



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) DE 699 18 508 T2 2005.07.28

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) EP 0 993 159 B1

(21) Deutsches Aktenzeichen: 699 18 508.4

(96) Europäisches Aktenzeichen: 99 119 399.6

(96) Europäischer Anmeldetag: 30.09.1999

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: 12.04.2000

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: 07.07.2004

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: 28.07.2005

(51) Int Cl.⁷: H04L 27/22

H02M 5/458, D21C 5/02, H04J 3/06,

H04L 7/04

(30) Unionspriorität:

162996 30.09.1998 US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT,
LI, LU, MC, NL, PT, SE

(73) Patentinhaber:

Floware System Solutions Ltd., Or-Yehuda, IL

(72) Erfinder:

Genossar, Michael Joshua, Rosh Haayin, IL;
Gotman, Max, Kfar Saba, IL; Mizrahi, Natan, Tel
Aviv, IL; Chayat, Naftali, Kfar Saba, IL

(74) Vertreter:

Puschmann & Borchert, 82041 Oberhaching

(54) Bezeichnung: Schätzung von Trägerfrequenzverschiebung

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 eingelebt, 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

GEBIET UND HINTERGRUND DER ERFINDUNG

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren zur schnellen Schätzung der Trägerfrequenz in einem Kommunikationssystem.

[0002] Kommunikationssysteme enthalten einen Sender und einen Empfänger. Damit eine Kommunikation stattfinden kann, muss eine akkurate Verarbeitung des gesendeten Signals seitens des Empfängers zur genauen Rückgewinnung der im Signal enthaltenen Information erfolgen.

[0003] Radiofrequenzsignale beispielsweise unterliegen einer Verzerrung, zum Beispiel Amplituden- und Phasenverzerrung und Trägerfrequenzverschiebung. Die Amplituden- und die Phasenverzerrung, die zu einer zeitlichen Streuung führen, sind als Kanalantwort bekannt. Der Übertragungsrahmen (Frame) kann Synchronisationsfelder enthalten, die zwar für die korrekte Verarbeitung des Frames zur Überwindung der voranstehenden Verzerrungen erforderlich sind, jedoch zur Maximierung der verfügbaren Bandbreite auf einem Minimum gehalten werden müssen. Zum Beispiel kann bei Kommunikationsprotokollen, die burst-enthaltende Übertragungen aufweisen, jeder Burst Synchronisationsfelder enthalten. Diese Felder können zum Beispiel am Anfang des Bursts auftreten, und dann bilden sie den so genannten Header. Handelt es sich um relativ kurze Bursts, dann muss der Synchronisations-Overhead möglichst weitgehend verringert werden, so dass das Synchronisationsfeld so kurz wie praktisch durchführbar sein muss.

[0004] Ein Teil der Verarbeitung des Synchronisationsfelds betrifft die Schätzung der Trägerfrequenzverschiebung. Die Frequenzen, mit denen die Signale moduliert, hochkonvertiert, herunterkonvertiert und demoduliert werden, weisen eine gewisse Abweichung von ihren Idealwerten auf. Die Summe aller dieser Abweichungen ist die Trägerfrequenzverschiebung. Die Schätzung der Trägerfrequenzverschiebung ist zur Verarbeitung des Empfangssignals erforderlich. Verfahren zur schnellen Schätzung der Trägerfrequenzverschiebung in Anwesenheit von Kanalverzerrung, zum Beispiel der ISI (Intersymbolinterferenz), wären daher äußerst nützlich.

[0005] In der Veröffentlichung von XIANG-GEN XIA mit dem Titel „Channel identification with Doppler and time shifts using mixed training Signals“, aus „PROCEEDINGS OF THE 1998 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH AND SIGNAL PROCESSING“, Seattle, WA., U.S.A. vom 12.-15. Mai 1998, ist auf den Seiten 2081-2084 ein Verfahren zur Identifikation von Kanälen mit Doppler- und Zeitverschiebung unter Verwendung eines Trainingssignals mit zwei verschiedenen Unterabschnitten offenbart.

[0006] Zur Steigerung der Signalverarbeitungseffizienz und zur Verringerung der Länge von Synchronisationsfeldern sowie zur Erhöhung der Schätzgenauigkeit besteht daher ein weitgehend anerkannter Bedarf an einem System und einem Verfahren zur schnellen Schätzung der Trägerfrequenzverschiebung, und es wäre äußerst vorteilhaft, über ein derartiges System und Verfahren zu verfügen.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0007] Gemäß der vorliegenden Erfindung wird ein Verfahren zur Schätzung einer Frequenzverschiebung mindestens eines Frames mit mindestens einem in mindestens zwei Unterabschnitte aufgeteilten Synchronisationsfeld zur Verfügung gestellt, wobei die mindestens zwei Unterabschnitte aus identischen Trainingssymbolen bestehen, und der Frame durch einen Empfänger von einem Sender empfangen wird, wobei der Empfänger mindestens eine Analog-zu-Digital-Verarbeitungseinheit enthält, und die Schritte des Verfahrens von einem Datenprozessor durchgeführt werden, wobei das Verfahren folgende Schritte umfasst: (a) Bestimmung einer anfänglichen Frequenzverschiebung $\tau_{initial}$; (b) Berechnung einer ersten Phase in Radian für mindestens einen Teil eines ersten Unterabschnitts gemäß einer Gleichung

$$\varphi_1 = \text{Winkel} \left(\sum_{i=i_m}^{i_n} a_i^* * \exp(-j * i * f_{initial} * 2\pi * T_s) Y_i \right)$$

worin i die Zeit in Symbolen bezeichnet; T_s eine Symbolperiode ist; n und m ganze Zahlen sind, wobei $i_n - i_m$; die Länge des mindestens einen Teils des ersten Unterabschnitts $i_n - i_m + 1$ beträgt; Y_i eine Ausgabe der Analog-zu-Digital-Verarbeitungseinheit ist; a_i^* das komplexe Konjugierte des i -ten Trainingssymbols a_i ist; (c) Berechnung einer zweiten Phase in Radian für mindestens einen Teil eines zweiten Unterabschnitts gemäß einer Gleichung:

$$\varphi_2 = \text{Winkel} \left(\sum_{i=i_p}^{i_q} a_i^* * \exp(-j * i * f_{\text{initial}} * 2\pi * T_s) Y_i \right)$$

worin p und q ganze Zahlen sind, wobei $i_q \geq i_p$; die Länge des mindestens einen Teils des zweiten Unterabschnitts $i_q - i_p + 1$ beträgt; (d) Berechnung einer Phasendifferenz zwischen dem Winkel der ersten Phase und dem der zweiten Phase gemäss einer Gleichung $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$; (e) Einstellung der Phasendifferenz derart, dass wenn $\Delta\varphi > \pi$, dann $\Delta\varphi = \Delta\varphi - 2\pi$, oder alternativ derart, dass wenn $\Delta\varphi < -\pi$, dann $\Delta\varphi = \Delta\varphi + 2\pi$; und (f) Berechnung der Frequenzverschiebung gemäss einer Formel $\Delta f = \Delta\varphi / (\Delta t \cdot 2\pi)$, wobei $\Delta t = (i_p - i_m) \cdot T_s$.

[0008] Vorzugsweise weist die Analog-zu-Digital-Verarbeitungseinheit einen Analog/Digital-Wandler auf und Y_i ist eine Ausgabe des Analog/Digital-Wandlers.

[0009] Alternativ und vorzugsweise weist die Analog-zu-Digital-Verarbeitungseinheit ein Empfangsfilter auf und Y_i ist eine Ausgabe des Empfangsfilters.

[0010] Gemäss einer bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung weist der erste Unterabschnitt drei Teile auf, wobei ein erstes Symbol eines ersten Teils mit i_1 bezeichnet ist; ein erstes Symbol eines zweiten Teils mit i_2 , ein letztes Symbol des zweiten Teils als Symbol i_3 ; und ein letztes Symbol für einen dritten Teil als Symbol i_4 ; und wobei der zweite Unterabschnitt drei Teile aufweist, wobei ein erstes Symbol eines ersten Teils mit i_5 bezeichnet ist, ein erstes Symbol eines zweiten Teils mit i_6 , ein letztes Symbol des zweiten Teils als Symbol i_7 ; und ein letztes Symbol für einen dritten Teil als Symbol i_8 ; so dass jeweils der zweite Teil des ersten bzw. des zweiten Unterabschnitts derart verarbeitet werden, dass $n = 3$, $m = 2$, $p = 6$ und $q = 7$.

