

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: 79 (1988)

Heft: 15

Artikel: Die Kompensation von Zeichenübersprechen bei digitaler Kommunikation

Autor: Ochsner, H.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-904060>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. 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. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

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. [Voir Informations légales.](#)

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. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 16.03.2025

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

Die Kompensation von Zeichenübersprechen bei digitaler Kommunikation

H. Ochsner

Dieser Aufsatz beleuchtet die digitale Kommunikation über Kanäle, welche ein Zeichenübersprechen bewirken. Zeichenübersprechen tritt beispielsweise bei Kanälen mit Bandbegrenzung oder Mehrwegeausbreitung (z. B. bei mobiler Funkübertragung) auf. Abhilfe schaffen können die in diesem Aufsatz erläuterten Verfahren der linearen Entzerrung, der Entzerrung mit Entscheidungsrückführung (Decision Feedback Equalizing – DFE) und der Maximum Likelihood Sequence Estimation (MLSE) mit Hilfe des Viterbi-Algorithmus (VA).

Cet article explique la communication digitale par le biais de canaux qui causent une diaphonie. Une telle diaphonie se manifeste par exemple dans les canaux avec limitation de bande ou propagation multivoie (p. ex. dans la radiotransmission mobile). Des mesures appropriées de compensation expliquées dans cet article sont l'égalisation linéaire, l'égalisation avec rétroaction de décision (Decision Feedback Equalizing – DFE) et la Maximum Likelihood Sequence Estimation (MLSE) à l'aide de l'algorithme de Viterbi.

Adresse des Autors

Dr. Heinz Ochsner, Ascom Autophon AG,
Ziegelmatthstrasse 1–15, 4503 Solothurn.

In naher Zukunft werden digitale Mobiltelefoniesysteme [1] zum Einsatz kommen. Diese werden vermehrt Kanäle benutzen, die mit Zeichenübersprechen behaftet sind. Mit Zeichenübersprechen bezeichnet man einen Effekt, bei dem ein einzelnes zu übertragendes Symbol nicht nur das Signal in seinem eigenen Zeitintervall, sondern auch in mehreren Intervallen vor oder nachher beeinflusst. Die Kompensation dieses Effektes bezeichnet man ganz allgemein als Entzerrung, wobei zu beachten ist, dass ein Übersprechen der erwähnten Art durchaus gewollt und die damit verbundene Entzerrung für die Kommunikation einen Vorteil bringen kann.

Ein Zeichenübersprechen kann grundsätzlich auf zwei Arten entstehen: durch Bandbegrenzung eines Signals und durch Mehrwegeausbreitung. In der Mobilkommunikation treten beide Effekte auf. Eine Bandbegrenzung ist erforderlich, um eine möglichst gute spektrale Ökonomie zu erzielen. Das gegenwärtig in Definition befindliche paneuropäische Mobiltelefoniesystem [1] verwendet dazu beispielsweise das sehr bandbreiteneffiziente Modulationsverfahren GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) mit einer relativen Bandbreite (BT-Produkt) von 0,3. Daraus ergibt sich ein praktisch zu berücksichtigendes Zeichenübersprechen von etwa 2 Bit beidseits des eigentlichen Intervalls. Eine Mehrwegeausbreitung bewirkt dann ein Zeichenübersprechen, wenn das ausgesendete Signal den Empfänger auf verschiedenen Pfaden mit unterschiedlichen Laufzeiten erreicht. Auch dieser Fall tritt bei Mobilfunk sehr häufig auf, im bereits erwähnten europäischen Netz wird beispielsweise gefordert, dass die Empfänger in der Lage sein müssen, Laufwegdifferenzen bis zu 16 μ s zu entzerren. Die Bitdauer beträgt bei diesem System lediglich etwa 3,7 μ s. In den

folgenden Abschnitten werden die wichtigsten drei in Frage kommenden Entzerrungsmethoden kurz erläutert und miteinander verglichen.

Übertragungsmodell

Die Figur 1 zeigt das im folgenden diskutierte Übertragungsmodell. Eine Datenquelle liefert Q -wertige (d.h. die Werte 0 bis $Q-1$ umfassende) Datensymbole $d[i]$. Diese werden in einem Codierer in M -wertige Symbole $b[k]$ umgesetzt (i und k sind Zeitindizes). Die max. mögliche Rate der codierten

$$R=1/T \quad (1)$$

sei dabei kleiner oder gleich der Rate der Quellensymbole. Dieser Codierer könnte beispielsweise einen fehlerschützenden Faltungscode oder aber die für eine bandbreiteneffiziente Modulation erforderliche Vorcodierung enthalten. Der nachfolgende gedächtnislose Modulator¹ bildet die codierten Symbole $b[k]$ derart in Wellenzüge $s^{(m)}(t)$ der Dauer T ab, dass

$$s(t) = s^{(m)}(t-kT) \quad (2)$$

$$kT \leq t < (k+1)T$$

$$0 \leq m < M$$

¹ Man beachte, dass der Modulator nur ein Signal der Dauer T , das heisst der Symboldauer des Zeichens $b[k]$ erzeugt. Dies entspricht der heute üblichen Vorstellung der modernen Modulationstheorie, dass es die Aufgabe des Modulationsteilsystems sei, zusammen mit dem Übertragungskanal den bestmöglichen diskreten gedächtnislosen Kanal (Discrete Memoryless Channel – DMC) für das Codierteilsystem zu erzeugen [3]. Jegliche Art der Pulsformung oder Vorcodierung, deren Aufgabe es ist, Zeichenübersprechen zu erzeugen, ist deshalb dem Codierer zugeordnet.

