



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 600 02 247 T2 2004.02.19**

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 033 823 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **600 02 247.1**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **00 102 885.1**

(96) Europäischer Anmeldetag: **11.02.2000**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **06.09.2000**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **23.04.2003**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **19.02.2004**

(51) Int Cl.7: **H04B 1/69**

(30) Unionspriorität:

5542499 03.03.1999 JP

(73) Patentinhaber:

Hitachi, Ltd., Tokio/Tokyo, JP

(74) Vertreter:

Strehl, Schübel-Hopf & Partner, 80538 München

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, FR, GB, SE

(72) Erfinder:

Yano, Takashi, Tokyo 100-8220, JP; Uta, Takaki,

Tokyo 100-8220, JP; Doi, Nobukazu, Tokyo

100-8220, JP; Suzuki, Toshiro, Tokyo 100-8220, JP

(54) Bezeichnung: **Synchronisationskontrolle eines Spreizspektrum Empfängers in einer Mobilstation, Basisstation und entsprechendes Verfahren**

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

GEBIET DER ERFINDUNG

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf ein mobiles Kommunikationssystem und im Einzelnen auf einen Empfänger, ein mobiles Endgerät, eine Basisstation und ein dafür einzusetzendes Synchronisations-Steuerverfahren.

BESCHREIBUNG DES STANDES DER TECHNIK

[0002] Eine Codemultiplex-Vielfachzugriff-Schaltung (CDMA) ist eine Schaltung, bei der eine Vielzahl von Kommunikationskanälen im Multiplexbetrieb benutzt und für einen mehrfachen Zugriff verwendet wird, wobei ein Spektrum-Spreizcode eingesetzt wird, und die daher als eine Schaltung, welche die Effizienz der Frequenznutzung deutlich zu steigern vermag, die Aufmerksamkeit auf sich lenkt. Bei einem System, das eine CDMA einsetzt, multiplext eine Sendeseite Signale auf für die Kommunikation erforderlichen Kanälen wie einem Perch-Kanal, einem allgemeinen Organisationskanal und einem zugewiesenen Organisationskanal sowie einem zugewiesenen Verkehrskanal unter Anwendung einer Spektrumspreizmodulation mit jeweils verschiedenen Spreizcodes für die Kanäle und sendet die gespreizten Signale aus. Beim Empfangen der gespreizten Signale entspreizt eine Empfangsseite die Signale mit dem auf der Sendeseite verwendeten Spreizcode, um eines von den gemultiplexten Signalen auf dem gewünschten Kanal zu demodulieren. Die bei der Spektrumspreizmodulation auf der Sendeseite modulierten Signale können auf der Empfangsseite nur demoduliert werden, wenn beide Seiten denselben Spreizcode und dieselbe Codephase verwenden. Demzufolge werden ein Verfahren zum Aufbauen der Synchronisation und ein Verfahren zur Folgeregelung der Synchronisation auf der Empfangsseite als grundlegend wichtige Techniken für die Einführung des CDMA-Systems erachtet. In der Beschreibung bezeichnet das „Verfahren zum Aufbauen der Synchronisation“ die Ermittlung der Codephase eines Spreizcodes, der auf der Sendeseite verwendet wird, und unter der „Folgeregelung der Synchronisation“ ist zu verstehen, dass die aufgebaute Codephase erhalten wird.

[0003] In der Phase, in der die Synchronisation aufgebaut wird, führt ein mobiles Endgerät die Suche nach Trägerkanälen durch, welche die Basisstationen um das Endgerät herum unterstützen. Der Perch-Kanal beinhaltet die Informationen über den von der Basisstation verwendeten Spreizcode und die Informationen, die für die Leistungssteuerung nötig sind, um sie zum mobilen Endgerät zu übertragen.

Der Perch-Kanal wird von allen Basisstationen beinahe ständig zum Senden von Signalen verwendet. Ein konkretes Verfahren zum Aufbauen der Synchronisation ist auf den Seiten 57 bis 63 der Abhandlung „Schneller Zellensuchalgorithmus unter Verwendung der Langcode-Maskierung im DS-CDMA-Asynchronzellensystem“ von Kenichi Higuchi, Kyoei Sawa und Bunkoh Adachi im IEICE Technical Report, RCS96-122, 1997-01, beschrieben.

[0004] Der Grund, weshalb das Aufbauen der Synchronisation und die Folgeregelung der Synchronisation als wichtig angesehen werden, liegt in der folgenden Schwierigkeit bei der Umsetzung dieser Verfahren. Auf dem betreffenden Ausbreitungsweg tritt eine im Verhältnis zur Länge des Weges stehende Verzögerung der Ausbreitung ein. Daher muss die Codephase des auf der Empfangsseite verwendeten Spreizcodes auf einen Wert eingestellt werden, der durch Hinzurechnen des mit der Verzögerung der Ausbreitung verbundenen Phasensprungs zur Codephase auf der Sendeseite erhalten wird. Außerdem entstehen dadurch, dass die Funkwellen von vielen Stellen reflektiert werden, bevor sie über verschiedene Wege bei der Empfangsseite eintreffen, eine Vielzahl verzögerter Wellen. Dieses Phänomen wird allgemein als „Multipath“ bezeichnet. Da der Multipath zu einer Vielzahl empfangener Signalkomponenten mit unterschiedlichen Phasen auf der Empfangsseite führt, ist das Verfahren zum Aufbauen der Synchronisation und zur Folgeregelung der Synchronisation schwierig.

[0005] Beim CDMA-Kommunikationssystem wird eine Rake-Empfangstechnik angewandt, um den Multipath in den Griff zu bekommen. Bei der Rake-Empfangstechnik werden die verzögerten Wellen getrennt mit Codephasen je nach der entsprechenden zeitlichen Verzögerung der Wellen demoduliert und die sich ergebenden Signale miteinander kombiniert, um den Diversity-Effekt und die Gesamtverstärkung zu erhalten. Um den Rake-Empfang durchzuführen, ist es erforderlich, die empfangenen Signalkomponenten mit unterschiedlichen Phasen gleichzeitig zu entspreizen. Eine Lösung nach dem Stand der Technik zur Umsetzung des oben beschriebenen Verfahrens besteht in der Erfindung eines signalangepassten Filters, wie es unter JP-A-9-321664 mit der Bezeichnung „Spread Spectrum, Rake Receiver Using Time Window Control Loop“ beschrieben ist. Bei dieser Erfindung erfolgt die Entspreizung einer Vielzahl von Signalen gleichzeitig einer Vielzahl von Spreizcodes, die um einen festen Phasensprung gegeneinander verschoben sind. Im signalangepassten Filter geschieht die Entspreizung in einem vorgegebenen Phasenbereich, der mit einer im Voraus gesetzten Codephase beginnt. Eine dem vorgegebenen Phasenbereich entsprechende Zeitspanne wird als das „Zeitfenster“ des unten beschriebenen signalangepassten Filters bezeichnet.

[0006] **Fig. 14** zeigt das Konfigurationsdiagramm eines Empfängers mit gespreiztem Spektrum in der

erwähnten Ausführung. Bei der erwähnten Technik werden für ein Signal, das von einem Funkempfänger **902** empfangen wurde, die Ergebnisse des Entspreizvorgangs entsprechend einer Vielzahl von Codephasen, die von den signalangepassten Filtern **903** und **904** festgestellt wurden, in einen Hüllkurvendetektor **906** und einen differenziellen Detektor **905** eingegeben. Für die Ausgabe aus dem Hüllkurvendetektor **906** bestimmt ein Maximalverhältnis-Kombinationskoeffizient-Controller **907** die Intensität der Ergebnisse des Entspreizvorgangs. Der Empfangsstärke entsprechend werden die vom differenziellen Detektor **905** festgestellten Signale im Rake-Kombinator **910** miteinander kombiniert, um auf diese Art und Weise den Rake-Empfang zu ermöglichen. Andererseits steuern je nach dem vom Hüllkurvendetektor **906** ausgegebenen Ergebnis ein Zeitfenster-Controller **908** und ein Synchronisationsfolgeregler **909** die Lage eines Zeitfensters der signalangepassten Filter **903** und **904** dergestalt, dass der Maximum-Spitzen-Ort einer Hüllkurve mit der Mittel-lage des Zeitfensters der signalangepassten Filter **903** und **904** zusammenfällt. Unter Verwendung eines Ausgangs des Rake-Kombinators **910** reproduziert eine Datenreproduzierenheit **911** die Daten.

[0007] Bei der beschriebenen Technik wird, wenn es eine Vielzahl verzögerter Wellen gibt und mehrere, den jeweiligen Wellen entsprechende Korrelationswerte auftreten, die Synchronisation nach einer der verzögerten Wellen, die einen größtmöglichen Korrelationswert besitzt, ausgerichtet. Es ist bei der beschriebenen Technik daher davon auszugehen, dass die Folgeregelung der Synchronisation nur angemessen durchgeführt werden kann, wenn unter den verzögerten Welle eine verzögerte Welle mit dominanter Stärke in einem stabilen Zustand existiert. Jedoch gibt es bei einer wirklichen Umgebung, zum Beispiel in Stadtgebieten, viele verzögerte Wellen, und die jeweiligen verzögerten Wellen unterscheiden sich in vielen Fällen bezüglich ihrer Stärke nicht deutlich voneinander. Außerdem kommt es durch die Ortsveränderung des mobilen Endgeräts zu Schwund und die Stärke der jeweiligen verzögerten Wellen verändert sich von Fall zu Fall erheblich. Folglich wechselt die verzögerte Welle mit dem größten Korrelationswert häufig. Daraus ergibt sich, dass es bei der beschriebenen Technik schwierig ist, eine geeignete, für die Folgeregelung der Synchronisation zu verwendende Codephase zu bestimmen.

[0008] Bei einer derartigen Umgebung verteilt sich die empfangene Leistung auf die jeweiligen verzögerten Wellen, und die Leistung pro verzögerte Welle verringert sich dadurch. Wenn irgendeiner der verzögerten Wellen (Wege) für die Folgeregelung der Synchronisation ausgewählt wird, kann die insgesamt empfangene Leistung nur teilweise für die Folgeregelung der Synchronisation genutzt und daher keine zufriedenstellende Stabilität erreicht werden.