[0011] Gemäss weiterer bevorzugter Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung werden die Schritte des Verfahrens für eine Vielzahl von n Frames wiederholt, so dass eine Vielzahl von n Frequenzverschiebungen berechnet wird, wobei das Verfahren zusätzlich folgenden Schritt aufweist: (g) Berechnung des Mittelwerts der Vielzahl von n Frequenzverschiebungen zur Ermittlung der Frequenzverschiebung. Vorzugsweise beinhaltet der Schritt der Berechnung des Mittelwerts der Vielzahl von n Frequenzverschiebungen die folgenden Schritte: (i) Bestimmung einer Gewichtung w_i für jede Frequenzverschiebung i ; und (ii) Berechnung der Frequenzverschiebung als $\bar{\Delta f}_w$ gemäss einer Gleichung

$$\bar{\Delta f}_w = \frac{1}{\sum_{i=1}^n w_i} * \sum_{i=1}^n (w_i * \Delta f_i)$$

[0012] Vorzugsweise wird die anfängliche Frequenzverschiebung mit folgenden Schritten berechnet: (i) Berechnung einer Wertemenge $T(\pi_k)$ für jede π_k einer Menge von Frequenzen $\{\pi_k\}$ gemäss einer Gleichung:

$$T(f_k) = \left| \sum_{i=1}^L a_i * \exp(-j * i * f_k * 2\pi * T_s) * Y_i \right|^2$$

worin L die Länge eines Synchronisationsfelds ist; j die Quadratwurzel von -1 ; und (ii) Bestimmung der anfänglichen Frequenzverschiebung als Wert einer Frequenz π_k derart, dass die Menge der Werte $T(\pi_k)$ maximiert wird.

[0013] Gemäss einer weiteren Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird ein Verfahren zur Schätzung einer Frequenzverschiebung mindestens eines Frames mit mindestens einem Synchronisationsfeld zur Verfügung gestellt, welches in mindestens einen ersten Unterabschnitt und einen zweiten Unterabschnitt aufgeteilt ist, welche durch einen Spacerteil getrennt sind, wobei die mindestens zwei Unterabschnitte aus im wesentlichen äquivalenten pseudozufälligen Symbolen bestehen und der erste Unterabschnitt mindestens drei Teile aufweist, wobei ein erster Teil ein erstes, als Symbol i_1 bezeichnetes Symbol aufweist, ein zweiter Teil ein erstes, als Symbol i_2 bezeichnetes Symbol, und ein letztes, als Symbol i_3 bezeichnetes Symbol aufweist, und ein dritter Teil ein letztes, als Symbol i_4 bezeichnetes Symbol aufweist, wobei der zweite Unterabschnitt ebenfalls mindestens drei Teile aufweist, wobei ein erster Teil ein erstes, als Symbol i_5 bezeichnetes Symbol aufweist, ein zweiter Teil ein erstes, als Symbol i_6 bezeichnetes Symbol und ein letztes, als Symbol i_7 bezeichnetes Symbol aufweist, und ein dritter Teil ein letztes, als Symbol i_8 bezeichnetes Symbol aufweist, und wobei der Frame durch einen Empfänger von einem Sender empfangen wird, wobei der Empfänger mindestens eine Analog-zu-Digital-Verarbeitungseinheit enthält, und die Schritte des Verfahrens von einem Datenprozessor durchgeführt werden, wobei das Verfahren folgende Schritte umfasst: (a) Für jede Frequenz π_k einer Menge

von Frequenzen $\{\pi_k\}$ Berechnung einer Gleichung

$$T(f_k) = \left| \sum_{i=1}^L a_i * \exp(-j * i * f_k * 2\pi * T_s) * Y_i \right|^2$$

worin T_s eine Symbolperiode ist; L die Länge mindestens eines Teils des Synchronisationsfelds; j die Quadratwurzel von -1; (b) Bestimmung einer anfänglichen Frequenzverschiebung $\pi_{initial}$ als Wert einer Frequenz π_k derart, dass eine Menge von Werten $T(\pi_k)$ maximiert wird; (c) Berechnung einer ersten Phase in Radian für den zweiten Teil des ersten Unterabschnitts gemäss einer Gleichung

$$\varphi_1 = \text{Winkel} \left(\sum_{i=i_2}^{i_3} a_i^* * \exp(-j * i * f_{initial} * 2\pi * T_s) Y_i \right)$$

worin i die Zeit in Symbolen bezeichnet; die Länge des zweiten Teils des ersten Unterabschnitts $i_3 - i_2 + 1$ beträgt; Y_i eine Ausgabe der Analog-zu-Digital-Verarbeitungseinheit ist; a_i^* das komplexe Konjugierte des i-ten Trainingssymbols a_i ist; (d) Berechnung einer zweiten Phase in Radian für den zweiten Teil des zweiten Unterabschnitts gemäss einer Gleichung

$$\varphi_2 = \text{Winkel} \left(\sum_{i=i_6}^{i_7} a_i^* * \exp(-j * i * f_{initial} * 2\pi * T_s) Y_i \right)$$

worin die Länge des zweiten Teils des zweiten Unterabschnitts $i_7 - i_6 + 1$ beträgt; (e) Berechnung einer Differenz zwischen der ersten und der zweiten Phase gemäss einer Gleichung $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$; (f) Einstellung der Differenz derart, dass wenn $\Delta\varphi > \pi$, dann $\Delta\varphi = \Delta\varphi - 2\pi$, oder alternativ derart, dass wenn $\Delta\varphi < -\pi$, dann $\Delta\varphi = \Delta\varphi + 2\pi$; und (g) Berechnung der Frequenzverschiebung gemäss einer Formel $\Delta f = \Delta\varphi / (\Delta t \cdot 2\pi)$ worin $\Delta t = (i_6 - i_2) \cdot T_s$.

[0014] Nachstehend ist ein Signal, das einem bestimmten Burst S_i (wobei i eine ganze Zahl ist) entspricht, so definiert, dass es durch Verarbeitung mindestens eines Teils von Burst S_i , beispielsweise durch Abtasten eines aus dem empfangenen Burst S_i erhaltenen Analogsignals, erzeugt wird, um ein „entsprechendes“ digitales Abtastsignal zu erzeugen.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0015] Die Erfindung ist im vorliegenden Text lediglich beispielhaft unter Bezugnahme auf die beiliegenden Zeichnungen beschrieben. Es zeigen:

[0016] [Fig. 1](#) ein schematisches Blockschaltbild eines beispielhaften Systems mit einem Sender und einem Empfänger gemäss dem allgemeinen Stand der Technik;

[0017] [Fig. 2A](#) ein schematisches Blockschaltbild eines beispielhaften Senders, und [Fig. 2B](#) ein schematisches Blockschaltbild eines beispielhaften Empfängers, gemäss vorliegender Erfindung;

[0018] [Fig. 3](#) eine Darstellung einer beispielhaften Framestruktur gemäss vorliegender Erfindung; und

[0019] [Fig. 4A](#) und [Fig. 4B](#) Ablaufdiagramme des Verfahrens zur Schätzung der Trägerfrequenzverschiebung gemäss vorliegender Erfindung.

BESCHREIBUNG DER BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGSFORMEN

[0020] Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren zur präzisen und schnellen Schätzung der Trägerfrequenzverschiebung für ein Kommunikationssystem mit einem Sender und einem Empfänger. Bei dem Verfahren der vorliegenden Erfindung wird die Trägerfrequenzverschiebung anhand des Synchronisationsfelds geschätzt, das vorzugsweise eine Sequenz pseudozufälliger Symbole aufweist, die mindestens zweimal innerhalb des Synchronisationsfeld auftreten. Der Phasenwinkel für jede dieser wiederholten Sequenzen wird dann zur Bestimmung der Phasendifferenz verwendet, aus der dann die Frequenzverschiebung berechnet wird. Optional und vorzugsweise umfasst das Verfahren auch eine grobe Frequenzschätzung, die zuerst durchgeführt wird, zum Beispiel bei einer besonders großen Frequenzverschiebung.

[0021] Ein besseres Verständnis der Prinzipien und des Betriebs eines Verfahrens gemäss vorliegender Er-

findung ergibt sich aus dem Studium der Zeichnungen und der beiliegenden Beschreibung.

[0022] Es wird nunmehr auf die Zeichnungen Bezug genommen. [Fig. 1](#) zeigt ein beispielhaftes System zur Kommunikation aus dem allgemeinen Stand der Technik. Ein System weist einen Sender **12** und einen Empfänger **14** auf. Radiofrequenzsignale werden vom Sender **12** gesendet und durch den Empfänger **14** empfangen, obwohl natürlich auch andere Arten von Signalen anstelle dieser verwendet werden könnten. Zum Beispiel wäre das Verfahren der vorliegenden Erfindung auch für Sprachband-Modems geeignet. Bei der nachfolgenden Erläuterung ist ausschließlich zum Zwecke der Klarheit von Radiofrequenzsignalen die Rede, was jedoch keinerlei Einschränkung darstellen soll.

[0023] Das Signal ergeht ursprünglich als digitales Signal, das vom Sender **12** verarbeitet wird, wodurch sich ein analoges Radiofrequenzsignal vor der Übertragung ergibt. Wie es nachstehend im einzelnen ausgeführt ist, umfasst diese Verarbeitung das Codieren, die Digital-/Analog-Umwandlung, die Modulation und dann die Hochkonvertierung auf die Frequenz des gesendeten Signals.

