

Signalformung zur Begrenzung der Dynamik bei der Tomlinson-Harashima-Vorcodierung

Robert Fischer Johannes Huber

Lehrstuhl für Nachrichtentechnik
Universität Erlangen–Nürnberg
Cauerstrasse 7, D-91058 Erlangen

Zusammenfassung

Es wird eine Signalformung ohne Verwürfelung des Datenstroms vorgestellt, die eine Verallgemeinerung der Tomlinson-Harashima-Vorcodierung darstellt. Sie ist einfach zu realisieren und vermeidet im Gegensatz zu Trellis-Precoding eine Fehlervervielfachung im Empfänger. Mit einer kleinen Erweiterung erreicht man eine drastische Reduktion der Dynamik des Empfangssignals. Eine Realisierung eines digitalen Übertragungssystems mit Vorcodierung wird dadurch erheblich vereinfacht, wenn nicht sogar erst ermöglicht. Blinde adaptive Entzerrverfahren können mit der vorgestellten Methode in direkter Weise kombiniert werden. Simulationsergebnisse belegen die Leistungsfähigkeit der Signalformung ohne Verwürfelung des Datenstroms und der Dynamikbegrenzung.

Schlagnorte: Schnelle digitale Übertragung, Tomlinson-Harashima-Vorcodierung, Signalformung, Dynamikbegrenzung, blinde adaptive Entzerrung.

1 Einleitung

Bei der schnellen digitalen Übertragung über Kanäle, die starke lineare Verzerrungen hervorrufen, besteht eine aufwandsgünstige Realisierung des Empfängers aus einem Whitened-Matched-Filter kombiniert mit der entscheidungsrückgekoppelten Entzerrung (decision-feedback-equalization: DFE) [4, 8]. Durch Verlagerung der Entzerrung als Vorverzerrung in den Sender ist die Anwendung von Kanalcodierungsverfahren, die für AWGN-Kanäle entwickelt wurden, direkt möglich. Damit dabei die mittlere Sendeleistung nicht stark ansteigt, arbeitet das Vorcodierungsverfahren nach Tomlinson [10] bzw. Harashima und Miyakawa [7] nichtlinear. Zu den Störabstandsgewinnen durch codierte Modulation [11] ist zusätzlich noch ein Gewinn erzielbar, wenn anstelle diskret gleichwahrscheinlich die Signalwerte kontinuierlich gaußverteilt gewählt werden (Signalformung). Bei gleicher Zuverlässigkeit der Übertragung kann die mittlere Sendeleistung um maximal 1,53 dB reduziert werden [1, 5, 6]. Trellis-Precoding, einer Signalformungsmethode für dispersive Kanäle, kommt dabei eine besondere praktische Bedeutung zu.

Im Beitrag wird ausgehend von zwei gravierenden Nachteilen von Trellis-Precoding, die große Dynamik und die Fehlervervielfachung im Empfänger, die Signalformung ohne Verwürfelung des Datenstroms diskutiert [9]. Sie wird zunächst nur zur Reduktion der mittleren Sendeleistung („Leistungs-Shaping“) eingesetzt. Eine Erweiterung erlaubt es aber, die evtl. sehr große Dynamik des Empfangssignals bei der Tomlinson-Harashima-Vorcodierung drastisch zu reduzieren. Dabei ist die vorgestellte Signalformung vollständig zu dieser kompatibel. Simulationsergebnisse belegen jeweils die Leistungsfähigkeit der Signalformung ohne Verwürfelung des Datenstroms.

2 Grundlagen

2.1 Kanalmodell

Bild 1 zeigt das Systemmodell, das allen weiteren Ausführungen zugrunde liegt.

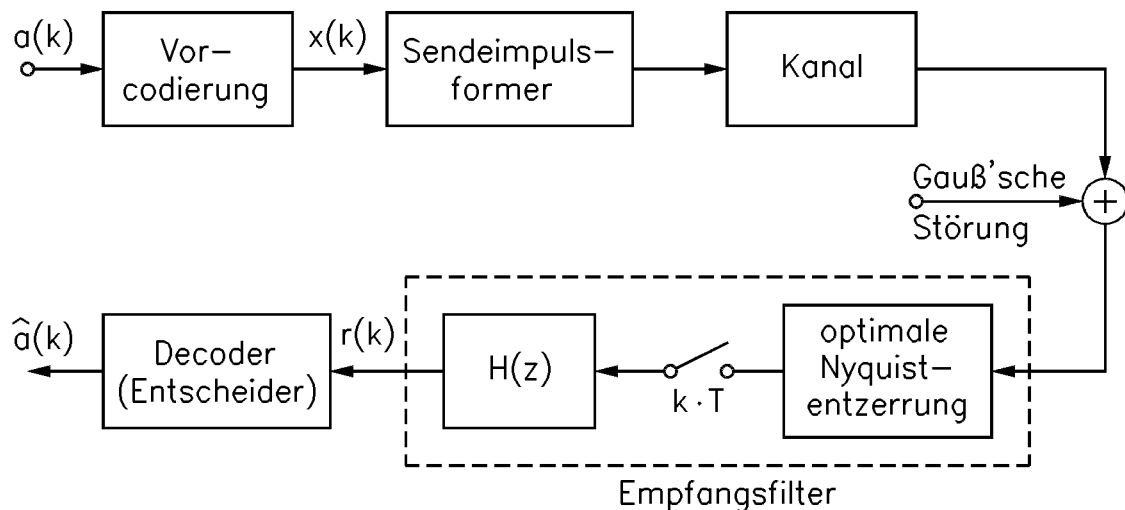


Bild 1 Zeitkontinuierliches Modell der PAM-Übertragung.

