

Blinde Entzerrung für digitale Übertragung über Zweidrahtleitungen mit Codierung und Vorcodierung

Wolfgang H. Gerstacker, Robert F.H. Fischer und Johannes B. Huber

Lehrstuhl für Nachrichtentechnik II, Universität Erlangen–Nürnberg
Cauerstr. 7/NT, 91058 Erlangen

Tel.: +49 9131 857113, Fax: +49 9131 858849, E-Mail: gersta@nt.e-technik.uni-erlangen.de

Übersicht — Es wird ein Konzept zur digitalen Übertragung über Zweidrahtleitungen vorgestellt, das Kanalcodierung, Vorcodierung und blinde Entzerrung vereint, wobei das Hauptgewicht des Beitrages auf der blinden Entzerrung liegt. Kanalcodierung wird eingesetzt, um die überbrückbare Kabellänge gegenüber uncodierter Übertragung zu erhöhen. Die durch Kabeldämpfung und -verzerrungen bedingten Intersymbolinterferenzen (ISI) werden durch Tomlinson-Harashima-Vorcodierung (Tomlinson-Harashima Precoding, THP) beseitigt. Allerdings ist bei optimalem THP eine Rückübertragung von Kanalzustandsinformation zum Sender erforderlich, die für eine möglichst einfache Implementierung vermieden werden sollte. Deswegen wird ein fest eingestellter Vorcodierer vorgeschlagen, der für eine Referenzapplikation entworfen ist. Die dann auftretenden Restinterferenzen können im Empfänger blind entzerrt werden, wenn eine Modifikation von THP, nämlich Dynamics Shaping (DS) eingesetzt wird. Es wird ein blinder Entzerralgorithmus vorgestellt, der zur Rekonstruktion von korrelierten Daten, die bei Vorcodierung auftreten, eingesetzt werden kann und sich als sehr leistungsfähig erweist.

1 Einleitung

Bei schneller digitaler Übertragung über Zweidrahtleitungen, bei der starke Signalverzerrungen auftreten, eignet sich Tomlinson-Harashima-Vorcodierung (THP) [1, 2] zur Beseitigung der Intersymbolinterferenzen (ISI), da hierdurch eine hohe Leistungseffizienz bei geringer Komplexität erzielt werden kann; zudem ist das Verfahren direkt mit codierter Modulation kombinierbar. Allerdings erfordert eine Übertragung mit optimalem THP Kanalzustandsinformation an der Sendeseite, die über einen Rückkanal übertragen wer-

den muß. Dies macht komplexe Protokolle beim Aufbau der Verbindung erforderlich, um eine gegenseitige Blockierung der beiden Übertragungsrichtungen zu vermeiden; zudem kann das Vorhandensein eines Rückkanals nicht für jede Anwendung vorausgesetzt werden.

Um dieses Problem zu umgehen, wurde in [3, 4] vorgeschlagen, einen festen Vorcodierer einzusetzen, der für eine Referenzapplikation entworfen wurde, deren Parameter nahe bei denen der tatsächlichen Applikation liegen sollten. Jedoch entstehen durch die dann suboptimale Vorcodierung Restinterferenzen, die empfangsseitig linear entzerrt werden müssen. Der Verlust dieses Systems in der Leistungseffizienz gegenüber einem System mit optimaler Vorcodierung ist jedoch sehr gering, solange die Parameterdifferenzen nicht zu drastisch sind [3].

Für eine Implementierung mit geringem Protokollaufwand ist es weiterhin wünschenswert, daß die Adaption des linearen Entzerrers für die Restinterferenzen blind, d.h. ohne den Einsatz einer Trainingssequenz vorgenommen wird. Blinde Entzerrung im Symboltakt jedoch ist bei einem System mit THP prinzipiell unmöglich, da das zu rekonstruierende Signal hier in sehr guter Näherung diskret gaußverteilt ist. Deswegen ist eine Modifikation der Vorcodierung notwendig, die zu Signalen mit günstigerer Statistik führt. Zu diesem Zweck wurde in [3, 5] Dynamics Shaping (DS) vorgestellt. Gegenstand dieses Beitrages ist ein leistungsfähiges Verfahren zur blinden Entzerrung bei Übertragung mit DS.

