



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

⑪ CH 684853 A5

⑤① Int. Cl.⁶: G 01 R 31/02
H 04 M 11/06

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein
Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

⑫ **PATENTSCHRIFT** A5

⑳ Gesuchsnummer: 336/93

㉒ Anmeldungsdatum: 04.02.1993

㉔ Patent erteilt: 13.01.1995

㉖ Patentschrift
veröffentlicht: 13.01.1995

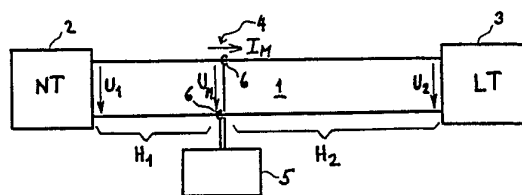
㉗ Inhaber:
Alcatel STR AG, Zürich

㉘ Erfinder:
Ernst, Thomas, Basel
Nellen, Josef, Mönchaltorf
Künzler, Rolf, Zürich
Schwyter, Paul, Zürich
Kälin, Ruedi, Einsiedeln
Rickli, Hansueli, Affoltern am Albis

㉚ Vertreter:
Jürg Ulrich, c/o Alcatel STR AG, Zürich

⑤④ **Verfahren zur Extraktion von Daten auf einer Zweidraht-Telephonleitung mit digitalem Datenverkehr.**

⑤⑦ Die von beiden Seiten (2, 3) gleichzeitig gesendeten, codierten Signale überlagern sich auf der Zweidraht-Telephonleitung (1). Eine Überwachung der Leitung an beliebiger Stelle (4) ist nur möglich, wenn dort die Symbolfolgen nach Richtung getrennt rekonstruiert werden können, ohne die Leitung zu beeinflussen. Das angegebene Verfahren benützt die Kenntnis über einen konstanten, periodisch wiederkehrenden Signalanteil in ansonsten unbekannten, aber mit bekannter Statistik verkehrenden Signalen, der an die Stelle nicht verfügbarer Messwerte der Eingangssignale (U_1 , U_2) tritt, um die Übertragungseigenschaften der Leitung zu bestimmen. Die Kenntnis der Übertragungskanalmodellparameter wird dazu benützt, die Entscheider zu vereinfachen, welche laufend die Eingangsdaten (U_1 , U_2) in Echtzeit aus den gemessenen Signalen (U_M , I_M) bestmöglich extrahieren.



Beschreibung

Die Erfindung liegt auf dem Gebiet der Kontrolle von Telefonverbindungen und betrifft ein Verfahren zur Extraktion von Daten an einer beliebigen Stelle auf einer digitalen Zweidraht-Telephonleitung im Voll-Duplex-Betrieb, welche in Struktur und Inhalt teilweise vorbekannte Merkmale aufweisen.

Zweidraht-Telephonleitungen sind die übliche Verbindung zwischen Teilnehmer-Anschluss und Zentrale. Über derartige Leitungen werden heutzutage auch digitale Daten übertragen, sowohl für Sprache als auch andere Informationen, namentlich im Zusammenhang mit ISDN (Integrated Services Digital Network – Integriertes Nachrichtennetz). Zu Kontrollzwecken, sei es für die Installation, den Unterhalt oder die Überwachung, besteht der Bedarf, die Leitung im Betrieb überprüfen zu können. Für den analog übertragenen, unverschlüsselten Sprachverkehr genügte dafür ein hochohmig an die Leitung geklemmter Kopfhörer (Verstärker mit nachgeschaltetem Lautsprecher). Mit der digitalen Datenübertragung ist die Kontrolle nicht mehr so einfach möglich.

Üblicherweise werden die ISDN-Daten vor dem Aussenden verwürfelt. Einem wiederhergestellten Datenstrom ist daher nicht ohne weiteres anzusehen, ob und in welchem Ausmass die Wiederherstellung Fehler aufweist. Da der zur Verwürfelung verwendete Code keine Redundanz aufweist, sind Fehler in der Rekonstruktion der Eingangsfolge, wenn überhaupt, erst bei der Decodierung erkennbar. Eine kleine Fehlerwahrscheinlichkeit bei der Rekonstruktion ist daher unabdingbar. Durch die hohe Datenrate, den Datendurchsatz gemessen in Anzahl Bit pro Sekunde, und die relativ steilen Flanken der Signale wirken sich die spezifischen Übertragungseigenschaften der Leitung, namentlich die enge Bandbreite, gravierender aus als für die Sprachsignale. Die Signalverzerrungen – die mit höheren Frequenzen stark zunehmende Dämpfung der Leitung ergibt lange Impulsantworten – fallen daher erheblich ins Gewicht.

An den Leitungsenden ist das Problem nicht akut. Teilnehmer- und Zentralen-Anschlussstellen weisen Echokompensatoren auf. Diese adaptieren sich an die angeschlossene Leitung. Die Verzerrungen und Reflexionen werden dadurch kompensiert und sind minimal. Das an der Anschlussstelle gesendete Signal wird, unter Berücksichtigung der Reflexionen, vom Gesamtsignal abgezogen. Für ein Endgerät bleibt im weiteren also nur noch die Aufgabe, einen einzigen Datenstrom mit bekannter Signalamplitude zu verarbeiten.

Nicht so bei der Überwachung an der Leitung selbst. Hier können die Signale aus den weiter oben erwähnten Gründen stark unterschiedliche Pegel haben und stark verzerrt sein. Die Leitung wird normalerweise im Voll-Duplex-Modus betrieben, das heisst, die digitalen Daten werden beidseitig gleichzeitig eingespeist; dies allerdings synchronisiert. Es ist nicht möglich, an einer beliebigen Stelle auf der Leitung zu Messzwecken einen Abschluss mit einem Echokompensator einzuschlaufen. Dies würde erstens einen störenden Eingriff in die Leitung bedeuten, was den Verkehr behindern oder gar zeitweise verunmöglichen würde, zweitens ergäben sich andere Verhältnisse auf der Leitung, so dass nicht mehr die Leitung in ihrem originalen Zustand überwacht würde.

Es besteht daher die Aufgabe, aus den auf einer Zweidraht-Telephonleitung im Voll-Duplex-Betrieb verkehrenden Signalen an einer beliebigen Stelle die von den zwei Seiten eingespeisten Datenströme zu trennen und als solche zu rekonstruieren, ohne die Leitung zu beeinflussen. Diese Aufgabe wird durch die im Kennzeichen des Patentanspruchs 1 gegebenen Schritte des erfinderischen Verfahrens gelöst.

Da die Leitung nicht merkbar beeinflusst werden darf, werden die Signalverläufe mit einem Monitor in der Art der Spannungsmessung und Stromwandlung registriert. In einem gesonderten Verfahrensschritt, der bei Bedarf beliebig wiederholt werden kann, dienen die erfassten Signalverläufe dazu, die Parameter eines Modells der Übertragungskanäle aus beiden Richtungen festzulegen. Danach erst erfolgt laufend die Verarbeitung der Signalverläufe in Echtzeit. Diese Verarbeitung stützt sich auf an sich bekannte Verfahren der Entscheidungstheorie ab. Wegen der möglichen grossen Pegelunterschiede der Signalanteile von beiden Seiten und der durch die Leitungseigenschaften gegebenen, langen Impulsantworten wäre jedoch eine direkte Verarbeitung in Echtzeit nicht oder nur sehr ungenau möglich. Deshalb stützt sich die Verarbeitung auf die ermittelten Übertragungskanalmodellparameter ab.

Zur Ermittlung der Übertragungseigenschaften dienen üblicherweise die Messungen von Ein- und Ausgangssignalen einer Übertragungsstrecke. Da im vorliegenden Fall die Eingangssignale nicht und die Ausgangssignale nur gemeinsam in überlagerter Form zur Verfügung stehen, muss anders verfahren werden. Erfindungsgemäss wird auf die bekannten Merkmale in Struktur und Inhalt der Daten abgestellt; diese müssen allerdings vorerst aus dem Signalverlauf herausgeholt werden.