Es wird hier zur Vereinfachung eine digitale Basisbandübertragung angenommen, alle angegebenen Größen sind demnach reell. Die Erweiterung auf allgemeine Übertragungssysteme, dargestellt als äquivalente Tiefpaßsignale, ist aber direkt möglich, wenn die Signale und Systeme jeweils durch komplexe Größen ersetzt werden.

Mittels Vorcodierung wird aus der Datensequenz $\langle a(k) \rangle$, $k \in \mathbb{Z}$, eine Sequenz $\langle x(k) \rangle$ von Amplitudenwerten generiert, die mit dem Sendegrundimpuls gewichtet und über einen linearen, dispersiven Kanal mit Gauß'scher Rauschstörung übertragen werden. Der Empfänger bestehe aus einer optimalen linearen Entzerrung für Impulsinterferenzfreiheit in den Zeitpunkten $k \cdot T$, gefolgt von der Abtastung im Symboltakt T . Das nachfolgende zeitdiskrete, minimalphasige FIR-Filter $H(z) = \sum_{k=0}^p h(k) \cdot z^{-k}$, mit $h(0) = 1$, hat die Aufgabe bei gegebenem Filtergrad p die Rauschvarianz der diskreten, Gauß'schen Störung zu minimieren (Noise-Whitening Filter, Prädiktorfehlerfilter). Für $p \rightarrow \infty$ erhält man als Gesamt-empfangsfilter das *Whitened-Matched-Filter* [4], das Optimum für eine Kanalentzerrung mit *Entscheidungsrückkopplung* (zero-forcing decision-feedback-equalization, ZF-DFE). Im

Fall endlicher Filtergrade ergibt sich ein Austausch zwischen Aufwand und Rauschreduktion (Prädiktionsgewinn). Zeitdiskret erhält man bezüglich der Nutzsignalübertragung von $\langle x(k) \rangle$ nach $\langle r(k) \rangle$ somit die Übertragungsfunktion $H(z)$ und eine Gauß'sche Störung, die für einen genügend großen Filtergrad p als weiß angenommen werden darf.

2.2 Tomlinson-Harashima-Vorcodierung

Statt einer empfangsseitigen rückgekoppelten Entzerrung (DFE) kann im Sender eine Vorverzerrung eingesetzt werden. Damit dabei die mittlere Sendeleistung nicht sehr stark erhöht wird, arbeitet diese Vorverzerrung, die als *Tomlinson-Harashima-Vorcodierung* (TH-Vorcodierung) bekannt ist, nichtlinear [7, 10]. **Bild 2** stellt die Situation dar, wenn ein M -stufiger ASK-Signalvorrat \mathcal{A} ($a(k) \in \mathcal{A} = \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$) angenommen wird.

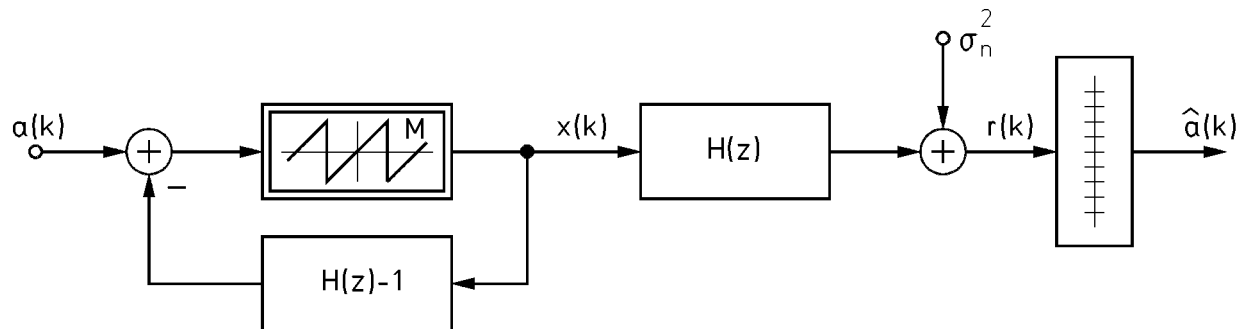


Bild 2 Übertragungssystem mit Tomlinson-Harashima-Vorcodierung.

Eine Modulo-Reduktion, dargestellt durch die Sägezahnkennlinie, begrenzt das Sendesignal $x(k)$ auf den Bereich $(-M, +M]$. Diese Begrenzung erfolgt ohne Gedächtnis Symbol für Symbol und kann äquivalent als Addition einer Korrekturfolge $d_M(k) = 2M \cdot d(k)$, mit $d(k) \in \mathbb{Z}$, dargestellt werden. Die bei dieser Betrachtung nun lineare Vorverzerrung hebt die Kanalverzerrungen auf. Am Entscheider, der vielstufig arbeitet, liegt somit das „effektive Datensignal“ $v(k) = a(k) + 2M \cdot d(k)$ an (**Bild 3**). Aufgrund der Mehrfachrepräsentation der Signalpunkte durch die periodische Fortsetzung des Signalvorrats \mathcal{A} besitzt $v(k) \in \mathcal{V} = \{a + 2M \cdot d \mid a \in \mathcal{A}, d \in \mathbb{Z}\}$ eine sehr große Dynamik. Diese Tatsache erschwert eine Realisierung, da einerseits der Aussteuerungsbereich des A/D-Umsetzers auf die maximal mögliche Amplitude ausgelegt sein muß, und andererseits sehr hohe Genauigkeitsanforderungen an die Entzerrung entstehen, da ungenau entzerrte Vor- und Nachläufer sehr großer Impulse kleine Impulse erheblich stören können. Die Symbolsynchronisation erweist sich deshalb ebenfalls als sehr toleranzempfindlich.

