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

(10) **DE 696 35 049 T2** 2006.05.24

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 0 835 560 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **696 35 049.1**
(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US96/10458**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **96 923 315.4**
(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 97/000562**
(86) PCT-Anmeldetag: **17.06.1996**
(87) Veröffentlichungstag der PCT-Anmeldung: **03.01.1997**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **15.04.1998**
(97) Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA: **10.08.2005**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **24.05.2006**

(51) Int Cl.[8]: ***H04B 17/00*** (2006.01)
H04B 7/26 (2006.01)

(30) Unionspriorität:
490694 **16.06.1995** **US**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LI, LU, MC, NL, PT, SE

(73) Patentinhaber:
Qualcomm, Inc., San Diego, Calif., US

(72) Erfinder:
ZIV, Abraham, Noam, San Diego, US; PADOVANI, Roberto, San Diego, US

(74) Vertreter:
WAGNER & GEYER Partnerschaft Patent- und Rechtsanwälte, 80538 München

(54) Bezeichnung: **VERFAHREN UND VORRICHTUNG ZUM BESTIMMEN DER SIGNALSTARKE IN EINEM SPREIZ-SPEKTRUMKOMMUNIKATIONSSYSTEM MIT VERANDERLICHEM DATENFLUSS**

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

I. Gebiet der Erfindung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft Kommunikationssysteme mit variabler Datenrate, insbesondere ein Verfahren, das eine gemeinsame Rahmeninformation nutzt, um eine Signalstärke zu erfassen.

II. Verwandter Stand der Technik

[0002] In einem Spreizspektrum-Telefon- oder Privat-Kommunikationssystem (PCS – personal communication system) kommunizieren eine große Anzahl von Teilnehmereinheiten über „Zellenbereiche" („cell sites") oder „Basisstationen". Der Kommunikationspfad, der von einer Basisstation zur Übertragung von Datenrahmen an eine Teilnehmereinheit benutzt wird, wird als die „Vorwärtsverbindung" bezeichnet. Umgekehrt bezeichnet die „Rückwärtsverbindung" den Kommunikationspfad, der von Teilnehmereinheiten benutzt wird, um Datenrahmen zurück an eine Basisstation zu übertragen.

[0003] Die Systemkapazität in einem Spreizspektrum-Kommunikationssystem kann durch die Gesamtmenge von Interferenz eingeschränkt sein, die in der Systemübertragungsfrequenz vorhanden ist. Bei einer Übertragung auf derselben Frequenz kann ein Signal, das für einen Benutzer bestimmt ist, eine Interferenz mit den von anderen Benutzern übertragenen Signalen verursachen. Die Interferenz ist am höchsten, wenn das Signal kontinuierlich übertragen wird. Eine derartig entstehende Interferenz schränkt die Gesamtleistungsfähigkeit des Systems ein.

[0004] Eine Systeminterferenz kann reduziert werden durch Verringern der Wahrscheinlichkeit, dass Teilnehmereinheiten gleichzeitig Daten über eine gemeinsame Frequenz übertragen. Diese Reduzierung kann erreicht werden durch Übertragen von Daten in „Bursts" und zufälliges Verteilen des Datenbursts in einem vorgegebenen Zeitrahmen. Ein digitales Spreizspektrum-Kommunikationssystem, wie CDMA, kann einen Vocoder mit variabler Rate verwenden, der fähig ist, Daten mit geringerer als der vollen Rate zu erzeugen. Daten mit einer geringeren als der vollen Rate können dann pseudozufällig in einem Rahmen verteilt werden unter Verwendung einer Vorrichtung, wie einem „Datenburst-Randomizer" (Vorrichtung zum zufälligen Anordnen von Datenbursts). Weitere Information zu einem beispielhaften Datenburst-Randomizer ist zu finden in dem U.S.-Patent Nr. 5,659,569 mit dem Titel „DATA BURST RANDOMIZER", angemeldet am 14. Februar 1994 von der Anmelderin der vorliegenden Erfindung. Die pseudozufällige Verteilung der Daten über den Rahmen reduziert die Wahrscheinlichkeit einer gleichzeitigen Datenübertragung durch zahlreiche Benutzer mit einem Rahmen (framing), der synchronisiert werden kann.

[0005] In einer Gestaltung eines Spreizspektrum-Kommunikationssystems codiert eine Teilnehmereinheit oder ein anderer Sender Datenrahmen mit einer von vier Raten abhängig von der Sprachaktivität des Benutzers, zum Beispiel kontinuierliche Daten mit „voller Rate" und niedrigere Raten, wie die Hälfte, ein Viertel oder ein Achtel der vollen Rate. Jede Rate, die geringer als die volle Rate ist, überträgt für eine entsprechende geringere Menge von Zeit pro Rahmen als die entsprechenderen höheren Raten. Eine halbe Datenrate sendet die Hälfte der Zeit, eine viertel Datenrate sendet ein Viertel der Zeit und eine achtel Datenrate sendet nur ein Achtel der Zeit.

[0006] In einem beispielhaften Spreizspektrumsystem mit variabler Rate werden die Daten von einer Sammlung von Datensymbolen dargestellt, die in Leistungssteuerungsgruppen gruppiert werden. Die Position der Leistungssteuerungsgruppen in jedem Rahmen wird pseudozufällig bestimmt. Die Teilnehmereinheit überträgt dann die Rahmen an eine Basisstation oder einen anderen Empfänger. Weitere Details eines beispielhaften Verfahrens einer pseudozufälligen Datenformatierung sind zu finden in dem U.S.-Patent Nr. 5,659,569, das oben angeführt wurde, und in dem TIA/EIA-Interim-Standard „Mobile Station – Base Station Compability Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System", TIA/EIA/IS-95, Juli 1993, Telecommunications Industry Association, Washington, D.C.

[0007] Eine Basisstation, die einen Datenrahmen empfängt, hat kein Vorwissen über die Datenrate, mit der eine Teilnehmereinheit den Rahmen codiert hat. In einem beispielhaften Spreizspektrumsystem empfängt eine Basisstation einen Datenrahmen von einer Teilnehmereinheit alle 20 Millisekunden (ms). Bei einer Codierung mit variabler Rate kann der von einer Basisstation empfangene aktuelle Rahmen mit einer anderen Datenrate codiert sein als der zuvor empfangene Datenrahmen. Die Basisstation muss, um ein ankommendes Signal richtig zu verarbeiten, die Menge von in dem Signal enthaltener Energie bestimmen. Aus der übertragenen Datenrate kann eine Basisstation, welche die variable Datenrate empfängt, einfach die Position einer Leistungs-

steuerungsgruppe in einem Datenrahmen berechnen und aus dieser Information eine genaue Signalstärkemessung durchführen. Jedoch weiß die Basisstation zu dem Zeitpunkt, an dem sie die Signalstärke messen muss, nicht, welche Datenrate von der Teilnehmereinheit gewählt wurde, und kann keine derartige Berechnung durchführen. Folglich muss ein Verfahren zum Bestimmen einer relativen Signalstärke auf eine von der Rate unabhängige Weise erreicht werden. Diese Erfindung sieht ein Verfahren zum Bestimmen einer Signalstärke auf eine von der Rate unabhängige Weise vor.

[0008] Es ist eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung eine von der Datenrate unabhängige Bestimmung einer Signalstärke durch Verwendung einer gemeinsamen Rahmeninformation in einem Kommunikationssystem mit variabler Datenrate durchzuführen.

[0009] Es ist eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung, Signalstärkemessungen in einem Kommunikationssystem mit variabler Datenrate zu verwenden, um anzuzeigen, dass ein Signal für eine Sprach- und Datenverkehrkommunikation ausreichend ist. Die Erfindung misst die Signalstärke und sieht eine Einrast-Anzeige (lock indicator) vor, wenn das Signal zur Kommunikation verwendet werden kann.

[0010] Es ist eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung, Signalstärkemessungen in einer rechenartigen bzw. Rake-Empfängergestaltung zu verwenden, um zu bestimmen, ob eine Signalkombination geeignet ist. Die Erfindung liefert eine Kombinationsanzeige, wenn die Signalstärke für eine Diversity-Signalkombination ausreichend ist.

Zusammenfassung der Erfindung

[0011] Die vorliegende Erfindung, wie in den angefügten Ansprüchen dargelegt, bestimmt eine Signalstärke in einem Kommunikationssystem mit variabler Rate auf eine von der Rate unabhängige Weise. In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung werden Daten in Symbole gruppiert, die als Leistungssteuerungsgruppen (Power Control Groups) bezeichnet werden. Die Leistungssteuerungsgruppen werden an verschiedenen Positionen in einem Datenrahmen unter Verwendung eines pseudozufälligen Verteilungsverfahrens übertragen.

[0012] Durch Verwendung eines Teilsatzes von Leistungssteuerungsgruppen, als aktive Leistungssteuerungsgruppen bezeichnet, wird die Genauigkeit einer Signalstärkemessung außerordentlich verbessert. Die aktiven Leistungssteuerungsgruppen definieren Zeitintervalle, während denen eine Leistungssteuerungsgruppe immer übertragen wird. Ein Empfänger kann unter Verwendung der Signalenergie nur der aktiven Leistungssteuerungsgruppen eine genaue Signalstärkemessung durchführen.

[0013] In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel unter Verwendung von CDMA umfassen die aktiven Leistungssteuerungsgruppen alle Leistungssteuerungsgruppen, die während der niedrigsten Datenrate übertragen werden. Die Zeitintervalle, die Leistungssteuerungsgruppen aufweisen, stellen die niedrigste Datenrate dar und weisen auch Leistungssteuerungsgruppen bei allen höheren Datenraten auf. Die niedrigste Datenrate in dem bevorzugten Ausführungsbeispiel beträgt ein Achtel der vollen Übertragungsrate.

[0014] Der Systembetrieb beginnt mit einem Rücksetzen beim Start oder wenn ein Demodulatorelement einem neuen Eingabesignal zugewiesen wird. Nach dem Rücksetzen werden Signalenergiepegel in den Zeitintervallen gesammelt, die aktiven Leistungssteuerungsgruppen entsprechen. Je höher der Energiepegel eines Signals ist, desto stärker ist das Signal. Die Energiepegel werden in einem oder mehreren Speicherelementen) gespeichert und über der Zeit summiert, um durchschnittliche Signalstärkemessungen zu erhalten. Typischerweise werden die Speicherelemente, welche die ältesten Messungen enthalten, gelöscht und für neue Energiemessungen wieder verwendet, durch einen als „Alterung" (aging) bezeichneten Prozess.

[0015] Energiemessungen werden summiert und mit mehreren Schwellenpegeln verglichen, die ausgebildet sind, um eine Hysterese zu erzeugen. Ein erster vorgegebener Schwellenpegel stellt den Energiepegel dar, den ein Signal haben sollte, bevor eine weitere Signalverarbeitung stattfindet. Eine Signalverarbeitung findet statt, wenn die summierten Energiepegel die erste vorgegebene Schwelle erreichen oder überschreiten. Wenn die Energieschwelle anschließend unter den ersten vorgegebenen Schwellenpegel fällt, aber über einem zweiten Schwellenpegel verbleibt, geht die Verarbeitung weiter. Nur wenn die Signalenergie unter den zweiten vorgegebenen Schwellenpegel fällt, wird die Signalstärke für ein bestimmtes Signalverarbeitungsverfahren als nicht ausreichend betrachtet und eine weitere Signalverarbeitung wird beendet.

[0016] Schwellenpegel können basierend auf der einzusetzenden Signalverarbeitungstechnik bestimmt wer-

den. Ein Paar von Einrastschwellen kann gesetzt werden, wenn die Signalverarbeitungsanforderung nach einer Einrastanzeige verlangt. Die Einrastanzeige kann verwendet werden, um anzuzeigen, dass das von dem Empfänger empfangene Signal stark genug ist zur Demodulierung des Signals, um so zuverlässige Daten zu erzeugen. Die Schwellenpaare können auch verwendet werden, um Diversity-Kombiniertechniken zu ermöglichen. Empfänger, insbesondere solche, die eine rechenartige Empfänger-Gestaltung verwenden, können Multipfadversionen desselben Signals parallel demodulieren. Ein Kombinieren von mehreren Versionen desselben Signals ist ein Verfahren zum Wiederherstellen des von der Teilnehmereinheit übertragenen ursprünglichen Signals. Die exakten Schwellenpegel für jede Signalverarbeitungstechnik sind festgesetzt, um ein gewünschtes Ergebnis basierend auf Systembetriebsparametern zu erzielen.

[0017] Die vorliegende Erfindung verwendet das obige Verfahren in einem Kommunikationssystem mit variabler Rate, um zu bestimmen, ob die Stärke eines bestimmten Signals für eine Kommunikation akzeptabel ist. Wenn die bei der niedrigsten Datenrate erfasste Signalenergie gewisse vorgegebene Schwellenenergiepegel erfüllt, dann können Signaleinrast- und Datenkombinier-Anzeigen gesetzt werden.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0018] Die Merkmale, Aufgaben und Vorteile der vorliegenden Erfindung werden aus der im folgenden dargelegten detaillierten Beschreibung in Zusammenhang mit den Zeichnungen offensichtlicher, in denen gleiche Bezugszeichen einander entsprechen und wobei:

[0019] Fig. 1 eine Blockdarstellung ist, die einen beispielhaften Teilnehmereinheit-Sendeteil eines Spreizspektrum-Kommunikations-Transceivers mit variabler Datenrate darstellt;

[0020] Fig. 2 eine Blockdarstellung ist, die einen beispielhaften Basisstation-Empfänger darstellt, der mehrere unabhängige Demodulationselemente aufweist;

[0021] Fig. 3 eine detaillierte Blockdarstellung ist, die den Ort einer beispielhaften Einrast- bzw. Lock-Erfassungsvorrichtung in einem beispielhaften Basisstation-Empfänger-Demodulationselement darstellt;

[0022] Fig. 4 eine Darstellung einer beispielhaften Einrast-Erfassungsvorrichtung ist, die gemäß den Prinzipien der vorliegenden Erfindung arbeitet; und

[0023] Fig. 5 darstellt, wie ein bestimmter Datenrahmen formatiert würde, wenn er mit unterschiedlichen Datenraten übertragen wird und von dem Empfänger von Fig. 2 empfangen wird.

