



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) DE 600 22 464 T2 2006.06.14

(12)

## Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) EP 1 117 219 B1

(51) Int Cl.<sup>8</sup>: H04L 27/233 (2006.01)

(21) Deutsches Aktenzeichen: 600 22 464.3

(96) Europäisches Aktenzeichen: 00 300 125.2

(96) Europäischer Anmeldetag: 11.01.2000

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: 18.07.2001

(97) Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung beim EPA: 07.09.2005

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: 14.06.2006

(73) Patentinhaber:

Lucent Technologies Inc., Murray Hill, N.J., US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, FR, GB

(74) Vertreter:

derzeit kein Vertreter bestellt

(72) Erfinder:

Heinrich, Gerd, 91504 Buckenhof, DE;  
Obernosterer, Dr., Frank Gerard, 91367  
Weissenhohe, DE

(54) Bezeichnung: Korrektur von einem Frequenzversatz bei Intersymbolinterferenz

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 eingereicht, 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 vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Einrichtung zum Verarbeiten von Signalen eines digitalen Übertragungssystems im allgemeinen und zur Schätzung des Frequenzoffsets des Übertragungssystems im besonderen.

**[0002]** Digitale Übertragungstechniken mittels elektromagnetischer Signale sind im Kontext eines kontinuierlich wachsenden Bedarfs an Kommunikation und Mobilität von besonderem Interesse. Das rasch expandierende Gebiet des Mobilfunks repräsentiert eine wichtige Anwendung solcher digitaler Übertragungstechniken. Im Fall von Systemen zur digitalen Übertragung wird die Übertragung in der Regel durch Modulieren einer Trägerfrequenz durchgeführt, wie zum Beispiel im Fall des Mobilfunks im Standard des globalen Systems für Mobilkommunikation (GSM) oder im Standard der erweiterten Datenraten für GSM-Evolution (EDGE), der darauf basiert.

**[0003]** Im Fall einer auf Trägerfrequenz basierenden digitalen Übertragung über disperse Kanäle, wie zum Beispiel über einen Mobilfunkkanal, treten bei realen Systemen zwischen der tatsächlichen Trägerfrequenz des Empfangssignals und der im Empfänger aktiveren Trägerfrequenz unvermeidbare Abweichungen auf. Ursachen für die Frequenzverschiebungen sind zum Beispiel Toleranzen bei den Frequenzstandards, das heißt, den lokalen Oszillatoren des Senders oder des Empfängers, oder Frequenzverschiebungen aufgrund lokaler Bewegungen des Senders oder Empfängers zum Beispiel durch den sogenannten Dopplereffekt. Der Dopplereffekt kann beginnend mit einer einfachen Verschiebung der gesendeten Frequenz (Dopplerverschiebung) bis herauf zu einer Überlagerung von unendlich vielen unendlich kleinen Empfangskomponenten mit verschiedenen Frequenzverschiebungen (Dopplerbreiterung) moduliert werden. Durch ein Frequenzoffset verschlechtert sich nachteiligerweise der Wirkungsgrad des Empfängers in bezug auf die Wiederherstellung der gesendeten Datensequenz. Dies drückt sich ähnlich nachteilig in einem Anstieg der Bit- oder Blockfehlerrate aus. Das Frequenzoffset zwischen der Momentanträgerfrequenz des Empfangssignals und der Trägerfrequenz eines kohärenten Empfängers kann durch Verwendung bekannter Verfahren bei gegebenen spezifischen Annahmen geschätzt werden. Nachdem das Frequenzoffset bekannt ist, könnten im Empfänger Maßnahmen getroffen werden, die eine Kompensation eines existierenden Frequenzoffsets gestatten und somit die Wirksamkeit des Empfängers in bezug auf die Wiederherstellung der übertragenen Daten ermöglichen.

**[0004]** Eine Übersicht über bekannte Schätzverfahren wird zum Beispiel in Mengali, U., D'Andrea, A. N. „Synchronization Techniques for Digital Receivers“, Plenum Press, New York, 1997, gegeben. Ein theoretisch wirksames Verfahren ist unter der Kennzeichnung „Data Aided Maximum Likelihood Frequency Estimation“ (Dateiunterstützte Maximum-Likelihood-Frequenzschätzung) bekannt. Das besagte Verfahren erfordert jedoch einen zweischrittigen Suchalgorithmus und ist deshalb rechnerisch äußerst aufwendig. Aus diesem Grund eignet sich das Verfahren nicht für praktische Verwendung.

