



(12)

# PATENTCHRIFT

(21) Anmeldenummer: A 1952/2000  
(22) Anmeldetag: 20.11.2000  
(42) Beginn der Patendauer: 15.12.2002  
(45) Ausgabetag: 25.08.2003

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>: **H04B 7/005**

(56) Entgegenhaltungen:  
GIANNAKIS, G.B.; TEPEDELENLIOGLU, C.; HUI LIU: "ADAPTIVE BLIND EQUALIZATION OF TIME-VARYING CHANNELS". IN: ACOUSTICS, SPEECH, AND SIGNAL PROCESSING, 1997. ICASSP-97., 1997 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON, VOLUME: 5, 1997; SEITEN 4033-4036 VOL.5  
SAYEED, A.M.; SENDONARIS, A.; AAZHANG, B.: "MULTIUSER DETECTORS FOR FAST-FADING MULTIPATH CHANNELS". IN: SIGNALS, SYSTEMS & COMPUTERS, 1997. CONFERENCE RECORD OF THE THIRTY-FIRST ASIMOLAR CONFERENCE ON, VOLUME: 1, 1997; SEITEN 603-608 VOL.1 JING LIANG; ZHI DING: "FIR MULTICHANNEL IDENTIFICATION USING WEIGHTED COMULANT MATEIX". IN: SIGNALS, SYSTEMS AND COMPUTERS, 2000. CONFERENCE RECORD OF THE THIRTY-FOURTH

ASILOMAR CONFERENCE ON, VOLUME 2, 29. OCTOBER-1. NOVEMBER 2000; SEITEN 1573-1577

(73) Patentinhaber:  
ARTES HAROLD DIPL.ING.  
A-1040 WIEN (AT).  
HLAWATSCH FRANZ DIPL.ING. DR.  
A-1040 WIEN (AT).  
INNOVATIONSAGENTUR GESELLSCHAFT  
M.B.H.  
A-1020 WIEN (AT).

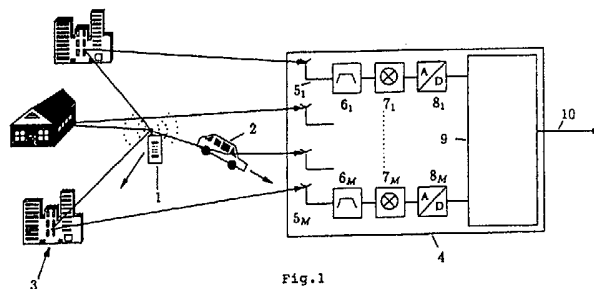
(54) VERFAHREN ZUM BLINDEN ENTZERREN VON ÜBER ZEITVARIANTE ÜBERTRAGUNGSKANÄLE ÜBERTRAGENEN SIGNALEN

AT 410 870 B

(57) Verfahren zum blinden Entzerren von über zeitvariante Übertragungskanäle ( $11_1 - 11_M$ ) übertragenen Signalen, wobei der jeweilige zeitvariante Übertragungskanal (11) durch Diversifikation mit einer endlichen Anzahl von zeitvarianten Subkanälen modelliert wird; dabei werden aus den empfangenen Signalen ( $x[n]$ ) auf Basis der Diversität des jeweiligen zeitvarianten Kanals sowohl in zeitlicher Richtung als auch in Frequenzrichtung zwei entsprechende Signalräume (A',B') hergeleitet, von denen der eine Signalraum (A') eine einen Zusammenhang zwischen Signaleingangswerten ( $s_{i,n}[n]$ ) angegebende Modulationsstruktur berücksichtigt und der andere Signalraum (B') einen Unterraum aller Matrizen repräsentiert, deren Zeilenraum im Zeilenraum der generierenden Matrix (S) der die zu ermittelten gesendeten Signale enthaltenden

Eingangsmatrix  $\tilde{S}$  liegt, und das jeweilige entzerzte Signal

( $s[n]$ ) wird aus der Schnittmenge dieser zwei Signalräume hergeleitet.



Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum blinden Entzerren von über zeitvariante Übertragungskanäle übertragenen Signalen, wobei der jeweilige zeitvariante Übertragungskanal durch Diversifikation mit einer endlichen Anzahl von zeitinvarianten Subkanälen modelliert wird.

Übertragungskanäle (im Folgenden Kanäle genannt) fügen einem übertragenen Signal im Allgemeinen Verzerrungen zu, die der das Signal empfangende Empfänger entzerren muss, um die mit dem Signal übertragene Information detektieren zu können. Bei linearen Kanälen (auf welche im Folgenden besonders Bezug genommen wird) bestehen die Verzerrungen einerseits aus Intersymbolinterferenzen und andererseits aus Doppler-(Frequenz-)Verschiebungen. Um diese Verzerrungen zu entzerren, wird normalerweise davon ausgegangen, dass der Kanal bekannt ist (beispielsweise wird der Kanal mit Hilfe von Trainingssymbolen geschätzt; vgl. z.B. Sayeed, A.M.; Sendonaris, A.; Aazhang, B.: "Multiuser detectors for fast-fading multipath channels". In: Signals, Systems & Computers, 1997. Conference Record of the Thirty-First Asilomar Conference on, Volume: 1, 1997; Seiten 603-608 vol.1). Im Gegensatz dazu entzerren sogenannte blinde Verfahren das empfangene Signal ohne Kenntnis des Kanals und der gesendeten Symbole.

Im Mobilfunk (in der Mobiltelefonie) ist der Mobilfunkkanal durch die Bewegung der Mobilstation (d.h. des sich bewegenden Benutzers) und durch die Bewegung mancher Streuer inhärent ein sich zeitlich verändernder, also zeitvarianter Kanal. (Im Weiteren soll hier für zeitvariant die übliche Abkürzung "LTV" (für "linear time-varying" - linear zeitvariant) verwendet werden. Obwohl der Mobilfunkkanal heute aus Gründen der Einfachheit weitgehend noch als kurzzeitig zeitinvariant ("LTI"- "linear time-invariant" - linear zeitinvariant) Kanal, also als ein sich über kurze Zeiträume nicht verändernder Kanal, modelliert wird, so wird es doch bei zunehmenden Datenraten und damit auch bei zunehmenden Übertragungsbandbreiten in Zukunft von Vorteil sein, den Kanal seiner Natur entsprechend als zeitvariant zu modellieren. Zeitinvariante Kanäle haben im Gegensatz zu zeitvarianten Kanälen den Vorteil, dass sie leichter zu entzerren sind, da sie nur Intersymbolinterferenz, aber keine Dopplerverschiebungen einfügen. Der zeitinvariante Kanal hat dadurch eine starke mathematische Struktur, die für die blinde Entzerrung genutzt werden kann. Diese Struktur besitzt ein zeitvarianter Kanal im Allgemeinen nicht. Für die vorliegende Entwicklung soll jedoch die Tatsache verwendet werden, dass jeder praktische Mobilfunkkanal diskretisierbar und dadurch als eine Bank von endlich vielen zeitinvarianten Filtern mit entsprechenden Modulatoren darstellbar ist, vgl. z.B. A.M. Sayeed and B. Aazhang, "Joint multipath-Doppler diversity in mobile wireless Communications," IEEE Trans. Comm. vol. 47, pp. 123-132, Jan. 1999; und G.B. Giannakis and C. Tepedelenlioglu, "Basis expansion models and diversity techniques for blind Identification and equalization of time-varying channels," Proc. IEEE, vol.86, pp. 1969-1986, Oct. 1998. Dadurch bekommt der zeitvariante Mobilfunkkanal wieder eine Struktur, die für blinde Entzerrung verwendbar ist.

Da alle praktisch relevanten Signale und Kanäle diskretisierbar sind, ist es möglich, sich auf zeitdiskrete Signale und Kanäle zu beschränken, wobei die LTV-Kanäle sowohl bezüglich der absoluten Zeit und der Zeitverzögerung als auch bezüglich der durch sie eingeführten Dopplerverschiebung diskret sind (was aber keine einschränkende Annahme ist).

Jeder diskrete zeitvariante Kanal ist eindeutig durch seine zeitvariante Impulsantwort  $h[n,m]$  charakterisiert. Mit Hilfe der zeitvarianten Impulsantwort kann der Zusammenhang zwischen einem gesendeten Signal  $s[n]$  und dem empfangenen Signal  $x[n]$  wie folgt angegeben werden:

$$x[n] = \sum_{m=0}^{L-1} h[n,m] s[n-m] \quad (1)$$

wobei L die Länge der Kanalimpulsantwort (das Gedächtnis des Kanals) angibt. Bei einem LTI-Kanal bleibt diese Ein/Ausgangsbeziehung (1) gültig; es entfällt aber die Abhängigkeit der Impulsantwort von der absoluten Zeit n, d.h. es gilt dann  $h_{LTI}[m] = h[n,m]$  für alle Zeiten n.

Bei herkömmlichen Verfahren zur Entzerrung wird versucht, zuerst den Kanal mit Hilfe von Trainingssymbolen zu schätzen (vgl. die Mittambel bei GSM-Mobiltelefonen), um dann die restlichen Symbole auf Basis der Kenntnis des Kanals zu entzerren, vgl. z.B. T.S. Rappaport, Wireless Communications: Principles & Practice: Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 1996; bzw. J.G. Proakis, Digital Communications. New York: McGraw-Hill, 3<sup>rd</sup> ed., 1995. Ein Nachteil dieser bekannten Verfahren ist, dass ein nicht unbeträchtlicher Teil der Übertragungskapazität für die

Trainingssymbole geopfert werden muss, da diese Trainingssymbole mit den Daten mitgesendet werden. Je schneller sich der Kanal ändert, desto öfter müssen Trainingssymbole übertragen werden, und desto mehr Übertragungskapazität geht bei den herkömmlichen Systemen verloren.

Im Gegensatz dazu wird bei den sogenannten blinden Verfahren zur Entzerrung kein explizites Wissen über den Kanal verwendet, sondern vielmehr ein Kenntnis über gewisse allgemein gültige mathematische Strukturen des Kanals. Für diese Verfahren werden im Allgemeinen keine Trainingssymbole benötigt, und es kann daher die volle Übertragungskapazität zur Übertragung von Daten genutzt werden. Obwohl die für blinde Verfahren benötigte Rechenleistung höher ist als jene für die mit Trainingssymbolen arbeitenden herkömmlichen Verfahren, so rechtfertigen doch die enorm hohen Kosten der Mobilfunkbetreiber für Benutzungsrechte für ihre Frequenzbänder den zusätzlichen Rechenaufwand von blinden Verfahren in zukünftigen Systemen im Hinblick auf die dann mögliche höhere Bandbreiteneffizienz. Bei GSM-Mobiltelefonie werden z.B. pro Datenburst 116 Datensymbole und 26 Trainingssymbole gesendet, was einem Verlust von ca. 22% an Übertragungskapazität entspricht.

Aus H. Liu and G.B. Giannakis, "Deterministic approaches for blind equalization of time-varying channels with antenna arrays", IEEE Trans. Signal Processing, vol.46, pp. 3003-3013, Nov.1998, (vgl. auch den früheren Artikel Giannakis, G.B.; Tepedelenlioglu, C.; Hui Liu: "Adaptive blind equalization of time-varying channels". In: Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1997. I-CASSP-97., 1997 IEEE International Conference on, Volume: 5, 1997; Seiten 4033-4036 vol.5) sind direkte und indirekte deterministische Verfahren bekannt, um eine blinde Signalentzerrung durchzuführen. Dabei ist das direkte Verfahren konzeptionell eine Abwandlung eines für LTI-Kanäle entworfenen Verfahrens (vgl. G.Xu, H.Liu, L.Tong, and T.Kailath, "A least-squares approach to blind channel identification", IEEE Trans.Signal Processing, vol.43, pp. 2982-2993, Dec. 1995). Ein Nachteil dieser bekannten direkten Verfahren ist, dass ein Gleichungssystem gelöst werden müsste, dessen Größe exponentiell mit dem Produkt aus der Anzahl der Dopplerverschiebungen und der Kanallänge plus Glättungsfaktor steigt. Beim indirekten Verfahren wird über den Spaltenraum einer aus den empfangenen Signalen erhaltenen Empfangs- oder Ausgangsmatrix auf eine für den Kanal charakteristische matrixwertige Impulsantwort geschlossen (mit Matrixambiguität). Danach wird entzerrt (wieder mit Matrixambiguität). Zum Schluss wird die Matrixambiguität entfernt. Dieses Verfahren ist jedoch sehr rechenaufwendig; ferner gibt es keine Möglichkeit, ein a-priori-Wissen einfließen zu lassen, z.B. "semi"-blind zu initialisieren, und es gibt keine Möglichkeit zum Entzerren von Kanälen mit unterschiedlichen Subkanallängen; schließlich liefert dieses Verfahren relativ schlechte Resultate, da einerseits der Spaltenraum der Ausgangsmatrix über vergleichsweise wenig Struktur und andererseits das Verfahren zur Entfernung der Matrixambiguität mit verhältnismäßig großen Fehlern behaftet ist.

Es ist nun Ziel der Erfindung, eine effiziente blinde Entzerrung von zeitvarianten Übertragungskanälen mit relativ geringem Rechenaufwand zu ermöglichen, wobei im Weiteren auch unterschiedliche Subkanallängen sowie mehrere Benutzer auf einem Kanal möglich sein sollen.

Zur Lösung dieser Aufgabe sieht die Erfindung ein Verfahren wie in Anspruch 1 definiert vor.

Vorteilhafte Ausführungsformen und Weiterbildungen sind in den Unteransprüchen angegeben.

Mit der Erfindung ist es möglich, in Rechner-effizienter Weise Daten ohne Kapazitätsverluste durch Trainingssymbole über zeitvariante Kanäle zu übertragen und in entzerrter Form zu gewinnen. Von Vorteil ist auch, dass eine deterministische Methode vorliegt, mit der ohne Redundanz im Sendesignal das empfangene Signal entzerrt werden kann. Wenngleich die Erfindung insbesondere zur Anwendung bei der Entzerrung ohne Verwendung von Trainingssymbolen vorgesehen ist, so kann sie doch auch in herkömmlichen Systemen, die Trainingssymbole verwenden, eingesetzt werden, und zwar insbesondere dann, wenn die herkömmlichen Entzerrungstechniken aufgrund einer zu starken Zeitvarianz des Übertragungskanals, etwa bei einer hohen Geschwindigkeit der Mobilstation, einen Übertragungskanal nicht mehr entzerren können. Die von diesen bekannten Techniken her üblichen Trainingssymbole können im Rahmen der Erfindung zur "semi"-blinden Initialisierung der Entzerrungs-Rechnung verwendet werden, um die Recheneffizienz zu erhöhen, d.h. die Rechenzeit zu verkürzen, und um die Qualität der Entzerrung zu steigern. Weiters ist es in vorteilhafter Weise möglich, die Erfindung auch in einem Mehrbenutzer-Fall anzuwenden, d.h. im Fall des Sendens von mehreren Benutzer-Signalen auf ein und demselben Kanal, wobei dann für die verschiedenen Benutzer-Signale unterschiedliche Modulationsstrukturen zu Grunde gelegt

werden, um die Benutzer-Signale zu trennen. Auf diese Weise können mehrere Benutzer eindeutig und fehlerfrei voneinander getrennt werden, auch wenn sie zur gleichen Zeit auf der gleichen Frequenz senden und einander stören.