2 Komponenten des Übertragungssystems

Bild 1 zeigt das Blockdiagramm der hier betrachteten Basisbandübertragung; alle Signale und Systeme sind reellwertig. Binäre Daten werden der Kanalcodierung zugeführt, die eine Folge von M -wertigen PAM-Symbolen $a[k] \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$ (M gerade) erzeugt.

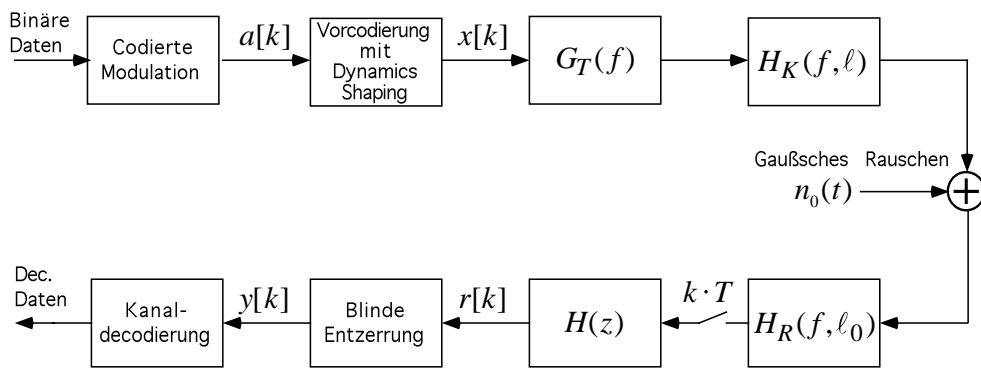


Bild 1: Blockdiagramm der digitalen Kabelübertragung.

Die Sequenz $\langle a[k] \rangle$ wird durch die Vorcodierung auf eine Folge $\langle x[k] \rangle$ von Kanalsymbolen abgebildet, die auf den Sendepulsformer $G_T(f)$ gegeben und über das Kupferkabel übertragen wird, das die Länge ℓ und eine Übertragungsfunktion $H_K(f, \ell)$ besitzt. Für alle numerischen Ergebnisse wird eine HDSL-Übertragung (High-Rate Digital Subscriber Lines) vorausgesetzt. Hier ist Störung durch Nahbensprechen (Near-End Crosstalk, NEXT) dominant, das von vielen anderen HDSL-Systemen herrührt, die plesiochrone Störsignale (d.h. mit verschiedenen, zufälligen Phasen) produzieren. Deswegen kann die Gesamtstörung als stationär und gaußverteilt modelliert werden (Phase Randomizing), mit dem Leistungsdichtespektrum (LDS)

$$\Phi_{n_0 n_0}(f) = \Phi_{xx} \left(e^{j2\pi f T} \right) / T \cdot |G_T(f)|^2 |H_X(f)|^2, \quad (1)$$

wobei $\Phi_{xx} \left(e^{j2\pi f T} \right)$ das LDS von $\langle x[k] \rangle$ und $H_X(f)$ die Nebensprechübertragungsfunktion bezeichnet, durch die die Einkopplung aller nebensprechender Signale in den Nutzsinalpfad berücksichtigt wird.

Als Empfängereingangsfiler wird ein optimales Nyquistfilter (ONF) $H_R(f, \ell_0)$ eingesetzt, das ohne sendeseitigem THP nach einer Abtastung im Symboltakt ein ISI-freies Signal erzeugen würde, solange die tatsächliche Kabellänge mit der Designlänge ℓ_0 übereinstimmt, die für den Entwurf von Vorcodierer und Eingangsfiler angenommen wurde. Restinterferenzen entstehen für den Fall $\ell \neq \ell_0$. Hier wird vereinfachend angenommen, daß bis auf die Kabellänge alle Parameter von tatsächlicher und Referenzapplikation identisch sind. Da sonstige Parameterdifferenzen sehr gut durch äquivalente Längendifferenzen ausgedrückt werden können, stellt dies jedoch keine gravierende Einschränkung dar.

