



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 60 2005 004 511 T2** 2009.01.22

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 716 683 B1**

(51) Int Cl.<sup>8</sup>: **H04L 27/00** (2006.01)

(21) Deutsches Aktenzeichen: **60 2005 004 511.2**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/GB2005/000509**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **05 708 328.9**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2005/081484**

(86) PCT-Anmeldetag: **15.02.2005**

(87) Veröffentlichungstag  
der PCT-Anmeldung: **01.09.2005**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **02.11.2006**

(97) Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung beim EPA: **23.01.2008**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **22.01.2009**

(30) Unionspriorität:  
**0403762 20.02.2004 GB**

(84) Benannte Vertragsstaaten:  
**AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB,  
GR, HU, IE, IS, IT, LI, LT, LU, MC, NL, PL, PT, RO,  
SE, SI, SK, TR**

(73) Patentinhaber:  
**VocalComm Group, LLC, Wilmington, Del., US**

(72) Erfinder:  
**WARNER, Edward Steven QinetiQ Limited,  
Malvern WR14 3PS, GB**

(74) Vertreter:  
**Dr. Weber, Dipl.-Phys. Seiffert, Dr. Lieke, 65183  
Wiesbaden**

(54) Bezeichnung: **FREQUENZKOMPENSIERTER KOMMUNIKATIONSEMPFANG**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

**Beschreibung**

**[0001]** Die Erfindung betrifft den frequenzkompensierten Übertragungsempfang und insbesondere ein Verfahren, eine Vorrichtung und ein Computerprogramm für solch einen Empfang.

**[0002]** Um effektiv zu funktionieren, muß jeder Funkübertragungsempfänger zunächst das interessierende Signal erfassen. In der Praxis kann dies zu Schwierigkeiten führen, die mit konventionellen Superheterodyn-techniken verknüpft sind: zum Beispiel konvertiert ein Sender die Frequenz eines Signals für die Übertragung in Hochfrequenz (RF) nach oben durch Mischen des Signals mit einem hochfrequenten Empfangssignal (LO). Ein Empfänger konvertiert das empfangene Signal in das Basisband nach unten durch Mischen des Signals mit einem LO-Signal. Das gesendete und das empfangene LO müssen jedoch nicht exakt bei derselben Frequenz sein und werden sich nicht exakt auslöschen, so daß das Basisbandsignal eine Restfrequenzverschiebung haben wird, die es schwierig oder sogar unmöglich für einen Empfänger macht, das gewünschte Signal zu erfassen. Es gibt ebenso Beiträge zu dem Frequenz-Offset, die von der Signalausbreitung durch die Atmosphäre und die relative Bewegung zwischen Sender und Empfänger herrühren. Es kann ebenso Interferenz und Rauschen geben.

**[0003]** Um Übertragungssignale erkennbarer zu machen, ist es bekannt, eine Trainingssequenz in ihnen einzubetten, d. h. eine Sequenz von vorher angeordneten Daten, die dem beabsichtigten Empfänger bekannt sind: siehe beispielsweise das Standardization Agreement, North Atlantic Treaty Organization, Military Agency for Standardization, „Characteristics of 1200/2400/3600 bits per second single tone modulators/demodulators for HF radio links“, 1989. Digitale Übertragungssignale werden als Datenblöcke, bekannt als „Frames“ übertragen, in denen die Trainingssequenz in einer vorangeordneten Position, normalerweise am Beginn des Frames, enthalten ist. Der Empfänger korreliert die Trainingssequenz mit dem empfangenen Signal und, falls eine hohe Korrelation erreicht wurde, wurde die Trainingssequenz in dem empfangenen Signal lokalisiert. Der Empfänger kann dann erklären, daß die Erfassung stattgefunden hat. Es ist für die Korrelation notwendig, daß sie bei einer Frequenz ausreichend nahe der tatsächlichen Frequenz des empfangenen Signals durchgeführt wird, so daß die Größe der Korrelation innerhalb von etwa 1 dB des Optimums liegt.

**[0004]** Die tatsächliche Frequenzverschiebung eines empfangenen Signals kann jedoch unbekannt sein, obgleich ein Frequenzunsicherheitsbereich  $\Delta F$  bekannt sein kann, in dem das Signal liegen sollte. Dies impliziert, daß während der Signalerfassung eine Suche über den bekannten Frequenzbereich notwendig ist. Der einfachste Ansatz ist es, einen Satz von Versuchsfrequenzverschiebungen in dem bekannten Frequenzbereich zu verwenden, wobei die Frequenzen eng genug beieinander liegen, so daß der Korrelationsverlust für eine empfangene Signalfrequenz zwischen zwei benachbarten Versuchsfrequenzen in dem Bereich von oder vorzugsweise kleiner als 1 dB liegt. Ein Erfassungsparameter oder eine Statistik wird für jede Frequenzverschiebung berechnet, die den Grad der erhaltenen Korrelation zwischen der Trainingssequenz und dem Signal mit dieser Verschiebung erhalten wurde. Die Verschiebung, die mit dem maximalen Korrelationsgrad verknüpft ist, wird dann als die tatsächliche Signalverschiebung angenommen. Das Problem hier besteht darin, daß ein großer Satz Versuchsfrequenzverschiebungen benötigt wird, was eine hohe Rechenlast erfordert, um die Erfassungsparameter zu berechnen.

**[0005]** Effekte, die von einer Dopplerfrequenzverschiebung herrühren, können die Signalerfassung beeinträchtigen. Beispielsweise liegt für ein ziviles mobiles Kommunikationssystem, wie zum Beispiel das DS-SS (direct-sequence spread spectrum) basierte universale Mobiltelefonsystem (3G UMTS) der dritten Generation mit einer Trägerwellenfrequenz  $f_c$  von näherungsweise 2 GHz, die Frequenzverschiebung wahrscheinlich bei mindestens 6,5 KHz aufgrund einer Sender/Empfänger LO-Fehlanpassung; wobei die Relativbewegung zusätzlich ein paar Hundert Hertz beitragen wird. Somit müssen sowohl mobile Handgeräte als auch Basisstationen in der Lage sein, den Dopplereffekt zu bewältigen, um die Signalerfassung zu erlangen. Genauer gesagt betrifft der Dopplereffekt die Frequenzverschiebung, die nur mit der relativen Bewegung verknüpft ist, in der Technik der Signalerfassung wird er jedoch verwendet, um zusammen auf alle Beiträge zur Frequenzverschiebung hinzuweisen. Der Effekt der LO-Drift muß auf weniger als 1 Chip in einem DS-SS-System beschränkt werden, da ansonsten das Signal verloren geht: hier ist „Chip“ der technische Begriff auf dem Gebiet der DS-SS-Kommunikationen. Bei einem Sender eines DS-SS-Systems werden Datenbits eines Signals mit einer Geschwindigkeit  $R_b$  mit Elementen eines Spreizcodes multipliziert, dessen Wert sich mit einer Geschwindigkeit  $R_c$  verändert, wobei  $R_c > R_b$  ist. Die Elemente des Spreizcodes werden „Chips“ genannt und die Veränderungsrate  $R_c$  wird als Chiprate bezeichnet. Ein anderer üblicher Begriff, der in der Technik der Übertragungen festgelegt ist, ist „normalisierter Dopplereffekt“, welcher ein Produkt  $f_d T$  oder  $f_d T_c$  der Dopplerverschiebung  $f_d$  und des Symbolzeitintervalls  $T$  oder des Chipzeitintervalls  $T_c$  ist. Beispielsweise sollte für eine akzeptable Leistung ein militärisches Hochfrequenz-PSK (M-ary phase-shift-keying) Sendesystem typischerweise  $|f_d T| < 0,03125$

und ziviles UMTS sollte  $|f_d T_c| < 0,0017$  haben. Der Korrelationsgrad, der zwischen einer Trainingssequenz und einem Signal mit Dopplerverschiebung  $f_d$  erhalten wird, ist proportional zu  $|\text{sinc}(\pi L f_d T)|$  oder  $|\text{sinc}(\pi L f_d T_c)|$ , wobei  $L$  die Anzahl der Symbole oder Chips in der Trainingssequenz ist. Dies bedeutet, daß in einem korrelationsbasierten Signalerfassungsprozeß es üblicherweise nicht möglich ist, sowohl eine große Dopplerverschiebung als auch eine lange Trainingssequenz gleichzeitig aufzunehmen.

**[0006]** Die Signalerfassung kann mit einem Empfänger implementiert werden, der eine einzelne Antenne oder mehrere Antennenelemente hat. Um die Signalerfassung in Anwesenheit von Interferenz und Rauschen mit einem Empfänger mit mehreren Antennenelementen durchzuführen, ist es bekannt, alle Antennenelemente gemeinsam zu nutzen. Ein Verfahren ist ein kleinster Quadrateansatz, wie beschrieben ist in Brennan L. E. und Reed I. S. „An Adaptive Array Signal Processing Algorithm for Communications“, IEEE Trans. On Aerospace and Electronics System, Band AES-18, Nr. 1, Januar 1982, Seiten 124–30.  $M$ -Antennenelemente werden verwendet, um ein Signal mit einer Trainingssequenz mit  $L$ -Symbolen, die sich über ein Zeitintervall der Dauer  $T$  erstrecken, zu erfassen. Die Trainingssequenz wird ausgedrückt als ein  $(K, 1)$ -Vektor  $c$  mit  $K > m$ . Die Antennenelemente haben entsprechende Ausgangssignale, die alle mit aufeinanderfolgenden Empfängerabfragezeitintervallen der Länge  $T_s$  abgefragt werden. Die Signale werden überabgefragt (oversampled), um sicherzustellen, daß die Mehrzahl der Abfragen nicht ein Übergang zwischen zwei Symbolen mit der daraus folgenden Unsicherheit ist und dies wird ausgedrückt durch  $LT = KT_s$ , wobei  $L < K$ . Die Ausgangssignalabfragen werden zusammengesetzt, um eine  $(K, M)$  Datenmatrix  $X$  zum Zeitpunkt  $nT_s$  zu erhalten. Hier ist  $n$  eine Zeitindexzahl, welche die Zeit anzeigt, die mit der letzten Matrixreihe in  $X$  verknüpft ist. Die Matrix  $X$  hat  $M$  Spalten, wobei jede hiervon Elemente enthält, die digitalisierte Ausgangssignale von einem entsprechenden Antennenelement bei den Abfragezeiten  $qT_s$  ( $q = n - K + 1$  bis  $n$ ) ist. Sie hat  $K$  Reihen, die jeweils Elemente enthalten, die digitalisierte Ausgangssignale von allen Antennenelementen bei einer entsprechenden Abfragezeit sind. Ein minimaler mittlerer Quadratfehler  $\|e\|^2$  zwischen einer gewichteten Version  $Xw$  der Datenmatrix  $X$  und dem Trainingssequenzvektor  $c$ , d. h. eine Kostenfunktion  $J$  der kleinsten Quadrate wird gegeben durch

$$J = \|e\|^2 = \|Xw - c\|^2 \quad (1)$$

**[0007]** Hier ist  $w$  ein  $(M, 1)$  gewichteter Vektor mit  $M$  Vektorelementen, welche die Ausgabe der entsprechenden Antennenelemente Wichten und die gewichteten Ausgaben werden summiert, um sie zu kombinieren, bevor der Trainingssequenzvektor  $c$  subtrahiert wird, wie in Gleichung (1) gezeigt. Der Gewichtsvektor  $w$  ist somit ein Strahl bildendes Gewicht, da es eine gewichtete Kombination von Antennenausgaben implementiert, wie es bei der Strahlbildung in oder von einer phasengesteuerten Anordnung von Antennenelementen ist. Es ist bekannt von L. E. Brennan und L. S. Reed, „An Adaptive Array Signal Processing Algorithm for Communications“, IEEE Transactions Aerospace Electronics Systems, Band 18, Nr. 1, 1982, Seiten 124–30, daß die Kostenfunktion  $J$  minimiert wird, wenn  $w = (X^H X)^{-1} X^H c$ , was den adaptiven Gewichtsvektor für einen Schmalbandstrahlformer darstellt. Das hochgestellte  $H$  zeigt hier die komplexkonjugierte Transponierte eines Vektors oder einer Matrix an. Ein Minimumwert von  $J$  entspricht einer nächsten Übereinstimmung mit  $c$  oder der höchsten Korrelation zwischen  $Xw$  und  $c$ . Da  $K > M$  ist der Term  $X^H X$  eine Matrix, für die es möglich sein sollte, eine Inverse zu bilden, um  $(X^H X)^{-1}$  zu bilden und  $w$  verfügbar zu machen. Hat man den Gewichtsvektor  $w$  erhalten, ist der minimale mittlere Quadratfehler der Kostenfunktion  $J$  dann:

$$J_{\min} = c^H c - c^H Xw \quad (2)$$

**[0008]** Da  $J$  positiv sein muß, ist es bequem, den Term  $y_d = c^H Xw$  als Erfassungsstatistik zu verwenden und falls die Trainingssequenz normalisiert ist, so daß  $c^H c = 1$  ist, dann ist  $0 \leq y_d \leq 1$ . Dies ist beschrieben von Dlugos D. und Scholtz R. „Acquisition of Spread-Spectrum Signals by an Array“, IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, Band 37, Nr. 8, August 1989, Seiten 1253–70. Die Erfassungsstatistik ist effektiv die Korrelation zwischen der Trainingssequenz und dem Strahlbildungsausgang von der Antennenanordnung. Dieser Ansatz ergibt jedoch eine geringe Korrelation, wenn es eine signifikante Frequenzverschiebung gibt, wie ausgeführt wurde, und dann kann es sein, daß das gewünschte Signal nicht erfaßt wird.

**[0009]** Die US-6,393,073 betrifft in ähnlicher Weise ein System mit mehreren Antennen. Sie entwirft Wichtungskoeffizienten für spezifische Komponenten des zusammengesetzten Signals, das von den mehreren Antennen empfangen wurde, und wählt die besten Wichtungskoeffizienten unter Verwendung einer Trainingssequenz und eines geringsten Quadratalgorithmus aus.

**[0010]** Die Veröffentlichung „Parallel transmission of DS/CDMA signal by orthogonal bases and repeated spreading: the chip-spreading OCDM“ von Byoung-Hoon Kim et al., Global telecommunications conference 1997, Globecom'96 London 18.–22. November, Band 3, 18. November 1996, Seiten 1815–1819 beschreibt im

allgemeinen die Verwendung von Basisfunktionen auf dem Gebiet der Übertragungen.

**[0011]** Es ist ein Ziel der Erfindung, eine alternative Signalerfassungstechnik bereitzustellen.

**[0012]** Die vorliegende Erfindung stellt ein automatisiertes Verfahren für das Kompensieren einer Frequenzverschiebung in einem empfangenen Signal und das Approximieren eines gewünschten frequenzverschobenen Signals bereit, das die Schritte des Konstruierens eines Referenzsignals, das eine adaptiv gebildete Kombination aus Basisfunktionen und einer ursprünglichen Trainingsfrequenz ist, das Minimieren einer Kostenfunktion des Referenzsignals, wobei die Kostenfunktion eine adaptiv gewichtete Kombination der Basisfunktionen, der ursprünglichen Trainingssequenz und des empfangenen Signals ist, und das Erfassen des gewünschten frequenzverschobenen Signals, wenn die Kostenfunktion anzeigt, daß es einen akzeptablen Korrelationsgrad zwischen dem konstruierten Referenzsignal und dem empfangenen Signal gibt, aufweist.

**[0013]** Die Erfindung stellt den Vorteil bereit, daß die adaptive Kombination automatisch die Frequenzverschiebung innerhalb eines Bereichs kompensiert, der von den Basisfunktionen abgedeckt wird, ohne die Notwendigkeit, die Verschiebung explizit zu bestimmen.

**[0014]** Das Verfahren der Erfindung kann das Konstruieren eines Referenzsignals oder einer Vergleichstrainingssequenz beinhalten, die eine adaptiv gebildete Kombination aus Basisfunktionen und der Trainingssequenz ist. Es kann verwendet werden für das Erfassen eines Signals mit einem Empfänger mit mehreren Antennenelementen und kann das Konstruieren des Referenzsignals durch Minimieren einer Kostenfunktion, die aus einer adaptiv gewichteten Kombination aus Basisfunktionen, einer Trainingssequenz und einem empfangenen Signal konstruiert wurde, zusammen mit der Einschränkung, nicht triviale Lösungen zu erhalten, beinhalten. Die Einschränkung kann Signalstärken ungleich null erfordern.

**[0015]** Die Ziel- bzw. Kostenfunktion  $J$  kann gegeben sein durch:  $J = \|Xw - CFv\|^2 + \lambda(w^H X^H X w - 1)$ , wobei  $X$  eine Matrix der empfangenen Signalabfragen ist,  $w$  ein Vektor der strahlbildenden Gewichte ist, die adaptiv sind, um  $J$  zu minimieren,  $C$  eine diagonale Matrix mit Elementen der Trainingssequenz auf ihrer Diagonalen ist,  $F$  eine Matrix mit Spalten, die entsprechende Basisfunktionen festlegen, ist,  $v$  ein Vektor aus Gewichten ist, die adaptiv sind, um  $J$  zu minimieren, der hochgestellte Index  $H$  zeigt eine komplexkonjugierte Transponierte an,  $\lambda$  ist ein Lagrange-Multiplikator und der Term, der  $\lambda$  beinhaltet, ist dafür da, die Ausgangsleistung des Strahlbildners auf ungleich Null zu beschränken. Die adaptiven Wichtungsvektoren  $w$  und  $v$  können intervallweise aus tatsächlichen Abschätzungen einer Korrelationsmatrix, die aus mehreren Datenvektoren bestimmt wurde, und von Inversen solcher Abschätzungen, die rekursiv aktualisiert werden, um sukzessiv neue Datenvektoren zu reflektieren, die Reihen der Matrix  $X$  sind, bestimmt werden. Die inversen Korrelationsmatrizen können rekursiv aktualisiert werden durch:

- Bilden eines Vektors  $u(n)$  mit einem ersten Element  $u_1(n)$  gleich  $\sqrt{U_{1,1}(n)}$  und anderen Elementen  $u_p(n)$  ( $p = 2$  bis  $M$ ), die entsprechende Verhältnisse  $U_{p,1}(n)/u_1(n)$  sind, wobei  $U_{p,1}(n)$  daß  $p$ -te Element einer ersten Spalte einer Matrix  $U(n)$  ist, die Matrix  $U(n) = u(n)u^H(n) = x(n)x^H(n) - x(n-K+1)x^H(n-K+1)$ , wobei  $x(n)$  der letzte Datenvektor ist und  $x(n-K+1)$  der letzte Datenvektor ist, der bei der Aktualisierung beteiligt war, und  $x(n)x^H(n)$  und  $x(n-K+1)x^H(n-K+1)$  Korrelationsmatrizen sind,
- Multiplizieren einer vorherigen inversen Korrelationsmatrix  $P(n-1)$  mit dem Vektor  $u^H(n)$  von links und Multiplizieren mit dem Vektor  $u(n)$  von rechts, um ein Produkt zu bilden und Hinzufügen des Produktes zu einem Forget-Faktor, um eine Summe zu bilden,
- Multiplizieren der vorherigen inversen Korrelationsmatrix  $P(n-1)$  mit dem Vektor  $u(n)$  von rechts und Teilen durch diese Summe, um einen Quotient zu bilden, und
- Subtrahieren des Quotienten von der vorherigen inversen Korrelationsmatrix  $P(n-1)$ , um eine Differenz zu bilden.