Eine weitere Aufgabe besteht also darin, die Eigenschaften der Übertragungskanäle beidseits der Messstelle allein auf Grund der im Betrieb verkehrenden Daten, welche in Struktur und Inhalt teilweise vorbekannte Merkmale aufweisen, zu ermitteln. Diese Aufgabe wird durch die kennzeichnenden Verfahrensschritte gemäss Patentanspruch 10 gelöst.

Die bevorzugte Ausgestaltung des Verfahrens benutzt die Eigenschaften der Rahmenstruktur der Daten, wie sie für das ISDN vorgegeben ist. Demgemäss besteht der Datenstrom aus jeweils einem bekannten Synchronisationswort, gefolgt von Nutzdaten, die zu einer Quasizufallsfolge verwürfelt sind. Die Verwürfelung erfolgt so, dass die Daten eine bekannte Statistik aufweisen, in der Regel sind sie mittelwertfrei und nahezu gleichverteilt, haben also den Charakter von weissem Rauschen. Es ist deshalb möglich, die Nutzdaten wegzufiltern und die Synchronisationswörter zu isolieren. Da die Synchroni-

sationswörter von den Anschlussstellen aus in die beiden Richtungen zeitlich gestaffelt gesendet werden, ist eine Trennung zwischen den beiden Richtungen möglich, die Zuordnung der Richtung jedoch zunächst noch unbestimmt. Aus dem Vergleich der so gewonnenen, typischen Signalverläufe für die Synchronisationswörter und der Kenntnis der ursprünglichen Formen lassen sich die Eigenschaften der Übertragungskanalabschnitte berechnen, beispielsweise mit Hilfe der Schnellen Fourier-Transformation (FFT).

Für die Verarbeitung der Signalverläufe in Echtzeit eignet sich eine Sequenzrekonstruktion, z.B. in Form eines Viterbi-Detektors. Der Aufwand dafür ist allerdings exponentiell abhängig von der Länge der Impulsantwort, weshalb Vereinfachungen nötig sind. Es bieten sich hauptsächlich zwei Verfahren an.

Das eine beruht auf der kombinierten Sequenzrekonstruktion für die Eingangsdaten beider Seiten, wobei die gemessenen oder/und vorläufig rekonstruierten Signalverläufe auf Grund der Übertragungskanalmodellparameter Kompensationsanteile generieren, die intern zurückgeführt werden, wodurch scheinbar kürzere Impulsantworten wirksam sind. Die eigentliche Entscheidung fällt ein Viterbi-Detektor. Der Vorteil dieses Verfahrens besteht einerseits darin, dass unmittelbar auf die Messwerte abgestellt wird, und dass andererseits der Viterbi-Detektor mit weniger Zuständen auskommt.

Beim anderen Verfahren werden die überlagerten und verzerrten Signale zunächst mit Hilfe eines Dekorrelators nach Richtungen getrennt, jedoch nicht entzerrt. Die nachfolgende Sequenzrekonstruktion pro Richtung ist weniger aufwendig als für die kombinierten Signale, muss aber längere Impulsantworten berücksichtigen. Deshalb ist eine Vereinfachung durch eine Filterung, welche die unerwünscht lange Impulsantwort analog zum obigen Verfahren kompensiert, angezeigt. Die Zurückführung auf den Einkanal-Fall hat den Vorteil, dass sich die Verarbeitung nach dem Dekorrelator parallelisieren lässt.

Beide Verfahren lassen sich noch verbessern durch eine laufende Auswertung der Qualität der Entscheidungen, auf Grund derer eine Adaptation der Übertragungskanalmodellparameter vorgenommen wird.

Im folgenden wird die Erfindung mit Bezug auf die beigefügten Zeichnungen näher erläutert. Darin zeigen:

- Fig. 1: Eine Skizze der Verhältnisse zur Erläuterung des Problems
- Fig. 2: Das Übertragungskanalmodell
- Fig. 3: Die Rahmenstruktur der gesendeten Daten
- Fig. 4: Eine typische Kanalimpulsantwort einer langen Leitung
- Fig. 5: Das Prinzip der Signalarückgewinnung im einkanaligen Fall
- Fig. 6: Eine mögliche, kombinierte Ausführungsform des Entscheiders aus Fig. 5
- Fig. 7: Die bevorzugte Ausführungsform eines Entscheiders für den einkanaligen Fall; einen reduzierten Viterbi-Detektor mit interner Entscheidungsrückführung
- Fig. 8: Die Signalarückgewinnung mittels Dekorrelator im zweikanaligen Fall
- Fig. 9: Die bevorzugte Ausführungsform des Entscheiders für den zweikanaligen Fall

Die Fig. 1 zeigt schematisch die zweiadrige Leitung 1 zwischen dem teilnehmerseitigen Abschluss 2 und dem zentralenseitigen Abschluss 3. Die Abschlüsse – in der Terminologie des integrierten Nachrichtennetzes (ISDN) mit «Network Termination» (NT) 2 bzw. «Line Termination» (LT) 3 bezeichnet – sind mit Gabelschaltungen und Echokompensatoren ausgerüstet, die auch für eine Anpassung an den Wellenwiderstand der Leitung sorgen. Unter diesen Bedingungen ist die Extraktion und Rekonstruktion des von der Gegenstelle gesendeten Signals verhältnismässig einfach möglich. Nicht so an beliebiger Stelle 4 auf der Zweidrahtleitung 1 im ISDN die digitale Teilnehmerleitung im Voll-Duplex-Betrieb, U_{ko} -Schnittstelle genannt. Hier sind die von den beiden Seiten gesendeten Signale U_1 und U_2 überlagert. Durch die Eigenschaften der Leitung wie Dämpfung, Dispersion, Stossstellen usw. sind sie unterschiedlich verzerrt. Es ist nicht ohne weiteres ersichtlich, welche auf der Leitung verkehrenden Signalanteile von welcher Seite stammen. Genügte für die unverschlüsselten, analog übertragenen Daten noch ein Abhören nach einfachem, hochohmigem Anschliessen eines Kopfhörers mit Verstärker, um einen Eindruck über den Zustand der Leitung zu gewinnen, ergeben sich für die Kontrolle und Wartung derselben Leitung mit digitalem Datenverkehr ganz andere Probleme. Die verwürfelt übertragenen Nutzdaten lassen sich nur nach einem Rückgängigmachen der Verwürfelung interpretieren. Um dies bewerkstelligen zu können, müssen zunächst die ursprünglich gesendeten Daten mit äusserst geringer Fehlerwahrscheinlichkeit rekonstruiert werden. Die Übertragungseigenschaften üblicher Teilnehmerleitungen, ursprünglich ausgelegt für den Sprachverkehr mit Frequenzen bis wenige kHz, ändern sich erheblich für Frequenzen über 10 kHz. Typisch sind aber Symbolübertragungsraten von 80 000 vierwertigen Symbolen pro Sekunde. Insbesondere an Messstellen 4 gegen eines der Enden der Teilnehmerleitung 1, wo die Dämpfungen für derart hohe Frequenzen stark unterschiedlich sind, unter Umständen bis zu 40 dB, ergeben sich dadurch grosse Schwierigkeiten. Je nach der dem Überwacher nicht bekannten Zusammensetzung der Leitung (Drahtdurchmesser, Länge, Spieissstellen) sind die Übertragungseigenschaften unterschiedlich. Es stellt sich also das Problem, an der beliebigen Stelle 4 in unbekanntem Abstand von den Abschlüssen 2 bzw. 3 auf der Leitung 1, deren Eigenschaften nicht näher bekannt sind, die von den beiden Abschlüssen 2, 3 auf die Leitung 1 aufgetragenen Datenströme zu rekonstruieren, ohne die bestehende Verbindung zu stören, geschweige denn zu unterbrechen oder die Leitung aufzutrennen.