[0009] US-5,590,160 zeigt eine Synchronisierungstechnik, bei der eine Vielzahl von Verbindungskanä-

len verwendet wird, um jeweils die Synchronisierung auf ein Signal, das über einen anderen Weg mit einer anderen Verzögerung empfangen wird, vorzunehmen. US-4,538,281 zeigt ein Verfahren zur Synchronisierung auf den größten Korrelationswert, d. h. auf das stärkste von mehreren über verschiedene Wege empfangenen Signalen. US-4,122,393 bezieht sich auf ein Verfahren zur Synchronisierung auf ein empfangenes Signal unter Beachtung nur eines einzelnen Wegs.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0010] Ziel der Erfindung ist es, ein Verfahren zur Steuerung der Synchronisation, einen Empfänger, eine Basisstation und ein mobiles Endgerät insbesondere zur Verwendung für die mobile CDMA-Kommunikation mit einer verbesserten Synchronisation in einer Multipath-Umgebung bereitzustellen.

[0011] Dieses Ziel wird erreicht durch ein mobiles Endgerät nach Anspruch 1, eine Basisstation nach Anspruch 3, ein Verfahren zur Steuerung der Synchronisation nach Anspruch 8 und einen Empfänger nach Anspruch 18. Die Unteransprüche sind auf vorbereitete Ausführungsbeispiele der Erfindung gerichtet.

[0012] Ein Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung vermag die Synchronisation auf einen stabilen Zustand selbst in einer städtischen Umgebung mit Multipath einzuregulieren und es reduziert folglich die Wahrscheinlichkeit eines Trennens der Verbindung während des Sprechens..

[0013] Außerdem erlaubt ein weiteres Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung ein schnelles Aufnehmen der Synchronisation in der Synchronisations-Aufbauphase und minimiert das durch Störung bedingte Jitter nach der Beendigung des Synchronisationsaufbaus, um die Folgeregelung der Synchronisation zu stabilisieren.

[0014] Noch ein weiteres Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung minimiert die Zeitspanne vom Zeitpunkt, zu dem das Endgerät eingeschaltet wird, bis zum Zeitpunkt, zu dem das Endgerät gesprächsbereit ist, und es reduziert die durch Phasenschwankungen bedingte Verschlechterung der Sprachqualität.

[0015] Um das oben genannte Problem im Rahmen der vorliegenden Erfindung zu lösen, wird die Lage des Zeitfensters des signalangepassten Filters nicht auf einen einzelnen Weg ausgerichtet. Es wird nämlich ein Steuervorgang dergestalt durchgeführt, dass die Lage des Zeitfensters des signalangepassten Filters auf einen Repräsentativwert ausgerichtet wird, der die Codephasen repräsentiert, die einer Vielzahl von Wegen, für welche gültige Korrelationswerte ermittelt wurden, entsprechen, und der die Spreizcodephasen einer Vielzahl von Wegen, die gemäß den jeweiligen Korrelationswerten ermittelt wurden, repräsentiert. Als Repräsentativwert kann beispielsweise günstig der Mittelpunkt der Wegleistung verwendet

werden.

[0016] Beim ersten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung ist ein Verfahren zur Steuerung der Synchronisation vorgesehen, das Schritte enthält, bei denen entsprechend einer Korrelation zwischen einem empfangenen Spreizspektrumsignal und einem eingegebenen Spreizcode ein Verzögerungsprofil erhalten wird, das als Bestandteile die jeweiligen Korrelationswerte einer Vielzahl von Codephasen enthält, das eine Rake-Kombination für die entspreizten Signale entsprechend dem erhaltenen Verzögerungsprofil durchführt und ein decodiertes Signal erzeugt, einen Repräsentativwert berechnet, der entsprechend mehreren Korrelationswerten und Spreizcodephasen, die aus dem Verzögerungsprofil gewonnen werden, Spreizcodephasen mehrerer Wege des empfangenen Signals repräsentiert, und einen Steuervorgang für die Folgeregulierung der Synchronisation zwischen dem empfangenen Signal und dem Spreizcode entsprechend dem berechneten Repräsentativwert durchführt.

[0017] Beim zweiten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung ist ein Empfänger vorgesehen mit einer Eingabeeinheit zum Erzeugen eines entspreizten Signals entsprechend einer Korrelation zwischen einem empfangenen Spreizspektrumsignal und einem eingegebenen Spreizcode, mit einem Verzögerungsprofil-Detektor zum Erzeugen eines Verzögerungsprofils für das entspreizte Signal von der Eingabeeinheit, einem Datensymbol-Demodulator zur Durchführung einer Rake-Kombination für das entspreizte Signal von der Eingabeeinheit entsprechend dem vom Profildetektor erzeugten Verzögerungsprofil, um dadurch ein decodiertes Signal zu erzeugen, einer Repräsentativwert-Berechnungseinheit zur Berechnung des Repräsentativwerts der Spreizcodephasen mehrerer Wege des empfangenen Signals unter Verwendung mehrerer diesbezüglicher Korrelationswerte und Codephasen, die aus dem vom Profildetektor erzeugten Verzögerungsprofil gewonnen werden, und einer Taktsteuerung zur Durchführung eines Steuervorgangs, um entsprechend dem Repräsentativwert von der Repräsentativwert-Berechnungseinheit die Synchronisation zwischen dem empfangenen Signal, das in die Eingabeeinheit eingegeben wurde, und dem Spreizcode, zu steuern.

[0018] Bei einem weiteren Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung sind eine Basisstation und ein mobiles Endgerät jeweils mit dem oben beschriebenen Empfänger vorgesehen.

KURZBESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0019] Der Zweck und die Merkmale der vorliegenden Erfindung gehen deutlicher aus der folgenden, ausführlichen Beschreibung in Verbindung mit den beigefügten Zeichnungen hervor, wobei:

[0020] **Fig. 1** das Blockdiagramm der Konfiguration eines mobilen CDMA-Kommunikationssystems ge-

mäß der vorliegenden Erfindung ist;

[0021] **Fig. 2** ein Blockdiagramm ist, das die Konfiguration einer Basisstation zeigt; **Fig. 3** ein Blockdiagramm ist, das die Konfiguration einer mobilen Station zeigt;

[0022] **Fig. 4** ein Blockdiagramm ist, das die Konfiguration eines Empfangsmoduls (Empfängers) gemäß der vorliegenden Erfindung zeigt;

[0023] **Fig. 5** ein Blockdiagramm ist, das die Konfiguration des signalangepassten Filters **101** zeigt;

[0024] **Fig. 6** ein Blockdiagramm ist, das die Konfiguration des Profildetektors **102** zeigt;

[0025] **Fig. 7** ein Diagramm ist, das den Aufbau eines empfangenen Signals zeigt; **Fig. 8** eine Graphik ist, die ein Verzögerungsprofil erläutert;

[0026] **Fig. 9** ein Blockdiagramm ist, das die Konfiguration des Datensymbol-Demodulators **104** zeigt;

[0027] **Fig. 10** ein Blockdiagramm ist, das die Konfiguration der Gewichtungsfunktionseinheit **105** zeigt;

[0028] **Fig. 11** ein Blockdiagramm ist, das die Konfiguration des Schleifenfilters **106** und der Taktsteuerung **107** zeigt;

[0029] **Fig. 12** eine Graphik ist, welche die Steuerung der Schleifenfilterkoeffizienten erläutert;

[0030] **Fig. 13** ein Blockdiagramm ist, das eine weitere Konfiguration der Gewichtungsfunktionseinheit **105** zeigt, und

[0031] **Fig. 14** ein Blockdiagramm ist, das die Konfiguration eines Empfängers mit gespreiztem Spektrum nach dem Stand der Technik zeigt.

BESCHREIBUNG DER AUSFÜHRUNGSBEISPIELE

[0032] **Fig. 1** zeigt das Blockdiagramm der Konfiguration eines mobilen CDMA-Kommunikationssystems gemäß der vorliegenden Erfindung. Bei diesem System sind die Basisstationen **1** und **2** jeweils in einem festen Versorgungsbereich angeordnet und die mobilen Endgeräte **3** bis **5** kommunizieren in diesen Versorgungsbereichen über Signale mit gespreiztem Spektrum mit der nächstgelegenen Station **1** oder **2**. Die Basisstationen **1** und **2** sind mit einem Basisstation-Controller **6** verbunden. Die Station **6** ist ihrerseits mit einem Festnetz **7** und dergleichen verbunden. Das Festnetz **7** wiederum ist mit einem weiteren Festnetz, mit einem Funknetz und dergleichen gekoppelt. Folglich kann das mobile Endgerät im Versorgungsbereich mit einem mobilen Endgerät unter der Überdeckung derselben Basisstation, mit einem Endgerät unter der Überdeckung einer weiteren Basisstation sowie einem Endgerät, das mit einem Festnetz oder dergleichen verbunden ist, kommunizieren.

[0033] **Fig. 2** zeigt den Aufbau einer Basisstation in Form eines Blockdiagramms. Die Basisstation besteht aus einer Antenne **10**, einer RF-Einheit (Hochfrequenz) **11**, einem Mehrkanalsender **12**, einem Mehrkanalempfänger **13**, einem die Stationen verbindenden Interface **14** und einem Basisstation-Controller **15**. Eine von einem mobilen Endgerät gesendete

bzw. empfangene Funkwelle passiert die Antenne **1** und die RF-Einheit **11**, so dass in einem Basisband abwechselnd eine Signalumsetzung zwischen der Welle und den Sende- bzw. Empfangssignalen stattfindet. Sender **12** moduliert die Basisband-Sendesignale mehrerer Kanäle. Auf der anderen Seite demoduliert Empfänger **13** die empfangenen Basisbandsignale mehrerer Kanäle. Interface **14** tauscht mit dem Basisstation-Controller verschiedene Signale aus, und zwar ein Signal, das von Sender **12** gesendet wird, ein Signal, das von Empfänger **13** demoduliert wird, sowie diverse Steuersignale. Der Basisstation-Controller **15** steuert jede Einheit der Basisstation.