5 Im Rahmen der Erfindung ist auch keine Schätzung von Dopplerverschiebungsfrequenzen notwendig, und es werden qualitativ bessere Ergebnisse bei der Entzerrung im Vergleich zum Stand der Technik, und zwar bei verbesserter Recheneffizienz, erzielt. Im Hinblick auf die Diversifikation in Frequenzrichtung wird mit zumindest einem der Signalm Räume eine Modulationsstruktur berücksichtigt, die einen Zusammenhang zwischen den Signal-Eingangswerten angibt. Allgemein wird vorzugsweise mit einem Signalraum eine Dopplerverschiebungsdiversität in den zu entzerrenden Signalen berücksichtigt.

10 Um die Rechereffizienz weiter zu erhöhen, ist es von Vorteil, wenn bei der Herleitung der beiden Signalm Räume nur aktive Subkanäle herangezogen werden, wobei zugehörige Werte für Dopplerverschiebungen und für die Längen von Subkanal-Impulsantworten verwendet werden.

15 Für die Berechnung der entzerrten Signalwerte hat es sich auch als günstig erwiesen, wenn aus den empfangenen Signalen auf Basis der zeitlichen und frequenzmäßigen Diversität des jeweiligen zeitvarianten Kanals eine Empfangsmatrix mit Hankel- oder Toeplitz-Struktur gebildet und deren Zeilenraum ermittelt wird. Dabei ist es weiters vorteilhaft, wenn aus der Empfangsmatrix und einer matrixwertigen Impulsantwort für alle Subkanäle eine für das entzerrte Signal repräsentative Eingangsmatrix mit Toeplitz- bzw. Hankel-Struktur hergeleitet wird. Auch ist es von Vorteil, 20 wenn der Zeilenraum der Eingangsmatrix ( $\tilde{S}$ ) aus dem Zeilenraum der Empfangsmatrix ( $\tilde{X}$ ), z.B. durch Singulärwertzerlegung der Empfangsmatrix, berechnet wird. Ferner ist es günstig, wenn die generierende Matrix der Eingangsmatrix aus deren Zeilenraum unter Auflösung der Matrixambiguität ermittelt wird. Andererseits hat es sich zur Erzielung von besonders kurzen Rechnerzeiten als vorteilhaft gezeigt, wenn die Eingangsmatrix unter Erzwingen einer Block-Toeplitz-Struktur sowie 25 einer Modulationsstruktur in einem einheitlichen Schritt aus dem Zeilenraum der Empfangsmatrix hergeleitet wird. Für eine schnelle Berechnung ist es ferner vorteilhaft, wenn ausgehend vom Zeilenraum der Empfangsmatrix ( $\tilde{X}$ ) die Eingangsmatrix ( $\tilde{S}$ ) durch iterative Projektion von Schätzwerten ( $S^{(v-1)}$ ) für die Eingangsmatrix ( $\tilde{S}$ ), ausgehend von einem vorgegebenen Eingangsmatrix-Startwert, auf die beiden Signalm Räume ( $A'$ ,  $B'$ ) ermittelt wird, wobei die Projektionen auf die beiden 30 Signalm Räume ( $A'$ ,  $B'$ ) so lange durchgeführt werden, bis ein vorgegebenes Konvergenzkriterium erfüllt ist.

Bei der erfindungsgemäßen Technik können auch unterschiedliche Subkanal-Längen berücksichtigt werden, die zu verschiedenen Dopplerverschiebungen gehören, wobei zur Berücksichtigung unterschiedlicher Subkanal-Längen eine jeweilige Modulationsmatrix definiert wird.

35 Im Rahmen der Erfindung können die für die Berechnungen zu Grunde zu legenden Modellparameter auch aus der Streufunktion ermittelt werden, und es kann ein vorab gegebenes Wissen betreffend ein diskretes Symbolalphabet verwendet werden, um die für die verschiedenen Berechnungen erforderliche Rechnerzeit weiter zu verkürzen.

40 Die Erfindung wird nachstehend anhand von besonders bevorzugten Ausführungsbeispielen und unter Bezugnahme auf die Zeichnung noch weiter erläutert. Es zeigen: Fig.1 eine schematische Darstellung einer Signalübertragung mit zeitlicher Varianz bei bewegtem Empfänger (Mobiltelefon) und bewegtem Streuer (Fahrzeug); Fig.2 eine schematische Darstellung eines Modells mit zeitvarianten Kanälen bei mehreren Antennen; Fig.3 eine modellhafte Mehrkanal-Darstellung, mit einer Anzahl von zeitinvarianten Kanälen als Ersatz eines zeitvarianten Übertragungskanals; Fig.4 ein gegenüber Fig.3 etwas modifiziertes Mehrkanal-Modell, um die in der Praxis gegebenen 45 mehreren zeitvarianten Kanäle gemäß Fig.2 mit zu berücksichtigen; Fig.5 in einem Ablaufdiagramm die Ermittlung der entzerrten Signale; Fig.5A in einem zugehörigen Ablaufdiagramm einen Teil des Diagramms gemäß Fig.5 mehr im Detail; die Fig.6 und 6A in den Fig.5 und 5A entsprechenden Ablaufdiagrammen eine modifizierte Vorgangsweise bei der Ermittlung der entzerrten 50 Signale; Fig.7 ein aus Fig.2 abgeleitetes Schema mit mehreren zeitvarianten Kanälen, wobei dieses Schema auf den Fall von mehreren Benutzern zutrifft, so dass  $DxM$  zeitvariante Kanäle gegeben sind; Fig.8 ein der Fig.3 entsprechendes Modell mit zeitinvarianten Kanälen, jedoch für den Mehrbenutzer-Fall gemäß Fig.7; die Fig.9 und 9A ein Ablaufdiagramm entsprechend den Diagrammen gemäß Fig.5 und 5A bzw. 6 und 6A, nun jedoch für den Mehrbenutzer-Fall gemäß 55 Fig.7 und 8; Fig.10 in einem Diagramm, in dem der mittlere quadratische Fehler (MSE) der Entzerr-

5 rung über den Signal-Rausch-Abstand (SNR) aufgetragen ist, einen Vergleich einer Methode gemäß Stand der Technik mit der erfindungsgemäßen Technik bei der Entzerrung von über zeitvariante Kanäle übertragenen Signalen; Fig.11 in einem ähnlichen Diagramm wie Fig.10 einen Vergleich der erfindungsgemäßen Entzerrungstechnik in einem Mehrbenutzer-Fall mit einem Einbenutzer-Fall gemäß Stand der Technik; und die Fig.12A und 12B Streupunkte für zwei Benutzer nach der Entzerrung, wobei die Fig.12A den einen Benutzer und die Fig.12B den anderen Benutzer veranschaulicht.

10 In Fig.1 ist schematisch eine Mobilfunk-Übertragung für Mobiltelefone veranschaulicht, wobei sich annahmeweise ein Mobiltelefon 1 sowie ein durch ein fahrendes Fahrzeug 2 gegebener Streuer verhältnismäßig rasch bewegen. Die über Funk übertragenen Signale werden über mehrere Signalpfade, entsprechend den jeweiligen Reflexionen, z.B. an Gebäuden 3 bzw. am fahrenden Fahrzeug 2, empfangen. Bei 4 ist in Fig.1 allgemein eine Entzerrungseinrichtung veranschaulicht, bei der an entsprechende Antennen-Elemente  $5_1$  bis  $5_M$  entsprechende Kanäle, jeweils mit einem Filter  $6_1 \dots 6_M$ , Modulator  $7_1$  bis  $7_M$  (der die Umsetzung auf das Basisband bewerkstelligt) und Analog/Digital-Wandler  $8_M$ , ein Rechner 9 angeschlossen ist, um die entsprechende Entzerrung wie nachstehend näher erläutert durchzuführen und schließlich ein entzerrtes Empfangssignal bei 10 abzugeben.

20 In Fig.2 ist schematisch die Übertragung mit den gegebenen M Übertragungskanälen  $11_1$  bis  $11_M$  gezeigt, an denen das gesendete Signal  $S[N]$  anliegt, wobei an den Ausgängen der einzelnen Kanäle  $11_1$  bis  $11_M$  die entsprechenden empfangenen Signale  $x_1[n]$  bis  $x_m[n]$  vorliegen. Die einzelnen Übertragungskanäle  $11_1$  bis  $11_M$  werden durch sog. Kanalimpulsantworten  $h[n,m]$  charakterisiert, im vorliegenden Fall entsprechend durch insgesamt M derartige Impulsantworten, wie in Fig.2 bei  $12_1$  bis  $12_M$  angedeutet ist.

25 Jeder dieser M Übertragungskanäle  $11$  wird gemäß Fig.3 durch eine Anzahl  $N_D$  von Subkanälen modelliert, um so anstatt die Berechnung eines zeitvarianten Kanals durchführen zu müssen, eine Anzahl von zeitinvarianten Subkanälen berechnen zu können.

30 Das vorliegende Verfahren ist ein blindes, deterministisches (d.h. man muss keine Statistiken schätzen) Verfahren zur Entzerrung von zeitvarianten Kanälen. Nachfolgend wird wie auch in der Literatur üblich das Rauschen vernachlässigt. Simulationen zeigten jedoch, dass das vorliegende Verfahren äußerst robust gegen additives Kanalrauschen ist.

Das Verfahren beruht auf der Tatsache, dass eine liegende Toeplitz- oder Hankel-Matrix durch ihren Zeilenraum eindeutig (bis auf einen skalaren Faktor) bestimmt ist. Eine Toeplitz-Matrix ist eine Matrix, deren Einträge entlang der Diagonalen konstant sind, z.B.

$$\begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 0 & 1 & 2 \end{bmatrix};$$

35 eine Hankel-Matrix ist eine Matrix, deren Einträge entlang der Antidiagonalen konstant sind,

z.B. 
$$\begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 2 & 3 & 4 \end{bmatrix};$$

40 weiters ist der Zeilenraum einer Matrix jener Raum, der durch die Zeilen der Matrix aufgespannt wird, vgl. auch G.H. Golub and C.F. Van Loan, Matrix Computations. Baltimore: Johns Hopkins University Press, 3 ed., 1996.

45 In ähnlicher Weise ist eine liegende Block-Toeplitz-Matrix bzw. Block-Hankel-Matrix durch ihren Zeilenraum bis auf eine Multiplikation von rechts mit einer Block-Diagonalmatrix eindeutig bestimmt (diese Unbestimmtheit wird im Weiteren Matrixambiguität genannt). Eine Block-Toeplitz bzw. Block-Hankel-Matrix ist dabei genau so definiert wie eine Toeplitz- bzw. Hankel-Matrix, abgesehen davon, dass die Einträge keine Skalare, sondern wieder Matrizen sind.

50 Für alle blinden Verfahren, die auf sogenannten Unterraummethoden beruhen, braucht man mehrere Beobachtungen des gesendeten Signals, z.B. mehrere Empfangsantennen oder eine Empfangsantenne mit nachfolgender Überabtastung oder eine Kombination aus den beiden Möglichkeiten. In Fig.2 sind schematisch M zeitvariante Kanäle mit M zugehörigen Empfangsfolgen  $x_i[n]$ , mit  $i = 1, \dots, M$ , gezeigt. Der einzelne zeitvariante Kanal besitzt im Allgemeinen nicht die Struktur, die für eine blinde Entzerrung benötigt wird. Praktisch alle vorkommenden Mobilfunkkanäle können jedoch äquivalent als Mehrkanal-LTI-Modell dargestellt werden. Fig.3 zeigt schematisch 55 das hier verwendete Mehrkanal-LTI-Modell, welches einen einzelnen zeitvarianten Kanal gemäß

Fig.2 modelliert, d.h. es liegen dann insgesamt M solcher Mehrkanal-LTI-Modelle vor, um die M zeitvarianten Kanäle aus Fig.2 zu modellieren; dies ist schematisch mit ergänzenden Kanaldarstellungen in strichlierten Linien in Fig.4 veranschaulicht. Aus dieser äquivalenten Darstellung kann man erkennen, dass diese Klasse von zeitvarianten Kanälen dann eine Struktur besitzt, die sich zur blinden Entzerrung eignet.

Die Mehrkanal-Darstellung entsteht im vorliegenden Fall aus einer Diskretisierung eines kontinuierlichen zeitvarianten Kanals unter der zusätzlichen Annahme, dass immer nur ein Empfangssignalblock endlicher Länge auf einmal betrachtet wird. Diese Annahme ist an sich üblich und in keiner Weise einschränkend, da die Blocklänge beliebig gewählt werden kann und Blöcke aneinandergereiht werden können. Ein Vorteil dieses speziellen Verfahrens im Gegensatz zum Stand der Technik (wo Dopplerverschiebungen um kontinuierliche Frequenzen verwendet werden) liegt darin, dass die einzelnen Dopplerfrequenzen nicht zusätzlich geschätzt werden müssen. Es wird lediglich die Information benötigt, ob zu einer bestimmten Dopplerfrequenz ein Subkanal vorhanden ist oder nicht, d.h. es wird angenommen, dass die Dopplerverschiebungen auf einem Raster liegen, und es ist dann zu untersuchen, welche Rasterpunkte "aktiv" sind. Die gegebene "Modulationsstruktur" ist in Fig.3 bei 13 schematisch angedeutet, während bei 12 wiederum die Kanalimpulsantworten veranschaulicht sind. Die einzelnen zeitinvarianten Kanäle  $h_{1, \dots, 14_{N_D}}$  werden bei 15 wieder zusammengefügt.

Die Information betreffend aktive Subkanäle (wo also ein Subkanal zu einer Dopplerfrequenz vorliegt) kann problemlos aus der Streufunktion des Kanals extrahiert werden, wenn der Kanal als stationär mit unabhängigen Streuern (WSSUS) angenommen werden kann. Das hier vorgestellte Verfahren funktioniert jedoch auch uneingeschränkt mit dem Modell gemäß Stand der Technik.

Im Folgenden wird angenommen, dass K der  $N_D$  Subkanäle  $h_{1, \dots, 14_N}$  in Fig.3 aktiv sind. Diese K Subkanäle entsprechen K Dopplerverschiebungen  $l_k \in [0, N_D - 1]$  mit  $k = 1, 2, \dots, K$ . Daraus folgt, dass nur die zugehörigen Subkanal-Impulsantworten  $h_k^{(i)}$  [m] (mit  $m = 0, 1 \dots L - 1$ ) ungleich Null

sind, was aber keine Einschränkung bedeutet, da auch der Fall  $K = N_D$  zugelassen wird. Die Ein/Ausgangsbeziehung für die i-te Beobachtung lautet nun

$$x_i[n] = \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{L-1} h_k^{(i)}[m] s_{i_k}[n-m] \quad i = 1, 2, \dots, M, \quad (2)$$

wobei,  $h_k^{(i)}[m] = S_h^{(i)}[m, l] e^{j2\pi \frac{lm}{N}}$

worin  $S_h^{(i)}[m, l] = \sum_{n=0}^{N-1} h^{(i)}[n, m] e^{-j2\pi \frac{ln}{N}}$  ist, und wobei

$$s_i[n] = s[n] e^{j2\pi \frac{ln}{N}}$$

Die relevanten Modell-Parameter sind die "aktiven" Dopplerverschiebungs-Indizes  $l_k$  und die Längen der korrespondierenden Subkanal-Impulsantworten  $h_k$  [m]. Wie bereits erwähnt können diese Parameter für WSSUS-Kanäle einfach aus der Streufunktion des Kanals ermittelt werden. Da sich die Streufunktion nur langsam mit der Zeit verändert, ist sie wesentlich einfacher zu schätzen als der Kanal selbst.