Letzteres hätte zur Folge, dass die Verhältnisse gänzlich anders wären und die Echokompensatoren in den Abschlüssen sich neu adaptieren müssten.

An der Stelle 4 wird ein Monitor 5, der unter anderem die gewünschte Rekonstruktion vorzunehmen hat, über die Anschlussstellen 6 angeschlossen, ohne die Leitung merklich zu beeinflussen. Dies geschieht durch hochohmiges und/oder induktives und/oder kapazitives Ankoppeln mit dem Fachmann geläufigen Mitteln, zum Beispiel mit Hallsonden, Operationsverstärkern und dergleichen, auf die an dieser Stelle nicht weiter eingegangen werden muss. Die Art der Ankoppelung ermöglicht, an der Stelle 4 der Leitung 1 laufend die Momentanwerte von Spannung U_M und Strom I_M zu messen. Messen nur einer der Grössen wäre apparativ zwar etwas weniger aufwendig, ergäbe aber grössere Fehlerwahrscheinlichkeiten für eine Rekonstruktion der Daten. Messen zweier Spannungen bedingt zwei weit voneinander entfernte Anschlussstellen, was nicht erwünscht ist.

Durch die Auswahl der Stelle 4 wird die Leitung in zwei Abschnitte unterteilt, die je ihre spezifische Übertragungscharakteristik haben. In der Fig. 1 sind diese mit H_1 bzw. H_2 angegeben. Diese Leitungsabschnitte sind je durch den Wellenwiderstand des jeweils anderen Leitungsabschnitts abgeschlossen.

Die Abschnitte H_1 und H_2 lassen sich als Filter modellieren, welche je das vom Abschluss 2, 3 gesendete Signal U_1 , U_2 verzerren. Die Abschnitte schliessen je einen Impulsformer für das zu sendende Signal mit ein, worauf später im Zusammenhang mit der Kanalimpulsantwort noch zurückzukommen ist. Diese Abstrahierung führt auf das in der Fig. 2 dargestellte Übertragungskanalmodell. Das gesendete Signal U_1 hat eine Übertragungsfunktion h_{11} zur Messspannung U_M und eine Übertragungsfunktion h_{21} zum Messstrom I_M . Desgleichen hat das Sendesignal U_2 eine Übertragungsfunktion h_{12} zur Messspannung U_M und eine Übertragungsfunktion h_{22} zum Messstrom I_M . Diese Übertragungsfunktionen oder Impulsantworten h_{ij} , je nach mathematischer Darstellung, sind Beschreibungen für die einzelnen, modellierten Filter; die Ausgänge ergeben sich im Zeitbereich aus der Faltungsoperation von h_{ij} mit U_j . Das Modell berücksichtigt ferner einen Rauschanteil, herrührend von der Leitung und der Messung. Er wird als additives, weisses, gauss'sches Rauschen n_i , $i = 1, 2$, unabhängig von U_j modelliert. Das zugehörige Gleichungssystem lautet:

$$\begin{aligned} U_M &= h_{11} * U_1 + h_{12} * U_2 + n_1 \\ I_M &= h_{21} * U_1 + h_{22} * U_2 + n_2 \end{aligned}$$

Darin bezeichnet * den Faltungsoperator.

Aus diesem Gleichungssystem lässt sich die zu lösende Aufgabe ablesen. U_M und I_M als Messgrössen sind bekannt, alle übrigen Grössen sind unbekannt. Gesucht sind U_1 und U_2 .

Die Bestimmung der Übertragungsfunktionen h_{ij} aus speziellen Messungen, insbesondere durch Einspeisung bekannter Signale an den Endstellen, ist aus den vorgängig erwähnten Gründen nicht möglich.

Erfindungsgemäss wird nun die Kenntnis über die Struktur der gesendeten Signale und deren teilweise vorbestimmten Inhalt ausgenützt, um zunächst die Übertragungseigenschaften der Leitungsabschnitte, das heisst die Parameter des Übertragungskanalmodells zu bestimmen.

Die Fig. 3 zeigt als Beispiel die Rahmenstruktur der ISDN-Signale. Es versteht sich, dass anderswie genormte Signale, welche in ähnlicher Weise in Struktur und Inhalt vorbestimmte Merkmale aufweisen, ebenso ausgewertet werden können. Der Rahmen umfasst ein Synchronisationswort 11, bestehend aus neun Abschnitten s_1 bis s_9 , den Nutzdaten 12 und den Wartungsdaten 13, dem sogenannten M-Kanal, bestehend aus drei Abschnitten m_1 bis m_3 . Die Nutzdaten eines ISDN-Datenstroms ihrerseits bestehen aus den zwei B-Kanälen für die eigentlich zu übertragende Information und dem D-Kanal mit Signalisierungsfunktion. Sie sind in zwölf sogenannte $(2B + D)$ -Felder zusammengefasst, die zusammen 108 Abschnitte ausmachen. Ein Abschnitt hat die zeitliche Länge von $T = 12,5 \mu s$ und umfasst ein Symbol, ein sogenanntes Quat, ein vierwertiges Signal mit dem Informationsgehalt von 2 bit. Die Symboldatenrate beträgt somit 80 kBaud/s, die Übertragungsrate der Information 160 kbit/s, wovon zweimal 64 kbit/s auf die beiden B-Kanäle entfallen. Jeweils acht solcher 1,5 ms lange Rahmen (Frames) bilden einen Überrahmen (Superframe), zu dessen Kennzeichnung das Synchronisationswort mit umgekehrter Polarität gesendet wird. Das zuletzt genannte Detail kann für die nachfolgend erörterten, prinzipiellen Überlegungen ausser acht gelassen werden.

Das Synchronisationswort 11 hat eine fest gegebene Quatfolge, die immer gleich bleibt. Beide Anschlussstellen senden dasselbe Synchronisationswort, sind jedoch aufeinander synchronisiert und senden dieses je um $60 (\pm 2)$ Taktzeiten verschoben. Die Information der Nutzdaten und der Wartungsdaten hingegen wird vor der Codierung – je Richtung unterschiedlich – in die Quatfolge mit einem Polynom 23. Ordnung verwürfelt (scrambled). Damit wird eine statistische Verteilung der Symbole erreicht, die den Charakter von weissem Rauschen hat. Die einzelnen Symbole, also die Quats, werden als pulsamplitudenmodulierte Signale mit normierter Impulsform auf die Zweidraht-Leitung geschickt. Der Takt der zeitdiskreten, synchronisierten Impulsfolge ist im wesentlichen bekannt und ist aus der Messung auf der Leitung zurückzugewinnen.

Diese bekannte Struktur der gesendeten Daten erlaubt es, an der beliebigen Stelle auf der Leitung nach einer Taktrückgewinnung die Nutzdaten mitsamt dem Rauschen wegzufiltern und gleichzeitig je

die Signalform, die von den gesendeten Impulsen des einen beziehungsweise andern Synchronisationswortes stammen, herauszufiltern. Hierzu kann auf hinlänglich bekannte Mittel der Signalverarbeitung gegriffen werden, wie rahmenweise Mittelwertbildung, Korrelationsrechnung o.ä.