[0024] Der Empfänger **14** empfängt dieses analoge Signal und nimmt dann eine Herunterkonvertierung und Demodulation des Signals vor. Dieses demodulierte Signal wird dann verarbeitet, um eine digitale Signalausgabe zu erhalten. Durch die Schritte der Verarbeitung des demodulierten Signals wird versucht, eine digitale Signalausgabe zu erhalten, die der ursprünglichen digitalen Signaleingabe am Sender **12** so ähnlich wie möglich ist. Wiederum umfasst diese Verarbeitung, wie es nachstehend ausführlicher beschrieben ist, die Herunterkonvertierung, die Demodulation, die Digital/Analog-Umwandlung, die Weiterverarbeitung und dann das Decodieren. Die Weiterverarbeitung ist erforderlich, da das vom Empfänger **14** empfangene Analogsignal nicht mit dem vom Sender **12** gesendeten Analogsignal identisch ist. Änderungen am Analogsignal treten infolge von Interferenz, Radiofrequenzträgerverschiebungen und Kanalantwort auf.

[0025] Wie es unter Bezugnahme auf die [Fig. 2A](#) für den Sender **12** bzw. die [Fig. 2B](#) für den Empfänger **14** dargestellt ist, sind eine Anzahl verschiedener Komponenten zum Senden des Analogsignals und zur Verarbeitung des empfangenen Analogsignals erforderlich oder bevorzugt. Die Beschreibung dieser Komponenten ist lediglich ein Beispiel zum Zwecke der Erläuterung und soll die Erfindung in keiner Weise einschränken.

[0026] In [Fig. 2A](#) empfängt der Sender **12** ein digitales Eingangssignal, das von einem Codierer **30** empfangen wird. Der Codierer **30** bildet den digitalen Bitstromeingang auf Symbole ab. Ein „Symbol“ ist ein k-Bit großer Chunk, in den das Übertragungssignal aufgeteilt ist. Das Digitalsignal wird dann in zwei Signalkomponenten aufgeteilt, die als „I“ (in Phase) und „Q“ (Quadratur) bezeichnet werden. Jede digitale Signalkomponente wird vorzugsweise von einem von zwei digitalen Sendefiltern **32** gefiltert. Als nächstes wird das digitale Signal von einem der beiden Analog/Digital-Wandler **34** zu einem Analogsignal konvertiert. Das Analogsignal wird dann von einem von zwei analogen Tiefpassfiltern **36** gefiltert, die als „TPF“ bezeichnet werden.

[0027] Die zwei Komponenten des geformten Analogsignals werden an eine Radiofrequenzsendeeinheit **38** weitergeleitet. Die Radiofrequenzsendeeinheit **38** enthält vorzugsweise einen Modulator **40** und einen Radiofrequenz-Hochkonvertierer **42**. Der Modulator **40** kombiniert die „I“- und „Q“-Komponenten miteinander und moduliert diese Komponenten auf einen ausgewählten Träger, so dass das Signal nunmehr ein Zwischenfrequenzsignal ist. Der Radiofrequenz-Hochkonvertierer **42** wird benötigt, um das Zwischenfrequenzsignal auf die Frequenz des gesendeten Radiofrequenzsignals zu konvertieren, welche typischerweise einen höheren Wert als die Frequenz des Zwischenfrequenzsignals hat.

[0028] Wie [Fig. 2B](#) zeigt, wird das analoge Radiofrequenzsignal von einer Radiofrequenzempfängereinheit **24** empfangen. Die Radiofrequenzempfängereinheit **24** weist vorzugsweise einen Radiofrequenz-Herunterkonvertierer **44** und einen Demodulator **46** auf. Der Radiofrequenz-Herunterkonvertierer **44** wird benötigt, um die Frequenz des gesendeten Radiofrequenzsignals auf ein Zwischenfrequenzsignal zu konvertieren. Als nächstes verläuft das Zwischenfrequenzsignal an den Demodulator **46**, der das Signal in die beiden Komponenten „I“ und „Q“ aufteilt.

[0029] Diese zwei Signalkomponenten werden separat von einem von zwei analogen Tiefpassfiltern **48** verarbeitet, die als „TPF“ bezeichnet sind. Als nächstes werden die tiefpassgefilterten Signale für „I“ und „Q“ von einem von zwei Analog/Digital-Wandlern **50** von Analog- zu Digitalsignalen konvertiert.

[0030] Die digitalen Signale werden dann von einem von zwei digitalen Empfangsfiltern **52** weiterverarbeitet. Vorzugsweise filtern die digitalen Empfangsfilter **52** Rauschen, um den Störabstand (SNR) zu verbessern. Es ist zu beachten, dass die Analog/Digital-Wandler **50** und die digitalen Empfangsfilter **52** ebenfalls kollektiv als

„Analog-zu-Digital-Verarbeitungseinheit 53“ bezeichnet werden. Als nächstes wird das gefilterte Signal an einen nachgeschalteten Empfänger 54 geleitet, um während der stationären Verarbeitung des Signals ein digitales Ausgangssignal zu erzeugen. Vorzugsweise ist das Verfahren der vorliegenden Erfindung jedoch während der Verarbeitung des eigentlichen Synchronisationsfelds in Betrieb, im bevorzugteren Fall bevor ein Entzerrer, falls vorhanden, trainiert wurde, und daher im noch bevorzugteren Fall vor der Entzerrung des Signals.

[0031] Die digitale Verarbeitung innerhalb des nachgeschalteten Empfängers 54 weist eine Kompensation für sowohl die Trägerfrequenzverschiebung als auch die Phasenverschiebung, und für die ISI (Intersymbolinterferenz) auf. Das Verfahren gemäß vorliegender Erfindung ermöglicht eine weitaus schnellere Schätzung der Trägerfrequenzverschiebung und mit kürzeren Synchronisationsfeldern (unter Bezugnahme auf die [Fig. 3](#) beschrieben), wie es nachstehend ausführlicher in Bezug auf die [Fig. 4A](#) und [Fig. 4B](#) beschrieben ist.

[0032] Wie [Fig. 3](#) zeigt, weist jeder Frame 70 ein Synchronisationsfeld 72 und einen Verkehrsabschnitt 74 auf (wobei in der Darstellung relative Proportionen nicht gezeigt sind). Das Synchronisationsfeld 72 ist zur schnellen und effizienten Synchronisation vorhanden. Das Synchronisationsfeld 72 erscheint vorzugsweise am Anfang von Frame 70, wobei in diesem Fall das Synchronisationsfeld 72 der „Header“ von Frame 70 ist.

[0033] Das Synchronisationsfeld 72 ist fakultativ in mindestens zwei Unterabschnitte 76 und 77 aufgeteilt, von denen jeder eine vordefinierte Sequenz pseudozufälliger Symbole aufweist, und die vorzugsweise im wesentlichen äquivalent sind, so dass die Verarbeitung beider Unterabschnitte 76 und 77 vorzugsweise die selbe oder im wesentlichen ähnliche ISI ergeben würde. Jeder Unterabschnitt 76 und 77 ist vorzugsweise durch einen Spacerteil 78 getrennt, der mindestens eine vordefinierte Länge hat. Noch bevorzugter ist die Länge des Spacerteils 78 vorzugsweise ähnlich derjenigen eines Unterabschnitts 76 oder 77.

[0034] Ebenfalls bevorzugter ist jeder Unterabschnitt 76 oder 77 des weiteren in mindestens drei Sequenzen pseudozufälliger Symbole 80 aufgeteilt (welche nachstehend kollektiv als „Sequenzen 80“ bezeichnet sind), von denen jede auch als Teil eines jeden Unterabschnitts 76 oder 77 beschrieben werden kann. Jede Sequenz 80 ist aus einer Vielzahl von Symbolen zusammengesetzt.

[0035] Im bevorzugtesten Fall handelt es sich bei jeder der drei Sequenzen 80 um eine andere Sequenz pseudozufälliger Symbole. Ebenso ist im bevorzugtesten Fall eine erste Sequenz 82 der drei Sequenzen sowohl für den ersten Unterabschnitt 76 (der als „Unterabschnitt 1“ bezeichnet wird) als auch für den zweiten Unterabschnitt 77 (der als „Unterabschnitt 2“ bezeichnet wird) im wesentlichen äquivalent. Ähnlich ist eine zweite Sequenz 84 sowohl für den ersten Unterabschnitt 76 als auch für den zweiten Unterabschnitt 77 im wesentlichen äquivalent, und eine dritte Sequenz 86 ist auch sowohl für den ersten Unterabschnitt 76 als auch für den zweiten Unterabschnitt 77 im wesentlichen äquivalent.

[0036] Lediglich für die Zwecke der Darstellung und der Erläuterung ist für den ersten Unterabschnitt 76 das erste Symbol für die erste Sequenz 82 Symbol i_1 , das erste Symbol für die zweite Sequenz 84 ist Symbol i_2 ; das letzte Symbol für die zweite Sequenz 84 ist Symbol i_3 ; und das letzte Symbol für die dritte Sequenz 86 ist Symbol i_4 . Ähnlich ist für den zweiten Unterabschnitt 77 das erste Symbol für die erste Sequenz 82 Symbol i_5 , das erste Symbol für die zweite Sequenz 84 ist Symbol i_6 ; das letzte Symbol für die zweite Sequenz 84 ist Symbol i_7 ; und das letzte Symbol für die dritte Sequenz 86 ist Symbol i_8 .