Aus physikalischen Gründen (die Antennen liegen z.B. in der Regel relativ nahe beisammen) kann angenommen werden, dass alle M Kanäle die gleichen Kanal-Modell-Parameter besitzen. Sollte diese Annahme für eine bestimmte Anwendung nicht zutreffen, so lässt sich das Verfahren leicht auf diesen Fall adaptieren. Des Weiteren sei - vorerst - angenommen, dass alle K LTI-Subkanäle  $h_k^{(i)}$  [m] die selbe Länge L besitzen. (Diese Annahme soll aber später fallengelassen werden.)

Es ist möglich, alle M Ein/Ausgangsbeziehungen des Mehrkanal-LTI-Modells durch Anordnen der einzelnen Empfangswerte  $x[n]$ , der Kanalimpulsantworten  $h[n, m]$  und der Sendewerte  $s[n]$  in Matrizen zu einer einzigen matrixwertigen Ein/Ausgangsbeziehung

$$\tilde{X} = \tilde{H}\tilde{S} \quad (3)$$

zusammenzufassen. Darin ist  $\tilde{X}$  die Ausgangsmatrix, die aus den empfangenen Signalen erstellt wird;  $\tilde{H}$  die Kanalmatrix, die aus den Kanalimpulsantworten erhalten wird; und  $\tilde{S}$  die Eingangsmatrix, die die zu ermittelnden gesendeten Signale enthält. Die Anordnung wird hier so gewählt, dass die einzelnen Matrizen die für die blinde Entzerrung gewünschte Block-Toeplitz-Struktur bzw. Block-Hankel-Struktur besitzen.

Eine mögliche Anordnung, von der im Weiteren ausgegangen wird, ist beispielsweise die Folgende: Bei Definition einer matrixwertigen Impulsantwort für alle Subkanäle als

$$H[m] = \begin{bmatrix} h_{i_1}^{(1)}[m] & \dots & h_{i_k}^{(1)}[m] \\ \vdots & & \vdots \\ h_{i_1}^{(M)}[m] & \dots & h_{i_k}^{(M)}[m] \end{bmatrix} \quad (4)$$

lautet die gesamte Impulsantwort dann  $H = [H[0] \dots H[L-1]]$ , mit der schließlich die Kanalmatrix  $\tilde{H}$  der Größe  $M \times K(L+u-1)$ , in der H u-mal, jeweils um K Positionen verschoben, gestapelt wird (der Stapelparameter u wird in der Literatur auch als Glättungsparameter bezeichnet), als

$$\tilde{H} = \begin{bmatrix} 0 & H \\ & H \\ & \ddots \\ H & 0 \end{bmatrix}$$

definiert werden kann.

Es sind aber auch andere Anordnungen denkbar, die z.B. durch Vertauschen der Reihenfolge der Zeilen bzw. Spalten der einzelnen Matrizen entstehen, aber zur vorstehenden Anordnung äquivalent sind.

Als nächstes wird ein Vektor definiert, welcher modulierte Versionen des Eingangssignals enthält:

$s[n] = [s_{i_1}[n] \dots s_{i_k}[n]]^T$ ; und es wird damit die folgende Block-Toeplitz-Eingangsmatrix der

Größe  $K(L+u-1) \times (N-u+1)$  gebildet:

$$\tilde{S} = \begin{bmatrix} s[u-1] & s[u] & \dots & s[N-1] \\ s[u-2] & s[u-1] & \dots & s[N-2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s[-L+1] & s[-L+2] & \dots & s[N-L-u+1] \end{bmatrix}$$

Schließlich wird ein Ausgangsvektor  $x[n] = [x_1[n] \dots x_M[n]]^T$  definiert und damit eine Block-Hankel-Ausgangsmatrix  $\tilde{X}$  der Größe  $M \times (N-u+1)$  geformt:

$$\tilde{X} = \begin{bmatrix} x[0] & x[1] & \dots & x[N-u-1] & x[N-u] \\ x[1] & x[2] & \dots & x[N-u] & x[N-u+1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ x[u-1] & x[u] & \dots & x[N-2] & x[N-1] \end{bmatrix}$$

In Fig.5 ist dieser Schritt der Bildung der Empfangs- oder Ausgangsmatrix  $\tilde{X}$  mit dem Block 16 veranschaulicht. Danach folgt bei 17 die Berechnung des Zeilenraums der Empfangsmatrix  $\tilde{X}$ . Die Größen der einzelnen Matrizen hängen von Parametern wie der Kanalimpulsantwortlänge, der Anzahl der Dopplerverschiebungen, dem Glättungsfaktor und der Anzahl der Beobachtungen

(Überabtastrfaktor oder Anzahl M der Empfangsantennen) ab. Unter der Bedingung, dass diese Parameter in einer solchen Weise gewählt werden, dass  $\tilde{H}$  stehend und  $\tilde{S}$  liegend ist (formal

muss also 
$$u \geq \frac{K(L-1)}{M-K}$$
 mit  $M > K$ , und  $N > KL+(K+1)(u-1)$  gelten),

und dass  $\tilde{H}$  zusätzlich vollen Rang hat, ist jener Raum, der von den Zeilen der Empfangsmatrix  $\tilde{X}$  aufgespannt wird (der Zeilenraum von  $\tilde{X}$ ), gleich dem Zeilenraum von  $\tilde{S}$ . Es kann also der Zeilenraum der Eingangsmatrix  $\tilde{S}$  z.B. mittels einer Singulärwertzerlegung der Empfangsmatrix  $\tilde{X}$  berechnet werden. Dieser Schritt könnte aber auch durch andere, an sich bekannte Methoden, die weniger rechenaufwendig als die Singulärwertzerlegung sind, approximiert werden. (Eine Singulärwertzerlegung zerlegt eine Matrix A in drei Matrizen U, D und V, so dass  $A = UDV$ , wobei U und V orthogonale Spalten bzw. Zeilen besitzen (d.h.  $U^H U = I$  und  $V V^H = I$ , wobei I die Einheitsmatrix entsprechender Dimension ist) und D eine Diagonalmatrix ist.)

Nach der Berechnung des Zeilenraums der Empfangsmatrix  $\tilde{X}$  erfolgt gemäß Block 18 in

Fig.5 die Berechnung der generierenden Matrix von  $\tilde{S}$ : Es ist bekannt, dass allein vom Zeilenraum einer liegenden Toeplitzmatrix bzw. Hankelmatrix die Matrix selbst bis auf einen multiplikativen Faktor rekonstruiert werden kann. Ist die Matrix jedoch eine Block-Toeplitz-Matrix, so kann von ihrem Zeilenraum die Matrix selbst im Allgemeinen nur bis auf eine Matrixambiguität bestimmt werden, da die Blockzeilen im Allgemeinen keine Struktur besitzen.

Die Eingangsmatrix  $\tilde{S}$  ist eine Block-Toeplitz Matrix, welche durch ihre Elemente  $s[-L+1], s[-L+2], \dots, s[N-1]$  eindeutig bestimmt oder "generiert" wird. Deshalb wird die Matrix

$$S = [s[-L+1]s[-L+2] \dots s[N-1]]$$

der Größe  $K \times (N+L-1)$  auch die generierende Matrix von  $\tilde{S}$  genannt. Das gegebene Entzerrungsproblem kann also auch als die Berechnung der generierenden Matrix S aus der Matrix  $\tilde{X}$  formuliert werden.

In A.J. van der Veen, S. Talwar, and A. Paulraj, "A subspace approach to blind space-time signal processing for wireless communication systems", IEEE Trans.Signal Processing, vol.45, pp.173-190, Jan. 1997; und H. Liu and G. Xu, "Multiuser blind channel estimation and spatial channel pre-equalization", Proc. IEEE ICASSP-95, (Detroit (MI)), pp. 1756-1759, May 1995, sind zwei Verfahren beschrieben, wie S bis auf eine Matrixambiguität (also  $S_A = AS$  mit unbekannter invertierbarer  $K \times K$ -Matrix A) von einer Block-Toeplitz-Matrix berechnet werden kann. Des Weiteren könnte auch das aus E.Moulines, P.Duhamel, J.F.Cardoso, and S. Mayrargue, "Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters", IEEE Trans. Signal Processing, vol.43, no.2, pp.516-525, 1995, bekannte Verfahren zur Lösung des vorliegenden Problems entsprechend eingesetzt werden. Allen Verfahren ist jedoch gemeinsam, dass entweder die Matrix  $\tilde{S}$  oder eine Matrix, deren Zeilenraum den Raum orthogonal zum Zeilenraum von  $\tilde{S}$  aufspannt, in eine "Supermatrix" gestapelt werden muss, um dann durch eine Singulärwertzerlegung von dieser Supermatrix auf  $S_A$  schließen zu können. Da der Rechenaufwand einer Singulärwertzerlegung aber mit der dritten Potenz der Abmessungen der zu zerlegenden Matrix steigt, sind diese Verfahren extrem rechenaufwendig, weshalb hier weiter unten eine Alternative (nämlich die sog. direkte Faktorisierung) vorgeschlagen wird.

Der Einfachheit halber wird hier noch die aus H.Liu and G.Xu, "Multiuser blind channel estimation and spatial channel pre-equalization", Proc.IEEE ICASSP-95, (Detroit(MI)), pp.1756-1759, May 1995, an sich bekannte Methode vorgestellt. Zunächst wird eine Matrix V definiert, deren Zeilenraum orthogonal auf den Zeilenraum von  $\tilde{X}$  steht; d.h.  $v_{\tilde{X}}^H = o$ , wobei o eine Matrix ist, deren

Elemente identisch Null sind. Aus  $v_{\tilde{X}}^H = o$  folgt  $v_{\tilde{S}}^H = o$  was wiederum aufgrund der Block-Toeplitz Struktur von  $\tilde{S}$  impliziert, dass jeweils  $N-u+1$  aufeinanderfolgende Einträge der generierenden Matrix S orthogonal auf V sind. Damit erhält man:

$$\begin{bmatrix} \underbrace{0 \dots 0}_i V & \underbrace{0 \dots 0}_{(L+u-2-i) \text{ mal}} \end{bmatrix} S^H = 0 \quad (5) \text{ mit } i = 1 \dots L+u-2,$$

5

wobei o die Größe (N-u+1-Mu)x 1 hat. Aus der Gleichung (5) folgt wiederum, dass

$$\tilde{V} S^H = 0 \quad (6)$$

10

wobei

$$\tilde{V} = \begin{bmatrix} V & 0 & \dots & 0 \\ 0 & V & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & V \end{bmatrix}$$

15

ist.

Um nun die generierende Matrix S bis auf eine Matrixambiguität (also  $S_A$ ) mit Hilfe der Gleichung (6) zu bestimmen, wird eine Singulärwertzerlegung von  $\tilde{V}$  vorgenommen und  $S_A$  gleich den K Rechtssingulärvektoren gesetzt, die zu den K kleinsten Singulärwerten gehören.

Aufgrund der Konstruktion mittels der Singulärwertzerlegung sind die Zeilen von  $s_a$  orthonormal. Für typische Größen der Matrizen  $\tilde{H}$  und  $\tilde{S}$  ist dieser Schritt, wie schon oben erwähnt, aber relativ rechenaufwendig.

25

Im Schema gemäß Fig. 5 folgt nun der Schritt 19 der Auflösung der Matrixambiguität. Aufgrund der Modulationsstruktur des vorliegenden Mehrkanal-LTI-Modells besitzen die einzelnen Blockzeilen der Matrix  $\tilde{S}$  einen wohldefinierten Zusammenhang, der es ermöglicht, die vom letzten Rechenschritt übrigbleibende Matrixambiguität aufzulösen, d.h. von  $S_A$  auf die gewünschte generierende Matrix S zu schließen. In H.Liu and G.B.Giannakis, "Deterministic approaches for blind equalization of time-varying channels with antenna arrays", IEEE Trans. Signal Processing, vol.46, pp.3003-3013, Nov. 1998, wird zwar ein Verfahren zur Beseitigung der Matrixambiguität vorgestellt, jedoch ist dieses aufgrund des besonders hohen Rechenaufwands praktisch nur sehr schwer implementierbar.

30

Beim vorliegenden Verfahren beruht die Auflösung der Matrixambiguität auf der Tatsache, dass die erzeugende Matrix S der gesuchten Sendematrix  $\tilde{S}$  vollständig durch ihre Zugehörigkeit zu zwei linearen Räumen beschrieben ist.

35

Der erste lineare Raum A' berücksichtigt die Modulationsstruktur, also den Zusammenhang zwischen den Eingangswerten  $s_{1,k}[n]$  (nämlich  $s_{1,k}[n] = s[n] e^{j2\pi \frac{k n}{N}}$ ). Diese Modulationsstruktur der generierenden Matrix S mit der Größe  $K \times (N+L-1)$  kann durch die folgende Matrixschreibweise charakterisiert werden:

40

$$S = M(n_0) D. \quad (7)$$

45

Hierbei ist die "Modulationsmatrix"  $M(n_0)$  der Größe  $K \times (N+L-1)$  durch

50

$$M(n_0) = \begin{bmatrix} W_N^{-n_0/k_1} & W_N^{-(n_0+1)/k_1} & \dots & W_N^{-(n_0+N+L-1)/k_1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ W_N^{-n_0/k_K} & W_N^{-(n_0+1)/k_K} & \dots & W_N^{-(n_0+N+L-1)/k_K} \end{bmatrix}$$

55

gegeben, wobei  $W_N^k = e^{j2\pi \frac{k}{N}}$  ist. Des Weiteren wird die, die Sendedaten enthaltende, diago-

nale Eingangsmatrix D der Größe  $(N+L-1) \times (N+L-1)$  als  $D = \text{diag}\{s[-L+1], s[-L+2], \dots, s[N-1]\}$  definiert. Durch die Definition der Modulationsmatrix  $M(n_0)$  wird eine unbekannte Zeitverschiebung  $n_0$  erlaubt, die in der Praxis vorkommen könnte.

Der zweite lineare Raum  $B'$  ist der Zeilenraum der generierenden Matrix  $S$ , der gleich dem Zeilenraum von  $S_A$  ist. Es folgt, dass die gesuchte Matrix  $\tilde{S}$  in der Schnittmenge der beiden Räume liegen muss, d.h.  $S \in A' \cap B'$ , wobei  $A'$  den linearen Unterraum aller Matrizen mit der Modulationsstruktur  $M(n_0)D$ , mit gegebenem  $M(n_0)$  und diagonalem  $D$ , und  $B'$  den linearen Unterraum aller Matrizen darstellt, deren Zeilenraum im Zeilenraum von  $S_A$  liegt, d.h. den Unterraum aller Matrizen der Form  $BS_A$  mit beliebiger  $K \times K$ -Matrix  $B$ .