FSK – Frequency Shift Keying (Frequenzumtastverfahren)

Beim FSK-Verfahren wird die modulierende Binärsequenz auf einen spannungsge- steuerten Oszillator (VCO – Voltage Controlled Oscillator) geführt, welcher beispie- lweise für das binäre Zeichen 0 die Frequenz f_a und für das Zeichen 1 die Frequenz f_b er- zeugt. Die Differenz $\Delta f = f_b - f_a$ bezeichnet man als *Hub*. Die Modulation lässt sich demnach folgendermassen beschreiben:

$$d[k] = 0 \rightarrow s(t) = s^{(0)}(t - kT) = A \cdot \cos 2\pi f_a t, \quad kT \leq t < (k+1)T, \quad (f1)$$

$$d[k] = 1 \rightarrow s(t) = s^{(1)}(t - kT) = A \cdot \cos 2\pi f_b t, \quad kT \leq t < (k+1)T.$$

Umfasst die Symboldauer T der Datenbits für beide Frequenzen eine ganze Anzahl Perioden, so ist das FSK-Verfahren *orthogonal*, d. h. es gilt:

$$\int_0^T s^{(0)}(t) \cdot s^{(1)}(t) dt = 0. \quad (f2)$$

Ist $1/T \ll f_a, f_b$, so gilt die obige Orthogonalitätsbeziehung mit guter Näherung auch für Frequenzen, die kein ganzzahliges Vielfaches von $1/T$ sind. Die HF-Bandbreite B_{HF} des FSK-Signals liegt in der Grössenordnung von $\max(\Delta f, 1/T)$.

MSK – Minimum Shift Keying

Der kleinstmögliche Frequenzhub, für welchen die Orthogonalitätsbedingung noch eingehalten werden kann, beträgt

$$\Delta f = 1/2 T \quad (f3)$$

Bei MSK handelt es sich um ein phasenkontinuierliches orthogonales FSK-Verfahren, das die kleinstmögliche HF-Bandbreite besitzt. Es ist zu beachten, dass ein VCO mit einem derart kleinen Hub nur sehr schwierig zu realisieren ist. Deshalb wird in der Fachliteratur normalerweise ein äquivalentes Quadraturverfahren vorgeschlagen.

GMSK – Gaussian Minimum Shift Keying

Die Bandbreite von MSK wird immer noch massgeblich durch die Tatsache be- stimmt, dass das den VCO ansteuernde binäre Rechtecksignal Unstetigkeiten (scharfe Kanten) aufweist. Filtert man dieses Signal vor der Frequenzmodulation, so lässt sich die HF-Bandbreite B_{HF} weiter reduzieren. Beim GMSK-Verfahren geschieht diese Vor- verzerrung durch ein Niederfrequenzfilter, welches einen gaussförmigen Frequenzgang mit einer 3-dB-Bandbreite B besitzt. Die Modulation wird dann durch das Produkt $B \cdot T$ bestimmt. Die üblichen Werte für dieses Produkt liegen bei $0,25 < BT < 0,5$.

Durch die Vorfilterung geht nun aber die Orthogonalität des Signales verloren, eben- so entsteht ein Zeichenübersprechen. Zudem wird mit kleiner werdendem BT die Stör- festigkeit immer geringer. Andererseits ist das GSMK-Verfahren nach wie vor ein Modu- lationsverfahren, welches eine konstante Einhüllende besitzt und sich zudem sowohl kohärent als auch inkohärent demodulieren lässt. Deshalb findet es in vielen Fällen, wo die Bandbreite möglichst klein gehalten werden muss, Anwendung.

Tabelle I

Die Wellenzüge $s^{(m)}(t)$ gehören einem Signalraum der Dimension $N \leq M$ an.