[0037] Vorzugsweise werden für die Zwecke des Verfahrens der vorliegenden Erfindung nur die zweite Sequenz 84 des ersten Unterabschnitts 76 und des zweiten Unterabschnitts 77 analysiert. Jedoch sind vorzugsweise die erste Sequenz 82 und die dritte Sequenz 86 beide enthalten, um Verzerrungen der Symbole der zweiten Sequenz 84 aus vorherigen und nachfolgenden Symbolen zu minimieren, so dass die Symbole i_2 bis i_3 und die Symbole i_6 bis i_7 beide in gleichem oder im wesentlichen ähnlichem Maße durch ISI verzerrt werden. Das Vorhandensein der ersten Sequenz 82 einer ausreichenden Länge ermöglicht, dass die durch Symbole vor Symbol i_1 verursachte ISI bis zum Zeitpunkt des Empfangs von Symbol i_2 im wesentlichen abgeklungen ist. Ähnlich wirkt sich bei ausreichender Länge der dritten Sequenz 86 die durch Symbole nach Symbol i_4 verursachte ISI nicht erheblich auf Symbol i_3 aus. Somit fungieren die erste Sequenz 82 und die dritte Sequenz 86 als ISI-Puffer für die zweite Sequenz 84.

[0038] Für das Verfahren der vorliegenden Erfindung befindet sich die Signalverarbeitung vorzugsweise auf der Stufe, in der nur das Synchronisationsfeld 72 vom Empfänger eines Empfänger-Sender-Paars verarbeitet wird, und der Entzerrer, falls überhaupt vorhanden, noch nicht in Betrieb ist. Daher enthält das gerade verarbeitete Signal noch ISI (Intersymbolinterferenz), und Ungenauigkeiten der Kanalantwort. Im bevorzugteren Fall wurde das Signal bereits von den Empfangsfiltern von [Fig. 2B](#) verarbeitet, obwohl alternativ das Signal auch

direkt von den Analog/Digital-Wandlern zur Verarbeitung gemäss dem Verfahren der vorliegenden Erfindung empfangen werden könnte. Des weiteren ist im bevorzugteren Fall das Synchronisationsfeld **72** der Header von Frame **70**. Die Art der Übertragung ist optional bursthaltig, so dass der Frame **70** ein Burst ist, oder alternativ könnten die Übertragungen auch kontinuierlich sein. Für jeden der beiden Übertragungstypen muss das Timing des Empfangs von Synchronisationsfeld **72** durch den Empfänger des Empfänger-Sender-Paars vorbestimmt sein, so dass eine bestimmte Übertragungsstruktur vorbestimmt ist und dem Empfänger im voraus bekannt ist. Alternativ und vorzugsweise könnte der Empfänger selbst die Übertragungsstruktur steuern oder bestimmen.

[0039] Obwohl das Timing der Abtastung des Analog/Digital-Wandlers nicht unbedingt optimal ist, muss es wenigstens von Unterabschnitt **1** bis Unterabschnitt **2** konsistent sein. Ein optimales Timing wird bevorzugt, da das Verfahren der vorliegenden Erfindung bei derart optimalem Timing eine bessere Leistung ergibt. Fällt das Timing zwar nicht optimal, aber konsistent aus, dann ist die Abtastrate vorzugsweise höher als ein Abtastwert pro Symbol, um jedwede Nachteile des Abtasttimings zu überwinden. Ein Beispiel eines Systems, bei dem das Timing zwar konsistent, aber nicht optimal ist, ist in der U.S. Patentanmeldung mit dem Titel „Method For Rapid Synchronisation Of A Point to Multipoint Communication System“ beschrieben, die das selbe Anmeldedatum wie die vorliegende Anmeldung hat und durch diesen Literaturhinweis summarisch in diese Offenbarung eingefügt ist, als wäre sie vollständig hierin ausgeführt. Bei dem darin offenbarten System wird das Abtasttiming durch den Sendetakt der Basisstation eingestellt, so dass das Abtasttiming der Empfangstakte der Terminalstation und der Basisstation gemäss dem Sendetakt der Basisstation eingestellt ist, und so dass der Sendetakt der Terminalstation ebenfalls gemäss dem Sendetakt der Basisstation bestimmt wird. Bei diesem System ist das Timing der Basisstation bekannt und konsistent, jedoch nicht unbedingt optimal.

[0040] Wie [Fig. 4A](#) zeigt, werden die Schritte des Verfahrens der vorliegenden Erfindung wie folgt durchgeführt, vorzugsweise von einem Datenprozessor im nachgeschalteten Empfänger **54**, zum Beispiel als Software, die in einem nichtflüchtigen Speicher im nachgeschalteten Empfänger **54** gespeichert ist. Alternativ und vorzugsweise könnten die Schritte des Verfahrens der vorliegenden Erfindung von spezieller Hardware oder von einer Kombination aus Hardware und Software, auch bekannt unter dem Begriff „Firmware“, durchgeführt werden. Ein Durchschnittsfachmann auf dem Gebiet könnte ohne weiteres das Verfahren der vorliegenden Erfindung zur Funktion als Software, Hardware oder Firmware implementieren.

[0041] Die Schritte des Verfahrens werden von einem Empfänger vollzogen, der mindestens einen Frame mit mindestens einem Synchronisationsfeld von einem Sender empfängt.

[0042] Die folgende Schreibweise wird für diese Formeln verwendet. Fettdruck bedeutet Spaltenvektoren, während Elemente eines Vektors in Normaldruck mit tiefgestelltem Index angegeben sind.

Y = Empfangsfilter (Analog/Digital-Wandler)-Ausgang für den Header-Anfang (Spaltenvektor)

a = Trainingssymbole (Spaltenvektor)

j = Quadratwurzel von -1

i = Index, der die Zeit bei Symbolen darstellt

a_i^* = komplexes Konjugiertes von a_i

$\text{Winkel}(x)$ = ist x eine komplexe bewertete Zahl,

und $x = r e^{j\gamma}$, wobei r eine reale und nicht negative Zahl ist, und γ ein Winkel in Radian zwischen $-\diamond$ und \diamond ist, dann ist $\text{Winkel}(x)$ als gleich γ definiert.

[0043] Die Schritte des Verfahrens für jeden Frame sind wie folgt: Zunächst wird in Schritt **1** die Phase für den ersten Unterabschnitt **76**, der als „Unterabschnitt **1**“ bezeichnet wird, von [Fig. 3](#) unter Verwendung mindestens eines Teils des ersten Unterabschnitts **76** geschätzt. Bevorzugter wird die zweite Sequenz **84** zur Schätzung der Phase verarbeitet, im bevorzugtesten Fall gemäss folgender Gleichung:

$$\varphi_1 = \text{Winkel} \left(\sum_{i=i_2}^{i_3} a_i^* * Y_i \right)$$

[0044] Ähnlich wird die Phase für den zweiten Unterabschnitt **77**, der als „Unterabschnitt **2**“ bezeichnet wird, von [Fig. 3](#) unter Verwendung mindestens eines Teils des zweiten Unterabschnitts **77** geschätzt. Bevorzugter wird die zweite Sequenz **84** zur Schätzung der Phase verwendet, im bevorzugtesten Fall gemäss folgender Gleichung:

$$\varphi_2 = \text{Winkel} \left(\sum_{i=i_6}^{i_n} a_i^* * Y_i \right)$$

[0045] Die Variable „Y“ bezeichnet entweder die Ausgabe des Empfangsfilters oder alternativ des Analog/Digital-Wandlers vom Verarbeiten des Headers, da die Werte von Y optional sind und vorzugsweise vom Empfangsfilter kommend empfangen werden, oder alternativ direkt vom Analog/Digital-Wandler kommend empfangen werden.

[0046] Ein allgemeinerer Ausdruck für diese Gleichungen ist nachstehend für die erste Gleichung gegeben:

$$\varphi_1 = \text{Winkel} \left(\sum_{i=i_m}^{i_n} a_i^* * Y_i \right)$$

wobei n und m ganze Zahlen sind, wobei $i_n \Sigma i_m$, und die Länge des Teils des ersten Unterabschnitts, der gerade verarbeitet wird, ist gegeben als $i_n - i_m + 1$. In dem bestimmten, oben dargestellten Beispiel ist $n = 3$ und $m = 2$, obwohl natürlich die Werte für n und für m gemäss dem Teil des ersten Unterabschnitts, der gerade verarbeitet wird, optional variiert werden könnten.

[0047] Ähnlich ist ein allgemeinerer Ausdruck für die zweite Gleichung folgender:

$$\varphi_2 = \text{Winkel} \left(\sum_{i=i_p}^{i_q} a_i^* * Y_i \right)$$

wobei q und p ganze Zahlen sind, wobei $i_q \Sigma i_p$, und die Länge des Teils des zweiten Unterabschnitts, der gerade verarbeitet wird, gegeben ist als $i_q - i_p + 1$. In dem bestimmten, oben dargestellten Beispiel ist $q = 7$ und $p = 6$, obwohl natürlich die Werte für q und für p gemäss dem Teil des zweiten Unterabschnitts, der gerade verarbeitet wird, optional variiert werden könnten.