Detaillierte Beschreibung der bevorzugten Ausführungsbeispiele

[0024] Eine genaue Signalstärkemessung ist normalerweise erforderlich, um eine zuverlässige Übertragungsverbindung in einem Kommunikationssystem aufrechtzuerhalten. Wenn ein starkes und ein relativ schwächeres Signal auf eine ähnliche Interferenz entlang einem bestimmten Übertragungspfad treffen, liefert das stärkere Signal typischerweise einen höheren Rauschabstand (SNR – signal to noise ratio), was zu einer besseren Kommunikationsqualität führt. Ein Kommunikationssystem, das fähig ist, die geringen Energiepegelvariationen eines Signals zu messen, kann genau zwischen diesen starken und schwachen Signalen unterscheiden.

[0025] In einem Kommunikationssystem mit variabler Datenrate kann ein von einer Teilnehmereinheit übertragenes Signal pseudozufällig verteilte Daten enthalten. Dieses Verteilungsverfahren erschwert eine genaue Signalstärkemessung, da die Datenvariationen als Fluktuationen in der Signalstärke erscheinen. Idealerweise würde ein System, das fähig ist, bei einem geeigneten Signal einzurasten, korrekte Signalstärkemessungen durchführen. Die vorliegende Erfindung sieht eine Einrast-Erfassungsvorrichtung und ein Verfahren für ein System mit variabler Datenrate vor, das die Messung einer Signalstärke unabhängig von der Datenübertragungsrate ermöglicht.

[0026] Aktive Leistungssteuerungsgruppen enthalten eine Signalinformation ungeachtet der Datenübertragungsrate und sind ein Teilsatz der Leistungssteuerungsgruppen in einem Datenrahmen. In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel hat ein Datenrahmen 16 Leistungssteuerungsgruppen, von denen zumindest zwei als aktive Leistungssteuerungsgruppen klassifiziert sind. Fig. 5 stellt einen beispielhaften Datenrahmen dar, der zur Übertragung mit jeder der möglichen Datenraten formatiert ist: Wie in Fig. 5 zu sehen ist, sind die Leistungssteuerungsgruppen bei jeder Rate schwarz dargestellt. Ein pseudozufälliger Prozess, der später beschrieben

wird, steuert die „Platzierung" von Leistungssteuerungsgruppen in jedem Rahmen zur Übertragung. Eine Betrachtung dieses Prozesses zeigt, dass zumindest zwei Leistungssteuerungsgruppen, die aktiven Leistungssteuerungsgruppen, in jedem Rahmen übertragen werden. Diese aktiven Leistungssteuerungsgruppen erscheinen in einem Rahmen an derselben Stelle, ungeachtet der Datenrate für den Rahmen. In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel werden die aktiven Leistungssteuerungsgruppen mit der achtel oder niedrigsten Datenrate übertragen. In Fig. 5 werden zwei aktive Leistungssteuerungsgruppen, die Leistungssteuerungsgruppen 2 und 9, von den schwarzen Intervallen in einem achtel Abtastratenrahmen **506** gezeigt. Die Position der aktiven Leistungssteuerungsgruppe in anschließenden Rahmen variiert. Der Ort der aktiven Leistungssteuerungsgruppen kann in der empfangenden Einheit auf dieselbe Weise bestimmt werden, wie die Achtelraterahmenpositionen in der sendenden Einheit bestimmt werden. Der Ort der aktiven Leistungssteuerungsgruppen kann auf einem oder mehreren Parameter(n) basieren, wie die Identität der sendenden oder empfangenden Einheit, eine Anrufzuweisungsnummer, die Tageszeit der Übertragung oder die PN-Codierung, die von der sendenden oder empfangenden Einheit verwendet wird.

[0027] Ein Summieren bzw. Akkumulieren der von jeder aktiven Leistungssteuerungsgruppe angezeigten Energiepegel liefert eine Basis für eine zuverlässige Signalstärkemessung. Dieser Ansatz ist eine Verbesserung hinsichtlich früheren Einrast-Erfassungsverfahren, da er eine Signalmessung auf aktive Leistungssteuerungsgruppen begrenzt, die tatsächliche Daten enthalten, und nicht alle übertragenen Leistungssteuerungsgruppen in einem bestimmten Rahmen. Möglicherweise können einige Gruppen ein Rauschen enthalten, wodurch die Messung ungenau wird.

[0028] Ein weiterer wichtiger Aspekt ist die Verwendung von mehreren Schwellenpegeln, um akkumulierte Signalenergiepegel zu messen. Wenn Signale empfangen werden, wird ihre jeweilige akkumulierte Energie mit mehreren Schwellenpegeln statt mit einem einzelnen Energieschwellenpegel verglichen. Eine Verwendung mehrerer Schwellenpegel verbessert eine Signalerfassung und verringert „falsches Signal"-Erfassungsfehler, die von lokalisierten Energiepegelfluktuationen in dem übertragenen Signal verursacht werden. Ein beispielhaftes Ausführungsbeispiel verwendet zwei Schwellenpegel bei einer Signalbestimmung, aber es kann ein komplexeres Schema, das eine Vielzahl von Schwellenpegeln verwendet, in anspruchsvolleren Kommunikationsumgebungen verwendet werden. Zum Beispiel kann ein oberer Schwellenpegel verwendet werden, um anzuzeigen, wenn der Energiepegel ausreichend zur Kommunikation ist. Ein unterer Schwellenpegel kann verwendet werden, um anzuzeigen, wenn der Energiepegel nicht ausreichend zur Kommunikation ist. Wenn ein Signal die obere Schwelle überschreitet, kann es weiterhin gültig für eine Kommunikation betrachtet werden, auch wenn nachfolgende geringfügige Fluktuationen veranlassen, dass es unter diese obere Schwellengrenze fällt. Wenn das Signal die obere Schwellengrenze überschreitet, wird es weiterhin als gültig für eine Kommunikation angesehen, solange es über der unteren Schwellengrenze verbleibt.

[0029] Um zum Verständnis der vorliegenden Erfindung beizutragen, wird eine kurze Diskussion der Daten vorgesehen, die codiert und von der Teilnehmereinheit übertragen werden. Fig. 1 stellt ein beispielhaftes Ausführungsbeispiel eines Sendeteils **100** in einem Transceiver mit variabler Datenrate dar. In einem beispielhaften Kommunikationssystem, wie einem zellulären CDMA-Kommunikationssystem mit variabler Rate oder einem „Netz für personenbezogene Kommunikation (PCN – personal communication network)"-Kommunikationssystem mit variabler Rate, bezeichnet eine „Vorwärtsverbindung" einen Übertragungspfad von einer Basisstation an eine Teilnehmereinheit. Umgekehrt bezeichnet eine „Rückwärtsverbindung" den Übertragungspfad von der Teilnehmereinheit zu einer Basisstation. Typischerweise gehen von einer Teilnehmereinheit gesendete Signale entweder über einen Zugriffskanal oder einen Verkehrskanal. Der Zugriffskanal wird verwendet für kurze Signalisierungsmeldungen, wie Anrufursprünge, Antworten auf Anrufe und Registrierungen. Der Verkehrskanal wird verwendet, um (1) primären Verkehr, typischerweise Benutzersprachdaten, (2) sekundären Verkehr, typischerweise Nicht-Sprachdaten des Benutzers, (3) Signalisierungsverkehr, wie Befehls- und Steuerungssignale, (4) eine Kombination aus primären Verkehr und sekundären Verkehr, oder (5) eine Kombination aus primären Verkehr und Signalisierungsverkehr zu kommunizieren.

[0030] Der Sendeteil **100** kommuniziert, wenn er in einem Modus funktioniert, in dem primärer Verkehr vorhanden ist, akustische Signale, wie Sprache und/oder Hintergrundgeräusche, als digitale Signale über das Übertragungsmedium. Um die digitale Kommunikation von akustischen Signalen zu erleichtern, werden diese Signale abgetastet und digitalisiert unter Verwendung weithin bekannter Techniken. Zum Beispiel wird in Fig. 1 Schall von einem Mikrofon **102** in ein analoges Signal konvertiert, das dann von einem Codec **104** in ein digitales Signal konvertiert wird. Der Codec **104** führt typischerweise einen analog-zu-digital-Umwandlungsprozess unter Verwendung einer standardmäßigen 8 Bit/μlaw-Formattechnik durch. Als Alternative kann das analoge Signal direkt in die digitale Form in einem uniformen Pulscode-Modulations-Format (PCM – pulse code modulation) konvertiert werden. In einem beispielhaften Ausführungsbeispiel verwendet der Codec **104** eine 8

kHz-Abtastung und liefert eine Ausgabe von 8-Bit-Abtastwerten mit der Abtastrate, um so eine 64 kbps-Datenrate zu realisieren.

[0031] Die 8-Bit-Abtastwerte werden von dem Codec **104** an einen „variable Rate"-Vocoder **106** ausgegeben, wo ein µlaw/uniform-Codeumwandlungsprozess durchgeführt wird. In dem „variable Rate"-Vocoder **106** werden die eingegeben Datenabtastwerte in Rahmen mit einer vorgegebenen Anzahl von Abtastwerten organisiert. In einer bevorzugten Implementierung des „variable Rate"-Vocoders **106** weist jeder Rahmen ungefähr 160 Abtastwerte oder ungefähr 20 ms von Sprache bei der 8 kHz-Abtastrate auf. Es ist für Fachleute offensichtlich, dass andere Abtastraten und Rahmengrößen verwendet werden können, wie für bestimmte Gestaltungen von Kommunikationssystemen gewünscht wird. Jeder Rahmen von abgetasteter Sprache ist durch den „variable Rate"-Vocoder **106** mit variabler Rate codiert. Die Vocoder-Datenpakete werden dann an einen Mikroprozessor **108** und zugehörige Schaltungen zur zusätzlichen Formatierung ausgegeben.

[0032] Der Mikroprozessor **108** empfängt Datenpakete alle 20 ms zusammen mit einer Anzeige der Rate, mit der die Sprache codiert wurde. Der Mikroprozessor **108** empfängt auch, wenn vorhanden, eine Eingabe von sekundären Verkehrsdaten. Der Mikroprozessor **108** erzeugt intern auch Signalisierungsdaten (d.h. Befehle) zur Übertragung. Der Mikroprozessor **108** umfasst typischerweise Programmanweisungen, die in einem Programmanweisungsspeicher enthalten sind, einen Datenspeicher und geeignete Schnittstellen und zugehörige Schaltungen, wie in dem Stand der Technik bekannt ist. Daten werden jeden Rahmen von dem Mikroprozessor **108** an einen CRC&Schluss-Bit-Generator **112** ausgegeben. Der CRC&Schlussbit-Generator **112** berechnet einen Satz von Prüfbits für Daten bei bestimmten Datenraten und erzeugt auch einen Satz von Schlussbits für jeden Rahmen.

[0033] In Fig. 1 werden Rahmen von Daten mit Prüfbits und Schlussbits an einen Faltungscodierer **114** ausgegeben. In einem beispielhaften Ausführungsbeispiel codiert der Faltungscodierer **114** vorzugsweise die Eingabedaten unter Verwendung eines Faltungscodes mit 1/3-Rate, Bedingungslänge k=9. Zum Beispiel ist der Faltungscodierer **114** mit Generatorfunktionen von g_0=557(octal), g_1=663(octal) und g_2=711(octal) konstruiert. Wie im Stand der Technik weithin bekannt, umfasst eine Faltungscodierung die Modulo-2-Addition von ausgewählten Taps (Abzweigungen) einer seriell zeitverschobenen verzögerten Datensequenz. Die Länge der Datensequenzverzögerung ist gleich k-1, wobei k die Codebedingungslänge ist. Da in dem bevorzugten Ausführungsbeispiel ein 1/3-Rate-Code verwendet wird, werden drei Codesymbole, die Codesymbole (c_0), (c_1) und (c_2), für jedes Datenbit erzeugt, das in den Codierer eingegeben wird. Die Codesymbole (c_0), (c_1) und (c_2) werden jeweils von den Generatorfunktionen g_0, g_1 und g_2 erzeugt. Die Codesymbole werden von dem Faltungscodierer **114** an einen Interleaver (Verschachteler) **116** ausgegeben. Die ausgegebenen Codesymbole werden an den Interleaver **116** in der Reihenfolge geliefert, dass das Codesymbol (c_0) als erstes kommt, das Codesymbol (c_1) als zweites und das Codesymbol (c_2) als letztes. Schlussbits können an dem Ende jedes Rahmens verwendet werden, um als Vorbereitung für den nächsten Rahmen den Faltungscodierer **114** auf einen Alles-Null-Zustand zurückzusetzen.

[0034] Die von dem Faltungscodierer **114** ausgegebenen Symbole werden an den Block-Interleaver **116** gegeben, der unter Steuerung des Mikroprozessors **108** die Code-Symbole wiederholt und verschachtelt (interleaved). Code-Symbole, die typischerweise in dem Arbeitsspeicher (RAM – random access memory) gespeichert sind, werden auf eine Weise angeordnet, wodurch die Code-Symbol-Wiederholung mit der Datenübertragungsrate variiert. Wenn die Datenübertragungsrate eine volle Rate ist, arbeitet der Interleaver mit einem 100%-Arbeitszyklus und die Code-Symbole von dem Block-Interleaver **116** werden nicht wiederholt. Bei halber Rate arbeitet der Interleaver mit einem 50%-Arbeitszyklus und jedes Code-Symbol wird einmal wiederholt (d.h. jedes Symbol tritt zweimal auf). Bei einer viertel Rate arbeitet der Interleaver mit einem 25%-Arbeitszyklus und jedes Code-Symbol wird dreimal wiederholt (d.h. jedes Symbol tritt viermal auf). Bei der achtel Datenrate arbeitet der Interleaver mit einem 12.5%-Arbeitszyklus und jedes Code-Symbol wird siebenmal wiederholt (d.h. jedes Symbol tritt achtmal auf). Für alle Datenraten führt die Codewiederholung zu einer konstanten Code-Symbol-Rate von 28,800 Code-Symbolen pro Sekunde für die von dem Block-Interleaver **116** ausgegebenen Daten. Schlussendlich wird, wie im Folgenden beschrieben, nur ein Vorkommen jedes Code-Symbols tatsächlich auf der Rückwärtsverbindung übertragen. In diesem Beispiel ist der Interleaver **116** ein Block-Interleaver, der durch im Stand der Technik weithin bekannte Verfahren gestaltet wird, und er liefert eine Ausgabe der Code-Symbole über eine 20 ms umfassende Zeitdauer.