Wegen der durch das ONF vorgenommenen li-

nearnen Entzerrung ist das abgetastete Signal durch stark gefärbtes Rauschen sehr hoher Varianz gestört. Eine Rauschreduktion kann nun durch ein nachgeschaltetes FIR-Filer $H(z) = \sum_{k=0}^{q_h} h[k] z^{-k}$ vom Grad q_h vorgenommen werden, das die Aufgabe hat, die Störung (nahezu) weiß zu machen (Noise-Whitening-Filer). Die Koeffizienten dieses monischen ($h[0] = 1$), minimalphasigen Filters werden nach der Forderung einer minimalen Geräuschvarianz am Filterausgang über die Yule-Walker-Gleichungen berechnet; zur Berücksichtigung der bei einer Kabelübertragung vorhandenen Übertragerankopplung wird außerdem eine Nullstelle von $H(z)$ bei DC ($z = 1$) vorgeschrieben (Details hierzu können [3] entnommen werden).

Durch das Noise-Whitening-Filer werden nun wieder ISI erzeugt, deren Beseitigung die Aufgabe des festen Vorcodierers ist. Im Fall von THP werden die Sendekoeffizienten $x[k]$ Symbol für Symbol erzeugt, gemäß der Vorschrift

$$x[k] = a[k] + 2M \cdot d[k] - \sum_{\kappa=1}^{q_h} h[\kappa] x[k - \kappa]. \quad (2)$$

Dabei korrespondieren die Symbole $d[k] \in \mathbb{Z}$ mit der Modulo-Operation in THP und werden zur Erfüllung der Forderung $x[k] \in [-M, M)$ bestimmt.

Für das Weitere empfiehlt es sich, eine *effektive Datensequenz* (EDS) $v[k]$ zu definieren, gemäß

$$v[k] = a[k] + 2M \cdot d[k]. \quad (3)$$

Damit ergibt sich nach Gl. (2) die Sequenz $\langle x[k] \rangle$ durch Filterung von $\langle v[k] \rangle$ mit der formalen Inversen von $H(z)$, woraus folgt, daß nach dem Noise-Whitening-Filer im rauschfreien Fall wieder die EDS vorliegt, solange $\ell = \ell_0$ gilt. Durch nochmalige Anwendung einer Modulo-Operation können aus ihr die Amplitudenkoeffizienten $a[k]$ eindeutig zurückgewonnen werden.

Letztendlich wird im System eine Modifikation von THP in Form von DS verwendet, die aber keine prinzipielle Änderung des Modells zur Folge hat. Bei DS wird die Dynamik der EDS auf einen vorgeschriebenen Wert begrenzt, $|v[k]| \leq V_{\max}$, indem bei der Vorcodierung in jedem Zeitschritt nur solche Korrektursymbole $d[k]$ zugelassen werden, die die Einhaltung dieser Bedingung gewährleisten. Das Prinzip modulo-kongruenter Symbole von THP wird beibehalten, jedoch erfolgt die Auswahl der Korrektursequenz nicht mehr Symbol für Symbol, sondern durch langfristige Betrachtung.

Auf die nachfolgende blinde Entzerrung, die im Fall $\ell \neq \ell_0$ versucht, die EDS zu rekonstruieren, wird in Abschnitt 3 ausführlich eingegangen. Im letzten Schritt werden die gesendeten Daten durch die Kanaldecodierung rekonstruiert.

Als konkretes Szenario für alle Simulationen wird eine HDSL-Übertragung mit 2.048 Mbit/s über Zweidrahtleitungen der Deutschen Telekom AG mit einem Leiterdurchmesser von 0.4 mm gewählt. Die entsprechende Kabel- bzw. Nebensprechübertragungsfunktion kann gemäß [6] approximiert werden. Der Grad des Noise-Whitening-Filters wird zu $q_h = 10 + 1$ festgelegt, wobei '+1' die DC-Nullstelle (bei $z = 1$) symbolisiert; damit kann ein vernünftiger Austausch zwischen Leistungseffizienz und Komplexität erzielt werden [3].

Da sich für das hier vorliegende Szenario eine Rate $R \approx 2.75 \frac{\text{bit}}{\text{PAM}_{\text{symbol}}}$ als optimal erwiesen hat [7], kann ein vierdimensionaler TCM-Code eingesetzt werden, wobei mit ($M = 8$)-stufiger PAM pro Dimension übertragen wird. Durch einen Code mit 16 Zuständen, der in [7] genauer diskutiert wird, wird bei $10 \log_{10}(E_b/N_0) = 15$ dB eine Bitfehlerrate $\text{BER} = 10^{-7}$ erreicht. Nach [7] resultiert ein Längengewinn von ≈ 500 m, der zu einer Anpassungslänge $\ell_0 = 3.245$ km gegenüber $\ell_0 = 2.745$ km bei uncodierter Übertragung führt, die sich aus der Forderung $\text{BER} = 10^{-7}$ bei 6 dB Reserve ergibt.