[0048] Als nächstes wird in Schritt 2 die Phasendifferenz in Radian aus der anhand von „Unterabschnitt 1“ berechneten Phase und der anhand von „Unterabschnitt 2“ berechneten Phase gemäss folgender Gleichung bestimmt:

$$\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1.$$

[0049] Als nächstes wird die Phasendifferenz wie folgt in Schritt 3 eingestellt. Für $\Delta\varphi > \pi$ ergibt sich $\Delta\varphi = \Delta\varphi - 2\pi$. Alternativ ist für $\Delta\varphi < -\pi$ $\Delta\varphi = \Delta\varphi + 2\pi$.

[0050] In Schritt 4 wird dann die Phasendifferenz in Radian gemäss folgender Gleichung in eine Frequenzdifferenz in Hertz (Hz) umgewandelt, wobei es sich um die Schätzung der Trägerfrequenzverschiebung für diesen Frame handelt:

$$\Delta f = \Delta\varphi / (\Delta t \cdot 2\pi)$$

worin

$$\Delta t = (i_6 - i_2) \cdot T_s$$

so dass die Differenz ($i_6 - i_2$) die Verzögerung zwischen Unterabschnitt 1 und Unterabschnitt 2 darstellt, gemessen in verarbeiteten Symbolen, und T_s die Symbolperiode in Sekunden darstellt, so dass nt die in Sekunden gemessene Verzögerung zwischen Unterabschnitt 1 und Unterabschnitt 2 darstellt. Diese berechnete Frequenzdifferenz ist die Trägerfrequenzverschiebung, die zur übrigen Verarbeitung des Signals wie in [Fig. 2B](#) gezeigt verwendet werden könnte.

[0051] Vorzugsweise ist die Berechnung der Phase in Schritt 1 gewichtet, so dass die Gleichung von Schritt 1 für den ersten Unterabschnitt **76** durch folgende Gleichung ersetzt würde:

$$\varphi_1 = \text{Winkel} \left(\sum_{i=i_2}^{i_6} a_i^* * Y_i * v_i \right)$$

in der v_i die Menge von Gewichten ist, gemäss der die Phase zur Bildung einer gewichteten Phase gewichtet wird. Zum Beispiel könnte ein einheitliches Gewichtungsschema verwendet werden, so dass sich $v_i = 1/n$ für alle i zwischen 1 und n ergibt.

[0052] Vorzugsweise werden diese Berechnungen jedes Mal dann wiederholt, wenn ein Synchronisationsfeld gesendet wird. Noch bevorzugter wird das Synchronisationsfeld n Mal wiederholt gesendet, so dass n Schätzungen der Trägerfrequenzverschiebung berechnet werden und dann ein Mittelwert berechnet wird, um eine gewichtete Schätzung der Trägerfrequenzverschiebung zu erhalten.

[0053] Gemäss bevorzugter Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung wird vorzugsweise die Trägerfrequenzverschiebung als gewichteter Mittelwert berechnet, so dass bei wiederholter Übertragung des Synchronisationsfelds n Mal, so dass n Schätzungen der Trägerfrequenzverschiebung berechnet werden, eine gewichtete Schätzung der Trägerfrequenzverschiebung vorzugsweise in Schritt 5 gemäss folgender Gleichung berechnet wird:

$$\Delta f_w = \frac{1}{\sum_{i=1}^n w_i} * \sum_{i=1}^n (w_i * \Delta f_i)$$

bei der w_i ein geeignetes Gewichtungsschema für jede Schätzung der Frequenzverschiebung Δf_i darstellt und Δf_w die gewichtete Schätzung der Frequenzverschiebung ist. Mehr Gewicht könnte optional beispielsweise aktueller berechneten Schätzungen der Frequenzverschiebung gegeben werden, da die Frequenz über die Zeit variiert und die aktueller berechneten Schätzungen der Frequenzverschiebung daher auf aktueller empfangenen Synchronisationsfeldern basieren würden. Alternativ könnte eine einheitliche Gewichtung eingesetzt werden, so dass sich $w_i = 1/n$ für alle i zwischen 1 und n ergibt.

[0054] Bei den voranstehend angegebenen Schritten des Verfahrens zum Schätzen der Frequenzverschiebung wird davon ausgegangen, dass jedes Symbol einmal abgetastet wird. Ist zum Beispiel die so genannte Symbol Timing Recovery (STR) als optimal bekannt, ist diese Annahme richtig. Ist jedoch bekannt, dass die STR zwar konsistent, aber nicht optimal ist, dann kann es sein, dass jedes Symbol mehr als einmal abgetastet oder „überabgetastet“ wird. In dieser Situation muss eine bestimmte Anzahl von Abtastwerten verworfen oder „heruntergetastet“ werden, so dass es nur einen verarbeiteten Abtastwert pro Symbol gibt. Wird beispielsweise jedes Symbol zweimal abgetastet, dann muss gemäss einem konsistenten Schema ein Abtastwert beibehalten werden und ein Abtastwert verworfen werden, so dass beispielsweise alle geraden Abtastwerte oder alle ungeraden Abtastwerte verworfen werden. Vorzugsweise ist dieses konsistente Schema derart, dass die Abtastwerte in der optimalsten Phase beibehalten werden.

[0055] Die Vorteile des Verfahrens der vorliegenden Erfindung sind folgende. Zunächst einmal wird die Schätzung der Phase sowohl aufgrund von additivem Rauschen und ISI (Intersymbolinterferenz) verschlechtert. Da die Unterabschnitte 1 und 2 identisch sind, leiden beide an der selben ISI und somit haben beide aufgrund von ISI dieselbe einseitige Verzerrung. Da jedoch die Phasendifferenz berechnet wird, hebt sich die ISI-bedingte einseitige Verzerrung in den Berechnungen auf. Daher bleibt das Verfahren gemäss vorliegender Erfindung selbst unter Bedingungen starker ISI in Betrieb und es ist keine Entzerrung des Signals erforderlich.

[0056] Vorzugsweise weisen die Unterabschnitte 1 und 2 eine oder mehr Sequenzen pseudozufälliger Symbole von mehr als einer Frequenz auf, um eine starke Dämpfung der Empfangssignale zu verhindern, wenn bei einer bestimmten Frequenz eine tiefe Kerbe vorliegt. Auch sind Sequenzen pseudozufälliger Symbole einer Vielzahl von Frequenzen zur Anpassung von Entzerrern geeignet, was somit die Verwendung eines Synchronisationsfeldes sowohl zur Entzerrer-Anpassung als auch zur Schätzung der Trägerfrequenzverschiebung gemäss vorliegender Erfindung ermöglicht.

[0057] Vorzugsweise liegt eine anfängliche Frequenzverschiebung, $\pi_{initial}$ vor, die zur Berechnung der geschätzten Frequenzverschiebung verwendet wird, die aus einer groben Frequenzschätzung erhalten werden könnte, wie es nachstehend ausführlicher beschrieben ist. Sind die Frequenzverschiebungen und die Phasendifferenzen zu groß, dann ist ein zweistufiger Ansatz besonders bevorzugt. In Stufe 1 erfolgt dabei eine Berechnung einer groben Schätzung der Frequenzverschiebung als die anfängliche Frequenzverschiebung, während in Stufe 2 die Schätzung der eigentlichen Frequenzverschiebung, oder die „Feinschätzung der Frequenzverschiebung“, berechnet wird. Insbesondere bei einer Frequenzverschiebung von größer $1/(2nt)$ ist das zweistufige Verfahren stark bevorzugt.

[0058] Gemäss bevorzugteren Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung weist das zweistufige Verfahren der vorliegenden Erfindung die Berechnung einer groben Frequenzverschiebung als π_{initial} vor der Durchführung der voranstehenden Schritte des einstufigen Verfahren der vorliegenden Erfindung auf. Die Annahmen sind ähnlich denjenigen, die voranstehend bezüglich des Verfahrens von [Fig. 4A](#) beschrieben wurden.

[0059] Kurz gesagt wird ein Beispiel eines zweistufigen Verfahrens gemäss der vorliegenden Erfindung wie folgt durchgeführt. Als erstes wird die DFT (diskrete Fouriertransformierte) der Sequenz $a \cdot Y_1$ aus dem Synchronisationsfeld für eine Menge von Frequenzen $\{\pi_k\}$ berechnet. Als nächstes wird der maximale Absolutwert im Frequenzbereich bestimmt, und die entsprechende Frequenz wird dann als die grobe Schätzung ausgewählt. Vorzugsweise wird, da der Bereich der Trägerfrequenz so bestimmt werden kann, dass er zwischen zwei Endpunkten π_{\min} und π_{\max} liegt, und die Toleranz des Verfahrens von [Fig. 4A](#) auch als π_{tol} bestimmt werden kann, dann die Menge von Frequenzen $\{\pi_k\}$ zwischen π_{\min} und π_{\max} derart gewählt, dass der Fehler der groben Schätzung nicht größer als π_{tol} ist.