**[0005]** Außerdem sind bereits vereinfachte Varianten des zitierten Verfahrens bekannt, die ähnlich auf einer datenunterstützten Schätzung des Frequenzoffsets basieren. Einige dieser Verfahren werden zum Beispiel in S. Kay, „A Fast and Accurate Single Frequency Estimator“, IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing, ASSP-37, S. 1987–1990, Dezember 1989 M. P. Fritz, „Further Results in the Fast Estimation of a Single Frequency“, IEEE Trans. Comm., COM-42, S. 862–864, März 1994, und in M. Luise, R. Reggiannini, „Carrier Frequency Recovery in All-Digital Modems for Burst-Mode Transmission“, IEEE Trans. Comm., COM-43, S. 1169–1178, März 1995, beschrieben. Die zitierten Verfahren zeigen offensichtlich eine relativ gute Wirksamkeit in Verbindung mit akzeptabler Komplexität, wie weit sie verwendet werden können, unterliegt jedoch wesentlichen Beschränkungen. Sie können nur angewandt werden, wenn das Übertragungssystem mit Phasenmodulation (Phasenumtastung, PSK) arbeitet und wenn zusätzlich die Übertragung in dem Gesamtübertragungssystem frei von Zwischensymbolstörungen (ISI) ist, das heißt, wenn das erste Nyquist-Kriterium erfüllt ist.

**[0006]** Insbesondere erhält man bei vielen praktischen Anwendungen, einschließlich des Falls von Kanälen mit frequenzselektivem Fading, wie zum Beispiel beim GSM-Mobilfunk, die Freiheit von Zwischensymbolstörungen nicht einmal annähernd.

**[0007]** Eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist deshalb die Bereitstellung eines Verfahrens und einer Einrichtung, wodurch eine zuverlässige Schätzung des Frequenzoffsets eines digitalen Übertragungssystems in Verbindung mit einem annehmbaren rechnerischen Aufwand möglich wird.

**[0008]** Eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist die Bereitstellung eines Verfahrens und einer Einrichtung, wodurch die Schätzung auch bei gegebener Anwesenheit signifikanter Zwischensymbolstörungen

möglich wird.

**[0009]** Eine weitere Aufgabe der Erfindung ist die Bereitstellung eines Verfahrens und einer Einrichtung, die keine Vorinformationen bezüglich des Übertragungskanals zur Schätzung benötigen.

**[0010]** Die Aufgaben der Erfindung werden auf überraschend einfache Weise einfach durch das in Anspruch 1 definierte Verfahren und durch die in Anspruch 13 definierte Einrichtung gelöst. Vorteilhafte Entwicklungen der Erfindung sind der Gegenstand der abhängigen Ansprüche.

**[0011]** Bei dem erfindungsgemäßen Verfahren werden eine erste und eine zweite bekannte und vorzugsweise identische Symbolsequenz in einem digitalen Übertragungssystem gesendet. Solche Subsequenzen mit gesendeten Symbolen, die dem Empfänger im voraus bekannt sind, innerhalb einer Datensequenz sind zum Beispiel Trainingssequenzen, abschließende Symbole oder Endbit, die mindestens zweimal in dem ausgewerteten Empfangssignalteil vorkommen. Das Empfangssignal ist vorzugsweise als ein sogenanntes äquivalentes komplexes Basisbandsignal verfügbar.

**[0012]** Ein Übertragungskanal ist in jedem Zeitpunkt durch eine Impulsantwort gekennzeichnet. Die Impulsantwort repräsentiert im wesentlichen das Zuteilungsprotokoll des Übertragungskanals zwischen dem gesendeten und dem empfangenen Signal. Ein infinitesimal kurzer Signalimpuls, der zu einem Zeitpunkt gesendet wird, beeinflußt das Empfangssignal im wesentlichen in bezug auf die zeitliche Länge der Impulsantwort. Wenn die Impulsantwort länger als die Dauer der bekannten Symbolsequenz ist, wird der einem bekannten Symbol entsprechende Empfangssignalteil folglich auch zu jedem Zeitpunkt durch Komponenten von insbesondere unbekannten Symbolen vor der bekannten Symbolsequenz beeinflußt. Um diesen Einfluß zu vermindern, wird das Quadrat des Absolutwerts der Impulsantwort des Übertragungssystems in einem zeitlichen Teil so reduziert, daß vorzugsweise der Teil des gesendeten Signals, der das Empfangssignal wesentlich beeinflußt, kürzer als die erste und die zweite bekannte Symbolsequenz ist. Das Quadrat des Absolutwerts der Impulsantwort ist im wesentlichen das Quadrat des Absolutwerts der durch das Empfangssignal in einer Empfangseinrichtung verursachten Spannung und ist deshalb ein Maß der Energie, die in zeitlichen Teilen der Impulsantwort vorhanden ist. Die Reduktion wird insbesondere durch eine Verringerung der Energie von nachfolgenden Teilen der Impulsantwort durch Vergleich mit der Energie der Gesamtimpulsantwort oder durch Verschieben der Energie von nachfolgenden in vordere Teile der Impulsantwort realisiert. Auf diese Weise wird sichergestellt, daß mindestens ein erster und ein zweiter Teil des Empfangssignals, wobei die Teile der ersten bzw. der zweiten bekannten Symbolfrequenz entsprechen, im wesentlichen nur durch die bekannten Symbolsequenzen beeinflußt werden. Der erste und zweite Teil des Empfangssignals werden miteinander verglichen, und aus dem Ergebnis des Vergleichs wird das Frequenzoffset geschätzt.