Durch DS kann beim gegebenen Szenario bei Wahl von $V_{\max} = 24$ eine deutlich von einer Gaußdichte verschiedene Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der EDS erreicht werden, was blinde Entzerrung ermöglicht, bei annähernd identischer Leistungseffizienz wie THP [7].

3 Blinde Entzerrung

3.1 Konzept

In [3] wurde gezeigt, daß im Fall uncodierter Übertragung eine blinde Entzerrung der Restinterferenzen mithilfe des Sato-Algorithmus [8] erfolgen kann. Bei codierter Übertragung hingegen erweist sich dieser Ansatz als nicht hinreichend leistungsfähig, vor allem dann, wenn die Kabellänge deutlich größer als die Anpassungslänge ist ($\ell \geq 3.4$ km). In diesem Fall treten sehr niedrige Störabstände am Entzerrereingang auf, was eine Konvergenz des durch den Sato-Algorithmus durchgeführten Gradientenabstiegs zu unerwünschten lokalen Minima zur Folge haben kann; eine Verbesserung der blinden Entzerrung ist somit erforderlich.

Zur Konstruktion leistungsfähiger blinder Algorithmen empfiehlt sich die Aufspaltung der Entzerrung in zwei aufeinanderfolgende Stufen, die Entzerrung des Betragsfrequenzgangs des Kanals und die des Phasenfrequenzgangs. Nach diesem Konzept erfolgte z.B. in [9] der Entwurf eines sehr robusten und schnell konvergierenden Algorithmus zur blinden Adaption einer DFE, der allerdings nur anwendbar ist, wenn die zu rekonstruierende Datenfolge die i.i.d.-Eigenschaft (independent, identically distributed) besitzt.

Zur Beseitigung der Restinterferenzen wird die Struktur gemäß Bild 2 vorgeschlagen. Zu beachten ist, daß die in der Literatur angegebenen Verfahren zur Betragsentzerrung nicht übernommen werden können, da dort immer die i.i.d.-Eigenschaft vorausgesetzt wird; die zu rekonstruierende EDS ist jedoch bei DS wie auch bei THP sehr stark gefärbt, vgl. Bild 3. (Eine direkte Rekonstruktion von $a[k]$ durch einen linearen Entzerrer ist wegen der nichtlinearen Modulo-Operation im Vorcodierer unmöglich.)

3.2 Betragsentzerrung

In [9] wird vorgeschlagen, die Betragsentzerrung dadurch zu bewerkstelligen, daß ein (annähernd) weißes Signal mit minimaler Varianz erzwungen wird. Ein weißes Ausgangssignal des Betragsentzerrers gewährleistet jedoch nur dann die Beseitigung der Betragsverzerrungen, wenn auch die Sendesequenz ein konstantes LDS hat. Ist dies nicht der Fall, so ist die Betragsentzerrung derart zu modifizieren, daß ihr Ausgangssignal das dann nichtkonstante LDS des zu rekonstruierenden Signals aufweist. Dazu werden im folgenden

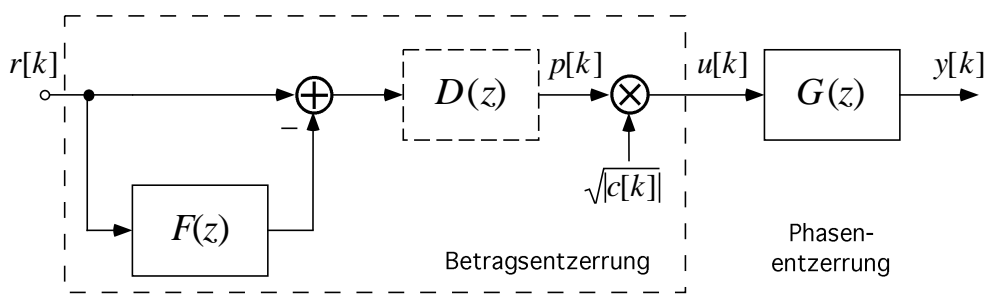


Bild 2: Blockdiagramm der blinden Entzerrung.