**[0016]** Das Verfahren kann das Erfassen eines Signals mit einem Empfänger mit einem einzelnen Antennenelement und das Konstruieren des Referenzsignals durch Minimieren einer Zielfunktion, die aus einer adaptiv gewichteten Kombination aus Basisfunktionen, einer Trainingssequenz, einem skalierten empfangenen Signal und einer Beschränkung, die eine Signalstärke von ungleich null erfordert, beinhalten. Die Zielfunktion  $J$  kann gegeben sein durch:  $J = \|x - CFv\|^2$ , wobei  $x$  ein Vektor von empfangenen Signalabfragen ist und  $v$ ,  $C$  und  $F$  wie vorher festgelegt. Die Zielfunktion  $J$  kann alternativ gegeben sein durch:  $J = \|\alpha x - Gv\|^2 + \lambda(\alpha^* x^H x \alpha - 1)$ , wobei  $\alpha$  ein Skalierungsfaktor ist,  $x$  ein Vektor der empfangenen Signalabfragen ist,  $G$  eine Matrix gleich  $CF$  ist und  $v$ ,  $\lambda$ ,  $C$ ,  $F$  und  $H$  wie vorher festgelegt sind.

**[0017]** Gemäß einem anderen Aspekt stellt die vorliegende Erfindung eine Vorrichtung für den frequenzkompensierten Übertragungsempfang bereit, die aufweist: eine Einrichtung für das Kompensieren einer Frequenz-

verschiebung in einem empfangenen Signal und Annähern an ein zu erfassendes gewünschtes frequenzverschobenes Signal, eine Einrichtung für das Konstruieren eines Referenzsignals, das eine adaptiv gebildete Kombination aus Basisfunktionen und einer ursprünglichen Trainingssequenz ist, wobei die Einrichtung für das Konstruieren des Referenzsignals betreibbar ist, um eine Zielfunktion zu minimieren, wobei die Zielfunktion eine adaptiv gewichtete Kombination aus Basisfunktionen, der ursprünglichen Trainingssequenz und dem empfangenen Signal beinhaltet, und eine Einrichtung für das Erfassen des gewünschten frequenzverschobenen Signals, wenn die Zielfunktion anzeigt, daß es einen akzeptablen Korrelationsgrad zwischen dem konstruierten Referenzsignal und dem empfangenen Signal gibt.

**[0018]** Gemäß einem weiteren Aspekt stellt die vorliegende Erfindung Computersoftware für das Steuern eines Computerprozessors und für die Verwendung beim frequenzkompensierten Übertragungsempfang bereit, dadurch gekennzeichnet, daß sie Programmcodebefehle beinhaltet für das Kompensieren der Frequenzverschiebung in einem empfangenen Signal und das Annähern an ein gewünschtes frequenzverschobenes Signal, die aufweist: Programmcodebefehle für das Konstruieren eines Referenzsignals, welches eine adaptiv gebildete Kombination aus Basisfunktionen und einer ursprünglichen Trainingssequenz ist, Programmcodebefehle für das Minimieren einer Zielfunktion des Referenzsignals, wobei die Zielfunktion eine adaptiv gewichtete Kombination der Basisfunktionen, der ursprünglichen Trainingssequenz und des empfangenen Signals ist, und Programmcodebefehle für das Erfassen des gewünschten frequenzverschobenen Signals, wenn die Zielfunktion anzeigt, daß es einen akzeptablen Korrelationsgrad zwischen dem konstruierten Referenzsignal und dem empfangenen Signal gibt.

**[0019]** Die Vorrichtung und Softwareaspekte der Erfindung können bevorzugte Merkmale aufweisen, die mutatis mutandis äquivalent zu denjenigen der Verfahrensaspekte sind.

**[0020]** Um die Erfindung besser zu verstehen, werden nun Ausführungsformen hiervon lediglich beispielhaft unter Bezug auf die begleitenden Zeichnungen beschrieben, in denen die [Fig. 1](#) bis [Fig. 10](#) des Empfang mit mehreren Antennenelementen betreffen und die [Fig. 11](#) bis [Fig. 19](#) den Empfang mit einer einzelnen Antenne, wobei:

**[0021]** [Fig. 1](#) Graphen des Signal zu Interferenz/Rausch-Verhältnisses (SINR) gegenüber der normalisierten Frequenz für den Vergleich der Erfindung mit anderen Techniken bereitstellt,

**[0022]** [Fig. 2](#) normalisierte singuläre Werte zeigt, die mit einem Basisfunktionssatz verknüpft sind,

**[0023]** [Fig. 3](#) einen Korrelationskoeffizient darstellt, der über die Zeit für ein dopplerverschobenes empfangenes Signal, das mit einer Trainingssequenz korreliert ist, ohne Frequenzverschiebungskompensation darstellt,

**[0024]** [Fig. 4](#) ist äquivalent zu [Fig. 3](#), außer daß die Frequenzverschiebungskompensation in Übereinstimmung mit der Erfindung implementiert ist,

**[0025]** [Fig. 5](#) zeigt eine Erfassungssstatistik, aufgetragen über der Zeit für ein empfangenes Signal, verarbeitet wie in [Fig. 3](#) ohne Frequenzverschiebungskompensation,

**[0026]** [Fig. 6](#) ist äquivalent zu [Fig. 5](#), außer daß die Frequenzverschiebungskompensation in Übereinstimmung mit der Erfindung implementiert wurde,

**[0027]** [Fig. 7](#) zeigt die Entwicklung der Frequenzabschätzungen als eine Funktion der Zeit,

**[0028]** [Fig. 8](#) stellt Kurven der Erfassungssstatistik, aufgetragen über der Dopplerveränderung in der Frequenz über einer Trainingsperiode bereit,

**[0029]** [Fig. 9](#) zeigt eine tatsächliche und geschätzte Dopplerverschiebung über einer Trainingssequenz,

**[0030]** [Fig. 10](#) zeigt eine tatsächliche und geschätzte Dopplerrate gegenüber einer Trainingssequenz,

**[0031]** [Fig. 11](#) und [Fig. 12](#) stellen Auftragungen des Signal-Rausch-Verhältnisses (SNR) für verschiedene Verarbeitungstechniken über normalisierte Doppler für 30 bzw. 100 Symbole bereit,

**[0032]** [Fig. 13](#) zeigt einen Korrelationskoeffizienten für ein empfangenes Signal, das mit einer Trainingssequenz für einen Null-Dopplerbehälter korreliert ist,

[0033] [Fig. 14](#) zeigt einen Korrelationskoeffizienten für ein empfangenes Signal, das mit einer Trainingssequenz korreliert ist unter Verwendung des Verfahrens der Erfindung,

[0034] [Fig. 15](#) stellt tatsächliche und geschätzte Frequenzverschiebungsschätzungen über einem Segment von Off-Air-Daten, aufgetragen über der Zeit, wobei ersteres erhalten wurde nach Zeitverschiebungswiedergewinnung, Feinfrequenzkompensation und Filterung und letzteres durch das Verfahren der Erfindung,

[0035] [Fig. 16](#) und [Fig. 17](#) sind Darstellungen der Erfassungsstatistik gegenüber der Dopplerverschiebung für ein UMTS-Beispiel mit und ohne die adaptive Frequenzkompensationsmethode der Erfindung und zeigen die Erfassungsleistung für einen Sender über einer Pilot-Bitsequenz an, und

[0036] [Fig. 18](#) und [Fig. 19](#) zeigen Pilot-Bitzählungen, aus denen die Ergebnisse, die in den [Fig. 16](#) und [Fig. 17](#) gezeigt sind, abgeleitet wurden, d. h. mit und ohne das adaptive Frequenzkompensationsverfahren der Erfindung.

[0037] In Übereinstimmung mit der Erfindung wurde festgestellt, daß es möglich ist, ein Signal durch adaptives Kompensieren der Frequenzverschiebung eines empfangenen Signals zu erfassen, d. h. in einer sich selbst konfigurierenden Art und Weise. Ein Referenzsignal/Trainingssequenz wird konstruiert, die eine Approximierung an ein Referenzsignal/Trainingssequenz in einem empfangenen Signal ist. Dies wird durch Multiplikation eines ursprünglichen Referenzsignal/Trainingssequenz durch eine adaptive Kombination des geeignet ausgewählten Satzes von Basisfunktionen, die einen Unterraum überspannen, den die Zissoide (komplexe Sinuskurve), die mit der Frequenzverschiebung verknüpft ist, liegt, erzielt. Die Basisfunktionen können beispielsweise komplexe Sinuskurven (Zissoide), reale Sinusfunktionen, die von einer Einzelwertzerlegung (SVD) eines Satzes von Zissoiden oder Sinuskurven, die ein Dopplerverschiebungsbereich überspannen, abgeleitet sind, Legendre-Polynome oder gestreckte Sphäroide sein. Alle diese Funktionen wurden verwendet und als effektiv angesehen. Um zu beurteilen, ob oder ob nicht ein konstruiertes Referenzsignal/Trainingssequenz (ein Produkt aus der ursprünglichen Trainingssequenz und einer gewichteten Kombination aus Basisfunktionen) eine akzeptable Näherung eines Referenzsignals/Trainingssequenz in einem empfangenen Signal ist, wird der Korrelationsgrad zwischen den beiden, unter Verwendung einer Zielfunktion in diesem Beispiel, bestimmt. Ein Minimum der Zielfunktion zeigt eine maximale Korrelation und eine am meisten geeignete gewichtete Kombination aus Basisfunktionen an. Im Fall eines Empfängers mit mehreren Antennenelementen ist eine geeignete Mehrkanal-kleinste-Quadrate-Zielfunktion (MC-LSQ) J gegeben durch:

$$J = \|Xw - CFv\|^2 + \lambda(w^H X^H X w - 1) \quad (3)$$

wobei X und w wie vorher festgelegt sind, die Werte in einer Trainingssequenz c (ohne Frequenzverschiebung) sind entsprechende Matrixelemente auf der Diagonalen von C, die eine (K, K) Diagonalmatrix ist (d. h. alle Matrixelemente außerhalb der Diagonalen sind Null), v ist ein Vektor aus adaptiven Gewichten und F ist eine Matrix, in der jede Spalte Matrixelemente hat, die eine entsprechende sinusförmige Basisfunktion in diesem Beispiel festlegen, obgleich andere Funktionen verwendet werden können, wie vorher erwähnt. Das Produkt Fv stellt eine gewichtete Kombination der Basisfunktionen in F bereit. Der Parameter  $\lambda$  ist ein Lagrange-Multiplikator und der Term, in dem dieser enthalten ist, beschränkt die strahlbildende Ausgangsleistung auf ungleich null, um nicht triviale Lösungen für w und v zu erhalten. Andere Beschränkungen können ebenso verwendet werden. Die Beschränkung der strahlformenden Ausgangsleistung ist eine einfache Skalierungsoperation, die keinen Einfluß auf die Signalerfassung hat. Wie beschrieben ist in S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 2. Auflage, Pub. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991, hat J konjugierte Ableitungen in Bezug auf v und w, die bezeichnet werden durch Gradient  $J_{v^*}$  und Gradient  $J_{w^*}$ . Hier zeigt \* eine komplex Konjugierte an. J ist ein Minimum, wobei beide Ableitungen Gradient  $J_{v^*}$  und Gradient  $J_{w^*}$  Null sind. Das Einstellen von Gradient  $J_{v^*}$  auf Null und Schreiben von  $CF = G$  (was vorberechnet und gespeichert werden kann als C und F als vordefiniert) ergibt:

$$v = (G^H G)^{-1} G^H X w \quad (4)$$

[0038] In gleicher Weise ergibt das Setzen von Gradient  $J_{w^*}$  auf Null:

$$w = \left( \frac{1}{1 + \lambda} \right) (X^H X)^{-1} X^H G v \quad (5)$$

[0039] Das Ersetzen von v in Gleichung (5) ergibt:

$$\mathbf{w} = \left( \frac{1}{1+\lambda} \right) (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{G} (\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{X} \mathbf{w} = \left( \frac{1}{1+\lambda} \right) \mathbf{A} \mathbf{w} \quad (6)$$

**[0040]** Gleichung (6) ist eine Eigenwertgleichung, deren Lösungen den Wichtungsvektor  $\mathbf{w}$  ergeben. Um die Zielfunktion unter der Bedingung eines festen  $\mathbf{w}$  zu minimieren, wird  $\mathbf{w}$  als Haupteigenwert genommen, der mit einem maximalen Eigenwert von  $\mathbf{A}$  verknüpft ist (dies entspricht einer Skalierung und beeinflusst nicht die Ergebnisse, da  $\mathbf{w}$  ein strahlbildendes Gewicht ist). Der Vektor  $\mathbf{v}$  kann ermittelt werden durch Einsetzen für  $\mathbf{w}$  in Gleichung (4).

**[0041]** Eine Erfassungsstatistik wird nun festgelegt, um ein Maß des Grades des Erfolgs der Signalerfassung bereitzustellen. Es gibt eine Vielzahl von möglichen Erfassungsstatistiken. In diesem Beispiel ist die gewählte Erfassungsstatistik:  $\gamma_d = (\mathbf{v}^H \mathbf{G}^H \mathbf{G} \mathbf{v}) / (\mathbf{w}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{w})$ , was effektiv das Verhältnis der Leistung in der Trainingssequenz (modifiziert durch die gewichteten Sinusfunktionen) zu der strahlbildenden Ausgangsleistung ist. Alternativ könnte ein Korrelationskoeffizient zwischen  $\hat{\mathbf{c}} = \mathbf{X} \mathbf{w}$  und  $\mathbf{c}$  verwendet werden und ist verfügbar aus den Standardsignalverarbeitungstexten. Eine andere Alternative für eine Erfassungsstatistik ist  $\gamma_d = \mathbf{w}^H \mathbf{X}^H \mathbf{G} (\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{X} \mathbf{w}$ , da dieser Term maximiert werden muß, um den mittleren quadratischen Fehler unter der Bedingung eines festen  $\mathbf{w}$  zu minimieren.

**[0042]** Das Frequenzkompensationsverfahren der Erfindung synthetisiert eine Version der Trainingssequenz, die zu der äquivalenten Frequenzverschiebung im empfangenen Signal paßt. Dies erlaubt es, daß das Signal erfaßt/detektiert wird, läßt jedoch die Frequenzverschiebung des empfangenen Signals unbeeinflusst, d. h. daß zwischen dem empfangenen Signal und dem Empfänger-LO zusammen mit irgendeinem Beitrag von der Signalausbreitung bewirkt wird. Folglich bleibt diese Frequenzverschiebung von dem Anordnungsausgang entfernt, bevor die Daten in dem Signal erhalten werden können. Dies kann auf unterschiedliche Arten erreicht werden. Hat man beispielsweise den adaptierten gewichteten Vektor  $\mathbf{w}$ , so ist  $\mathbf{v}$  verfügbar:  $\mathbf{F} \mathbf{v} = \mathbf{g}$  kann berechnet werden und wird einer Zissoide ähneln. Einer Korrelation der komplexkonjugierten Transponierten  $\mathbf{g}^H$  von  $\mathbf{g}$  mit den zissoiden Frequenzen  $\mathbf{f}$ , die den Frequenzunsicherheitsbereich überspannen, wird daher durchgeführt, um zu bestimmen, welche Frequenz  $f_{\text{opt}}$  die beste Übereinstimmung für Frequenzverschiebung zwischen dem empfangenen Signal und der Empfänger-LO ist, d. h. eine Frequenz  $f_{\text{opt}}$  und die verknüpfte Zissoide  $\mathbf{s}(f_{\text{opt}})$  werden aufgefunden, die einen Korrelationsausdruck  $|\mathbf{g}^H \mathbf{s}(f)|^2$  maximieren.

**[0043]** Man betrachte den Ausdruck  $\mathbf{C} \mathbf{F} \mathbf{v} = \mathbf{C} \mathbf{g}$ :  $\mathbf{C}$  und  $\mathbf{F}$  sind vorher definiert (siehe oben).  $\mathbf{C}$  ist eine diagonale Matrix, so daß  $\mathbf{C} \mathbf{g} = \mathbf{G} \mathbf{c}$ , wobei  $\mathbf{G}$  eine diagonale Matrix ist, deren Diagonalelemente Element von  $\mathbf{g}$  sind, was wiederum eine gewichtete Version der Basisfunktionen ist. Eine Diagonalmatrix  $\mathbf{S}$  wird nun konstruiert mit Diagonalelementen, welche die Elemente von  $\mathbf{s}(f_{\text{opt}})$  sind, d. h.  $\mathbf{S} = \text{diag}(\mathbf{s}(f_{\text{opt}}))$  wird gebildet. Ein Produkt  $\mathbf{S}^* \mathbf{G} \mathbf{c}$  wird dann gebildet:  $\mathbf{S}^* \mathbf{G} \mathbf{c} \approx \mathbf{c}$ , da  $\mathbf{S}^* \mathbf{G} \approx \mathbf{I}$  ( $\mathbf{I}$  = Identitätsmatrix) und da  $\mathbf{s}(f_{\text{opt}}) |\mathbf{g}^H \mathbf{s}(f_{\text{opt}})|^2$  maximiert. Dies wieder gewinnt die Trainingssequenz  $\mathbf{c}$  ohne Frequenzverschiebung.

**[0044]**  $\mathbf{s}^*(f_{\text{opt}})$  ist die erforderliche Zissoide, um die Frequenzverschiebung vom strahlbildenden Ausgang  $\mathbf{X} \mathbf{w}$  über dem Trainingssequenzabschnitt eines Datenframes: diese Zissoide wird nun erweitert, um die Gesamtdauer des Datenframes abzudecken, was  $\mathbf{e}^{-j\theta} (\text{diag}(\mathbf{s}^*(f_{\text{opt}}))) \mathbf{X} \mathbf{w}$  als ein wiedergewonnenes Signal ergibt, aus dem die Frequenzverschiebung zumindest teilweise entfernt wurde. Eine Phasenkorrektur kann notwendig sein, da  $\mathbf{g}^H \mathbf{s}(f_{\text{opt}}) = \mathbf{e}^{j\theta}$  komplex sein kann. Dies nimmt an, daß Daten in aufeinanderfolgenden Frames erfaßt werden und daß die Strahlbildergewichte und die Frequenzverschiebung sich während eines Datenframes nicht signifikant verändern. Es gibt ebenso bekannte Standardtechniken für das Entfernen von jeglicher Restfrequenzverschiebung.

