(19) **Bundesrepublik Deutschland**
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 697 32 549 T2** 2006.03.02

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 0 833 476 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **697 32 549.0**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **97 116 816.6**
(96) Europäischer Anmeldetag: **26.09.1997**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **01.04.1998**
(97) Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA: **23.02.2005**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **02.03.2006**

(51) Int Cl.[8]: ***H04L 7/027*** (2006.01)
H04L 27/233 (2006.01)
H04L 27/38 (2006.01)
H04L 7/02 (2006.01)

(30) Unionspriorität:
721149 **26.09.1996** **US**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE, FR, GB

(73) Patentinhaber:
Conexant Systems, Inc., Newport Beach, Calif., US

(72) Erfinder:
Olafsson, Sverrir, 170 Seltjarnarnes, IS

(74) Vertreter:
Viering, Jentschura & Partner, 80538 München

(54) Bezeichnung: **Schnelles Resynchronisationssystem für Hochgeschwindigkeitsdatenübertragung**

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

Hintergrund der Erfindung

1. Gebiet der Erfindung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft das Verbessern der Empfänger-Resynchronisation in halbduplex- oder Polled-Modem-Systemen und insbesondere ein Verfahren zum Schätzen von Träger- und Taktphasen eines von einem Fernmodem übertragenen Signals, so dass eine sofortige Fortsetzung des Datenempfangs ermöglicht wird.

2. Beschreibung des Stands der Technik

[0002] Hochgeschwindigkeitsdatenübertragung ist ein akzeptiertes und erwartetes Merkmal von neueren und komplexeren Modems geworden. Üblicherweise geschieht Übertragung als Vollduplex (FDX) oder Halbduplex (HDX). Bei HDX-Übertragung können sich Informationen zu irgendeiner vorgegebenen Zeit von einem Ende zum anderen bewegen, zum Beispiel von einem lokalen Modem zu einem entfernten Modem, wodurch ein Bedarf, die Übertragungsrichtung regelmäßig zu wechseln, verursacht wird. Zum Beispiel muss bei Telefaxübertragung, nachdem eine "Seite" von einer Seite zu der anderen übertragen wurde, das Empfangsende anzeigen, ob die Seite ohne Fehler empfangen wurde oder ob eine erneute Übertragung benötigt wird. Dies bewirkt eine Unterbrechung der Übertragung, und wenn die nächste Seite übertragen werden soll, ist es wichtig, die Übertragung mit einer hohen Geschwindigkeit schnell aufzunehmen. Ebenso beginnt FDX-Übertragung üblicherweise im HDX-Modus, wobei Abstimmprozeduren ein ähnliches "Umdrehen" der Übertragungsrichtung erfordern.

[0003] Üblicherweise beginnt die Modemübertragung mit einer Abstimmphase, wenn ein Empfänger sich selbst konfiguriert, um ein Modemsignal bestmöglich über den Kanal zu empfangen. Dieses Abstimmen umfasst das Korrigieren der Pegeldämpfung (Verstärkungsregelung) des Kanals, das Abstimmen eines Equalizers, der ein Filter ist, der der Inversen des Kanals gleicht, das Synchronisieren des Empfängers mit dem Phasen- und dem Frequenz-Offset des Signalträgers, welche durch den Kanal hervorgerufen wurden, sowie das Synchronisieren mit dem Zeichentaktphasen- und dem Taktsignal-Offset zwischen den zwei Modems. Sobald der Empfänger an das entfernte Signal und den Einfluss des Kanals darauf angepasst ist, kann Datenübertragung mit einer hohen Datenrate stattfinden. Jedoch geht, wenn eine Unterbrechung vielleicht wegen des oben erwähnten Kanal-"Umdrehens" auftritt, diese Synchronisation verloren. Wenn die Übertragung erneut aufgenommen wird, ist es notwendig, die Zeichentaktphase und die Trägerphase wiederzuerlangen, um den Hochgeschwindigkeitsdatenempfang fortzusetzen. Der Equalizer kann jedoch üblicherweise während der Unterbrechung gespeichert werden und der Trägerfrequenz-Offset und der Zeichen-Takt-Offset ändern sich üblicherweise nicht. Die Kanaldämpfung ändert sich üblicherweise auch nicht und kann entweder gespeichert oder erneut geschätzt werden.

[0004] Insbesondere während der Anfangsabstimmabfolge, die relativ lang ist, wenn sowohl die Takt- und Trägerwiederherstellungsschleifen als auch der Equalizer abgestimmt werden, werden die Frequenz-Offsets der Takt- und Trägerschleifen mittels des Modemcontrollers bestimmt. Normalerweise ist das eine Vierpunkt- oder Sechzehnpunkt-Konstellation für ein uncodiertes Signal, welche von einem Pseudo-Zufalls-Bit-Generator erzeugt wird. Für die Resynchronisation erfordert die Taktwiederherstellung, dass die "Mitte" des Zeichens bestimmt wird, während die Trägerwiederherstellung die "Referenz"-Phase des Trägers findet. Zum Beispiel demoduliert der Empfänger, wenn der Transmitterträger $\cos(\omega t + a)$ ist, mittels $\cos(\mu t + b)$. Die Trägerwiederherstellung gleicht μ mit ω ab und b an a an, so dass μ und b bei 0 oder bei irgendeinem anderen vorbestimmten Wert anfangen und dann so korrigiert werden, dass sie sich schrittweise ihren Zielen annähern. Das heißt, μ nähert sich ω an und b nähert sich a an.