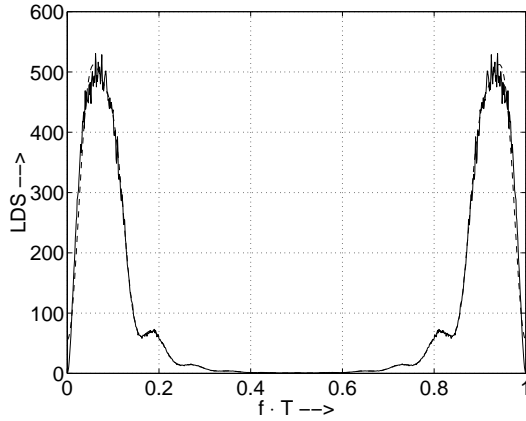


Bild 3: Leistungsdichtespektrum der effektiven Datensequenz (durchgezogene Linie) bei $q_h = 10 + 1$ und $V_{\max} = 24$; ebenfalls dargestellt: $|D(e^{j2\pi fT})|^2$ (gestrichelte Linie; vgl. Abschnitt 3.2.1).

zwei Verfahren angegeben; das erste erzeugt als Zwischengröße ein weißes Signal, das anschließend geeignet gefärbt wird, das zweite stellt das gewünschte LDS bzw. die Autokorrelationsfolge (AKF) direkt ein.

3.2.1 Betragsentzerrung mit Prädiktionsfehlerfilter und färbendem Filter

Eine mögliche Vorgehensweise ist, zuerst wieder, wie im Verfahren nach [9], mit einem Prädiktionsfehlerfilter ein annähernd weißes Signal zu erzeugen und dieses dann mit einem festen FIR-Filter derart zu färben, daß an dessen Ausgang in guter Näherung das LDS der EDS gemessen werden kann. Als Prädiktionsfehlerfilter wird im Gegensatz zu [9] ein FIR-Filter $1 - F(z)$ vom Grad q_f , mit $F(z) = \sum_{k=1}^{q_f} f[k] z^{-k}$ gewählt. Dieses ist hier besser geeignet, da die zu entzerrende Übertragungsfunktion besser durch ein rein rekursives System als durch ein FIR-System, das inverse System also eher durch ein FIR-System beschrieben werden kann; zudem würden bei einem rekursiven Prädiktionsfehlerfilter aufgrund der statistischen Eigenschaften der EDS Stabilitätsprobleme auf-

treten. Das färbende Filter $D(z)$ ist gemäß

$$|D(e^{j2\pi fT})|^2 \approx \text{const.} \cdot \Phi_{vv}(e^{j2\pi fT}) \quad (4)$$

zu entwerfen, wobei $\Phi_{vv}(e^{j2\pi fT})$ das LDS der EDS bezeichnet, das beispielsweise mittels Simulation des fest eingestellten Vorcodierers gemessen werden kann.

Zur Einstellung der Koeffizienten $f[k]$ kann der LMS- oder auch der RLS-Algorithmus eingesetzt werden, wobei das Kriterium die Minimierung der Leistung des Ausgangssignals von $1 - F(z)$ ist. Die Bestimmung des färbenden Filters $D(z)$ erfolgt nach einer in [10] angegebenen Methode, die im wesentlichen in der doppelten Anwendung der Yule-Walker-Gleichungen besteht. Nach Bild 3 wird durch das daraus resultierende $|D(e^{j2\pi fT})|^2$ eine sehr gute Approximation des LDS der EDS erreicht; dabei wurde ein Filtergrad $q_d = 20$ gewählt.

Es ist hervorzuheben, daß das färbende Filter $D(z)$ nur vom fest gewählten Vorcodierer abhängt und somit beim Systementwurf berechnet und fest eingestellt werden kann.