Zur Berechnung - vgl. Fig. 5A - wird ein recheneffizientes iteratives Verfahren verwendet, welches ausgehend von einem Startwert abwechselnd solange auf die beiden Räume  $A'$  und  $B'$  projiziert, (s. die Blöcke 20 und 21 in Fig. 5A), bis sich durch eine weitere Projektion keine signifikante Änderung mehr ergibt, d.h. bis der Schätzwert konvergiert (s. den Abfrage-Schritt 22 in Fig. 5A); die Konvergenz wird dabei mit einem sog. Stopp-Kriterium überprüft - wenn die Änderung bei einer weiteren Iteration kleiner ist als das Stopp-Kriterium, wird das Verfahren abgebrochen. Dieses mathematische Projektionsverfahren ist an sich in der Literatur unter dem Namen "projections onto convex sets", auch "POCS" genannt, bekannt, s. P.L.Combettes, "The foundations of set theoretic estimation", Proc.IEEE, vol.81, pp.181-208, Feb. 1993. Der Wert des Stopp-Kriteriums ist je nach den Umständen und Zielvorstellungen festzulegen.

- Projektion auf  $A'$ : Die Projektion auf  $A'$  ergibt sich zu  $S^{(v)} = M(n_0)D^{(v)}$ , wobei gezeigt werden kann, dass die Diagonalelemente von  $D^{(v)}$  durch

$$(D^{(v)})_{n,n} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (S^{(v-1)})_{k,n} (M(n_0))_{k,n}^*$$

gegeben sind. Hierbei ist  $S^{(v-1)}$  das Resultat der vorhergehenden Iteration (d.h. von der Projektion auf  $B'$ ).

- Projektion auf  $B'$ : Die Projektion auf  $B'$  ergibt sich zu  $S^{(v)} = B^{(v)}S_A$ , wobei gezeigt werden kann, dass

$$B^{(v)} = S^{(v-1)}S_A^\#$$

Hierbei ist  $S^{(v-1)}$  das Resultat aus der vorhergehenden Iteration (d.h. die Projektion auf  $A'$ ), und  $S$  ist die Pseudoinverse von  $S_A$ . Da  $S_A$  eine liegende Matrix mit orthonormalen Zeilen ist, gilt

$$S_A^\# = S_A^H$$

Es kann gezeigt werden, dass im vorliegenden Fall die Konvergenz des Verfahrens gegeben ist. Damit ist sichergestellt, dass für eine gegebene Generierende  $S_A = AS$  und für gegebene Dopplerverschiebungen  $l_k$  die Eingangsdaten  $s[-L+1], s[-L+2], \dots, s[N-1]$  eindeutig bis auf einen skalaren Faktor bestimmt sind. Dies gilt sogar noch unter der Voraussetzung, dass die Zeitverschiebung  $n_0$  unbekannt ist. Die Konvergenz kann mit einer sog. Relaxation (z.B. P.L.Combettes, "The foundations of set theoretic estimation", Proc., IEEE, vol.81, pp.181-208, Feb.1993; bzw. S.Hein, "A fast block-based nonlinear decoding algorithm for  $\Sigma\Delta$  modulators", IEEE Trans.Signal Processing, vol.43, pp. 1360-1367, June 1995) signifikant beschleunigt werden, was wiederum den Rechenaufwand des Verfahrens weiter verringert.

Des Weiteren kann das vorliegende Verfahren zur Auflösung der Matrixambiguität ohne Änderungen auch dann verwendet werden, wenn die Dopplerverschiebungen nicht auf einem Gitter (Raster) liegen (also z.B. mit einem Modell, wie es in H.Liu and G.B.Giannakis, "Deterministic approaches for blind equalization of time-varying channels with antenna arrays", IEEE Trans. Signal Processing, vol.46, pp.3003-3013, Nov. 1998, verwendet wird).

Es kann sogar gezeigt werden, dass die Auflösung der Matrixambiguität auch dann noch

funktioniert, wenn die aktiven Dopplerverschiebungen  $l_k$  unbekannt sind. In diesem Fall können die Eingangsdaten  $s[n]$  bis auf eine Multiplikation mit  $ce^{j2\pi \frac{ln}{N}}$  bestimmt werden, wobei  $l \in [0, N-1]$ . Diese unbekannte "Restmodulation" kann auch noch aufgelöst werden, wenn  $s[n]$  eine Symbolsequenz mit einem bekannten finiten Symbolalphabet ist.

Ein weiterer Vorteil des vorliegenden Verfahrens zur Auflösung der Matrixambiguität ist die einfache Verwendbarkeit von a-priori-Wissen. So kann z.B. das Wissen um ein bestimmtes senderseitig verwendetes Symbolalphabet (d.h. die Elemente der Matrix  $\tilde{S}$  dürfen nur Werte aus einem bestimmten, bekannten Wertevorrat annehmen) verwendet werden, um die Konvergenz weiter zu beschleunigen (die Konvergenz kann in diesem Fall allerdings nicht garantiert werden). Des Weiteren kann das Verfahren durch eine geeignete Wahl des Startpunktes der Iterationen semiblink initialisiert werden, was die Konvergenz ebenfalls beschleunigt.

Obwohl die vorstehenden Schritte der Modellbildung, der Berechnung des Zeilenraums der Empfangsmatrix und der Berechnung der Generierenden der Eingangsmatrix für sich prinzipiell bekannt sind, so ist doch ihre Anwendung auf die Entzerrung zeitvarianter Kanäle und die Zusammenstellung dieser Schritte bisher nicht bekannt; sodann ist das beschriebene Verfahren zur Beseitigung der Matrixambiguität bisher nicht bekannt.

Das vorstehend erläuterte Verfahren zur blinden Entzerrung von zeitvarianten Kanälen kann auch für unterschiedliche Subkanallängen adaptiert werden. Es werden dazu bekannte Verfahren für LTI-Kanäle (s. H.Liu and G.Xu, "Closed form blind symbol estimation in digital Communications," IEEE Trans.Signal Processing, vol.43, pp. 2714-2723, Nov. 1995; oder A.J. van der Veen, S. Talwar, and A. Paulraj, "A subspace approach to blind space-time signal processing for wireless communication systems", IEEE Trans.Signal Processing, vol.45, pp.173-190, Jan. 1997) adaptiert.

Für den Fall, dass die  $K$  aktiven Subkanäle unterschiedliche Längen besitzen, wird aufgrund physikalischer Überlegungen angenommen, dass die entsprechenden aktiven Subkanäle der  $M$

Kanäle (vgl. die vorstehende Beziehung (2) - d.h.  $h_k^{(i)}[m]$  mit unterschiedlichen  $i$ , aber dem gleichen  $k$  - identisch lange Impulsantworten besitzen.

Im Speziellen wird angenommen, dass  $P$  Gruppen aktiver Subkanäle existieren, wobei die  $p$ -te Gruppe aus  $K_p$  Subkanälen mit identischer Länge  $L_p$  und mit Dopplerverschiebungen  $l_k^{(p)}$  ( $k=1, 2, \dots, K_p$ ) besteht. (Es ist anzumerken, dass  $\sum_{i=1}^P K_p = K$ .)

Das Problem, warum das ursprüngliche Verfahren adaptiert werden muss, ist, dass die Matrix  $\tilde{H}$  der Größe  $M \times (L+u-1)$  (mit  $L = \max_p L_p$ ) entgegen den Voraussetzungen in diesem Fall nicht vollen Rang haben wird. Um dieses Problem zu umgehen, kann jedoch die Beziehung (3) durch

$\tilde{x} = \sum_{p=1}^P \tilde{H}_p \tilde{S}_p$  ersetzt werden, wobei die Matrizen  $\tilde{H}_p$  der Größe  $M \times (L_p+u-1)$  vollen Rang haben. Die Generierende  $S_p$  von  $\tilde{S}_p$  kann als

$$S_p = M_p(n_0) D_p$$

angeschrieben werden (s. die vorstehende Beziehung (7)). Hier ist die  $K_p \times (N+L_p-1)$ -Modulationsmatrix durch

$$M_p(n_0) = \begin{bmatrix} W_N^{-n_0 l_1^{(p)}} & W_N^{-(n_0+1) l_1^{(p)}} & \dots & W_N^{-(n_0+N+L_p-1) l_1^{(p)}} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ W_N^{-n_0 l_{K_p}^{(p)}} & W_N^{-(n_0+1) l_{K_p}^{(p)}} & \dots & W_N^{-(n_0+N+L_p-1) l_{K_p}^{(p)}} \end{bmatrix};$$

die die Eingangswerte enthaltende Diagonal-Matrix ist mit  $D_p = \text{diag} \{s[-L_p+1], s[-L_p+2], \dots, s[N-1]\}$  der Größe  $(N+L_p-1) \times (N+L_p-1)$  definiert. Wie bei der vorstehend erläuterten Berechnung der generierenden Matrix von  $\tilde{S}$  können nun wieder die an sich bekannten Methoden aus H.Liu and

G.Xu, "Multiuser blind channel estimation and spatial channel pre-equalization", in Proc.IEEE ICASSP-95, (Detroit(MI)), pp.1756-1759, May 1995; bzw. A.J. van der Veen, S. Talwar, and A. Paulraj, "A subspace approach to blind space-time signal processing for wireless communication systems", IEEE Trans.Signal Processing, vol.45, pp.173-190, Jan. 1997, verwendet werden, um

5  $S_{A,P} = A_p S_p$  (mit unbekanntem  $A_p$ ) aus  $\tilde{X}$  zu bestimmen. Es kann gezeigt werden, dass  $S_p$  eindeutig bis auf einen skalaren Faktor durch  $S_{A,P}$  bestimmt wird (diese Tatsache gilt nach wie vor auch für eine unbekannte Zeitverschiebung  $n_0$ ). Die vorstehend beschriebene POCS-Methode kann verwendet werden, um  $S_p$  und damit auch die Eingangswerte  $s[-L_p+1], \dots, s[N-1]$  zu berechnen. Obwohl theoretisch eine solche Berechnung genügt, so wird es doch bei additivem Kanalrauschen

10 von Vorteil sein, mehrere oder sogar alle  $p$  Schätzwerte von  $s[-L_p+1], \dots, s[N-1]$  zu berechnen und die entsprechenden Resultate zu mitteln.

Zur blinden Entzerrung von LTV-Kanälen kann auch eine direkte Faktorisierung vorgenommen werden (siehe auch Fig. 6, 6A), die ebenfalls auf der POCS-Methode beruht, die aber die Berechnung der generierenden Matrix von  $S$  und das Auflösen der Matrixambiguität in einem Schritt

15 (Fig. 6) vereint und damit recheneffizienter ist als die vorstehende Vorgangsweise. Gleichzeitig behält diese modifizierte Methode jedoch die Vorteile der ersten Methode, wie semiblinde Initialisierungsmöglichkeit, mögliche Relaxation, mögliches Verwenden von a-priori-Wissen, die Möglichkeit unterschiedlich langer Subkanäle etc. Zusätzlich ist diese modifizierte Methode bis zu einem gewissen Grad besonders robust gegen unbekannte unterschiedliche Subkanallängen.

20 Die Berechnung der generierenden Matrix  $SA$  bis auf eine Ambiguität ist wie erwähnt rechenaufwendig. Dieser Schritt kann vermieden werden, wenn man erkennt, dass die Eingangsmatrix  $\tilde{S}$  bis auf einen skalaren Faktor eindeutig durch die folgenden zwei Eigenschaften bestimmt ist:

1.  $\tilde{S}$  ist eine Block-Toeplitz-Matrix, und ihre Generierende hat eine Modulationsstruktur, d.h.  $S = M(n_0)D$  mit diagonalen Matrix  $D$ ;
- 25 2. der Zeilenraum der Eingangsmatrix  $\tilde{S}$  liegt im Zeilenraum der Ausgangsmatrix  $\tilde{X}$ .

Anders ausgedrückt ist  $\tilde{S} \in A' \cap B'$ , worin  $A'$  den linearen Unterraum aller Block-Toeplitz-Matrizen mit generierender Matrix  $M(n_0)D$ , wobei  $M(n_0)$  mit beliebigem, festem  $n_0$  gegeben ist,  $D$  eine Diagonalmatrix und  $B'$  jenen linearen Unterraum darstellt, welcher aus allen Matrizen besteht, deren Zeilenraum im Zeilenraum von  $\tilde{X}$  liegt (d.h. aus allen Matrizen der Form  $B\tilde{X}$  mit beliebiger  $K(L+u-1) \times \mu$ -Matrix  $B$ ). Diese Formulierung führt wieder zu einer POCS Methode zum Berechnen von  $\tilde{S}$  bei der die iterierte Version von  $\tilde{S}$  alternierend auf  $A'$  und  $B'$  projiziert wird.

- Projektion auf  $A'$  (Schritt 20 in Fig. 6A): Da  $\tilde{S}$  eine sogenannte linear strukturierte Matrix ist (vgl. J.A. Cadzow, "Signal enhancement - A composite property mapping algorithm", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.36, pp. 49-62, Jan. 1988), kann gezeigt werden, dass die

35 Projektion auf  $A'$  durch die folgenden zwei Schritte bewerkstelligt werden kann:

Schritt 24 (Fig. 6A): Erzwingen der Block-Toeplitz-Struktur. Es sei  $\tilde{S}^{(v-1)}$  das Resultat der vorhergehenden Iteration (also der Projektion auf  $B'$ ). Von der Matrix  $\tilde{S}^{(v-1)}$ , welche keine Block-

40 Toeplitz-Struktur besitzt, wird eine  $K \times (N+L-1)$  "pseudo-generierende Matrix"  $\hat{S}^{(v-1)}$  wie folgt berechnet: Die erste der  $K$  Zeilen von  $\hat{S}^{(v-1)}$  wird berechnet, indem entsprechend verschobene und mit

Nullen aufgefüllte Versionen der ersten,  $(K+1)$ -ten,  $(2K+1)$ -ten, etc. Zeilen von  $\tilde{S}^{(v-1)}$  gemittelt

45 werden. Es wird also die erste Reihe von  $\tilde{S}^{(v-1)}$  genommen, um eine Position nach rechts geschoben

und dann zur  $(K+1)$ -ten Zeile von  $\tilde{S}^{(v-1)}$  addiert, wobei wenn nötig Nullen angefügt werden. Das Resultat wird wieder um eine Position nach rechts verschoben und zur  $(2K+1)$ -ten Zeile von

50 addiert, etc. Schließlich wird das  $j$ -te Element des resultierenden Zeilenvektors der Länge  $N+L-1$  durch das  $j$ -te Element von  $(1, 2, \dots, K, K, \dots, K, K-1, \dots, 1)$  dividiert, um die erste Zeile von  $\hat{S}^{(v-1)}$  zu erhalten. Die zweite Zeile von  $\hat{S}^{(v-1)}$  wird auf ähnliche Weise errechnet, wobei nun die zweite,

$(K+2)$ -te,  $(2K+2)$ -te, etc. Zeile von  $\tilde{S}^{(v-1)}$  verwendet werden. Auf diese Weise werden alle  $K$  Zeilen von  $\hat{S}^{(v-1)}$  berechnet.

55

Schritt 25 (Fig. 6A): Erzwingen die Modulationsstruktur. Nun wird  $S^{(v)} = M(n_0)D^{(v)}$  gebildet, wobei gezeigt werden kann, dass die Diagonalelemente der Diagonalmatrix  $D^{(v)}$  durch

$$(D^{(v)})_{n,n} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\hat{S}^{(v-1)})_{k,n} (M(n_0))_{k,n}^*$$

gegeben sind. Schließlich wird die Block-Toeplitz Matrix  $\tilde{S}^{(v)}$ , welche von  $S^{(v)}$  generiert wird, gebildet.