Steht solcherart einmal fest, welche (gemittelten) Signalformen den a priori bekannten Impulsformen der gesendeten Synchronisationswörter zugeordnet sind, lassen sich die Eigenschaften der Übertragungskanalabschnitte festlegen, allerdings ohne zu wissen, welcher Abschnitt zu welchem Abschluss (NT oder LT) führt, was aber unerheblich ist, weil die Zuordnung später aus der Decodierung hervorgeht. Die Eigenschaften ergeben sich im Fall der zeitdiskreten Modellierung als Wertfolgen h_{ij} aus der Auflösung des Gleichungssystems

$$U_M[k] = \sum_{l=0}^L h_{11}[l] \cdot U_1[k-l] + \sum_{l=0}^L h_{12}[l] \cdot U_2[k-l]$$

$$I_M[k] = \sum_{l=0}^L h_{21}[l] \cdot U_1[k-l] + \sum_{l=0}^L h_{22}[l] \cdot U_2[k-l]$$

nach den h_{ij} . Dabei ist bei der Auswertung der Faltungsoperation im zeitdiskreten, kausalen System angenommen worden, dass die Wertfolgen endliche Länge von L Taktzeiten T haben. Für die Lösung dieses Systemidentifikationsproblems existieren in der Literatur verschiedene Ansätze, z.B. die Korrelationsanalyse – falls, wie in unserem Fall des Synchronisationswortes, das Eingangssignal nicht weiss ist, müssen Ein- und Ausgang noch mit einem sogenannten «Whitening-Filter» gefiltert werden. Andere Lösungswege zur Schätzung der Kanäle, zum Beispiel mit Hilfe der diskreten Fourier-Transformation, stehen dem Fachmann auf diesem Gebiet offen. Eine bevorzugte Möglichkeit ist zum Beispiel jene mit Hilfe der Fourier-Transformation: Ein- und Ausgangssignalverlauf werden je einer Schnellen Fourier-Transformation (FFT) unterzogen, die Resultate dividiert und das Ergebnis zurücktransformiert. Die Wertfolgen h_{ij} sind die Kanalimpulsantworten. Sie entsprechen dem an der beliebigen Stelle auf der Leitung gemessenen Signal ohne Rauschanteil, wenn beim zentralen- oder teilnehmerseitigen Abschluss ein Einheitsimpuls im mathematischen Sinn eingespiessen wird. Tatsächlich schickt ein im Abschluss vorhandener Impulsformer einen normierten Impuls auf die Leitung, der grob betrachtet eine Anstiegszeit von 0,5 bis 0,75 und eine Abfallzeit von 0,5 bis 1 Taktzeit T aufweist. Das Kanalmodell schliesst die Impulsformung mit ein.

Die Fig. 4 zeigt einen typischen Verlauf einer solchen Kanalimpulsantwort für eine lange Leitung. Auf der Abszisse 21 sind die Taktzeiten T der Symbolübertragung aufgetragen. Die Werte 22 der Impulsantwort an den Stützstellen kT sind der besseren Anschaulichkeit halber miteinander verbunden, was dem Verlauf 23 der kontinuierlichen Impulsantwort $h(t)$ entspricht. Für die Ermittlung der Impulsantworten kann mit kürzeren Taktzeiten gearbeitet werden («oversampling»), für die Verwendung in weiteren Verfahrensschritten jedoch ist die Impulsantwort durch die Werte an den Stützstellen kT definiert. Von besonderer Bedeutung ist die Stelle im Kurvenverlauf mit dem ausgeprägten Maximum, die den Referenzzeitpunkt 25 für das gesendete Symbol liefert. Die Verzerrungen gegenüber dem normierten Impuls sind erheblich, weist die Kanalimpulsantwort doch grosse Energieanteile in der bis zu 20 Taktzeiten langen, abfallenden Flanke auf; die Amplitude des gesendeten Impulses ist demgegenüber zwei Taktzeiten nach dem Maximum bereits auf unter 3% gefallen. Bei hintereinander gesendeten Symbolen entstehen dadurch nachlaufende Intersymbolinterferenzen, kurz ISI genannt. Es ist eine Besonderheit dieser Kanalimpulsantwort, dass sie schon an einer oder gar zwei Stützstellen 24 vor dem Referenzzeitpunkt nicht vernachlässigbare Werte aufweisen kann. Dies rührt von der langen Anstiegszeit des Kanals bei langer Leitung her. In der Folge entstehen bei hintereinander gesendeten Symbolen auch vorlaufende ISI. Amplitudenabhängige Nichtlinearitäten können vernachlässigt werden; für verschieden hohe Normimpulse wird also die Kanalimpulsantwort identische Kurvenform mit proportional veränderter Amplitude aufweisen.

Sind die Kanalimpulsantworten und damit die Übertragungskanalmodellparameter einmal bestimmt, wofür weiter oben eine von mehreren möglichen Methoden angegeben wurde, vereinfacht sich das Problem der Rekonstruktion der Eingangsdaten aus den Messwerten, lässt sich doch nun bei der Verarbeitung der Messwerte die Beeinflussung derselben durch die Leitung als bekannt einsetzen. Der gesonderte Verfahrensschritt der Bestimmung der Übertragungskanalmodellparameter kann bei Bedarf sporadisch oder periodisch auch während der Echtzeitrekonstruktion der Sendedaten wiederholt werden.

Die Fig. 5 zeigt das Prinzip der Signalarückgewinnung für den Einbenutzer-Fall, d.h. für nur einen Kanal. Die unbekannten Daten $x[k]$ werden am Eingang 31 der Leitung eingespeist. Letztere ist durch ihr Modell 32 mit der Kanalimpulsantwort $h[k]$ vertreten. Am Ausgang 33 der Leitung, das heisst an der beliebigen Anschlussstelle, lassen sich die Messwerte $y[k]$ registrieren, die Kanal- und Messrauschen $n[k]$ enthalten. Ein weiterer Systemblock, der Entscheider 34, bestimmt aus $y[k]$ den Schätzwert $\hat{x}[k]$, der

als Ausgang 35 für die weitere Verarbeitung, namentlich die Decodierung, zur Verfügung steht. Die $\hat{x}[k]$ werden im gegebenen Takt in Echtzeit laufend berechnet, eine konstante zeitliche Verzögerung von einigen Taktzeiten zwischen $x[k]$ und dem zugehörigen Schätzwert ist dabei unerheblich. Theoretisch lässt sich ein Entscheider 34 für die oben dargelegte, prinzipielle Aufgabe, auf vielfältige Art realisieren, doch ist in der Praxis der damit verbundene Rechenaufwand oft nicht in Echtzeit zu bewältigen.

Die erfindungsgemässe Ausgestaltung des Entscheiders 34 benützt die Übertragungskanalmodellparameter und ermöglicht eine Optimierung zwischen Aufwand und Qualität der Schätzung. Eine erste Möglichkeit einer einfachen Implementierung ist die Filterung von $y[k]$ durch das zu $h[k]$ inverse Filter, in der Figur dargestellt durch den Filterblock 36, mit anschliessender Schwellwertdetektion, in der Figur vertreten durch den Detektorblock 37. Die Realisierung des inversen Filters ist allerdings sehr parametersensitiv und hat den Nachteil der Rauschverstärkung. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, im Filterblock 36 ein Filter zu realisieren, das die Kanalimpulsantwort zwar entzerzt, aber nicht ganz kompensiert. Die resultierende Kanalimpulsantwort bis und mit dem Ausgang des Filterblocks 36 wird auf diese Weise wesentlich verkürzt. Die Entscheidung wird im nachgeschalteten Detektorblock 37 in komplexerer Art gefiltert, als mit dem einfachen Schwellwertdetektor, zum Beispiel durch einen Viterbi-Detektor. Dank dem vorgeschalteten Filter kann der Rechenaufwand für den Viterbi-Detektor kleiner gehalten werden.

Die Fig. 6 zeigt eine kombinierte Variante für den Entscheider 34. Darin wird der Eingang 33 mit den Messwerten $y[k]$ auf ein Vorfilter 41 geleitet und danach auf parallelen Pfaden einerseits direkt zu einem Viterbi-Detektor 42, andererseits über einen Schwellwertdetektor mit Entscheidungsrückkopplung 43 und ein Nachfilter 44 ebenfalls an den Viterbi-Detektor 42, der an seinem Ausgang 35 die gesuchten Schätzwerte $\hat{x}[k]$ liefert. Diese Anordnung kombiniert zwei mögliche Lösungen für das Entscheidungsproblem, die nachstehend im einzelnen erörtert sind.