[0005] Im Allgemeinen ist der am schwersten wiederzuerlangende Parameter die Takt- oder Sampling-Phase. Die Taktphase ist die Zeichenreferenz. Die Taktwiederherstellung wird durch Berechnen eines Taktfehlersignals durchgeführt, das einen Anhaltspunkt für den Fehler der Zeichenphasenschätzung gibt. Zum Beispiel kann sein Vorzeichen positiv sein, wenn die Takt- oder die Zeichenphase zu früh ist, und negativ sein, wenn sie zu spät ist. Die Größe des Fehlersignals wird allgemein widerspiegeln, wie weit der Takt von der korrekten Zeichenphasenschätzung entfernt ist. Dieses Fehlersignal wird dann durch einen Tiefpassfilter geschickt und verwendet, um die Taktphase zu verschieben, entweder mittels Variierens eines Sampling-Takts oder mittels Regelns eines Interpolators. Da per Definition die Fehlerkorrektur den Fehler reduziert, tendiert die Taktphase dazu, in Richtung der optimalen Phase zu konvergieren. Bei hohen Datenraten zum Beispiel, bei denen die Zahl der Bits pro Zeichen 10 sein kann, muss die Taktphase auf 1 bis 2% genau geschätzt werden. Jedoch erfordert eine reguläre phasengekoppelte Schleife im Allgemeinen einen beträchtlichen Zeitraum, um zu konvergieren und auf eine gute Schätzung der Zeichenphase zu regulieren.

[0006] Die Trägerphase ist im Allgemeinen auf die Taktphase bezogen. Wenn zum Beispiel der Sendetakt schneller läuft als der Empfängertakt, wird der Träger eine höhere Frequenz in dem Sender im Ver-

gleich zu dem Empfänger haben. Ferner wird die Kanalphasenantwort die Trägerphase ändern und kann auch die Frequenz des Trägers ändern (zum Beispiel in Frequenzmultiplexsystemen). Die Trägerwiederherstellung korrigiert diese Effekte. Jedoch muss dies aufgrund der Beziehung mit dem Zeichentakt entweder in Verbindung mit der Zeichentaktwiederherstellung oder nach ihr geschehen. Ein Wechsel oder eine Korrektur des Zeichentakts wird einen Wechsel der Trägerphase erzeugen, welche entweder mittels der Kenntnis der Taktkorrektur oder einfach mittels Messens des Trägerphasenfehlers, der durch den Taktwechsel und dessen Korrektur verursacht wurde, korrigiert werden kann.

[0007] Der aktuelle Stand der Technik der Erfindung wird allgemein in den folgenden Referenzen zusammengefasst: Uhl, C. et al., "Ein neuer Algorithmus für eine Frequenz- und Zeit-Synchronisation für Signalfolgenmodus-Übertragung," Proklamation der Militärischen Kommunikations-Konferenz (MILCOM), San Diego, 6. bis 8. November 1995, Band 1, 6 Seiten 788–792, U.S. Patent Nr. 4,599,732 von Lefever und US Patent Nr. 4,320,517 von Godard et al. Uhl stellt einen Synchronisierungsalgorithmus für Takt und Frequenz bei Signalfolgenmodusübertragung vor. Das Verfahren verwendet ein Vorsignal in dem Zeitraum, der die Anforderungsauftragsmeldung enthält. Das Vorsignal enthält einen Träger, dessen Frequenz als eine doppelte Frequenzschleife zeitlich variiert und das Verfahren erlaubt die Wiederherstellung der Dopplerfrequenz und der Zeitverzögerung.

[0008] Das US Patent Nr. 4,599,732 von Lefever beschreibt ein Signalverarbeitungsschema, durch welches der Empfänger sich selbst mit den übertragenen Datensignalen synchronisiert oder resynchronisiert. Bei dem Sender werden Signalfolgen oder Sequenzen von bekannten Zeichen mit unbekannten Daten durchsetzt. Beim Empfänger empfangene Signalrahmen (die vermischte Signalfolgen von bekannten Daten und unbekannten Daten enthalten) werden auf eine ähnliche Weise verarbeitet, wie das Verarbeiten von mit breitem Spektrum kodierten Daten. Eine Kopie (bzw. Kopien) der bekannten Signalfolge(n) ist mit dem ankommenden Signal (komplex) korreliert, so dass sie auf einer bekannten (PN) Referenzzeichensignalfolge lokalisiert und arretiert wird. Sobald ein bekannter Symbolblock lokalisiert worden ist, wird ein Zeichenratentakt (bit sync) angepasst, um jeden Offset bei dem Takt aufzuspüren, der zum Sampling der empfangenen Daten verwendet wird. Diesem folgen grobe und feine Frequenz-Offset-Anpassungen, um den lokalen Oszillator an der übertragenen Frequenz verriegeln zu können.

[0009] Das US Patent Nr. 4,320,517 von Godard et al. stellt ein System und ein Verfahren dar zum Bewirken der Anfangsanpassung des Takts während einer Anschaltzeitspanne in dem Ablaufbereich, bei dem dem Empfänger ein bekanntes Takt-Synchronisationssignal, gefolgt von einer bekannten Equalizer-Abstimmsequenz, zugeführt wird. Das ankommende Signal wird gesampelt und die so erhaltenen Samples werden in einer Speichereinrichtung gespeichert. Das Synchronisationssignal und der Anfang der Abstimmsequenz werden nacheinander ermittelt. Wenn der Anfang der Abstimmsequenz ermittelt ist, sind die Speicherplätze für die Samples der empfangenen Synchronisationssignale bekannt und ein Regelungssignal, das die Anfangsanpassung des Takts regelt, wird von diesen Samples abgeleitet, die an vorbestimmten Plätzen in der Speichereinrichtung gespeichert sind.