Der analoge Übertragungskanal be- sitzt die Stossantwort $g_t(\tau)$, so dass sich für das Ausgangssignal schreiben lässt

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g_t(\tau) s(t-\tau) dt \quad (3)$$

Der Index t weist darauf hin, dass diese Stossantwort mit der Zeit langsam verändern kann. Ein im Sen- der möglicherweise vorhandenes, der eigentlichen Modulation folgendes

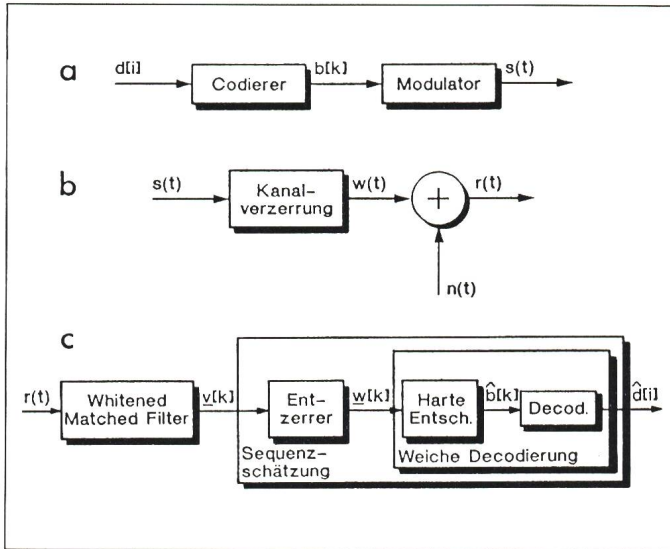
analoges Ausgangsfilter wäre eben- falls in $g_t(\tau)$ eingeschlossen. Additives weisses Gaussrauschen (AWGN) $n(t)$ mit der zweiseitigen Leistungsdichte $N_0/2$ beeinträchtigt das Signal $w(t)$. Beide zusammen ergeben das Emp- fangssignal $r(t)$.

Am Eingang des Empfängers (Fig. 1) befindet sich ein sogenanntes *Whi- tened Matched Filter (WMF)*. Es be- stimmt aus dem empfangenen analo- gen Signal für jeden Zeitpunkt k einen Satz von N Werten, welche als Vektor $v[k]$ dargestellt werden. Das WMF be- steht einerseits aus einem eigentlichen Matched Filter (signalangepasstes Fil- ter), das die Aufgabe hat, die zum

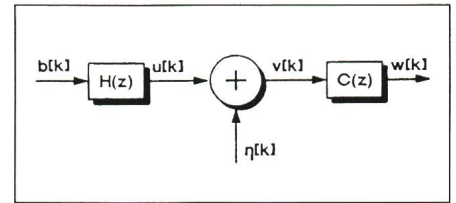
Symbol $b[k]$ gehörende Energie in $r(t)$ möglichst in den diskreten Zeitpunkt k zu konzentrieren, um so ein symbol- weise maximales Signal-Geräusch- Verhältnis zu erzielen. Zusätzlich wird beim Whitened Matched Filter dafür gesorgt, dass die vom Rauschen $n(t)$ stammenden Anteile in $v[k]$ weiterhin unkorreliert sind. Für weitere Einzel- heiten sei wieder auf [2] verwiesen. Einige wichtige Punkte sind jedoch zu beachten:

- Das WMF benötigt neben der Kenntnis der ausgesendeten Wel- lenzüge $s^{(m)}(t)$ auch eine Schätzung der Kanalstossantwort $g_t(\tau)$. Der Empfänger wird demnach norma- lerweise eine geeignete Schätz- einrichtung enthalten.
- Das WMF entfernt ein vorhandenes Zeichenübersprechen keineswegs; dieses wird im Gegenteil noch etwas verbreitert. Die Aufgabe des signal- angepassten Filters ist die Konzen- tration der Energie in den diskreten Zeitpunkt k , diese Konzentration kann normalerweise aber nicht zu 100% erfolgen.
- In den weitaus häufigsten Fällen modulieren die Symbole $b[k]$ sinus- förmige Trägerfrequenzen. In die- sem Fall beträgt die Dimension des Signalraumes $N = 2$, und der Vek- tor $v[k]$ wird als komplexe Zahl $\underline{v}[k]$ interpretiert.
- In vielen praktischen (suboptima- len) Fällen wird das WMF vereinfacht implementiert und besteht nur aus einem Phasenschieber (welcher die Trägerregeneration symboli- siert) und einem Abtaster.

Die auf $v[k]$ basierende Entschei- dung kann nun in bis zu drei Schritten erfolgen: Die *Entzerrung* liefert die Se- quenz $w[k]$, eine anschliessende soge- nannte *harte Entscheidung (Hard Deci- sion)* erzeugt die geschätzten codierten Symbole $\hat{b}[k]$. Nach der Decodierung stehen schliesslich die geschätzten Da- tensymbole $\hat{d}[i]$ zur Verfügung. Wirkt die Decodierung direkt auf die entzerr- ten Symbole, dann können harte Ent- scheidung und Decodierung zu einer *weichen Decodierung (Soft Decoding)* zusammengefasst werden; mit einer derartigen Anordnung können zusätz- liche 2 bis 3 dB an Störresistenz ge- wonnen werden [3]. Moderne Algo- rithmen, welche auf dem Viterbi-Algo- rithmus basieren, bilden eine Sequenz- schätzung aufgrund der nicht entzerr- ten Symbole und liefern die gewünsch- ten decodierten Schätzungen $\hat{d}[i]$.