[0034] **Fig. 3** zeigt den Aufbau eines mobilen Endgeräts in Form eines Blockdiagramms. Das mobile Endgerät besteht aus einer Antenne **20**, einer RF-Einheit **21**, einem Sender **22**, einem Empfänger **23**, einem Sprach-Coder/Decoder (CODEC) **24**, einem Lautsprecher **25**, einem Mikrofon **26** und einem Endgeräte-Controller **27**. Eine zur Basisstation gesendete und von ihr empfangene Funkwelle passiert die Antenne **20** und die RF-Einheit **21**, so dass in einem Basisband abwechselnd eine Signalumsetzung zwischen der Welle und den Sende- bzw. Empfangssignalen stattfindet.

[0035] Der Sender **22** moduliert die Basisband-Sendesignale. Der Empfänger **23** demoduliert die Basisband-Empfangssignale. Der Sprach-CODEC **24** verschlüsselt die vom Mikrofon **26** kommenden Sprachsignale, um diese zum Sender **22** weiterzuleiten, und entschlüsselt die vom Empfänger **23** demodulierten Signale, um entsprechende Signale auf den Lautsprecher **25** auszugeben. Der Endgeräte-Controller **27** steuert jede Systemeinheit des mobilen Endgeräts.

[0036] **Fig. 4** zeigt die Konfiguration einer Empfangseinheit (eines Empfängers) gemäß der vorliegenden Erfindung in Form eines Blockdiagramms.

[0037] Die Einheit besteht aus einem signalangepassten Filter mit ladbarem Koeffizienten (Eingabeinheit, Entspreizungseinheit) **101**, einem Verzögerungsprofil-detektor **102**, einer Einheit **103** zum Bilden des Mittelwerts des Verzögerungsprofils, einem Datensymbol-Demodulator **104**, einer Gewichtungsbzw. Bewertungsfunktionseinheit (Einheit für die Zeitberechnung des repräsentativen Wegs) **105**, einem Schleifenfilter **106**, einer Taktsteuerung **107** und einem Pseudoranschgenerator (Spreizcodegenerator) (PNG) **108**. Bei dieser Schaltung ist es möglich, als Einheit **101** eine geeignete Entspreizeinheit, die ein Entspreizsignal gemäß der Korrelation zwischen einem empfangenen spektrumgespreizten Signal und einem eingegebenen Spreizcode erzeugt, zu verwenden. Bei der vorliegenden Erfindung enthält der in **Fig. 3** dargestellte Empfänger **23** des mobilen Endgeräts das in **Fig. 4** gezeigte Empfangsmodul. Der in **Fig. 2** gezeigte Mehrkanalempfänger **13** der Basisstation enthält mehrere in **Fig. 4** gezeigte Empfangsmodule.

[0038] Das empfangene Signal wird zum signalangepassten Filter **101** geleitet, in dem bereits ein Code vom Spreizcodegenerator **108** eingestellt ist, so dass eine Korrelation zwischen dem Spreizcode und dem empfangenen Signal zum Erzeugen eines entspreizten Signals berechnet werden kann. Für das entspreizte Signal erzeugt der Profildetektor **102** ein Verzögerungsprofil. Das Verzögerungsprofil zeigt eine Folge von Korrelationswerten (Entspreizungsergebnissen), die für mehrere Codephasen erhalten wurden, an. Es wird angenommen, dass ein Korrelationswert für die Codephase n als $a(n)$ ausgedrückt wird. Wenn für die Codephase n eine verzögerte Welle existiert, gibt n einen Wert an, der eine Wegelage in einem Zeitfenster des signalangepassten Filters darstellt. Diese Wegelage ist eine Lage, in der ein Korrelationswert einer verzögerten Welle im Zeitfenster des signalangepassten Filters, und zwar der eine Codephase anzeigende Wert, erhalten wird.

[0039] Genauer: Wenn man annimmt, dass das Fenster des signalangepassten Filters eine Breite von $2w$ besitzt und das Codephasenintervall d ist, dann genügt $n - w < n < w$ und $n = j \cdot d$ (j ist eine ganze Zahl). Außerdem nimmt n in der Fenstermitte den Wert 0 an. Wenn das Intervall d durch eine Chiplänge des Spreizcodes wiedergegeben wird, dann kann d für einen oder einen halben Chip stehen. Es ist jedoch angebracht, das Intervall d in Anbetracht der Demodulationscharakteristika auf einen viertel Chip einzustellen. Das Profil wird bezüglich der Zeit von der Mittelungseinheit **103** gemittelt, um $\text{Ave}(|a(n)|^2)$ zu erhalten. Für den Durchschnitt kann ein weiterer Mittelwert wie $\text{Ave}(|a(n)|)$ oder $\text{Ave}(|a(n)|^m)$, wobei N eine reelle Zahl ist, verwendet werden. Der Datensymbol-Demodulator **104** führt die Demodulation und Rake-Kombination für das entspreizte Signal unter Verwendung des Verzögerungsprofils (einer Folge von $a(n)$) und des zeitgemittelten Verzögerungsprofils (einer Folge von $\text{Ave}(|a(n)|^2)$) zum Erzeugen des Demodulationssignals durch.

[0040] Andererseits werden das Verzögerungsprofil und das zeitgemittelte Verzögerungsprofil ebenfalls in Einheit **105** eingegeben, um Repräsentativwerte wie den Mittelpunkt der Wegleistung zu berechnen. Der Repräsentativwert wird beispielsweise folgendermaßen berechnet:

$$\frac{\sum_n (|a(n)|^2 \cdot n)}{(\sum_n \text{Ave} |a(n)|^2)}$$
 Anstelle von $a(n)$ kann auch ein anderer geeignete Ausdruck wie $|a(n)|^N$ eingesetzt werden.

[0041] Der Repräsentativwert kann allgemeiner auch wie folgt erhalten werden: Eine Auswertegröße $f(n, a(n))$, die für eine Codephase n als Funktion der Codephase n und eines Korrelationswertes $a(n)$ erhalten wurde, wird für mehrere Codephasen n ausgerechnet, für die gültige Korrelationswerte ermittelt wurden, und die erhaltenen Auswertungsgrößen werden miteinander kombiniert. Die gültigen Korrelationswerte stellen Werte dar, die den Wegen (verzögerten Wellen) entsprechen, in der Lage sind, die Synchronisation zu steuern und zum Beispiel als Kor-

relationswerte definiert werden können, deren Intensität einen vorgegebenen Schwellenwert überschreitet.

[0042] Allerdings können, was einfacher ist, auch alle Korrelationswerte als gültige Korrelationswerte angesehen werden. Für die Funktion $f(n,a(n))$ der Codephase n und des Korrelationswertes $a(n)$ ist es wünschenswert, dass ein stärkerer Weg mehr zur Steuerung der Synchronisationsfolgeregelung beiträgt und die Richtung für ein Verschieben der Wege feststellbar ist. Es ist daher wünschenswert, dass $f(n,a(n))$ eine Funktion ist, die sich einheitlich mit dem Wechsel der Größe $|a(n)|$ des Korrelationswertes $a(n)$ verändert, und außerdem eine ungerade Funktion ist, die für die Codephase n die Mitte des Zeitfensters als Symmetrieachse aufweist. Die Funktion beschränkt sich jedoch nicht auf diese Beispiele, sondern kann innerhalb eines Bereichs, in dem das Steuerungssystem stabil bleibt, beliebig ausgewählt werden. In der Beschreibung bedeutet die Formulierung „die sich einheitlich mit dem Wechsel der Größe $|a(n)|$ des Korrelationswertes $a(n)$ verändert“, dass der Wert der Funktion $f(n,a(n))$ zunimmt oder unverändert bleibt bzw. dass der Wert der Funktion $f(n,a(n))$ abnimmt oder unverändert bleibt, wenn der Korrelationswert $a(n)$ zunimmt. Außerdem besagt „eine ungerade Funktion ist, die für die Codephase n die Mitte des Zeitfensters als Symmetrieachse aufweist“, dass, wenn die Funktion einen positiven Wert für eine bestimmte Codephase besitzt, die Funktion einen negativen Wert mit demselben absoluten Wert für eine symmetrische Codephase hinsichtlich der Mitte des Zeitfensters annimmt. Zum Beispiel wird angenommen, dass die Codephase 0 an einer Stelle ist, welche der Mitte des Zeitfensters des signalangepassten Filters entspricht, dass die Codephase -32 und 32 an beiden Enden des Zeitfensters ist und dass der Korrelationswert, welcher der Codephase n entspricht, $a(n)$ ist. Die Funktion $f(n,a(n))$ kann ausgedrückt werden als $n \cdot a(n)^2$ oder eine geeignete Funktion sein wie $f(n,a(n)) = n \cdot |a(n)|$, $f(n,a(n)) = \text{sgn}(n) \cdot a(n)$, $f(n,a(n)) = \text{sgn}(n) \cdot a(n)^2$ oder $f(n,a(n)) = n^3 \cdot a(n)^2$, wobei $\text{sgn}(n)$ eine Funktion ist, die ein Vorzeichen von n darstellt. In einer äußerst einfachen Situation kann zum Beispiel eine Funktion angewandt werden, die -1 und $+1$ für Wege, die früher bzw. später als die Mitte des Zeitfensters des signalangepassten Filters verlaufen, hervorbringt.

[0043] Der Repräsentativwert wird in das Schieberegister **106** eingegeben. Filter **106** glättet dann die durch Störung oder dergleichen verursachten momentanen Schwankungen der Wegelagen entsprechend dem Repräsentativwert, um ein Taktsteuersignal zu erzeugen. Das Steuersignal wird zur Taktsteuerung **107** geleitet. Die Steuerung **107** steuert daraufhin ein Taktsignal, das an den Spreizcode-Generator **108** geliefert wird. Folglich wird der zum signalangepassten Filter **101** geleitete

[0044] Spreizcode durch einen Rückführregelvorgang zur Synchronisation mit dem empfangenen Ein-

gangssignal gebracht. Das heißt, wenn eine Taktverschiebung zwischen dem an Filter **101** gelieferten Spreizcode und dem empfangenen Eingangssignal stattfindet, erzeugt Einheit **105** den Repräsentativwert je nach der Größe der Taktverschiebung. Außerdem steuert das Schieberegister **106** je nach dem Repräsentativwert die Taktsteuerung **107** in die entgegengesetzte Richtung der Taktverschiebung. Durch diesen Steuerungsvorgang wird die Codephase des empfangenen Eingangssignals an diejenige des zum Entspreizen zu verwendenden Spreizcodes angepasst. Infolgedessen wird die Codephase dazwischen synchron gehalten.