**[0013]** Das beschriebene Verfahren gestattet deshalb eine Schätzung des Frequenzoffsets insbesondere im Fall von auf Trägerfrequenz basierenden digitalen Übertragungssystemen, und zwar auch dann vorteilhafterweise, wenn die Länge der Kanalimpulsantwort vor der Reduktion die Länge der dem Empfänger bekannten verfügbaren Symbolsequenzen überschreitet. Das heißt, das erfindungsgemäße Verfahren erfordert keine Freiheit von Impulstörungen insbesondere und dies ist durch Vergleich mit bekannten Verfahren sehr vorteilhaft.

**[0014]** Bei einer bevorzugten Entwicklung der Erfindung können die erste und zweite bekannte Symbolsequenz durch Multiplikation mit einer komplexwertigen Konstante ineinander transponiert werden, wobei die beiden Symbolsequenzen insbesondere identisch sind. Im Fall identischer Symbolsequenzen ist der Vergleich des ersten und zweiten Teils, die der ersten bzw. zweiten bekannten Symbolsequenz entsprechen, vorteilhafte Weise besonders einfach und deshalb mit einem geringen rechnerischen Aufwand assoziiert.

**[0015]** Das Empfangssignal wird vorzugsweise abgetastet, um für jedes gesendete Symbol mindestens einen entsprechenden Abtastwert zu erhalten, der die oben beschriebenen entsprechenden Teile des Empfangssignals darstellt. Bei dieser Entwicklung wird das Frequenzoffset vorzugsweise aus der Winkeldifferenz oder Phasendifferenz zwischen einem ersten Abtastwert, der einem Symbol aus der ersten Sequenz entspricht und einem zweiten Abtastwert, der dem identischen Symbol aus der zweiten Sequenz entspricht, geschätzt oder ungefähr bestimmt. Insbesondere werden die Symbole in einer bekannten Sequenz ausgewählt, die sich mindestens um die Länge der Impulsantwort nach dem Anfang der Sequenz befinden, um sicherzustellen, daß keine Störung von unbekannten Symbolen vor der bekannten Sequenz zu den Abtastwerten durchgelassen wird. Die Zuweisung eines Abtastwerts zu dem entsprechenden gesendeten Symbolteil wird vorzugsweise durch Synchronisation über Trainingssequenzen erzielt.

**[0016]** Ein typisches gesendetes Signal umfaßt Blöcke mit sich wiederholenden Paaren bekannter Symbolsequenzen. Das erfindungsgemäße Verfahren kann deshalb für jeden Block oder Zyklus angewandt werden, um das Frequenzoffset für jeden Zyklus neu zu schätzen. Dies ist vorteilhaft, da Übertragungskanäle zum Beispiel aufgrund atmosphärischer Änderungen oder Bewegungen eines Übertragungsteilnehmers kontinuierlich variieren und es gemäß der Erfindung möglich ist, zyklisch angemessene Gegenmaßnahmen zur Kompensation des Frequenzoffsets wie zum Beispiel Derotation zu treffen. Eine besonders präzise Kompensation des Frequenzoffsets einschließlich einer möglicherweise auftretenden Dopplerverschiebung wird erzielt, wenn die Impulsantwort des Übertragungssystems innerhalb der Dauer des betrachteten Zyklus ungefähr zeitinvariant ist.

**[0017]** Die Reduktion des Quadrats des Absolutwerts des Bereichs der Impulsantwort wird bei einer vorteilhaften Ausführungsform durch ein Filter implementiert. Die Filterkoeffizienten werden insbesondere mittels einer geschätzten Impulsantwort bestimmt und werden vorzugsweise in jedem Zyklus neu angepaßt.

**[0018]** Bei einer besonders vorteilhaften Ausführungsform werden die Filterkoeffizienten so bestimmt und gesetzt, daß die Impulsantwort auf eine Länge verkürzt wird, die kürzer als die Länge der bekannten Symbolsequenzen ist.

**[0019]** Das erfindungsgemäße Verfahren kann deshalb auch für Systeme mit einer Übertragung angewandt werden, die nicht frei von Störungen ist und bei der deshalb vor der Reduktion oder Verkürzung die Impulsantwort des Gesamtsystems länger als ein Symbol und/oder länger als der Abstand zwischen zwei Abtastwerten war. Auf eine besonders vorteilhafte Weise kann das Verfahren sogar dann angewandt werden, wenn die ungekürzte Impulsantwort länger als die bekannte Symbolsequenz ist.

**[0020]** Bei einer alternativen Ausführungsform ist das verwendete Filter ein Allpaßfilter. Das Allpaßfilter hat insbesondere die Eigenschaft, den Phasenfrequenzgang des komplexwertigen Empfangssignals wesentlich zu variieren.