Figur 1
Übertragungsmodell
a Sender
b Übertragungskanal
c Empfänger



Figur 3 Lineare Entzerrung
Die lineare Entzerrfunktion $C(z)$...

$$\underline{w}[k] = \sum_{j=-K}^K \underline{c}_j \underline{v}[k-j] \quad (5)$$

In der Figur 1 kann nun die Kette, beginnend mit dem Modulator, über Kanal, additives Rauschen bis zum Whitenen Matched Filter in ein äquivalentes zeitdiskretes Modell des Kanals mit Zeichenübersprechen und additivem Gaussrauschen zusammengefasst werden. Der Einfachheit halber sei nun sinusförmige Amplitudenmodulation angenommen, so dass ganzzahlige (skalare) Eingangssymbole $b[k] \in \{0,1,\dots,M-1\}$ sowie komplexe Ausgangsgrößen $v[k]$ resultieren. Der resultierende lineare zeitdiskrete Kanal² (Fig. 2) kann nun angeschrieben werden als

$$\underline{v}[k] = \sum_{n=0} h_n b[k-n] + \eta[k] \quad (4)$$

Falls sämtliche Teilblöcke der Übertragungskette bekannt sind, können die Ersatzkoeffizienten h_n genau bestimmt werden. Im allgemeinen ist der physikalische Kanal aber unbekannt, weshalb die h_n entweder Zufallsvariablen oder dann langsam variierende Zufallsprozesse darstellen.

Entzerrer

Unter einem Entzerrer (Equalizer) versteht man eine signalverarbeitende

² Im allgemeinen ist das äquivalente zeitdiskrete Modell wegen der möglicherweise nichtlinearen Modulation und Demodulation ebenfalls nichtlinear. Die Entzerrungsmethoden, die in diesem Aufsatz vorgestellt werden, können auch auf diese Fälle angewendet werden.

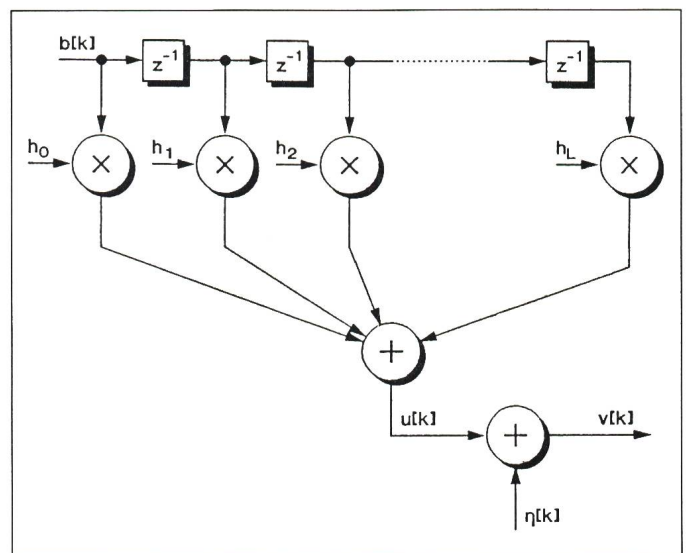
Einrichtung (oder auch bloss einen Algorithmus), welche ausschliesslich die Kompensation des Zeichenübersprechens zur Aufgabe hat. Die (äquivalente) empfangene Sequenz $v[k]$ soll dabei derart verarbeitet werden, dass das Ausgangssignal $w[k]$ abgesehen von einer möglichen Skalierung der ursprünglich gesendeten Sequenz $b[k]$ möglichst gut entspricht. Im folgenden werden drei verschiedene Entzerrertypen näher beschrieben. Eine etwas eingehendere Darstellung findet man in [2].

1. Lineare Entzerrer

Im einfachsten Fall besteht der Entzerrer lediglich aus einem linearen Filter (Fig. 3)

$$\underline{w}[k] = q_0 b[k] + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq k}}^{\infty} q_{k-n} b[n] + \sum_{j=-\infty}^{\infty} \underline{c}_j \eta[k-j] \quad (6)$$

Figur 2
Das zeitdiskrete Ersatzmodell



Die komplexe Sequenz $\{q_n\}$ entsteht durch zeitdiskrete Faltung aus den Impulsantworten des Kanals und des Entzerrers:

$$q = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j h_{n-j} \quad (7)$$

Offenbar entspricht der erste Summand in der Gleichung (6) dem gewünschten Datensymbol, gefolgt vom verbleibenden Zeichenübersprechen. Der letzte Term entspricht dem (nicht mehr weissen) Rauschen im Ausgangssignal des Entzerrers.