**[0045]** Ein anderer Ansatz für das Bestimmen der Frequenzverschiebung ist es, nach dem Vektor

$$\mathbf{s}(\mathbf{f}) = [1, e^{2\pi j \mathbf{f} T_s}, \dots, e^{2\pi j (K-1) T_s}]^T$$

zu suchen, der ein Maximum erzeugt, das ausgedrückt wird als  $\max_f [\text{Re}(\mathbf{s}^T(\mathbf{f}) \mathbf{C} \mathbf{X} \mathbf{w})]$ . Hier bedeutet das hochgestellte  $\mathbf{T}$  die Vektortransponierte. Wie vorher ist  $\mathbf{X} \mathbf{w}$  der Strahlbilderausgang auf dem Trainingssequenzabschnitt des Datenframes und  $\mathbf{C}$  ist eine Diagonalmatrix mit Trainingssequenzelementen, wie vorher festgelegt. Der Ansatz ist es, die Korrelation zwischen  $\mathbf{X} \mathbf{w}$  und  $\mathbf{s}^T(\mathbf{f}) \mathbf{C}$  zu maximieren (d. h. eine frequenzverschobene Version der Trainingssequenz). Für ein gegebenes  $\mathbf{w}$  ist  $\mathbf{C} \mathbf{X} \mathbf{w}$  fest und muß nur einmal berechnet werden. Wie vorher, kann eine Phasenkorrektur ebenso notwendig sein, da  $\mathbf{s}^T(f_{\text{opt}}) \mathbf{C} \mathbf{X} \mathbf{w} = \mathbf{e}^{j\theta}$  ist und komplex sein kann. Das wiedergewonnene Signal beträgt  $\mathbf{e}^{-j\theta} (\text{diag}(\mathbf{s}^*(f_{\text{opt}}))) \mathbf{X} \mathbf{w}$ .

**[0046]** Um die Rechenlast zu reduzieren, kann die Frequenzsuche in Bereiche mit geringer werdender

Schrittgröße aufgeteilt werden, zum Beispiel kann ein Bisektionssuche in Schritten von beispielsweise 10, 5, 1, 0,1 Hz durchgeführt werden; eine Frequenzverschiebung wird zunächst in einem 10 Hz-Intervall lokalisiert, dann wird sie in einem der beiden 5 Hz-Intervalle usw. lokalisiert, bis sie innerhalb eines 0,1 Hz-Intervalls lokalisiert wird.

**[0047]** Die Frequenzverschiebung kann ebenso wie folgt abgeschätzt werden: wie vorher angezeigt, ist  $F_v = g$ , was einer Zissoide ähnelt, d. h.

$$\mathbf{g} = e^{j\beta} \left[ 1, \dots, e^{j2\pi\Delta f/kT_s}, \dots, e^{j2\pi\Delta f(k-1)T_s} \right]^T,$$

wobei  $\beta$  ein Phasenfaktor ist und wie vorher  $k$  ein Index ( $k = 0$  bis  $k - 1$ ) ist und  $\Delta f$  die nominelle Frequenzverschiebung ist. Das  $k$ -te Element in  $\mathbf{g}$ , d. h.  $g_k$  ist gegeben durch

$$g_k = e^{j2\pi\Delta f k T_s}$$

und

$$\Delta f = (2\pi T_s m)^{-1} \arg \left( \sum_k \mathbf{g}_{k-m}^* \mathbf{g}_k \right),$$

wobei  $m$  eine positive ganze Zahl (üblicherweise = 1) ist. Die Frequenzverschiebung kann ebenso auf anderem Wege abgeschätzt werden (d. h. konventionelle Einzelkanalverfahren), basierend auf optimal T-beabstandeten Abfragen. In diesem Zusammenhang siehe zum Beispiel Meyr H. Moeneclaey M. und Fechtel S. A., Digital Communications Receivers, veröffentlicht von John Wiley and Sons, New York, 1988 und Su Y. T. und Wo R. C., „Frequency Acquisition and Tracking in High Dynamic Environments“, IEEE Trans. Vehic. Technol., Band 49, Nr. 6, November 2000, Seiten 2419–29.

**[0048]** Bei kleinem Signal-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis (SINR) und für kurze Trainingssequenzen ist es wahrscheinlich schwierig, eine genaue Frequenzabschätzung zu erzielen, ungeachtet der Abschätzungstechnik. In jedem Fall kann eine Dopplerverschiebung, die aus den Trainingsdaten abgeschätzt wurde, an das Datensegment des Datenframes angewendet werden (angenommen, daß sie aus einer Trainingssequenz, gefolgt von einem Datenblock besteht).

**[0049]** Im Idealfall ist es für den Basisfunktionskombinationsansatz das Ziel, eine Matrix  $F$  zu finden, die aus einem geeigneten Satz aus Funktionen besteht, welche die Synthese einer Zissoide erlaubt, die in einem gegebenen Bereich von Frequenzen liegt. Statt zu versuchen, einen großen Bereich von Frequenzverschiebungen abzudecken, kann, obgleich dies möglich ist, der Frequenzbereich in sagen wir eine Anzahl von Unterbereichen unterteilt werden. Ein geeigneter Satz von Funktionen, der einen gegebenen Bereich von Frequenzen überspannt, wird wie folgt erhalten. Es wird zunächst angenommen, daß die erforderliche Frequenzverschiebung einen Maximalwert, der im vorhinein bekannt ist, nicht überschreitet. Eine Matrix  $A$  wird dann mit Spalten gebildet, die entsprechende komplexe Sinuskurven sind (d. h. Zissoide), mit anderen Worten, sind die Elemente in jeder ihrer Spalten Werte, welche diese Zissoide festlegen. Eine Einzelwertzerlegung (SVD) der Matrix  $A$  wird gegeben durch  $A = U\Sigma V^H$ , wobei  $U$  eine Matrix ist, welche die Eigenvektoren von  $AA^H$  enthält,  $V$  eine Matrix ist, die die Eigenvektoren von  $A^H A$  enthält, wobei  $H$  wie vorher festgelegt ist und  $\Sigma$  eine Diagonalmatrix bezeichnet mit Einzelwerten (Quadratwurzeln der Eigenwerte) auf der Diagonalen. Diese SVD wird nun berechnet, wie beschrieben in der Haykin Referenz, die vorher angegeben wurde. Da die Matrix  $A$  aus Zissoiden zusammengesetzt ist, von denen einige miteinander korreliert sein werden, ist sie wahrscheinlich rangdefizient, d. h. sie hat einen Rang  $r$  (was die Anzahl von deren linear unabhängigen Spalten bezeichnet), der kleiner als die Anzahl der Spalten von  $A$  ist. Der Rang  $r$  kann über informationstheoretische Techniken in der Haykin Referenz oder durch einzelne Grenzwerte, die aus der SVD der Matrix  $A$  herrühren, gefunden werden. Ein geeigneter Satz von Basisfunktionen für das Synthetisieren einer empfangenen Signalfrequenzverschiebung wird festgelegt als  $F = U(1:K, 1:r)$ , wobei  $K$  die Länge der Trainingssequenz ist, d. h. die Anzahl von Abfragewerten in ihr. Der Basisfunktionensatz wird in dem Sinn optimiert, daß er den mittleren quadratischen Fehler bei der Rekonstruktion einer Zissoide minimieren sollte.

**[0050]** Um die Rechenmenge in dem adaptiven Frequenzkompensationsverfahren der Erfindung zu reduzieren, konnte bestätigt werden, daß statt der Verwendung einer Matrix  $A$  von Zissoiden oder komplexen Exponentialfunktionen Kosinus- oder Sinusfunktionen (d. h. reale Sinusfunktionen) ebenso ausreichen sowie andere reale Funktionen, die vorher erwähnt wurden.



**[0051]** Die ursprüngliche Detektions- oder Erfassungssuche kann modifiziert werden, um einen Bereich von Zeitverzögerungen abzudecken. Es gibt zwei Gründe, warum Bitverzögerungen relevant sind: die Trainingssequenz in einem Block von empfangenen Daten hat einen Startpunkt, der ursprünglich unbekannt ist, so daß die Erfassungssuche beschleunigt werden kann, um parallel nach dem Startpunkt zu suchen, d. h. bei einer Anzahl von unterschiedlichen Verzögerungen gleichzeitig. Alternativ könnte es nützlich sein, Mehrpfadsignale zu kombinieren, wobei dies Signale sind, die relativ verzögerte Versionen voneinander sind. Eine Zielfunktion  $J$  für diesen Ansatz kann geschrieben werden als:

$$\begin{aligned}
 J &= \| \mathbf{X}\mathbf{w} - \mathbf{C}_1\mathbf{F}\mathbf{v}_1 - \mathbf{C}_2\mathbf{F}\mathbf{v}_2 - \dots \|^2 + \lambda(\mathbf{w}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{w} - 1) \\
 &= \left\| \mathbf{X}\mathbf{w} - [\mathbf{C}_1\mathbf{F}\mathbf{C}_2\mathbf{F}\dots] \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \\ \vdots \end{bmatrix} \right\|^2 + \lambda(\mathbf{w}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{w} - 1) \\
 &= \left\| \mathbf{X}\mathbf{w} - \hat{\mathbf{G}}\hat{\mathbf{v}} \right\|^2 + \lambda(\mathbf{w}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{w} - 1)
 \end{aligned} \tag{7}$$

wobei  $\hat{\mathbf{G}}$  eine Matrix der Matrizen  $\mathbf{C}_i\mathbf{F}$  usw. und  $\hat{\mathbf{v}}$  ein Vektor der Vektoren  $\mathbf{v}_i$  usw. ist. Jede Matrix  $\mathbf{C}_n$  ( $n = 1, 2, \dots$ ) ist diagonal und hat die gesamte Trainingssequenz oder einen Teil dieser entlang ihrer Hauptdiagonale mit einer Verzögerung (oder Zeitverschiebung) von  $(n - 1)$  Abfragen, d. h. die  $n$ -te Matrix  $\mathbf{C}_n$  hat  $n - 1$  Nullen auf dem oberen Teil ihrer Diagonalen, wobei der Rest hiervon besetzt ist durch zumindest den anfänglichen Teil der Trainingssequenz. Lösungen der Gleichung (7) für die Gewichtungsvektoren  $\mathbf{w}$  und  $\hat{\mathbf{v}}$  können aufgefunden werden, wie vorher gezeigt.

**[0052]** Die adaptive Frequenzkompensation in Übereinstimmung mit der Erfindung wurde durch Simulation getestet. Ein empfangenes Signal wurde simuliert als ein HF Standard NATO Agreement 4285 Signal mit einem Signal-Rausch-Verhältnis von 3 dB: dieses Signal fiel auf eine Antennenanordnung mit sechs Antennenelementen, die angeordnet sind mit Zentren in einer geraden Linie, beabstandet um halbe Wellenlängenintervalle. Das Signal hat eine Kanalsymbolrate von 2,4 Kilosymbolen/Sekunde. Dieses Signal basiert auf einer periodischen Datenframestruktur von 256 Symbolen, wobei die ersten achtzig hiervon eine bekannte Trainingssequenz bilden, die in der Standardization Agreement, North Atlantic Treaty Organization, Military Agency for Standardization, „Characteristics of 1200/2400/3600 bits per second single tone modulators/demodulators for HF radio links“, 1989) bezeichnet als „STANAG“) veröffentlicht ist. Der Einfallswinkel des Signals auf die Antennenanordnung betrug  $30^\circ$  von der Normalen auf die Antennenanordnung. Ein Sperrstör-Rauschen mit einem Stör-Rauschverhältnis von 30 dB, gerichtet mit  $50^\circ$  gegenüber der Normalen auf der Antennenanordnung, wurde ebenso simuliert. Die Dopplerfrequenzverschiebung  $\Delta f_d$  wurde variiert von  $-75$  Hz bis  $+75$  Hz in Schritten von 2 Hz, was zu einem maximalen normalisierten Doppler von näherungsweise 0,03 führt (hoch genug, um die Signalerfassung schwierig zu machen).

**[0053]** [Fig. 1](#) zeigt das Signal-zu-Interferenz-plus-Rauschverhältnis (SINR) des Antennenanordnungsausgangs als eine Funktion der normalisierten Dopplerfrequenz  $|f_d T| \leq 0,03$  für verschiedene Mehrkanal-kleinst-Quadrat-Erfassungsverfahren (MC-LSQ). Eine erste Kurve **10** zeigt die SINR-Variation mit normalisierter Frequenz, wenn es überhaupt keine Frequenzkompensation gibt. Wie erwartet, ist die Detektion/Erfassungsleistung bei einer normalisierten Dopplerfrequenz von Null akzeptabel, verschlechtert sich jedoch signifikant, wenn sich die normalisierte Dopplerfrequenz erhöht und wird am schlechtesten bei etwa 20 dB, wenn die normalisierte Frequenz 0,01 passiert.

**[0054]** Eine zweite Kurve **12** zeigt das SINR gegenüber der normalisierten Dopplerfrequenz für den Fall, wo eine konventionelle Frequenzsuche in einer Frequenzbehälterbreite von 10 Hz und 15 Behältern insgesamt verwendet wurde. Diese Kurve hat Scheitelwerte (zum Beispiel bei **14**) bei regelmäßigen Intervallen der normalisierten Dopplerfrequenz und entsprechenden Vielfachen von 10 Hz; hier ist die Erfassung optimal, jedoch zwischen den Scheitelwerten **14** verschlechtert sich die Erfassung um mehr als 2 dB bei den Minima, wie zum Beispiel **16**.

**[0055]** Eine dritte Kurve **18** zeigt das SINR gegenüber der normalisierten Dopplerfrequenz für ein MC-LSQ mit Frequenzkompensierung, basiert auf einer Taylor Entwicklung einer Zissoide, um die Matrix  $\mathbf{F}$  im Verfahren der Erfindung zu bevölkern. Eine Zissoide ist gegeben durch  $e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$  und folglich können die Taylor-Entwicklungen von  $\cos\theta$  und  $\sin\theta$  anstelle dieser Sinuskurven verwendet werden, um eine Zielfunktion  $J$  zu

bilden. Die Kurve **18** zeigt, daß die Erfassungsleistung über einen zentralen Bereich von normalisierten Frequenzen von etwa  $-0,015$  bis  $+0,015$ , in denen die Taylor-Entwicklung gültig ist, beibehalten werden kann.

**[0056]** Eine letzte Kurve **20** zeigt das SINR gegenüber der normalisierten Dopplerfrequenz für ein MC-LSQ, verwendet mit adaptiver Basisfunktionskombination in Übereinstimmung mit der Erfindung. Ein Basisfunktionsatz wurde verwendet, der aus sieben Basisfunktionen besteht, so wie es notwendig ist, um eine maximale Frequenzverschiebung von 75 Hz abzudecken. Die Kurve **20** zeigt, daß die Erfassungsleistung über den gesamten Bereich der normalisierten Frequenz beibehalten wird. Darüber hinaus kann gezeigt werden, daß mit ihr eine Rechenlast einhergeht, die etwa halb so groß ist wie die, die mit der Kurve **12** verknüpft ist.

**[0057]** Der Basisfunktionensatz wurde abgeleitet durch eine SVD der Matrix A mit Spalten, die komplex waren (andere Funktionen können ebenso verwendet werden, wie oben beschrieben), wie oben beschrieben.

**[0058]** Der Rang r der Matrix A wurde durch einzelne Grenzwerte aufgefunden, die aus der SVD resultieren. Der Basisfunktionensatz wurde bezeichnet durch  $F = U(1:K, 1:r)$  wie vorher erwähnt.

**[0059]** In [Fig. 2](#) ist der einzelne Wert normalisiert durch die Division durch einen maximalen Einzelwert über der Indexzahl für die zehn höchsten Einzelgrößenwerte mit den Indizes 1 bis 10 aufgetragen. Die Einzelwerte 1 bis 7 haben große oder signifikante Werte. Die Einzelwerte 8 bis 10 sind nicht signifikant, sie werden als unterhalb der Grenze angesehen, und die Funktionen, mit denen sie verknüpft sind, werden nicht weiter betrachtet.

**[0060]** Um die Wirksamkeit des adaptiven Frequenzkompensationsverfahrens der Erfindung zu testen, wurde es in einer Softwareimplementierung eines Mehrkanal HF STANAG 4285 Modem integriert und mit Off-Air Daten durchgeführt. Die Daten enthielten ein HF STANAG 4285 Signal und eine starke Interferenz mit derselben Bandbreite wie das STANAG Signal. Das Eingangs SINR an einer Antenne betrug typischerweise  $-10$  dB und eine Antennenanordnung mit acht Antennen wurde verwendet. Die erhaltenen Ergebnisse sind in den [Fig. 3](#) bis [Fig. 6](#) gezeigt. [Fig. 3](#) zeigt den Korrelationskoeffizienten, aufgetragen über der Zeit für ein empfangenes Signal, das ein kurzes Segment aus Off-Air Daten korreliert mit einer Trainingssequenz ohne Frequenzverschiebungskompensation aufweist; der Doppler Off-Set bzw. die Dopplerverschiebung beträgt näherungsweise 2 Hz. [Fig. 4](#) ist äquivalent zu [Fig. 3](#), außer daß sie aus Daten erhalten wurde, die unter Verwendung eines adaptiven Basisfunktionensatzes mit sieben Basisfunktionen verarbeitet wurde für eine Frequenzverschiebungskompensation in Übereinstimmung mit der Erfindung. [Fig. 5](#) zeigt eine Erfassungsstatistik, die über der Zeit aufgetragen ist, für ein kurzes Segment von Off-Air Daten, die für [Fig. 3](#) verarbeitet wurden. [Fig. 6](#) ist äquivalent zu [Fig. 5](#), außer daß sie erhalten wurde aus verarbeiteten Daten unter Verwendung des adaptiven Basisfunktionensatzes in Übereinstimmung mit der Erfindung. Die Erfassungsstatistik ist ein Parameter, der zwischen 0 und 1 liegt; er wird verwendet, um anzuzeigen, ob ein Signal erfolgreich erfaßt wurde oder nicht. Eine minimale Grenze, bei der man von einer Erfassung ausgeht, wurde auf 0,4 gesetzt. Die [Fig. 3](#) bis [Fig. 6](#) zeigen, daß diese Ausführungsform der Erfindung zufriedenstellend mit dem erfaßten STANAG Signal arbeitet.

**[0061]** [Fig. 7](#) zeigt die Entwicklung der Frequenzabschätzungen als eine Funktion der Zeit über ein längeres Segment der Off-Air Daten verglichen zu denen, die für die [Fig. 3](#) bis [Fig. 6](#) verwendet wurden. Eine erste Kurve **50** zeigt die Frequenz, wie sie durch die Software Modemimplementierung, die oben erwähnt wurde, erfaßt wurde, d. h. nach der Zeitverschiebungswiedergewinnung, der Feinfrequenzkompensierung und Filterung. Eine zweite Kurve **52** zeigt die ursprünglichen Frequenzabschätzungen mit der Erfassung, die durch die Ausführungsform der Erfindung zurückgegeben werden. Diese Abschätzungen sind in ausgezeichneter Übereinstimmung mit der wahren Frequenz. In diesem Fall wurde die Frequenzabschätzung mit der Maximalwahrscheinlichkeitsart durchgeführt durch Korrelieren der adaptiv gewichteten Basisfunktion mit den Sinuskurven. Dies muß nicht die beste Option sein, da das aus den adaptiv gewichteten Basisfunktionen gebildete Signal nicht notwendigerweise ein reiner Sinus ist. Es ist jedoch, wie die Ergebnisse anzeigen, ausreichend.