Durch das angegebene Vorgehen nach [10] ist garantiert, daß sich ein minimalphasiges Filter $D(z)$ ergibt. Da auch das Prädiktionsfehlerfilter $1 - F(z)$ nach Konvergenz minimalphasig ist [3], resultiert eine minimalphasige Gesamtübertragungsfunktion des Betragsentzerrers. Diese Eigenschaft ist vorteilhaft für die anschließende Phasentzerrung, da der Phasengang der zu entzerrenden Übertragungsfunktion und damit auch der des inversen Systems bei der hier betrachteten Anwendung näher am Phasengang eines minimalphasigen als an dem eines maximalphasigen Systems liegt. Damit ist gewährleistet, daß die verbleibenden Phasenverzerrungen nach der Betragsentzerrung nicht zu stark sind.

Da alle Filter zur Betragsentzerrung monisch sind, ist anschließend noch eine Leistungsregelung mittels einer AGC $\sqrt{|c[k]|}$ erforderlich, wobei $c[k]$

gemäß einer in [9] angegebenen Rekursion eingestellt wird.

3.2.2 Betragsentzerrung mit direkter Einstellung der AKF

Für eine Reduktion des Aufwandes bei der Realisierung stellt sich nun die Frage, ob die Betragsentzerrung auch mit einem einzigen Filter vorgenommen werden kann. Dessen Koeffizienten sind dann adaptiv derart einzustellen, daß die gewünschte AKF direkt im Ausgang dieses Filters vorliegt, bis auf einen zulässigen Faktor, der wieder durch die AGC beseitigt werden kann. Ein Algorithmus, mit dem dies möglich ist, wird im folgenden beschrieben, wobei wieder die Struktur nach Bild 3 vorausgesetzt wird, allerdings nun mit $D(z) \equiv 1$.

Der (zeitabhängige) Koeffizientenvektor zu $F(z)$,

$$\mathbf{f}[k] = [f_1[k] \quad f_2[k] \quad \dots \quad f_{q_f}[k]]^T, \quad (5)$$

wobei im Gegensatz zur bisherigen Darstellung die Koeffizientennummer nun als Index erscheint, wird rekursiv aktualisiert gemäß

$$\mathbf{f}[k+1] = \mathbf{f}[k] - \mu_f (|p[k]|^2 \boldsymbol{\varphi} - p[k] \mathbf{p}[k]). \quad (6)$$

Dabei bezeichnet $p[k]$ das Ausgangssignal von $1 - F(z)$, vgl. Bild 2, $\mathbf{p}[k]$ einen Vektor mit den q_f letzten Ausgangswerten,

$$\mathbf{p}[k] = [p[k-1] \quad p[k-2] \quad \dots \quad p[k-q_f]]^T, \quad (7)$$

und $\boldsymbol{\varphi}$ einen Vektor mit den gewünschten (normierten) AKF-Werten des Filterausgangssignals,

$$\boldsymbol{\varphi} = \left[\frac{\varphi_{vv}[1]}{\varphi_{vv}[0]} \quad \frac{\varphi_{vv}[2]}{\varphi_{vv}[0]} \quad \dots \quad \frac{\varphi_{vv}[q_f]}{\varphi_{vv}[0]} \right]^T. \quad (8)$$

Nun soll gezeigt werden, daß nach Konvergenz des Algorithmus tatsächlich die gewünschte Korrelationsfolge vorliegt. Der stationäre Zustand ist durch $E\{\mathbf{f}[k+1]\} = E\{\mathbf{f}[k]\}$ gekennzeichnet; nach Gl. (6) muß dafür

$$E\left\{ |p[k]|^2 \boldsymbol{\varphi} - p[k] \mathbf{p}[k] \right\} = \mathbf{0} \quad (9)$$

gelten. Nach Ausführung der Erwartungswertbildung und Umformung ergibt sich

$$\frac{\varphi_{vv}[\mu]}{\varphi_{vv}[0]} = \frac{\varphi_{pp}[\mu]}{\varphi_{pp}[0]}, \quad \mu \in \{1, \dots, q_f\}. \quad (10)$$

Daraus folgt, daß die ersten $q_f + 1$ AKF-Werte von $p[k]$ und $v[k]$ nach Konvergenz bis auf einen

Faktor übereinstimmen, was bei nicht zu geringem q_f hinreichend für die (näherungsweise) komplette Übereinstimmung der AKF-Folgen ist. Der verbleibende Faktor kann anschließend wie im vorherigen Abschnitt mit einer AGC korrigiert werden.