Spitzenverzerrung: Der maximal mögliche Wert des zweiten Summanden in der (6), wird als Spitzenverzerrung (Peak Distortion) D bezeichnet. Er berechnet sich aus

$$D = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq k}}^{\infty} |q_n| = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq k}}^{\infty} \left| \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j h_{n-j} \right| \quad (8)$$

Im Falle nichtbinärer $b[k]$ müsste (8) noch um eine Normalisierungsgrösse erweitert werden. Man kann nun zeigen, dass D den Wert 0 erreichen kann, falls die Übertragungsfunktion des Entzerrers folgendermassen gewählt wird:

$$C(z) = \frac{1}{H(z)} \quad (9a)$$

Hier bezeichnen $C(z)$ und $H(z)$ die z-Transformierten der Sequenzen $\{c_j\}$ und $\{h_n\}$. Diesen Entzerrer bezeichnet man auch als Zero-Forcing-Equalizer. Er wird normalerweise als adaptiver Entzerrer realisiert.

Ein wesentlicher Nachteil dieser Methode wird offensichtlich, wenn man den Zero-Forcing-Algorithmus im Frequenzbereich untersucht. Hier gilt nämlich

$$C(j\omega) = \frac{1}{H(j\omega)} \quad (9b)$$

Sollte der Frequenzgang $H(j\omega)$ des Kanals bei einer gewissen Frequenz einen starken Einbruch erleiden, so wird $C(j\omega)$ bei dieser Frequenz sehr gross. Dies wirkt sich nun aber auch auf das Rauschen aus; den Vorteil der vollständig kompensierten Spitzenverzerrung erkaufte man sich durch einen erhöhten Rauschpegel.

Mittleres Fehlerquadrat: Den eben erwähnten Nachteil kann man vermei-

den, wenn man den Einfluss des Zeichenübersprechens und des Rauschens gleichzeitig zu minimalisieren versucht. Dies wird erreicht, indem der Erwartungswert der mittleren Leistung des Fehlersignals $b[k] - \hat{w}[k]$ folgendermassen minimiert wird:

$$E[|b[k] - \hat{w}[k]|^2] \rightarrow \text{minimal} \quad (10)$$

Der Faktor q_0 , welcher in (6) erscheint, wurde hier zu 1 normiert. In diesem Fall findet man die Übertragungsfunktion des Entzerrers zu

$$C(z) = \frac{H^*(z^{-1})}{H(z)H^*(z^{-1}) + N_0} \quad (11)$$

Man kann einfach nachprüfen, dass die Gleichung (11) zur Gleichung (9) des Kriteriums der Spitzenverzerrung wird, falls die Rauschleistungsdichte N_0 verschwindet. Auch bei diesem Entzerrer können adaptive Methoden wie etwa der Kalman-Algorithmus zur Anwendung gelangen.

Verwandte, wenn auch eher qualitative Kriterien beziehen sich auf das sogenannte Augendiagramm, d.h. eine Darstellung des entzerrten Signals auf einem Oszilloskop. Auch bei diesen Kriterien steht das Ziel der Rekonstruktion des Signals im Vordergrund.

2. Nichtlineare Entzerrer mit Entscheidungsrückführung

Die Entzerrertransferfunktion $C(z)$ in den Gleichungen (9) bzw. (11) enthält eine Polstelle, falls der entsprechende Nenner eine Nullstelle besitzt. Dieser Fall trifft bei Mobilfunk mindestens angenähert häufig zu. Nun ist ein Pol durch ein Transversalfilter mit einer endlichen Anzahl Abgriffen nicht zu realisieren. Um eine möglichst gute Annäherung zu erzielen, muss deren Anzahl zumindest sehr gross sein, insbesondere bei kurzen Kanalstossantworten.

Beim Entzerrer mit Entscheidungsrückführung (Decision Feedback - DFE) verwendet man deshalb einen anderen Ansatz (Fig. 4). Anstelle einer Signalrekonstruktion mittels eines Filters, welches im wesentlichen der Umkehrung der Kanalverzerrung entspricht, wird in diesem Fall versucht, lediglich das Symbolübersprechen zu regenerieren und vom Empfangssignal zu subtrahieren. Diese Regeneration erfolgt durch Filterung mit Hilfe von

bereits früher erfolgten, als richtig angenommenen Entscheidungen. Auch hier können sowohl die Kriterien der Spitzenverzerrung als auch des mittleren Fehlerquadrates angesetzt werden. Im allgemeinen enthält der Vorwärtspfad ein zusätzliches Filter, welches bereits einen Teil des Zeichenübersprechens entfernt und eine gewisse Ähnlichkeit mit dem im vorigen Abschnitt erläuterten linearen Entzerrer hat. Offenbar wird für die beiden Filter die Bedingung

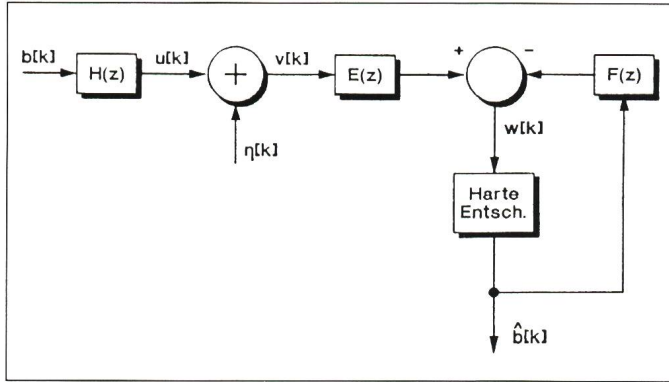
$$F(z) = H(z)E(z) - 1 \quad (12)$$

angestrebt.