**[0021]** Das Allpaßfilter wird vorzugsweise so gewählt, daß die resultierende Impulsantwort eine niedrige Phase und ganz besonders bevorzugt eine minimale Phase aufweist. Als Folge werden die Energiekomponenten in der Impulsantwort zum großen Teil in die ersten Koeffizienten verlagert, ohne dabei den Absolutwertfrequenzgang des Systems und somit das Signal/Rauschverhältnis zu variieren. In Verbindung mit einer unveränderten Länge der Impulsantwort wird folglich ein ähnlich vorteilhafter Effekt wie durch Verkürzung der Impulsantwort erzielt. Außerdem ist die Kombination eines Vorfilters mit dem Allpaßfilter vorteilhaft, infolgedessen es möglich ist, einen Kompromiß zwischen der Verkürzung der Impulsantwort und einem im wesentlichen unveränderten Signal/Rauschverhältnis zu realisieren, der für die jeweilige Anwendung vorzuziehen ist.

**[0022]** Das erfindungsgemäße Verfahren kann auf praktisch alle linearen Modulationsverfahren angewandt werden, wie zum Beispiel Phasenumtastung (PSK), Quadraturamplitudenmodulation (QAM) oder Amplitudeumtastung (ASK), und auf annähernd lineare Modulationsverfahren, wie zum Beispiel Gaußsche Mindestwert-Umtastung (GMSK). Das Verfahren hat sich außerdem für Übertragungssysteme mit blockweiser Datenübertragung wie zum Beispiel den GSM-Standard und/oder den EDGE-Standard, als vorteilhaft erwiesen.

**[0023]** Unter spezifischen Randbedingungen ermöglicht das oben beschriebene Verfahren eine präzisere Schätzung des Frequenzoffsets insbesondere aus einem Basisbandsignal in Trägerfrequenz-Digitalübertragungssystemen wie zum Beispiel dem GSM-Standard, als im Fall bekannter Verfahren und ermöglicht deshalb eine teilweise wesentliche Zunahme der Wirksamkeit der Empfangseinrichtung in Verbindung mit geeigneten Maßnahmen zur Kompensation des Frequenzoffsets.

**[0024]** Dies gilt insbesondere für die blockweise Datenübertragung wie im Fall der meisten Mobilfunkstandards, wie zum Beispiel GSM, wofür eine blockweise Schätzung des Frequenzoffsets aufgrund der Eigenschaften des Übertragungskanals, die stark innerhalb einiger weniger Blöcke zum Beispiel aufgrund einer hohen Bewegungsgeschwindigkeit eines Übertragungsteilnehmers vorteilhaft ist.

**[0025]** Die erfindungsgemäße Einrichtung wird durch die den Verfahrensmerkmalen analogen Merkmale definiert und hat deshalb ähnliche Vorteile.

**[0026]** Die Erfindung wird im folgenden ausführlicher mit Hilfe beispielhafter Ausführungsformen und mit Bezug auf die Zeichnungen erläutert. Es zeigen:

[0027] [Fig. 1](#) ein Beispiel für eine Symbolsequenz eines gesendeten Signals mit den entsprechenden Abtastwerten des Empfangssignals,

[0028] [Fig. 2](#) ein Blockschaltbild einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung und

[0029] [Fig. 3](#) eine Winkeldifferenz zwischen zwei Abtastwerten in der komplexen Ebene.

[0030] Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Einrichtung zum Verarbeiten von Signalen eines digitalen Übertragungssystems zum Zweck der zuverlässigen Schätzung des Frequenzoffsets des Übertragungssystems. Zu diesem Zweck wird bei einer beispielhaften Ausführungsform die Impulsantwort geschätzt und verkürzt. Die Erfindung ist besonders für digitale Signalübertragung in Mobilfunksystemen vorteilhaft.

[0031] Bei den nachfolgend beschriebenen beispielhaften Ausführungsformen umfaßt die gesendete Symbolsequenz aufeinanderfolgende Blöcke mit jeweils N Symbolen, wie in [Fig. 1](#) dargestellt. Ein Block umfaßt eine Subsequenz von M bekannten Symbolen  $\{s_1, s_2, \dots, s_M\}$  und eine Datensequenz von  $N - 2 \cdot M$  im allgemeinen unbekannten Symbolen x. Die bekannte Subsequenz folgt daraufhin im nächsten Block usw. Das Empfangssignal ist im Basisband als Folge der zeitdiskreten komplexen Abtastwerte

$$\{\dots, 1f_1, 1f_2, \dots, 1f_M, 1f_{M+1}, 1f_{M+2}, \dots, 1f_N, 2f_1, 2f_2, \dots, 2f_M, 2f_{M+1}, 2f_{M+2}, \dots\}$$

mit dem Abstand  $T_g$  vorhanden. Man erreicht dies zum Beispiel durch Abtasten eines analogen Basisbandsignals mit der Symboltaktfrequenz. Die Länge eines Symbols ist folglich im wesentlichen gleich der Länge eines Abtastintervalls. In diesem Fall entspricht der Abtastwert  $1f_1$  dem gesendeten Symbol  $s_1$ ,  $1f_M$  entspricht  $s_M$ ,  $2f_1$  entspricht dem gesendeten Symbol  $s_1$  der ersten Wiederholung der Subsequenz,  $2f_M$  entspricht  $s_M$  usw. Eine höhere Abtastfrequenz, das heißt Überabtastung, ist auch möglich, der Klarheit halber wird dies aber hier nicht ausführlicher betrachtet.