2.3 Trellis-Precoding

Unter den in der Literatur behandelten möglichen Methoden zur Signalformung spielt hinsichtlich einer Implementierung *Trellis-Shaping* [6] eine wichtige Rolle. Trellis-Shaping verwendet eine mehrfache (meist doppelte) Repräsentation der Symbole. Unter diesen möglichen Signalwerten wird durch die *Shaping-Bits* diejenige Folge ausgewählt, die langfristig die kleinste mittlere Sendeleistung aufweist. Dazu müssen die Shaping-Bits mit



Bild 3 Linearisierte Darstellung der Übertragung mit Tomlinson-Harashima-Vorcodierung.

(einem Teil) der Nachricht in einem Scrambler verwürfelt werden [6]. Im Empfänger ist die Umkehrung dieses Vorganges nötig. Dabei tritt eine Fehlervervielfachung auf, die einen Großteil des Signalformungsgewinns wieder kompensiert. Trellis-Shaping ist zunächst nur für nichtverzerrende Kanäle konzipiert. Die Erweiterung auf Kanäle mit Symbolinterferenzen, die als Kombination von Trellis-Shaping und TH-Vorcodierung dargestellt werden kann, wird als *Trellis-Precoding* bezeichnet [1, 5]. Hier treten die beiden oben beschriebenen Probleme gemeinsam auf; zum einen die Fehlervervielfachung im Empfänger und zum anderen die große Dynamik, die durch die Signalformung noch einmal vergrößert wird. Diese Nachteile von Trellis-Precoding werden im folgenden mit der *Signalformung ohne Verwürfelung des Datenstroms* umgangen.

3 Signalformung ohne Verwürfelung des Datenstroms

Der Grundgedanke der Signalformung ohne Verwürfelung des Datenstroms ist es, Signalformung und Vorcodierung nicht wie bei Trellis-Precoding als zwei Teile zu betrachten, sondern diese beiden Aufgaben gemeinsam zu behandeln. Ausgehend vom linearisierten Ersatzschaltbild der TH-Vorcodierung kann dies durch eine geeignete Wahl der Korrektursequenz $\langle d_M(k) \rangle$ erfolgen. Der linearen Vorverzerrung $1/H(z)$ wird das effektive Datensignal $v(k) = a(k) + d_M(k)$ zugeführt. Ein Algorithmus sucht mit der Kenntnis von $\langle a(k) \rangle$ eine „geeignete“ Sequenz $\langle d_M(k) \rangle$. Es stellt sich natürlich die Frage, wie $d_M(k)$ gewählt werden darf. Allgemein ist dies bereits in [1] beantwortet. Für den hier betrachteten Fall der ASK-Übertragung kann $d_M(k)$ ganzzahlige Vielfache von $2M$ annehmen, also $d_M(k) = 2M \cdot d(k)$, mit $d(k) \in \mathbb{Z}$. Darin sind zwei Spezialfälle enthalten: ist $d_M(k) = 0, \forall k$ handelt es sich um eine rein lineare Vorverzerrung, bzw. wird $d_M(k)$ so gewählt, daß $x(k) \in (-M, +M]$ gilt, so liegt die bekannte TH-Vorcodierung vor. Die effektive Datensequenz $\langle v(k) \rangle$ stammt somit ebenfalls wie bei der TH-Vorcodierung aus $\mathcal{V} = \{a + 2M \cdot d \mid a \in \mathcal{A}, d \in \mathbb{Z}\}$. Es ist noch zu klären, welcher Algorithmus eingesetzt werden kann und nach welchen Kriterien dieser zu arbeiten hat. Da $d(k)$ alle ganzzahligen Werte annehmen darf, bilden alle möglichen Sequenzen $\langle d(k) \rangle$ einen Baum. Für die Suche nach der „besten“ Folge eignen sich daher alle bekannten sequentiellen Decodierverfahren. Ein möglicher Vertreter ist der Selektionsalgorithmus, der auch oft als M-Algorithmus bezeichnet wird. Der Einfluß des Rückkopplungsfilters $H(z) - 1$ wird für jeden Pfad mittels Parallel-Decision-Feedback (PDF-Decoder) berücksichtigt (vgl. [1]). Bei allen Varianten tritt jedoch das große Problem auf, daß von jedem Knoten im Baum unendlich viele Äste verzweigen. Damit diese Signalformung überhaupt realisierbar wird, beschränken wir uns

darauf, daß $x(k)$ aus dem Intervall $(-2M, +2M]$, also dem doppelt so großen Bereich wie bei der TH-Vorcodierung, stammen soll. Diese Beschränkung läßt sich wiederum durch eine Modulo-Reduktion (Sägezahnkennlinie) darstellen.