- Projektion auf B' (Schritt 21 in Fig. 6A): Die Projektion auf B' kann durch  $\tilde{S}^{(v)} = B^{(v)}\tilde{X}$  an-  
geschrieben werden, wobei gezeigt werden kann, dass

$$B^{(v)} = \hat{S}^{(v-1)}\tilde{X}^\#$$

Hier ist  $\tilde{S}^{(v-1)}$  das Resultat der vorhergehenden Iteration (also der Projektion auf A'). Es ist an-  
zumerken, dass die Pseudoinverse  $\tilde{X}^\#$  nur einmal zu Beginn der iterativen Prozedur berechnet  
werden muss.

Wieder ist Konvergenz der POCS-Methode zu einem Schnittpunkt der beiden Räume  
garantiert, d.h.  $\tilde{S}^{(\infty)} \in A \cap B$  (vgl. P.L. Combettes, "The foundations of set theoretic estimation,  
"Proc.IEEE, vol.81, pp.181-208, Feb. 1993). Es kann gezeigt werden, dass daher

$$\tilde{S}^{(\infty)} = c\tilde{S} \text{ mit } c \in C$$

Die Geschwindigkeit der Konvergenz und damit die Recheneffizienz des Verfahrens hängt  
stark von der Initialisierung  $\tilde{S}^{(0)}$  ab. Im semiblinden Fall könnten bekannte Eingangsdaten  
 $s[n_1], \dots, s[n_2]$  verwendet werden, um eine Matrix  $\tilde{S}^{(0)}$  mit generierender Matrix  $S^{(0)}=M(n_0)D^{(0)}$  zu  
erzeugen, wobei  $D^{(0)}=\text{diag}\{0, \dots, 0, s[n_1], \dots, s[n_2], 0, \dots, 0\}$ ; die POCS-Methode würde dann mit  
 $B^{(0)} = \tilde{X}\tilde{S}^{(0)\#}$  initialisiert werden.

Des Weiteren kann die Konvergenz wieder mit Relaxation beschleunigt werden.

Die hier beschriebene Modifikation zur Steigerung der Recheneffizienz kann auch für den Fall  
ungleicher Subkanallängen (wie oben beschrieben) modifiziert werden.

Das vorstehend beschriebene Verfahren mit all seinen möglichen Modifikationen kann auch  
verwendet werden, um bei Übertragung von mehreren Benutzern zur selben Zeit die entsprechen-  
den zeitvarianten Kanäle zu entzerren. Es kann gezeigt werden, dass dann, wenn die Kanäle  
gewisse Bedingungen erfüllen, die Benutzer in Abwesenheit von Rauschen fehlerfrei getrennt  
werden können; d.h. dass in diesem Fall mehrere Benutzer zur gleichen Zeit die gleiche Frequenz  
verwenden können, ohne sich dabei gegenseitig zu stören. Ist die Anforderung an die Kanäle nicht  
erfüllt, so können die Benutzer immer noch getrennt werden, wenn zur Übertragung wie in der  
Praxis üblich ein finites Signalalphabet verwendet wird.

Im Folgenden wird angenommen, dass D Benutzer gleichzeitig übertragen werden sollen, vgl.  
auch das gegenüber Fig. 2 entsprechend modifizierte Schema in Fig. 7, aus dem sich D.M  
zeitvariante Kanäle 11 ergeben, sowie das zugehörige Modell von Fig. 8 mit  $D \times N_D$  zeitinvarianten  
Kanälen 14, hergeleitet aus Fig. 3. Dazu muss das vorstehend erläuterte Verfahren etwas verän-  
dert werden, um D Benutzer zuzulassen. Im Folgenden sollen nur die Abänderungen für jeden  
Schritt einzeln erläutert werden.

Was die Modellbildung anlangt, so veranschaulicht Fig. 7 schematisch den Fall, dass D Benut-  
zer gleichzeitig Daten übertragen. Des Weiteren werden wiederum M Beobachtungen der gesen-  
deten Signale angenommen. Demzufolge zeigt Fig. 7 schematisch  $D \times M$  zeitvariante Kanäle mit M  
zugehörigen Empfangsfolgen  $x_i[n]$ , mit  $i = 1, \dots, M$ .

Die einzelnen LTV-Kanäle werden wieder durch Mehrkanal-LTI-Modelle dargestellt, s. Fig. 8, die das hier verwendete Mehrkanal-LTI-Modell I zeigt, welches die zeitvarianten Kanäle von den Benutzern zu einer Antenne modelliert, d.h. es liegen insgesamt M Mehrkanal-LTI-Modelle vor, um die DxM zeitvarianten Kanäle gemäß Fig. 7 zu modellieren.

5 Im Folgenden wird angenommen, dass für den d-ten Benutzer  $K_d$  der  $N_d$  Subkanäle in Fig. 8 aktiv sind. Diese  $K_d$  Kanäle entsprechen  $K_d$  Dopplerverschiebungen  $l_k^{(d)} \in [0, N_D - 1]$  mit  $k=1,2,\dots,K_d$ .

10 Daraus folgt, dass nur die Subkanal-Impulsantworten  $h_l^{(i,d)}[m]$  mit  $l = l_k^{(d)}$  ungleich Null sind. Die vorstehende Ein/Ausgangsbeziehung (2) wird somit durch

$$x^{(i)}[n] = \sum_{d=1}^D \sum_{k=1}^{K_d} \sum_{m=0}^{L-1} h_{l_k^{(d)}}^{(i,d)}[m] s_k^{(d)}[n-m]$$

15 ersetzt, wobei  $h^{(i,d)}[n,m]$  die LTV-Impulsantwort des Kanals darstellt, welcher  $s^{(d)}[n]$  auf  $x^{(i)}[n]$  abbildet. Weiters ist  $h_l^{(i,d)}[m]$  analog zu den vorstehenden Erläuterungen der l-ten Subkanal des

20 Mehrkanal-LTI-Modells von  $h^{(i,d)}[n,m]$ . Außerdem wird noch  $s_k^{(d)}[n] = s^{(d)}[n] e^{j2\pi l_k n/N}$  verwendet, woraus sich die Modulationsstruktur ergibt. Die relevanten Modell-Parameter sind wieder die

"aktiven" Dopplerverschiebungs-Indizes  $l_k^{(d)}$  und die Längen der korrespondierenden Subkanal-

25 Impulsantworten  $h_{l_k^{(d)}}^{(i,d)}[m]$ . Die Folge der Differenzen von jeweils zwei hintereinanderfolgenden

Dopplerverschiebungs-Indizes  $l_k^{(d)}$  für gegebenes d (wobei die Dopplerverschiebungs-Indizes  $l_k^{(d)}$  als in ansteigender Reihenfolge geordnet angenommen sind), d.h., die Folge

30 
$$[l_2^{(d)} - l_1^{(d)}, \dots, l_{K_d}^{(d)} - l_{K_d-1}^{(d)}]$$

wird im Folgenden Doppler-Profil des Benutzers d genannt.

35 Es wird wiederum angenommen, dass alle M Kanäle, die einem bestimmten Benutzer zugeordnet sind, die gleichen Kanal-Modell-Parameter besitzen. Um die Darstellung zu vereinfachen,

wird auch angenommen, dass die LTI-Subkanäle  $h_{l_k^{(d)}}^{(i,d)}[m]$  Impulsantworten mit identischer Länge

40 besitzen. Der Mehrbenutzerfall kann aber analog zum Einbenutzerfall auf unterschiedliche Subkanallängen erweitert werden.

Um konform mit dem vorstehend beschriebenen Verfahren zu bleiben, wird K als die Gesamtanzahl aller Subkanäle pro Beobachtung definiert, also  $K = \sum_{d=1}^D K_d$

45 Es ist wiederum möglich, alle Ein/Ausgangsbeziehungen des Mehrkanal-LTI-Modells durch Anordnen der einzelnen Empfangswerte, der Kanalimpulsantworten und der Sendewerte in Matrizen zu einer einzigen matrixwertigen Ein/Ausgangsbeziehung identisch mit Gleichung (3) anzuordnen:

50 
$$\tilde{X} = \tilde{H} \tilde{S}$$

vgl. auch Block 16 in Fig.9.

55 Prinzipiell liegen wieder die gleichen Definitionen für  $\tilde{X}$ ,  $\tilde{H}$  und  $\tilde{S}$  vor, wobei sich aber aufgrund der D Benutzer die Einträge in diese Matrizen wie im Folgenden beschrieben ändern. So wird zum Beispiel die Impulsantwort im Gegensatz zu Gleichung (4) als

$$H[m] = \begin{bmatrix} h_{i_1,1}^{(1)}[m] & \dots & h_{i_1,k_1}^{(1)}[m] & \dots & h_{i_{D,1}}^{(1)}[m] & \dots & h_{i_{D,K_D}}^{(1)}[m] \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ h_{i_1,1}^{(M)}[m] & \dots & h_{i_1,k_1}^{(M)}[m] & \dots & h_{i_{D,1}}^{(M)}[m] & \dots & h_{i_{D,K_D}}^{(M)}[m] \end{bmatrix} \quad (4')$$

definiert. Der Eingangsvektor wird dahingehend modifiziert, dass er die modulierten Eingangsdaten

aller Benutzer enthält,  $s[n] = [s_{i_1,1}[n] \dots s_{i_1,k_1}[n] \dots s_{i_{D,1}}[n] \dots s_{i_{D,K_D}}[n]]^T$ . Aufgrund der geänderten Definition von K bleiben auch die Ausdrücke für die Abmessungen der einzelnen Matrizen sowie die Ausdrücke für die Bedingungen, welche für eine Identifizierbarkeit gestellt werden müssen, unverändert zu denen aus Abschnitt 2.

Die Berechnung des Zeilenraums der Empfangsmatrix  $\tilde{X}$  (s. Block 17 in Fig. 9) erfolgt identisch wie vorstehend beschrieben.

Zum Berechnen der generierenden Matrix  $S_k$  von  $\tilde{S}$  (s. Block 18 in Fig. 9) wird ebenfalls gleich wie vorstehend beschrieben vorgegangen.

Was das Auflösen der Matrixambiguität betrifft (s. Block 26 in Fig. 9), so gibt es im Gegensatz zum Einbenutzerfall nicht mehr einen wohldefinierten Zusammenhang zwischen allen K Eingangssignalen  $s_k^{(d)}[n]$ , sondern nur mehr zwischen den Subkanal-Eingangssignalen, welche von ein

und demselben Benutzer kommen, also zwischen jenen  $K_d$  Signalen  $s_k^{(d)}[n]$ , die ein gleiches d besitzen. Es kann jedoch gezeigt werden, dass dann, wenn die Dopplerprofile der einzelnen Benutzer unterschiedlich sind, die Benutzer allein aufgrund dieser Tatsache getrennt werden können. Sollten zwei oder mehrere Benutzer Kanäle mit identischem Dopplerprofil verwenden, so kann zur Trennung dieser Benutzer ein Verfahren herangezogen werden, welches Eigenschaften eines diskreten Symbolalphabets ausnutzt (s. z.B. S.Talwar, M.Viberg, and A. Paulraj, "Blind Separation of synchronous co-channel digital Signals using an antenna array - Part I: Algorithms," IEEE Trans.Signal Processing, vol.44, pp. 1184-1197, May 1996; bzw. A.J. van der Veen, S. Talwar, and A. Paulraj, "A subspace approach to blind space-time signal processing for wireless communication Systems," IEEE Trans.Signal Processing, vol.45, pp.173-190, Jan. 1997; oder J.Laurila, K.Kopsa, R.Schürhuber, and E.Bonek, "Semiblind separation and detection of co-channel Signals," in Proc. IEEE Int.Conf.Commun.(ICC), (Vancouver B.C., Canada), pp. 17-22, June 1999). Konvergenz kann in diesem Fall jedoch nicht mehr garantiert werden; jedoch ist eine semiblinde Initialisierung sinnvoll, um Konvergenz praktisch sicherzustellen (vgl. J.Laurila, K.Kopsa, R.Schürhuber, and E.Bonek, "Semi-blind separation and detection of co-channel signals," in Proc. IEEE Int.Conf.Commun. (ICC), (Vancouver B.C., Canada), pp. 17-22, June 1999).

Im Gegensatz zur vorstehend beschriebenen Vorgangsweise ändert sich die Modulationsstruktur der Generierenden S durch das Vorhandensein von D Benutzern wie folgt:

$$S = [(M_1 D_1)^T \dots (M_D D_D)^T]^T$$

Hierbei werden wieder sog. Modulationsmatrizen  $M_d$  (mit unterschiedlicher Größe  $K_d \times (N+L-1)$ ),

deren Elemente  $(M_d)_{k,n} = \exp(-j2\pi(n-1)\nu_k^{(d)}/N)$  und die  $(N+L-1) \times (N+L-1)$  diagonalen Eingangsmatrizen  $D_d = \text{diag}\{s^{(d)}[-L+1], s^{(d)}[-L+2], \dots, s^{(d)}[N-1]\}$  verwendet. (Der Einfachheit halber wird hier nunmehr eine unbekannte Zeitverschiebung um  $n_0$  außer Acht gelassen.)

Wie schon oben erwähnt, kann gezeigt werden, dass unter der Bedingung, dass alle D Benutzer Kanäle mit unterschiedlichen Dopplerprofilen verwenden, die Benutzer bis auf einen skalaren Faktor pro Benutzer getrennt werden können. Mit anderen Worten bedeutet das, dass die Generierende S durch folgende zwei Eigenschaften (bis auf die skalaren Faktoren) eindeutig bestimmt ist:

1. S hat die Modulationsstruktur  $[(M_1 D_1)^T \dots (M_D D_D)^T]^T$ , wobei  $M_d$  gegeben sind und alle  $D_d$  diagonal sind;

2. der Zeilenraum von S liegt im Zeilenraum von  $S_A$ .

Es gilt also wiederum  $S \in A' \cap B'$ , s. Block 26 in Fig. 9, wobei  $A'$  der lineare Unterraum aller Matrizen der Form  $[(M_1 D_1)^T \dots (M_D D_D)^T]^T$  mit gegebenen  $M_d$  und diagonalem  $D_d$  ist und  $B'$  den linearen Raum aller Matrizen bezeichnet, deren Zeilenraum im Zeilenraum von  $S_A$  liegt, d.h. den linearen Raum aller Matrizen der Form  $B S_A$  mit beliebiger  $K \times K$ -Matrix  $B$ .

Zur Entzerrung kann wieder die POCS-Methode verwendet werden, der alternierend auf  $A'$  und  $B'$  projiziert, s. die Blöcke 20, 21 in Fig. 9A. Aufgrund der leicht geänderten Modulationsstruktur ändert sich auch die Projektion auf  $A'$  geringfügig wie folgt:

Zunächst wird  $S^{(v)} = \left[ (M_1 D_1^{(v)})^T \dots (M_D D_D^{(v)})^T \right]^T$  gesetzt, wobei gezeigt werden kann, dass die

Diagonalelemente von  $D_d^{(v)}$  durch

$$(D_d^{(v)})_{n,n} = \frac{1}{K_d} \sum_{k=1}^{K_d} (S^{(v-1)})_{k+k_0,n} (M_d)_{k,n}^*$$

gegeben sind. Hierbei wird  $k_0 = \sum_{j=1}^{d-1} K_j$  verwendet, und  $s^{(v-1)}$  ist das Resultat der jeweils vorhergehenden Iteration (d.h. der Projektion auf  $B'$ ).