Zusammenfassung der Erfindung

[0010] Es ist ein Ziel der vorliegenden Erfindung, einen schnellen Resynchronisationsvorgang bereitzustellen, der es ermöglicht, dass Hochgeschwindigkeitsdatenübertragung im Fall von Unterbrechungen schnell wiederaufgenommen wird. Dieses und andere Ziele und Vorteile werden in einem Resynchronisationssystem erreicht, welches sowohl exakte Schätzungen der Taktphase und der Trägerphase als auch einen Verstärkungskorrekturfaktor bereitstellt. Obwohl der Resynchronisationsvorgang mit verschiedenen Typen von Datensignalen verwendet werden kann, ist es besonders wirkungsvoll, wenn er mit einer wiederholten konstanten Amplituden-Null-Autokorrelationsfolge (CAZAC) am Anfang der Übertragung verwendet wird. In dem Resynchronisationssystem werden eine oder mehrere der Anfangstaktphase, der Trägerphase oder des Signalpegels durch Multiplizieren einer diskreten Fouriertransformierten (DFT) des empfangenen Modemsignals mit der konjugiert Komplexen der DFT des übertragenen Signals geschätzt.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0011] Fig. 1 ist ein Blockdiagramm eines stationären Modemempfängers gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung.

[0012] Fig. 2 ist ein Blockdiagramm eines schnellen Resynchronisationssystems gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung.

Detaillierte Beschreibung der bevorzugten Ausführungsbeispiele

[0013] Die folgende Beschreibung ist die des besten gegenwärtig vorgesehenen Ausführungsmodus der Erfindung. In den beigefügten Zeichnungen bezeichnen die gleichen Zahlen die gleichen Elemente in den verschiedenen Figuren. Diese Beschreibung ist zum Zwecke der Darstellung der allgemeinen Prinzipien der Erfindung geschrieben und sollte nicht in einem beschränkenden Sinn verstanden werden. Der Be-

reich der Erfindung wird am besten mit Bezug auf die beigefügten Ansprüche bestimmt.

[0014] Ein Modemempfänger gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung ist allgemein in Fig. 1 gezeigt. Das empfangene Eingangssignal y(n) wird zuerst durch ein Verstärkungsregelungssignal **130** skaliert, bevor es in den Taktphasen-Interpolator/Sampler **112** eingegeben wird. Die Verstärkungsregelung **130** kann mittels einer Vielzahl von Standardtechniken durchgeführt werden. Hauptsächlich umfasst die Verstärkungsregelung ein Fehlersignal, welches durch Vergleichen des Eingangssignalpegels nach der Korrektur mit einem Referenzwert erzeugt wird. Das Fehlersignal wird verwendet, um eine Verstärkungsschätzung zu korrigieren, welche im Allgemeinen logarithmisch ist. Die Verstärkungsschätzung wird dann verwendet, um einen linearen Skalenwert zu erzeugen, so dass das Eingangssignal skaliert wird, um einen konstanten Eingangspegel zu ermöglichen.

[0015] Bevorzugt werden Ausführungsbeispiele der Erfindung unter Verwendung einer wiederholten CAZAC-Sequenz bei Übertragungsbeginn für eine schnelle Schätzung der Kanalantwort implementiert. Insbesondere ist eine CAZAC-Sequenz gewünscht, weil in dem komplexen Basisband die Signalpunkte in der Sequenz die gleiche Energie haben, so dass die Korrelation mit ihrer Konjugierten im Allgemeinen Null ergibt, außer, wenn die zwei Folgen abgestimmt sind. Das heißt, wenn eine wiederholte CAZAC-Sequenz über einen Kanal gesendet wird und das empfangene Signal y(n) mit der CAZAC-Sequenz gefiltert wird, zum Beispiel mittels der konjugiert Komplexen der CAZAC-Signalpunkte als Filterkoeffizienten, wird die Ausgabe einfach die Kanalimpulsantwort sein.

[0016] Gemäß den bevorzugten Ausführungsbeispielen der vorliegenden Erfindung stellt der Taktphaseninterpolator/Sampler **112** eine geregelte Signaltaktphase als Teil der Empfängertakt-Wiederherstellung bereit. Dies kann auf verschiedenen unterschiedlichen Wegen durchgeführt werden. In einem Verfahren wird der Zeitpunkt, bei dem ein analoges Signal durch einen A/D-Wandler gesampelt wird, geregelt, **132**. Ein Taktfehler regelt einen Taktschaltkreis, um diesen Sampling-Zeitpunkt zu bestimmen. Folglich wird dann, um die Taktphase des empfangenen Signals zu ändern, der Sample-Zeitpunkt verschoben, um die geregelte Signalphase zu bestimmen.

[0017] Wenn neuere Sigma-Delta-A/D-Wandler verwendet werden, werden üblicherweise Interpolatoren benutzt, um die Signaltaktphase zu bestimmen. Die Interpolatoren weisen typischerweise auswählbare Filter auf, die die gleiche Frequenz-Amplituden-Antwort haben, und eine Gruppenverzögerung, die konstant in der Frequenz über die ganze Signalbandbreite ist. Diese konstante Verzögerung jedoch ist für jeden Filter in dem Satz verschieden. Ein Taktfehler wird verwendet, um eine Taktphasenschätzung zu aktualisieren. Demgemäß wird, um eine gegebene Taktphase zu erzeugen, der Filter ausgewählt, der Verzögerungseigenschaften hat, die der gewünschten Verzögerung am nächsten kommen.