Aufgrund der Nichtlinearität kann $\langle d(k) \rangle$ in zwei Teile aufgespalten werden: Eine Komponente, die von der Modulo-Operation herrührt und das Ausgangssignal $\langle b(k) \rangle$ des Decodieralgorithmus. Es läßt sich zeigen, daß man sich auf zwei Werte für $b(k)$, nämlich 0 und 1, beschränken kann, da für den Einfluß auf das Sendesignal $x(k)$ nur zwischen geraden bzw. ungeraden Werten $b(k)$ unterschieden werden muß; es verbleibt ein binärer Baum. Die Metrik für die Decodierung ist dabei entsprechend den Anforderungen an das Sendesignal zu wählen. Beim „Leistungs-Shaping“ zum Zweck der Reduktion der mittleren Sendeleistung ist die Zweigmetrik $\lambda(k) = |x(k)|^2$ zu verwenden.

Bild 4 zeigt schließlich das Blockschaltbild der Signalformung ohne Verwürfelung des Datenstroms [3, 9]. (Zur Vereinfachung ist eine Decodierverzögerung nicht eingezeichnet.)

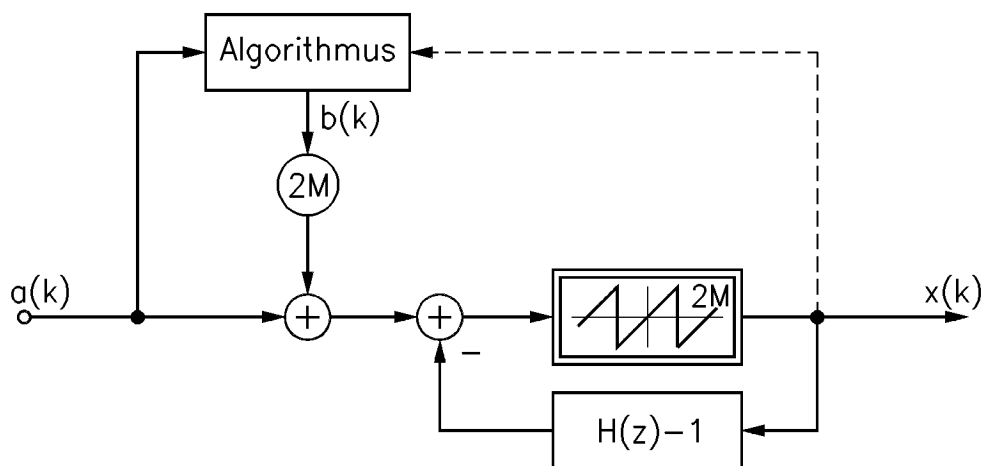


Bild 4 Struktur zur Signalformung ohne Verwürfelung des Datenstroms.

Ein großer Vorteil dieser Signalformung ist es, daß der Empfänger der TH-Vorcodierung weiter verwendet werden kann. Da keine explizite Verwürfelung der Daten mit der redundanten Folge $\langle d_M(k) \rangle$ erfolgt, sondern dies nur im Vorverzerrungsfilter geschieht, wird der Einfluß der Korrektursequenz alleine durch eine empfangsseitige Modulo-Reduktion des Signals auf das Intervall $(-M, +M]$ beseitigt. Speziell ist keine Umkehrung einer Verwürfelung nötig, und damit kann keine Fehlervielfachung auftreten. Der erhaltene Brutto-Signalformungsgewinn ist somit ohne Abstriche gleich dem Netto-Gewinn.

Für eine schnelle Hardware-Realisierung ist der Selektionsalgorithmus nicht gut geeignet. Stellt man sich jedoch die Sequenz $\langle b(k) \rangle$ als das Ausgangssignal eines Verwürflers vor, so kann die Decodierung auch bzgl. des Trellis dieses „imaginären Scramblers“ geschehen und somit der Viterbi-Algorithmus eingesetzt werden. An der restlichen Struktur ändert sich dabei nichts, d.h. alle beschriebenen Vorteile bleiben voll erhalten.

Bild 5 zeigt für eine Impulsantwort, die typischerweise bei der schnellen digitalen Übertragung über symmetrische Leitungen auftritt, einen Vergleich zwischen TH-Vorcodierung, Trellis-Precoding und Signalformung ohne Verwürfelung des Datenstroms. Die Parameter

wurden so gewählt, daß sich jeweils derselbe Brutto-Signalformungsgewinn ergab. Bei Trellis-Precoding ist der Störabstandsverlust aufgrund der Fehlervervielfachung deutlich zu erkennen, während bei der neu vorgeschlagenen Methode der Signalformungsgewinn voll erhalten bleibt.