[0045] Im Folgenden wird ausführlich jeder Bestandteil des Empfangsmoduls (Empfängers) beschrieben. Fig. 5 zeigt das Konfigurationsbeispiel der Entspreizeinheit (**101**). Die Einheit **101** beinhaltet die Schieberegister **601** und **602**, ein Spreizcode-Halteregister **603** und eine Korrelations-Berechnungseinheit **604**.

[0046] Ein empfangenes Signal wird in das Schieberegister **601** eingegeben, um dort über einen vorgegebenen Zeitraum gehalten zu werden. Andererseits wird ein Spreizcode vom Spreizcode-Generator **108** an das Schieberegister **602** geliefert, um dort über einen vorgegebenen Zeitraum gehalten zu werden, und daraufhin zum Register **603** weitergeleitet.

[0047] Das empfangene Signal, das über den vorgegebenen Zeitraum in Register **601** gehalten wurde, wird in die Korrelations-Berechnungseinheit **604** eingegeben. Einheit **604** berechnet die Korrelation zwischen dem empfangenen Signal und dem Spreizcode der im Register **603** gespeicherten vorgegebenen Haltezeit. Im Betrieb wird ein hoher Korrelationswert erreicht, wenn die Zeit des in Register **601** gehaltenen empfangenen Signals übereinstimmt mit dem in Register **603** gespeicherten Spreizcode. In einer Umgebung, in der eine Vielzahl verzögerter Wege vorliegen, erhält man Korrelationswerte für viele Zeitpunkte.

[0048] Fig. 6 zeigt das Beispiel der Konfiguration eines Profildetektors **102**, Fig. 7 zeigt ein Beispiel des Formataufbaus eines empfangenen Signals, während Fig. 8 das Beispiel eines Verzögerungsprofils graphisch darstellt. Der Profildetektor **102** beinhaltet einen Pilotsymbol-Separator **201** und ein Pilotsymbol-Summierglied **202**. Das empfangene Signal setzt sich zum Beispiel zusammen aus Zeitschlitzten in gemultiplexter Konfiguration. Jeder Zeitschlitz enthält ein Pilotsymbol **801** als Referenzsignal und ein Datensymbol **802**, wie in Fig. 7 dargestellt. Der Separator **201** von Fig. 6 entnimmt nur ein entspreiztes Ergebnis gemäß Zeichen **801** aus Fig. 7.

[0049] Das Summierglied **202** addiert die entspreizten Ergebnisse für mehrere Pilotsymbolintervalle, um das Verzögerungsprofil $a(n)$ zu berechnen. Fig. 8 zeigt das Verzögerungsprofil $a(n)$, das als zeitlicher Durchschnitt eines (1) Steuerblocks erhalten wurde. Die zeitliche Mittelung ist nicht auf einen einzelnen Steuerblock begrenzt, sondern kann für den Zeit-

raum einer geeigneten Zahl von Blöcken durchgeführt werden. **Fig. 8** zeigt ein Beispiel, bei dem für die Codephasen -4 , -2 , 0 und 2 im Fenster des signalangepassten Filters **101** 4 Wege existieren, denen die Korrelationswerte $a(-4)$, $a(-2)$, $a(0)$ und $a(2)$ mit jeweils entsprechender Intensität zugeordnet sind.

[0050] **Fig. 9** zeigt ein Beispiel des Datensymbol-Demodulators **104** in Form eines Konfigurationsdiagramms. Der Demodulator **104** beinhaltet den Datensymbol-Separator **301**, den Vergleichler **302**, den Selektor **303**, den Vervielfacher **304** und das Summierglied **305**. Der Vergleichler **302** vergleicht eine Folge von Korrelationswerten $\text{Ave}(|a(n)|^2)$, die bezüglich der Zeit von der Mittelungseinheit **103** gemittelt wurde, mit einem vorgegebenen Schwellenwert. Den Schwellenwert erhält man zum Beispiel, indem man den Wert, den man durch Mitteln von $\text{Ave}(|a(n)|^2)$ in Bezug auf n erhalten hat, mit einer Konstanten multipliziert. Je nach dem Ergebnis des Vergleichsvorgangs erfolgt durch den Selektor **303** die Auswahl und die Ausgabe des Korrelationswertes $a(n)$ aus dem Verzögerungsprofil, das mit Hilfe des Detektors **102** erhalten wurde, wenn $\text{Ave}(|a(n)|^2)$ gleich groß wie oder größer als der Schwellenwert ist. Umgekehrt, wenn $\text{Ave}(|a(n)|^2)$ kleiner als der Schwellenwert ist, wählt der Selektor **303** daraus 0 aus und gibt diesen Wert aus. Der Separator **301** trennt zum Beispiel das Datensymbol **802** vom empfangenen Signal nach **Fig. 7**. Beim Demodulieren wird das Symbol **802**, komplex dargestellt, im Vervielfachter **304** mit einer konjugierten Matrix der Ausgabe des Selektors **303** multipliziert. Durch den oben beschriebenen Vorgang werden die demodulierten Daten nur für eine Codephase n , für die ein Weg mit im Durchschnitt hoher Intensität besteht, erhalten. 0 erhält man bei anderen Codephasen n . Das Summierglied **305** addiert die ermittelten Ergebnisse für den Zeitraum der Breite des Zeitfensters des signalangepassten Filters, um ein decodiertes Ergebnis zu erhalten, in dem die Signale der jeweiligen Wege miteinander kombiniert sind.

[0051] **Fig. 10** zeigt das Konfigurationsbeispiel der Gewichtungsfunktionseinheit **105** (für die Repräsentativwertberechnung). In diesem Diagramm ist ein Konfigurationsbeispiel gezeigt, bei dem der Mittelpunkt der Wegleistung als Repräsentativwert eingesetzt wird. Die Einheit **105** setzt sich zusammen aus dem Quadrierglied **401**, dem Vergleichler **402**, den Selektoren **403** und **406**, dem Vervielfacher **404**, den Summiergliedern **405** und **407** sowie dem Dividieren **408**. Das vom Detektor **102** erzeugte Verzögerungsprofil (eine Folge von $a(n)$) wird in das Quadrierglied **401** eingegeben. Das Quadrierglied **401** quadriert einen absoluten Wert des Verzögerungsprofils, um ein der Leistung nach geordnetes Verzögerungsprofil zu erzeugen (eine Folge von $|a(n)|^2$). Der Vergleichler **402** vergleicht das Verzögerungsprofil (eine Folge von $\text{Ave}(|a(n)|^2)$), das bezüglich der Zeit von der Mittelungseinheit **103** gemittelt wurde, mit einem vorgegebenen Schwellenwert. Der Schwellenwert ist z. B. ein

Wert, der durch Multiplizieren eines Wertes, der seinerseits durch Ermitteln des Durchschnittswertes von $\text{Ave}(|a(n)|^2)$ im Hinblick auf n erhalten wurde, mit einer Konstanten erhalten wird. Der Selektor **403** wählt und gibt, davon ausgehend, $(|a(n)|^2)$ aus, das vom Quadrierglied **401** erhalten wurde, wenn $\text{Ave}(|a(n)|^2)$ gleich oder größer ist als der Schwellenwert. Wenn $\text{Ave}(|a(n)|^2)$ kleiner als der Schwellenwert ist, wählt und gibt der Selektor **403**, davon ausgehend, 0 aus. Die vom Selektor **403** ausgewählten Signale werden im Vervielfacher **404** mit den Werten n , die den jeweiligen Wegelagen entsprechen, multipliziert, um die nach der Wegeintensität gewichteten Wegelageninformationen zu generieren. Die Informationen werden daraufhin im Summierglied **405** akkumuliert.

[0052] Der Selektor **406** wählt und gibt als Antwort auf das vom Vergleichler **402** gelieferte Vergleichsergebnis, davon ausgehend, $\text{Ave}(|a(n)|^2)$ aus, wenn $\text{Ave}(|a(n)|^2)$ gleich groß wie oder größer als der Schwellenwert ist. Wenn $\text{Ave}(|a(n)|^2)$ kleiner als der Schwellenwert ist, wählt und gibt der Selektor **406**, davon ausgehend, 0 aus. Die vom Selektor **406** ausgewählten Signale werden vom Summierglied **407** addiert, um die Gesamtleistung aller Wege auszurechnen. Auf der anderen Seite wird das im Summierglied **405** akkumulierte Signal im Dividierer **408** durch die vom Summierglied **407** errechnete Gesamtleistung geteilt, um den Leistungsmittelpunkt aller Wege zu bilden. Bei diesem Beispiel wird der als Divisor im Dividierer **408** eingesetzte Gesamtleistungswert dadurch erhalten, dass die Gesamtsumme der in Bezug auf n Bemittelten Verzögerungsprofile (Folge von $\text{Ave}(|a(n)|^2)$) verwendet wird, ohne die Gesamtsumme der der Leistung nach geordneten Verzögerungsprofile (Folge von $|a(n)|^2$) zu verwenden. Es ist daher möglich, den Einfluss von Phaseninformationen geringerer Verlässlichkeit zu reduzieren, wenn die Intensität aller Wege unverzüglich minimiert wird.

[0053] Wenngleich der Demodulator **104** aus **Fig. 9** und die Einheit **105** aus **Fig. 10** die in den jeweiligen Wegelagen n gemittelte Leistung einsetzen, um einen Weg zu ermitteln, der im Durchschnitt eine hohe Intensität besitzt, ist es auch möglich, einen anderen Index wie z. B. der Störabstand (SIR) zu verwenden.