[0035] Unter Bezugnahme wiederum auf Fig. 1 werden die verschachtelten Code-Symbole von dem Block-Interleaver **116** an einen 64-er orthogonalen Modulator **118** in Rahmen ausgegeben, die einer Symbolrate von 28.8 Kilosymbolen pro Sekunde (ksps) entsprechen. Typischerweise verwendet eine Modulation über den Rückwärtsverbindungs-Spreizspektrum-Kommunikationskanal eine M-fache orthogonale Signalisierung.

Zum Beispiel führt es, wenn eine 64-er orthogonale Signalisierung verwendet wird, nach jeweils sechs Code-Symbolen, die von dem Block-Interleaver **116** geliefert werden, dazu, dass eines von 64 möglichen Modulationssymbolen gewählt wird und von dem Modulator **118** ausgegeben wird. Jedes 64-er Modulationssymbol, das typischerweise Walsh-Funktionen entspricht, enthält 64 Chips. Für detaillierte Information über die Verwendung von Walsh-Funktionen und M-fache orthogonale Signalisierung siehe U.S.-Patent Nr. 5,103,459 mit dem Titel „SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING SIGNAL WAVEFORMS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM", veröffentlicht 7. April 1992 der Anmelderin der vorliegenden Erfindung. Obwohl ein 64-er Modulationsschema zum Zweck der Darstellung gewählt wird, können höher M-fache oder geringer M-fache Modulationsschemen verwendet werden.

[0036] Jedes Symbol wird von dem Modulator **118** an eine Eingabe von Modulo-2-Addierer, Exklusiv-ODER-Gatter in dem pseudozufälligen (PN) Modulator **124** ausgegeben. Die Symbole werden von dem Modulator **118** mit einer Rate von 4.8 ksps ausgegeben, die einer Walsh-Chip-Rate von 307.2 Kilochips pro Sekunde (kcps) entspricht. Die andere Eingabe an das Exklusiv-ODER-Gatter wird von einem Langcode-Generator **120** geliefert, der einen maskierten pseudozufälligen Rausch(PN – pseudorandom noise)-Code erzeugt. Die von dem Langcode-Generator **120** gelieferte Langcode-Sequenz hat eine Chiprate von viermal der Walsh-Chiprate des Modulators **118**, d.h. eine PN-Chiprate von 1.2288 Megachips pro Sekunde (Mcps). Das Exklusiv-ODER-Gatter in dem PN-Modulator **124** kombiniert die beiden eingegebenen Signale, um eine Zwischenausgabe mit der Chiprate von 1.2288 Mcps zu liefern.

[0037] Die Langcode-Sequenz ist eine Zeitverschiebung einer Sequenz der Länge 2^{42}-1 Chips und wird von einem in dem Stand der Technik weithin bekannten linearen Generator erzeugt unter Verwendung des folgenden Polynoms:

$$p(x) = x^{42} + x^{35} + x^{33} + x^{31} + x^{27} + x^{26} + x^{25} + x^{22} + x^{21} + x^{19} + x^{18}+x^{17}+x^{16}+ x^{10} + x^{7} + x^{6} + x^{5} + x^{3} + x^{2} + x^{1} + 1 \quad (4)$$

[0038] Die Zwischenausgabe in dem PN-Modulator **124** wird jeweils als eine Eingabe an ein Paar von Modulo-2-Addierern (z.B. Exklusiv-ODER-Gatter) gegeben. Die andere Eingabe an jedes der Gatterpaare sind zweite und dritte PN-Sequenzen, die verwendet werden, um das modulierte Signal abzudecken. Die zweiten und dritten PN-Sequenzen, oder „kurze Codes", werden von einzelnen I- und Q-Kanal-PN-Generatoren geliefert, die in einem Kurzcode-Generator **121** enthalten sind. Die Daten werden vor einer tatsächlichen Übertragung OQPSK-gespreizt unter Verwendung der zweiten und dritten PN-Sequenzen. Die OQPSK-Spreizung auf dem Rückwärtsverbindungsverkehrskanals verwendet dieselben I- und Q-PN-Codes wie die Vorwärtskanal-I-und-Q-Pilot-PN-Codes. Die von dem Kurzcode-Generator **121** erzeugten I- und Q-PN-Codes haben eine Länge von 2^{15} und sind vorzugsweise Nullzeit-Offset-Codes hinsichtlich des Vorwärtsverbindungskanals, wie von der Teilnehmereinheit wahrgenommen. Zum Zweck eines besseren Verständnisses, auf dem Vorwärtsverbindungskanal wird ein Pilotsignal für jede Basisstation erzeugt. Jedes Basisstation-Pilotkanalsignal wird von den I- und Q-PN-Codes gespreizt, wie gerade erwähnt. Die I- und Q-PN-Codes aller Basisstationen sind dieselben, jedoch sind die Codes zwischen Basisstationen um eine Verschiebung der Code-Sequenz versetzt, um so einen Unterschied zwischen Basisstation-Übertragungen zu liefern. Die Erzeugungsfunktionen für die I- und Q-PN-Kurzcodes sind:

$$P_I(x) = x^{15} + x^{13} + x^{9} + x^{8} + x^{7} + x^{5} + 1 \quad (5)$$

und

$$P_Q(x) = x^{15} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^{6} + x^{5} + x^{4} + x^{3} + 1 \quad (6)$$

[0039] Der Kurzcode-Generator **121** kann gemäß dem Stand der Technik eingerichtet sein, um eine Ausgabe-Sequenz gemäß den Gleichungen (5) und (6) zu liefern. Ein Beispiel eines derartigen Code-Generators ist offenbart in dem U.S.-Patent Nr. 5,228,054 mit dem Titel „POWER-OF-TWO LENGTH PSEUDO-NOISE SEQUENCE GENERATOR WITH FAST OFFSET ADJUSTMENT", veröffentlicht am 13. Juli 1993 und der Anmelderin der vorliegenden Erfindung erteilt.

[0040] Die I- und Q-Wellenformen werden jeweils von dem Paar von Modulo-2-Addierern (z.B. Exklusiv-ODER-Gatter) ausgegeben und jeweils als Eingaben an ein Paar von FIR-Filtern (finite impulse response – endliche Impulsantwort) **122** ausgegeben. Die FIR-Filter **122** sind digitale Filter, welche die entstehenden I- und Q-Wellenformen bandbegrenzen. Die digitalen FIR-Filter **122** formen die I- und Q-Wellenformen derart, dass das entstehende Spektrum in einer bestimmten spektralen Maske enthalten ist. Die FIR-Filter **122** können gemäß weithin bekannten Digitalfiltertechniken konstruiert werden und liefern vorzugsweise eine gewünschte

Frequenzantwort.

[0041] Die binären „0"- und „1"-Eingaben in die FIR-Filter **122**, erzeugt von den PN-Spreizfunktionen, werden als jeweils +1 und –1 abgebildet. Die Abtastfrequenz des digitalen Filters beträgt 4.9152 MHz = 4 × 1.2288 MHz. Eine zusätzliche binäre „0"- und „1 "-Eingabesequenz, synchron zu den digitalen I- und Q-Wellenformen, wird an die FIR-Filter **122** geliefert. Diese bestimmte Sequenz, als Maskierungssequenz bezeichnet, ist die Ausgabe, die von einem Datenburst-Randomizer erzeugt wird. Die Maskierungssequenz multipliziert die binären I- und Q-Wellenformen, um eine dreifache (ternäre) (–1, 0 und +1) Eingabe an die FIR-Filter **122** zu erzeugen.

[0042] Wie oben diskutiert, ist die Datenrate zur Übertragung auf dem Rückwärtsverbindungsverkehrskanal variabel (9.6, 4.8, 2.4 oder 1.2 kbps) und variiert auf einer Rahmen-per-Rahmen-Basis. Da die Rahmen eine feste Länge von 20 ms für den Rückwärtsverbindungsverkehrskanal haben, ist die Anzahl von Informationsbits pro Rahmen 192, 96, 48 oder 24 zur Übertragung jeweils mit Datenraten von 9.6, 4.8, 2.4 oder 1.2 kbps. Wie oben beschrieben, wird die Information unter Verwendung eines 1/3-Rate-Faltungscodierers codiert und dann werden die Codesymbole mit einem Faktor von 1, 2, 4 oder 8 für eine Datenrate von jeweils 9.6, 4.8, 2.4 oder 1.2 kbps wiederholt. Die resultierende Wiederholungscodesymbolrate ist somit fest bei 28,800 Symbolen pro Sekunde (sps). Dieser 28.8 ksps-Strom wird wie oben beschrieben verschachtelt (interleaved).

[0043] Vor einer Übertragung wird das Rückwärtsverbindungskanalsignal derart gesteuert (gated), dass ausgewählte Symbole gelöscht werden und die verbleibenden Symbole übertragen werden. Wenn sich die Datenrate ändert, variiert auch der Arbeitszyklus des Übertragungsgatters. Wenn die Übertragungsdatenrate eine volle Rate (9.6 kbps) ist, gestattet das Übertragungsgatter, dass alle Symbole übertragen werden. Wenn jedoch die Übertragungsdatenrate eine halbe Rate (4.8 kbps) ist, gestattet das Übertragungsgatter, dass nur die Hälfte der Symbole übertragen werden. Bei einer viertel Rate (2.4 kbps) gestattet das Übertragungsgatter, dass ein Viertel der Symbole übertragen werden. Desgleichen gestattet bei einer achtel Rate (1.2 kbps) das Gating bzw. das An-/Aus-Steuern, dass ein Achtel der Symbole durch denselben Steuervorgang übertragen wird.

[0044] Der Steuer- bzw. Gatingvorgang arbeitet durch Dividieren jedes Rahmens in eine vorgegebene Anzahl von Perioden mit gleicher Länge, als Leistungssteuerungsgruppen bezeichnet. Jede Leistungssteuerungsgruppe enthält 12 Bits oder 36 Datensymbole in der Form von 6 Walsh-Symbolen, wobei jedes Walsh-Symbol 64 Walsh-Chips aufweist. Bestimmte Leistungssteuerungsgruppen sind angeschaltet (gated on) (d.h. werden übertragen), während andere Gruppen ausgeschaltet (gated oft) sind (d.h. werden nicht übertragen). Die Bestimmung von Gruppen mit „gated on" und „gated off" wird von einer Datenburst-Randomizer-Logik **110** gesteuert. Die Leistungssteuerungsgruppen mit „gating on" sind in ihren Positionen in einem Rahmen pseudozufällig, so dass die tatsächliche Verkehrsbelastung auf dem Rückwärtsverbindungskanal gemittelt wird, dadurch dass verschiedene Teilnehmereinheiten die Leistungssteuerungsgruppen unterschiedlich zufällig anordnen, wodurch die Energie des Systems in dem Zeitbereich pseudozufällig verteilt wird. Zusätzlich sind die Leistungssteuerungsgruppen mit „gating on" derart ausgebildet, dass jede Codesymboleingabe in den Wiederholungsprozess nur einmal übertragen wird. Während den Abschnitten mit "gated off" überträgt die Teilnehmereinheit keine Energie und reduziert eine Interferenz mit anderen Teilnehmereinheiten, die auf derselben Rückwärtsverbindungskanalfrequenz arbeiten, und spart Teilnehmereinheit-Energie.

[0045] Der Übertragungs-Gatingvorgang kann deaktiviert werden für bestimmte Übertragungen, zum Beispiel wenn die Teilnehmereinheit versucht, auf das System zuzugreifen, oder andere nicht-Verkehrsbezogene Meldungen überträgt. In einem derartigen Beispiel kann die Teilnehmereinheit Meldungen mit einer Datenrate von 4.8 ksps übertragen, wobei die Codesymbole einmal (jedes Symbol tritt zweimal auf) zur Übertragung wiederholt ist.

[0046] Bei der Implementierung der Datenburst-Randomizer-Funktion erzeugt die Datenburst-Randomizer-Logik **110** einen Maskierungsstrom von Nullen und Einsen, der die durch die Codewiederholung erzeugten redundanten Daten pseudozufällig ausblendet. Das Maskierungsstrommuster wird von der Datenrate und von einem Block von 14 Bits bestimmt, die aus der von dem Langcodegenerator **120** erzeugten Langcodesequenz entnommen werden. Die Maskierungsbits werden mit dem Datenfluss synchronisiert und die Daten werden durch diese Bits durch den Betrieb des FIR-Filters **122** selektiv maskiert. In der Datenburst-Randomizer-Logik **110** wird die 1.2288 MHz-Langcodesequenz, die von dem Langcodegenerator **120** ausgegeben wird, in ein 14 Bit-Versatzregister eingegeben, das mit einer Rate von 1.2288 MHz verschoben wird. Die Inhalte dieses Versatzregisters werden in ein 14 Bit-Latch exakt eine Leistungssteuerungsgruppe (1.25 ms) vor jeder Rahmengrenze des Rückwärtsverbindungsverkehrskanals geladen. Die Logik **110** verwendet diese Daten zusammen

mit der Rateneingabe von dem Mikroprozessor 108, um gemäß einem vorgegebenen Algorithmus die bestimmte(n) Leistungssteuerungsgruppe(n) zu bestimmen, in der/denen es für die Daten möglich ist, zur Übertragung durch FIR-Filter **122** zu passieren. Die Logik **110** gibt somit für jede Leistungssteuerungsgruppe „1" oder „0" für die gesamte Leistungssteuerungsgruppe aus; abhängig davon, ob die Daten herausgefiltert werden („0") oder durchgehen sollen („1"). Weitere Details der Datenburst-Randomizer-Funktion werden offenbart in dem oben erwähnten TIA/EIA/IS-95-Standard und in dem ebenfalls anstehenden U.S.-Patent Nr. 5,659,569 mit dem Titel „DATA BURST RANDOMIZER", das der Anmelderin der vorliegenden Erfindung erteilt wurde.