3.3 Phasenentzerrung

Zur Beseitigung der nach der ersten Stufe noch im Signal verbliebenen ISI ist nun ein echt blindes Verfahren erforderlich, mit dem ein weiteres FIR-Filter $G(z)$ vom Grad q_g , vgl. Bild 2, adaptiert wird. (Ein adaptiver Allpaß ist wegen der in der Realität nichtidealen Betragsentzerrung ungeeignet und würde außerdem zu Stabilitätsproblemen führen.) Dieser zweite Adaptionsprozeß wird erst nach Konvergenz der ersten Stufe gestartet, was ein Ineinandergreifen beider Prozesse verhindert. Hier wird der Sato-Algorithmus gewählt [8], dessen theoretische Herleitung, wie bei Verfahren zur blinden T -spaced-Entzerrung generell der Fall, allerdings Daten mit i.i.d.-Eigenschaft voraussetzt. Jedoch ergeben Simulationen, daß der Sato-Algorithmus im Gegensatz zum Godard-Algorithmus z.B. relativ robust gegenüber einer Korrelation in der Sendesequenz ist.

Simulationen zeigen, daß die zweite Entzerrerstufe bei vorgeschalteter Betragsentzerrung auch dann konvergiert, wenn, bedingt durch eine große Kabellänge, ein sehr niedriges SNR vorliegt. Die Korrelation in der EDS wirkt sich aufgrund der durch die erste Stufe drastisch verringerten ISI ebenfalls nicht negativ aus.

3.4 Simulationsergebnisse

Bild 4 zeigt die Varianz des Fehlersignals $e[k] = y[k] - v[k - k_0]$ nach Konvergenz der blinden Entzerrung in Bezug zur quadrierten halben Distanz 1 zweier benachbarter Signalpunkte, bezeichnet als $\text{SNR}_0 = 1/\sigma_e^2$, als Funktion der Kabellänge. Die Verzögerung k_0 nach der Entzerrung kann durch geeignete Initialisierung derart beeinflusst werden, daß ein möglichst großes SNR_0 resultiert. Als Filtergrade für die Simulation wurden $q_f = 20$ und $q_g = 64$ gewählt; außerdem gilt $q_h = 10 + 1$ und $V_{\max} = 24$. Für die Betragsentzerrung wurde die Variante mit direkter Einstellung der Korrelation eingesetzt; mit der Struktur mit zwei Filtern resultieren im stationären Zustand im Prinzip die gleichen Ergebnisse, nur ist die Konvergenzzeit dann etwas geringer.

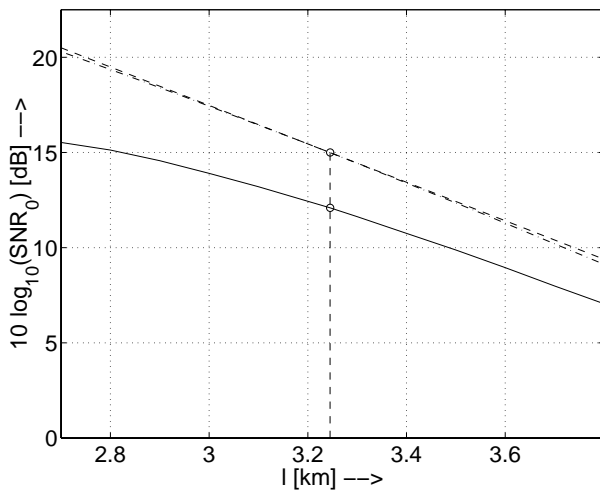


Bild 4: $10 \log_{10}(\text{SNR}_0)$ als Funktion von ℓ für ideale Adaption des Vorcodierers (gestrichelte Linie), festen Vorcodierer und ideale ZF-Entzerrung (stichpunktiierte Linie), beide bei unendlich langem Noise-Whitening-Filter, und für simulierte blinde Entzerrung nach Konvergenz (durchgezogene Linie).

Zum Vergleich sind ebenfalls die theoretischen Grenzen für SNR_0 bei idealer sendeseitiger Adaption der Vorcodierung und bei fester Vorcodierung und idealer ZF-Entzerrung angegeben; hierfür wurden jeweils Filter unendlicher Länge vorausgesetzt. Die niedrigeren simulierten Störabstände sind hauptsächlich durch den endlichen Grad des Noise-Whitening-Filters und die DC-Nullstelle bedingt. Offensichtlich können durch den vorgeschlagenen Entzerralgorithmus über den gesamten Bereich der Kabellänge hinreichend gute Ergebnisse erzielt werden. Die Konvergenzzeit des Verfahrens liegt dabei in Echtzeit bei wenigen Sekunden.