[0054] **Fig. 11** zeigt ein Beispiel für den Aufbau eines Schleifenfilters **106** und einer Taktsteuerung **107**. Das Filter **106** besteht aus den Vervielfachern **501**, **502**, **503** und **507**, den Addierern **504** und **508**, dem Begrenzer **505** und der Verzögerungseinheit **506**. Ein von Einheit **105** ausgegebener Repräsentativwert wird im Vervielfachen **501** mit einem ersten Koeffizienten g multipliziert. Die Ausgabe des Vervielfachers **501** wird wiederum mit dem ersten Koeffizienten g im Vervielfachen **502** multipliziert. Die Ausgabe des Vervielfachers **502** wird dann mit dem zweiten Koeffizienten b im Vervielfachen **503** multipliziert. Die Ausgabe des Vervielfachers **503** wird daraufhin durch ein Integrierglied, das aus dem Addierer **504** und den Einheiten **505** und **506** besteht, integriert.

Der Begrenzer **505** begrenzt den integrierten Wert innerhalb eines vorgegebenen Wertebereichs. Die Ausgabe des Vervielfachers **501** wird auch in den Vervielfacher **507** eingegeben, um mit einem dritten Koeffizienten a multipliziert zu werden. Die Ausgabe des Vervielfachers **507** wird von Addierer **508** zur Ausgabe des Integrators, der aus dem Addierer **504** und den Einheiten **505** und **506** besteht, addiert, um ein Taktsteuersignal zu erzeugen.

[0055] Die Taktsteuerung **107** besteht aus dem Begrenzer **509**, einem Digital-Analog-Umsetzer (D/A) **510** und einem spannungsgesteuerten Oszillator **511**. In der Taktsteuerung **107** wird das Taktsteuerungssignal vom Schleifenfilter **106** durch die Einheit **509** auf einen Wert innerhalb eines vordefinierten Wertebereichs begrenzt und dann vom D/A-Umsetzer **510** in eine Frequenznachsteuerungsspannung umgewandelt. Die Steuerspannung wird auf Oszillator **511** angewandt. In Abhängigkeit von der Steuerspannung gibt der Oszillator **511** ein Signal mit einer entsprechenden Schwingfrequenz aus.

[0056] Im Folgenden wird die Steuerung des Schleifenfilterkoeffizienten in Schleifenfilter **106** beschrieben. **Fig. 12** enthält eine grafische Darstellung der Steuerung des Schleifenfilterkoeffizienten. Wie oben beschrieben, kann das Schleifenfilter **106** kontinuierlich die Schleifenbandbreite der Steuerungssysteme verändern, während es die Stabilität des Steuerungssysteme durch Verändern des ersten Koeffizienten g erhält. Grundsätzlich nimmt, wenn die Schleifenbandbreite größer wird, die Folgeregelungsgeschwindigkeit zu, die Stabilität gegenüber Störung jedoch verringert sich.

[0057] Umgekehrt nimmt, wenn die Schleifenbandbreite kleiner wird, die Stabilität gegenüber Störung zu, jedoch die Folgeregelungsgeschwindigkeit verringert sich. Folglich werden, wenn das Schleifenfilter **106** konfiguriert wird, wie z. B. in **Fig. 11** dargestellt, und ein Steuerungsvorgang dergestalt durchgeführt wird, dass der Wert von g zu Beginn der Folgeregelung der Synchronisation erhöht und während der Kommunikation nach Erreichen der Synchronisation gesenkt wird, sowohl ein schnelles anfängliches Erreichen als auch eine stabile Folgeregelung der Synchronisation gewährleistet. Wenn jedoch zuerst der Koeffizient g abrupt gesenkt wird, dauert es lange, bis der im Integrierglied mit dem Addieren **504** und den Einheiten **505** und **506** akkumulierte Rauscheinfluss gedämpft werden kann, und in manchen Fällen bleibt der Einfluss der Störung über längere Zeit erhalten. Es ist daher wünschenswert, zuerst den Koeffizienten g sacht abzusenken. Zu diesem Zweck wird, wie in **Fig. 12** beispielhaft dargestellt, der Wert von g in der Aufbauphase auf g_1 gesetzt und dann exponentiell in Richtung g_2 abgesenkt.

[0058] Wie oben beschrieben, kann bei der vorliegenden Erfindung sogar in einer instabilen Ausbreitungsgebung, in der eine Vielzahl von verzögerten Wellen in Bezug auf ihren Pegel häufig variieren und solche Wellen wiederholt auftauchen und verschwin-

den, die Leistung aller verzögerten Wellen innerhalb der Fensterbreite des signalangepassten Filters **101** immer für die Folgeregelung der Synchronisation genutzt werden, und es ist daher möglich, die Folgeregelung der Synchronisation in einem stabilen Zustand zu halten.

[0059] Die bezeichnete Technik ist auf eine Basisstation und ein mobiles Endgerät anwendbar. Bei einem mobilen Endgerät können die Einheit **105**, das Filter **106**, die Taktsteuerung **107** und dergleichen in jedem Demodulator untergebracht werden oder diese Schaltkreise können in geeigneter Form zusammen im gemeinsamen Gehäuse eingesetzt werden. Bei der Basisstation können die Taktsteuerung **107** und dergleichen in jedem Demodulator einzeln untergebracht werden oder diese Schaltkreise können in geeigneter Form von den Demodulatoren zusammen benutzt werden. Anstelle der in **Fig. 5** gezeigten Taktsteuerung **107** können auch eine Taktquelle und ein verstellbarer Frequenzteiler mit einem regelbaren Frequenzdivisor verwendet werden, um an den Generator **108** ein geteiltes Taktsignal zuzusenden. Bei dieser Konfiguration kann der Takt für jeden Demodulator unter Verwendung einer Taktquelle, die für die gesamte Einrichtung gemeinsam genutzt wird, gesteuert werden.

[0060] Beim obigen Ausführungsbeispiel kann es in einer Umgebung, in der eine Abweichung der Verzögerungen auftritt, die größer als die Breite des Fensters des signalangepassten Filters ist, zur Asynchronität kommen. Nehmen wir an, dass es zum Beispiel zwei Wege mit etwa gleicher Empfangsstärke gibt. Wenn die Verzögerung zwischen diesen Wegen allmählich zunimmt, erreichen diese Wege möglicherweise das jeweilige Ende des Fensters, um dieses letztendlich zu verlassen, was zur Asynchronität führt. Eine erste Methode, dies zu vermeiden, besteht darin, denjenigen Weg festzustellen, der eine minimierte Fensterbreite beansprucht. Wenn das Verhältnis der Leistung der Wege im vorhandenen minimierten Fenster zur Leistung der Wege im ursprünglichen Fenster einen vorgegebenen Wert unterschreitet oder gleich groß ist wie dieser, dann wird festgestellt, dass eine Gegenmessung erforderlich ist, um den Zustand der Asynchronität zu vermeiden. Wenn sich ergibt, dass eine Gegenmessung notwendig ist, wird die Folgeregelung der Synchronisation eines der beiden Wege, d. h. des Weges am Ende des Fensters bzw. des Weges in der Nähe des Fensterendes, eingestellt. Es wird also die Folgeregelung der Synchronisation für nur einen Weg durchgeführt, um auf diese Art und Weise eine Asynchronität zu vermeiden. Eine zweite Methode besteht darin, dass die Abweichung der Verzögerung zusätzlich zum Mittelpunkt der Wegleistung ermittelt wird. Wenn die Abweichung der Verzögerung einen vorgegebenen Wert überschreitet; wird festgestellt, dass eine Gegenmessung erforderlich ist, um den Zustand der Asynchronität zu vermeiden. Auch in diesem Fall wird die Folgeregelung der Synchronisation eines der beiden Wege ein-

gestellt, wie oben beschrieben, um diese für nur einen Weg durchzuführen und auf diese Art und Weise eine Asynchronität zu vermeiden.

[0061] Die erste wie auch die zweite Methode kann z. B. mit Hilfe der in **Fig. 13** dargestellten Konfiguration umgesetzt werden. Die Funktion der Bauelemente **401** bis **408** ist im Grunde dieselbe wie in **Fig. 10**. Der Zeitfenster-Controller **409** des signalangepassten Filters überprüft, indem er das in der Zeit gemittelte Verzögerungsprofil (eine Folge von $\text{Ave}(|a(n)|^2)$) verwendet, ob eine Gegenmessung erforderlich ist, um den Zustand der Asynchronität zu vermeiden. Je nach dem Ergebnis der Überprüfung, gibt der Controller **409** eine Codephase n des Spreizcodes oder einen Phasenwert des Mittelpunktes der Zeitbreite (z. B. 0 bei $n = -32$ bis 32) aus.

[0062] Bei der ersten Methode ermittelt der Controller **409** den Ausgangswert nach Algorithmus **409a** (SaF-Zeitfenster-Controller (Typ **1**) in **Fig. 13**). Bei der zweiten Methode ermittelt der Controller **409** den Ausgangswert nach Algorithmus **409b** (SaF-Zeitfenster-Controller (Typ **2**) in **Fig. 13**). Zum Beispiel sind bei $n = -32$ bis 32 die einseitig minimierte Fensterbreite p , die Leistungsverhältnis-Schwelle r und die Verzögerungs-Abweichungsschwelle σ^2 Konstanten im Bereich der Werte $0 < p < 32$, $1 < r$ bzw. $0 < \sigma < 32$.

[0063] Bei der vorliegenden Erfindung kann selbst in einem Umfeld wie einer städtischen Umgebung, in der es infolge zahlreicher reflektierter Wellen zu Multipath kommt, die Synchronisation auf einen stabilen Zustand eingeregelt und folglich die Wahrscheinlichkeit eines Trennens der Verbindung während des Sprechens reduziert werden. Außerdem wird bei dieser Erfindung die Synchronisation in der Synchronisations-Aufbauphase schnell aufgenommen. Nach Beendigung des Synchronisationsaufbaus wird das durch Rauschen bedingte Jitter minimiert, um die Folgeerregung der Synchronisation zu stabilisieren. Folglich kann bei der vorliegenden Erfindung die Zeitspanne vom Zeitpunkt, zu dem ein Endgerät eingeschaltet wird, bis zum Zeitpunkt, zu dem ein Endgerät gesprächsbereit ist, minimiert werden. Des Weiteren kann die durch Phasenschwankungen bedingte Verschlechterung der Sprachqualität reduziert werden. Wenn die vorliegende Erfindung auch unter Bezugnahme auf die einzelnen veranschaulichten Ausführungsbeispiele beschrieben wurde, so beschränkt sie sich nicht auf diese Ausführungsbeispiele, sondern lediglich auf die beigefügten Patentansprüche.