Der Hauptnachteil des Entzerrers mit Entscheidungsrückführung ist seine Abhängigkeit von möglicherweise falschen Entscheidungen. Ein einziger Entscheidungsfehler kann dann zu weiteren Fehlern führen. Diese sogenannte Fehlerfortpflanzung bewirkt dann büschelweise auftretende Fehler. Diese sogenannten Büschelfehler sind in Mobilfunksystemen allerdings keine Seltenheit, weshalb gewisse Gegenmassnahmen sowieso getroffen werden müssen. Die Fehlervervielfachung führt jedoch zu einer Verminderung der Störresistenz um mindestens 2 dB. Ausserdem sind Verluste um weitere 2 dB durch die harten Entscheidungen zu verzeichnen. Es zeigt sich auch, dass der Decision Feedback Equalizer insbesondere bei den Mehrwegkanälen der Mobilkommunikation immer noch eine bescheidene Leistungsfähigkeit aufweist, solange die beiden Teilfilter nur eine relativ kleine Anzahl Abgriffe besitzen. Gegenüber dem im nächsten Abschnitt beschriebenen Verfahren, welches die Fehlerwahrscheinlichkeit zu optimieren versucht, weist der DFE ein zwischen 4 und 10 dB schlechteres Verhalten auf.

Maximum Likelihood Sequence Estimation (MLSE)

Die im vorherigen Abschnitt vorgestellten Entzerrerverfahren sind optimal bezüglich Kriterien, welche die möglichst genaue Rekonstruktion des gesendeten Signals zum Ziel haben. Nun ist es für den Benutzer eines Kommunikationssystems eigentlich unerheblich, ob die Sequenz $\{\hat{w}[k]\}$ möglichst ähnlich der Sequenz $\{b[k]\}$ ist oder nicht (Fig. 1). Er fordert vielmehr eine möglichst fehlerfreie Übertragung



Figur 4
Decision Feedback Equalizer

Maximum-Likelihood-Kriterium

Das Maximum-Likelihood-Kriterium entspricht der Maximierung der bedingten Verbundwahrscheinlichkeit $P\{v[k]|b[m]\}$, d.h. der Wahrscheinlichkeit des Auftretens der tatsächlich empfangenen Sequenz, falls eine vorgegebene Sendesequenz vorliegt. Ist $v[k]$, wie im vorliegenden Fall wegen des additiven Gaussrauschens, eine gaussische Zeitreihe, so ist dieses Kriterium äquivalent der Minimalisierung der euklidischen Distanz zwischen diesen beiden Sequenzen, d.h.

$$D_m = \sum_{k=1}^K |v[k] - u_m[k]|^2 \tag{f1}$$

Eine Auswertung dieser Gleichung ergibt:

$$D_m = \sum_{k=1}^K |v[k]|^2 - 2 \cdot \text{Re} \left\{ \sum_{k=1}^K v^*[k] u_m[k] \right\} + \sum_{k=1}^K |u_m[k]|^2 \tag{f2}$$

Der erste Summand in dieser Gleichung bezeichnet die Energie des empfangenen Signals und ist demnach gleich für alle m . Er braucht nicht berücksichtigt zu werden. Der zweite Term entspricht der Korrelation der beiden Sequenzen, während der letzte Summand die Energie der gefilterten Sequenzen angibt. Dieser ist nur ungefähr gleich für alle m und muss daher mit berücksichtigt werden. Das Ziel des Viterbi-Algorithmus ist also eine Maximierung der Metrik

$$V_m = 2 \cdot \text{Re} \left\{ \sum_{k=1}^K v^*[k] u_m[k] \right\} - \sum_{k=1}^K |u_m[k]|^2 \tag{f3}$$

Tabelle II

seiner Quellsymbole $d[i]$. Die empfangenen $\hat{d}[i]$ sollen daher den Quellsymbolen entsprechen; es wird eine möglichst kleine Fehlerwahrscheinlichkeit der decodierten Symbole erwartet.

Eine Minimierung der Fehlerwahrscheinlichkeit scheint allerdings äusserst schwierig zu sein, weil das Übertragungssystem gedächtnisbehaftet ist, und zwar sowohl aufgrund der Codierung als auch des Übertragungsmediums. Wird vorübergehend angenom-

men, dass keine Vorcodierung zur Anwendung gelangt, so darf der Übertragungskanal nicht mehr als gedächtnislos angenommen werden. Damit aber ist das empfangene Symbol $v[k]$ nicht nur durch $b[k]$, sondern auch durch $b[k-1]$ bestimmt. $v[k-1]$ hängt seinerseits von $b[k-2]$ ab usw. Als einzige Möglichkeit, die Fehlerwahrscheinlichkeit zu minimieren, bleibt daher nur noch eine Betrachtung der gesamten Sequenz $\{w[k]\}$, $k = 1 \dots \lambda$ mit

nachfolgender Schätzung der Sequenz $\{\hat{b}[k]\}$, $k = 1 \dots \lambda$ in ihrer Ganzheit. Dabei kann λ natürlich sehr gross oder sogar unendlich werden.