Die Projektion auf  $B'$  ändert sich nicht.

Diese POCS-Methode wird wieder gegen einen Punkt im Schnittpunkt von  $A'$  und  $B'$  konvergieren, d.h.  $S^{(\infty)} \in A' \cap B'$ . Diese Konvergenz ist unabhängig davon, ob alle Benutzer unterschiedliche Dopplerprofile haben oder nicht. Sollten alle Benutzer unterschiedliche Dopplerprofile besitzen, so ist eine Trennung der Benutzer nach dem beschriebenen POCS-Verfahren garantiert; haben jedoch zwei oder mehrere Benutzer identische Dopplerprofile, so sind die Benutzer innerhalb der Gruppe von Benutzern mit identischen Dopplerprofilen vermischt und müssen z.B. mit Verfahren, die ein finites Signalalphabet ausnutzen, getrennt werden. Dies ist in Fig.9 schematisch bei 27 gezeigt.

Wiederum können alle Modifikationen wie unterschiedliche Subkanallängen, direkte Faktorisierung, semiblinde Initialisierung oder Relaxation zur Beschleunigung der Konvergenz verwendet werden.

Des Weiteren besteht die Möglichkeit, mehrere Benutzer mit identischen Dopplerprofilen, aber unterschiedlichen Dopplerleistungsprofilen approximativ zu trennen, um eine nachfolgende Trennung mit anderen Methoden zu beschleunigen.

Abschließend sollen noch einige praktische Untersuchungen bzw. Simulationsergebnisse betreffend die Erfindung im Vergleich zum Stand der Technik (H.Liu and G. B. Giannakis, "Deterministic approaches for blind equalization of time-varying channels with antenna arrays", IEEE Trans. Signal Processing, vol.46, pp. 3003-3013, Nov. 1998) anhand der Fig. 10 bis 12 vorgestellt.

Für eine erste Simulation der erfindungsgemäßen Entzerrung wurde eine Anzahl von  $M = 5$  Beobachtungen  $x_i[n]$  gewählt, die durch additives weißes Gauss'sches Rauschen mit einer Varianz  $\sigma^2$  gestört wurden. Des Weiteren wurde als Blocklänge  $N = 115$  gewählt, und jeder der fünf Kanäle enthielt  $K = 3$  Subkanäle mit aktiven Dopplerverschiebungen  $l_k = 0, 1, 2$  und identischen Subkanal-Filterlängen  $L = 5$ . Für jeden Simulationslauf wurden die Impulsantworten der Subkanäle zufällig gewählt.

Fig.10 vergleicht den mittleren quadratischen Fehler (MSE) der Entzerrung mit direkter Faktorisierung (s.o. Fig.6) mit jenem MSE-Wert, der durch die "indirekte" Methode gemäß Stand der Technik erzielt wurde, als Funktion des Signal-Rausch-Abstandes SNR. Dabei wurde der MSE-Wert als  $\frac{\|s - \hat{s}\|^2}{\|s\|^2}$  gemittelt über alle Simulationsläufe definiert, wobei  $s = [s[-L+1]s[-L+2] \dots s[N-1]]^T$ ,  $\hat{s}$  der Schätzwert von  $s$  ist, der mit der entsprechenden Methode erzielt wurde, und  $\hat{c}$  der "least-squares"-Schätzwert für den unbekanntesten Faktor  $c$  ist. Das SNR-Verhältnis wird als  $\frac{\|x[0] \dots x[N-1]\|_F^2}{(NM\sigma^2)}$  definiert, wobei  $\|\cdot\|_F$  die Frobenius-Norm darstellt. Der gleiche SNR-Wert wurde für jeden Simulationslauf verwendet.

Als Glättungsfaktoren wurden  $u = 6$  für die direkte Faktorisierung und  $u = 7$  für die indirekte Methode nach Stand der Technik gewählt; in beiden Fällen war dies der minimal mögliche Wert für  $u$ . Die direkte Faktorisierung wurde mit (s. Kurven 30, 31 in Fig.10) und ohne Relaxation (s. Kurve 32 in Fig.10) sowie mit unterschiedlichen Konvergenzkriterien ausgeführt. Des Weiteren wurde eine semiblinde Initialisierung mit 13 bekannten Symbolen simuliert (Kurve 33 in Fig.10). Dem steht die,

die bekannte Methode repräsentierende Kurve 34 gegenüber.

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die vorliegende Entzerrung - direkte Faktorisierung - wesentlich besser (bezüglich MSE, aber auch bezüglich Rechenaufwand) abschneidet als die indirekte Methode gemäß Stand der Technik.

5 In einer weiteren Untersuchung wurde der vorstehend anhand der Fig.7 bis 9 erläuterte Mehrbenutzerfall mit  $D = 2$  Benutzern und  $M = 6$  Beobachtungen  $x^{(i)}[n]$  simuliert (wobei sich  $M/D = 3$  ergibt), welche ebenfalls durch additives weißes Rauschen gestört waren. Die Beobachtungslänge betrug  $N = 100$ . Die zwei Eingangssignale waren QPSK-Symbolfolgen. Jeder der 12 Kanäle wurde durch  $K_d = 2$  Subkanäle mit aktiven Dopplerverschiebungen  $1_1^{(1)} = 0, 1_2^{(1)} = 1$  und  $1_1^{(2)} = 0, 1_2^{(2)} = 2$  sowie mit identischen Subkanal-Filterlängen  $L = 3$  modelliert.

10 Fig.11 vergleicht den dabei erhaltenen MSE-Verlauf (Kurve 35) mit der "indirekten" Einbenutzer-Methode gemäß Stand der Technik als Funktion des SNR-Verhältnisses (s. Kurve 36 in Fig.11). Dabei musste zum Vergleich eine Einbenutzer-Methode gewählt werden, da Mehrbenutzermethoden für LTV-Kanäle im Stand der Technik nicht vorhanden bzw. möglich sind.

15 Für die Einbenutzer-Methode wurden die gleichen Kanalparameter wie für den Mehrbenutzerfall benutzt, jedoch mit nur drei Beobachtungen, da nur ein Benutzer zu beobachten war (damit bleibt das Verhältnis  $M/D = 3$  gleich wie oben). Der Glättungsfaktor wurde mit  $u = 10$  für beide Methoden gleich gewählt. Die Fig.11 zeigt, dass beide Methoden hier ähnlich gut abschneiden, wobei aber mit der erfindungsgemäßen Technik zwei Benutzer gleichzeitig entzerrt werden.

20 Schließlich zeigen die Fig.12A und 12B noch sogenannte Scatterplots der entzerrten Benutzerdaten (für den 2-Benutzer-Fall von Fig.11) bei einem SNR von 17dB; dabei zeigt Fig.12A die Punkte für den ersten Benutzer (in den vier Quadranten) und Fig.12B jene für den zweiten Benutzer, wobei die erfolgte Trennung der beiden Benutzer veranschaulicht wird.

25 Die erfindungsgemäße Technik ist somit geeignet, Daten ohne Kapazitätsverluste durch Trainingssymbole über zeitvariante Kanäle zu übertragen. Sie hat den Vorteil, ein deterministisches Verfahren zu sein, welches ohne Redundanz im Sendesignal das empfangene Signal entzerren kann. Obwohl das Verfahren für eine Verwendung ohne Trainingssymbole entworfen wurde, so könnte es doch auch in bestehenden Systemen (mit Trainingssymbolen) eingesetzt werden, wenn die herkömmlichen Entzerrungsalgorithmen aufgrund einer starken Zeitvarianz des Kanals (z.B. bei sehr hoher Geschwindigkeit der Mobilstation) den Kanal nicht mehr entzerren können. Die bekannten Trainingssymbole können zur semiblinden Initialisierung des Verfahrens verwendet werden, um die Geschwindigkeit der Berechnung und die Qualität der Entzerrung zu steigern. Des Weiteren ist es wie gezeigt relativ einfach möglich, das Verfahren auf den Mehrbenutzer-Fall anzuwenden, wozu bisher, soweit bekannt, in der Literatur noch keine Methoden beschrieben wurden. Im Rahmen der Erfindung eignet sich die beschriebene Methode der "direkten Faktorisierung" (s. Fig.6) aufgrund der höheren Recheneffizienz besser zum praktischen Einsatz als das anhand der Fig.5 dargestellte grundsätzliche Verfahren, das aber der theoretischen Untersuchung der blinden Entzerrung von zeitvarianten Kanälen dienlich ist. Bei der direkten Faktorisierung muss auch keine Entscheidung getroffen werden, welche Anteile des gesamten Signalraumes zum Nutzsignalraum und welche Teile zum Rauschsignalraum gehören. Eine solche Entscheidung ist bei dem Verfahren nach dem Stand der Technik erforderlich und birgt zusätzliche Fehlerquellen.

35 Ein weiterer Vorteil der direkten Faktorisierung ist, dass im "degenerierten" Fall mit nur einer Dopplerverschiebung (insbesondere wenn diese Dopplerverschiebung = 0 ist, also ein LTI-Kanal vorliegt) die beschriebene iterative Methode mit sich bringt, dass auch hier nicht zwischen Nutzsignal- und Rauschunterraum unterschieden werden muss.

40 Ein wichtiger Vorteil der Erfindung ist auch, dass das Verfahren auch für ein falsch gewähltes  $n_0$  funktioniert. Angenommen  $n_0=5$ , aber man verwendet fälschlicherweise z.B.  $n_0=8$ , so ändert das nichts an der Leistungsfähigkeit des Verfahrens.

50

#### PATENTANSPRÜCHE:

- 55 1. Verfahren zum blinden Entzerren von über zeitvariante Übertragungskanäle übertragenen Signalen, wobei der jeweilige zeitvariante Übertragungskanal durch Diversifikation mit einer endlichen Anzahl von zeitinvarianten Subkanälen modelliert wird, dadurch gekenn

zeichnet, dass aus den empfangenen Signalen  $(x[n])$  auf Basis der Diversität des jeweiligen zeitvarianten Kanals sowohl in zeitlicher Richtung als auch in Frequenzrichtung zwei entsprechende Signalräume  $(A', B')$  hergeleitet werden, von denen der eine Signalraum  $(A')$  einen Zusammenhang zwischen Signal-Eingangswerten  $(s_{i,n}[n])$  angegebene Modulationsstruktur berücksichtigt und der andere Signalraum  $(B')$  einen Unterraum aller Matrizen repräsentiert, deren Zeilenraum im Zeilenraum der generierenden Matrix  $(S)$  der die zu ermittelten gesendeten Signale enthaltenden Eingangsmatrix  $(\tilde{S})$  liegt, und dass das jeweilige entzerrte Signal  $(s[n])$  aus der Schnittmenge dieser zwei Signalräume hergeleitet wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass mit einem Signalraum  $(A')$  eine Doppelverschiebungsdiversität  $(l_k)$  in den zu entzerrenden Signalen berücksichtigt wird.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass bei der Herleitung der beiden Signalräume  $(A', B')$  nur aktive Subkanäle herangezogen werden, wobei zugehörige Werte für Dopplerverschiebungen  $(l_k)$  und für die Längen von Subkanal-Impuls-

antworten  $(h_{l_k})$  verwendet werden.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass aus den empfangenen Signalen auf Basis der zeitgleichen und frequenzmäßigen Diversität des je

weiligen zeitvarianten Kanals eine Empfangsmatrix  $(\tilde{X})$  mit Hankal- oder Toeplitz-Struktur

gebildet und deren Zeilenraum ermittelt wird.

5. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass aus der Empfangsmatrix  $(\tilde{X})$  und einer matrixwertigen Impulsantwort  $(\tilde{H})$  für alle Subkanäle eine für das entzerrte Signal repräsentative Eingangsmatrix  $\tilde{S}$  mit Toeplitz- bzw. Hankel-Struktur hergeleitet wird.

6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass der Zeilenraum der

Eingangsmatrix  $(\tilde{S})$  aus dem Zeilenraum der Empfangsmatrix  $(\tilde{X})$ , z.B. durch Singulärwertzerlegung der Empfangsmatrix, berechnet wird.

7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass die generierende Matrix  $(S)$  der Eingangsmatrix  $(\tilde{S})$  aus deren Zeilenraum unter Auflösung der Matrixambiguität ermittelt wird.

8. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass die Eingangsmatrix  $(\tilde{S})$  unter Erzwingen einer Block-Toeplitz-Struktur sowie einer Modulationsstruktur in einem einheitli-

chen Schritt aus dem Zeilenraum der Empfangsmatrix  $(\tilde{X})$  hergeleitet wird.

9. Verfahren nach Anspruch 7 oder 8, dadurch gekennzeichnet, dass ausgehend vom Zeilen

raum der Empfangsmatrix  $(\tilde{X})$  die Eingangsmatrix  $(\tilde{S})$  durch iterative Projektion von Schätzwerten  $(S^{(v-1)})$  für die Eingangsmatrix  $\tilde{S}$ , ausgehend von einem vorgegebenen Eingangsmatrix-Startwert, auf die beiden Signalräume  $(A', B')$  ermittelt wird, wobei die Projektionen auf die beiden Signalräume  $(A', B')$  so lange durchgeführt werden, bis ein vorgegebenes Konvergenzkriterium erfüllt ist.

10. Verfahren nach einem der Ansprüche 3 bis 9, dadurch gekennzeichnet, dass für die zu den verschiedenen Dopplerverschiebungen gehörigen Subkanal-Längen unterschiedliche Werte berücksichtigt werden, indem eine jeweilige Modulationsmatrix  $(M_p)$  definiert wird.

11. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 10, dadurch gekennzeichnet, dass im Falle des Sendens von mehreren Benutzer-Signalen auf ein und demselben Kanal für die verschiedenen Benutzer-Signale unterschiedliche Modulationsstrukturen zu Grunde gelegt werden, um die Benutzer-Signale zu trennen.

12. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, dass eine Initialisierung mit einer bekannten Sendesignalfolge durchgeführt wird.