**[0062]** Die Rechenanforderungen wurden abgeschätzt für das Berechnen eines Erfassungsparameters durch das konventionelle Mehrkanal-kleinste-Quadrat („MC-LSQ“)-Verfahren mit einer Frequenzbehältersuche und durch die adaptive Frequenzkompensation („AFC“) Technik der Erfindung. Eine Antennenanordnung wird als M-Antennenelemente aufweisend behandelt, die Trainingssequenz hat K-Abfragen wie vorher und es gibt F potentielle Frequenzverschiebungen für das zu erfassende Signal. In den Beispielen der Erfindung ist P die Anzahl der Basisfunktionen (reale Funktionen in diesem Beispiel). Es wird angenommen, daß die Erfassungsstatistiken mit der Abtastrate berechnet werden, d. h. mit  $1/T_s$ , wobei  $T_s$  ein Zeitintervall zwischen aufeinanderfolgenden Signalabfragen ist. Tabelle 1 zeigt die Rechenanforderungen für das konventionelle MC-LSQ Verfahren mit einer Frequenzsuche. Um die erforderliche Anzahl von Operationen abzuschätzen, wird eine kom-

plexe Multiplikation verwendet, die aus vier realen Multiplikationen und zwei realen Additionen besteht, d. h. aus insgesamt sechs realen Operationen.

Technik	Anzahl der realen Operationen
Konventionelles MC-LSQ	$(4KM(M + 1) + 8M^3) + f(8KM + 8M^2 + 8M)$
AFC, um $w$ zu bilden	$N = (4KM(M + 1) \cdot 8M^3) + 4M(KP + P^2 + 4MP + 2M^2)$
AFC, um Erfassungssstatistik zu bilden	$N + 8(PM + P + PK + K + MK + M) + 12$

**[0063]** In den Begriffen der Rechenkomplexität ist das AFC-Verfahren der Erfindung weniger anspruchsvoll als konventionelles MC-LSQ. In dem Beispiel, das erörtert wird durch Warner E. S. und Proudler I. K., „Adaptive Mutli-Channel Equalisation Experiments with HF STANAG 4285 Transmissions in Interference“, Proc. IEE Radar, Sonar and navigation, Band 150, Nr. 2, April 2003, Seiten 41–49,  $M = 5$ ,  $L = 208$ ,  $P = 7$  und  $F = 15$ : mit diesen Parametern benötigt AFC 62623 Operationen und konventionelles MC-LSQ benötigt 154360 Operationen. Damit ist das AFC-Verfahren rechnerisch weit weniger anspruchsvoll (um einen Faktor von näherungsweise 2,5 in diesem Fall) und wahrscheinlich geeigneter für die praktische Implementierung in vielen Situationen.

**[0064]** Die Komplexität des AFC-Verfahrens kann weiter reduziert werden. Wie in Verbindung mit beispielsweise Gleichungen (1) und (3) ausgeführt wurde, erfordert die Minimierung der Zielfunktion  $J$  die inverse Korrelationsmatrix  $(X^H X)^{-1}$  einer Korrelationsmatrix  $X^H X$ , wo bei  $X$  eine Datenmatrix ist. Als eine Alternative zum Bilden und Invertieren einer Korrelationsmatrix  $X^H X$  explizit bei jeder Abfragezeit (d. h. jedesmal wenn eine neue Reihe oder ein Abfragevektor an die Datenmatrix  $X$  angefügt wird und eine älteste Reihe gelöscht wird), kann ein rekursiver Ansatz angepaßt werden. Wenn Daten erforderlich sind und auf einer Abfrage per Abfragebasis verarbeitet werden, kann eine  $M$  mal  $M$  Korrelationsmatrix  $R(n)$  bei einer  $n$ -ten Abfragezeit als eine Summe des äußeren Produkts der Form  $x(k)x^H(k)$  geschrieben werden unter Verwendung der  $K$  letzten Abfragedatenvektoren  $x(n - K + 1)$  bis  $x(n)$  in der Datenmatrix  $X$ , d. h.

$$R(n) = \sum_{k=n-K+1}^n x(k)x^H(k) \quad (9)$$

**[0065]** In einem Empfänger kann ein empfangenes Signal, das erfaßt wurde, in einem Datenpuffer vor der Verarbeitung gespeichert werden. Der Einfachheit halber wird nun angenommen, daß der Datenpuffer zur Abfragezeit  $n = K$  voll ist (in Einheiten eines konstanten Zeitintervalls  $T_s$  zwischen benachbarten Abfragen). Nun, wenn die Zeit von  $n = K + 1$  bis  $2K$  fortschreitet, kann eine Abschätzung der wahren Korrelationsmatrix zur Zeit  $n = 2K$  aufsummiert werden, während die Inverse der Korrelationsmatrix nach der Aufnahme von jeder letzten Abfrage und Löschen der ältesten rekursiv für jeden sukzessiven Datenvektor  $X$  (siehe unten) berechnet werden; die inverse Korrelationsmatrix wird ursprünglich erhalten durch Invertieren der tatsächlichen Korrelationsmatrix gebildet zur Zeit  $n = K$ , diese Inverse wird zur Zeit  $n = K$  verwendet und dann rekursiv zu den Zeitpunkten  $n = K + 1$  bis  $2K - 1$  aktualisiert. Zur Zeit  $n = 2K$  wird die inverse Korrelationsmatrix, die vorher rekursiv unter Verwendung des Abfragevektors  $x(2K - 1)$  abgeleitet wurde, verworfen und eine neue Abschätzung der wahren Korrelationsmatrix wird von den aufsummierten Daten berechnet und verwendet, um die Inverse der Korrelationsmatrix erneut zu initialisieren für weitere rekursive Berechnungen für die Abfragezeiten  $2K + 1$  bis  $3K + 1$ . So werden wahre Korrelationsabschätzungen zu den Zeitpunkten  $mK$  gebildet, wobei  $m$  eine ganze Zahl ist und verwendet wird, um die rekursiven Berechnungen für die Zeiten  $mK + 1$  bis  $(m + 1)K - 1$  zu initialisieren. Rekursive Berechnungen tendieren im allgemeinen dazu, numerische Fehler aufzubauen. In diesem Fall wird das Problem umgangen durch die periodische Neuinitialisierung der Inversen der Korrelationsmatrix. Numerische Fehler sollten daher nicht signifikant und einen geringen oder keinen Effekt auf sich ergebende Berechnungen haben, und dies wurde verifiziert. Aus anschaulichen Gründen wurde die Anzahl der Abfragen zwischen den Reinitialisierungen der Inversen der Korrelationsmatrix als die Länge der Trainingssequenz  $K$  gewählt, obwohl dies nicht unbedingt notwendig ist.

**[0066]** Wenn eine tatsächliche Abschätzung der Korrelationsmatrix zu den Zeitpunkten  $mK$  vorliegt, wie vorher ausgeführt, kann eine Korrelationsmatrix  $X^H X$  eines äußeren Produkts des Abfragevektors  $x(k)x^H(k)$  kann invertiert werden. Während die nächste wahre Korrelationsmatrixabschätzung gebildet wird, kann eine inverse Korrelationsmatrix rekursiv gebildet werden über einen rekursiven kleinste Quadratansatz (RLS), wie in der Haykin Referenz, die vorher gegeben wurde. Tabelle 2 führt die Schritte auf, die beim rekursiven einer  $n$ -ten inversen Korrelationsmatrix  $P(n)$  (wobei  $P(n) = R_n^{-1}$ ) aus einer  $(n - 1)$ -ten inversen Korrelationsmatrix  $P(n - 1)$ , wobei  $u(n)$  eine  $n$ -ter ( $M, 1$ ) Vektor ist, so daß:

$$u((n)u^H(n) = x(n)x^H(n) - x(n - K + 1)x^H(n - K + 1) \equiv U(n) \quad (10)$$

wobei  $x(n)$  der letzte Vektor der Datenabfrage ist und  $x(n - K + 1)$  kleinster kürzlicher Vektor von Datenabfragen von denjenigen ist, die betrachtet werden für  $P(n)$  und  $x(n)x^H(n)$  und  $x(nK + 1)x^H(n - K + 1)$  sind  $(M, M)$  Korrelationsmatrizen, die voneinander subtrahiert werden, um  $U(n)$  zu bilden. Gleichung (10) stellt ein besonders vorteilhaftes Verfahren für das Erhalten des  $(M, 1)$  Vektors  $u(n)$ , wobei dieser Vektor wie folgt ermittelt wird. Es bezeichne  $U_{p,1}(n)$  das  $p$ -te Element der ersten Spalte von  $U(n)$ , das erste Element  $u_1(n)$  von  $u(n)$  ist  $\sqrt{U_{1,1}(n)}$  und die anderen Elemente  $u_p(n)$  ( $p = 2$  bis  $M$ ) von  $U(n)$  sind jeweils gleich dem entsprechenden Verhältnis  $U_{p,1}/u_1(n)$ . In der Tabelle unten erscheinen die Zahlen der arithmetischen Operationen, die erforderlich sind, um die verschiedenen Schritte der Berechnung von  $P(n)$  auszuführen. In diesem Zusammenhang wird angenommen, daß die Quadratwurzel einer realen Zahl  $Q$ -Operationen benötigt und das Auffinden des Reziproken dieser Zahl wird ebenso als  $Q$ -Operationen einnehmend angenommen. Der exakte Wert von  $Q$  wird abhängen von der Architektur, der arithmetischen Genauigkeit usw. Um die erforderliche Anzahl von Operationen abzuschätzen, wird eine komplexe Multiplikation, bestehend aus vier realen Multiplikationen und zwei realen Additionen, d. h. insgesamt sechs realen Operationen, angenommen.

Prozeß	Anzahl von realen Operationen
Bilde $u(n)$	$14M+2Q+2(M-1)$
$\pi(n) = u^H(n)P(n-1)$	$8M^2$
$\tilde{k}(n) = \lambda + \pi(n)u(n)$	$8M+1$
$k(n) = \frac{P(n-1)u(n)}{\tilde{k}(n)}$	$8M^2+2M+6$
$P(n) = (1/\lambda)(P(n-1) - k(n)\pi(n))$	$8M^2$
Insgesamt	$24M^2+26M+2Q+5$

**[0067]** Wie in Tabelle 2 gezeigt ist, wird nach der Bildung des Vektors  $u(n)$  eine komplexkonjugierte Transponierte  $u^H(n)$  von links mit  $P(n - 1)$  multipliziert,  $u(n)$  selbst wird von rechts mit dem Produkt  $\pi(n)$  multipliziert und das Ergebnis wird zu  $\lambda$  addiert:  $\lambda$  ist ein „Forget Faktor“ bzw. Vergessensfaktor von bekannter Art und liegt üblicherweise in dem Bereich zwischen 0,91 und 1. Wenn er kleiner als 1 ist, hat er den Effekt, daß zunehmend der Effekt von älteren Daten verringert wird, so daß die Berechnung in Tabelle 2 zugunsten von neueren Daten gewichtet ist. Hier wird  $\lambda$  auf 1 gesetzt, was alle Daten gleich wichtet. Die Summe  $\tilde{k}(n) = \lambda + \pi(n)u(n)$  wird verwendet, um ein Produkt aus  $P(n - 1)$  von rechts multipliziert mit  $u(n)$  zu teilen. Das Ergebnis dieser Division wird von  $P(n - 1)$  subtrahiert und die so erhaltene Differenz wird mit  $1/\lambda$  multipliziert, um die rekursiv aktualisierte inverse Korrelationsmatrix  $P(n)$  zu bilden.

**[0068]** Die adaptive Dopplerratenkompensation für eine Anordnung in Übereinstimmung mit der Erfindung wird nun beschrieben. Zusätzlich zu einer festen Dopplerverschiebung  $f_d$  kann das empfangene Signal ebenso eine Veränderungsrate der Dopplerverschiebung, d. h. eine Dopplerrate, zeigen. Falls die Dopplerrate mit der Zeit  $t$  linear ist, kann sie durch  $\alpha t$  dargestellt werden, wobei  $\alpha$  eine Konstante ist, die Dopplerrate wird in Hz/s angegeben. Die mit der Zeit variierende empfangene Frequenzkomponente  $F$  des empfangenen Signals kann dann dargestellt werden durch:

$$f_c + f_d + \alpha t \quad (11)$$

wobei  $f_c$  = Trägerfrequenz.

**[0069]** Der zweite und dritte Term der rechten Seite von Gleichung (11) bildet einen Basisbanddopplerbeitrag bei einer variierenden Frequenz  $f_b(t)$ , gegeben durch

$$f_b(t) = f_d + \alpha t \quad (12)$$

**[0070]** Der Basisbanddopplerbeitrag hat eine variierende Phase  $\phi(t)$ , gegeben durch Integrieren der rechten Seite von Gleichung (12) über die Zeit und Umwandeln der Frequenz  $f$  in die Winkelfrequenz  $\omega$ , d. h.:

$$\phi_b(t) = \omega_d t + 0,5\omega_d t^2 \quad (13)$$

wobei

$$\omega_d = 2\pi\alpha \text{ und } \omega_d = 2\pi f_d \quad (14)$$

**[0071]** Es wird dann eine empfangene Paßbandsignalkomponente  $r_m(t)$  am m-ten Antennenelement geben, die gegeben ist durch:

$$r_m(t) = s(t - \tau_m) e^{-j(2\pi f_c t + \phi_b(t))} e^{-j2\pi f_m(t)} \quad (15)$$

**[0072]** Hier ist  $s(t)$  der Wert des gewünschten Übertragungssignals zur Zeit  $t$ . Im Fall der Schmalbandstrahlung ist die Interantennenelementausbreitungsverzögerung signifikant geringer als der Kehrwert der empfangenen Signalbandbreite: dies erlaubt es, die Interantennenelementausbreitungsverzögerung nur durch eine Phasenverschiebung darzustellen, d. h.  $s(t - \tau_m) s(t)$ . Gleichung (15) hat einen Ortsterm

$$e^{-j2\pi f_m(t)}$$

(gesteuert durch  $\tau_m(t)$ ) und dieser Term ist wesentlich statisch während der Dauer der Trainingssequenz. D. h. in Gleichung (12) ist  $f_b(t)$  sehr klein verglichen mit  $f_c$  in Gleichung (11). Für eine gleichförmig beabstandete lineare Anordnung klein verglichen mit  $f_c$  in Gleichung (11). Für eine gleichförmig beabstandete lineare Anordnung ist die räumliche Signalphasenkomponente für das m-te Antennenelement

$$e^{-j2\pi f_m(t)} = e^{-j2\pi f_c(d/c)(m-1)\sin\theta(t)},$$

wobei  $d$  der Interantennenelementabstand ist,  $c$  die Lichtgeschwindigkeit ist und  $\theta(t)$  der mögliche (jedoch nicht notwendige) zeitabhängige Ankunftsinkel eines am Empfänger zu erfassenden Signals. Ein Antennenelement an einem Rand der M-Antennenanordnung wird als Phasenreferenz für alle Antennenelemente genommen (d. h.  $0 \leq m \leq M - 1$ ).

**[0073]** Daher ist beispielsweise für eine gleichförmig beabstandete lineare Antennenanordnung mit einem Antennenelementabstand  $d = \beta\lambda = (\beta c/f_c)$  dann der Term

$$e^{-j2\pi f_m(t)}$$

in Gleichung (15) gegeben durch:

$$e^{-j2\pi f_m(t)} = e^{-j2\pi(f_c + f_b(t))(\beta/f_b(t))(m-1)\sin\theta(t)} \cong e^{-j2\pi\beta(m-1)\sin\theta(t)} \quad (16)$$

**[0074]** Die Näherung der rechten Seite von Gleichung (16) ist gut, wenn  $f_b(t)$  sehr klein verglichen mit  $f_c$  ist, was in der Praxis üblicherweise der Fall ist. In diesem Fall muß nur betrachtet werden, wie der zeitverändernde Dopplerterm  $f_b(t)$  in der Zeit und nicht im Raum kompensiert wird, d. h. über das adaptive Basisfunktionsverfahren, das unter Bezug auf Gleichung (3) beschrieben wurde.

**[0075]** Unter den vorherigen Voraussetzungen ist die Beziehung zwischen der maximalen Dopplerrate, die toleriert werden kann und der maximalen Frequenzüberspannung der sinusförmigen Basisfunktionen  $[(\alpha K/f_s) + f_d] \leq f_{\max}$ , wobei  $f_d$  die Dopplerverschiebung ist,  $f_s$  die Abfragerate ist,  $K$  die Anzahl von Abfragen in einem Verarbeitungsfenster ist, das durch die Länge der Trainingssequenz festgelegt ist. D. h. die Erfindung kann inhärent mit einem Grad von Dopplerverschiebung umgehen, vorausgesetzt, daß die Summe der Dopplerverschiebung und die Veränderung in der Dopplerverschiebung über die Dauer der Trainingssequenz nicht zu einer Frequenz führt, die außerhalb der maximalen Frequenzüberspannung des Satzes von Basisfunktionen liegt. Alternativ dazu, falls die maximale Dopplerverschiebung und die maximale Dopplerrate a priori bekannt sind, kann dann eine geeignete Basis konstruiert werden, wie oben beschrieben, beispielsweise aus einer Datenmatrix  $A$  aus komplexen Sinusfunktionen und ihrer SVD (oder mittels anderer Verfahren, wie vorher erwähnt).

**[0076]** Um die Vielseitigkeit der Erfindung zu illustrieren, wurde eine vorher oben beschriebene Ausführungsform einmal mehr simuliert: d. h. das empfangene Signal war ein HF Standard NATO Agreement 4285 Signal mit einem Signal/Rauschverhältnis von 3 dB, eingestrahlt mit  $30^\circ$  auf einer Antennenanordnung mit sechs Antennenelementen, die mit ihren Zentren in einer geraden Linie angeordnet und um halbe Wellenlängenintervalle voneinander beabstandet sind. Die Situation, die man sich vorstellte, war eine feste Dopplerverschiebung von 32 Hz und eine Dopplerrate, variierend von  $-100$  Hz/s bis  $100$  Hz/s und zehn aufeinanderfolgende Trainingsperioden. Die ersten 80 Symbole eines 256 Symbol Datenframes wurden als eine Trainingssequenz verwendet. Die gesamte untersuchte Zeitperiode betrug 6211 Abfragen (mit einer Abfragerate von 6,25 KHz und

einer Trainingssequenz mit 208 Abfragen). Aus den oben beschriebenen Berechnungen ergibt sich die negativste Dopplerverschiebung zu:

$$[{-100 \times 6211/6250} + 32] = 67,4 \text{ Hz.}$$

**[0077]** Die Frequenzüberspannung, die die Basisfunktionen in der früheren Ausführungsform abdecken sollte, lag zwischen  $-75 \text{ Hz}$  bis  $+75 \text{ Hz}$ , so daß sie den obigen negativsten Wert der Dopplerverschiebung aufnehmen. Andererseits wird während der Zeitperiode die Signalfrequenz die Basisabdeckung überschreiten, wenn die Dopplerrate  $(6250(75 - 32))/6211 = 43,3 \text{ Hz/s}$  ist.