Patentansprüche

1. Mobiles Endgerät, aufweisend:
einen Code-Generator (**108**) zur Erzeugung eines Spreizcodes zur Verwendung beim Entspreizen,
eine Entspreizeinheit (**101**), um als Eingaben ein empfangenes Signal als Gegenstand für das Entspreizen und den von dem Code-Generator er-

zeugten Spreizcode entgegenzunehmen und gleichzeitig mehrere Entspreizvorgänge mit dem empfangenen Signal für verschiedene Phasen des Spreizcodes durchzuführen,

eine Repräsentativwert-Bestimmungsschaltung (**105**), um einen Repräsentativwert zu bestimmen, der entsprechend mehreren Korrelationswerten, die von der Entspreizeinheit ausgegeben werden, Spreizcodephasen mehrerer Wege des empfangenen Signals repräsentiert,
eine Steuerschaltung (**107, 106**), um entsprechend dem von der Repräsentativwert-Bestimmungsschaltung bestimmten Repräsentativwert einen Spreizcode-Erzeugungszeitpunkt durch den Code-Generator zu steuern, und
eine Demodulationseinheit (**104**), die die Korrelationswerte miteinander kombiniert und dadurch Daten demoduliert.

2. Endgerät nach Anspruch 1, wobei die Entspreizeinheit ein signalangepasstes Filter darstellt, das zu jedem durchgleichmäßiges Teilen der Breite eines Fensters des signalangepassten Filters erhaltenen Zeitpunkt einen Korrelationswert erzeugt, und eine Gewinnungsschaltung (**102**) Korrelationswerte gewinnt, deren über eine Beobachtungszeitspanne gemittelter Mittelwert gleich oder größer als ein Schwellenwert ist.

3. Basisstation mit mindestens einem Empfänger zur Durchführung einer Empfangsverarbeitung für ein Signal von einem mobilen Endgerät, wobei der Empfänger aufweist:

einen Code-Generator (**108**) zur Erzeugung eines Spreizcodes zur Verwendung beim Entspreizen, eine Entspreizeinheit (**101**), um als Eingaben ein empfangenes Signal als Gegenstand des Entspreizens und einen von dem Code-Generator erzeugten Spreizcode entgegenzunehmen und gleichzeitig mehrere Entspreizvorgänge mit dem empfangenen Signal für verschiedene Phasen des Spreizcodes durchzuführen,

eine Repräsentativwert-Bestimmungsschaltung (**105**), um einen Repräsentativwert zu bestimmen, der entsprechend mehreren von der Entspreizeinheit ausgegebenen Korrelationswerten Spreizcodephasen mehrerer Wege repräsentiert,
eine Steuerschaltung (**107, 106**), um entsprechend dem von der Repräsentativwert-Bestimmungsschaltung bestimmten Repräsentativwert den Spreizcode-Erzeugungszeitpunkt durch den Codegenerator zu steuern, und
eine Demodulationseinheit (**104**), um die Korrelationswerte miteinander zu kombinieren und dadurch Daten zu demodulieren.

4. Basisstation nach Anspruch 3, wobei die Entspreizeinheit ein signalangepasstes Filter ist, das zu jedem Zeitpunkt, der durch Teilen der Breite eines

Fensters des signalangepaßten Filters durch n erhalten wird, einen Korrelationswert erzeugt.

5. Gegenstand nach Anspruch 2 oder 4, wobei das Intervall zwischen den Phasenzeitpunkten des Spreizcodes $1/i$ der Chiplänge des Spreizcodes beträgt (wobei i eine ganze Zahl ist).

6. Gegenstand nach Anspruch 1 oder 3, wobei die Repräsentativwert-Bestimmungsschaltung einen Repräsentativwert über eine Berechnung des Schwerpunkts der Korrelationswerte bestimmt.

7. Gegenstand nach Anspruch 1 oder 3, wobei die Steuerschaltung ein Schleifenfilter (**106**) und eine Taktsteuerung (**107**) aufweist, wobei das Schleifenfilter entsprechend dem Repräsentativwert ein Steuersignal erzeugt, und die Taktsteuerung den Codegenerator unter Einhaltung einer Synchronisation zwischen dem empfangenen Signal und dem Spreizcode steuert.

8. Synchronisations-Steuerverfahren mit folgenden Schritten:

Gewinnen eines entspreizten Signals entsprechend einem empfangenen Spektrum-gespreizten Signal und einem eingegebenen Spreizcode,
Gewinnen eines Verzögerungsprofils für das entspreizte Signal,
Durchführen einer Rake-Kombination für das entspreizte Signal entsprechend dem gewonnenen Verzögerungsprofil und dadurch Erzeugen eines demodulierten Signals,
Berechnen eines Repräsentativwerts, der entsprechend mehreren Korrelationswerten und Spreizcodephasen, die aus dem Verzögerungsprofil gewonnen werden, Spreizcodephasen mehrerer Wege des empfangenen Signals repräsentiert, und
Durchführen eines Steuervorgangs zur Verfolgung der Synchronisation zwischen dem eingegebenen empfangenen Signal und dem Spreizcode entsprechend dem berechneten Repräsentativwert.

9. Verfahren nach Anspruch 8, wobei der Repräsentativwert unter Verwendung einer ungeraden Funktion berechnet wird, die als Symmetrieachse die Mitte des Zeitfensters eines zur Gewinnung des entspreizten Signals verwendeten signalangepaßten Filters aufweist.

10. Verfahren nach Anspruch 8, wobei der Repräsentativwert unter Verwendung einer Funktion berechnet wird, die sich gleichmäßig mit einer Änderung eines Korrelationswerts an einem gewissen Spreizcode-Phasenzeitpunkt ändert.

11. Verfahren nach Anspruch 8, wobei der Repräsentativwert ein Spreizcode-Phasenzeitpunkt eines Mittelpunkts der Wegleistung mehrerer Wege ist.

12. Verfahren nach Anspruch 11, wobei, bei der Berechnung des Zeitpunkts des Mittelpunkts der Wegleistung mehrerer Wege, eine Zeitbreite zur Gewinnung eines Durchschnitts einer jeweiligen Wegleistung, der als Leistungsgewichtung für einen Wegeort verwendet wird, kürzer als eine Zeitbreite zur Gewinnung eines Durchschnitts einer Summe aller empfangenen Leistungen ist, um den Zeitpunkt des Mittelpunkts der Wegleistung zu normieren.

13. Verfahren nach Anspruch 8, wobei der Repräsentativwert berechnet wird, indem eine Summe von Wegeortsinformationen, die durch Multiplikation von Verzögerungsprofilen in Reihenfolge der Leistung für mehrere Wege mit deren jeweiligen Zeitpunkten gewonnen werden, durch die Summe der in der Zeit gemittelten Verzögerungsprofile dividiert wird.

14. Verfahren nach Anspruch 8, wobei der Repräsentativwert entsprechend einem Verzögerungsprofil berechnet wird, das ausgewählt wird, indem angenommen wird, daß ein vorab gewonnener Korrelationswert für ein in der Zeit Bemitteltes Verzögerungsprofil gültig ist, wenn das Profil gleich oder größer als ein vorbestimmter Schwellenwert ist.

15. Verfahren nach Anspruch 14, wobei zur Berechnung des Repräsentativwerts ein Wert, der eine Verzögerungsdifferenz zwischen Wegen darstellt, entsprechend mehreren erfaßten Zeitpunkten berechnet wird, und wenn dieser Wert einen vorbestimmten Wert übersteigt, die Verfolgung der Synchronisation für einen der Wege an einer Fenstergrenze und in der Nähe der Fenstergrenze aufgegeben wird.

16. Verfahren nach Anspruch 15, wobei der eine Verzögerungsdifferenz zwischen Wegen darstellende Wert eine differentielle Abweichung ist.

17. Verfahren nach Anspruch 8, wobei zur Berechnung des Repräsentativwerts die Leistung des empfangenen Signals sowohl für eine erste Zeitfensterbreite zur Entspreizung als auch für eine durch Verringerung der ersten Zeitfensterbreite erhaltene zweite Zeitfensterbreite gemessen wird und dann, wenn das Verhältnis der für die zweite Zeitfensterbreite empfangenen Leistung zur für die erste Zeitfensterbreite empfangenen Leistung geringer als ein vorbestimmtes Verhältnis ist, die Verfolgung der Synchronisation für einen der Wege an einer Fenstergrenze und in der Nähe der Fenstergrenze aufgegeben wird.

18. Empfänger, aufweisend:
eine Eingangsschaltung (**101**) zur Erzeugung eines entspreizten Signals entsprechend einem empfangenen Spektrumgespreizten Signal und einem eingegebenen Spreizcode,

eine Verzögerungsprofil-Meßschaltung (102) zur Erzeugung eines Verzögerungsprofils für das entspreizte Signal aus der Eingangsschaltung, eine Datensymbol-Demodulationsschaltung (104) zur Durchführung einer Rake-Kombination für die entspreizten Signale aus der Eingangsschaltung entsprechend dem von der Profil-Meßschaltung erzeugten Verzögerungsprofil, um dadurch ein demoduliertes Signal zu erzeugen, eine Repräsentativwert-Berechnungsschaltung (105) zur Berechnung eines Repräsentativwerts, der Spreizcodephasen mehrerer Wege des empfangenen Signals repräsentiert, entsprechend mehreren Korrelationswerten und Spreizcodephasen, die aus dem von der Profilmessschaltung erzeugten Verzögerungsprofil gewonnen werden, und eine Taktsteuerschaltung (107) zur Durchführung eines Steuervorgangs, um entsprechend dem Repräsentativwert von der Repräsentativwert-Berechnungsschaltung eine Synchronisation zwischen dem empfangenen Signal und dem Spreizcode, die in die Eingangsschaltung eingegeben werden, zu verfolgen.