[0032] Ferner kann die Länge der unverkürzten Impulsantwort des Gesamtübertragungssystems relativ zu dem Signal r durch die Anzahl  $L_h$  der Abtastkoeffizienten definiert werden. In diesem Fall steht r für die zeitdiskrete komplexwertige Basisbandrepräsentation des Empfangssignals.

[0033] Wenn die Übertragung frei von Zwischensymbolstörungen ist, das heißt  $L_h = 1$ , ist im rauschfreien Fall die Winkeldifferenz jedes Paars von Abtastwerten ( $2f_1 - 1f_1$ ), ( $2f_2 - 1f_2$ ), ..., ( $2f_M - 1f_M$ ), die bekannten Symbolen entsprechen, proportional zu dem Frequenzoffset  $\Delta F$ . Diese Voraussetzung, die für die Genauigkeit der Schätzung und die Abbildungsgenauigkeit bekannter Verfahren notwendig ist, ist häufig in der Praxis nicht erfüllt, das heißt es gilt  $L_h > 1$ . Häufig ist nicht einmal die wesentlich schwächere Bedingung  $L_h \leq M$  erfüllt.

[0034] Für den Fall  $L_h > M$  ist das erfindungsgemäße Verfahren auch zur Ausführung einer zuverlässigen Schätzung fähig, indem das Signal einer geeigneten linearen Vorfilterung unterzogen wird. In diesem Fall wird das Filter so gewählt, daß die Länge der Impulsantwort durch die Filterung auf einen Wert  $\hat{L}_h$  verkürzt wird, mit dem Ergebnis  $\hat{L}_h \leq M$ , wobei  $\hat{L}_h$  die Anzahl der Koeffizienten der unverkürzten Impulsantwort repräsentiert. Um die Vorteile gemäß der Erfindung darzustellen, wird deshalb für das beispielhafte Übertragungssystem eine Impulsantwort angenommen, die ungekürzt länger als die Länge der bekannten Symbolsequenz ist, das heißt, es wird  $L_h > M$  angenommen.

[0035] [Fig. 2](#) zeigt ein Blockschaltbild der Einrichtung 1 gemäß der Erfindung. Die Figur kann auch auf analoge Weise als Flußdiagramm des Verfahrens gemäß der Erfindung aufgefaßt werden. Die Referenzsymbole A, B, C kennzeichnen die Verfahrensschritte.

[0036] Es wird ein empfangenes Basisbandsignal r repräsentiert, das zwischen einem Filter 14, dessen Koeffizienten durch den Filterkoeffizientendefinierer 12 definiert werden, und einem Impulsantwort- oder Kanalschätzer 11 aufgeteilt ist. Der Kanalschätzer 11 liefert die geschätzte Impulsantwort h und sendet letztere zu einem Filterkoeffizientendefinierer 12.

[0037] In einem Schritt A wird Vorfilterung auf ein Basisbandsignal r mit Hilfe eines Filters oder Vorfilters 14 angewandt und verkürzt die resultierende Impulsantwort des äquivalenten Gesamtübertragungssystems auf die Länge  $\hat{L}_h \leq M$ . Um die Impulsantwort zu verkürzen, verwendet man zum Beispiel bekannte Verfahren die in den folgenden Artikeln beschrieben werden: W. H. Gerstacker, J. B. Huber, „Maximum SNR Decision-Feedback Equalization with FIR Filters: Filter Optimization and a Signal Processing Application“, Proceedings of International Conference on Communications (ICC) 1996, Seiten 1180–1192, Dallas, Juni 1996, Wolfgang H. Gerstacker und Johannes B. Huber, „Improved Equalization for GSM Mobile Communications“, Proceedings

of International Conference on Telecommunications (ICT) 1996, Seiten 128–131, Istanbul, April 1996, oder K. D. Kammeyer, „Time Truncation of Channel Impulse Responses by Linear Filtering: A Method to Reduce the Complexity of Viterbi Equalization“, International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), 48(5), Seiten 237–243, 1994.

**[0038]** Der erste Schritt beim Entwurf eines geeigneten rekursiven oder nichtrekursiven Vorfilters **14** ist die Schätzung der Impulsantwort  $h$  des Gesamtübertragungssystems. Beginnend mit der geschätzten Impulsantwort  $h$  bestimmt der Koeffizientendefinierer **12** geeignete Filterkoeffizienten zur Verkürzung der Impulsantwort und transferiert die Koeffizienten zu dem Filter **14**.