**[0078]** Wie vorher stellt eine Erfassungsstatistik ein Leistungsmaß mit einer Grenze von 0,4 bereit. [Fig. 8](#) zeigt zwei Kurven **60** und **62** der Erfassungsstatistik für unterschiedliche MC-LSQ Verfahren, aufgetragen über der Dopplerfrequenzveränderung während einer Trainingsperiode. Die Kurve **60** wurde für einen Fall berechnet, bei dem theoretische ideale Dopplerkompensierung implementiert wurde aus dem Wissen von Verschiebung und Rate, und die Kurve **62** zeigt die Dopplerkompensierung unter Verwendung des MC-LSQ Verfahrens der Erfindung, das die adaptive Basisfunktionskombination beinhaltet. Die Fehlerbalken zeigen eine Standardabweichung der Erfassungsstatistik, gemittelt über die Erfassungen in den zehn aufeinanderfolgenden Trainingsperioden. Die Abszisse wird in Werten der Doppleränderung über der Dauer einer einzelnen Trainingssequenz quantifiziert; die Gesamtänderung wird zehnmal diese Werte sein. Die Kurve **60** ist die beste Erfassungsleistung, die erreicht werden kann. Die Leistung der Erfindung, die in Kurve **62** gezeigt ist, paßt im wesentlichen ideal an die Kurve **60**, bis die Doppleränderung über der Dauer der Trainingssequenz näherungsweise  $1,45 \text{ Hz}$  ist; dies gleicht einer Dopplerrate von  $(6250 \times 1,45)/208 \approx 43,6 \text{ Hz}$  (d. h. wie oben berechnet). Die Fehlerbalken werden rechts in der Zeichnung größer, was die Bewegung der Dopplerkomponente außerhalb des Referenzbereichs, der von den Basisfunktionen überspannt wird, reflektiert, wobei somit die Erfassungsstatistik verringert wird. Es soll erwähnt werden, daß für HF STANAG 4285 die Dopplerrate  $3 \text{ Hz/s}$  ist. Der Bereich der Dopplerrate wurde in dem gegenwärtigen Beispiel betont, um die Leistung der Erfindung zu illustrieren.

**[0079]** Das Beispiel, das in Bezug zu [Fig. 8](#) beschrieben wurde, wurde ebenso verwendet, um die Dopplerverschiebungsabschätzungsleistung zu beurteilen. Es wurde angenommen, daß es eine ursprüngliche Dopplerverschiebung von  $32 \text{ Hz}$  und eine Dopplerrate von  $39 \text{ Hz/s}$  gibt. [Fig. 9](#) zeigt eine tatsächliche durchschnittliche Dopplerverschiebung über einer Trainingssequenzperiode als eine durchgezogene Linie, und eine gepunktete Linie mit Kreisen zeigt die Verschiebung, die in Übereinstimmung mit der Erfindung abgeschätzt wurde; diese beiden Ausdrücke fallen praktisch aufeinander. [Fig. 10](#) zeigt eine tatsächliche Dopplerrate als durchgezogene Linie, und eine gepunktete Linie mit Kreisen zeigt die Dopplerrate, die in Übereinstimmung mit der Erfindung geschätzt wurde. Die Dopplerrate wurde abgeschätzt durch Bilden der Differenz zwischen diesen beiden Frequenzabschätzungen (d. h. eine Frameperiode). Die Dopplerratenabschätzung ist in guter Übereinstimmung mit dem tatsächlichen Wert. Filtern und/oder Überwachen von Abschätzungen wird wahrscheinlich zur Verbesserung beitragen.

**[0080]** Die obige adaptive Dopplerverschiebungskompensationstechnik wurde entwickelt, um die ursprüngliche Detektion/Erfassung eines interessierenden Signals relativ unempfindlich gegenüber Dopplereffekten zu machen: die Synthese einer Dopplerkomponente, geeignet für die Wiederherstellungsstufe war ursprünglich nicht erforderlich. Die Abschätzung der Dopplerrate ist wahrscheinlich schwieriger zu untersuchen als die Wiederherstellung der Dopplerverschiebung. Beispielsweise erfordern die Verfahren des Standes der Technik, die in den vier unten genannten Referenzen angegeben werden, daß das Signal, das verwendet wird, um die Dopplerrate zu schätzen, eine echte Sinusfunktion ist.

Su Y. T. und Wu R. C. „Frequency Acquisition and Tracking in High Dynamic Environments“, IEEE Trans. Vehic. Technol. Band 49, Nr. 6, November 2000, Seiten 2429–29.

Giannetti F., Luise M und Reggiannini R., "Simple Carrier Frequency Rate-of-Change Estimators", IEEE Trans. Commun., Band 47, Nr. 9, September 1999, Seiten 1310–14.

Ghogo M. und Swami A., "Estimation of Frequency Offset and Doppler Rate in Fading Channels", Proc. ICPWC'99, 1999, Seiten 105–09.

Morell M., "Doppler-rate Estimation for Burst Digital Transmission", IEEE Trans Commun., Band 50, Nr. 5, Mai 2002, Seiten 707–10.

**[0081]** In der Praxis wird in der Anwesenheit einer Dopplerrate und einer Dopplerverschiebung ein Antennenanordnungsausgangssignal wahrscheinlich im besten Fall eine verrauschte und etwas gestörte Sinusfunktion sein. Eine Anpassung der kleinsten Quadrate der abgewickelten Phase  $\phi(kT_s)$  dieses Ausgangs kann zu angemessenen Abschätzungen für Dopplerverschiebungen, vielleicht jedoch nicht für Dopplerraten führen. Der



Begriff „unwrapped phase“ bzw. abgewickelte Phase ist ein technischer Begriff für die absolute Phase, d. h. nicht nur eine Phase mit einem Wert im Bereich von 0 bis  $2\pi$ , sondern die Phase kann ebenso ein geeignetes ganzzahliges Vielfaches von  $2\pi$  einschließen. Sie wird idealerweise beschrieben durch:

$$\phi(kT_s) = \phi_0 + \omega kT_s + 0,5\omega_d k^2 T_s^2 \quad (17)$$

wobei  $\phi_0$  die Phase eines Signals an einem Referenzantennenelement an einer Kante der Antennenanordnung ist,  $k$  der Abfragezeitindex ist,  $T_s$  ein Abfragezeitintervall zwischen aufeinanderfolgenden Abfragen ist und die anderen Terme wie vorher festgelegt sind.

**[0082]** Es gibt verschiedene Ansätze, die Dopplerrate über einen Datenframe zu kompensieren. Ein solcher ist die Abschätzung einer Sequenz von Werten der Dopplerverschiebung gegenüber der Trainingssequenz von sukzessiven Datenframes und Einsetzen der Interpolation, um die erforderliche Korrektur für die Dopplerwellenform zu erhalten (siehe [Fig. 10](#)). Eine Dopplerratenkonstante  $\alpha$  wird beschrieben durch:

$$\alpha = (f_{d2} - f_{d1}) / (NT_s), \quad (18)$$

wobei  $f_{d1}$  und  $f_{d2}$  Dopplerverschiebungen zu den Zeitpunkten  $t_0$  und  $t_0 + NT_s$  sind,  $N$  eine positive ganze Zahl ist und  $T_s$  ein Zeitintervall zwischen aufeinanderfolgenden Abfragen von Antennenausgangssignalen ist. Man hat festgestellt, daß die Abschätzung der Dopplerverschiebung ein relativ robuster Prozeß ist, vorausgesetzt, daß die Dopplerrate ein Abschätzungsfenster nicht überschreitet. Siehe Su A. T. und Wu R. C., „Frequency Acquisition and Tracking in High Dynamic Environments“, IEEE Trans. Vehic. Technol. Band 49, Nr. 6, November 2000, Seiten 2419–29.

**[0083]** Es besteht ebenso die Notwendigkeit nach einer Frequenzkompensation für einen Einzelkanalempfänger, d. h. statt einer Anordnung von Antennenelementen und mehreren verknüpften Signalkanälen gibt es nur eine einzelne Antenne mit einem einzelnen Ausgangssignal  $x(k)$  bei einer  $k$ -ten Abfragezeit. Es ist daher nicht möglich, eine gewichtete Kombination  $Xw$  aus Signalen von unterschiedlichen Antennenelementen wie in Gleichung (3) zu bilden. Das ist ähnlich wie im Multikanalfall, d. h. einer Kombination aus Basisfunktionen zu finden, die ein frequenzverschobenes Signal approximieren, das zu erfassen ist oder empfangen wird. Über  $K$ -Abfragen des einzelnen Ausgangssignals  $x(k)$ , d. h. für  $k = 0$  bis  $K - 1$ , wird ein  $K$ -Elementdatenvektor  $x$  erzeugt mit Elementen  $x_0$  bis  $x_{K-1}$ . Eine Fehlerquadratzielfunktion  $J$  für einen Einzelkanalempfängerausgang wird beschrieben durch:

$$J = \|\alpha x - Gv\|^2 + \lambda(\alpha^* x^H x \alpha - 1), \quad (19)$$

wobei  $\alpha$  und  $\lambda$  Konstanten sind,  $G$  eine Matrix gleich dem Produkt  $CF$  ist,  $C$  eine  $(K, K)$  Diagonalmatrix mit einer Trainingssequenz (ohne Frequenzverschiebung)  $c$  auf ihren Diagonalen ist,  $F$  eine  $(K, P)$  Matrix mit Spalten ist, die geeignet ausgewählte Basisfunktionen sind, wie vorher beschrieben,  $v$  ein Vektor aus Gewichten ist, die angepaßt sind, um  $J$  zu minimieren und  $*$  ein Komplexkonjugiertes anzeigt. Wie vorher beschreibt der  $\lambda$  Term eine Beschränkung der Ausgangsleistung einer Empfängererfassungsstufe, um sicherzustellen, daß nicht triviale Lösungen für  $\alpha$  und  $v$  gefunden werden können. Diese Beschränkung ist lediglich eine Skalierung der Ausgangssignalstärke und beeinflusst daher nicht die Signalerfassung. Es kann gezeigt werden, daß  $v$  ein Haupteigenvektor einer Matrix  $(G^H G)^{-1} G^H x (x^H x)^{-1} x^H G$  ist und daß  $\alpha = (x^H x)^{-1} x^H G v$  ist. Eine Erfassungsstatistik wird nun festgelegt, um ein Maß des Erfolgsgrades der Signalerfassung bereitzustellen. Es gibt eine Vielzahl von möglichen Erfassungsstatistiken. In diesem Beispiel wird die gewählte Erfassungsstatistik  $\gamma_d$  beschrieben durch  $\gamma_d = (v^H G^H G v) / (\alpha^* x^H x \alpha)$ , was effektiv das Verhältnis der Leistung in der Trainingssequenz (modifiziert durch die gewichteten Sinusfunktionen) zur strahlbildenden Ausgangsleistung ist. Sie kann alternativ auf einem Korrelationskoeffizienten basieren, ähnlich dem vorher erwähnten. Eine andere Alternative für eine Erfassungsstatistik ist  $\gamma_d = \alpha^* x^H G (G^H G)^{-1} G^H x \alpha$ , da dieser Term maximiert werden muß, um den mittleren quadratischen Fehler konditioniert auf einem festen  $\alpha$  zu minimieren. Gleichung (19) kann geschrieben werden als:

$$J = \|x - CFv\|^2, \quad (20)$$

wobei  $Fv = g$  und  $v = (F^H C^H C F)^{-1} F^H C^H x = Bx$ , wobei  $B$  eine Matrix ist, die vorberechnet und gespeichert werden kann. In jedem Fall kann ungeachtet des angepaßten Dopplerkompensationsverfahrens die Dopplerverschiebung aufgefunden werden, wie vorher für den Mehrkanalfall beschrieben: zum Beispiel wird eine Korrelation der komplexkonjugierten Transponierten  $g^H$  von  $g$  mit den Sinusfunktionen  $s(f)$ , die den Frequenzunsicherheitsbereich überspannen, durchgeführt, um zu bestimmen, welche Frequenz eine beste Anpassung an die Frequenzverschiebung zwischen dem Signal und dem Empfänger LO ist.

**[0084]** Die adaptive Dopplerratenkompensierung kann ebenso implementiert werden für einen Einzelantennenempfänger in einer ähnlichen Weise wie die für einen Mehrantennenempfänger. Ebenso kann eine ursprüngliche Detektions- oder Erfassungssuche modifiziert werden, um einen Bereich von Zeitverzögerungen abzudecken. Eine Zielfunktion  $J$  kann geschrieben werden als:

$$J = \left\| \mathbf{x} - \mathbf{C}_1 \mathbf{F} \mathbf{v}_1 - \mathbf{C}_2 \mathbf{F} \mathbf{v}_2 - \dots \right\|^2 = \left\| \mathbf{x} - \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 \mathbf{F} & \mathbf{C}_2 \mathbf{F} & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \\ \vdots \end{bmatrix} \right\|^2 = \left\| \mathbf{x} - \hat{\mathbf{G}} \hat{\mathbf{v}} \right\|^2 \quad (22)$$

wobei  $\mathbf{v} = (\hat{\mathbf{G}}^H \hat{\mathbf{G}})^{-1} \hat{\mathbf{G}}^H \mathbf{x} = \mathbf{B} \mathbf{x}$ , wobei  $\mathbf{B}$  eine Matrix ist, die vorberechnet und gespeichert werden kann,  $\hat{\mathbf{G}}$  eine Matrix der Matrizen  $\mathbf{C}_i \mathbf{F}$  usw. ist. und  $\hat{\mathbf{v}}$  ein Vektor der Vektoren  $\mathbf{v}_i$  usw. ist. Hier ist jede Matrix  $\mathbf{C}_n$  ( $n = 1, 2, \dots$ ) diagonal und hat die gesamte Trainingssequenz oder einen Teil hiervon auf ihrer Hauptdiagonalen mit einer Verzögerung (oder einer Zeitverschiebung) von  $(n - 1)$  Abfragen, d. h. die  $n$ -te Matrix  $\mathbf{C}_n$  hat  $n - 1$  Nullen auf ihrer Diagonalen.

**[0085]** Die adaptive Dopplerkompensierung für einen Einkanal-DS-SS (direct sequence spread-spectrum) Empfänger kann wie folgt erzielt werden. Aus anschaulichen Gründen wird der Fall eines symbolperiodischen DS-SS Systems betrachtet, d. h. bei dem die Länge des Spreizcodes (vorher festgelegt) in Chips  $L T_c$  beträgt, wobei  $L$  die Anzahl von Chips im Spreizcode ist und  $T_c$  die Zeitdauer eines Chips ist. Aus anschaulichen Gründen wird angenommen, daß es keine Mehrwegübertragung gibt und daß Synchronisation erreicht wurde. Die Empfängeramplituden für das  $n$ -te Symbol ist  $y = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n)$ , wobei  $\mathbf{w}$  ein  $(L, 1)$  Wichtungsvektor ist und  $\mathbf{x}(n)$  ein  $(L, 1)$  Datenvektor ist. Ein Erwartungswert  $E = \langle |y_n|^2 \rangle$  der Empfängeramgangsleistung wird dann entsprechend der Beschränkung minimiert, d. h.

$$\min E \langle |y_n|^2 \rangle \text{ in Abhängigkeit von } \mathbf{Z}^H \mathbf{w} = \mathbf{g} \quad (23)$$

wobei  $\mathbf{w}$  ein Wichtungsvektor gleich  $\mathbf{M}^{-1}(\mathbf{Z}^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{Z}) \mathbf{g}$ , wobei  $\mathbf{M}$  eine kovariante Matrix ist, die definiert ist durch  $\mathbf{M} = E \langle \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \rangle$ ,  $\mathbf{Z}$  eine Matrix ist, die gegeben ist durch  $\mathbf{Z} = [\mathbf{C} \mathbf{F}_1 \mathbf{C} \mathbf{F}_2 \dots]$  und  $\mathbf{C}$  und  $\mathbf{F}_p$  ( $p = 1, 2, \dots$ ) wie vorher festgelegt sind. Die Berechnung des Gewichtsvektors  $\mathbf{w}$  erfordert einen optimalen Wert für den Vektor  $\mathbf{g}$ . Um  $\mathbf{g}$  abzuschätzen, wird die Leistung des gewünschten Signals im Empfängeranfang maximiert in Abhängigkeit von  $\|\mathbf{g}\|^2 = 1$ . Durch Ersetzung für den Wichtungsvektor  $\mathbf{w}$  ergibt sich die Ausgangsleistung  $P_{\text{out}}$  zu:

$$\propto E \langle |y_n|^2 \rangle = \mathbf{g}^H (\mathbf{Z}^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{Z})^{-1} \mathbf{g} \quad (24)$$

somit ist  $\mathbf{g}$ , um die gewünschte Signalstärke zu maximieren, ein Haupteigenvektor von  $(\mathbf{Z}^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{Z})^{-1}$ .

**[0086]** In dem Fall der 3G Mobilübertragung UMTS kann adaptive Dopplerkompensierung für Ablenksignale (Mobilteil zur Basisstation) mit einem Einzelkanalempfänger wie folgt erzielt werden. UMTS hat eine Trainingssequenz aus Bits, die als ein Pilotsignal bezeichnet wird, von dem jeder Empfänger eine Replik hat, die als Replikcode bezeichnet wird. Empfangene Signalabfragen werden in einem Vektor  $\mathbf{x}$  gesammelt und die Abfragen des Replikcodes des Empfängers werden in einem anderen Vektor  $\mathbf{c}$  gesammelt. Für ein Pilotbit, das  $L = 256$  Chips jeweils der Dauer  $T_c$  beinhaltet, kann gezeigt werden, daß ein Dopplerfrequenzunsicherheitsraum ( $\Delta f \leq |6,5 \text{ kHz}|$  wie oben erwähnt) durch zwei Basisfunktionen dargestellt werden kann, zum Beispiel durch eine Zweispaltenmatrix  $\mathbf{F}$  ( $L, 2$ ). Somit kann ein geeignete kleinste-Quadrat-Zielfunktion  $J$ , die adaptive Frequenzkompensation inkorporiert, beschrieben werden durch:

$$J = \|\text{imag}\{\text{diag}(\mathbf{c}^* \circ \mathbf{x})\} \mathbf{F} \mathbf{v} - \mathbf{p}\|^2 = \|\bar{\mathbf{X}} \mathbf{v} - \mathbf{p}\|^2 \quad (25)$$

wobei „imag“ anzeigt, daß ein Imaginärteil eines Empfängerabfragekorrelationsprodukts genommen wird, wenn erwartet wird, daß das Pilotsignal auf einer Quadratur oder einem „Q“ Kanal sitzt, „diag“ anzeigt, daß der nachfolgende Term in Klammern Diagonalelemente einer Diagonalmatrix sind, die „elementweise“ Multiplikation bezeichnet, d. h. zwei Vektoren  $\mathbf{a}$  und  $\mathbf{b}$  werden miteinander elementweise multipliziert, um einen Vektor  $\mathbf{d}$  zu ergeben, wenn ein  $i$ -tes Element  $d_i$  gleich einem Produkt  $a_i b_i$  des  $i$ -ten Elements von  $\mathbf{a}$  bzw.  $\mathbf{b}$  ist;  $\mathbf{v} = (\bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{X}})^{-1} \bar{\mathbf{X}}^H \mathbf{p}$ ; und  $\mathbf{p}$  ein  $(L, 1)$  Vektor der Pilotsignalabfragen ist. Der Empfängeranfang wird beschrieben durch  $y = \text{image}\{\text{diag}(\mathbf{c}^* \circ \mathbf{x})\} \mathbf{F} \mathbf{v}$ , welcher summiert wird und das abgeschätzte Pilotbit wird als Vorzeichen der Summe gewählt, d. h.  $\text{sgn}(1^T y)$ , wobei  $1^T$  ein  $(L, 1)$  Vektor aus Einsen bezeichnet und  $\mathbf{F} \mathbf{v}$  ein  $(L, 1)$  Vektor ist, der verwendet werden kann, um die Dopplerverschiebung aufzufinden, wie vorher beschrieben. In diesem Verfahren werden die Abfragen des Korrelationsprodukts direkt ins Basisband übersetzt.