HIEZU 13 BLATT ZEICHNUNGEN

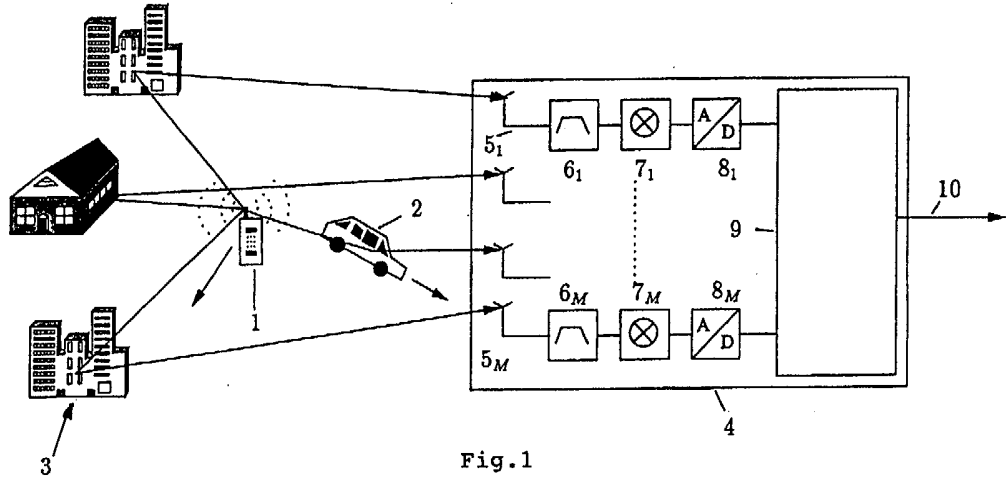


Fig.1

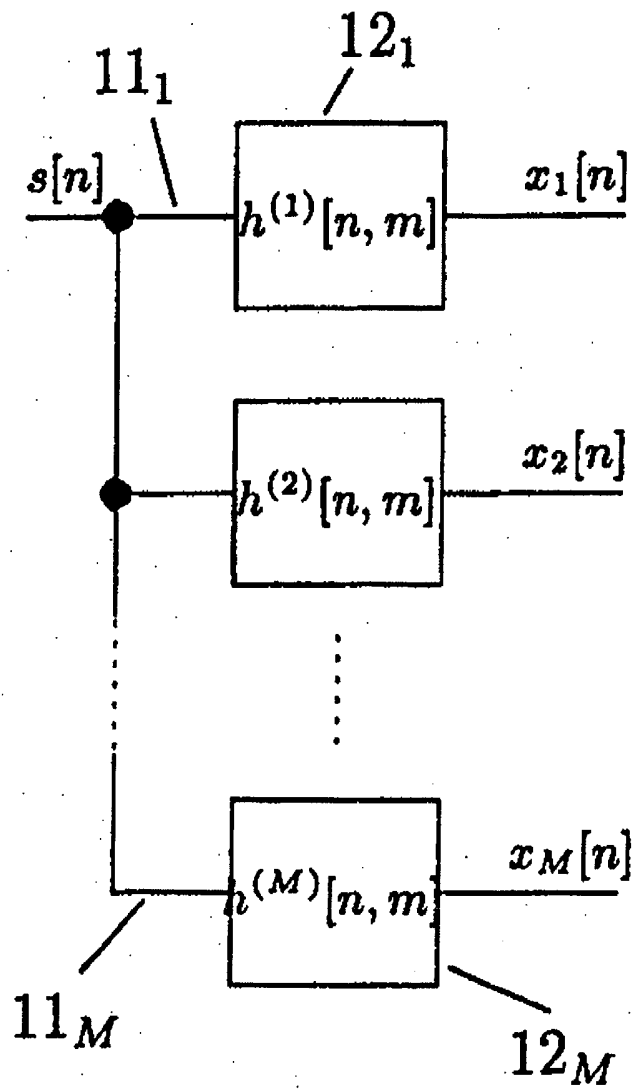


Fig. 2

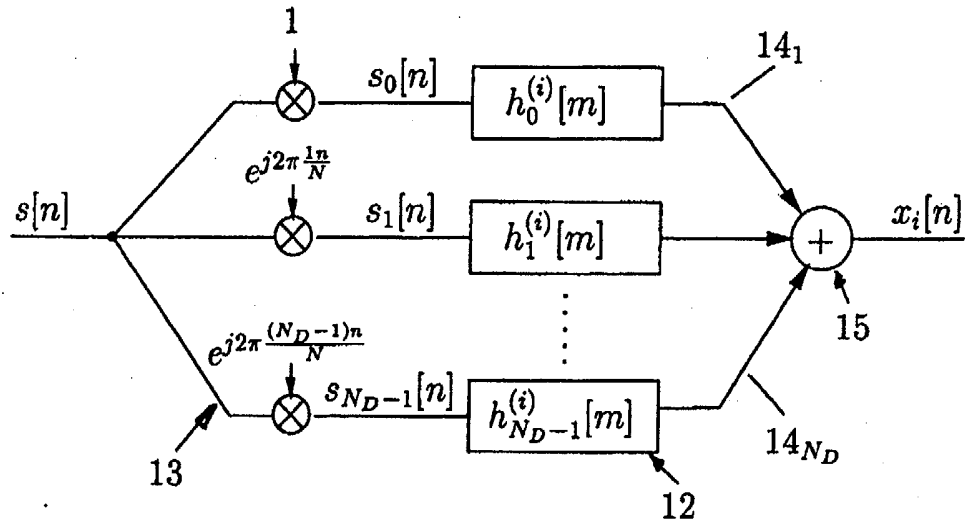


Fig.3

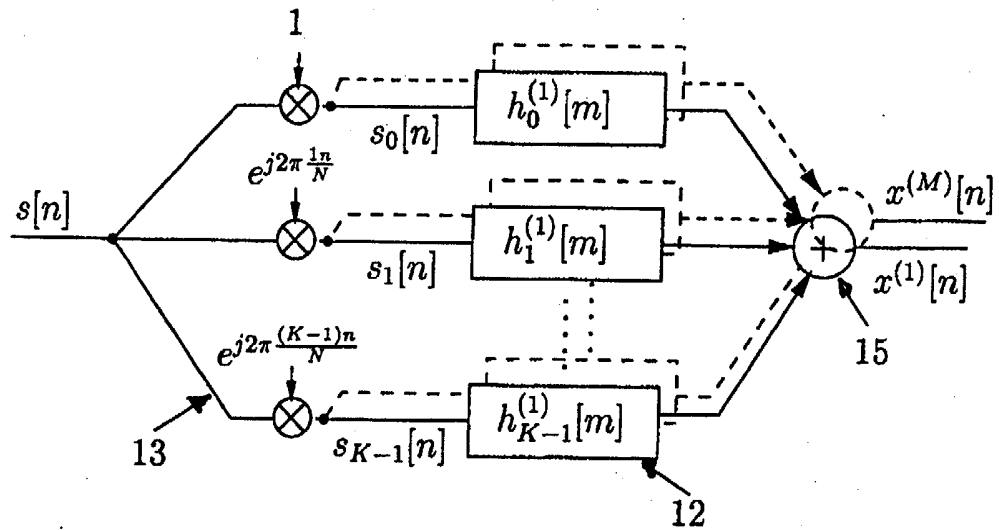


Fig.4

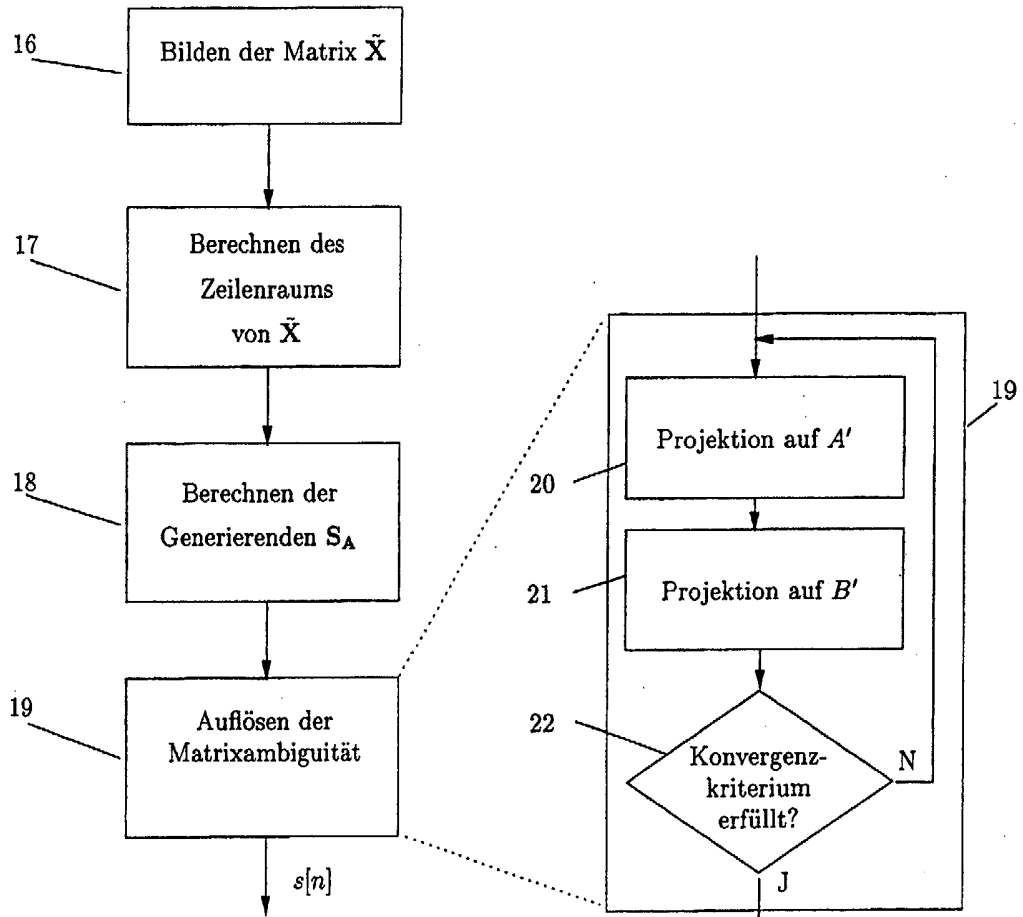


Fig. 5

Fig. 5A

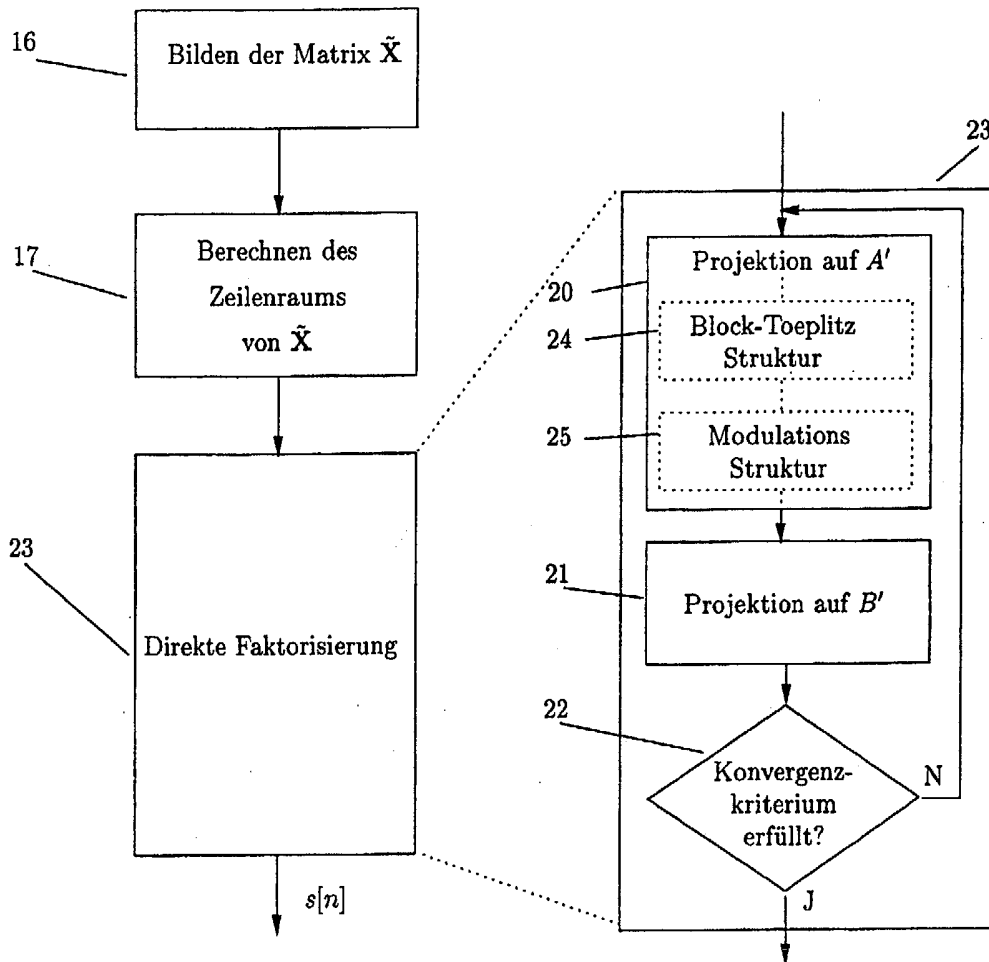


Fig. 6

Fig. 6A

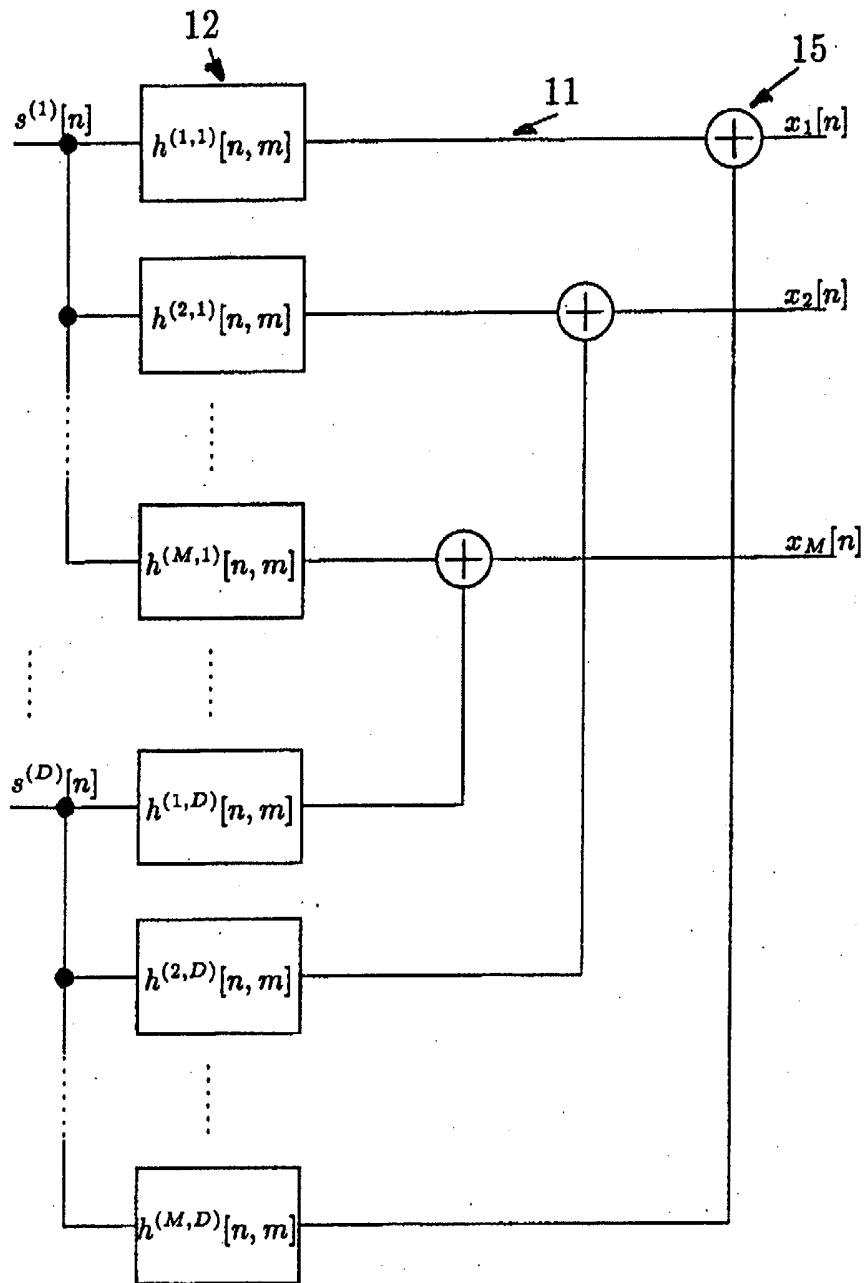