[0018] Wie in dem Ausführungsbeispiel von Fig. 2 dargestellt, wird die Ausgabe des Taktphasensamplers/Interpolators **112** in den Demodulator **116** eingegeben, wo das Signal in die Frequenz durch Multiplizieren des Signals mit einem komplexen Exponenten übersetzt wird, der eine Phase hat, die die Inverse der nominellen Trägerphase darstellt, gefolgt durch einen Tiefpass-Filter. Die Ausgabe des Demodulators wird dann in den Equalizer **114** eingegeben, der bevorzugt ein adaptiver Filter ist, der näherungsweise die Inverse des Kanals ist. Die Ausgabe des Equalizers **114** wird mit einem komplexen Exponenten mit einer Phase multipliziert, die das Negative der Trägerphasenschätzung **128** ist. Das heißt, wenn ϕ die Phasenschätzung darstellt, wird die Equalizerausgabe **114** mit $e^{-j\phi}$ multipliziert. In bevorzugten Ausführungsbeispielen ist die Trägerphasenregelung **128**, wie der Equalizer **114**, anpassungsfähig, wobei sie ein Trägerphasenfehlersignal verwendet, um ihre Trägerphasenschätzung zu aktualisieren. Die Trägerphasenschätzung **128** wird dann verwendet, um das Ausgangssignal von dem Equalizer **114** zu drehen, um den Trägerphasenoffset zu entfernen.

[0019] Die Verstärkungsregelung, die Taktwiederherstellung, der Equalizer und die Trägerwiederherstellung arbeiten alle nach dem allgemeinen Prinzip des Anwendens einer Korrektur, basierend auf einer Schätzung, des Messens des resultierenden Fehlers und dann des Verwendens des Fehlers zum Verbessern der Schätzung. Somit erkennt man, dass, da diese Funktionen linear sind, die Operationen der Verstärkungsregelung **130**, des Interpolators/Samplers **112**, des Demodulators **116**, des Equalizers **114** und der Trägerphasenregelung **128** austauschbar durchgeführt werden können und/oder teilweise kombiniert werden können. Wenn der Empfang unterbrochen wird, werden die Takt- und Trägerphasenschätzungen jedoch im Allgemeinen unkorrekt. Das Verwenden der Methoden des statischen Zustands des Anpassens der Schätzungen wird im besten Falle einen signifikanten Zeitraum erfordern, bevor es Hochgeschwindigkeitsdatenübertragung ermöglicht. In vielen Fällen können die Schätzungen überhaupt nicht konvergieren, da die Fehlersignale nur gültig sind, wenn die Fehler klein sind. Somit beschreiben die Ausführungsbeispiele der Erfindung ein Verfahren, das Anfangsschätzungen der Träger- und der Taktphasen enthält, das gewährleistet, dass die Phasenfehler klein sind. Dementsprechend kann Hochgeschwindigkeitsübertragung schnell erneut aufgenommen werden.

[0020] Insbesondere ist, beginnend mit einem Übertragungssignal x(n), seine DFT dargestellt als:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi nk/N}$$

Angenommen, das Signal ist relativ zu x zeitverschoben, so dass:

$x'(n) = x(n - \tau)$

dann findet man mittels des Summationsterms der DFT:

$x'(n)e^{-j2\pi nk/N} = x(n - \tau)e^{-j2\pi nk/N}$
$= x(n - \tau)e^{-j2\pi(n-\tau)k/N}e^{-j2\pi\tau k/N}$

dass:

$X'(k) = e^{-j2\pi\tau k/N}X(k)$.

[0021] Wenn die Trägerphase des Signals auch verschoben wird, wird:

$x''(n) = e^{j\phi}x'(n)$.

[0022] Als Folge ist die DFT des Signals, nachdem Zeit und Phase verschoben wurden

$X''(k) = e^{j(\phi-2\pi\tau k/N)}X(k)$

[0023] Das Einbeziehen eines einen Skalenfaktos, stellt ein Signal

$x'''(n) = \alpha x''(n)$

bereit.

[0024] Die DFT einer skalierten und zeit- und phasenverschobenen Version von x(n) ist dann:

$X'''(k) = \alpha e^{j(\phi-2\pi\tau k/N)}X(k)$.

[0025] Fig. 2 zeigt ein Blockdiagramm eines bevorzugten Ausführungsbeispiels der Erfindung. Das anfänglich empfangene Signal, welches in Fig. 2 mit y(n) bezeichnet ist, wird erst, basierend auf einer vorherigen Verstärkungsschätzung, skaliert, **130**, und seine Taktphase wird mittels einer vorherigen Schätzung **132** verschoben, **112**. Zu diesem Zeitpunkt kann die frühere Schätzung vollständig unkorrekt oder ungenau sein. Die vorbestimmten Schätzungen können auch Werte sein, die mit Null initialisiert wurden. Das Signal wird dann durch den Equalizer **114** geschickt und seine Trägerphase auf Basis einer vorherigen Schätzung korrigiert **128**. Diese Korrektur, wie zum Beispiel die Taktphasenkorrekturschätzung, kann an dieser Stelle ebenfalls ziemlich ungenau sein. Schließlich wird das Signal x'''(n) bestimmt, bei dem jeweils die Verstärkung, die Taktphasen- und Trägerphasenoffsets des kombinierten Kanaleffekts, die Verstärkungsregelung **130**, der Taktphaseninterpolator/Sampler **112** und die Trägerphasenregelung **128** durch α, τ und ϕ gegeben sind. Das heißt,

$x'''(n) = \alpha e^{j\phi}x(n - \tau)$.