[0060] Die Schritte des Verfahrens sind in [Fig. 4B](#) gezeigt. Soweit nicht anders angegeben sind alle Variablen und Indexe die selben wie die für die Schritte des in [Fig. 4A](#) dargestellten und oben beschriebenen Verfahrens. Als erstes wird in Schritt 1 für jede π_k der Menge von Frequenzen $\{\pi_k\}$ die folgende Gleichung berechnet:

$$T(f_k) = \left| \sum_{i=1}^L a_i * \exp(-j * i * f_k * 2\pi * T_s) * Y_i \right|^2$$

bei der L die Länge des Synchronisationsfeldes darstellt.

[0061] In Schritt 2 wird π_{initial} als der Wert der Frequenz π_k bestimmt, für die die Menge von Werten T (π_k) maximiert ist.

[0062] Als nächstes wird in Schritt 3 die Phase in Radian für den ersten Unterabschnitt 76, der als „Unterabschnitt 1“ bezeichnet wird, von [Fig. 3](#) gemäss folgender Gleichung geschätzt:

$$\varphi_1 = \text{Winkel} \left(\sum_{i=i_2}^{i_6} a_i^* * \exp(-j * i * f_{\text{initial}} * 2\pi * T_s) Y_i \right)$$

[0063] Ähnlich wird die Phase in Radian für den zweiten Unterabschnitt 77, der als „Unterabschnitt 2“ bezeichnet wird, von [Fig. 3](#) gemäss folgender Gleichung geschätzt:

$$\varphi_2 = \text{Winkel} \left(\sum_{i=i_6}^{i_7} a_i^* * \exp(-j * i * f_{\text{initial}} * 2\pi * T_s) Y_i \right)$$

[0064] In Schritt 4 wird die Differenz in Radian aus der anhand von „Unterabschnitt 1“ berechneten Phase und der anhand von „Unterabschnitt 2“ berechneten Phase gemäss folgender Gleichung berechnet:

$$\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1.$$

[0065] Als nächstes wird die Phasendifferenz wie folgt in Schritt 5 eingestellt. Für $\Delta\varphi > \pi$ ergibt sich $\Delta\varphi = \Delta\varphi - 2\pi$. Alternativ ergibt sich für $\Delta\varphi < -\pi$ $\Delta\varphi = \Delta\varphi + 2\pi$.

[0066] In Schritt 7 wird dann gemäss folgender Gleichung die Phasendifferenz zu einer Frequenzdifferenz in Hertz (Hz) konvertiert, welche die Schätzung der Frequenz für diesen Frame ist:

$$\Delta f = \Delta\varphi / (\Delta t \cdot 2\pi) + f_{\text{initial}}$$

worin

$$\Delta t = (i_6 - i_2) \cdot T_s$$

so dass die Differenz $(i_6 - i_2)$ die Verzögerung zwischen Unterabschnitt 1 und Unterabschnitt 2, gemessen in Symbolen, darstellt und T_s die Symbolperiode in Sekunden darstellt, so dass nt die in Sekunden gemessene Verzögerung zwischen Unterabschnitt 1 und Unterabschnitt 2 darstellt. Diese berechnete Frequenzdifferenz ist die Trägerfrequenzverschiebung, die zur übrigen Verarbeitung wie in [Fig. 2](#) gezeigt verwendet werden

könnte.

[0067] Obwohl die Erfindung bezüglich einer begrenzten Anzahl von Ausführungsformen beschrieben wurde, versteht es sich natürlich, dass zahlreiche Variationen, Modifikationen und andere Anwendungen der Erfindung ebenfalls möglich sind.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Schätzung der Frequenzverschiebung mindestens eines Frames mit mindestens einem in zwei Unterabschnitte aufgeteilten Synchronisationsfeld, wobei die mindestens zwei Unterabschnitte aus identischen Trainingssymbolen bestehen und der Frame durch einen Empfänger von einem Sender empfangen wird, der Empfänger mindestens eine Analog-zu-Digital-Verarbeitungseinheit enthält und die Schritte des Verfahrens von einem Datenprozessor durchgeführt werden, mit folgenden Schritten:

- (a) Bestimmung einer anfänglichen Frequenzverschiebung $f_{initial}$;
- (b) Berechnung einer ersten Phase in Radian für mindestens einen Teil eines ersten Unterabschnitts- gemäss einer Gleichung:

$$\varphi_1 = \text{Winkel} \left(\sum_{i=i_m}^{i_n} a_i^* \cdot \exp(-j \cdot i \cdot f_{initial} \cdot 2\pi \cdot T_s) Y_i \right)$$

worin i die Zeit in Symbolen bezeichnet; T_s eine Symbolperiode ist n und m ganze Zahlen sind mit $i_n \geq i_m$; die Länge des mindestens einen Teils des ersten Unterabschnitts $i_n - i_m + 1$ beträgt; Y_i eine Ausgabe der Analog-zu-Digital-Verarbeitungseinheit ist; a_i^* das komplexe Konjugierte des i -ten Trainingssymbols a_i ist;

- (c) Berechnung einer zweiten Phase in Radian für mindestens einen Teil eines zweiten Unterabschnitts gemäss einer Gleichung:

$$\varphi_2 = \text{Winkel} \left(\sum_{i=i_p}^{i_q} a_i^* \cdot \exp(-j \cdot i \cdot f_{initial} \cdot 2\pi \cdot T_s) Y_i \right)$$

worin p und q ganze Zahlen sind; $i_q \geq i_p$; die Länge des mindestens einen Teils des zweiten Unterabschnitts $i_q - i_p + 1$ beträgt;

- (d) Berechnung einer Phasendifferenz zwischen dem Winkel der ersten und der zweiten Phase gemäss einer Gleichung:

$$\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1;$$

- (e) Einstellung, der Phasendifferenz derart, dass wenn $\Delta\varphi > \pi$, dann $\Delta\varphi = \Delta\varphi - 2\pi$, oder wahlweise derart, dass wenn $\Delta\varphi < -\pi$, dann $\Delta\varphi = \Delta\varphi + 2\pi$; und

- (f) Berechnung einer neuen Frequenzverschiebung gemäss einer Formel:

$$\Delta f = \Delta\varphi / (\Delta t \cdot 2\pi)$$

worin

$$\Delta t = (i_p - i_m) \cdot T_s.$$

2. Verfahren nach Anspruch 1, worin die Analog-zu-Digital-Verarbeitungseinheit einen Analog-Digital-wandler aufweist und Y_i eine Ausgabe des Analog-Digitalwandlers ist.

3. Verfahren nach Anspruch 1, worin die Analog-zu-Digital-Verarbeitungseinheit ein Empfangsfilter aufweist und Y_i eine Ausgabe des Empfangsfilters ist.

4. Verfahren nach Anspruch 1, worin der erste Unterabschnitt drei Teile aufweist, wobei ein erstes Symbol eines ersten Teils mit i_1 bezeichnet ist, ein erstes Symbol eines zweiten Teils mit i_2 , ein letztes Symbol des zweiten Teils als Symbol i_3 ; und ein letztes Symbol für einen dritten Teil als Symbol i_4 ; und worin der zweite Unterabschnitt drei Teile aufweist, wobei ein erstes Symbol eines ersten Teils mit i_5 bezeichnet ist, ein erstes Symbol eines zweiten Teils mit i_6 , ein letztes Symbol des zweiten Teils als Symbol i_7 ; und ein letztes Symbol für einen dritten Teil als Symbol i_8 ; so dass jeweils der zweite Teil des ersten und des zweiten Unterabschnitts derart verarbeitet werden, dass $n = 3$, $m = 2$, $p = 6$ und $q = 7$.

5. unerfahren nach Anspruch 1, worin die Schritte des Verfahrens für eine Anzahl von n Frames wiederholt werden, so dass eine Anzahl von n Frequenzverschiebungen berechnet wird, wobei das Verfahren zusätzlich folgenden Schritt aufweist:

(g) Berechnung des Mittelwerts der Anzahl von n Frequenzverschiebungen zur Ermittlung der Frequenzverschiebung.

6. Verfahren nach Anspruch 5, worin die Berechnung des Mittelwerts der Anzahl von n Frequenzverschiebungen die folgenden Schritte beinhaltet:

(i) Bestimmung einer Gewichtung w_i für jede Frequenzverschiebung i ; und

(ii) Berechnung der Frequenzverschiebung derart, dass sie Δf_w beträgt gemäß einer Gleichung

$$\Delta f_w = \frac{1}{\sum_{i=1}^n w_i} * \sum_{i=1}^n (w_i * \Delta f_i)$$

7. Verfahren nach Anspruch 1, worin die anfängliche Frequenzverschiebung mit folgenden Schritten berechnet wird:

(i) Berechnung einer Wertemenge $T(f_k)$ für jede f_k einer Menge von Frequenzen $\{f_k\}$ gemäß einer Gleichung:

$$T(f_k) = \left| \sum_{i=1}^L a_i * \exp(-j * i * f_k * 2\pi * T_s) * Y_i \right|^2$$

worin L die Länge eines Synchronisationsfelds ist; j die Quadratwurzel von -1; und

(ii) Bestimmung der anfänglichen Frequenzverschiebung als Wert einer Frequenz f_k derart, dass die Menge der Werte $T(f_k)$ maximiert wird.