Fig. 7

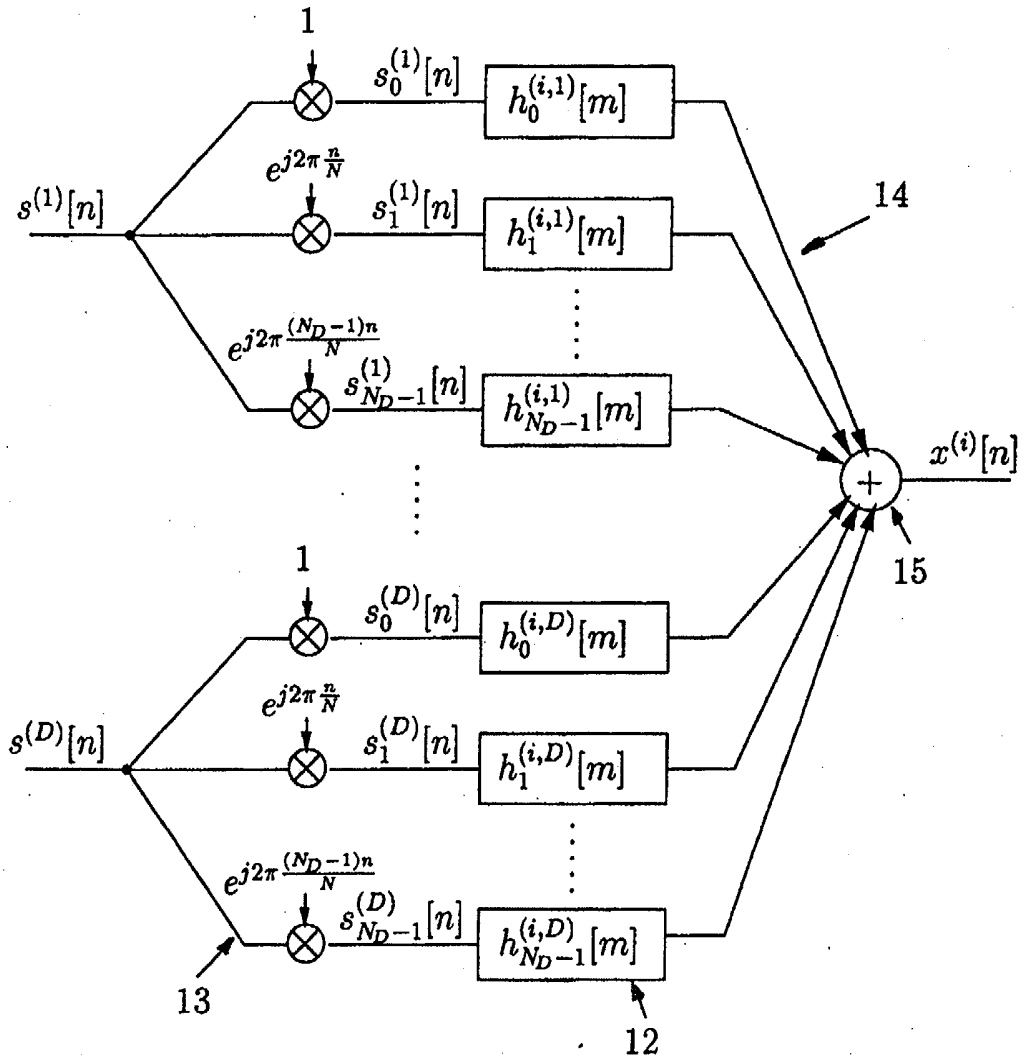


Fig. 8

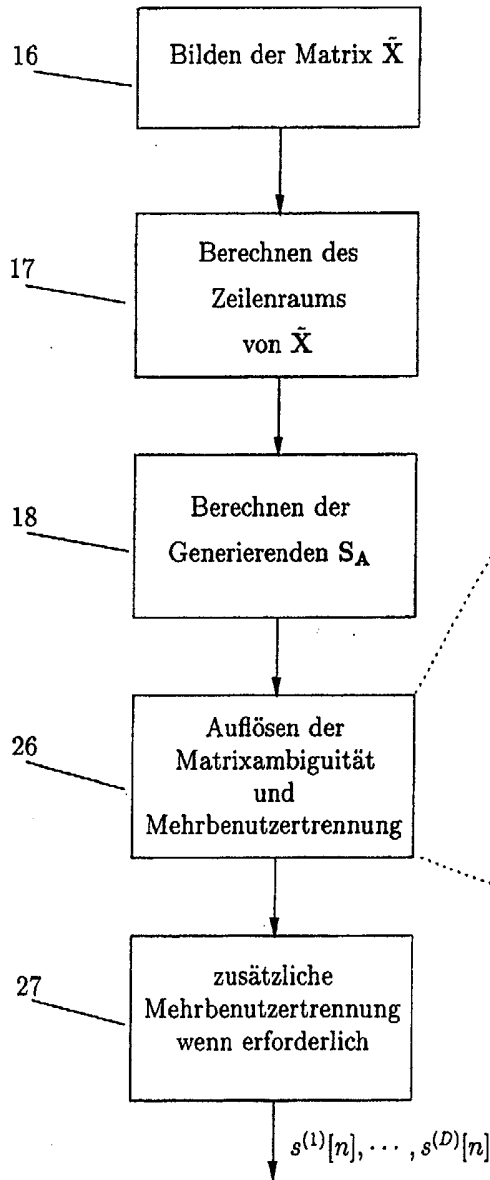


Fig. 9

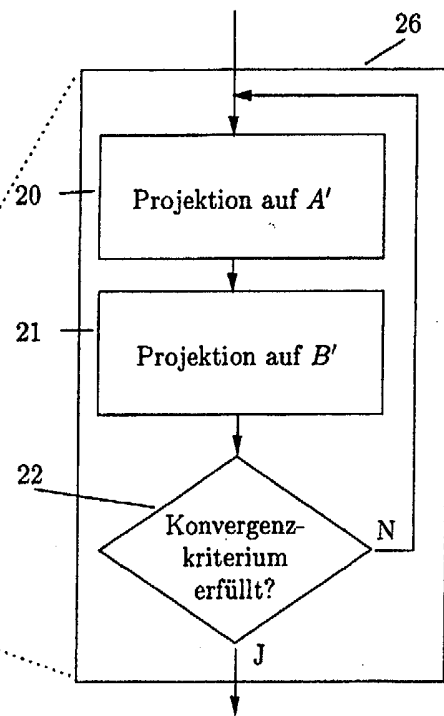


Fig. 9A

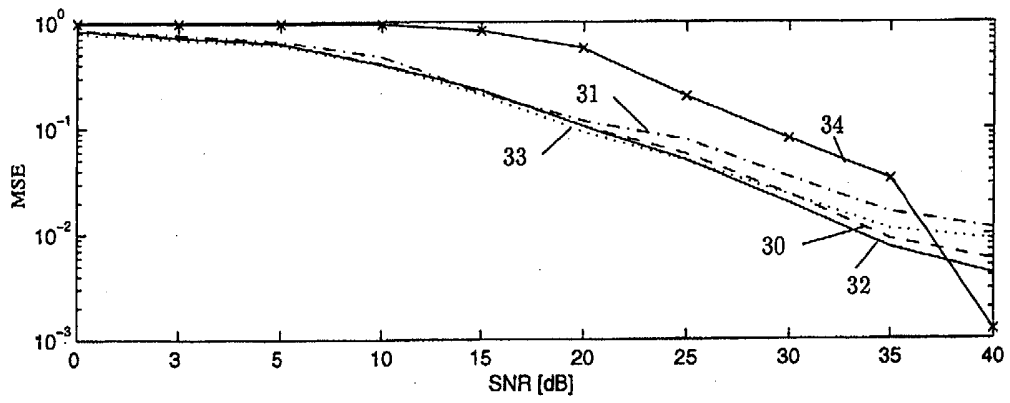


Fig.10

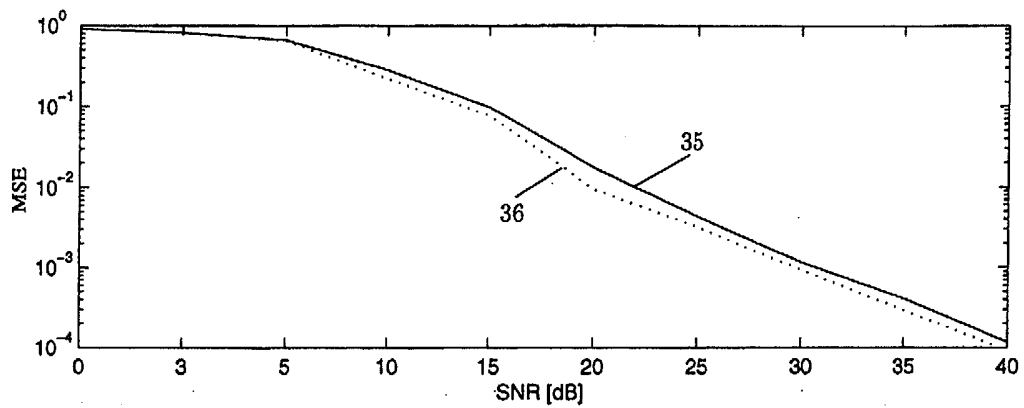


Fig.11

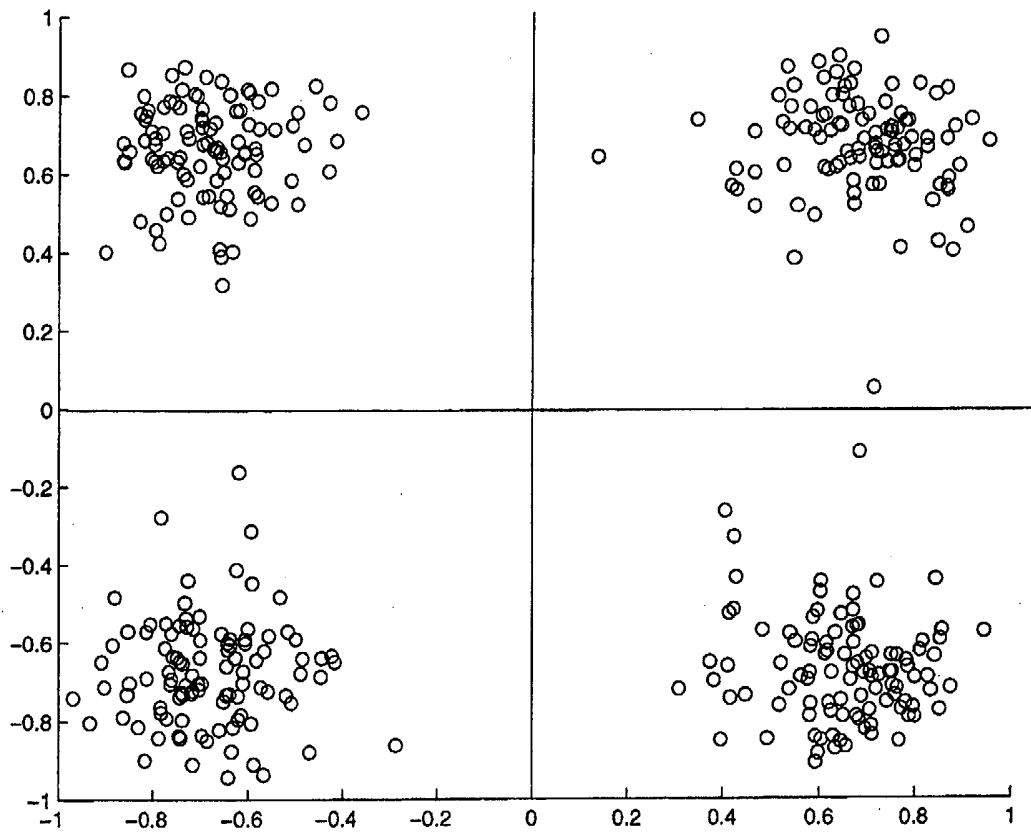


Fig.12A

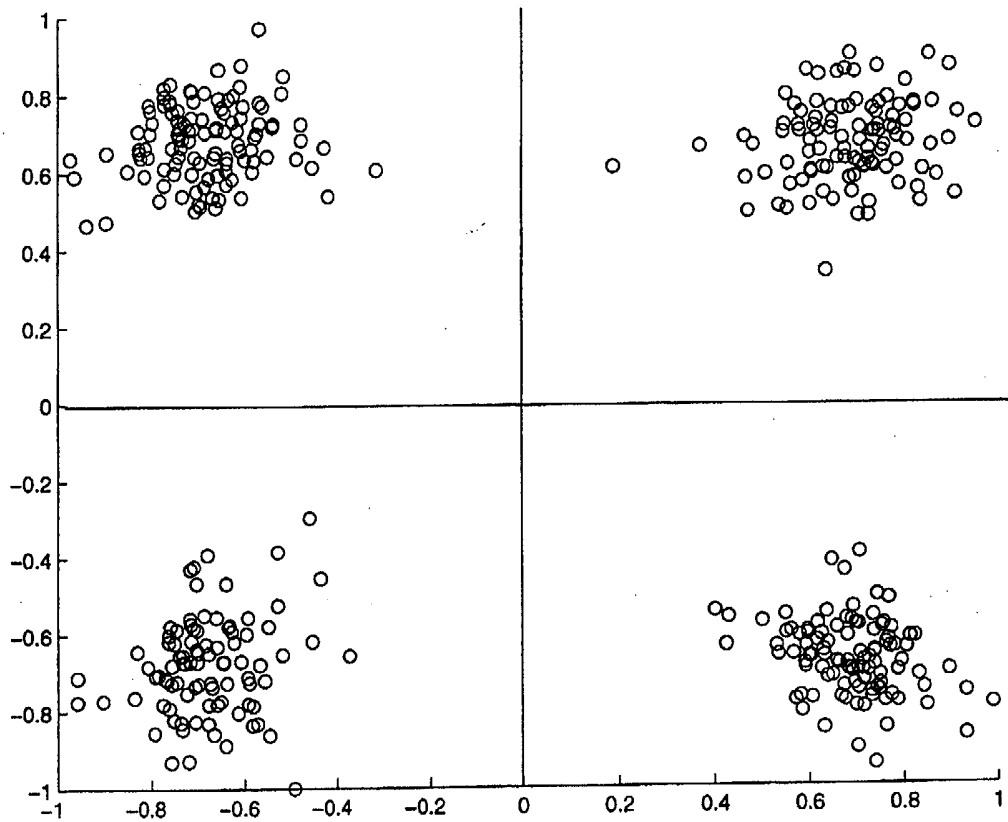


Fig.12B