[0026] Somit kann die DFT X'''(k) **120** des empfangenen Signals x'''(n) bestimmt werden und mit der konjugiert Komplexen **122** der DFT X(k)des übertragenen Signals multipliziert werden, um zu erhalten:

$X'''(k)\cdot X^*(k) = \alpha e^{j(\phi-2\pi\tau k/N)}X(k)X^*(k)$.

[0027] Und der Skalenfaktor α kann abgeschätzt werden als:

$$\alpha = \left(\frac{1}{N} \left[\sum_{k=0}^{N-1} \frac{D(k)D^*(k)}{\left(X(k)X^*(k)\right)^2} \right] \right)^{\frac{1}{2}}$$

wobei $D(k) = X'''(k)X^*(k)$. Offensichtlich kann es vorteilhafter sein, X(k) so zu konstruieren, dass $X(k)X^*(k) = 1$ für alle k ist, in welchem Fall der geschätzte Skalenfaktor

$$\alpha = \left(\frac{1}{N} \left[\sum_{k=0}^{N-1} D(k)D^*(k) \right] \right)^{\frac{1}{2}},$$

wird.

[0028] Eine Abschätzung der Phasenfunktion kann dann berechnet werden, wobei die Phasenfunktion gegeben ist durch:

$\varphi(k) = \mathrm{Arg}(X'''(k)X^*(k)) = \phi - 2\pi\tau k/N$.

[0029] Gemäß der resultierenden linearen Funktion stellt ihr Wert bei k = 0 die Trägerphasenverschiebung dar und die Steigung stellt die Taktphasenverschiebung dar. Verwendet man die Schätzung von α, können die Werte von φ(k) durch Multiplizieren von D(k) mit 1/α 136 oder durch unabhängiges Betrachten der Werte des Imaginärteils von D(k) geteilt durch den Realteil, das heißt, durch Im[D(k)]/Re[D(k)], berechnet werden.

[0030] Verwendet man die wohlbekannte Lösung der Fehler der kleinsten Quadrate (MMSE) für die Parameter, sind bei gegebenen K Samples $\{x_n\}$ und $\{y_n\}$ der linearen Funktion $y = \alpha x + b$ die MMSE-Schätzungen von a und b gegeben durch:

$$a = \frac{K\sum x_k y_k - \sum x_k \sum y_k}{K\sum x_k^2 - \left(\sum x_k\right)^2}$$

$$b = \frac{\sum x_k^2 \sum y_k^2 - \sum x_k \sum x_k y_k}{K\sum x_k^2 - \left(\sum x_k\right)^2}$$

[0031] Somit können bei gegebenen Samples der Phasenfunktion φ(k) die Werte von τ und ϕ durch den Phasenschätzer **126** geschätzt werden. Das obige x_k stellt die Samplefrequenzen dar, von denen angenommen wird, dass sie gleichmäßig im Abstand von 2πk/N voneinander liegen. Es versteht sich jedoch, dass die Charakteristiken dieser Frequenzen leicht auf den Fall verallgemeinert werden können, in dem sie nicht gleichmäßig voneinander entfernt verteilt sind. Nach Vereinfachen werden τ und ϕ bestimmt zu:

$$\tau = -\left(\frac{N}{2\pi}\right)^2 \frac{K\sum k\varphi(k) - \sum k\sum \varphi(k)}{K\sum k^2 - \left(\sum k\right)^2}$$

$$\phi = \frac{\sum k^2 \sum \varphi(k) - \sum k \sum k\varphi(k)}{K\sum k^2 - \left(\sum k\right)^2}$$

[0032] Da viele der Parameter vorausberechnet werden können, können die folgenden Variablen definiert sein als:

$A = (K\Sigma k^2 - (\Sigma k)^2)^{-1}$

$B = \Sigma k$

$C = \Sigma k^2$

$D = \Sigma\varphi(k)$

$E = \Sigma k\varphi(k)$

und die Lösung kann einfacher ausgedrückt werden durch:

$$\tau = -\left(\frac{N}{2\pi}\right)^2 A(KE - BD)$$

$\phi = A(CD - BE)$

[0033] Man kann sehen, dass nur D und E von den Sample-Daten abhängen, während A, B und C vorausberechnet werden können. Die so erhaltenen Werte werden dann zu den zugehörigen Schätzungen der Taktphasenregelung **132** und der Trägerphasenregelung **128** addiert.

[0034] Durch genaues und schnelles Schätzen des Trägerphasenoffsets ϕ und des Taktphasenoffsets τ relativ zu dem Empfänger können die Taktphase und die Trägerphase schnell resynchronisiert werden und somit zum Dekodieren geeignet angepasst werden.

[0035] Es versteht sich, dass die Ausführungsbeispiele der Erfindung auch auf Phasenschwankung-Aufspürer-Resynchronisation angewendet werden können. Phasenschwankungs-Aufspürer-Schleifen spüren periodische, typischerweise sinusförmige Variationen in der Trägerphase auf. Durch Anwenden des oben beschriebenen Schemas auf aufeinanderfolgende Blöcke der empfangenen Signale und Vergleichen der Variation in der Trägerphasenschätzung von einem Block zu dem anderen kann eine Schätzung der Phasen-Schwankungsphase erhalten werden, wenn die Phasenschwankungsfrequenz vorbestimmt wurde.