[0047] In Fig. 1 wird die I-Kanal-Datenausgabe von den FIR-Filtern **122** direkt an eine Digital-Analog(D/A)-Wandler- und Anti-Alias-Filtervorrichtung **126** ausgegeben. Die Q-Kanal-Daten werden jedoch von den FIR-Filtern **122** an ein Verzögerungselement (nicht gezeigt) ausgegeben, das eine halbe PN-Chip-Zeitverzögerung (406.9 nsec) in den Q-Kanal-Daten hinzufügt. Die Q-Kanal-Daten werden dann von dem Verzögerungselement an die Digital-Analog(D/A)-Wandler- und Anti-Alias-Filtervorrichtung **126** ausgegeben. Die Vorrichtung **126** wandelt die digitalen Daten in eine analoge Form und filtert das analoge Signal. Die von der Vorrichtung **126** ausgegebenen Signale werden an einen OQPSK(offset quadrature phase shift key)-Modulator **128** geliefert, wo sie moduliert werden und an einen HF-Sender **132** ausgegeben werden. Der HF-Sender **132** verstärkt, filtert und wandelt das Signal zur Übertragung Frequenz-aufwärts. Der HF-Sender **132** kann auch ein Signal **130** von der Logik **110** empfangen, um den Sender anzuschalten, während Teile des Rahmens übertragen werden; und während anderer Zeiten auszuschalten. Das HF-Signal wird von dem Sender **132** an eine Antenne **134** zur Kommunikation an die Basisstation ausgegeben.

[0048] Auf dem Rückwärtsverbindungskanal übertragene Daten werden codiert, verschachtelt, durch eine M-fache orthogonale Modulation moduliert und direkt-Sequenz-PN-gespreizt vor einer Übertragung. Tabelle 1 definiert weiter die Beziehungen zwischen Datenwerten, Symbolen und Übertragungsraten auf dem Rückwärtsverbindungsverkehrskanal. Da die Rahmen eine feste Länge von 20 ms für sowohl den Zugriffskanal als auch den Rückwärtsverbindungsverkehrskanal aufweisen, ist die Anzahl von Informationsbits pro Rahmen 192, 96,48 oder 24 für eine Übertragung mit jeweiligen Datenraten von 9.6, 4.8, 2.4 oder 1.2 kbps.

Tabelle I

Bitrate (kbps)	9.6	4.8	2.4	1.2
PN-Chiprate (Mcps)	1.2288	1.2288	1.2288	1.2288
Coderate (Bits/Codesymbol)	1/3	1/3	1/3	1/3
TX-Arbeitszyklus (%)	100.0	50.0	25.0	12.5
Codesymbolrate (sps)	28800	28800	28800	28800
Modulation (Codesymbol/ Walsh-Symbol)	6	6	6	6
Walsh-Symbolrate (sps)	4800	4800	4800	4800
Walsh-Chiprate (kcps)	307.20	307.20	307.20	307.20
Walsh-Symboldauer (µs)	208.33	208.33	208.33	208.33
PN-Chips/ Codesymbol	42.67	42.67	42.67	42.67
PN-Chips/ Walsh-Symbol	256	256	256	256
PN-Chips/ Walsh-Chip	4	4	4	4

[0049] Um das Verständnis der vorliegenden Erfindung weiter zu unterstützen, werden Signalempfang und -verarbeitung, die der vorliegenden Erfindung vorausgehen, diskutiert. Fig. 2 stellt dar, wie ein von der Teilnehmereinheit übertragenes Signal von einer Basisstation empfangen und verarbeitet wird. Fig. 3 zeigt im Detail, wie ein empfangenes Signal von einer Demodulationseinheit **204** verarbeitet wird und schließlich an einer En-

ergieakkumulator- und Einrast- bzw. Lockerfassungsvorrichtung **344** ankommt.

[0050] Ein typischer Basisstation-Empfänger weist zumindest ein Demodulationselement auf, das zumindest eine Einrast-Erfassungsvorrichtung in dem Demodulationselement verwendet, um eine Signalerfassung zu unterstützen. Ähnlich kann eine Basisstation, die mehrere unabhängige Demodulationselemente aufweist, eine Vielzahl derartiger Erfassungsvorrichtungen verwenden. Fig. 2 veranschaulicht ein Ausführungsbeispiel einer Basisstation mit mehreren Demodulationselementen. Fig. 2 stellt eine Basisstation mit drei Sektoren dar, wobei jede der Antennen **222A** – **222C** die Antenne für einen Sektor ist. Jede der Antennen **222A'** – **222C'** entspricht einer der Antennen **222A** – **222C** und ist die Diversity-Antenne für den Sektor, welcher der Antenne mit der gleichen Nummer entspricht. Jede der Antennen **222A** – **222C** deckt denselben Abdeckungsbereich ab wie die entsprechende Antenne der Antennen **222A'** – **222C'**. In einer typischen Basisstation haben die Antennen **222A** – **222C** überlappende Abdeckungsbereiche, welche die Basisstation in drei Sektoren unterteilen, wobei jede Antenne mehr als ein Drittel des gesamten vereinigten Abdeckungsbereichs der Basisstation abdeckt. Folglich kann ein Signal von einer einzelnen Teilnehmereinheit bei mehr als einer Antenne gleichzeitig vorhanden sein. Die Anzahl von Sektoren und die Anzahl der jedem Sektor zugewiesenen Antennen kann variieren. Variationen dieses Typs beeinflussen die allgemeinen Prinzipien der vorliegenden Erfindung nicht.

[0051] Die Antennen **222A**, **222B**, **222C**, **222A'**, **222B'** und **222C'** liefern das empfangene Signal jeweils an eine HF-Verarbeitungs- und Digitalumwandlungsvorrichtung **224A**, **224B**, **224C**, **224A'**, **224B'** und **224C'**. Die HF-Verarbeitungs- und Digitalumwandler **224A**, **224B**, **224C**, **224A'**, **224B'** und **224C'** verarbeiten das HF-Signal und wandeln das Signal in digitale Daten um. Die HF-Verarbeitungs- und Digitalumwandlungsvorrichtungen **224A**, **224B**, **224C**, **224A'**, **224B'** und **224C'** filtern die digitalen Daten und liefern die resultierenden digitalen Daten an einen Schnittstellen-Anschluss **226**.

[0052] Der Schnittstellen-Anschluss **226** kann jeden der sechs ankommenden Signalpfade mit jedem der Sucherelemente oder Demodulationselemente unter der Steuerung einer Steuereinrichtung **200** über die Verbindung 212 verbinden.

[0053] Die Sucher- und Demodulationselemente werden ebenfalls von der Steuereinrichtung **200** über die Verbindung **212** gesteuert. Die Sucherelemente **202A** – **202N** suchen kontinuierlich ein Zeitdomänefenster ab auf der Suche nach einem Informationssignal einer bestimmten Teilnehmereinheit, wie von der System-Steuereinrichtung **200** gesteuert. Die Sucherelemente **202A** – **202N** durchsuchen auch einen Satz von Zeitverschiebungen um die nominale Ankunft des Signals herum auf der Suche nach Multipfadsignalen, die sich entwickelt haben.

[0054] Die Sucherelemente **202A** – **202N** geben die empfangenen Daten an die Steuereinrichtung **200** zur Speicherung in einem Speicher **218**. Die Sucherelemente **202A** – **202N** können Daten über einen Standard-Bus weitergeben oder die Sucherelemente **202A** – **202N** können Daten an den Speicher **218** geben über einen direkten Speicherzugriff (nicht gezeigt). Die Steuereinrichtung **200** verwendet die in dem Speicher **218** gespeicherten Daten, um Demodulationselemente **204A** – **204N** einem der Vielzahl von Informationssignalen von einer einzelnen Teilnehmereinheit zuzuweisen.

[0055] Um einen schnellen Suchvorgang vorzusehen, wird mehr als ein Sucherelement verwendet, um eine vollständige Suche durchzuführen. Jedem der Sucherelemente **202A** – **202N** wird von der Steuereinrichtung **200** zugewiesen, einen Satz von Zeitverschiebungen zu durchsuchen. Jedes der Sucherelemente **202A** – **202N** liefert die Ergebnisse der von ihr durchgeführten Suche zurück an die Steuereinrichtung **200**. Die Steuereinrichtung **200** ordnet diese Ergebnisse tabellarisch zur Verwendung in dem Zuweisungsverfahren.

[0056] Die Demodulationselemente **204A** – **204N** demodulieren das empfangene Signal, um Datensymbole zu erzeugen, die in einem Symbol-Kombinierer **208** kombiniert werden. Die Ausgabe des Symbol-Kombinierers **208** (nicht gezeigt) sind aggregierte Daten „weicher Entscheidung" (aggregate soff decision data), die für eine Viterbi-Decodierung geeignet sind. Der Symbol-Kombinierer **208** kann Signale nur von einem Sektor kombinieren, um eine Ausgabe zu erzeugen, oder er kann Symbole von mehreren Sektoren kombinieren, wie von dem Schnittstellen-Anschluss **226** gewählt. Wenn der Symbol-Kombinierer **208** Signale von einer Teilnehmereinheit kombiniert, die über mehr als einen Sektor kommuniziert, wird dieser Zustand als „weichere Übergabe" (softer handoff) bezeichnet. Die Basisstation kann die Ausgabe des Symbol-Kombinierers **208** an eine Steuereinrichtung des zellulären Systems senden, wo Symbole von einer gemeinsamen Teilnehmereinheit auch mit Signalen von anderen Basisstationen kombiniert werden, um eine einzelne Ausgabe zu erzeugen. Dieser Vorgang wird als „weiche Übergabe" (soff handoff) bezeichnet. Die Demodulationselemente **204A** – **204N** liefern auch mehrere Ausgabesteuerungssignale über die Verbindung 212 an die Steuereinrichtung **200**, die in dem

Zuweisungsvorgang verwendet werden, wie eine Einrast- oder Ausrast-/Entsperr-Anzeige.

[0057] Jedes der Demodulationselemente **204A** – **204N** ist in der Struktur sehr ähnlich zu den anderen. Fig. 3 stellt detaillierter das Demodulationselement **204** von Fig. 2 dar. In Fig. 3 wird angenommen, dass das digitalisierte Eingabesignal ein OQPSK(offset quadrature phase shift key)-Signal ist mit phasengleichen (I) und Quadratur-phasigen (Q) Signalabtastwerten. Die I- und Q-Signalabtastwerte, wobei jeder ein Mehrfachbit-Wert ist, werden an eine Dezimator- und Entspreizvorrichtung **330** eingegeben. Typischerweise sind die I- und Q-Signalabtastwerte über-abgetastet, d.h. die Eingabe wird mit einer Datenrate empfangen, die höher als die Chiprate ist. In der Dezimator- und Entspreizvorrichtung **330** werden die Daten von der über-abgetasteten Datenrate auf die PN-Chiprate dezimiert. Die Daten werden dann von der Dezimator- und Entspreizvorrichtung **330** entspreizt unter Verwendung derselben drei PN-Sequenzen, die verwendet wurden, um dieses Signal in der Teilnehmereinheit zu modulieren.

[0058] Die Dezimator- und Entspreizvorrichtung **330** gibt entspreizte I- und Q-Signalkomponenten an einen Akkumulator **338** aus. Der Akkumulator **338** akkumuliert die entspreizten I- und Q-Signalkomponenten über eine Walsh-Chip-Dauer, um akkumulierte I- und Q-Chipdaten zu erzeugen. Die akkumulierten I- und Q-Chipdaten werden dann von dem schnellen Hadamard-Transformer (FHT – Fast Hadamard Transformer) und Selektor **340** verarbeitet. Der FHT-Teil des FHTs und Selektors **340** korreliert die akkumulierten I- und Q-Chipdaten mit allen möglichen Walsh-Sequenzen. Jedes I- und Q-Korrelationsergebnis wird dann verwendet, um die Größe des entsprechenden Walsh-Symbols zu schätzen. Die Größenschätzungen von jedem der I- und Q-Korrelationsergebnisse werden miteinander verglichen. Das Walsh-Symbol, das dem I- und Q-Korrelationsergebnis entspricht, das die größte Energie aufweist, wird von dem Selektor-Teil des FHTs und Selektors **340** als das demodulierte Walsh-Symbol ausgewählt. Das demodulierte Walsh-Symbol wird zusammen mit der entsprechenden geschätzten Größe dieses Walsh-Symbols ausgegeben.

[0059] Aufgrund der unterschiedlichen Ankunftszeit von Signalpfaden, die den unterschiedlichen Demodulationselementen zugewiesen werden, führt das Demodulationselement **204** eine Entzerrung (de-skewing) der Symbole durch. Eine die zeitliche Verschiebung aufhebende Vorrichtung **342** verzögert die Ausgabe derart, dass jedes Demodulationselement synchronisierte Symboldaten in Beziehung zu den anderen Demodulationselementen liefert.

[0060] Die Energieakkumulator- und Einrast-Erfassungsvorrichtung **344** summiert eine Reihe von aufeinander folgender Walsh-Symbolenergie. Die resultierende Summe wird als eine Signalstärke **364** an die Steuereinrichtung **200** (Fig. 2) zur Verwendung bei der Zuweisung der Demodulationselemente **204** ausgegeben. Die resultierende Summe wird auch mit Schwellen verglichen, um einen eingerasteten oder nicht eingerasteten Zustand anzuzeigen und um einen Signalkombinierzustand anzuzeigen.

