Adaptive Entzerrung bei schnellen Modems

Dieter Reiermann

Sprachübertragung über herkömmliche Telefonleitungen ist auf ein Frequenzband beschränkt, das für Sprachverständlichkeit vollkommen ausreicht. Datenübertragungen über Telefonleitungen sind daher nur bis zu einer bestimmten Bitrate einigermaßen fehlerfrei möglich. Wenn die Bitrate über 2400 Baud (Bit/Sekunde) erhöht wird, ist das über die Telefonleitung zum Modem gelangte Signal sozusagen nicht mehr wiederzuerkennen. Die Leitung wirkt auf die eingespeisten und mit beinahe Lichtgeschwindigkeit durch sie eilenden Impulse wie ein Filter. Außerdem werden durch Übertrager und in die Leitung eingebaute Filter weitere Verzerrungen erzeugt, die ebenso wie die der Leitung selbst sowohl die Amplituden als auch die Laufzeit der Spektralkomponenten des Datensignals beeinflußen. Störspannungen, also Rauschen, kommen auf der ganzen Signalstrecke dazu. Dadurch ist eine einigermaßen fehlerfreie Demodulation mit einem konventionellem Modem nicht mehr möglich. Um Abhilfe zu schaffen, ist es sinnvoll, die auf der Leitung verteilten verzerrenden Filter und Rauschquellen in einem Blockschaltbild konzentriert darzustellen (Abb.1). Ein Tiefpaßfilter mit nicht bekannter Charakteristik *(Leitung)* ersetzt alle Filterwirkungen auf der Signalstrecke, ein Rauschgenerator (*Rauschen*) liefert das Leitungsrauschen, die Empfängerschaltung selber muß auch in die Strecke (strichlierter Bereich) eingehen (*Empfänger*). Das Datensignal s(n) (n entspricht der laufenden Nummer der zeitäquidistant ausgegebenen Bits) wird durch die Verzerrungen der Leitung und durch Rauschen verändert und als l(t) (t kennzeichnet die Zeitabhängigkeit) empfangen. Nach erster Filterung durch den Empfänger entsteht daraus e(t), nach Umwandlung in eine Folge von quantifizierten Spannungswerten e(n).

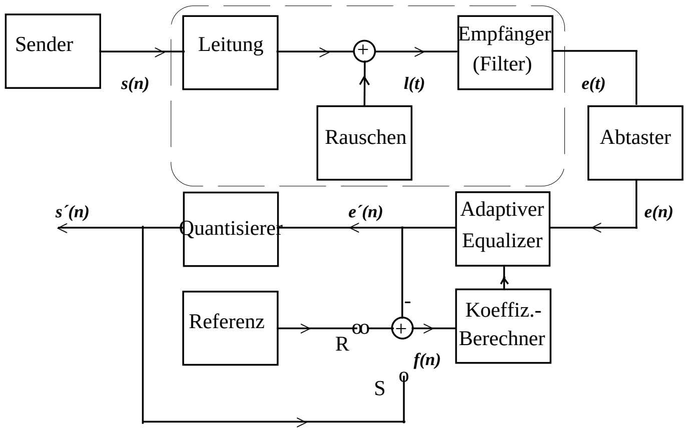

Abb.1

Nun wird ein adaptives Filter wirksam (*Adaptiver Equalizer*). Die Charakteristik dieses Filters ist veränderbar, das heißt seine Koeffizienten werden immer wieder so adaptiert, daß der Fehler zwischen Sendesignal s(n) und rekonstruiertem Signal s´(n) möglichst klein wird. Wie aber weiß das Empfängermodem, wie das Sendesignal ausschauen soll? Es wird davon ausgegangen, daß sich die Verzerrungen auf einer Leitung nicht sehr schnell ändern und daß das Rauschen einen statistisch immer gleichbleibenden Anteil des Empfängersignals ausmacht. Daher können die Koeffizienten in einem Trainingslauf mit einer im Sender und Empfänger bekannten Zeichenfolge ermittelt werden (*Schalterstellung R im Blockschaltbild*). Nach dieser Lernphase wird angenommen, daß nur geringfügige Änderungen der Koeffizienten des adaptiven Equalizers notwendig sind, die sich direkt aus dem Fehlersignal f(n) = s´(n) - e´(n) berechnen lassen (*Koeffizienten-Berechner*). Dieses Verfahren arbeitet aber nur dann gut, wenn zwischen zwei Trainigsläufen maximal 1 Zeichenfehler auf 100 Zeichen ohne weitere Koeffizientenkorrektur entsteht.