Patentansprüche

1. System zum Re-Synchronisieren der Taktphase und der Trägerphase durch Schätzen eines Taktphasen-Offsets und eines Trägerphasen-Offsets eines Empfangssignals y(n), das einem bekannten Übertragungssignal x(n) entspricht, zum Aufnehmen eines Hochgeschwindigkeitsdatenempfangs eines Übertragungssignals, wobei das System aufweist:
eine Einrichtung zum Modifizieren des empfangenen Signals y(n), so dass ein modifiziertes Signal x'''(n) mittels einer Skalierungseinrichtung (**130**), einer Taktphasen-Verschiebungseinrichtung (**132**) oder einer Trägerphasen-Verschiebungseinrichtung (**128**) erzeugt wird,
eine Einrichtung (**120**) zum Bestimmen einer diskreten Fouriertransformierten (DFT) X'''(k) des modifizierten Signals x'''(n) bei mehr. als einem Wert von k, wobei die DFT mehrere Eingangsabtastwerte hat,
eine Einrichtung zum Bestimmen einer DFT X(k) des bekannten Übertragungssignals bei mehr als einem Wert von k,
eine Einrichtung (**122**) zum Bestimmen einer konjugiert Komplexen X'(k) der DFT des bekannten Übertragungssignals,
einen Multiplizierer zum Multiplizieren von X'''(k) mit X*(k),
einen Phasenschätzer (**126**) zum Erhalten einer Schätzung einer Phasenfunktion:

$\phi(k) = \phi - 2\pi\tau k/N$

wobei die Phasenfunktion, welche eine lineare Funktion von k ist, mit einem Wert für k = 0 den Trägerphasen-Offset ϕ darstellt und eine Steigung 2πτ/N den Taktphasen-Offset darstellt, und
eine Einrichtung (**112**) zum Schätzen des Taktphasen-Offsets τ und des Trägerphasen-Offsets ϕ ge-

mäß der Phasenfunktion.

2. System nach Anspruch 1, das ferner einen Verstärkungs-Schätzer (**124**) zum Bereitstellen eines Skalenfaktors α aufweist, der proportional zu dem Produkt von X'''(k) und X*(k) ist.

3. System nach Anspruch 2, wobei der Skalenfaktor α bestimmt ist gemäß:

$$\alpha = \left(\frac{1}{N} \left[\sum_{k=0}^{N-1} \frac{D(k)D^*(k)}{\left(X(k)X^*(k)\right)^2} \right] \right)^{\frac{1}{2}}$$

wobei D(k) = X'''(k)X*(k).

4. System nach Anspruch 2, wobei der Skalenfaktor α bestimmt wird gemäß:

$$\alpha = \left(\frac{1}{N} \left[\sum_{k=0}^{N-1} D(k)D^*(k) \right] \right)^{\frac{1}{2}}$$

wobei D(k) = X'''(k)X*(k), und X(k)X*(k) = 1 für alle k.

5. System nach Anspruch 2, wobei die Phasenfunktion bestimmt ist gemäß:

$\varphi(k) = \mathrm{Arg}(X'''(k)X^*(k))$,

wobei $X'''(k)X^*(k) = \alpha e^{j(\phi - 2\pi\tau k/N)} X(k)X^*(k)$.

6. System nach Anspruch 5, wobei der Taktphasen-Offset τ und der Trägerphasen-Offset ϕ gemäß den Gleichungen abgeschätzt werden:

$$\tau = -\left(\frac{N}{2\pi}\right)^2 \frac{K\sum k\varphi(k) - \sum k \sum \varphi(k)}{K\sum k^2 - \left(\sum k\right)^2}$$

$$\phi = \frac{\sum k^2 \sum \varphi(k) - \sum k \sum k\varphi(k)}{K\sum k^2 - \left(\sum k\right)^2}$$

7. System nach Anspruch 1, wobei das Eingangsempfangssignal y(n) periodisch ist.

8. System nach Anspruch 1, wobei das Eingangsempfangssignal y(n) eine konstante Amplituden-Null-Autokorrelationsfolge (CAZAC) ist.

9. System nach Anspruch 8, wobei die CAZAC-Folge periodisch ist.

10. System nach Anspruch 1, das ferner einen Verstärkungsregler (**130**) zum Bestimmen eines Fehlersignals und zum Anpassen einer Verstärkungs-Schätzung auf Basis des Fehlersignals aufweist, wobei der Verstärkungsregler einen Skalenfaktor bereitstellt, der mit dem Empfangssignal y(n) multipliziert wird.

11. System nach Anspruch 10, das ferner einen Taktphasen-Interpolator/Sampler (**112**) zum Verarbeiten des Empfangssignals y(n) aufweist, das mit dem Verstärkungs-Regler-Skalenfaktor multipliziert wird, so dass eine geregelte Signalphase bestimmt wird.

12. System nach Anspruch 11, das ferner einen Demodulator (**116**) aufweist, der mit dem Taktphasen-Interpolator/Sampler (**112**) zum Umwandeln des Empfangssignals y(n) auf die Frequenz gekoppelt ist.