Mit der Umrechnung

$$E_b/N_0 = \text{SNR}_0 \cdot E\{|a[k]|^2\} / (2R) \quad (11)$$

bzw. $10 \log_{10}(E_b/N_0) = 10 \log_{10}(\text{SNR}_0) + 5.82 \text{ dB}$ folgt aus Bild 4 und Abschnitt 2, daß bis zu einer Kabellänge von $\ell = 3.6 \text{ km}$ eine Bitfehlerrate $\text{BER} < 10^{-7}$ nach der Decodierung erreicht werden kann.

4 Schlußfolgerungen

Es wurde ein Konzept zur digitalen Übertragung über Zweidrahtleitungen mit Codierung, Vorcodierung und blinder Entzerrung diskutiert. Durch die Codierung kann die überbrückbare Kabellänge deutlich gesteigert werden. Die Vorcodierung ist an eine feste Referenzapplikation angepaßt, womit die Notwendigkeit einer Rückübertragung von Kanalzustandsinformation vermieden wird. Die deswegen auftretenden

Restinterferenzen können mittels blinder Entzerrung beseitigt werden, wenn Dynamics Shaping zur Vorcodierung eingesetzt wird. Hierzu wurden zwei Varianten eines Entzerrverfahrens mit separater Betrags- und Phasentzerrung vorgestellt, mit denen die in der Sendesequenz vorhandene Korrelation berücksichtigt werden kann. Mit beiden Varianten ist eine robuste blinde Entzerrung möglich, auch bei sehr niedrigem Störabstand am Entzerrereingang.

Literatur

- [1] M. Tomlinson. New automatic equaliser employing modulo arithmetic. *Electron. Lett.*, vol.7:pp.138–139, March 1971.
- [2] H. Harashima and H. Miyakawa. Matched-Transmission Technique for Channels with Intersymbol Interference. *IEEE Trans. on Commun.*, vol.COM-20:pp.774–780, Aug. 1972.
- [3] R. Fischer, W. Gerstacker, and J. Huber. Dynamics Limited Precoding, Shaping, and Blind Equalization for Fast Digital Transmission over Twisted Pair Lines. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.SAC-13:1622–1633, Dec. 1995.
- [4] W. Gerstacker, R. Fischer, and J. Huber. Blind Equalization for Digital Cable Transmission with Tomlinson-Harashima Precoding and Shaping. In *Proceedings of the International Conference on Communications (ICC'95)*, pages 493–497, Seattle, June 1995.
- [5] R. Fischer and J. Huber. Signalformung zur Begrenzung der Dynamik bei der Tomlinson-Harashima-Vorcodierung. In *ITG-Fachbericht 130*, pages 457–466. VDE-Verlag, 1994. Codierung für Quelle, Kanal und Übertragung.
- [6] H.-W. Wellhausen. Eigenschaften symmetrischer Kabel der Ortsnetze und generelle Übertragungsmöglichkeiten. *Der Fernmelde-Ingenieur*, 43.Jahrgang/Heft 10/11:1–51, Okt.,Nov. 1989. (in German).
- [7] W. Gerstacker, R. Fischer, and J. Huber. A Transmission Scheme for Twisted Pair Lines with Coding, Precoding, and Blind Equalization. Accepted for presentation at IEEE Global Telecommunication Conference (GLOBECOM'97), 1997.
- [8] Y. Sato. A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude-Modulation. *IEEE Trans. on Commun.*, vol.COM-23:pp.679–682, June 1975.
- [9] J. Labat, O. Macchi, C. Laot, and N. Le Squin. Is Training of Adaptive Equalizers still Useful? In *Proceedings of the IEEE Global Telecommunication Conference (GLOBECOM'96)*, pages 968–972, London, Nov. 1996.
- [10] R. Fischer and J. Huber. Finite-Word-Length and Nonrecursive Implementation of Tomlinson-Harashima Precoding. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, vol.51(no.4):187–195, 1997.