Wird das Vorfilter 41 zu eins (Durchgang) und das Nachfilter 44 zu null (Unterbruch) gesetzt, so bleibt als Entscheider allein der Viterbi-Detektor 42. Auf Grund von M möglichen Eingangssymbolen pro Takt und einer Kanalimpulsantwort von $L + 1$ Taktzeiten befindet sich das modellierte System in jedem Takt in einem von M^L möglichen Zuständen. Der Viterbi-Detektor bestimmt auf Grund der Messwerte $y[k]$ laufend die Sequenz $\hat{x}[k]$, die am wahrscheinlichsten auf $y[k]$ führt. Der Viterbi-Detektor ergibt für additives, gauss'sches Rauschen optimale Resultate im Sinn des Maximum Likelihood-Kriteriums. Der Rechenaufwand jedoch steigt exponentiell mit dem Kanalgedächtnis der Länge L Taktzeiten.

Der Schwellwertdetektor mit Entscheidungsrückkopplung 43, in der Literatur unter dem Namen Decision Feedback Equalizer (DFE) bekannt, besteht aus einem M -wertigen Schwellwertdetektor 45 im Vorwärtspfad und einem Rückkopplungsfilter 46. Er ist, mit Vorteil zusammen mit dem Vorfilter 41 angewendet, für sich allein ein Entscheider, das heisst der Ausgang 47 des Schwellwertdetektors 45 liefert eine brauchbare Schätzung $\hat{x}[k]$. Das Vorfilter 41 hat hier die Aufgabe, die vorlaufende Intersymbolinterferenz zu kompensieren, was mit einem eher kurzen Transversalfilter geschehen kann. Das Rückkopplungsfilter 46, ebenfalls ein Transversalfilter, bildet die nachlaufende ISI nach. Bei richtiger Schätzung des Symbols liegt am Eingang des Schwellwertdetektors 45 jeweils ein um die Verzerrungen korrigierter Impuls an. Diese Anordnung ist einfach zu implementieren und verstärkt das Rauschen nicht. Nachteilig jedoch wirken sich Entscheidungsfehler aus, die zu einer Fehlerfortpflanzung und damit zu eigentlichen Fehlerblöcken führen können.

Die Nachschaltung eines Nachfilters 44 nach dem DFE bezweckt, einen Teil der nachlaufenden ISI wieder zu generieren, basierend auf der vorläufigen Entscheidung $\hat{x}[k]$ des DFE. Das Nachfilter 44 ähnelt also dem Rückkopplungsfilter 46, generiert aber nur einen Teil der durch die langsam abfallende Flanke der Kanalimpulsantwort verursachten Signalanteile. Am Eingang des Viterbi-Detektors 42 steht somit eine um die vorlaufende und einen Teil der nachlaufenden ISI kompensierte Signalfolge an, was einer teilweisen Entzerrung des Kanals entspricht. Der nachgeschaltete Viterbi-Detektor 42 kann dann mit einer verkürzten Kanalimpulsantwort arbeiten, was dessen Aufwand erheblich reduziert (reduzierter Viterbi-Detektor). Er trifft die definitive Entscheidung $\hat{x}[k]$. Diese Kombination ergibt einen Kompromiss zwischen ausreichender Entscheidungsqualität und vertretbarem Aufwand. Durch geeignete Wahl des Nachfilters 44 lässt sich die Gewichtung verschieben. Wird es null gesetzt, ergibt sich die Lösung des reinen Viterbi-Detektors, wird es dem Rückkopplungsfilter 46 gleich gemacht, ist der Eingang zum Viterbi-Detektor 42 gleich jenem zum Schwellwertdetektor 45, womit der Viterbi-Detektor 42 auch wie jener arbeitet und das System einem reinen DFE entspricht. Als Nachteil ist auch hier die Fehlerfortpflanzung zu beachten, die sich aber weniger gravierend auswirkt, weil der Viterbi-Detektor, dessen Entscheidungen auf einer Analyse aller möglichen Symbolkombinationen beruht, ausgleichend wirkt.

Der letztgenannte Nachteil lässt sich mit entsprechendem Rechenaufwand ebenfalls mildern. Fig. 7 zeigt einen reduzierten Viterbi-Detektor mit interner Entscheidungsrückführung. Die vorläufigen Entscheidungen $\hat{x}[i]$ des Viterbi-Detektors 52, der mit einer reduzierten Länge arbeitet, werden im ISI-Generator 53 mit dem zu kompensierenden Teil der Kanalimpulsantwort gefaltet und intern zurückgeführt. Damit wird ein Teil der nachlaufenden ISI kompensiert. Der Viterbi-Detektor 51 fällt die Entscheidung $\hat{x}[k]$ auf Grund des nicht kompensierten, vorzugsweise energiereichen Teils der ISI. Dadurch kann der Viterbi-Detektor mit einer reduzierten Anzahl von Zuständen arbeiten.

Die soeben dargelegten, prinzipiellen Verfahren zur Rekonstruktion der Daten werden nun übertragen auf den eigentlich interessierenden Fall der von beiden Anschlussstellen gleichzeitig gesendeten Signa-

le, die überlagert und wieder aufzutrennen sind. Die Fig. 8 zeigt das Prinzip der einen der Ausführungsvarianten zur Durchführung des erfindungsgemässen Verfahrens, analog zur Fig. 5 mit dem einkanaligen Fall. Die linke Hälfte der Figur zeigt nochmals das Übertragungskanalmodell, wie es anhand der Fig. 2 bereits beschrieben wurde. Die Filter $c_{ij}[k]$ haben die Aufgabe, die Messungen zu dekorrelieren, das heisst in ihre orthogonalen und unabhängigen Komponenten zu zerlegen. Mit $c_{11}=h_{22}$, $c_{12}=-h_{12}$, $c_{21}=-h_{21}$, $c_{22}=h_{11}$ ergibt sich $\hat{z}_i=(h_{11}^*h_{22}-h_{12}^*h_{21}) \cdot X_i$. Damit ist das Zweibenutzer-System in zwei Einbenutzer-Systeme transformiert. Die Entzerrung und Entscheidungsfindung kann mit je einem Entscheider 34 getrennt nach einem der zuvor beschriebenen Verfahren erfolgen. Die getrennte Verarbeitung kann parallel und gleichzeitig erfolgen. Die Filter $c_{ij}[k]$ haben dieselben Eigenschaften wie die Leitung, im wesentlichen also Tiefpasscharakteristik. Damit wird additives Rauschen nicht verstärkt. Un-
erwünscht ist jedoch, dass als Folge der weiteren Filterung – man beachte die Faltungsoperation in der Gleichung für $\hat{z}_i$ – zusätzliche Intersymbolinterferenz eingeführt wird. Der energiereiche Teil der Kanalimpulsantwort von $x_i[k]$ nach $\hat{z}_i[k]$ kann fast doppelt so lang sein, wie für ein h_{ij} , der Referenzzeitpunkt kann über zwei bis drei Taktzeiten verwischt werden. Die Dekorrelation gelingt so exakt, wie die Übertragungskanalmodellparameter bekannt sind. Sie ist vor allem empfindlich auf unterschiedliche Dämpfungen, also weniger genau beim Anschluss des Monitors an langen Leitungen nahe eines Abschlusses.