19. Empfänger nach Anspruch 18, wobei die Eingangsschaltung ein signalangepaßtes Filter aufweist, das in der Lage ist, gleichzeitig mehrere Entspreizvorgänge für mehrere Phasen des Spreizcodes durchzuführen, und die Repräsentativwert-Berechnungsschaltung dann, wenn das signalangepaßte Filter ein Signal empfängt, in dem mehrere verzögerte Wellen unterschiedlicher in einem Fenster erfaßter Zeiten miteinander kombiniert sind und sich die Zeit einer verzögerten Welle, die keine maximale Intensität aufweist, ändert, den Repräsentativwert entsprechend der Änderung der Zeit ändert und dadurch einen Steuervorgang zur Änderung eines Zeitpunkts für eine Korrelationswertausgabe aus dem signalangepaßten Filter erreicht.

20. Empfänger nach Anspruch 18, wobei die Eingangsschaltung ein signalangepaßtes Filter aufweist, das in der Lage ist, gleichzeitig mehrere Entspreizvorgänge für mehrere Phasen des Spreizcodes durchzuführen, und die Repräsentativwert-Berechnungsschaltung dann, wenn das signalangepaßte Filter ein Signal empfängt, in dem mehrere verzögerte Wellen unterschiedlicher in einem Fenster erfaßter Zeiten miteinander kombiniert sind und sich die Intensität einer verzögerten Welle, die nicht die maximale Intensität aufweist, innerhalb eines Bereiches ändert, in dem die Intensität nicht die maximale Intensität wird, den Repräsentativwert entsprechend der Änderung der Zeit ändert und dadurch einen Zeitpunkt eines aus dem signalangepaßten Filter ausgegebenen Korrelationswerts ändert.

21. Empfänger nach Anspruch 20 mit einem Schleifenfilter mit einer Integriereinrichtung, einer Er-

zeugungseinrichtung für variable Koeffizienten und einer Rddiereinrichtung, wobei das Schleifenfilter mit der Addiereinrichtung und unter Verwendung vorbestimmter Gewichtungen einen ersten Wert, der mittels der Integriereinrichtung durch Integrieren eines durch Multiplikation eines Repräsentativwerts von der Repräsentativwert-Berechnungsschaltung mit dem Quadrat eines von der Erzeugungseinrichtung für den variablen Koeffizienten erzeugten Koeffizienten erhaltenen Ergebnisses gewonnen wird, zu einem zweiten Wert addiert, der durch Multiplikation des Repräsentativwerts mit einem von der Erzeugungseinrichtung für den variablen Koeffizienten erzeugten Koeffizienten gewonnen wird, und die Taktsteuerschaltung unter Verwendung einer Ausgabe aus dem Schleifenfilter eine Oszillatoreinrichtung mit variabler Frequenz oder einen darin angeordneten variablen Frequenzteiler steuert.

22. Empfänger nach Anspruch 21, wobei die Erzeugungseinrichtung für den variablen Koeffizienten den Koeffizientenwert beginnend bei einem Koeffizientenwert bei Aufnahme der Synchronisation allmählich verringert.