8. Verfahren zur Schätzung der Frequenzverschiebung mindestens eines Frames mit mindestens einem Synchronisationsfeld, das in mindestens einen ersten Unterabschnitt und einen zweiten Unterabschnitt aufgeteilt ist, welche durch einen Spacerteil getrennt sind, wobei die mindestens zwei Unterabschnitte aus identischen Trainingssymbolen bestehen und der erste Unterabschnitt mindestens drei Teile aufweist, wobei ein erster Teil ein erstes, als Symbol i_1 bezeichnetes Symbol aufweist, ein zweiter Teil ein erstes, als Symbol i_2 bezeichnetes Symbol und ein letztes, als Symbol i_3 bezeichnetes Symbol und ein dritter Teil ein letztes, als Symbol i_4 bezeichnetes Symbol, wobei der zweite Unterabschnitt ebenfalls mindestens drei Teile aufweist, wobei ein erster Teil ein als Symbol i_5 bezeichnetes Symbol aufweist, ein zweiter Teil ein erstes, als Symbol i_6 bezeichnetes Symbol und ein letztes, als Symbol i_7 bezeichnetes Symbol und ein dritter Teil ein letztes, als Symbol i_8 bezeichnetes Symbol aufweist, und wobei der Frame durch einen Empfänger von einem Sender empfangen wird, der Empfänger mindestens eine Analog-zu-Digital-Verarbeitungseinheit enthält und die Schritte des Verfahrens von einem Datenprozessor durchgeführt werden, mit folgenden Schritten:

(a) Für jede Frequenz f_k einer Menge von Frequenzen $\{f_k\}$ Berechnung einer Gleichung:

$$T(f_k) = \left| \sum_{i=1}^L a_i * \exp(-j * i * f_k * 2\pi * T_s) * Y_i \right|^2$$

worin T_s eine Symbolperiode ist; L die Länge mindestens eines Teils des Synchronisationsfelds; j die Quadratwurzel von -1;

(b) Bestimmung einer anfänglichen Frequenzverschiebung $f_{initial}$ als Wert einer Frequenz f_k derart, dass eine Menge von Werten $T(f_k)$ maximiert wird;

(c) Berechnung einer ersten Phase in Radian für den zweiten Teil des ersten Unterabschnitts gemäß einer Gleichung:

$$\varphi_1 = \text{Winkel} \left(\sum_{i=i_2}^{i_3} a_i^* * \exp(-j * i * f_{initial} * 2\pi * T_s) Y_i \right)$$

worin i die Zeit in Symbolen bezeichnet; eine Länge des zweiten Teils des ersten Unterabschnitts $i_3 - i_2 + 1$ beträgt; Y_i eine Ausgabe der Analog-zu-Digital-Verarbeitungseinheit ist; a_i^* das komplexe Konjugierte des i-ten Trainingssymbols a_i ist;

(d) Berechnung einer zweiten Phase in Radian für den zweiten Teil des zweiten Unterabschnitts gemäß einer Gleichung:

$$\varphi_2 = \text{Winkel}(\sum_{i=i_6}^{i_7} a_i^* * \exp(-j * i * f_{initial} * 2\pi * T_s) Y_i)$$

worin die Länge des zweiten Teils des zweiten Unterabschnitts $i_7 - i_6 + 1$ beträgt;

(e) Berechnung einer Differenz zwischen der ersten und der zweiten Phase gemäss einer Gleichung:

$$\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1;$$

(f) Einstellung der Phasenverschiebung derart, dass wenn $\Delta\varphi > \pi$, dann $\Delta\varphi = \Delta\varphi - 2\pi$, oder wahlweise derart, dass wenn $\Delta\varphi < -\pi$, dann $\Delta\varphi = \Delta\varphi + 2\pi$; und

(g) Berechnung einer neuen Frequenzverschiebung gemäss einer Formel:

$$\Delta f = \Delta\varphi / (\Delta t \cdot 2\pi)$$

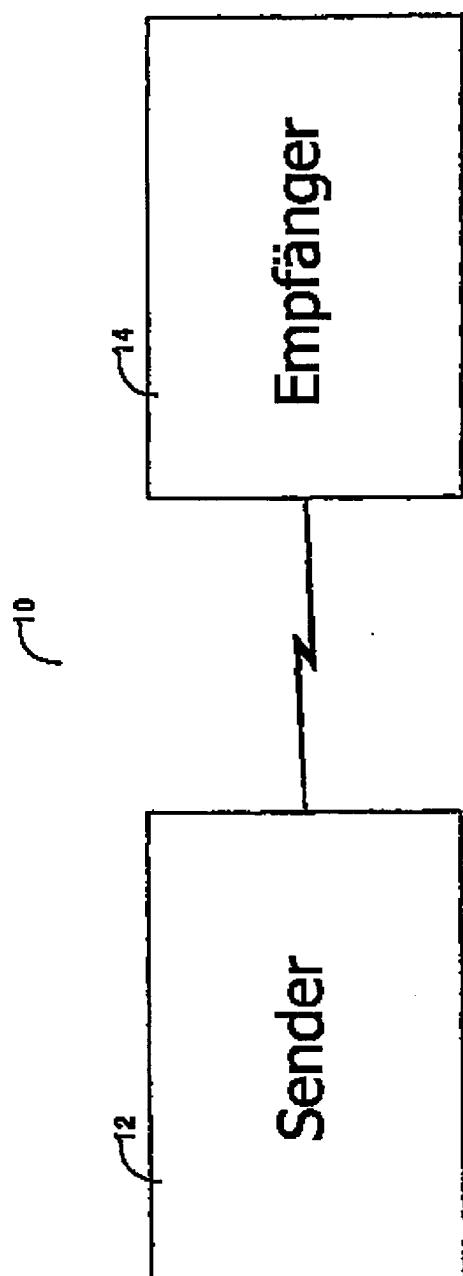
worin

$$\Delta t = (i_6 - i_2) \cdot T_s.$$

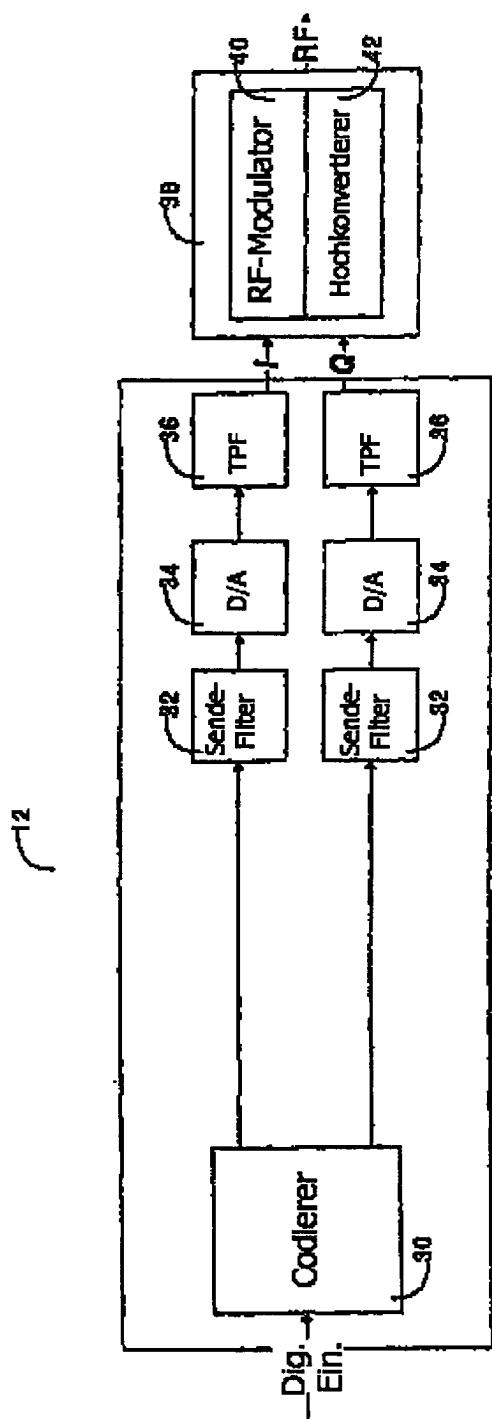
9. Verfahren nach Anspruch 8, worin die Analog-zu-Digital-Verarbeitungseinheit einen Analog-Digital-wandler aufweist und Y_i eine Ausgabe des Analog-Digitalwandlers ist.

10. Verfahren nach Anspruch 8, worin die Analog-zu-Digital-Verarbeitungseinheit ein Empfangsfilter aufweist und Y_i eine Ausgabe des Empfangsfilters ist.