Der hohen Empfindlichkeit auf die Übertragungskanalmodellparameter lässt sich Rechnung tragen, indem diese während des Betriebs feinabgestimmt werden. Die Berechnungen innerhalb der Entscheider lassen Rückschlüsse auf die Qualität der Modellierung zu. Zeigt sich zum Beispiel am Schwellwertdetektor, dass die zu diskriminierenden Werte oft nahe der Schwelle liegen, der Entscheid also mit relativ grosser Unsicherheit belastet ist, so ist höchstwahrscheinlich die Modellierung nicht optimal. Dasselbe gilt, wenn die laufende Fehlerabschätzung im Viterbi-Detektor grosse Varianz aufweist. Der Fachmann auf diesem Gebiet wird aus derartigen Auswertungen Algorithmen herleiten, die ein adaptives Nachregeln der Übertragungskanalmodellparameter ermöglicht. In der Fig. 8 ist dieser weitere Verfahrensteil durch den Funktionsblock der Modellparameteradaptation 58 angegeben, die am Ausgang die Nachstellwerte 59 liefert, welche an den Dekorrelator und die Entscheider zurückgekoppelt werden.

Die Fig. 9 zeigt das Prinzip der zweiten Ausführungsvariante des Verfahrens zur Rekonstruktion der auf der Leitung überlagerten Daten. Es handelt sich um die Erweiterung des anhand von Fig. 7 erörterten Einbenutzer-Falls mit Datenrekonstruktion durch einen reduzierten Viterbi-Detektor mit interner Entscheidungsrückführung. Der reduzierte Viterbi-Detektor 61 legt auf Grund der Eingangsfolgen $y_1[k]$ und $y_2[k]$ die vorläufigen Entscheidungen $\hat{x}_1[i]$ und $\hat{x}_2[i]$ fest, die im ISI-Generator 62 im Rückkopplungspfad je mit den entsprechenden Anteilen der Kanalimpulsantworten gefaltet werden. Mit dem Ergebnis werden die zu verarbeitenden Folgen kompensiert, so dass der Viterbi-Detektor 61 mit scheinbar kürzeren Impulsantworten, als wie sie für eine adäquate Modellierung nötig sind, arbeiten kann. Die definitive Entscheidung wird als $\hat{x}_1[k]$ und $\hat{x}_2[k]$ ausgegeben.

Auch hier ist eine Verbesserung zu erreichen, wenn die Übertragungskanalmodellparameter laufend feinabgestimmt werden. Die Modellparameteradaptation 68 liefert die Nachstellwerte 59 für den Viterbi-Detektor 61 und den ISI-Generator 62.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Extraktion von Daten an einer beliebigen Stelle auf einer digitalen Zweidraht-Telephonleitung im Voll-Duplex-Betrieb, welche in Struktur und Inhalt teilweise vorbekannte Merkmale aufweisen, gekennzeichnet durch folgende Verfahrensschritte:

- Anschliessen eines Monitors (5) an die Leitung (1) an der beliebigen Stelle (4) ohne die Eigenschaften der Leitung (1) merklich zu beeinflussen;
- Messen und Registrieren von Spannungs- und Stromverlauf (U_M , I_M) auf der Leitung an dieser Stelle (4) durch den Monitor (5);
- Ermitteln der Parameter eines Übertragungskanalmodells (h_{ij}) auf Grund der registrierten Signalverläufe (U_M , I_M) und der bekannten Merkmale der Daten, und
- Verarbeiten der Signalverläufe (U_M , I_M) in Echtzeit unter Berücksichtigung der ermittelten Eigenschaften der Übertragungskanalabschnitte und Rekonstruieren der ursprünglich gesendeten Daten mit Mitteln der Entscheidungstheorie.

2. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die der Telefonleitung beidseitig in einer vorgegebenen Rahmenstruktur eingespeisten Daten (11, 12, 13) je aus zu einer Quasizufallsfolge mit bekanntem Spektrum verwürfelten Nutzdaten (12, 13) und einem unverwürfelten Synchronisationswort (11) bestehen, gekennzeichnet durch ein Herausfiltern der unverwürfelten, verzerrten Synchronisationswörter und Festlegen der Übertragungskanalmodellparameter (h_{ij}) beider Übertragungskanalabschnitte durch Auswerten der Verzerrungen in den Signalformen der Synchronisationswörter.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Signalverläufe (U_M , I_M ; Y_1 , Y_2) einer kombinierten Sequenzrekonstruktion für die Eingangsdaten beider Seiten unterworfen werden, welche den Leitungseinfluss auf Grund der Übertragungskanalmodellparameter (h_{ij}) berücksichtigt.

4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Sequenzrekonstruktion durch einen reduzierten Viterbi-Detektor (61) in Verbindung mit einer internen Entscheidungs-Rückführung erfolgt.

5. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass eine laufende Fehlerabschätzung im reduzierten Viterbi-Detektor (61) einer Modellparameteradaptation (68) dient, welche Nachstellwerte (59) für die Übertragungskanalmodellparameter (h_{ij}) im Viterbi-Detektor (61) und in der internen Entscheidungsrückführung liefert.

5 6. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die in Echtzeit zu verarbeitenden Signalverläufe ($U_M, I_M; Y_1, Y_2$) mit Hilfe eines Dekorrelators (c_{ij}) auf Grund der Übertragungskanalmodellparameter (h_{ij}) in nach Richtung getrennte Signalverläufe ($\hat{z}_1, \hat{z}_2$) aufgespalten und je einzeln einer Sequenzrekonstruktion unterworfen werden.

7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass die Sequenzrekonstruktion für jeden der beiden nach Richtung getrennten Signalverläufe ($\hat{z}_1, \hat{z}_2$) durch je ein die Kanalimpulsantwort kürzendes Filter (36) und einen nachgeschalteten Detektor (37) erfolgt.

8. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass die Sequenzrekonstruktion für jeden der beiden nach Richtung getrennten Signalverläufe ($\hat{z}_1, \hat{z}_2$) durch je einen reduzierten Viterbi-Detektor (51) in Verbindung mit einer internen Entscheidungs-Rückführung erfolgt.

9. Verfahren nach einem der Ansprüche 6, 7 oder 8, dadurch gekennzeichnet, dass eine laufende Fehlerabschätzung aus den beiden Sequenzrekonstruktionen einer Modellparameteradaptation (58) dient, welche Nachstellwerte (59) für die Übertragungskanalmodellparameter (h_{ij}) sowohl für die Dekorrelation (c_{ij}) als auch die Sequenzrekonstruktionen liefert.

10. Verfahren nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch folgende Verfahrensschritte zum Ermitteln der Übertragungseigenschaften der Übertragungskanalabschnitte im Betrieb:

- zu Grunde legen eines parametrisierten Modells der Übertragungskanalabschnitte (H_1, H_2);
- Herausfiltern der zu den inhaltlich vorbekannten Anteilen der Daten gehörigen Signalverläufe auf Grund der vorbekannten Struktur, und
- in Beziehung setzen der vorbekannten mit den gemessenen Signalverläufen und daraus Bestimmen der Modellparameter (h_{ij}).

11. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass der registrierte Signalverlauf des herausgefilterten, unverworfelten, verzerrten Synchronisationsworts als abgetastete Ausgangsfolge und die als bekannt vorausgesetzte Signalform des Synchronisationsworts als im gleichen Takt abgetastete Eingangsfolge einer Fourier-Transformation unterworfen und daraus die Eigenschaften der Übertragungskanalabschnitte (h_{ij}) ermittelt werden.