**[0087]** Die Ergebnisse für die adaptive Kompensation für die Dopplerverschiebung unter Verwendung eines Empfängers mit einer einzelnen Antenne werden wie folgt erhalten. Die Erfassung eines binären Einkanal-Phaseshiftkeying-Signals (BPSK) mit einem Signal/Rausch verhältnis (SNR) von 5 dB wurde simuliert. Dieses Signal wurde mit Übersendung und Empfang mit einem „root-raised“ Kosinusfilter (RRC) (Wurzel aus Nyquist-Filter) mit einem Start von 0,2 gefiltert. Es gab vier Abfragen pro Symbol (RRC Filterimpulsantwort, abgeschnitten bei 10 Symbolen) und das SNR wurde als Ausgang des Empfangsfilters eingestellt.

**[0088]** Ergebnisse sind in [Fig. 11](#) und [Fig. 12](#) gezeigt, die Darstellung des SNR mit Erfassung sind als eine Funktion der normalisierten Dopplerverschiebung ( $\Delta f_d T$ ) auf einer logarithmischen Skala für Trainingssequenzen der Länge 30 bzw. 100 Symbolen, jeweils gemittelt über 100 experimentelle Läufe. In diesen Zeichnungen zeigen die Kurven **80** und **90** wie das SNR in Abwesenheit jeglicher Frequenzkompensation variiert, d. h. das SNR fällt weg, wenn die normalisierte Dopplerverschiebung auf  $10^{-2}$  abfällt. Die Kurven **82** und **92** zeigen, wie SNR variiert, wenn die adaptive Basisfunktionsfrequenzkompensation in Übereinstimmung mit der Erfindung verwendet wird: diese Kurven zeigen, daß ein tatsächliches konstantes und hohes SNR für den gesamten Bereich des normalisierten Dopplereffekts beibehalten wird, d. h. von  $10^{-5}$  bis  $10^{-1}$ . Für Vergleichszwecke sind Ergebnisse, die unter Verwendung eines alternativen Frequenzkompensationsverfahrens erhalten wurden, ebenso als Kurven **84** und **94** gezeigt, wobei dieses Verfahren auf einer Taylor-Entwicklung basiert, wie vorher beschrieben. Obgleich es besser ist als überhaupt keine Frequenzkompensierung, ist dies Taylor-Entwicklungsverfahren schlechter als die Erfindung bei einem normalisierten Doppler oberhalb von  $10^{-2}$ .

**[0089]** Die Tabelle 3 zeigt Größen von Basissätzen von Frequenzfunktionen, die in der Frequenzkompensation in Übereinstimmung mit der Erfindung verwendet wurden, um die in den [Fig. 11](#) und [Fig. 12](#) gezeigten Ergebnisse zu erhalten.  $1,0e - 0n$  ( $n = 1, 2, 3, 4$  oder  $5$ ) bedeutet hier  $10^{-n}$ . Nur in dem Fall der normalisierten Doppler  $10^{-2}$  und  $10^{-1}$  war mehr als eine Basisfunktion erforderlich (d. h. wenn  $|\text{sinc}(\pi \Delta f_d T)| > 0,1\pi$ ).

Normalisierter Doppler	Figur 11 30 Trainingssymbole	Figur 12 100 Trainingssymbole
$1,0e - 05$	1	1
$1,0e - 04$	1	1
$1,0e - 03$	1	2
$1,0e - 02$	2	4
$1,0e - 01$	8	23

Tabelle 3: Größe des Basissatzes als eine Funktion des normalisierten Dopplers und der Trainingssequenzlänge.

**[0090]** Die Tabelle 4 zeigt abgeschätzte mittlere normalisierte Doppler („est“) und tatsächliche Äquivalente („true“). Man sieht, daß diese mittleren Werte innerhalb von 1% der tatsächlichen Werte in drei von vier Fällen sind und innerhalb von 5% in dem vierten Fall.

Trainingssymbole	Normalisierter Doppler	Normalisierter Doppler
30: Figur 11	True: 0,01 est 0,009536	True 0,1 est 0,09952
100: Figur 12	True 0,01 est 0,09928	True 0,1 est 0,1

Tabelle 4 : tatsächliche und geschätzte normalisierte Doppler.

**[0091]** Das Verfahren der Erfindung wurde in einer Softwareimplementierung eines Einkanal HF STANAG 4285 Modem aufgenommen und mit Off-Air-Daten betrieben. Ein STANAG-Signal wurde eingesetzt, das ein Frameformat (256 Symbole) mit einer Periode von 106,67 ms und einer Kanalsymbolrate von 2,4 Kilosymbolen/s hatte. Die Erfassung wurde durchgeführt unter Verwendung einer Trainingssequenz aus 80 Symbolen, die einer periodische Wiederholung einer 31 Chip M-Sequenz ( $31 + 31 + 18$ ) war, wie veröffentlicht in dem Standardization Agreement, North Atlantic Treaty Organization, Military Agency for Standardization, „Characteristics of 1200/2400/3600 bits per second single tone modulators/demodulators for HF radio links“, 1989. Somit hat die Korrelationsfunktion einen Hauptpeak, flankiert von Nebenpeaks 31 Symbole auf beiden Seiten. Das verwendete Erfassungsverfahren suchte nach zwei Korrelationspeaks 31 Symbole entfernt. Um die Visualisierung zu unterstützen, ist jedoch ein Korrelationskoeffizient allein in [Fig. 13](#) und [Fig. 14](#) aufgetragen über der Zeit für ein kurzes Segment der Off-Air-Daten gezeigt. [Fig. 13](#) zeigt den Korrelationskoeffizienten für ein

empfangenes Signal, korreliert mit der Trainingssequenz für einen Null-Doppler-Offset. Diese Datendatei hat eine Dopplerverschiebung von näherungsweise 5 Hz (d. h.  $\Delta f_d T = 2,1e - 03$ ). [Fig. 14](#) zeigt den Korrelationskoeffizienten für ein empfangenes Signal, wenn das Verfahren der Erfindung verwendet wird (mit sieben Basisfunktionen, um Dopplerverschiebungen bis zu einem Maximum von  $\Delta f_d$  von 75 Hz abzudecken). Wie man sieht, funktioniert die Erfindung zufriedenstellen, da das STANAG-Signal erfaßt wird.

**[0092]** [Fig. 15](#) zeigt Frequenzverschiebungsabschätzungen über einem Segment von Off-Air-Daten, aufgetragen über der Zeit. Eine erste Kurve **110** zeigt „wahre“ Frequenzverschiebungen, wie sie von einer Softwaremodemimplementierung erfaßt wurden, d. h. nach der Zeitverschiebungswiedergewinnung, der Feinfrequenzkompensierung und Filterung. Eine zweite Kurve **112** zeigt rohe oder ursprüngliche Frequenzverschiebungsabschätzungen auf der Erfassung, erhalten durch das Verfahren der Erfindung. Man sieht, diese ursprünglichen Frequenzabschätzungen sind in guter Übereinstimmung mit den tatsächlichen Frequenzverschiebungen.

**[0093]** Wie vorher für den Mehrkanalfall beschrieben, kann die ursprüngliche Detektions- oder Erfassungssuche modifiziert werden, um einen Bereich von Zeitverzögerungen abzudecken sowie adaptive Dopplerkompensierung aufzunehmen.

**[0094]** Als eine Darstellung der adaptiven Einzelkanalfrequenzkompensation wurde eine Simulation des universellen Mobiltelefonsystemuplinks (UMTS), d. h. Mobilgerät zu Basisstation, implementiert unter Verwendung des adaptiven Frequenzkompensierungsverfahrens der Erfindung. In diesem Beispiel wurden 10 UMTS-Sender gleichförmig im Abstand zwischen 1 km und 5 km von einer Basisstation verteilt und Mehrwegeausbreitung und Kanaldoppleraufspreizung wurden ignoriert. Die Simulation setzte eine Energiesteuerung ein, wie beschrieben ist in Morelli M. in „Doppler-Rate Estimation for Burst Digital Transmission“, IEEE Trans. Commun., Band 50, Nr. 5, Mai 2002, Seiten 707 10. Die Übertragungen basierten auf einem 12,2 Kilobits/s (kbps) Sprachdienst, wie beschrieben in Agilent: „Designing and Testing 3GPP W-CDMA User Equipment, Application Nr. 1356“, <http://litersture.agilent.com/litweb/pdf/5980-1238E.pdf> (ein pseudoquadraturamplitudenmoduliertes Signal (pseudo-QAM Signal)). Als ein Maß der Erfassungsleistung wurde die Abschätzung von bekannten Bits auf einem Pilotkanal betrachtet; die Daten waren hier auf einem Inphase-(I)-Kanal und die Pilotdaten auf einem Quadratur-(Q)-Kanal (8 bekannte Pilotbits mit der Bitrate 15 kbps). Die Verarbeitung erfolgte in Übereinstimmung mit Gleichung (24) und den folgenden.

**[0095]** Einhundert experimentelle Läufe wurden mit einer Emitterverteilung, wie oben beschrieben und zufälligen Dopplerverschiebungen  $\Delta f$  gleichförmig verteilt im Frequenzverschiebungsbereich  $-6,5 \text{ kHz} \leq \Delta f \leq 6,5 \text{ kHz}$  durchgeführt. Die [Fig. 16](#) und [Fig. 17](#) zeigen die Detektionsleistung für einen bestimmten Sender über der Pilotbitsequenz mit und ohne das adaptive Frequenzkompensierungsverfahren der Erfindung. In diesen Zeichnungen wird eine Detektionsstatistik gegenüber der Dopplerverschiebung dargestellt und ein Detektionsstatistikwert von 1 zeigt an, daß die 8-Bit Pilotbitsequenz korrekt erfaßt wurde und 0 zeigt an, daß sie nicht erfaßt wurde. [Fig. 16](#) zeigt das 100% der Werte 1 betragen und daher das adaptive Frequenzkompensationsverfahren der Erfindung immer die Pilotbitsequenz korrekt erfaßte. Im Gegensatz dazu zeigt [Fig. 17](#) das 100% der Werte 0 waren, was anzeigt, daß ohne Frequenzkompensierung die Pilotbitsequenz niemals erfaßt wurde.

**[0096]** Die [Fig. 18](#) und [Fig. 19](#) zeigen Pilotbitzählungen, aus denen die in den [Fig. 16](#) und [Fig. 17](#) gezeigten Ergebnisse abgeleitet wurden. [Fig. 18](#) zeigt, daß alle acht Pilotbits immer erfaßt wurden unter Verwendung des adaptiven Frequenzkompensationsverfahrens der Erfindung. [Fig. 19](#) zeigt, daß ohne Frequenzkompensierung die Anzahl der erfaßten Pilotbits von 1 bis 7 variierte, alle acht Pilotbits jedoch niemals erfaßt wurden.

**[0097]** Obgleich es erwartet wird, daß UMTS-Basisstationen eine Form der Frequenzkompensierung einsetzen werden, gibt es keine Details in der veröffentlichten Literatur. Es ist somit nicht möglich, die Leistung der adaptiven Frequenzkompensationsverfahrens der Erfindung mit Techniken zu vergleichen, die von UMTS-Basisstationen eingesetzt werden.

**[0098]** Die Berechnungen, die in der vorhergehenden Beschreibung ausgeführt wurden, können eindeutig in einer automatisierten Art und Weise bewertet werden, d. h. ein geeignetes Computerprogramm, das Programmcodebefehle aufweist, die in einem geeigneten Trägermedium verkörpert sind und auf einem konventionellen Computersystem ablaufen. Das Computerprogramm kann in einem Speicher, einer Diskette oder einer CD oder optischen Platte oder einem anderen Hardwareaufzeichnungsmedium oder einem elektrischen oder optischen Signal verkörpert sein. Solch ein Programm ist für einen geübten Programmierer leicht auf der Basis der vorhergehenden Beschreibung ohne erfinderisch tätig zu werden, zu implementieren, da es gute bekannte Rechenprozeduren beinhaltet.

### Patentansprüche

1. Automatisiertes Verfahren zum Kompensieren eines Frequenzversatzes in einem empfangenen Signal und Approximieren eines gewünschten frequenzverschobenen Signals, das die Schritte aufweist:  
Konstruieren eines Referenzsignals, welches eine adaptiv gebildete Kombination aus Basisfunktionen und einer ursprünglichen Trainingssequenz ist,  
Minimieren einer Zielfunktion des Referenzsignals, wobei die Zielfunktion eine adaptiv gewichtete Kombination der Basisfunktionen, der ursprünglichen Trainingssequenz und des empfangenen Signals ist, und  
Erfassen des gewünschten frequenzverschobenen Signals, wenn die Zielfunktion anzeigt, daß es einen akzeptablen Korrelationsgrad zwischen dem konstruierten Referenzsignal und dem empfangenen Signal gibt.

2. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem eine minimale Zielfunktion einen maximalem Korrelationsgrad anzeigt.

3. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem die Zielfunktion weiterhin eine Beschränkung beinhaltet, um nicht triviale Lösungen zu erhalten.

4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Beschränkung eine Signalstärke ungleich Null fordert.

5. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Zielfunktion J gegeben ist durch:

$$J = \|Xw - CFv\|^2 + \lambda(w^H X^H X w - 1),$$

wobei X eine Matrix aus empfangenen Signalabfragen ist, w ein Vektor der strahlbildenden Wichtungen, die angepaßt sind, um J zu minimieren, C eine Diagonalmatrix mit Elementen der Trainingssequenz auf der Diagonalen ist, F eine Matrix mit Spalten ist, die jeweiligen Basisfunktionen festlegen, v ein Vektor der Wichtungen ist, die angepaßt sind, um J zu minimieren, der hochgestellte Index H eine komplexkonjugierte, Transponierte anzeigt und  $\lambda$  ein Lagrange-Multiplikator ist und der Term, den  $\lambda$  einführt, die Ausgangsleistung des Strahlbilders auf ungleich Null zu beschränkt.

6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß es das intervallweise Bestimmen adaptiver Wichtungsvektoren w und v beinhaltet, aus zutreffenden Schätzungen einer Korrelationsmatrix, die aus mehreren Datenvektoren bestimmt wurde, und aus inversen solcher Schätzungen, die rekursiv aktualisiert wurden, um sukzessiv neue Datenvektoren zu reflektieren, die Reihen der Matrix X sind.

7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß es das rekursive Aktualisieren inverser Korrelationsmatrizen beinhaltet durch:

- Bilden eines Vektors  $u(n)$  mit einem ersten Element  $u_1(n)$  gleich  $\sqrt{U_{1,1}(n)}$  und anderen Elementen  $u_p(n)$  ( $p = 2$  bis  $M$ ), die entsprechende Verhältnisse  $U_{p,1}(n)/u_1(n)$  sind, wobei  $U_{p,1}(n)$  daß p-te Element einer ersten Spalte einer Matrix  $U(n)$  ist, die Matrix  $U(n) = u(n)u^H(n) = x(n)x^H(n) - x(n-K+1)x^H(n-K+1)$ , wobei  $x(n)$  der letzte Datenvektor ist und  $x(n-K+1)$  der letzte Datenvektor ist, der bei der Aktualisierung beteiligt war, und  $x(n)x^H(n)$  und  $x(n-K+1)x^H(n-K+1)$  Korrelationsmatrizen sind,
- Multiplizieren einer vorherigen inversen Korrelationsmatrix  $P(n-1)$  mit dem Vektor  $u^H(n)$  von links und Multiplizieren mit dem Vektor  $u(n)$  von rechts, um ein Produkt zu bilden und Hinzufügen des Produktes zu einem Forget-Faktor, um eine Summe zu bilden,
- Multiplizieren der vorherigen inversen Korrelationsmatrix  $P(n-1)$  mit dem Vektor  $u(n)$  von rechts und Teilen durch diese Summe, um einen Quotient zu bilden, und
- Subtrahieren des Quotienten von der vorherigen inversen Korrelationsmatrix  $P(n-1)$ , um eine Differenz zu bilden.

8. Verfahren nach Anspruch 1 für das Erfassen eines Signals mit einem Empfänger mit mehreren Antennenelementen.

9. Verfahren nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß die Zielfunktion J gegeben ist durch:

$$J = \|x - CFv\|^2,$$

wobei x ein Vektor der empfangenen Signalabfragen ist und v, C und F wie vorher festgelegt sind.

10. Verfahren nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß die Zielfunktion J gegeben ist durch:

$$J = \|\alpha x - Gv\|^2 + \lambda(\alpha^* x^H x \alpha - 1),$$

wobei  $\alpha$  ein Skalierungsfaktor ist,  $x$  ein Vektor aus empfangenen Signalabfragen ist,  $G$  eine Matrix gleich  $CF$  ist und  $v$ ,  $\lambda$ ,  $C$ ,  $F$  und  $H$  wie vorher definiert sind.

11. Vorrichtung für den frequenzkompensierten Kommunikationsempfang, die aufweist:  
eine Einrichtung für das Kompensieren eines Frequenzversatzes in einem empfangenen Signal und das Approximieren eines gewünschten frequenzverschobenen zu erfassenden Signals,  
eine Einrichtung zum Konstruieren eines Referenzsignals, das eine adaptiv gebildete Kombination aus Basisfunktionen und einer ursprünglichen Trainingsfrequenz ist, wobei  
die Einrichtung für das Konstruieren des Referenzsignals betreibbar ist, um eine Kostenfunktion zu minimieren, wobei die Zielfunktion eine adaptiv gewichtete Kombination aus Basisfunktionen, der ursprünglichen Trainingssequenz und dem empfangenen Signal beinhaltet, und  
eine Einrichtung für das Erfassen des gewünschten frequenzverschobenen Signals, wenn die Zielfunktion anzeigt, daß es einen akzeptablen Korrelationsgrad zwischen dem konstruierten Referenzsignal und dem empfangenen Signal gibt.