Aus der Detektionstheorie ist bekannt, dass eine minimale Fehlerwahrscheinlichkeit der detektierten Symbole dem *Maximum-Likelihood-Kriterium* entspricht (Tab. I). Dies bedeutet, dass man bei der sogenannten Maximum-Likelihood-Sequenzschätzung (Maximum Likelihood Sequence Estimation - MLSE) als Entscheidung $\{\hat{b}[k]\}$ diejenige Sequenz $\{b_m[k]\}$ (aus allen empfängerseitig bekannten Sequenzen) wählt, die bei ungestörtem Kanal diejenige Sequenz $\{u_m[k]\}$ erzeugt, welche mit der tatsächlich empfangenen maximale Korrelation besitzt, bzw. zu dieser möglichst ähnlich ist³. Diese Prozedur ist für $1 \leq m \leq 2^\lambda$ verschiedene Sequenzen (der Länge λ) durchzuführen. Unter der Annahme, dass die Kanalverzerrung bekannt sei oder zumindest zuverlässig geschätzt werden kann, kann man das notwendige Vorgehen skizzieren: Man nehme alle 2^λ möglichen Sequenzen $\{b_m[k]\}$ und berechne die 2^λ möglichen Ausgangssequenzen $\{u_m[k]\}$. Jede dieser Sequenzen werde mit der Empfangssequenz $\{v[k]\}$ korreliert, wonach 2^λ komplexe Korrelationswerte \underline{U}_m vorliegen. Man entscheidet sich dann für diejenige Sequenz $\{b_m[k]\}$, welche den maximalen Realteil $\text{Re}\{\underline{U}_m\}$ erzeugt. Der Empfänger muss also 2^λ signalangepasste Filter enthalten. In einem digitalen Zeitmultiplexsystem wie dem paneuropäischen Mobiltelephonsystem, wo die Daten in Paketen mit $\lambda = 57$ Bit übertragen werden, wären das etwa 2^{57} oder 10^{17} solcher Filter.

Auf den ersten Blick erscheint dieses Vorgehen jenseits aller technischen und numerischen Möglichkeiten. Unter dem Begriff *Viterbi-Algorithmus (VA)* ist aber ein Verfahren bekannt, welches den optimalen Wert \underline{U}_m mit vernünftigen Aufwand zu bestimmen erlaubt. Zwei Voraussetzungen müssen dabei erfüllt sein: Erstens muss die Gedächtnislänge des Kanals, das heisst L (Fig. 2) endlich und relativ klein sein. Zweitens muss das additive Rauschen weiss sein. Dann kann man

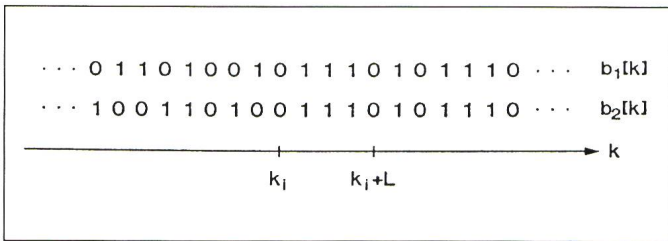
³ Im Fenster (Tab. II) wird etwas genauer erläutert, wie diese Ähnlichkeit zu verstehen ist: Im allgemeinen ist nicht die Korrelation zu maximieren, sondern eine etwas allgemeinere Grösse, die sogenannte Metrik.

nämlich die Korrelation über Teile der Sequenzen bestimmen und anschließend die erhaltenen Werte addieren, um die Korrelation der ganzen Sequenzen zu erhalten. Es werden nun zwei Sequenzen $\{b_1[k]\}$ und $\{b_2[k]\}$ betrachtet, welche nach einem bestimmten Zeitpunkt k_i identisch seien (Fig. 5). In diesem Fall sind wegen des begrenzten Gedächtnisses die beiden verzerrten Sequenzen $\{u_1[k]\}$ und $\{u_2[k]\}$ spätestens nach dem Zeitpunkt $k_i + L$ ebenfalls gleich, so dass auch die Teilkorrelationen mit $\{v[k]\}$ für die Zeitpunkte mit $k \geq k_i + L$ identisch werden. Da für die Entscheidung ja nicht

kunft das gleiche Ausgangssignal erzeugen werden, nur noch diejenigen mit den maximalen Teilkorrelationen weiterverarbeitet. Man kann nun zeigen, dass zu jedem Zeitpunkt von den insgesamt möglichen 2^L Sequenzen nur 2^L mitgeführt werden müssen. Beim paneuropäischen Mobiltelefonsystem dürfte eine Entzerrung mit $L = 4$ genügen, so dass lediglich 16 Sequenzen mitgeführt werden müssen.

