signalleistung um etwa 0,5 (Bit/s)/Hz erhöht werden oder die Signalleistung bei gleichbleibender Datenrate um etwa 1 dB verringert werden kann.

Fazit

Mit dieser Arbeit wurde versucht, die Bandbreite eines Signals mit Hilfe von Codierung zu verkleinern. Es wurden Systeme untersucht, die aus einem L-stufigen Schieberegister, einem Mapper und einem Pulsformungsfilter bestehen. Die beiden letzteren wurden bezüglich Bandbreiteneffizienz optimiert, wobei neue, lineare Modulationsarten gefunden wurden. Sie ermöglichen im Vergleich zu uncodierter QAM bei gleicher Signalleistung eine Erhöhung der Datenrate um etwa 0,5 (Bit/s)/Hz oder bei gleichbleibender Datenrate eine Reduktion der Signalleistung um etwa 1 dB.

Verdankung

Der Autor dankt Dr. Walter Braun und Dr. Dacfey Dzung, Ascom Tech AG, sowie Prof. Dr. Fritz Eggimann, ETH Zürich, für die fruchtbaren Diskussionen und die grosszügige Unterstützung dieser Arbeit.

Literatur

[1] *P.K.S. Wah* und *J.F. Kemper:* Digitale Modulationsverfahren mit phasenkontinuierlichen Symbolübergängen. Bulletin SEV/VSE 81(1990)1 S. 35–43.
[2] *G. Ungerboeck:* Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets. Parts I and II, IEEE Communications Magazine, Vol. 25(1987)2, pp. 5–21.
[3] *G. Ungerboeck:* Trellis-codierte Modulation. Bulletin SEV/VSE 78(1987)15. S. 904–910.
[4] *A. Lender:* The Duobinary Technique for High Speed Data Transmission, IEEE Trans. on Communications and Electronics 82 (1963) Mai, pp. 214–218.
[5] *E.R. Kretzmer:* Generalization of a Technique for Binary Data Communication. IEEE Trans. on Communication Technology (Concise Papers) COM-14 (1966) Febr., pp. 67–68.
[6] *P. Kabal* and *S. Pasupathy:* Partial-Response Signaling. IEEE Trans. on Communications. COM-23 (1975)Sept., pp. 921–934.
[7] *S. Ramseier:* Bandwidth-Efficient Correlative Trellis Coded Modulation Schemes. Dissertation Nr. 9502, ETH Zürich, 1991.
[8] *C. Schlegel, D. Dzung, S. Ramseier:* Bandwidth and Power Efficient Coding Schemes: An Overview. Asea Brown Boveri Research Report CRB-90-006C, October 1990.