[0061] Die Ankunftszeit des dem Demodulationselement **204** zugewiesenen Signalpfades kann sich mit der Zeit ändern aufgrund einer Bewegung der Teilnehmereinheit oder einer Veränderung in der Umgebung der Teilnehmereinheit. Deswegen weist das Basisstation-Demodulationselement **204** Zeitverfolgungsschaltungen (time tracking) auf. Die Dezimator- und Entspreizvorrichtung **330** gibt eine frühe und eine späte Version von entspreizten I- und Q-Signalkomponenten aus, die in dem Zeitverfolgungsvorgang verwendet werden. Der Akkumulator **332** akkumuliert die frühen und die späten entspreizten I- und Q-Signalkomponenten über eine Walsh-Chip-Periode, um akkumulierte frühe und späte I- und Q-Chipdaten zu erzeugen. Ein „früh und spät" metrischer Generator **334** multipliziert die akkumulierten frühen und späten I- und Q-Chipdaten mit der Walsh-Sequenz, die dem demodulierten Walsh-Symbol entspricht, und akkumuliert das Ergebnis, um frühe und späte I- und Q-Walsh-Symbole zu erzeugen. Die Größe des frühen Walsh-Symbols basiert auf dem frühen I- und Q-Walsh-Symbol und die Größe des späten Walsh-Symbols basiert auf dem späten I- und Q-Walsh-Symbol. Die frühe Symbolgröße wird von der späten Symbolgröße subtrahiert, um eine Fehlermetrik zu erzeugen. Die Fehlermetrik wird an Zeitverfolgungsschaltungen **336** ausgegeben. Die Zeitverfolgungsschaltungen **336** verwenden die Fehlermetrik, um zu bestimmen, ob die Entspreiz-Operation in der Dezimator- und Entspreizvorrichtung **330** zu früh, zu spät oder pünktlich ist. Die Zeitverfolgungsschaltungen **336** verfolgt auch die absolute Demodulationspfadzeit des Demodulationselements zur Ausgabe an die Steuereinrichtung **200** (Fig. 2).

[0062] Die Sucherelemente **202A** – **202N** in Fig. 2 sind ähnlich zu dem Demodulationselement, mit der Ausnahme, dass die Sucherelemente keine Zeitverfolgung und Einrasterfassung aufweisen. Eine Zeitverfolgung ist in den Sucherelementen **202A** – **202N** nicht erforderlich, da der Suchvorgang bezüglich der Kohärenz des Kanals schnell durchgeführt wird und Zeitverschiebungen während der Zeit zu vernachlässigen sind, die zur Durchführung einer einzelnen Suche gebraucht wird. Aus ähnlichen Gründen ist auch eine Einrasterfassungs-

vorrichtung, die vorliegende Erfindung, für die Sucherelemente **202A** – **202N** nicht erforderlich.

[0063] Eine Aufgabe dieser Erfindung ist es, ein zuverlässiges Verfahren zum Bestimmen der Stärke eines Signals vorzusehen, das eine variable Datenrate aufweist, von der Teilnehmereinheit übertragen und von der Basisstation empfangen wird, zum Zweck einer Einrasterfassung. Abhängig von der von der Teilnehmereinheit gewählten Datenrate werden in Leistungssteuerungsgruppen enthaltene Symbole in einer deterministischen pseudozufälligen Position in einem Rückwärtsverbindungsübertragungsrahmen übertragen. Die Einrasterfassungsvorrichtung der vorliegenden Erfindung, die in dem Demodulationselement **204** in den Fig. 2 und Fig. 3 enthalten ist, zeigt die Signalstärke eines empfangenen Signals an.

[0064] Die von der Energieakkumulator- und Einrast-Erfassungsvorrichtung **344** durchgeführte Signalstärkemessung ist aus mehreren Gründen wichtig. Der Hauptvorteil dieses Verfahrens einer Signalstärkemessung ist eine schnelle und zuverlässige Schätzung der Stärke des Signals, wie demoduliert. Die vorliegende Erfindung erzeugt eine sofortige Antwort auf eine sich schnell ändernde Signalstärke, wie von den schnellen Schwundcharakteristiken (fading) des terrestrischen Kanals erzeugt. Es ist zu beachten, dass eine genauere Signalstärkemessung durchgeführt werden kann, nachdem die Datenrate des ankommenden Signals gemacht wurde. Jedoch umfasst der Ratenbestimmungsprozess typischerweise den Schritt einer Viterbi-Decodierung, der eine Verzögerung einführt. In der vorliegenden Erfindung kann die Anzeige der Signalstärke verwendet werden, um zu bestimmen, ob das ankommende Signal überhaupt eine ausreichende Stärke hat, um für eine Kombination mit der Ausgabe von den anderen Demodulationselementen und eine nachfolgende Viterbi-Decodierung geeignet zu sein. Die Signalstärke kann verwendet werden, um eine Zeitverfolgung zeitweise während Perioden niedriger Signalstärke zu deaktivieren. Sie kann als eine Anzeige verwendet werden, dass das Demodulationselement wieder einer neuen Zeitverschiebung (offset) zugewiesen wird.

[0065] Eine beispielhafte Implementierung der Erfindung wird in Fig. 4 dargestellt. Eine Demodulator-Energie **432** wird verwendet, um auf eine von der Rate unabhängigen Weise zu bestimmen, ob die Signalstärke ausreichend ist zur Verwendung durch den Empfänger. Wenn die Signalstärke gleich vorgegebenen Einrastschwellenpegeln ist oder diese überschreitet, wird das empfangene Signal als zur Kommunikation ausreichend angesehen und ein Einrastanzeigesignal **422** wird entsprechend gesetzt. Das Demodulationselement wird als eingerastet für das ankommende Signal betrachtet.

[0066] Unter Verwendung eines zu obigem Verfahren ähnlichen Verfahrens kann ein Kombinieranzeigesignal vorgesehen werden, wenn die Signalstärke zur Verwendung mit Diversity-Kombinationstechniken ausreichend ist. Sobald der erfasste Signalenergiepegel einen vorgegebenen Kombinierschwellenpegel erreicht, wird die empfangene Signalstärke als für eine Kombination ausreichend angesehen und ein Kombinieranzeigesignal **424** wird entsprechend gesetzt.

[0067] Zuerst liefert ein Leistungssteuerungsgruppe-Taktgeber **428** ein Signal, das anzeigt, zu welchen Zeiten innerhalb eines Rahmens mit fester Länge eine Leistungssteuerungsgruppe vorhanden sein kann. Wie oben erwähnt, besetzt ein beispielhafter Rahmen ein Zeitintervall von 20 ms und ist weiter unterteilt in einen Satz von 16 Leistungssteuerungsgruppen von 1.25 ms. Das Leistungsgruppe-Taktsignal zeigt den Anfang jeder der 16 Leistungssteuerungsgruppen in jedem Rahmen an.

[0068] Aufgrund des Signal-Gating-Vorgangs, der an der Teilnehmereinheit stattfindet, wenn die Datenübertragung geringer als mit der vollen Rate ist, enthalten einige Leistungssteuerungsgruppen keine Daten. Die aktiven Leistungssteuerungsgruppen sind ein minimaler Teilsatz der Leistungssteuerungsgruppen, die bei allen Datenübertragungsraten Daten enthalten. Das Taktsignal der aktiven Leistungssteuerungsgruppen liefert eine Anzeige des Ortes und der Frequenz einer Leistungssteuerungsgruppe mit "gated on" unabhängig von der Datenrate.

[0069] Der Basisstationempfänger verwendet denselben langen PN-Code zum Entspreizen, der an der Teilnehmereinheit zum Spreizen des Signals verwendet wurde. Der lange PN-Code wird auch an der Teilnehmereinheit verwendet, um die Leistungssteuerungsgruppen in den Rahmen bei den verschiedenen Raten zu positionieren. Ähnlich wird der lange PN-Code verwendet, um die aktiven Leistungssteuerungsgruppen an der Basisstation zu identifizieren. Bis eine vollständige Synchronisation festgestellt wird, können die aktiven Leistungsgruppen als eine Anzeige verwendet werden, dass eine Signalsynchronisation erreicht ist.

[0070] Ein beispielhaftes Ausführungsbeispiel verwendet die niedrigste Rate in dem Kommunikationssystem, um zu bestimmen, welche Zeitteilintervalle die aktiven Leistungssteuerungsgruppen darstellen. Die aktiven Leistungssteuerungsgruppen mit der niedrigsten Datenrate sind ein Teilsatz von Leistungssteuerungsgruppen,

die Daten mit allen höheren Raten aufweisen. Somit stellt ein Basieren der Einrastanzeige nur auf die aktiven Leistungssteuerungsgruppen genaue Signalstärkemessungen sicher. Ein beispielhafter „achtel Rate"-Rahmen **506** in Fig. 5 zeigt, dass die zwei Leistungssteuerungsgruppen, die Daten enthalten, als die aktiven Leistungssteuerungsgruppen 2 und 9 betrachtet werden. Diese zwei Leistungssteuerungsgruppen werden als aktive Leistungssteuerungsgruppen betrachtet, da, wären sie in einem „viertel Rate"-Rahmen **504**, „halbe Rate"-Rahmen **502** oder „volle Rate"-Rahmen **500** übertragen worden, diese Leistungssteuerungsgruppen noch immer Daten enthalten würden. In diesem Beispiel stellt ein Abtasten einer Signalstärke für alle Rahmen als ein „achtel Rate"-Rahmen **506** eine genaue Stärkemessung sicher, unabhängig von der tatsächlichen Datenrate. Die Lehren der Erfindung betrachten auch eine Auswahl anderer aktiver Leistungssteuerungsgruppen basierend auf anderen Kriterien als die niedrigste Datenrate in dem System.

[0071] In Fig. 4 werden die Walsh-Symbolenergiepegelwerte, die von einem Demodulatorelement **204** (Fig. 2 und Fig. 3) ausgegeben werden, als Demodulatorenergiesignal **432** an einen Eingang eines Akkumulators **401** geliefert. Die andere Eingabe des Akkumulators **401** ist ein Symboltaktsignal **430**. Als Antwort auf das Symboltaktsignal **430** summiert der Akkumulator **401** sechs Walsh-Chip-Energiepegelwerte, die einer Leistungssteuerungsgruppe entsprechen. Der summierte Wert wird ausgegeben an einen Filter, der aus einem Schieberegister **446** und einem digitalen Addierer oder Summierer **438** besteht. Der Akkumulator **401** wird zurückgesetzt oder geleert zur Addition des nächsten Satzes von Walsh-Chip-Energiepegelwerten, die der nächsten Leistungssteuerungsgruppe entsprechen.

[0072] Ein „aktive Leistungssteuerungsgruppe"-Taktgeber **426** und ein Leistungssteuerungsgruppe-Taktgeber **428** sind mit Eingängen eines „UND"-Gatters **400** verbunden. Sowohl der „aktive Leistungssteuerungsgruppe"-Taktgeber **426** als auch der Leistungssteuerungsgruppe-Taktgeber **428** liefern jeweils eine Signalanzeige, wenn eine aktive Leistungssteuerungsgruppe empfangen wird. Der Leistungssteuerungsgruppe-Taktgeber **426** kann als ein zweiphasiger Taktgeber implementiert werden, um so ein erstes Taktsignal an das UND-Gatter **400** und ein verzögertes Taktsignal an einen Zurücksetz-Eingang des Akkumulators **401** zu liefern.

[0073] Wenn beide Eingaben an dem UND-Gatter **400** angezeigt werden, wird der Energiewert in dem Akkumulator **401** an das Schieberegister **446** ausgegeben. Ein beispielhaftes Schieberegister **446**, das mit dem UND-Gatter **400** verbunden ist und darauf reagiert, besteht aus einer Vielzahl von seriell verbundenen Registerstufen **402** – **416**, welche die summierten Energiepegel von zahlreichen aktiven Leistungssteuerungsgruppen speichern. Das Schieberegister **446** akzeptiert eine neue Energiemessung in der Registerstufe **402** und verlagert eine frühere Energieinformation von der Registerstufe **402** in die nachfolgende Registerstufe **404** als Antwort auf das UND-Gatter **400**. Die nachfolgenden Registerstufen **404** – **414** verschieben ebenfalls ihre aktuellen Energiemessungen in ihre jeweiligen nachfolgenden Registerstufen **406** – **416** als Antwort auf das UND-Gatter **400**. Dieses Verfahren ist ein FIFO(First-in-first-out)-Verfahren zum Sammeln von Energieabtastwerten, in dem Schieberegister **446** gespeichert, das in diesem Beispiel acht Registerstufen aufweist. Viele Variationen der Typen von Schieberegistern und Schieberegister mit mehr oder weniger Stufen können verwendet werden. Ferner können zahlreiche Verfahren zum Verschieben von Werten zwischen derartigen Registerstufen abhängig von der bestimmten Anwendung verwendet werden und werden in den Lehren dieser Erfindung berücksichtigt.

[0074] Ein Register-Voreinstellsignal **448** ist mit den Registerelementen **402** – **416**, die sich in dem Schieberegister **446** befinden, verbunden zum Laden des Registers mit einem Satz von vorgegebenen Werten. Wie zu sehen sein wird, können die in dieses Register geladenen Werte verwendet werden, um anfangs die Kombinier- oder Einrastanzeige zu ermöglichen oder zu deaktivieren.

[0075] Der Energiepegel jeder Registerstufe **402** – **416** in dem Schieberegister **446** ist jeweils mit dem Eingang des Summierers **438** verbunden. Der Summierer **438** nimmt die einzelnen von jeder Registerstufe **402** – **416** gelieferten Energiepegelwerte und liefert einen summierten Energiepegelwert **440**, der die Summe der Energiepegel in dem Energiewert-Schieberegister **446** darstellt. Es ist offensichtlich, dass das Schieberegister **446** und der Summierer **438** eine Filterfunktion des FIR(finite impulse response – endliche Impulsantwort)-Typs durchführen. Ferner kann ein optionaler Satz von Energiegewichtungselementen **402'** – **416'** verwendet werden, um den individuellen Energiepegelbeitrag zu modifizieren, der von jedem Registerelement zu dem summierten Energiepegelwert **440** gemacht wird. Die Stärke eines von dem Demodulatorelementempfangenen Signals wird zu der gesamten Energie in Beziehung gesetzt, die von der Ausgabe der Summierungseinheit **401** angezeigt wird. Je höher der in den Registerstufen **402** – **416** vorhandene kollektive Energiepegel ist, desto wahrscheinlicher ist es, dass das demodulierte Signal zur Kommunikation verwendet werden kann.