Zum Viterbi-Algorithmus sind noch einige zusätzliche Bemerkungen notwendig:

- Um die $u_m[k]$ bestimmen zu können,



Figur 5
Überlebende Sequenzen

Ab k_i unterscheiden sich die beiden Sequenzen nicht mehr voneinander.

sämtliche U_m , sondern nur der Maximalwert von Interesse ist, kann bereits ein Vorentscheid aufgrund der Teilkorrelationen für $k < k_i + L$ getroffen werden, in dem man diejenige Sequenz $\{b_m[k]\}$ mit kleinerem Wert nicht mehr weiter berücksichtigt und nur noch die sogenannte *überlebende Sequenz* weiter verarbeitet. Der Algorithmus startet also bei $k = 1$ mit der Korrelation. Bei den Zeitpunkten $k > L$ werden von denjenigen Sequenzen, welche in Zu-

muss die Kanalübertragungsfunktion $H[z]$ bekannt sein. Der Empfänger wird also normalerweise noch eine geeignete Schätzeinrichtung enthalten.

- Der Viterbi-Algorithmus, wie er hier vorgestellt wurde, ist identisch mit demjenigen, der zur Decodierung von Faltungscodes verwendet wird. Der einzige Unterschied besteht darin, dass im vorliegenden Fall im Körper der komplexen Zahlen ge-

rechnet wird, während bei den Faltungscodes ein Galois-Körper als algebraische Struktur zugrunde liegt.

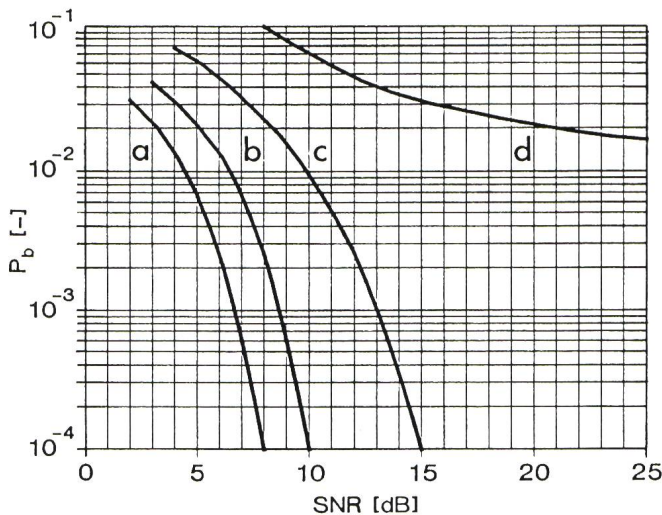
- Weil der Algorithmus für die Kompensation des Zeichenübersprechens und die Decodierung des Faltungscodes derselbe ist, kann er auch dazu verwendet werden, beide Aufgaben gleichzeitig zu erfüllen. In diesem Falle ist allerdings die Gedächtnislänge L' des Codierers und des Kanals zusammen grösser als L , demnach wird der Algorithmus auch aufwendiger.

Resultate

Die Fig. 6 zeigt einen Vergleich der in diesem Aufsatz beschriebenen Kompensationsverfahren. Für die diskrete Kanalübertragungsfunktion wurde

$$H(z) = 0,407 + 0,815 z^{-1} + 0,407 z^{-2} \quad (13)$$

angenommen ($L = 2$). Der Kanal besitzt offenbar eine Vor- und einen Nachläufer mit dem halben Pegel des Hauptimpulses. Wie aus den Kurven ersichtlich wird, kann der lineare Entzerrer (d) diesen Fall des Zeichenübersprechens nicht mehr sinnvoll bewältigen, während der Entzerrer mit Entscheidungsrückführung (c) bereits ein brauchbares Resultat liefert. Der optimale Viterbi-Algorithmus (b) hat gegenüber der Übertragung auf einem nichtverzerrenden (aber natürlich rauschbehafteten) Kanal (a) nur noch etwa 2 dB Verlust aufzuweisen. Dieser Verlust kann mit keinem Verfahren mehr verringert werden.



Figur 6
Fehlerverhalten der verschiedenen Methoden

- a Nichtverzerrender Kanal, nur Gaussrauschen
- b Maximum Likelihood Sequence Estimation
- c Decision Feedback Equalizer (beide Filter 15 Abgriffe)
- d Lineares Transversalfilter mit 31 Abgriffen

Literatur

- [1] H. Ochsner: Das paneuropäische Mobiltelefonsystem. Bull. SEV/VSE 79(1988)11, S. 603...608 und 79(1988)15, S. 937...942.
- [2] J.G. Proakis: Digital Communications. New York, McGraw-Hill, 1984.
- [3] J.L. Massey: Coding and modulation in digital communications. Proceedings of the International Zurich Seminar on Digital Communications, 12th...15th March 1974; paper E2.