13. System nach Anspruch 11, das ferner aufweist:
einen Equalizer (**114**) zum Empfangen der Phase des geregelten Signals des Taktphasen-Interpolators/Samplers (**112**) und
einen Trägerphasenregler (**128**) zum Anpassen der geschätzten Trägerphase gemäß einem Fehlersignal, wobei die Ausgabe des Trägerphasenreglers (**128**) auf die Ausgabe des Equalizers (**114**) angewendet wird, um die geschätzte Trägerphase zu aktualisieren.

14. System nach Anspruch 13, wobei der Equalizer (**114**) einen adaptiven Filter aufweist.

15. System nach Anspruch 11, wobei der Taktphasen-Interpolator (**112**) einen selektierbaren Filter ausweist, der vorbestimmte Phasenmerkmale hat.

16. Verfahren zum Re-Synchronisieren der Taktphase und der Trägerphase durch Schätzen eines Taktphasen-Offsets und eines Trägerphasen-Offsets eines Empfangssignals y(n), das einem bekannten Übertragungssignal x(n) entspricht, zum Wiederaufnehmen eines Hochgeschwindigkeitsdatenempfangs eines Übertragungssignals, wobei das Verfahren aufweist:
Modifizieren des Empfangssignals y(n), so dass ein modifiziertes Signal x'''(n) mittels einer Skalierungseinrichtung (**130**), einer Taktphasen-Verschiebungseinrichtung (**132**) oder einer Trägerphasen-Verschiebungseinrichtung (**128**) erzeugt wird, Bestimmen (**120**) einer diskreten Fouriertransformierten (DFT) X'''(k) des modifizierten Signals x'''(n) für mehr als einen Wert von k, wobei die DFT mehrere Eingangsabtastwerte hat,
Bestimmen einer DFT X(k) aus dem bekannten Übertragungssignal,
Berechnen (**122**) einer konjugiert Komplexen X*(k) der DFT des bekannten Übertragungssignals,
Multiplizieren von X'''(k) mit X*(k),
Erzielen einer Schätzung einer Phasenfunktion:

$\phi(k) = \phi - 2\pi\tau k/N$

wobei die Phasenfunktion, welche eine lineare Funktion von k ist, mit einem Wert für k = 0 den Trägerphasen-Offset ϕ darstellt und eine Steigung 2πτ/N den Taktphasen-Offset darstellt, und
Schätzen (**112**) des Taktphasen-Offsets τ und des Trägerphasen-Offsets ϕ gemäß der Phasenfunktion.

17. Verfahren nach Anspruch 16, das ferner das Berechnen eines Skalenfaktors α aufweist, der proportional zu dem Produkt von X'''(k) und X*(k) ist.

18. Verfahren nach Anspruch 17, das ferner den Schritt des Bestimmens der Phasenfunktion aufweist gemäß:

$\varphi(k) = Arg(X'''(k)X^*(k))$,

wobei $X'''(k)X^*(k) = \alpha e^{j(\phi - 2\pi\tau k/N)}X(k)^*(k)$.

19. Verfahren nach Anspruch 18, wobei der Taktphasen-Offset τ und der Taktphasen-Offset ϕ geschätzt werden gemäß der Gleichung:

$$\tau = -\left(\frac{N}{2\pi}\right)^2 \frac{K\sum k\varphi(k) - \sum k\sum \varphi(k)}{K\sum k^2 - \left(\sum k\right)^2}$$

$$\phi = \frac{\sum k^2 \sum \varphi(k) - \sum k\sum k\varphi(k)}{K\sum k^2 - \left(\sum k\right)^2}$$

20. Verfahren nach Anspruch 16, wobei das Eingangsempfangssignal y(n) eine konstante Amplituden-Null-Autokorrelationsfolge (CAZAC) ist.