[0076] Der summierte Energiepegel **440** wird jeweils als eine Eingabe an jeden eines Paares von Verglei-

chern (comparators) **418** und **420** geliefert. Die anderen Eingaben an den Vergleicher **418** sind ein Einrastschwellensignal **434** und ein Nicht-Einrastschwellensignal **436**. Abhängig von dem Wert des summierten Energiepegels **440**, können das Einrastschwellensignal **434**, das Nicht-Einrastschwellensignal **436** und das Einrastanzeigesignal **422** vorgesehen werden. Der zweite Vergleicher arbeitet ähnlich. Zusätzliche Eingaben an den Vergleicher **420** sind ein Kombinierschwellensignal **442** und ein Nicht-Kombinierschwellensignal **444**. Abhängig von dem Wert des summierten Energiepegels **440** können das Kombinierschwellensignal **442**, das Nicht-Kombinierschwellensignal **444** und Kombinieranzeigesignal **424** vorgesehen werden.

[0077] Der Betrieb des Einrasterfassungsverfahrens beginnt mit einem Zurücksetzen des Systems, typischerweise entweder bei Inbetriebnahme des Systems oder wenn dem entsprechenden Demodulatorelement ein neues Signal zugewiesen wird. In jedem Fall besetzt jedes neue Signal eine eindeutige Zeitverschiebung. Wenn ein neues Signal zugewiesen wird, werden existierende Daten aus den Registerstufen **402** – **416** entfernt und das Schieberegister **446** wird mit vorgegebenen Anfangsdaten bereits geladen. Die Schieberegisterstufen sind dann bereit, eine Evaluation der empfangenen Demodulatorsignalenergie zu beginnen. In einem beispielhaften Ausführungsbeispiel ist der anfängliche Datensatz derart geladen, dass die Einrast-Erfassungsvorrichtung nur eine Einrastanzeige liefert, nachdem die tatsächlichen Energiepegel in das Schieberegister **446** verschoben wurden. Die Werte, die zum Initialisieren des Filters verwendet werden, werden von dem Gestalter des Systems basierend auf bekannten Systemanforderungen gewählt. Der System-Operator kann entscheiden, dass die Erfassungsvorrichtung anfangs auf das Signal einrasten soll, und lädt das Schieberegister **446** mit Werten, die anfänglich das Signal als eingerastet anzeigen würden.

[0078] Wie oben erwähnt, speichert das Schieberegister **446** acht Energiewerte und schiebt neue Energiewerte für jedes „aktive Leistungssteuerungsgruppe"-Taktintervall unter Verwendung einer FIFO-Datenspeicherstrategie ein. In einem beispielhaften Ausführungsbeispiel summiert der Energiesummierer **438** Energiewerte, die in den acht neuesten Leistungssteuerungsgruppen gespeichert sind, und liefert eine Gesamtenergiemessung. In einer Implementierung gewichtet der Energiesummierer **438** den Beitrag von jeder Registerstufe des Einrast-Erfassungsvorrichtungs-Schieberegisters gleich und liefert das resultierende akkumulierte Energiesignal **440** sowohl an den Einrast-Vergleicher **418** als auch an den Kombinier-Vergleicher **420**.

[0079] Eine weitere Implementierung des Summierers **438** kann den Energiebeitrag von jeder Leistungsgruppe abhängig von der relativen Zeitlänge variieren, für die das Schieberegister **446** die Leistungsgruppenenergie gespeichert hat. Ein Variieren des Energiebeitrags als eine Funktion über die Zeit wird als „Altern" (aging) bezeichnet. Typischerweise stellt ein Filterelement, das eine neue Leistungsgruppe empfangen hat, den Status der aktuellen Signalstärke genauer dar als jedes andere Filterelement. Zum Beispiel kann das Energiegewichtungselement **402'**, das zu der Registerstufe **402** gehört, derart gesetzt sein, dass die Registerstufe **402** einen größeren Prozentsatz zu der Energiesummierung beiträgt als die nachfolgenden Registerstufen **404** – **416**. Die Energiegewichtungselemente **404'** – **416'** können derart gesetzt werden, dass die Registerstufen **404** – **416** weniger Energiewert, im Verhältnis zu der Registerstufe **402**, zu dem Summierer **438** beitragen. Verschiedene Kombinationen von Energiegewichtungselementen **402'** – **416'** können verwendet werden, um einen Filter genau einzustellen, wenn die Anzahl von Filterelementen zunimmt oder wenn allgemein mehr Steuerung einer Signalerfassung erforderlich ist. Ferner kann die Filterfunktion durchgeführt werden durch Verwendung eines IIR(infinite impulse response – unbegrenzte Impulsantwort)-Filters, wie in dem Stand der Technik weithin bekannt.

[0080] In jeder obigen Implementierung wird eine Hysterese von Schwellenpegeln mit der summierten Energie, wie von dem Summierer **438** geliefert, verglichen, um zu bestimmen, ob ein Einrastanzeigesignal oder eine Kombinieranzeige gemacht werden soll. Eine Hysterese von Energiepegeln reduziert Fluktuationen bei der Einrastanzeige aufgrund von transienten Fluktuationen der von einem Demodulationselement empfangenen Energie. Wenn zum Beispiel das akkumulierte Energiesignal **440** den Wert des Einrastschwellensignals **434** erreicht oder übersteigt, wird die Einrastanzeige **422** geliefert. Sobald das Einrastanzeigesignal **422** geliefert wurde, muss ein nachfolgender Abfall des Wertes des akkumulierten Energiesignals **440** unter das Nicht-Einrastschwellensignal **436** gehen, um das Einrastanzeigesignal **422** zu deaktivieren. Wenn das akkumulierte Energiesignal **440** unter das Nicht-Einrastschwellensignal **436** fällt, wird die Signalstärke nicht länger als ausreichend zur Kommunikation angesehen und das Einrastanzeigesignal **422** wird nicht länger vorgesehen. Die tatsächlichen Einrastanzeigepegel können gemäß empirischen Daten kalibriert werden, die über eine Zeitdauer gesammelt werden.

[0081] Eine ähnliche Hysterese von Schwellenpegeln kann mit dem akkumulierten Energiesignal **440** verglichen werden, um zu bestimmen, wann ein Diversity-Kombinieranzeigesignal **424** gemacht werden soll. Wenn zum Beispiel das akkumulierte Energiesignal **440** das Schwellensignal **442** erreicht oder übersteigt, wird eine

Kombinieranzeige **424** vorgesehen. Das Kombinieranzeigesignal **424** ist der Beweis, dass das von einem bestimmten Demodulationselementempfangene aktuelle Signal mit anderen Multipfadversionen desselben Signals kombiniert werden kann, von anderen Demodulationselementen geliefert, um Gesamt-Rauschabstände (SNR – signal to noise ratios) zu verbessern. Das akkumulierte Energiesignal **440** muss anschließend unter einen Nicht-Kombinierschwellenpegel **444** fallen, bevor das Kombinieranzeigesignal **424** nicht länger geliefert wird. In einem beispielhaften Ausführungsbeispiel ist das Kombinierschwellensignal **442** größer als die Nicht-Kombinierschwelle. Bei Signal **444** wird, wenn das akkumulierte Energiesignal **440** unter die zweite Kombinierschwelle fällt, die Signalstärke nicht länger ausreichend für Multipfad-Diversity-Kombinationstechniken angesehen und das Kombinieranzeigesignal **424** wird nicht länger geliefert. Die tatsächlichen Kombinieranzeigepegel können gemäß empirischen Daten kalibriert werden, die über eine Zeitdauer gesammelt werden.

[0082] Die obige Beschreibung der bevorzugten Ausführungsbeispiele ist vorgesehen, um Fachleuten zu ermöglichen, die vorliegende Erfindung herzustellen oder zu verwenden.

Patentansprüche

1. Ein Verfahren zum Bestimmen einer Signalstärke eines ankommenden Signals in einem System, das Daten mit variabler Rate empfängt, wobei das ankommende Signal aus einer Serie von Rahmen besteht, wobei jeder Rahmen eine entsprechende unbekannte Datenrate besitzt und jeder Rahmen aus einer Vielzahl von Datensegmenten besteht, wobei die Anzahl der Datensegmente, die Daten enthalten, in jedem Rahmen von der entsprechenden unbekannten Datenrate abhängt, wobei die entsprechende unbekannte Datenrate zumindest einer höchsten Rate und einer niedrigsten Rate entsprechen kann, wobei das Verfahren die folgenden Schritte aufweist:
Empfangen eines ersten Energiewertes, der einem ersten Segment der Datensegmente entspricht, und
Summieren des ersten Energiewertes mit einem zuvor akkumulierten Gesamtwert, wenn das erste Datensegment der Datensegmente einem Datensegment entspricht, das Daten enthält, und zwar mit der niedrigsten Datenrate, um eine Schätzung der Signalstärke zu erzeugen.

2. Verfahren nach Anspruch 1, wobei jede der Vielzahl von Datensegmenten aus einem Satz von Chips besteht, wobei das Verfahren weiterhin die folgenden Schritte aufweist:
Empfangen eines Satzes von Energiewerten, die einer Vielzahl von Chips innerhalb des erwähnten ersten Segments der Datensegmente entsprechen; und
Addieren des Satzes von Energiewerten, der der Vielzahl der Chips entspricht, um den ersten Energiewert zu erzeugen.

3. Verfahren nach Anspruch 1, wobei der Schritt des Summierens weiterhin folgende Schritte aufweist:
Speichern des ersten Energiewertes in einem ersten Speicherregister, wobei das erste Speicherregister eines einer Vielzahl von Speicherregistern ist, von denen jedes einen Wert entsprechend einem zuvor gespeicherten Energiewert speichert;
Entfernen eines ältesten gespeicherten Wertes, der in der Vielzahl von Speicherregistern gespeichert ist; und
Zusammenaddieren jedes der zuvor gespeicherten Energiewerte und des ersten Energiewertes, um die Schätzung der Signalstärke zu erzeugen.

4. Verfahren nach Anspruch 1, wobei der Schritt des Summierens weiterhin die folgenden Schritte aufweist:
Speichern des ersten Energiewertes in einem ersten Speicherregister, wobei das erste Speicherregister eines einer Vielzahl von Speicherregistern ist, von denen jedes einen Wert entsprechend eines zuvor gespeicherten Energiewertes speichert;
Skalieren eines jeden zuvor gespeicherten Energiewertes gemäß einer Skalierungskonstanten, die einem jeden der Vielzahl von Speicherregistern zugeordnet ist; und
Zusammenaddieren eines jeden der skalierten zuvor gespeicherten Energiewerte und des ersten Energiewertes, um die Schätzung der Signalstärke zu erzeugen.

5. Verfahren nach Anspruch 1, wobei der erste Energiewert von einem Demodulationselement, das einer einzelnen Ausbreitung des ankommenden Signals zugeordnet ist, empfangen wird und wobei die Schätzung der Signalstärke mit einer Schwelle verglichen wird, um zu bestimmen, ob das Demodulationselement auf die einzelne Ausbreitung „eingelocked" bzw. eingerastet ist.

6. Verfahren nach Anspruch 1, wobei der erste Energiewert von einem Demodulationselement einer Vielzahl von Demodulationselementen empfangen wird, wobei jedes einer einzelnen Ausbreitung des ankommen-

den Signals zugewiesen ist, wobei das Verfahren weiterhin folgende Schritte aufweist:
Vergleichen der Schätzung der Signalstärke mit einem Kombinierungsschwellensignal (combine threshold signal); und
Aktivieren einer Kombinierung, und zwar basierend auf einem Ergebnis des Schrittes des Vergleichens, eines Ausgabedatensignals von dem einen erwähnten Demodulationselement der Vielzahl von Demodulationselementen mit einem Ausgabedatensignal, das einem zweiten Demodulationselement der Vielzahl von Demodulationselementen entspricht, wobei die Kombinierung bzw. Kombination ein resultierendes Aggregierungssignal erzeugt.

7. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die Datensegmente, die Daten enthalten, innerhalb eines jeden Rahmens pseudozufallsmäßig positioniert sind, wobei das Verfahren weiterhin folgenden Schritt aufweist: Bestimmen eines aktiven Satzes von Datensegmenten, die einem ersten Rahmen entsprechen, basierend auf einer Identität bzw. Kennzeichnung einer Einheit, die das ankommende Signal sendet, wobei der aktive Satz von Datensegmenten den Datensegmenten, die Daten enthalten, entsprechen, wenn das ankommende Signal die geringste Rate besitzt.

8. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die Datensegmente, die Daten enthalten, pseudozufallsmäßig innerhalb eines jeden Rahmens positioniert sind, wobei das Verfahren weiterhin den folgenden Schritt aufweist: Bestimmen eines aktiven Satzes von Daten von Datensegmenten, die einem ersten Rahmen entsprechend, und zwar basierend auf einer Tageszeit, wobei der aktive Satz von Datensegmenten den Datensegmenten, die Daten enthalten, entsprechen, wenn das ankommende Signal die geringste Rate besitzt.

9. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die unbekannte Datenrate einer Zwischendatenrate entsprechen kann, wobei die Datensegmente, die Daten enthalten, pseudozufallsmäßig innerhalb eines jeden Rahmens positioniert sind, und wobei innerhalb eines gegebenen Rahmens die Datensegmente, die Daten mit der geringsten Rate enthalten, als ein Untersatz von Datensegmenten, die Daten mit der Zwischenrate enthalten, positioniert sind, und die Datensegmente, die Daten mit der Zwischenrate enthalten, als eine Teilmenge von Datensegmenten, die Daten mit der höchsten Rate enthalten, positioniert sind.