**[0039]** Anstelle des variablen Vorfilters **14** umfaßt eine alternative Ausführungsform ein Allpaßfilter zur Vorfiltierung. Dieses wird so entworfen, daß die resultierende Impulsantwort des Übertragungssystems minimale Phase aufweist.

**[0040]** Der Betriebsmodus eines Allpaßfilters wird zum Beispiel in den gedruckten Veröffentlichungen R. V. Oppenheim, R. W. Schafer, „Zeitdiskrete Signalverarbeitung“ [„Timediscrete signal processing“], Oldenbourg Verlag, München, Wien, 1992 und H. W. Schüßler, „Digitale Signalverarbeitung 1“ [„Digital signal processing 1“], 4. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1994, beschrieben.

**[0041]** In einem Schritt B wird mit einem Phasendetektor **15** die Winkeldifferenz zwischen zwei geeigneten komplexwertigen Abtastwerten des gefilterten Empfangssignals  $f$  bestimmt. Die Auswahl der Abtastwerte ist in [Fig. 1](#) für den Fall  $\hat{L}_h = M$  dargestellt. Im Fall  $\hat{L}_h = M$  werden die beiden Abtastwerte  ${}^1f_M$  und  ${}^2f_M$  gewählt, die dem jeweiligen letzten Symbol  $s_M$  der Subsequenzen  $\{s_1, s_2, \dots, s_M\}$ , die dem Empfänger im voraus bekannt ist, gewählt. Dies wird durch geeignete Synchronisation zum Beispiel mit Hilfe von Trainingssequenzen durchgeführt. Danach wird die Winkeldifferenz  $\Delta\varphi$  zwischen den gewählten Abtastwerten bestimmt, wie in [Fig. 3](#) dargestellt. Die beiden in [Fig. 3](#) gezeigten Vektoren repräsentieren die beiden Abtastwerte  ${}^1f_M$  und  ${}^2f_M$  in der komplexen Ebene. Für  $\hat{L}_h < M$  ist es sogar möglich, die Winkeldifferenz von  $(M - \hat{L}_h + 1)$  Wertepaaren auszuwerten und einen Mittelwert daraus zu bilden. Die Mittelung vergrößert die Genauigkeit der Bestimmung der Winkeldifferenz.

**[0042]** In einem Schritt C wird das Frequenzoffset  $\Delta F$  mittels einer Schätzeinrichtung **16** aus der oben bestimmten Winkeldifferenz  $\Delta\varphi$  gemäß der folgenden Gleichung bestimmt

$$\Delta F = \frac{\Delta\varphi}{2 \pi \cdot N \cdot T_s}$$

dabei ist  $\Delta F$  das geschätzte Frequenzoffset,  $N$  ist der Abstand zweier bekannter Subsequenzen in Symbolen und  $T_s$  ist die Periode des Symboltakts.

**[0043]** Das beschriebene Verfahren gestattet deshalb die eindeutige Schätzung des Frequenzoffsets  $\Delta F$  für den rauschfreien Fall in einem Bereich von

$$\Delta F \varepsilon = \left[ -\frac{1}{2 \cdot N \cdot T_s}, \dots, 0, \dots, +\frac{1}{2 \cdot N \cdot T_s} \right].$$

**[0044]** Die obige Bedingung ist gewöhnlich für die besagten Anwendungsgebiete erfüllt, es ist aber möglich, eine zusätzliche grobe Synchronisation zu verwenden, die im voraus zu verwenden ist, um die Bedingung zu erfüllen.

**[0045]** Ferner ist das erfindungsgemäße Verfahren sehr robust gegenüber Fehlern bei der Impulsantwortschätzung, da die geschätzte Impulsantwort ausschließlich zur Berechnung des Vorfilters **14** verwendet wird. Mögliche Phasenfehler in den Koeffizienten der geschätzten Impulsantwort wirken sich zum Beispiel nicht auf die Schätzung des Frequenzoffsets  $\Delta F$  aus und man erreicht eine gute Genauigkeit der Schätzung für das Frequenzoffset  $\Delta F$ .

**[0046]** Ein Anwendungsgebiet für das beschriebene Verfahren ist der GSM/EDGE-Mobilfunkstandard. Gemäß dem Standard werden an beiden Enden jeweils drei Randsymbole, die sogenannten Endsymbole, die dem Empfänger bekannt sind, an die Sequenz der Symbole, die in Blöcken übertragen werden sollen, angehängt. Das Frequenzoffset  $\Delta F$  kann folglich mit guter Genauigkeit nur dann geschätzt werden, wenn die Impulsantwort eine Länge von drei Abtastintervallen nicht übersteigt. Da die im Fall von GSM/EDGE auftretende

Impulsantwort jedoch häufig eine Länge von drei Koeffizienten deutlich übersteigt, kommen die Vorteile des beschriebenen Verfahrens und der Einrichtung zur Verkürzung der Impulsantwort hier besonders ins Spiel.