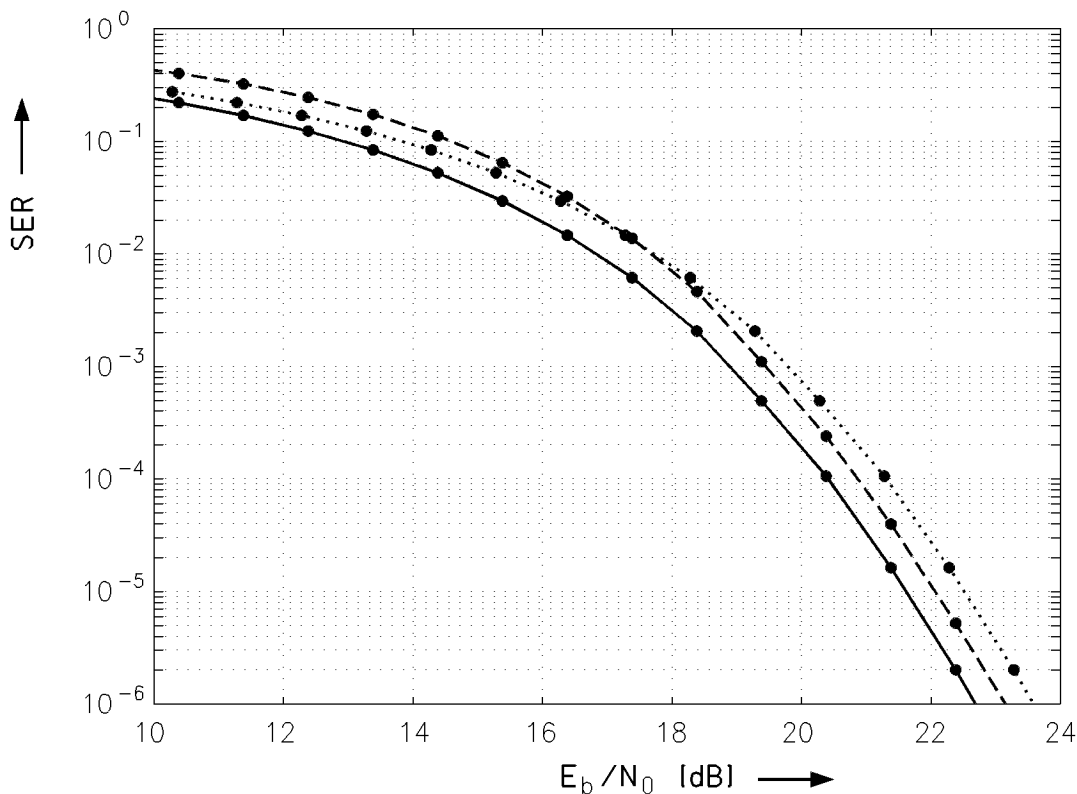


Bild 5 Symbolfehlerrate über dem Vergleichsstörabstand E_b/N_0 bei $M = 4$ -stufiger Übertragung. Gepunktete Linie: Kanalverzerrung mit TH-Vorcodierung, gestrichelt: Trellis-Precoding nach [1] mit 16 Zuständen und Pfadregisterlänge 28, durchgezogene Linie: Signalformung ohne Verwürfelung des Datenstroms bei Einsatz des Viterbi-Algorithmus bezüglich eines imaginären Scramblers mit 16 Zuständen und Pfadregisterlänge 25.

4 Dynamikbegrenzte Signalformung

Die in Abschnitt 3 vorgestellte Signalformung dient zunächst nur zur Minimierung der mittleren Sendeleistung. Die Dynamik des Empfangssignals ist aber aufgrund der Mehrfachrepräsentation der Symbole ähnlich wie bei der TH-Vorcodierung sehr groß. Durch eine kleine Modifikation kann man jedoch dieses Problem lösen. Gefordert wird also neben einer minimalen Leistung des Sendesignals eine möglichst kleine Maximalamplitude des Signals am Kanalausgang. Dies sind zwei widersprüchliche Ziele, wie die Extremfälle lineare Vorverzerrung und TH-Vorcodierung zeigen. Es ist demnach ein Austausch zwischen diesen beiden Wünschen möglich [2, 3].

Die nötige Änderung liegt in einer geeigneten Wahl des erweiterten Signalvorrats \mathcal{V} , da diese Signalpunkte direkt die empfangsseitige Dynamik bestimmen. Naheliegender ist deshalb die Amplitudenbeschränkung von \mathcal{V} auf V_{max} in der folgenden Weise:

$$\mathcal{V} = \{a + 2M \cdot d \mid a \in \mathcal{A}, d \in \mathbb{Z}\} \cap [-V_{max}, +V_{max}].$$

Mit der Kenntnis von $\langle a(k) \rangle$ ist aus diesem Signalvorrat diejenige Folge auszuwählen, die langfristig die gewünschten Eigenschaften aufweist. Überträgt man die oben gezeigten Prinzipien der Decodierung auf die dynamikbegrenzte Signalformung, so bietet es sich an, \mathcal{V} in zwei Mengen zu teilen ($\mathcal{V} = \mathcal{V}_0 \cup \mathcal{V}_1$) mit

$$\mathcal{V}_0 = \{a + 4M \cdot m \mid a \in \mathcal{A}, m \in \mathbb{Z}\} \cap [-V_{max}, +V_{max}]$$

$$\mathcal{V}_1 = \{a + 4M \cdot m + 2M \mid a \in \mathcal{A}, m \in \mathbb{Z}\} \cap [-V_{max}, +V_{max}].$$

Die Pfade im imaginären Trellis, bezüglich dem der Viterbi-Algorithmus arbeitet, werden mit den Scramblerausgangsbits $b(k) \in \{0, 1\}$ bezeichnet. In jedem Schritt wird nur die dem Zweig zugeordnete Teilmenge $\mathcal{V}_{b(k)}$ adressiert und dasjenige Element aus $\mathcal{V}_{b(k)}$ selektiert, das zum Sendesymbol $x(k)$ mit der kleinsten Amplitude führt. Der Decoder bestimmt den Pfad durch das imaginäre Trellis, der mit der „besten“ Sendesequenz korrespondiert. Um die gewünschten Eigenschaften zu garantieren, ist es essentiell, daß nur gültige Pfade entschieden werden.