10. Verfahren nach Anspruch 1, wobei der Schritt des Summierens die folgenden Schritte aufweist:
Speichern des ersten Energiewertes in einem ersten Energiespeicherregister, wobei das erste Energieregister eines einer Serie von first-in-last-out (FIFO)-Speicherregistern ist, so dass jeder zuvor gespeicherte Wert um ein Speicherregister verschoben wird und ein ältester gespeicherter Wert aus einem letzten Speicherregister gelöscht wird; und
Zusammenaddieren eines Wertes, der in jedem der Serie von FIFO-Speicherregistern gespeichert ist.

11. Verfahren nach Anspruch 10, wobei der erste Energiewert von einem Demodulationselement empfangen wird, das einer einzelnen Ausbreitung des ankommenden Signals zugewiesen ist, und wobei die Schätzung der Signalstärke mit einer Schwelle verglichen wird, um zu bestimmen, ob das Demodulationselement auf die einzelne Ausbreitung des ankommenden Signals „gelocked" bzw. eingerastet ist, wobei das Verfahren weiterhin den Schritt des Initialisierens der Serie von FIFO-Speicherregistern aufweist, wenn das Demodulationselement einer neuen Ausbreitung des ankommenden Signals zugewiesen ist.

12. Verfahren nach Anspruch 11, wobei der Schritt des Initialisierens der Serie von FIFO-Speicherregistern den Schritt des Speicherns in der Serie von FIFO-Speicherregistern eines Satzes von Werten, die einem eingelockten Zustand entsprechen, aufweist.

13. Verfahren nach Anspruch 11, wobei der Schritt des Initialisierens der Serie von FIFO-Speicherregistern den Schritt des Speicherns in der Serie von FIFO-Speicherregistern eines Satzes von Werten, der einem nicht-gelockten Zustand entspricht, aufweist.

14. Verfahren nach Anspruch 1, das weiterhin folgende Schritte aufweist:
Vergleichen der Schätzung der Signalstärke mit einem ersten Schwellenpegel;
Anzeigen eines Ausreichend-Zustands, wenn die Schätzung der Signalstärke den ersten Schwellenpegel überschreitet;
Vergleichen der Schätzung der Signalstärke mit einem zweiten, niedrigeren Schwellenpegel nach Anzeige des Ausreichend-Zustands; und
Entfernen des Ausreichend-Zustands, wenn die Schätzung der Signalstärke unter den zweiten niedrigeren Schwellenpegel fällt.

15. Verfahren nach Anspruch 14, wobei der erste Energiewert von einem Demodulationselement empfangen wird, das einer einzelnen Ausbreitung des ankommenden Signals zugewiesen ist und wobei das Demodulationselement eine Zeit-Trackingfunktion aufweist, wobei das Verfahren weiterhin den Schritt des Disabelns bzw. Sperrens der Zeit-Trackingfunktion nach Entfernen des Ausreichend-Zustands aufweist.

16. Verfahren nach Anspruch 14, wobei der erste Energiewert von einem Demodulationselement, das einer einzigen Ausbreitung des ankommenden Signals zugewiesen ist, empfangen wird, und wobei ein Entfernen des Ausreichend-Zustand anzeigt, dass das Demodulationselement für die Zuweisung an eine unterschiedliche Ausbreitung des ankommenden Signals zur Verfügung steht.

17. Vorrichtung zum Bestimmen einer Signalstärke (**364**) eines ankommenden Signals in einem System, das Daten mit variabler Rate empfängt, wobei das ankommende Signal aus einer Serie von Rahmen besteht, wobei jeder Rahmen eine entsprechende unbekannte Datenrate besitzt und jeder Rahmen eine Vielzahl von Datensegmenten aufweist, wobei die Zahl der Datensegmente, die Daten enthalten, in jedem Rahmen von der entsprechenden unbekannten Datenrate abhängt, wobei die entsprechend unbekannte Datenrate zumindest einer Höchstrate und einer Niedrigstrate entsprechen kann, wobei die Vorrichtung Folgendes aufweist:
Mittel zum Empfangen (**20a**) eines ersten Energiewertes entsprechend eines ersten Datensegments von den Datensegmenten; und
Mittel zum Summieren (**344**) des ersten Energiewertes mit einem zuvor akkumulierten Gesamtwert, wenn das erste erwähnte Datensegment der Datensegmente einem Datensegment entspricht, das Daten mit der niedrigsten Datenrate enthält, um eine Schätzung der Signalstärke (**364**) zu erzeugen.

18. Vorrichtung zum Bestimmen einer Signalstärke (**364**) nach Anspruch 17, wobei jedes der Vielzahl von Datensegmenten aus einem Satz von Chips besteht, wobei die Vorrichtung weiterhin Folgendes aufweist:
Mittel zum Empfangen eines Satzes von Energiewerten entsprechend einer Vielzahl von Chips innerhalb des ersten Datensegments der Datensegmente; und
Mittel zum Addieren (**401**) des Satzes von Energiewerten entsprechend der Vielzahl der Chips, um einen ersten Energiewert zu erzeugen.

19. Vorrichtung zum Bestimmen einer Signalstärke nach Anspruch 17 oder 18, wobei die Mittel zum Summieren weiterhin Folgendes aufweisen:
Mittel zum Speichern (**402** – **416**) des ersten Energiewertes in einem ersten Speicherregister, wobei das erste Speicherregister eines einer Vielzahl von Speicherregistern ist, von denen jedes einen Wert entsprechend eines vorhergehend gespeicherten Energiewertes speichert;
Mittel zum Entfernen eines ältesten gespeicherten Wertes, der in der Vielzahl von Speicherregistern gespeichert ist; und
Mittel zum Zusammenaddieren (**438**) eines jeden der zuvor gespeicherten Energiewerte und des ersten Energiewertes, um die Schätzung der Signalstärke (**364**) zu erzeugen.

20. Vorrichtung zum Bestimmen einer Signalstärke nach einem der Ansprüche 17 bis 19, wobei die Mittel zum Summieren weiterhin Folgendes aufweisen:
Mittel zum Speichern (**402** – **416**) des ersten Energiewertes in einem ersten Speicherregister, wobei das erste Speicherregister eines einer Vielzahl von Speicherregistern ist, wobei jedes einen Wert entsprechend eines zuvor gespeicherten Energiewertes speichert;
Mittel zum Skalieren (**402'** – **416'**) eines jeden zuvor gespeicherten Energiewertes gemäß einer Skalierungskonstanten, die jedem der Vielzahl von Sprecherregistern zugeordnet ist; und
Mittel zum Zusammenaddieren (**438**) jeder der zuvor skalierten zuvor gespeicherten Energiewerte und des ersten Energiewertes, um die Schätzung der Signalstärke (**364**) zu erzeugen.

21. Die Vorrichtung nach einem der Ansprüche 17 bis 20, wobei die Mittel zum Empfangen eines ersten Energiewertes Folgendes aufweisen:
ein Demodulationselement (**204**) mit einer Ausgabe zum Erzeugen einer Serie von Symbolenergien entsprechend zu einem Datensignal mit unbekannter Datenrate; und wobei die Mittel zum Summieren Folgendes aufweisen:
ein Summierungsregister (**401**) mit einem Eingang, der an den Ausgang des Demodulationselements (**204**) gekoppelt ist, und zwar mit einer Eingabefreigabe (enable input), und mit einem Ausgang bzw. Ausgabe zum Erzeugen einer Summe einer Vielzahl der Serie von Symbolenergien, und zwar abhängig von einem an der Eingabefreigabe empfangenen Signal;
eine Aktivgruppenuhr (**426**) mit einer Ausgabe, die an die Eingabefreigabe des Summierungsregisters gekoppelt ist, wobei die Ausgabe eine Anzeige für eine Gruppe der Serie von Symbolenergien entsprechend zu den

Symbolen, die Daten enthalten, erzeugt, und zwar unabhängig von der unbekannten Datenrate des Datensignals;
ein first-in-first-out-Speicherregister (**402** – **416**) mit einer Eingabe, die an die Ausgabe des Summierungsregisters gekoppelt ist, und mit einer Vielzahl von Ausgängen, die jeweils eine Anzeige eines vorhergehenden Wertes der Summe an dem Ausgang des Summierungsregisters erzeugen; und
ein Addierer (**437**) mit einer Vielzahl von Eingängen, die an jeden der Vielzahl von Ausgängen des first-in-first-out-Speicherregisters gekoppelt sind, und mit einem Ausgang, der die Signalstärkenanzeige erzeugt.