Zur Berechnung der Koeffizienten kann der sogenannte LMS (least mean square)-Algorithmus verwendet werden. Die Koeffizienten des Equalizers werden nach dem kleinsten Fehlerquadrat zwischen gesendetem und empfangenen Signal optimiert. Es muß also die Funktion des quadratischen Fehlers nach den einzelnen Koeffizienten abgeleitet und die Ableitung zur Berechnung des Minimums Null gesetzt werden. Bei einem daraus abgeleiteten weniger rechenaufwendigeren, rekursiven Verfahren wird von einem Satz frei gewählter Koeffizienten $h_0(k)$ ausgegangen, wobei k die laufende Nummer innerhalb der insgesamt N Koeffizienten darstellt. Mit diesen Koeffizienten wird nun das erste Mal der Fehler f(0) ausgerechnet. Die Koeffizienten werden nun neu berechnet:

$$h_1(k) = h_0(k) + Cf_0 e(0-k)$$

bzw. weiter nach jedem neuen empfangenen Signalwert e(n):

$$h_n(k) = h_{n-1}(k) + Cf_{n-1} e(n-k)$$
$$k = 0 \ldots N-1, \quad n = 0, 1, 2, \ldots$$

C ist eine Konstante, die die Steilheit der Konvergenz bis zum Optimum bestimmt. Kleines C führt nur flach, also langsam zum Optimum, großes C schnell. Zu großes C kann aber zu instabilem Verhalten führen. Auf jeden Fall muß C kleiner als 1/(10NP) sein, wobei P die Leistung des Empfängersignals e(n) ist.

Ein 4PSK-moduliertes Datensignal mit den Symbolen 1+j, 1-j, -1+j, -1-j wird über eine Leitung - simuliert durch ein FIR-Filter- gesendet und von einem Rauschsignal additiv gestört. Ein adaptiver Equalizer regeneriert das ursprüngliche Signal iterativ.

$z_A := 1+j \quad z_B := 1-j \quad z_C := -1+j \quad z_D := -1-j \quad n := 0..15$

Das Signal sei periodisch aus folgenden Symbolen aufgebaut:

$s_0 := z_A \quad s_1 := z_B \quad s_2 := z_D \quad s_3 := z_C \quad s_n := s_{\mathrm{mod}(n,4)}$

Die Leitung wird durch ein 4-stufiges FIR Filter dargestellt:

$h_0 := 0 \quad h_1 := 0.5 \quad h_2 := 0.5 \quad h_3 := 0$

Dieser Leitungstyp erzeugt starke Intersymbol Interferenzen (ISI). Schwache ISI liefert h0=0, h1=0.2, h2=-0.2, h3=0.

$l_n := s_n \cdot h_0 + s_{n-1} \cdot h_1 + s_{n-2} \cdot h_2 + s_{n-3} \cdot h_3$

Nun kommt Rauschen dazu:
$k := 1..12$

$r_n := \frac{1}{12} \cdot \sum_k 1 - \mathrm{rnd}(2) + j \cdot (1 - \mathrm{rnd}(2))$

Durch die Summation und Skalierung wird ein elektronisches Rauschen simuliert

$e_n := l_n + r_n$

Der adaptive Equalizer startet zB. mit den Koeffizienten a0=a1=a2=a3=0

Aus "Digital Processing Laboratory" Vinay K. Ingle, John G. Proakis, Verlag Prentice Hall

➢

Zusammenfassung

MNP-Klasse	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Duplex	HDX	FDX	FDX	FDX	FDX	FDX	FDX	FDX	FDX	FDX
Modem	V.23	V.22				V.29				V.32
Geschwindigkeit	1200	2400				9600				
byte	byte	bit								
Paketgrößensteuerung				x						adaptiv
Steuerungsoptimierung				x					x	
Kompression					x		x			
Geschwindigkeitsanpassung						x				x+dynamisch