12. Vorrichtung nach Anspruch 1, bei dem eine minimale Zielfunktion einen maximalen Korrelationsgrad anzeigt.

13. Vorrichtung nach Anspruch 1, bei der die Zielfunktion weiterhin eine Beschränkung beinhaltet, um nicht triviale Lösungen zu erhalten.

14. Vorrichtung nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, daß die Beschränkung einer Signalstärke ungleich Null erfordert.

15. Vorrichtung nach Anspruch 13, gekennzeichnet dadurch, daß die Zielfunktion J gegeben ist durch:  $J = \|Xw - CFv\|^2 + \lambda(w^H X^H X w - 1)$ , wobei  $X$  eine Matrix aus empfangenen Signalabfragen ist,  $w$  ein Vektor der strahlformenden Wichtungen ist, die angepaßt sind, um  $J$  zu minimieren,  $C$  eine Diagonalmatrix mit Elementen der Trainingssequenz auf ihrer Diagonale ist,  $F$  eine Matrix mit Spalten ist, die entsprechende Basisfunktionen festlegt,  $v$  ein Vektor aus Gewichten ist, die angepaßt sind, um  $J$  zu minimieren, der hochgestellte Index  $H$  eine komplexkonjugierte Transponierte anzeigt und  $\lambda$  ein Lagrange-Multiplikator und der von  $\lambda$  eingefügte Term, die Beschränkung der Ausgangsleistung des Strahlformers auf ungleich Null bewirkt.

16. Vorrichtung nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, daß sie eine Einrichtung für das intervallweise Bestimmen der adaptiven Wichtungsvektoren  $w$  und  $v$  aus zutreffenden Abschätzungen einer Korrelationsmatrix, die aus mehreren Datenvektoren bestimmt wurde, und aus inversen solcher Abschätzungen, die rekursiv aktualisiert wurden, um sukzessiv neue Datenvektoren zu berücksichtigen, die Reihen der Matrix  $X$  sind, beinhaltet.

17. Vorrichtung nach Anspruch 16, dadurch gekennzeichnet, daß sie weiterhin eine Einrichtung für das rekursive Aktualisieren inverser Korrelationsmatrizen aufweist durch:

- Bilden eines Vektors  $u(n)$  mit einem ersten Element  $u_1(n)$  gleich  $\sqrt{U_{1,1}(n)}$  und anderen Elementen  $u_p(n)$  ( $p = 2$  bis  $M$ ), die entsprechende Verhältnisse  $U_{p,1}(N)/u_1(n)$  sind, wobei  $U_{p,1}(n)$  das  $p$ -te Element einer ersten Spalte einer Matrix  $U(n)$  ist, die Matrix  $U(n) = u(n)u^H(n) = x(n)x^H(n) - x(n-K+1)x^H(n-K+1)$ , wobei  $x(n)$  der letzte Datenvektor ist und  $x(n-K+1)$  der letzte Datenvektor, der bei der Aktualisierung involviert war, ist, und  $x(n)x^H(n)$  und  $x(n-K+1)x^H(n-K+1)$  Korrelationsmatrizen sind,
- Multiplizieren einer vorherigen inversen Korrelationsmatrix  $P(n-1)$  mit dem Vektor  $u^H(n)$  von links und Multiplizieren mit dem Vektor  $u(n)$  von rechts, um ein Produkt zu bilden und Addieren des Produktes zu einem Forget-Faktor, um eine Summe zu bilden,
- Multiplizieren der vorherigen inversen Korrelationsmatrix  $P(n-1)$  mit dem Vektor  $u(n)$  von rechts und Teilen durch diese Summe, um einen Quotienten zu bilden, und
- Subtrahieren des Quotienten von der vorherigen inversen Korrelationsmatrix  $P(n-1)$ , um eine Differenz bereitzustellen.

18. Vorrichtung nach Anspruch 11 mit einem Empfänger mit mehreren Antennenelementen.

19. Vorrichtung nach Anspruch 18, dadurch gekennzeichnet, daß die Zielfunktion J gegeben ist durch:  $J =$

$\|x - CFv\|^2$ , wobei  $x$  ein Vektor der empfangenen Signalabfragen ist und  $v$ ,  $C$  und  $F$  wie vorher festgelegt sind.

20. Vorrichtung nach Anspruch 18, dadurch gekennzeichnet, daß die Zielfunktion  $J$  gegeben ist durch:  $J = \| \alpha x - Gv \|^2 + \lambda (\alpha^H x^H x \alpha - 1)$ , wobei  $\alpha$  ein Skalierungsfaktor ist,  $x$  ein Vektor aus empfangenen Signalabfragen ist,  $G$  eine Matrix gleich  $CF$  ist und  $v$ ,  $\lambda$ ,  $C$ ,  $F$  und  $H$  wie vorher definiert sind.

21. Computersoftware für das Steuern eines Computerprozessors und für die Verwendung bei dem frequenzkompensierten Kommunikationsempfang, dadurch gekennzeichnet, daß es Programmcodebefehle für das Kompensieren eines Frequenzversatzes in einem empfangenen Signal und Approximieren eines gewünschten frequenzverschobenen Signals beinhaltet, das aufweist:

Programmcodebefehle für das Konstruieren eines Referenzsignals, das eine adaptiv gebildete Kombination aus Basisfunktionen und einer ursprünglichen Trainingssequenz ist,

Programmcodebefehlen für das Minimieren einer Zielfunktion eines Referenzsignals, wobei die Zielfunktion eine adaptiv gewichtete Kombination der Basisfunktionen, der ursprünglichen Trainingssequenz und des empfangenen Signals ist, und

Programmcodebefehle für das Erfassen des gewünschten frequenzverschobenen Signals, wenn die Zielfunktion anzeigt, daß es einen akzeptablen Korrelationsgrad zwischen dem konstruierten Referenzsignal und dem empfangenen Signal gibt.

22. Computersoftware nach Anspruch 21, bei der eine minimale Zielfunktion einen maximalen Korrelationsgrad anzeigt.

23. Computersoftware nach Anspruch 21, bei der die Kostenfunktion weiterhin eine Beschränkung aufweist, um nicht triviale Lösungen zu erhalten.

24. Computersoftware nach Anspruch 23, dadurch gekennzeichnet, daß die Signalleistung ungleich Null erforderlich ist.

25. Computersoftware nach Anspruch 23, dadurch gekennzeichnet, daß die Zielfunktion  $J$  gegeben ist durch:  $J = \|Xw - CFv\|^2 + \lambda (w^H X^H X w - 1)$ , wobei  $X$  eine Matrix der empfangenen Signalabfragen ist,  $w$  ein Vektor der strahlbildenden Gewichtungen ist, die angepaßt sind, um  $J$  zu minimieren,  $C$  eine Diagonalmatrix mit Elementen der Trainingssequenz auf ihrer Diagonalen ist,  $F$  eine Matrix mit Spalten, die entsprechende Basisfunktionen festlegen, ist,  $v$  ein Vektor aus Gewichten ist, die angepaßt sind, um  $J$  zu minimieren, der hochgestellte Index  $H$  eine komplexkonjugierte Transponierte darstellt und  $\lambda$  ein Lagrange-Multiplikator und der Term, den  $\lambda$  einfügt, die Beschränkung, daß die strahlbildende Ausgangsleistung nicht Null ist, bewirkt.

26. Computersoftware nach Anspruch 25, dadurch gekennzeichnet, daß sie Programmcodebefehle für das Bestimmen der adaptiven Wichtungsvektoren  $w$  und  $v$  intervallweise aus zutreffenden Abschätzungen einer Korrelationsmatrix, die aus mehreren Datenvektoren bestimmt wurde, und aus inversen solcher Abschätzungen, die rekursiv aktualisiert wurden, um sukzessiv neue Datenvektoren, die Reihen der Matrix  $X$  sind, zu berücksichtigen.

27. Computersoftware nach Anspruch 25, dadurch gekennzeichnet, daß sie Programmcodebefehle für das rekursive Aktualisieren inverser Korrelationsmatrizen beinhaltet durch:

a) Bilden eines Vektors  $u(n)$  mit einem ersten Element  $u_1(n)$  gleich  $\sqrt{U_{1,1}(n)}$  und anderen Elementen  $u_p(n)$  ( $p = 2$  bis  $M$ ), die entsprechende Verhältnisse  $U_{p,1}(n)/u_1(n)$  sind, wobei  $U_{p,1}(n)$  das  $p$ -te Element einer ersten Spalte einer Matrix  $U(n)$  ist, wobei die Matrix  $U(n) = u(n)u^H(n) = x(n)x^H(n) - x(n-K+1)x^H(n-K+1)$ , wobei  $x(n)$  der letzte Datenvektor ist und  $x(n-K+1)$  der letzte Datenvektor, der bei der Aktualisierung involviert war, ist und  $x(n)x^H(n)$  und  $x(n-K+1)x^H(n-K+1)$  Korrelationsmatrizen sind,

b) Multiplizieren einer vorherigen inversen Korrelationsmatrix  $P(n-1)$  mit dem Vektor  $u^H(n)$  von links und Multiplizieren mit dem Vektor  $u(n)$  von rechts, um ein Produkt zu bilden und Addieren des Produktes zu einem Forget-Faktor, um eine Summe zu bilden,

c) Multiplizieren der vorherigen inversen Korrelationsmatrix  $P(n-1)$  mit dem Vektor  $u(n)$  von rechts und Teilen durch diese Summe, um einen Quotient zu bilden, und

d) Subtrahieren des Quotienten von der vorherigen inversen Korrelationsmatrix  $P(n-1)$ , um eine Differenz bereitzustellen.

28. Computersoftware nach Anspruch 22 für die Verwendung bei der Verarbeitung empfangener Signale, die von einem Empfänger mit mehreren Antennenelementen erfaßt wurden.

29. Computersoftware nach Anspruch 28, dadurch gekennzeichnet, daß die Zielfunktion J gegeben ist durch:  $J = ||x - CFv||^2$ , wobei x ein Vektor aus empfangenen Signalabfragen ist und v, C und F wie vorher definiert sind.

30. Computersoftware nach Anspruch 28, dadurch gekennzeichnet, daß die Zielfunktion J gegeben ist durch  $J = ||\alpha x - Gv||^2 + \lambda(\alpha^* x^H x \alpha - 1)$ , wobei  $\alpha$  ein Skalierungsfaktor ist, x ein Vektor aus empfangenen Signalabfragen ist, G eine Matrix gleich CF ist und v,  $\lambda$ , C, F und H wie vorher definiert sind.

Es folgen 6 Blatt Zeichnungen

## Anhängende Zeichnungen

Fig.1.

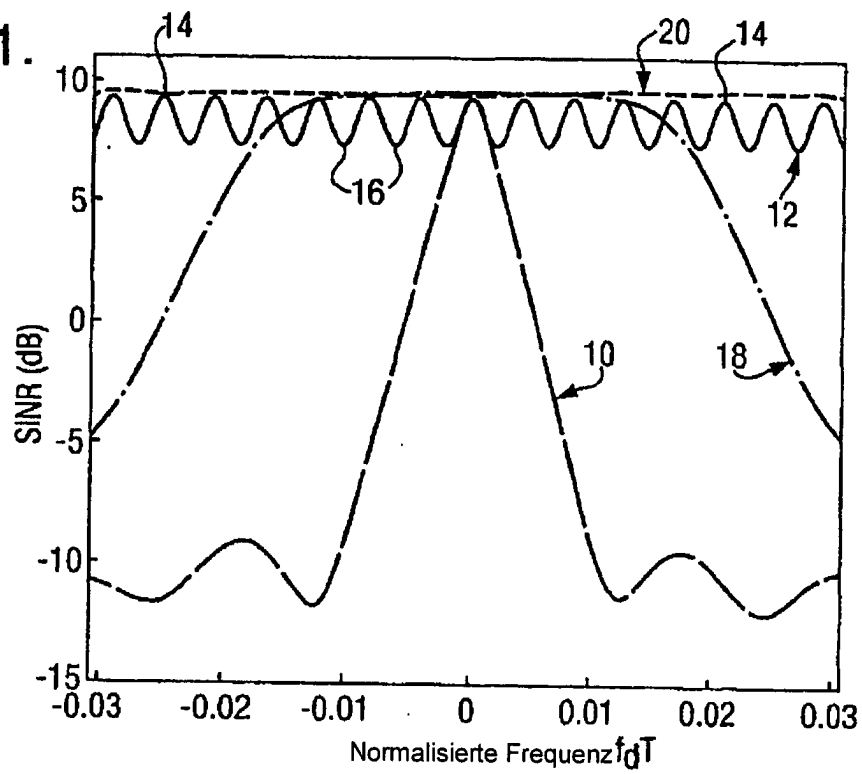
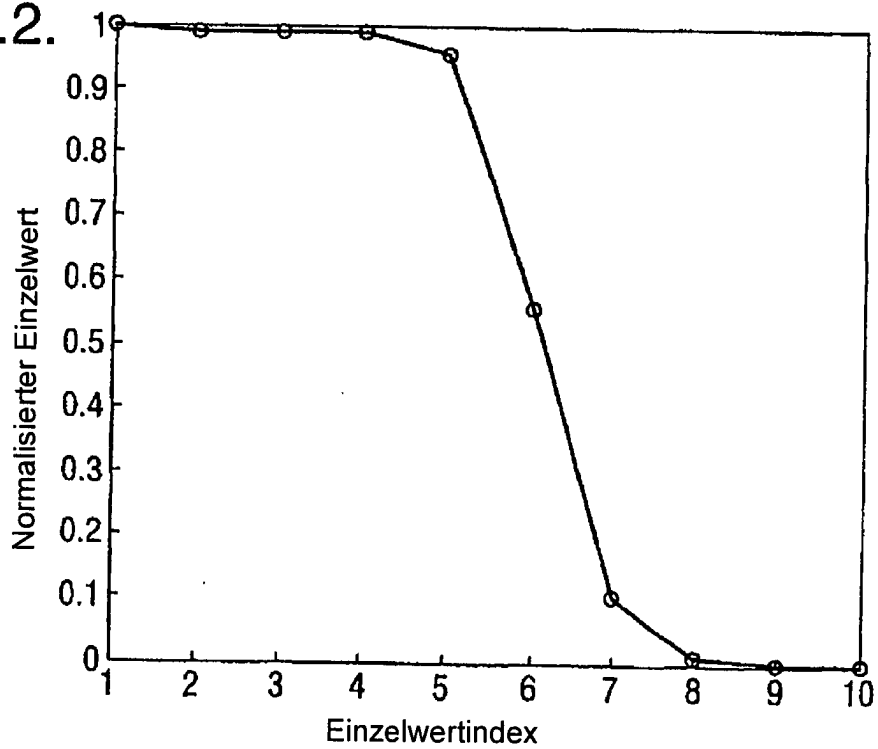


Fig.2.



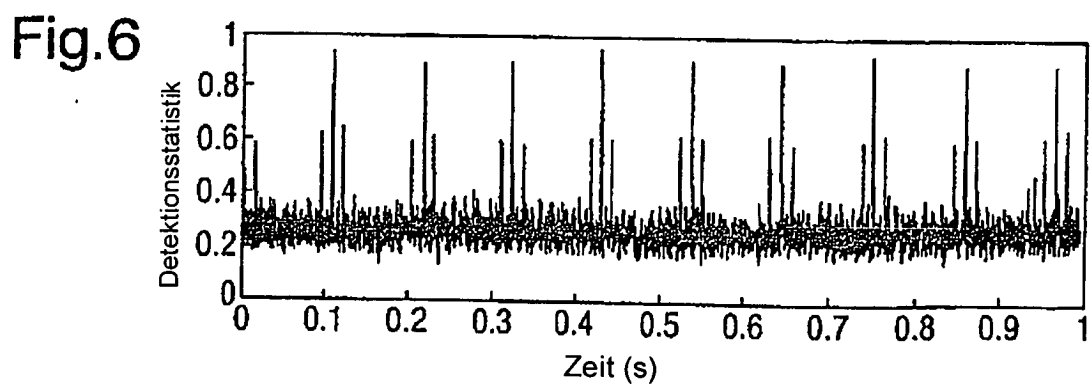
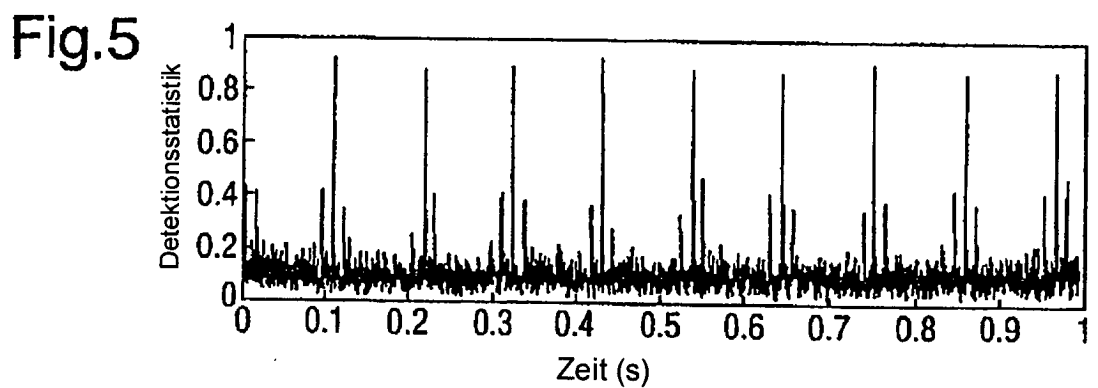
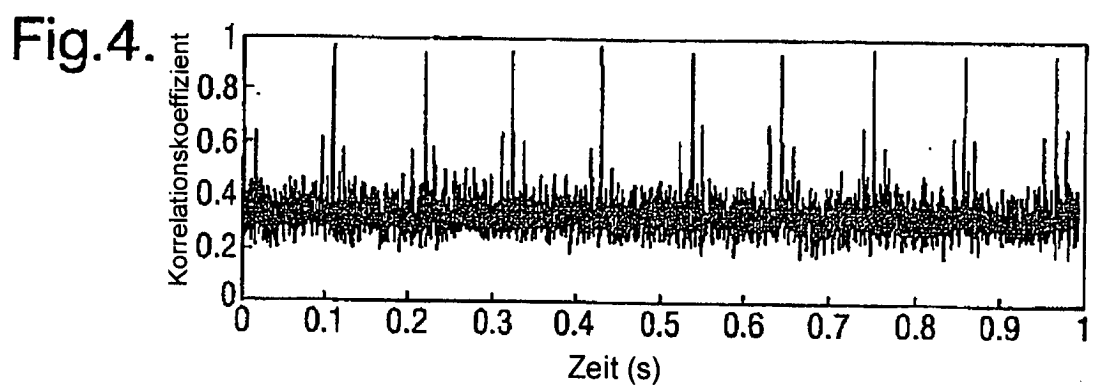
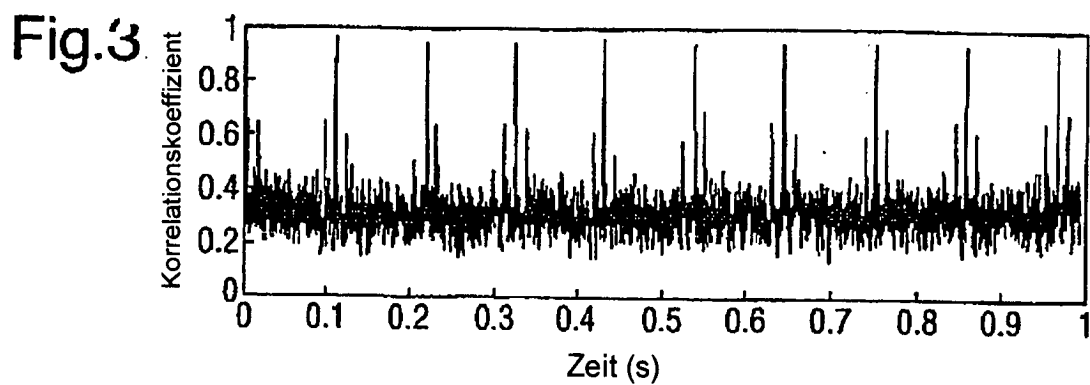




Fig.7.