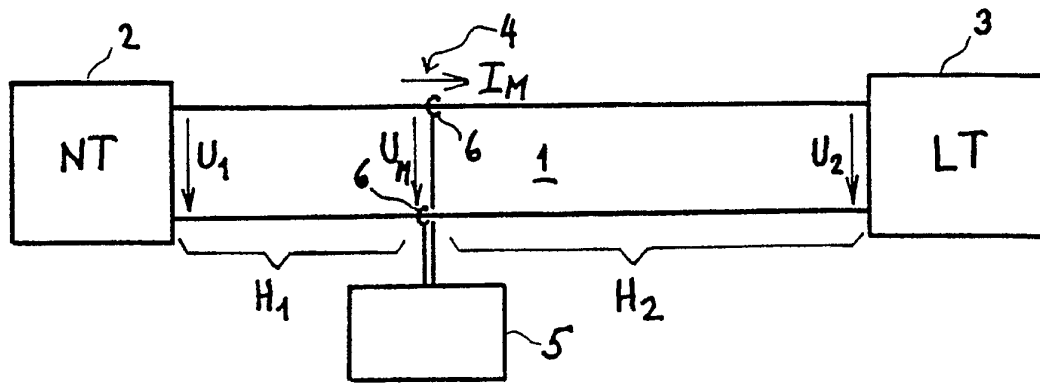


Fig. 1

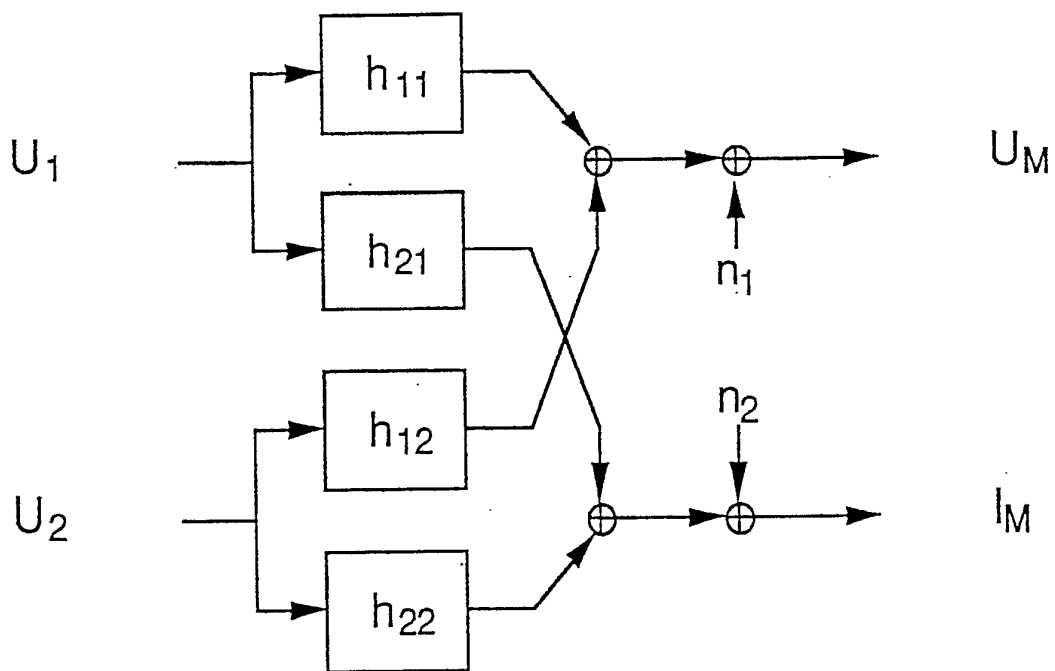


Fig. 2

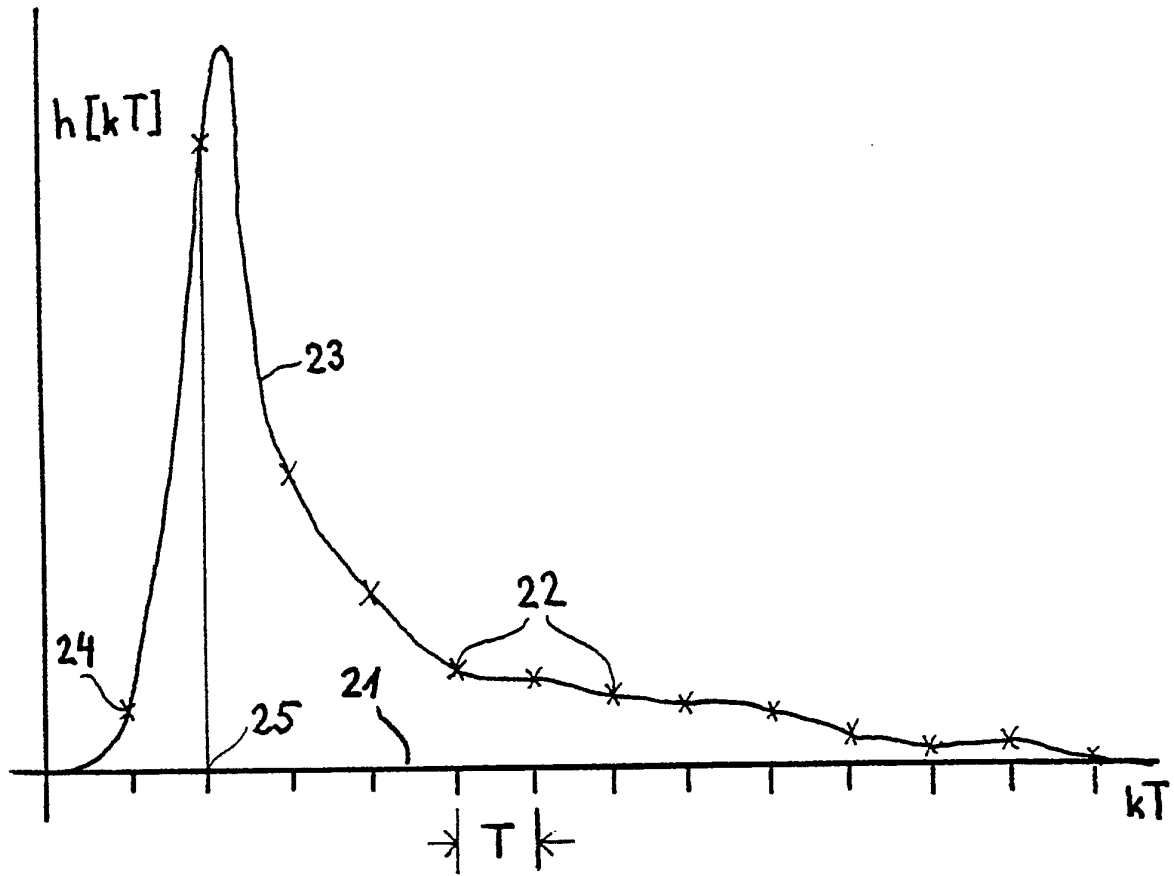


Fig. 4

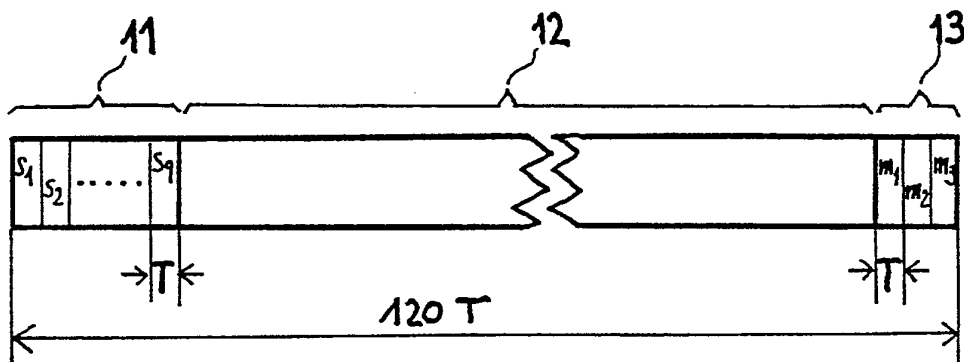


Fig. 3

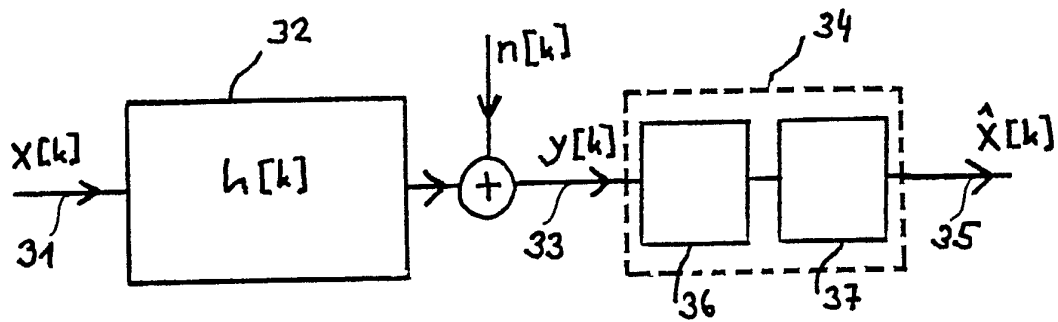