**[0047]** Für Fachleute ist offensichtlich, daß die oben beschriebene Verkürzung der Impulsantwort als Beispiel aufzufassen ist. In vielen Anwendungsgebieten reicht es aus, das Quadrat des Absolutwerts eines Teils der Impulsantwort zum Beispiel relativ zu dem Quadrat des Absolutwerts der Gesamtmpulsantwort zu reduzieren, um die Einflüsse unbekannter Symbole auf die empfangenen zu vergleichenden Teile zu reduzieren und insbesondere zu minimieren.

### Patentansprüche

1. Verfahren für ein auf Trägerfrequenz basierendes digitales Übertragungssystem, bei dem eine erste und zweite bekannte Symbolsequenz ( $\{s_1, s_2, \dots, s_M\}$ ) gesendet werden, das Frequenzoffset ( $\Delta F$ ) des Übertragungssystems durch Vergleichen des ersten Teils ( ${}^1f_M$ ) des Empfangssignals (r), der der ersten Symbolsequenz entspricht, mit einem zweiten Teil ( ${}^2f_M$ ) des Empfangssignals (r), der der zweiten Symbolsequenz entspricht, geschätzt wird und das **dadurch gekennzeichnet** ist, daß das Quadrat des Absolutwerts einer Impulsantwort (h) des Übertragungssystems in einem Zeitbereich reduziert wird, um den Einfluß von Symbolen (x) neben der ersten oder zweiten bekannten Symbolsequenz ( $\{s_1, s_2, \dots, s_M\}$ ) auf den ersten bzw. zweiten Teil ( ${}^1f_M, {}^2f_M$ ) des Empfangssignals (r) zu vermindern.
2. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem die erste und zweite Symbolsequenz ( $\{s_1, s_2, \dots, s_M\}$ ) so gewählt werden, daß sie miteinander identisch sind.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, bei dem die Reduktion des Quadrats des Absolutwerts des Bereichs der Impulsantwort (h) des Übertragungssystems mit Hilfe eines Filters **(14)** unternommen wird.
4. Verfahren nach Anspruch 1, 2 oder 3, bei dem eine Impulsantwort (h) des Übertragungssystems geschätzt wird.
5. Verfahren nach Anspruch 4, bei dem Koeffizienten des Filters **(14)** mittels der geschätzten Impulsantwort (h) bestimmt und/oder angepaßt werden.
6. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die Impulsantwort (h) verkürzt wird.
7. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die Energie eines Bereichs der Impulsantwort (h) des Übertragungssystems relativ zu der Gesamtenergie der Impulsantwort (h) mit Hilfe eines Allpaßfilters **(14)** reduziert wird.
8. Verfahren nach Anspruch 7, bei dem das Allpaßfilter **(14)** so ausgelegt ist, daß es eine Niederphasen-Impulsantwort des Übertragungssystems erzielt.
9. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem ein Wert ( ${}^1f_M, {}^2f_M$ ) des ersten und zweiten Teils des Empfangssignals (r) durch Abtasten des Empfangssignals (r) bestimmt wird.
10. Verfahren nach Anspruch 9, bei dem die Winkeldifferenz ( $\Delta\phi$ ) in der komplexen Ebene zwischen dem ersten und zweiten Abtastwert ( ${}^1f_M, {}^2f_M$ ) zur Schätzung des Frequenzoffsets ( $\Delta F$ ) verwendet wird.
11. Verfahren nach Anspruch 10, bei dem mehrere Paare von Abtastwerten ( $[{}^1f_1, {}^2f_1], [{}^1f_2, {}^2f_2], \dots, [{}^1f_M, {}^2f_M]$ ) über die Winkeldifferenzen ( $\Delta\phi$ ) gemittelt werden.
12. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die Signale in Blöcken gesendet werden, und zwar gemäß einem GSM-Standard und/oder EDGE-Standard.
13. Einrichtung **(1)** für ein auf Trägerfrequenz basierendes digitales Übertragungssystem, mit einer Sendeeinrichtung zum Senden einer ersten und zweiten bekannten Symbolsequenz ( $\{s_1, s_2, \dots, s_M\}$ ) und Mitteln **(15)** zum Vergleichen eines ersten Teils ( ${}^1f_M$ ) des Empfangssignals (r), der der ersten Symbolsequenz entspricht, mit einem zweiten Teil ( ${}^2f_M$ ) des Empfangssignals (r), der der zweiten Symbolsequenz entspricht, wobei es als Ergebnis davon möglich ist, das Frequenzoffset ( $\Delta F$ ) des Übertragungssystems zu schätzen, dadurch gekennzeichnet, daß die Einrichtung **(1)** ein erstes Modul **(14)** zum Reduzieren des Quadrats des Absolutwerts einer Impulsantwort (h) des Übertragungssystems in einem Zeitbereich umfaßt, wobei es mittels der Reduktion mög-

lich ist, den Einfluß von Symbolen (x) neben der ersten oder zweiten bekannten Symbolsequenz ( $\{s_1, s_2, \dots, s_M\}$ ) auf den ersten bzw. zweiten Teil ( ${}^1f_M, {}^2f_M$ ) des Empfangssignals (r) zu vermindern.