Es folgen 5 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

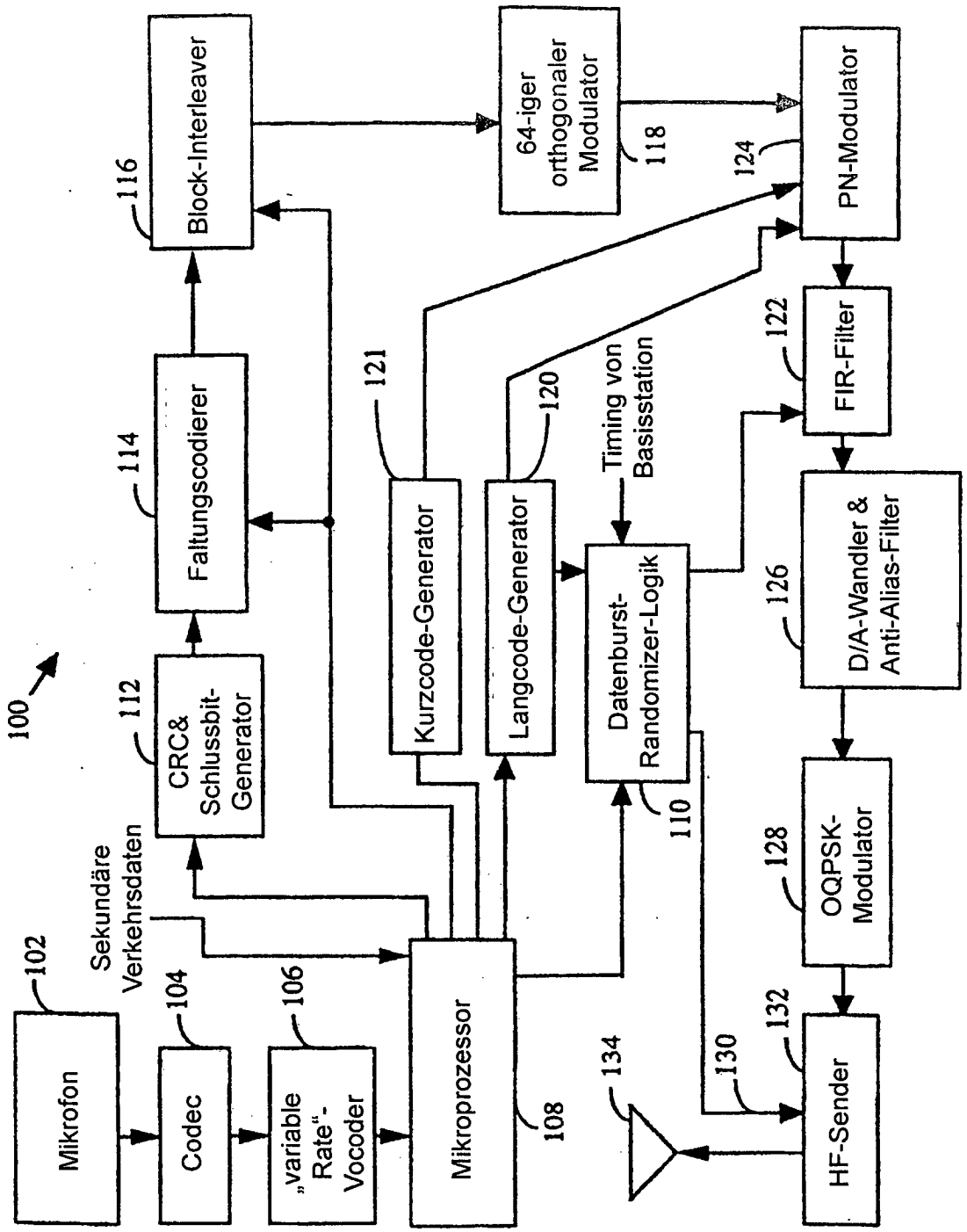


FIG. 1

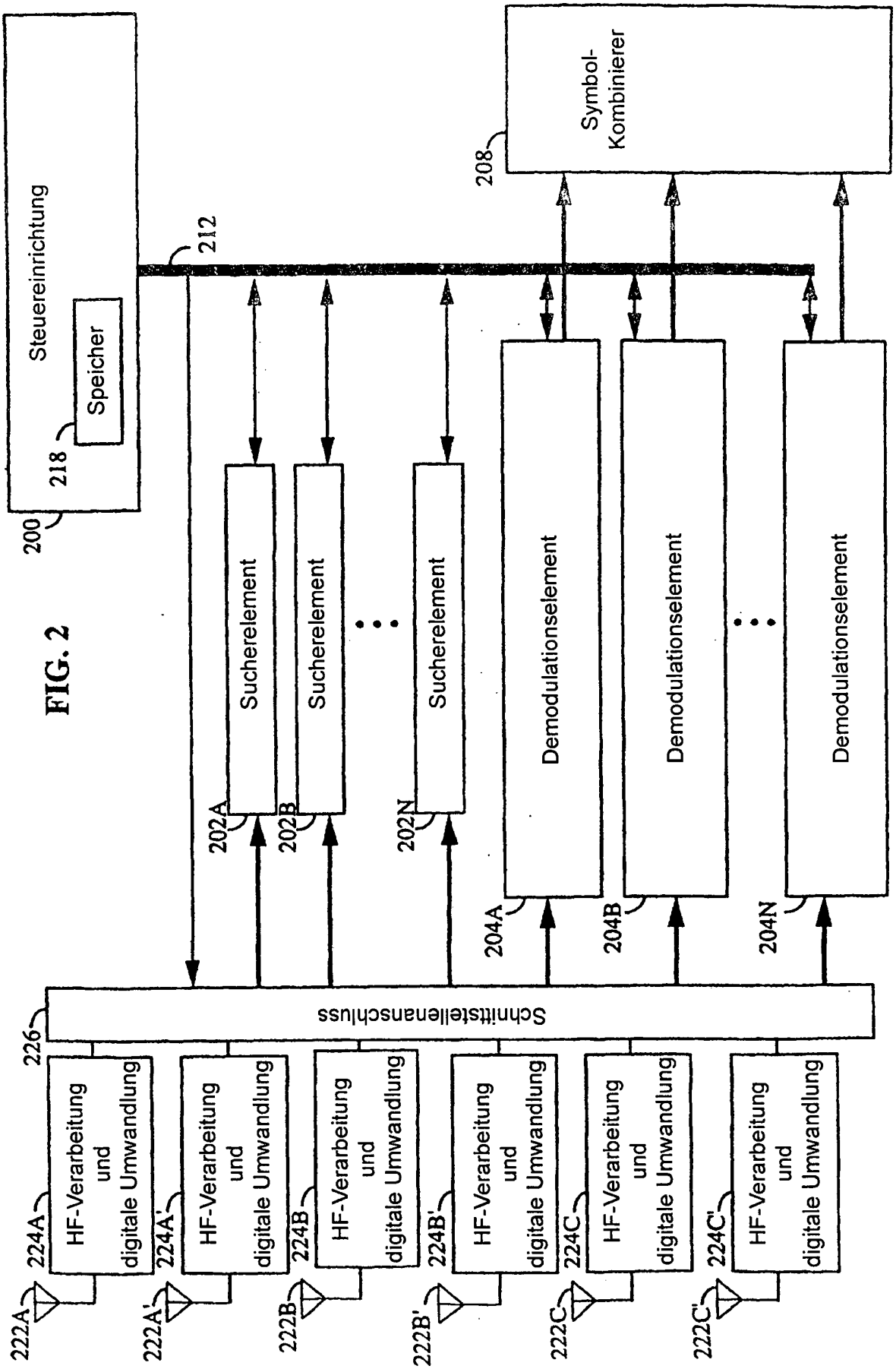

Steuereinrichtung
Speicher
218
200
212
208
Symbol-Kombinierer
Sucherelement
Sucherelement
Sucherelement
202A
202B
202N
Demodulationselement
Demodulationselement
Demodulationselement
204A
204B
204N
Schnittstellenanschluss
226
HF-Verarbeitung und digitale Umwandlung
224A
224A'
224B
224B'
224C
224C'
222A
222A'
222B
222B'
222C
222C'

FIG. 2

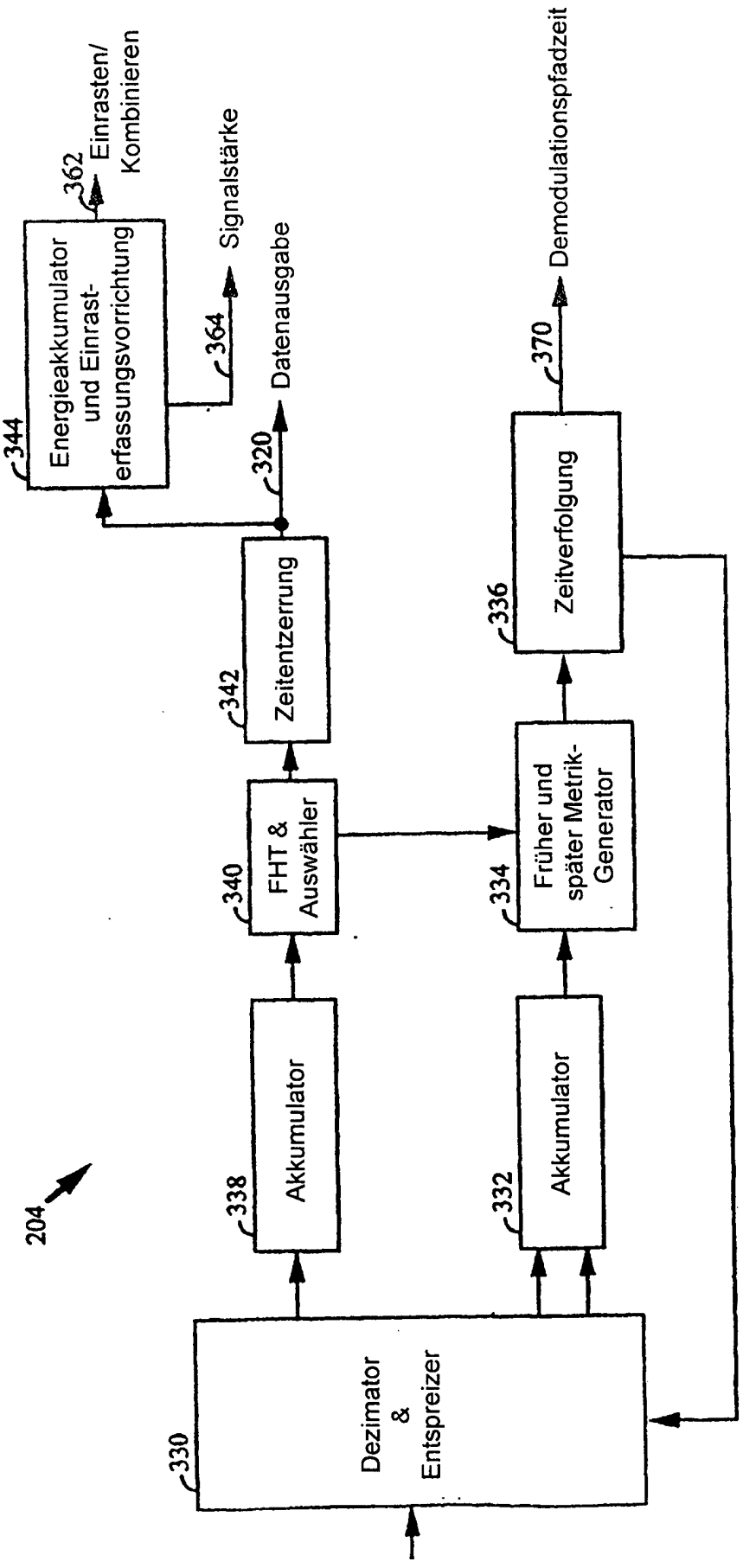

204
330
Dezimator & Entspreizer
338
Akkumulator
340
FHT & Auswähler
342
Zeitentzerrung
344
Energieakkumulator und Einrast-erfassungsvorrichtung
362
Einrasten/ Kombinieren
364
Signalstärke
320
Datenausgabe
332
Akkumulator
334
Früher und später Metrik-Generator
336
Zeitverfolgung
370
Demodulationspfadzeit

FIG. 3

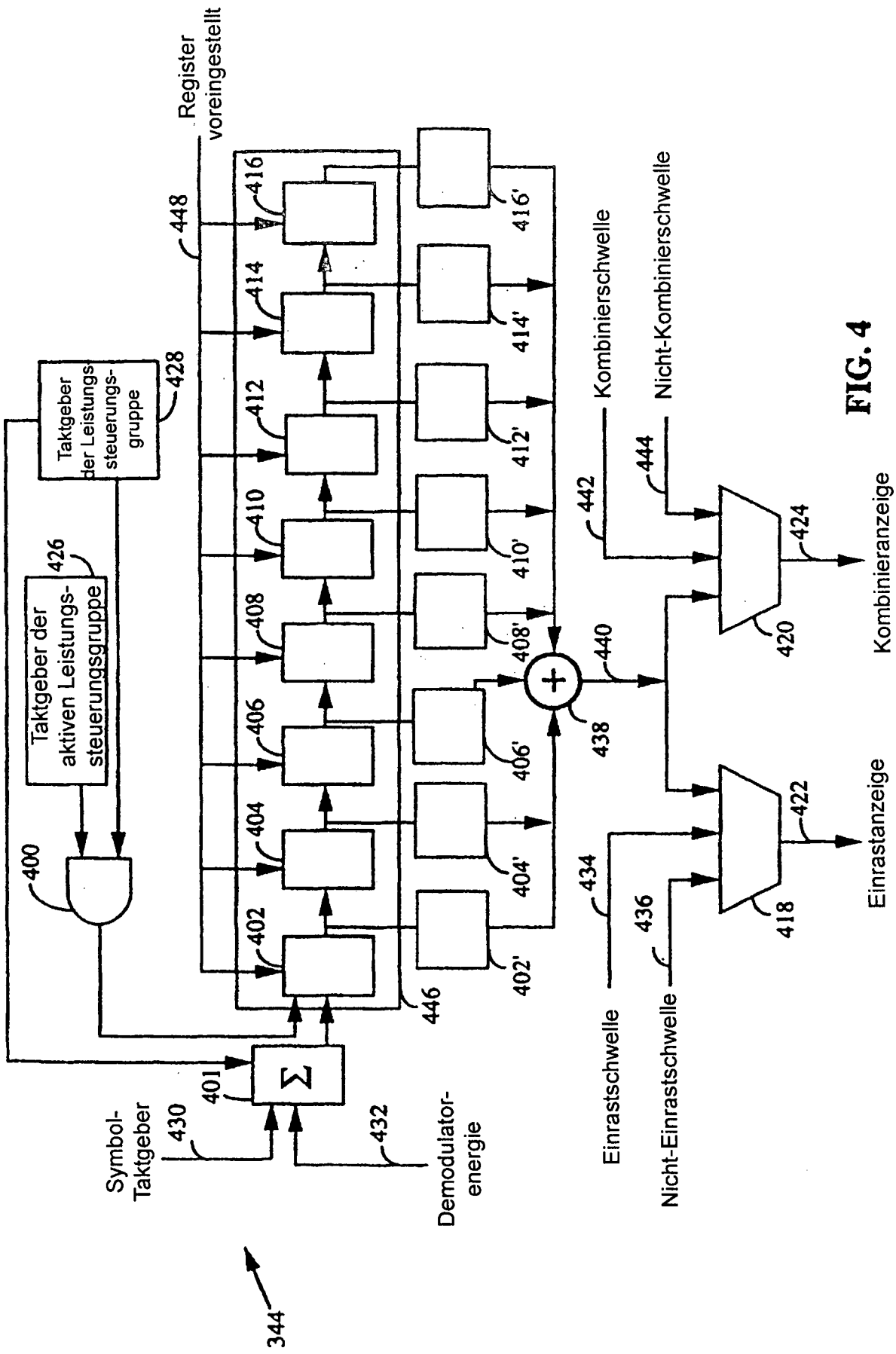

Register voreingestellt
448
Taktgeber der Leistungs-steuerungs-gruppe
428
Taktgeber der aktiven Leistungs-steuerungsgruppe
426
400
401
Σ
Symbol-Taktgeber
430
432
Demodulator-energie
344
446
402
402'
404
404'
406
406'
408
408'
410
410'
412
412'
414
414'
416
416'
438
440
Kombinierschwelle
442
Nicht-Kombinierschwelle
444
420
424
Kombinieranzeige
Einrastschwelle
434
Nicht-Einrastschwelle
436
418
422
Einrastanzeige

FIG. 4

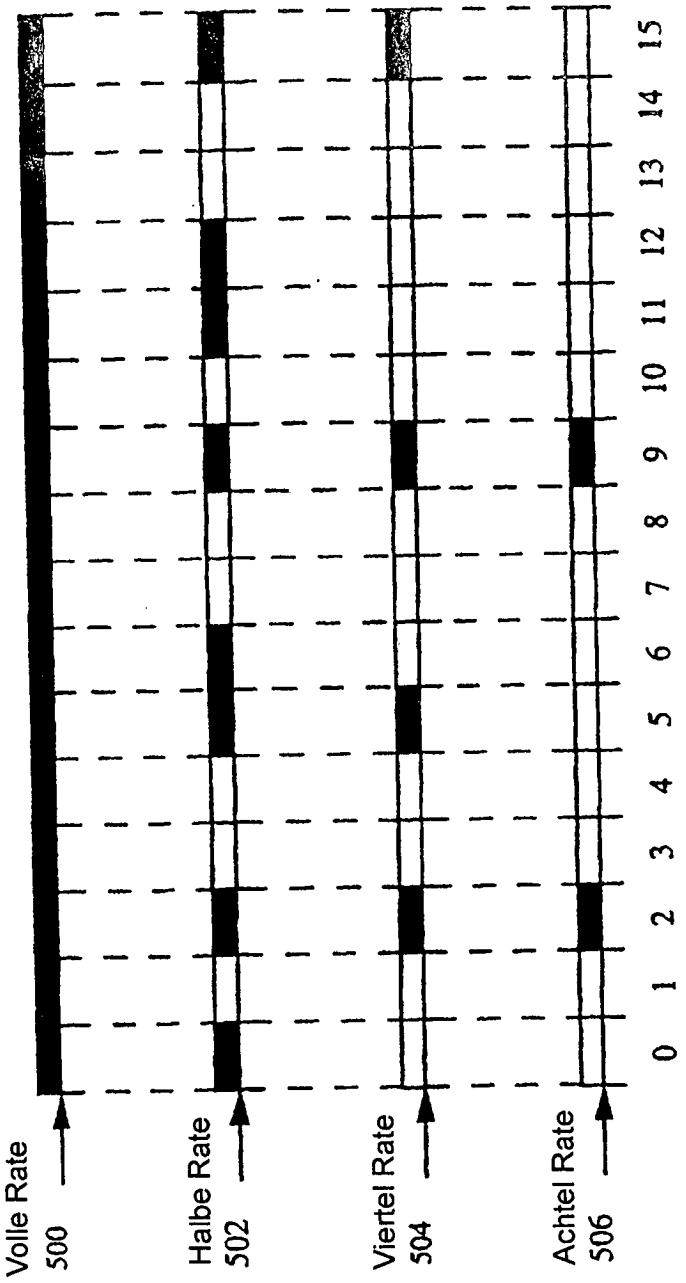

Volle Rate
500
Halbe Rate
502
Viertel Rate
504
Achtel Rate
506
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15

FIG. 5