Fig. 5

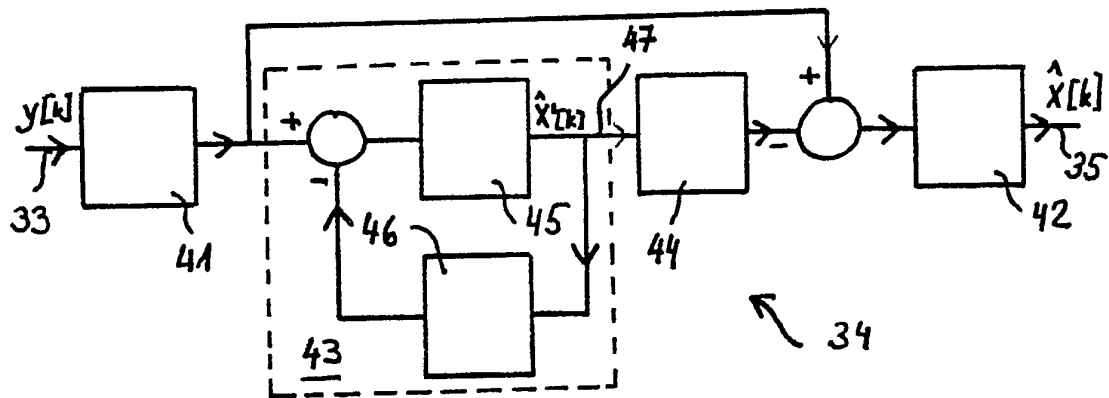


Fig. 6

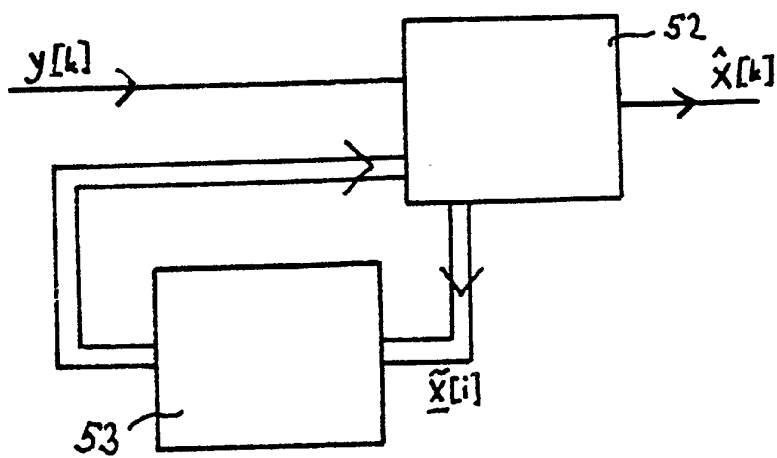


Fig. 7

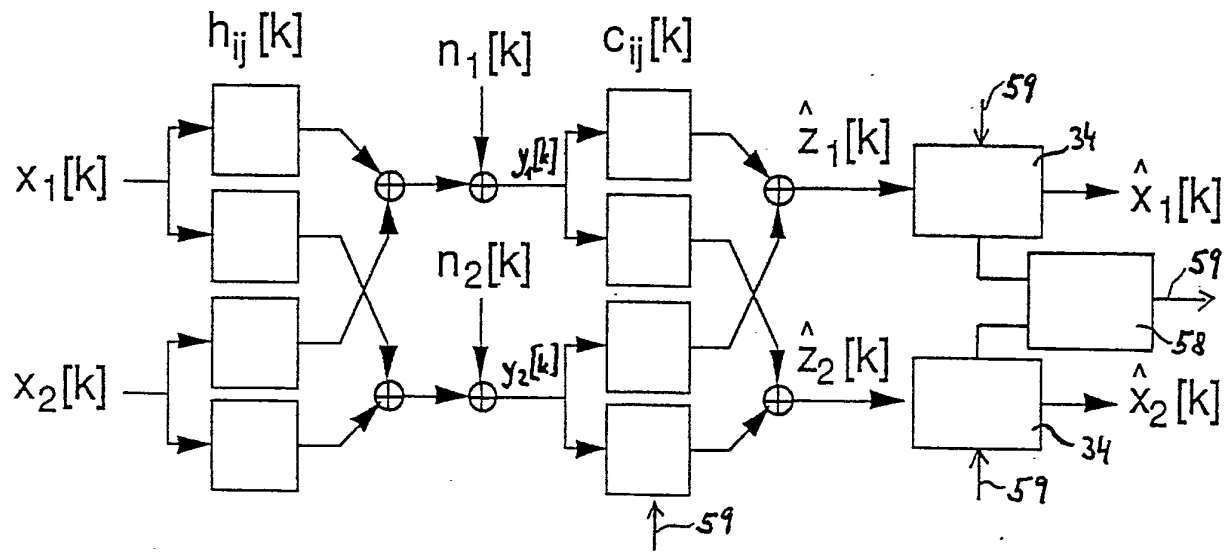


Fig. 8

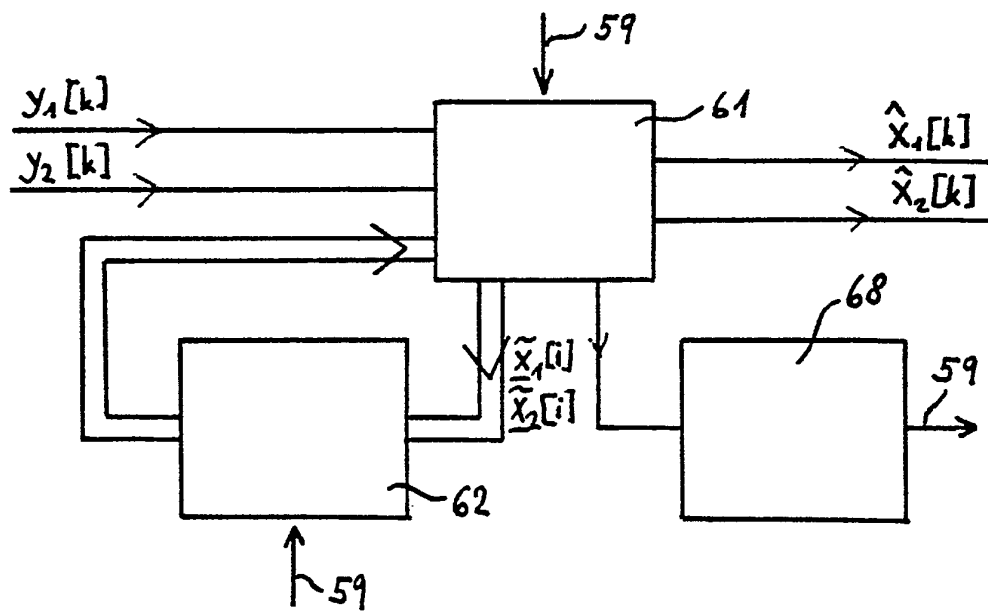


Fig. 9