Es folgen 6 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

FIG. 1

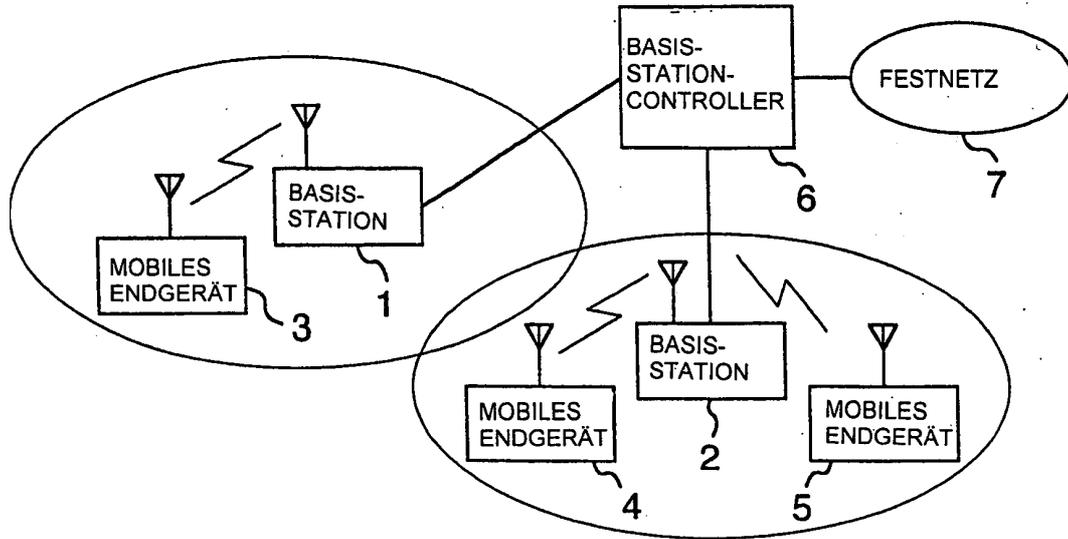


FIG. 2

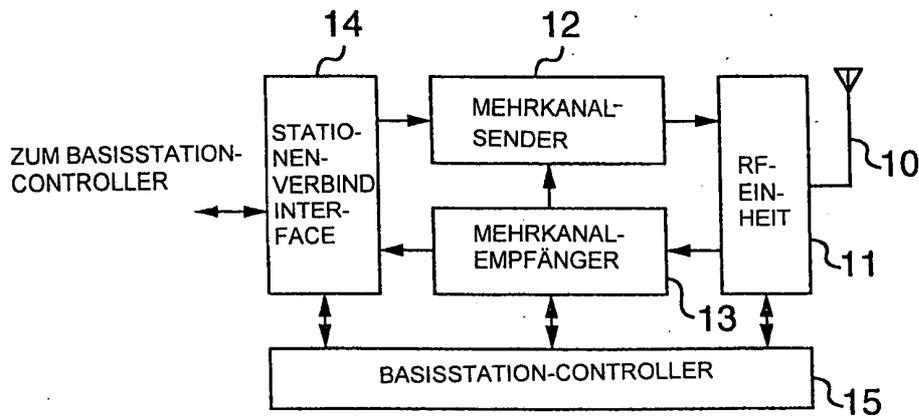


FIG. 3

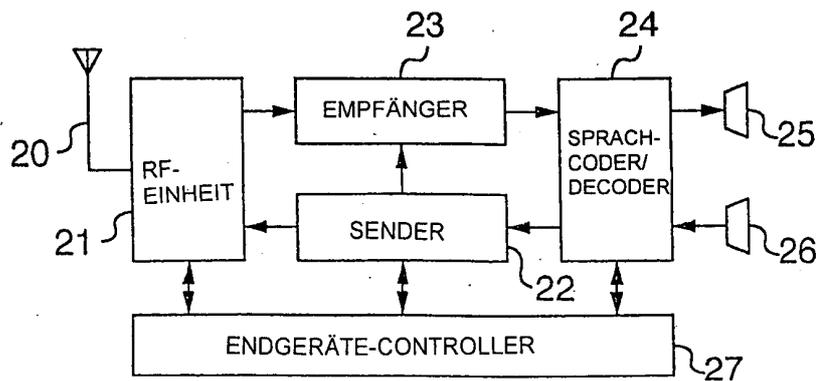


FIG. 4

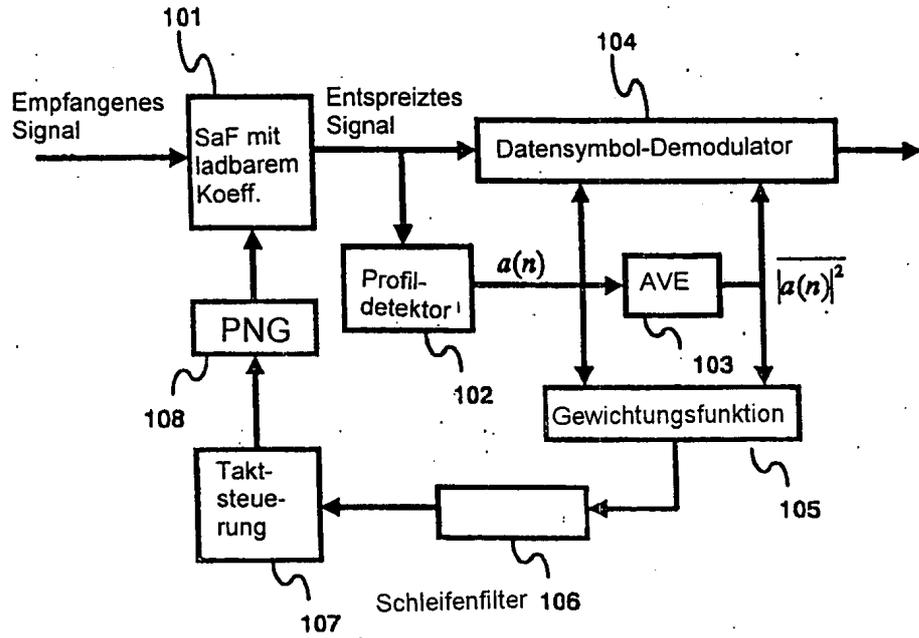


FIG. 5

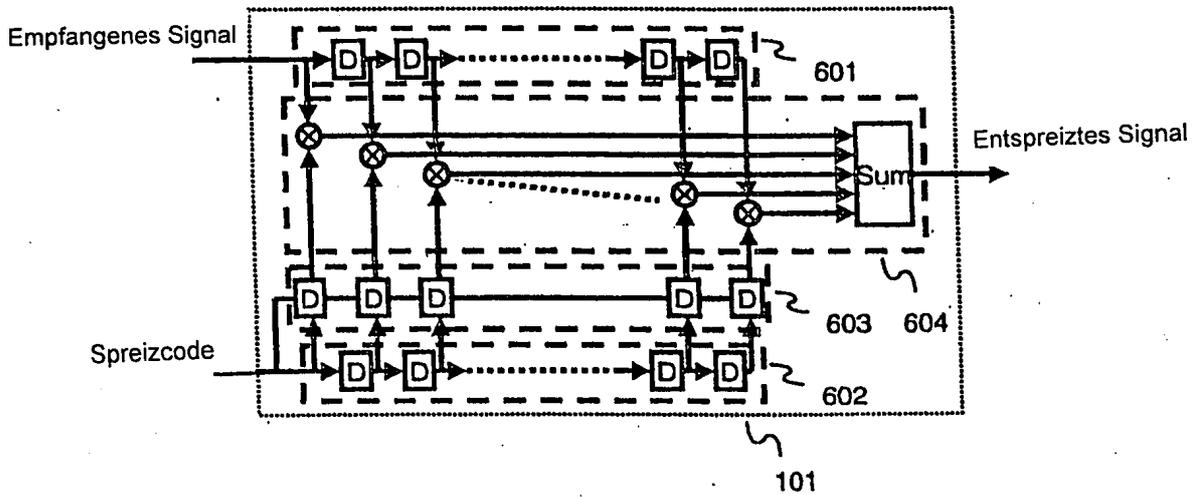


FIG. 6

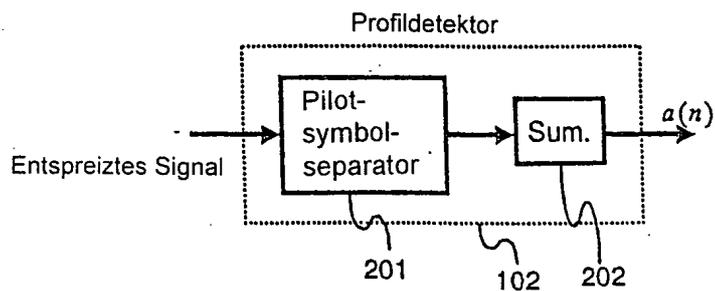


FIG. 7

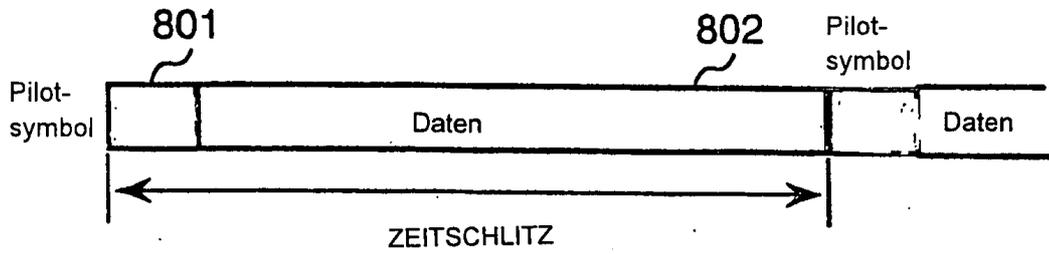


FIG. 8

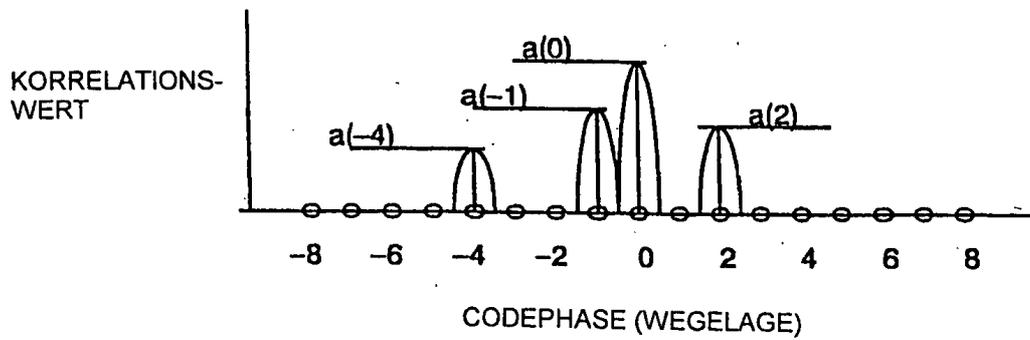


FIG. 9

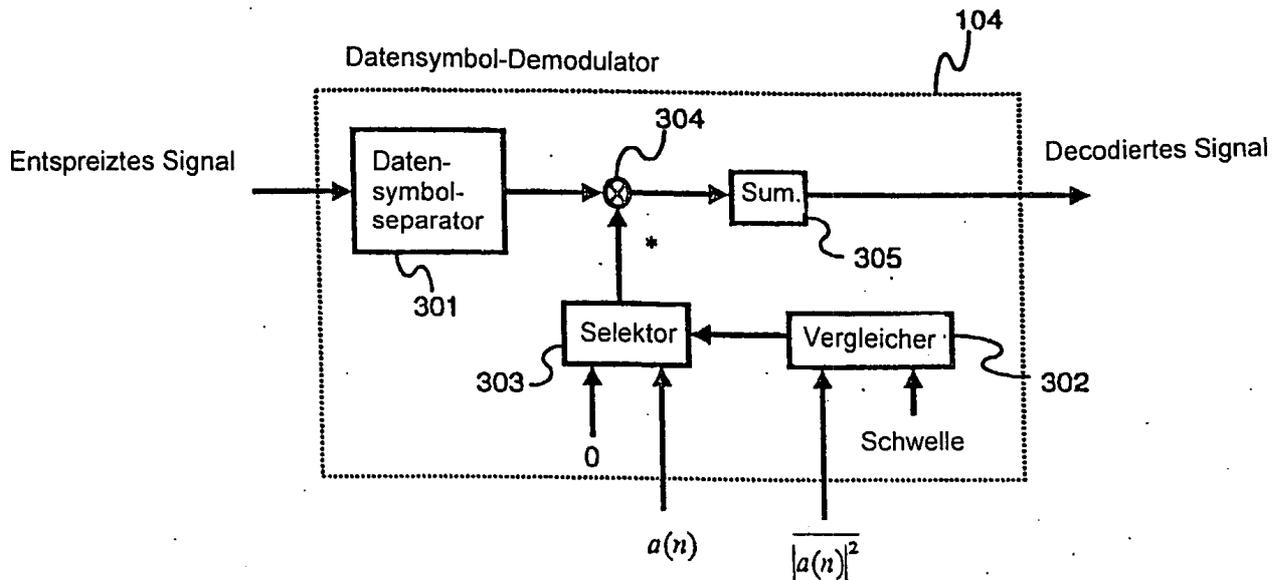
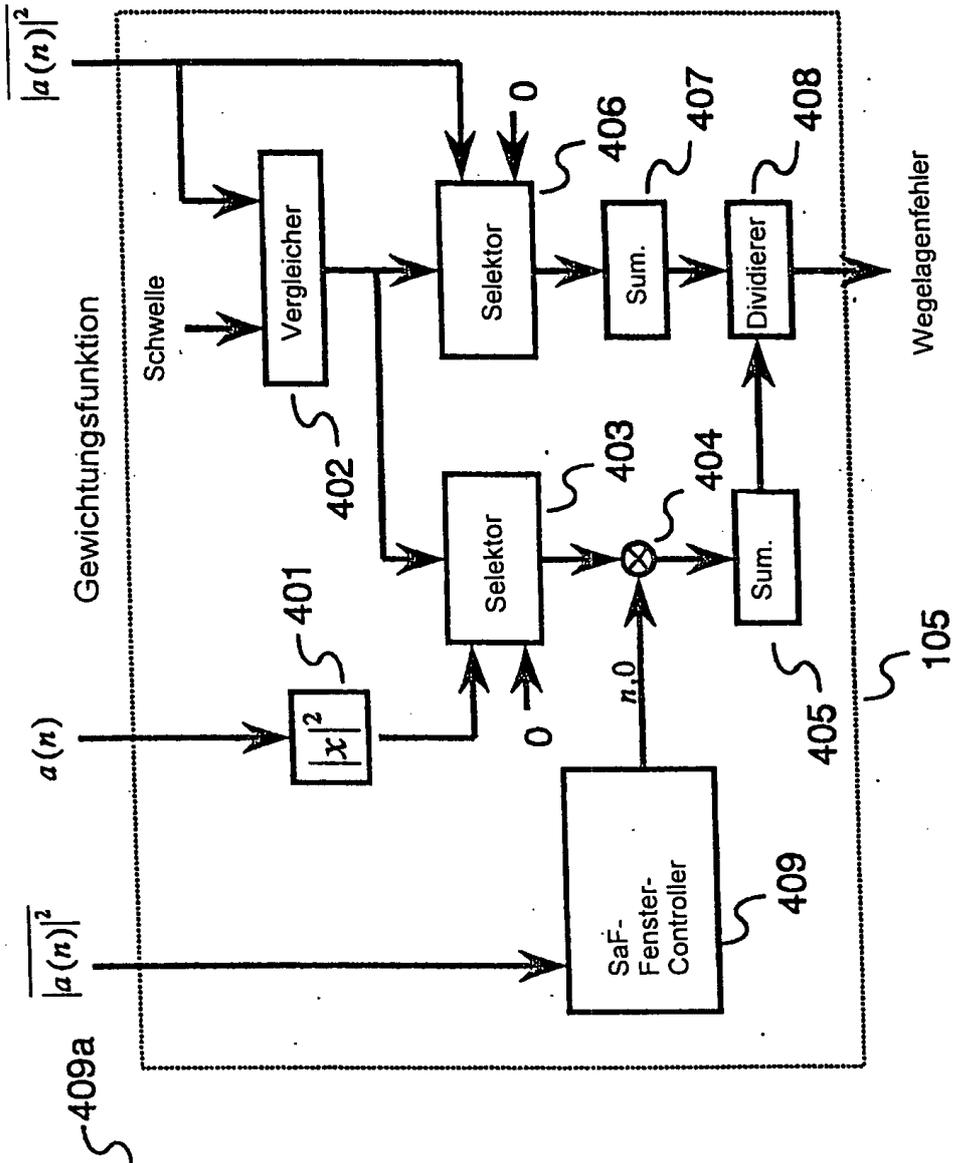


FIG. 13



SaF-Fenster-Controller (Typ 1)

$$\text{Wenn } \left(\frac{\sum_{n=-32}^{32} |a(n)|^2}{\sum_{n=-p}^p |a(n)|^2} > r \right) \{$$

Wenn ($n > p$), gebe n zurück
sonst gebe 0 zurück

} sonst gebe n zurück

SaF-Fenster-Controller (Typ 2)

$$\text{Wenn } \left(\frac{\sum_{n=-32}^{32} n^2 |a(n)|^2}{\sum_{n=-32}^{32} |a(n)|^2} > \sigma^2 \right) \{$$

Wenn ($n > p$), gebe n zurück
sonst gebe 0 zurück

} sonst gebe n zurück

FIG. 14