14. Einrichtung (1) nach Anspruch 13, bei der die erste und zweite Symbolsequenz ( $\{s_1, s_2, \dots, s_M\}$ ) miteinander identisch sind.

15. Einrichtung (1) nach Anspruch 13 oder 14, bei der das erste Modul (14) ein Filter umfaßt.

16. Einrichtung (1) nach Anspruch 13, 14 oder 15, die ein zweites Modul (11) zum Schätzen einer Impulsantwort ( $\hat{h}$ ) umfaßt.

17. Einrichtung (1) nach Anspruch 16, die ein drittes Modul (12) zum Bestimmen und/oder Anpassen geeigneter Koeffizienten des Filters (14) umfaßt.

18. Einrichtung (1) nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der die Impulsantwort ( $h$ ) mittels des ersten Moduls (14) verkürzt werden kann.

19. Einrichtung (1) nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der das erste Modul ein Allpaßfilter umfaßt.

20. Einrichtung (1) nach Anspruch 19, bei der das Allpaßfilter (14) so ausgelegt werden kann, daß es eine Niederphasen-Impulsantwort des Übertragungssystems erzielt.

21. Einrichtung (1) nach einem der vorhergehenden Ansprüche, die eine Abtasteinrichtung für das Empfangssignal (r) umfaßt, mit deren Hilfe ein Wert ( ${}^1f_M, {}^2f_M$ ) des ersten und zweiten Teils des Empfangssignals (r) abgetastet werden kann.

22. Einrichtung (1) nach Anspruch 21, die Mittel (16) zum Schätzen des Frequenzoffsets ( $\Delta F$ ) aus der Winkeldifferenz ( $\Delta\phi$ ) in der komplexen Ebene zwischen dem ersten und zweiten Abtastwert ( ${}^1f_M, {}^2f_M$ ) umfaßt.

23. Einrichtung (1) nach Anspruch 22, die Mittel zum Bestimmen eines Mittelwerts der Winkeldifferenzen ( $\Delta\phi$ ) mehrerer Paare von Abtastwerten ( $[{}^1f_1, {}^2f_1], [{}^1f_2, {}^2f_2], \dots, [{}^1f_M, {}^2f_M]$ ) umfaßt.

24. Einrichtung (1) nach einem der vorhergehenden Ansprüche, die für eine Übertragung in Blöcken ausgelegt ist, und zwar insbesondere gemäß einem GSM-Standard und/oder EDGE-Standard.

Es folgen 2 Blatt Zeichnungen

## Anhängende Zeichnungen

Fig. 1

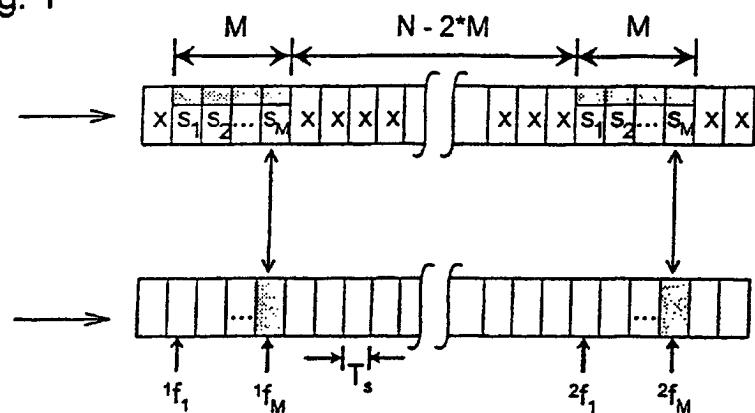


Fig. 2

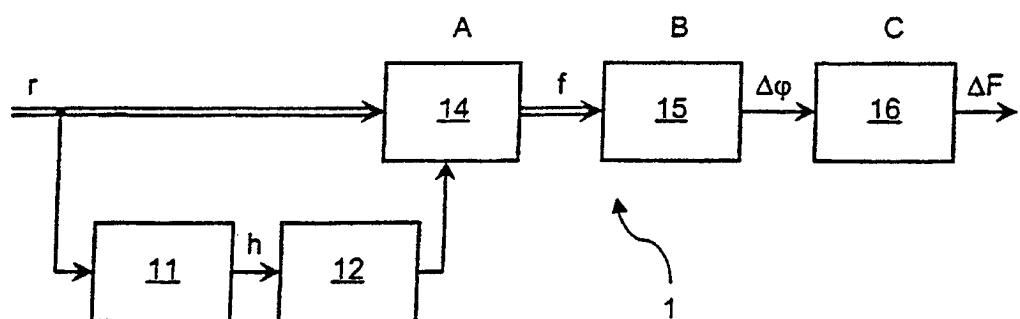


Fig. 3