Die beschriebene Methode läßt sich wiederum mit Hilfe einer Nichtlinearität beschreiben (**Bild 6**). Die $2M$ möglichen, nichtlinearen, gedächtnislosen Kennlinien werden abhängig von $u(k) = a(k) + 2M \cdot b(k)$ ausgewählt. Die Definition lautet:

$$f_u(q) = \min_m \{q + 4M \cdot m\} \quad \text{mit} \quad m \in \mathcal{D}_u = \{\mu \mid \mu \in \mathbb{Z}, |u + 4M \cdot \mu| \leq V_{max}\}$$

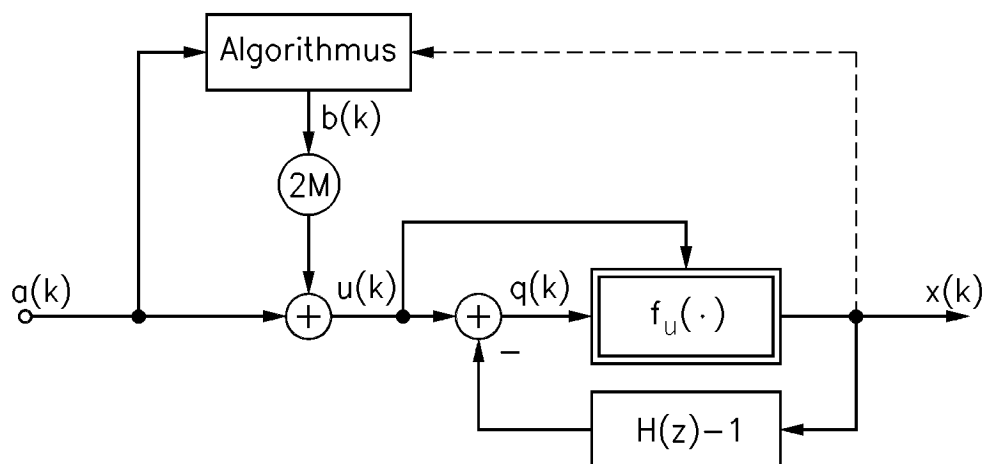


Bild 6 Blockschaltbild der dynamikbegrenzten Signalformung.

Somit ist im Vergleich zur Signalformung ohne Verwürfelung des Datenstroms lediglich die Sägezahnkennlinie durch die zeitvariante Kennlinie $f_u(q)$ zu ersetzen. Sie besitzt für betragsmäßig kleine Eingangswerte q ebenfalls Sägezahncharakter, für große q jedoch einen

linearen Verlauf. Beim dynamikbegrenzten „Leistungs-Shaping“ wird als Zweigmetrik im Decoder wiederum $\lambda(k) = |x(k)|^2$ verwendet.

Die Leistungsfähigkeit dieses Verfahrens belegen die in **Bild 7** dargestellten Simulationsergebnisse. Zu sehen ist der Austausch zwischen dem Gewinn (Prädiktionsgewinn gegenüber linearer Entzerrung ($H(z) = 1$) + Signalformungsgewinn) und der Maximalamplitude des Empfangssignals bei Variation des Grads p des Noise-Whitening Filters $H(z)$, vgl. Bild 1. Die durchgezogenen Linien gelten für Impulsantworten ohne, die gestrichelten mit Nullstelle bei DC. Mit Punkten ist der Fall der TH-Vorcodierung gekennzeichnet, Kreuze bezeichnen die Ergebnisse für die Signalformung mit Dynamikbegrenzung. Deutlich zu erkennen ist die drastische Reduktion der Maximalamplitude. Dabei bleibt in weiten Bereichen der Signalformungsgewinn für reines Leistungs-Shaping fast vollständig erhalten. Bei gegebener Maximalamplitude von $V_{max} = 11$ erzielt man speziell bei gleichstromfreien Impulsen Gewinne über 4 dB, bei geringeren Maximalamplituden ergeben sich noch weit höhere Gewinne. Allerdings liegen bei starker Amplitudenbeschränkung ($V_{max} < 7$) die Sendesymbole $x(k)$ nicht mehr ausschließlich im Intervall $(-2M, +2M]$. Für die Beschränkung der empfangsseitigen Dynamik ist somit eine (kleine) Vergrößerung der sendeseitigen Dynamik hinzunehmen [3].