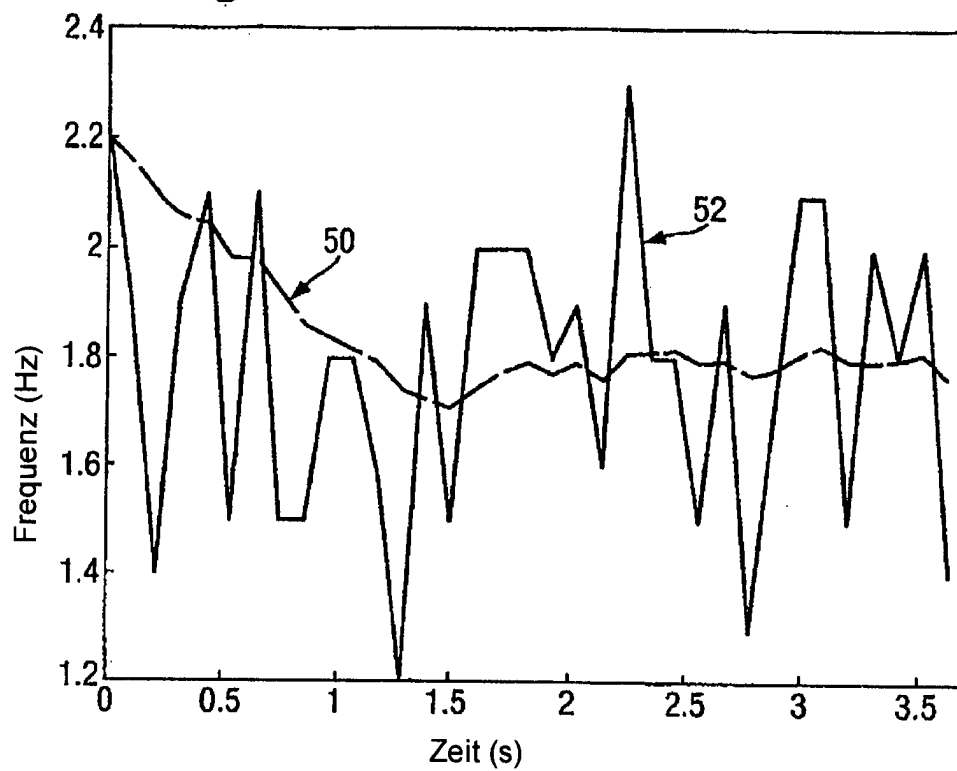


Fig.8.

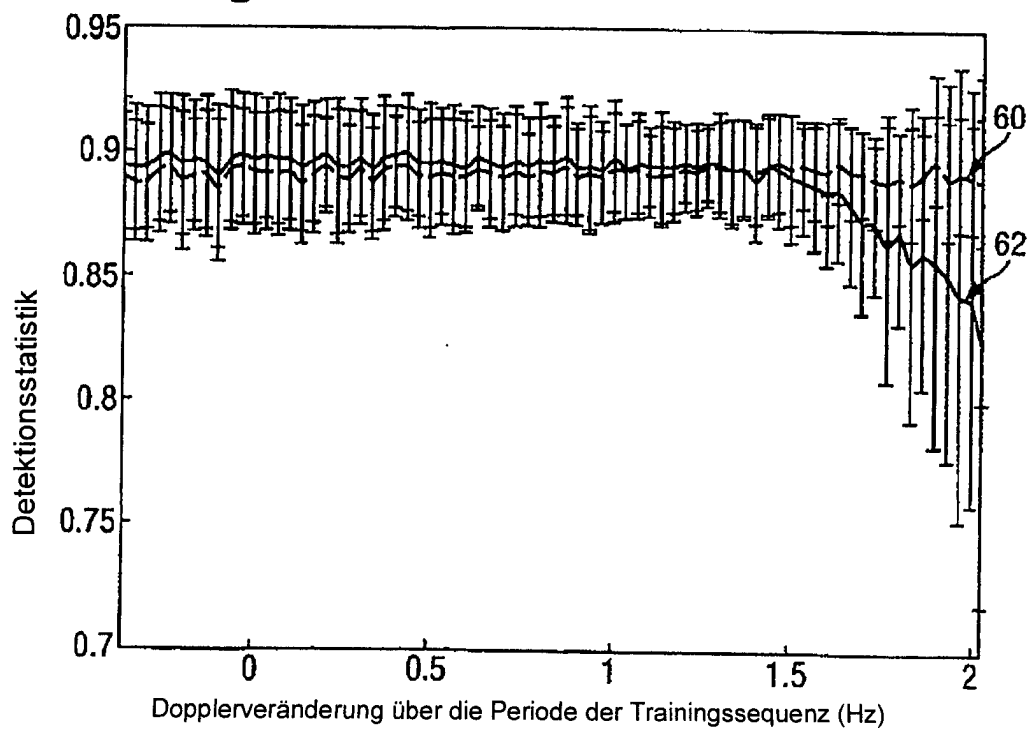


Fig.9.

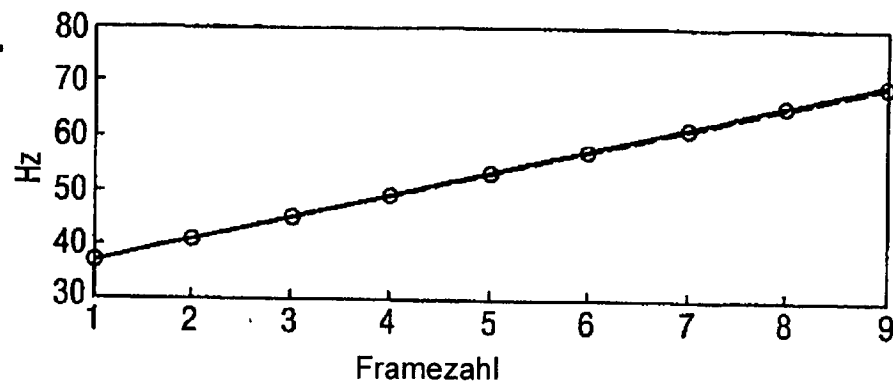


Fig.10.

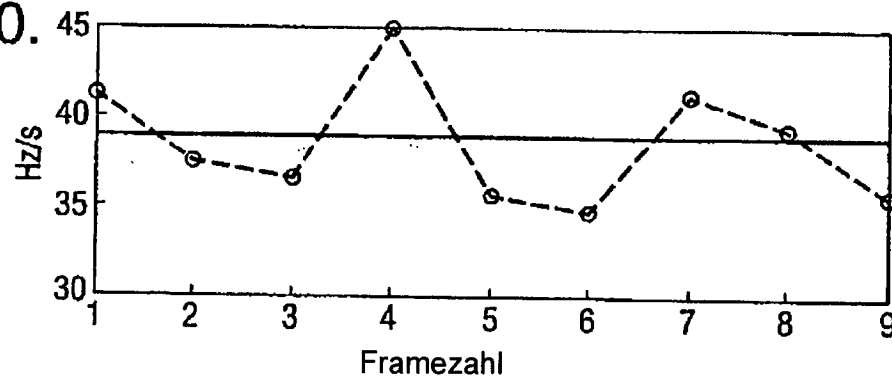


Fig.11.

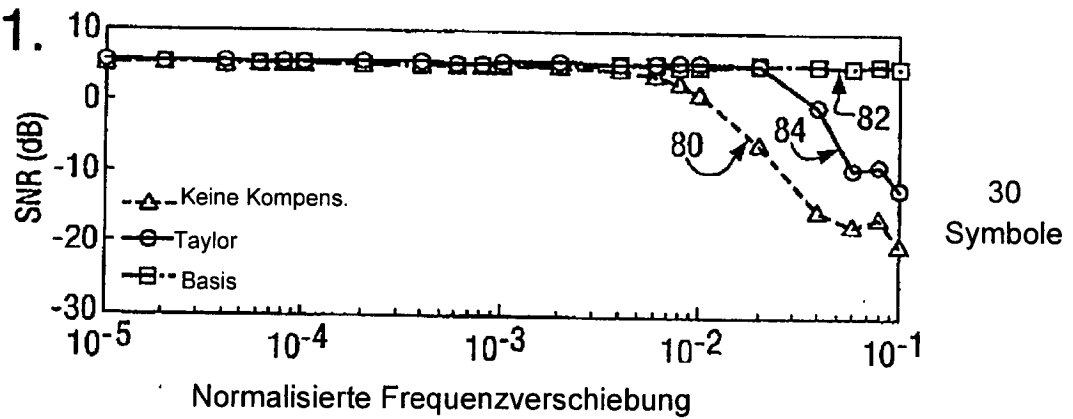


Fig.12.

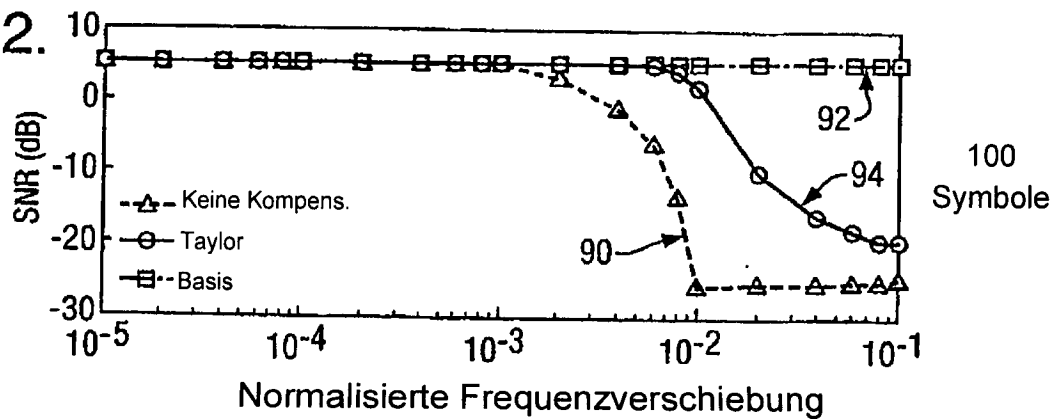


Fig.13.

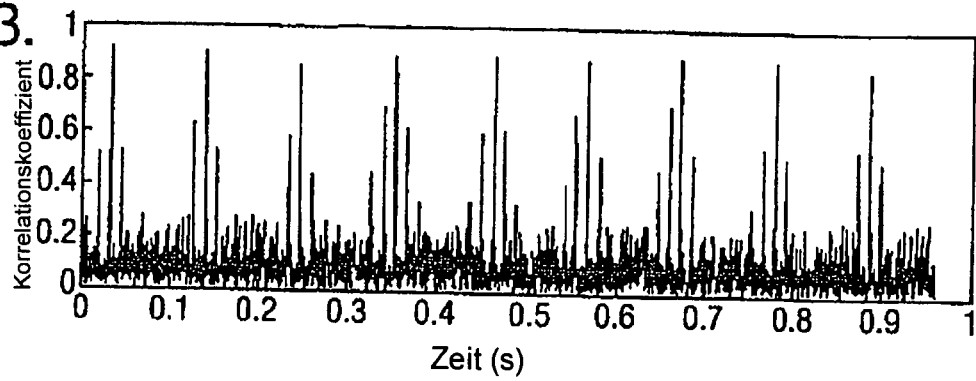


Fig.14.

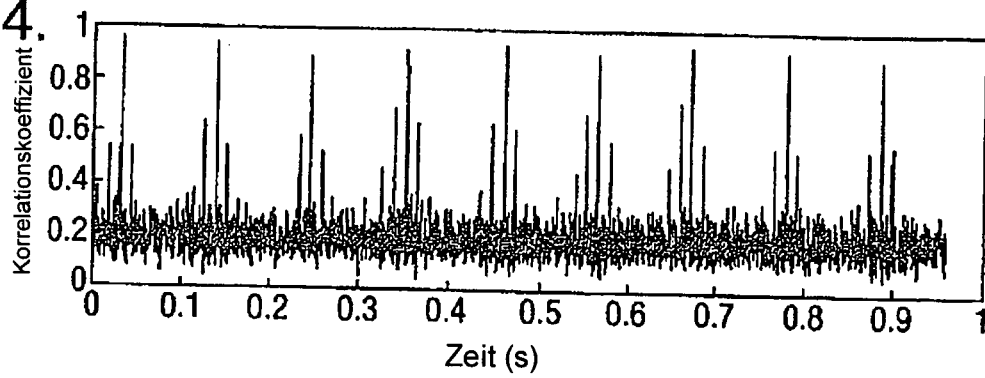


Fig.15.

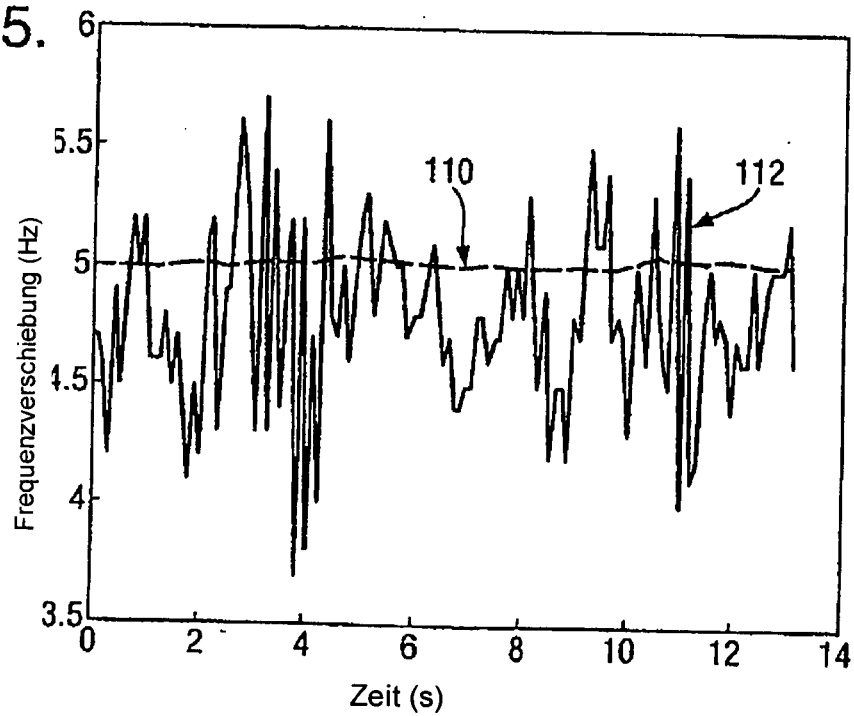


Fig.16.

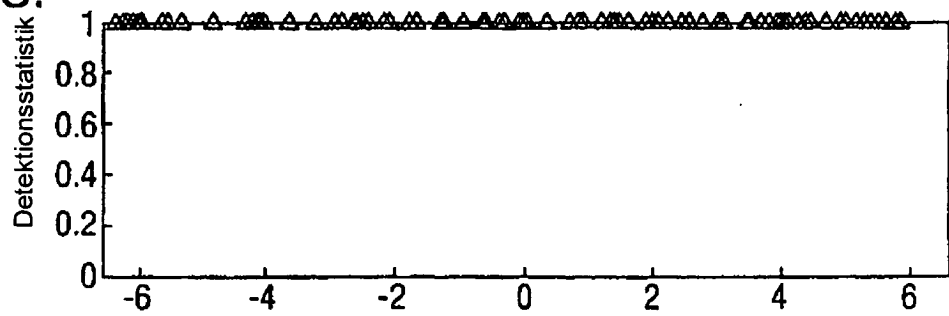


Fig.17.

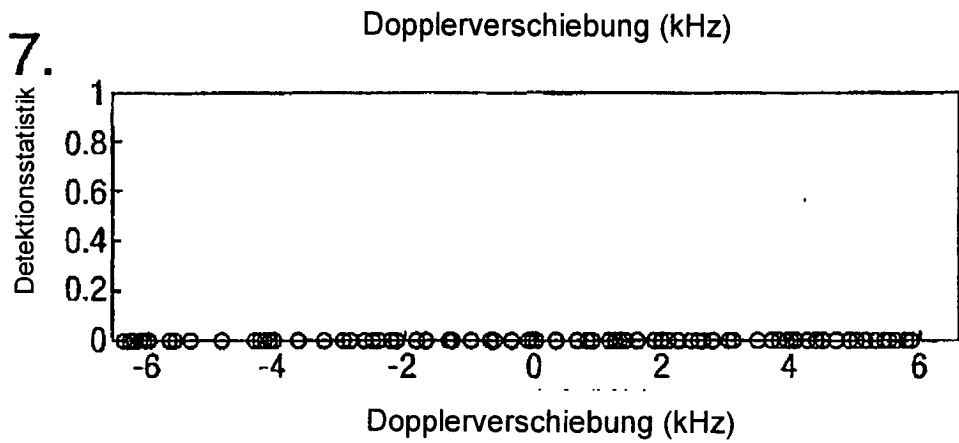


Fig.18.

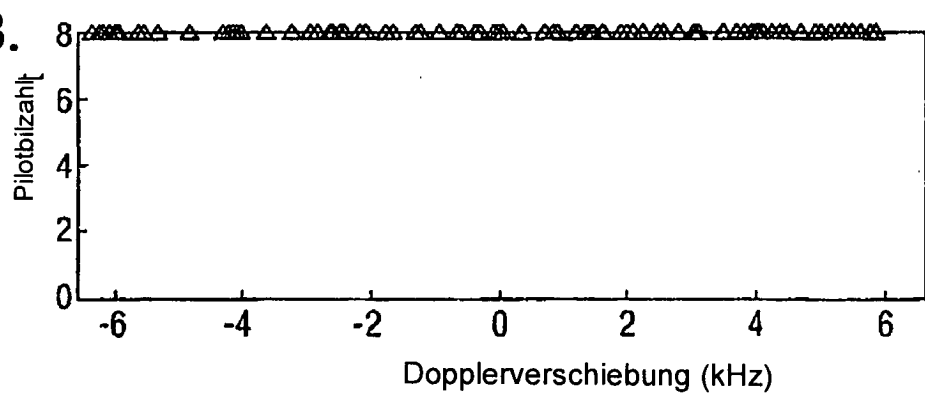


Fig.19.