Es folgen 2 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

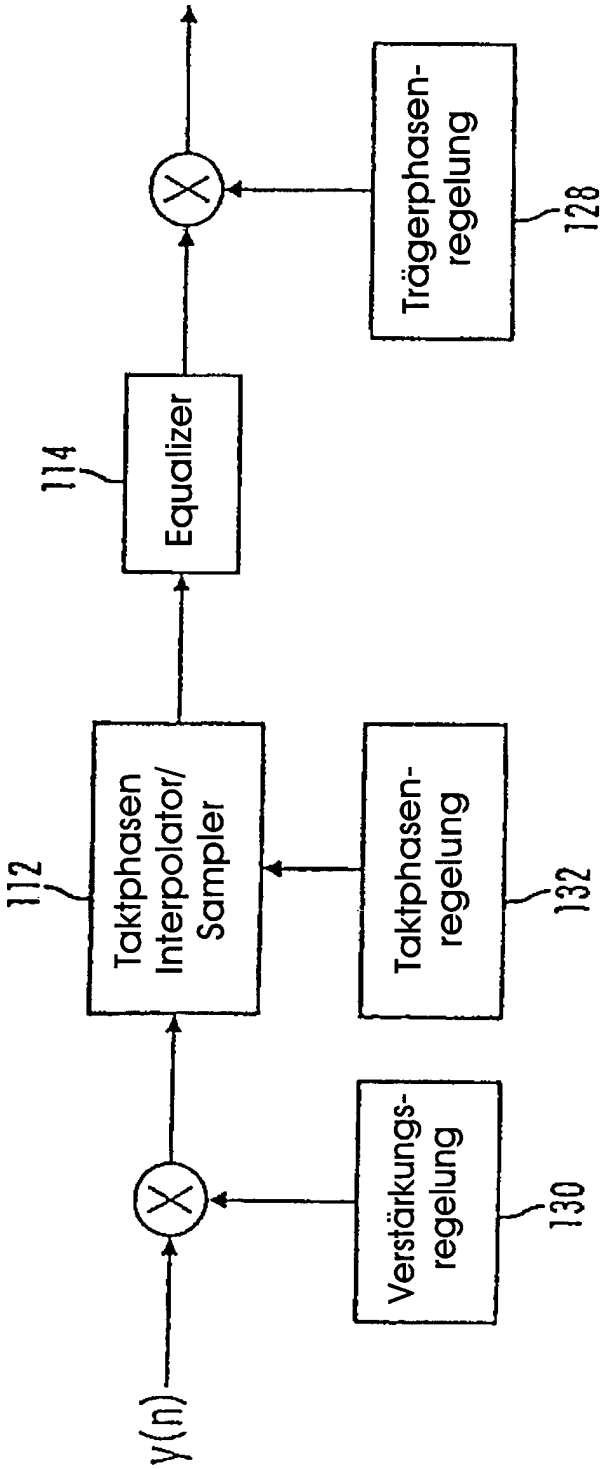


FIG. 1

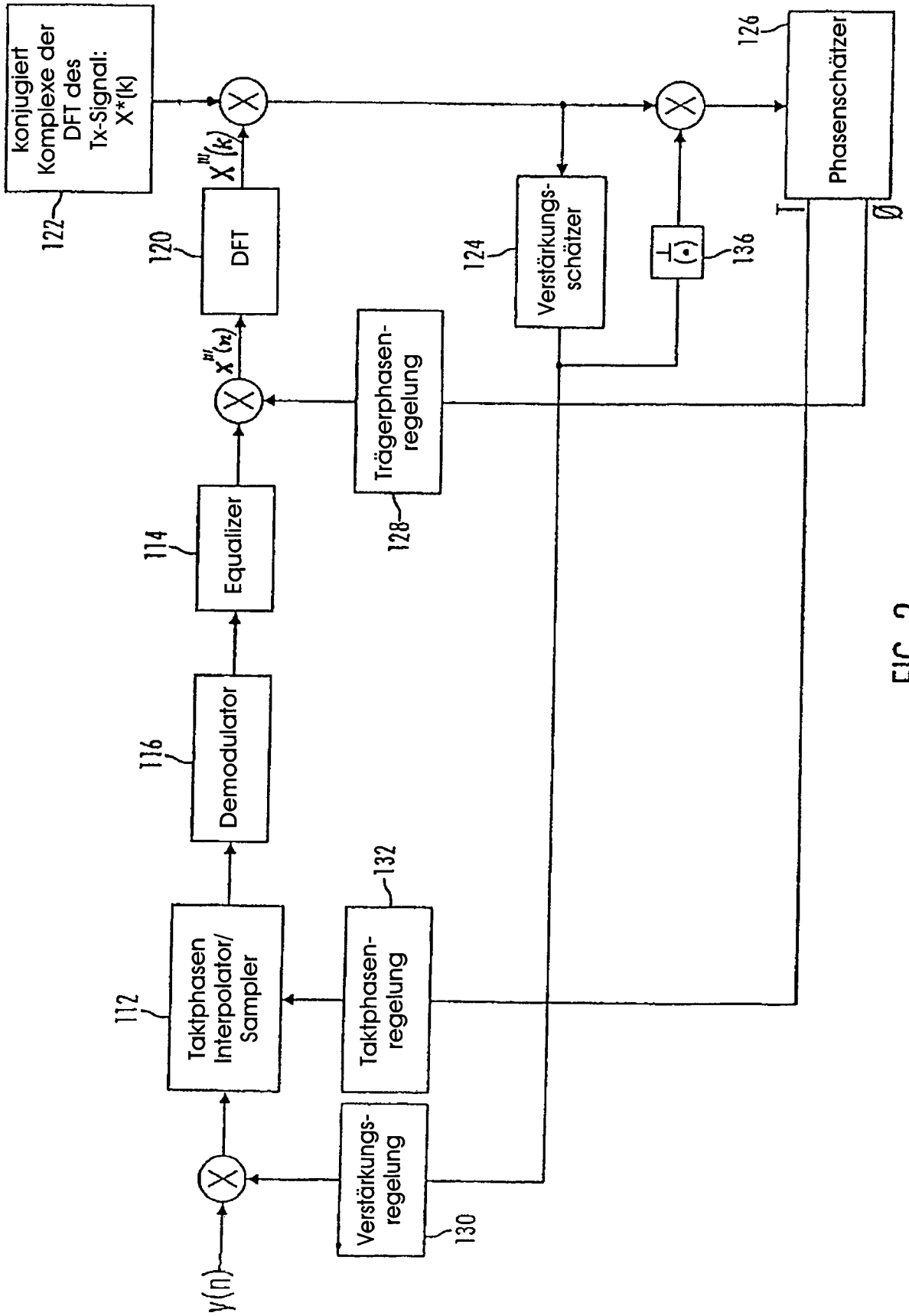

konjugiert Komplexe der DFT des Tx-Signal: X*(k)
122
DFT
120
Equalizer
114
Demodulator
116
Taktphasen Interpolator/ Sampler
112
Taktphasen-regelung
132
Verstärkungs-regelung
130
y(n)
Trägerphasen-regelung
128
Verstärkungs-schätzer
124
Phasenschätzer
126
I
Ø
136

FIG. 2