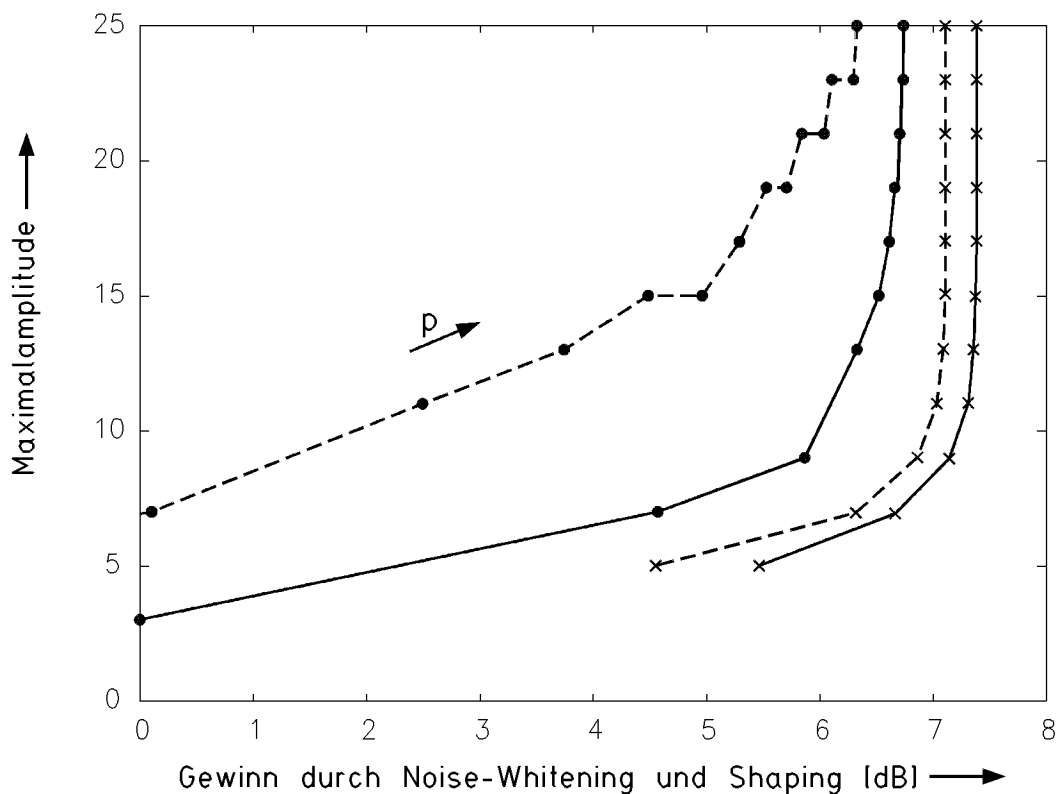


Bild 7 Maximalamplitude am Entscheider über dem Gewinn durch Prädiktion und Signalformung bei $M = 4$ -stufiger Übertragung. Durchgezogene Linien: gleichstrombehaftete Impulsantworten, gestrichelt: Impulse mit Nullstelle bei DC. Punkte: Kanalentzerrung mit TH-Vorcodierung, Kreuze: Austausch bei der Signalformung zur Leistungs- und Dynamikbegrenzung.

Bild 8 zeigt exemplarisch die Verteilung des Sendesignals $x(k)$ und im logarithmischen Maßstab die Verteilung des effektiven Datensignals $v(k)$, das im ungestörten Fall auch am Entscheider anliegt. Während bei der TH-Vorcodierung die effektive Datensequenz näherungsweise diskret gaußverteilt mit sehr großem Maximalwert ist (siehe Bild 8a; Parabel im log. Maßstab), bewirkt die Signalformung zur Dynamikbegrenzung ($V_{max} = 10$) eine drastische Einschränkung des Wertebereichs. Die Verteilung des Sendesignals ist nicht mehr gleichverteilt wie bei der TH-Vorcodierung, sondern nahezu eine Gaußverteilung.