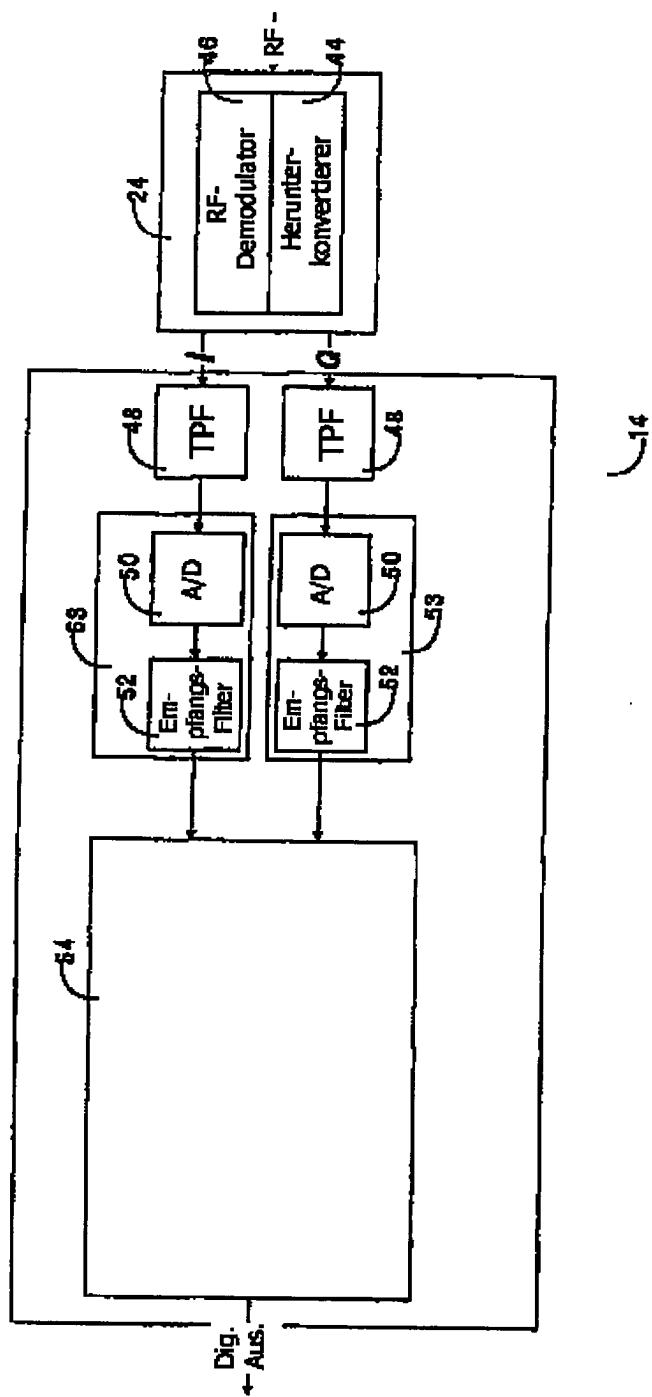
Es folgen 6 Blatt Zeichnungen



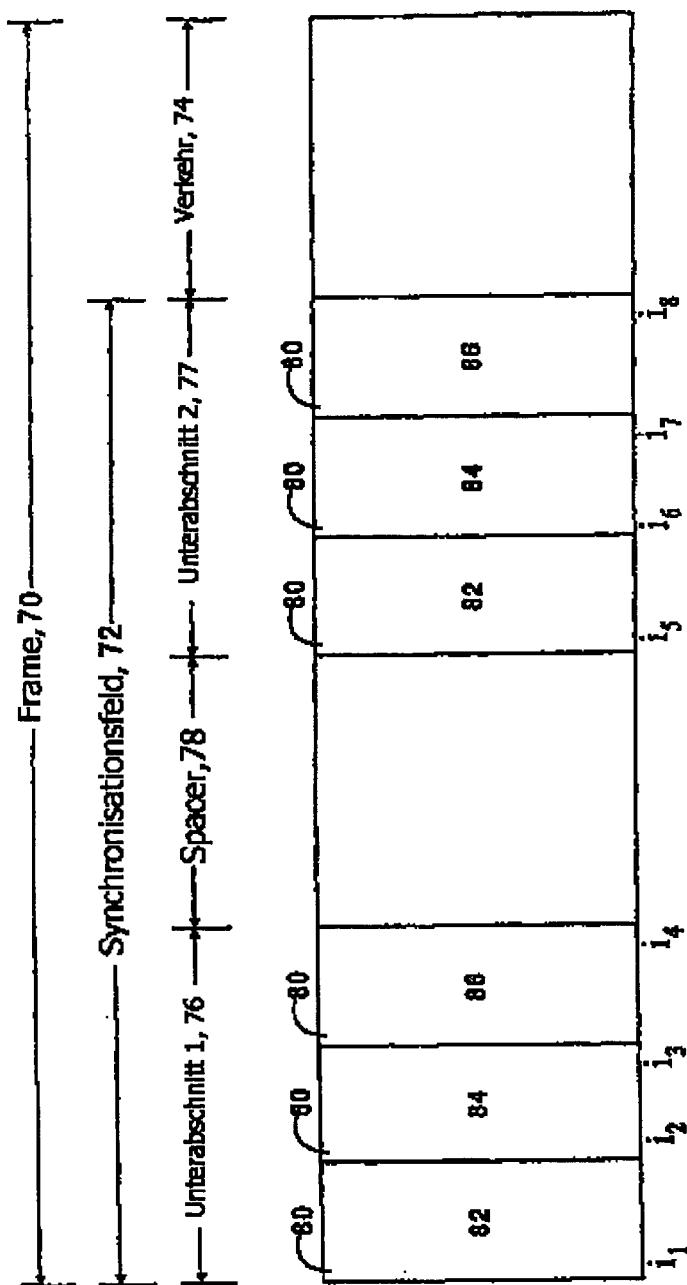
Figur 1



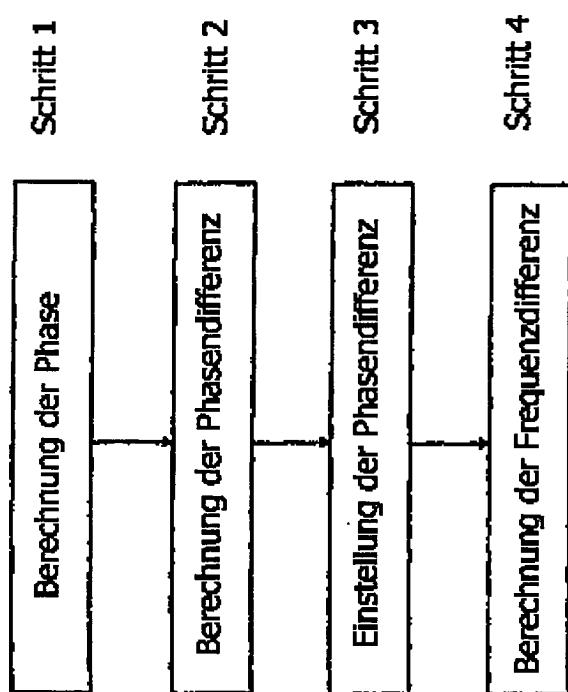
Figur 2A



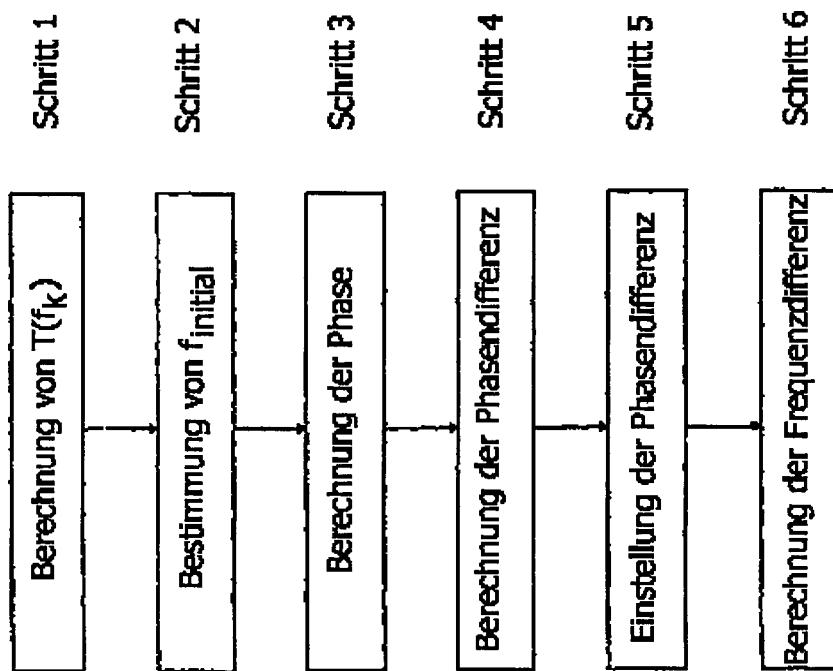
Figur 2B



Figur 3



Figur 4A



Figur 4B