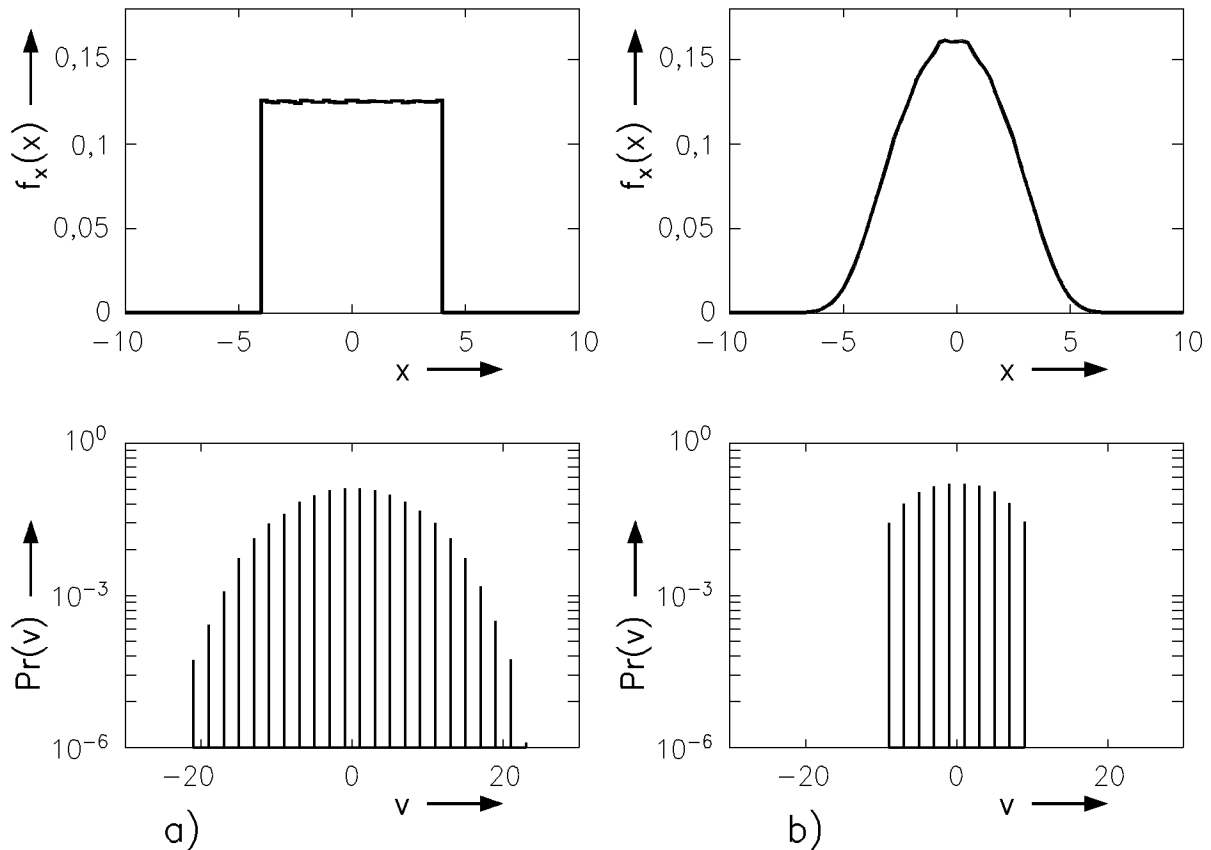


Bild 8 Verteilung des Sendesignal (oben) und der effektiven Datenfolge (unten). a: TH-Vorcodierung, b: Signalformung mit Dynamikbegrenzung, $V_{max} = 10$ (Bitte die unterschiedlichen Skalierungen beachten).

5 Ausblick

Die Signalformung ohne Verwürfelung des Datenstroms zur Begrenzung der Dynamik, die hier nur am Beispiel einer Basisbandübertragung dargestellt wurde, läßt sich unmittelbar verallgemeinern, wenn jeweils komplexe Signale und Systeme eingesetzt werden. Statt der Korrektursequenz $\langle d_M(k) \rangle$ ist dann eine Folge aus dem sog. *Precoding-Lattice* [1] zur Vorcodierung heranzuziehen.

Abschließend bleibt festzuhalten, daß die vorgestellte Signalformung ohne Verwürfelung des Datenstroms sehr einfach zu realisieren ist und die Nachteile von Trellis-Precoding, die Fehlervervielfachung und die große Dynamik des Empfangssignals, vermeidet. Trotz der

starken Reduktion der Maximalamplitude bleibt in weiten Bereichen der Signalformungsgewinn fast vollständig erhalten.

Es läßt sich zeigen [3], daß der Verlust bei einer Fehlanpassung von Vorcodierung und Kanal bei einer empfangsseitigen Feinentzerung sehr gering ist. Deshalb liegt es nahe, die Vorcodierung auf einen typischen Anwendungsfall fest einzustellen und die Restsymbolinterferenzen mittels eines adaptiven Filters zu beseitigen. Blinde adaptive Entzerrverfahren, die prinzipiell nicht mit der TH-Vorcodierung zusammenarbeiten (diskrete Gaußverteilung der effektiven Datensequenz) können bei Verwendung der dynamikbegrenzten Vorcodierung nun eingesetzt werden. Mittels der beschriebenen Methode wird deshalb eine Realisierung einer Übertragung mit sendeseitiger Vorverzerrung erheblich vereinfacht, bzw. erst ermöglicht.

Literatur

- [1] M.V. Eyuboğlu, G.D. Forney: Trellis Precoding: Combined Coding, Precoding and Shaping for Intersymbol Interference Channels. *IEEE Trans. on Information Theory*, IT-38, pp. 301–314, March 1992.
- [2] R. Fischer: Signalformung bei der digitalen Nachrichtenübertragung. *Deutsche Patentanmeldung P 44 07 038.1* vom 07.03.1994.
- [3] R. Fischer, W. Gerstacker, J. Huber: Dynamics Limited Precoding, Shaping, and Blind Equalization for Fast Digital Transmission over Twisted Pair Lines. *eingereicht bei IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Juni 1994.
- [4] G.D. Forney: Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference. *IEEE Trans. on Information Theory*, IT-18, pp. 363–378, May 1972.
- [5] G.D. Forney, M.V. Eyuboğlu: Combined equalization and coding using precoding. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 29, Dec. 1991
- [6] G.D. Forney: Trellis Shaping. *IEEE Trans. on Information Theory*, IT-38, pp. 281–300, March 1992.
- [7] H. Harashima, H. Miyakawa: Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference. *IEEE Trans. on Commun.*, COM-20, pp. 774–780, Aug. 1972.
- [8] J. Huber: *Trelliscodierung*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 1992
- [9] J. Huber, R. Fischer: Signalformung bei der digitalen Nachrichtenübertragung. *Deutsche Patentanmeldung P 44 04 004.0* vom 09.02.1994.
- [10] M. Tomlinson: New automatic equalizer employing modulo arithmetic. *Electron. Letters*, Vol. 7, pp. 138–139, March 1971.
- [11] G. Ungerböck: Channel coding with multilevel/phase signals. *IEEE Trans. on Information Theory*, IT-28, pp. 55–67, Jan. 1982.