



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 699 16 579 T2** 2005.04.21

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 051 811 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **699 16 579.2**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US99/02339**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **99 904 566.9**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 99/040689**

(86) PCT-Anmeldetag: **03.02.1999**

(87) Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: **12.08.1999**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **15.11.2000**

(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **21.04.2004**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **21.04.2005**

(51) Int Cl.⁷: **H04B 7/005**
H04B 7/04

(30) Unionspriorität:
20049 06.02.1998 US

(73) Patentinhaber:
Arraycomm, Inc., San Jose, Calif., US

(74) Vertreter:
derzeit kein Vertreter bestellt

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

(72) Erfinder:
YUN, C., Louis, Santa Clara, US

(54) Bezeichnung: **LEISTUNGSREGELUNG MIT SIGNALQUALITÄTSSCHÄTZUNG FÜR KOMMUNIKATIONSSYSTEME MIT INTELLIGENTEN ANTENNENGRUPPEN**

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**GEBIET DER ERFINDUNG**

[0001] Diese Erfindung betrifft das Gebiet von drahtlosen Kommunikationssystemen und insbesondere die Steuerung des abgestrahlten RF Leistungspegels während der Einrichtung bzw. Herstellung eines Anrufs und auf einer fortwährenden Basis in einem zellularen drahtlosen System, wie eine Steuerung einer Leistung unter Verwendung einer Abschätzung der Qualität eines empfangenen winkelmodulierten Trägers.

HINTERGRUND DER ERFINDUNG

[0002] In einem drahtlosen Kommunikationssystem ist es als eine allgemeine Regel höchst wünschenswert, dass die minimale abgestrahlte Funkfrequenz-(RF)-Trägerleistung, die zum Erreichen eines spezifizierten Qualitätspegels von Kommunikationen nötig ist, verwendet wird, um Energie einzusparen und, vielleicht noch wichtiger, um eine Störung mit anderen Benutzern eines gemeinsam verwendeten RF Spektrums zu verringern. Mit der zunehmenden Verwendung von zellularen drahtlosen Kommunikationssystemen, die eine Basisstation (BS) an jeder Zelle und entfernte Terminals (ein entferntes Terminal wird auch als eine Teilnehmereinheit (SU) oder eine Teilnehmerstation bezeichnet), die mit einer zugewiesenen Basisstation kommunizieren, umfassen, erfordert das Problem einer Störung zwischen Stationen innerhalb eines gegebenen zellularen Gebiets und zwischen benachbarten Zellen eine intelligente Störungsverwaltung, um die zugeordnete gemeinsame RF Bandbreite effektiver zu verwenden. Eine derartige Störungsverwaltung ist das Ziel der Leistungssteuerung. Als eine allgemeine Regel sollte die minimale abgestrahlte RF Leistung, die zum Aufrechterhalten einer akzeptablen Dienstqualität benötigt wird, verwendet werden.

[0003] Zwei Typen von Leistungssteuerung sind erforderlich: eine anfängliche Leistungssteuerung und eine fortwährende Leistungssteuerung. Bei der anfänglichen Leistungssteuerung besteht das Ziel darin Kommunikationen mit dem minimalen Leistungspegel zu initiieren, der zum Erreichen eines akzeptablen Niveaus von Kommunikationen erforderlich ist. Eine fortwährende Leistungssteuerung hält eine Verwendung der minimalen übertragenen Leistung auf einer Strecke aufrecht, wenn sich das Kommunikationssystem über der Zeit durch neue Strecken, die gerade gebildet werden, während andere gerade eingerichtet werden, ändert.

ANFÄNGLICHE LEISTUNGSSTEUERUNG

[0004] Mehrere Kommunikationsprotokolle sind für zellulare Systeme bekannt, einschließlich z. B. das Personal Handiphone System (PHS) und das Global System for Mobile Communications (GSM). Beide verwenden einen Zeitteilungs-Vielfachzugriff (Time Division Multiple Access; TDMA) zusammen mit Frequenzteilungs-Vielfachzugriffs-(Frequency Division Multiple Access, FDMA)-Techniken. Derartige Kommunikationsprotokolle umfassen alle Protokolle für die Anrufeinrichtung, z. B. für eine Teilnehmereinheit, die Kommunikationen zu einer BS initiiert, oder eine BS, die Kommunikationen mit einer SU initiiert. Einige von diesen Protokollen können eine anfängliche Leistungssteuerung unter Umständen nicht enthalten. Somit besteht in dem technischen Gebiet eine Notwendigkeit für ein Steuerverfahren der anfänglichen Leistung, welches auf ein existierendes Kommunikationssystem angewendet werden kann, ohne einen ungünstigen Einfluss auf Kommunikationssystemprotokolle auszuüben, die bereits existieren.

FORTWÄHRENDE LEISTUNGSSTEUERUNG

[0005] Eine fortwährende Leistungssteuerung ist die Steuerung der abgestrahlten Leistung, wenn sich die Kommunikationsumgebung ändert, nachdem anfängliche Kommunikationen eingerichtet sind. Wenn z. B. die abgestrahlte Leistung in einer bestimmten Strecke zwischen einer SU und einer BS erhöht wird, um eine akzeptable Qualität für das empfangene Signal zu erreichen, oder wegen eines anderen Grunds, kann eine derartige Änderung nicht akzeptable Qualitätsänderung für andere Stationen verursachen, die entweder die gleichen oder angrenzende Kanäle verwenden. Wenn neue Verbindungen eingerichtet werden oder vor sich gehende bzw. fortwährende Verbindungen getrennt werden, könnten sich zusätzlich Leistungszuweisungen ändern, was zu Änderungen (was auch immer geschieht) in der Qualität von existierenden Verbindungen führt. Z. B. kann sich eine "Überschussqualität" ergeben, was bedeutet, dass eine zu große RF Leistung gerade unter den neuen Bedingungen verwendet wird. Auch eine verschlechterte Qualität kann wahrgenommen werden, was bedeutet, dass einige Verbindungen eine größere abgestrahlte RF Leistung benötigen können. Veränderungen in den Ausbreitungscharakteristiken, den atmosphärischen Bedingungen, und vom Menschen durchgeführte Störungen können auch Änderungen verursachen, die eine Einstellung von RF Leistungspegeln erfordern. Dies ist das Ziel einer fortwährenden Leistungssteuerung.

[0006] Techniken eines Raumteilungs-Vielfachzugriffs (Spatial Division Multiple Access, SDMA) sind bekannt, bei denen der gleiche "herkömmliche Kanal" (d. h. der gleiche Frequenzkanal in einem Frequency Division Multiple Access (FDMA) System, ein Zeitschlitz in einem Time Division Multiple Access (TDMA) System, ein Code in einem Code Division Multiple Access (Code Teilungs-Vielfachzugriff, CDMA) System, oder ein Zeitschlitz und eine Frequenz in einem TDMA/FDMA System) mehr als einer Teilnehmerstation zugewiesen werden kann. Dies wird durch Verwenden eines Antennenarrays von mehreren Antennenelementen an der Basisstation durchgeführt, und auf der aufwärts gerichteten Strecke (Kommunikationen von einer Teilnehmereinheit zu einer Basisstation) wird das Signal von jedem Antennenelement in der Amplitude und Phase durch eine Empfangsgewichtung (die auch als räumliche Demultiplexierungsgewichtung bezeichnet wird) gewichtet, wobei sämtliche Empfangsgewichtungen einen komplexwertigen Empfangsgewichtungsvektor bestimmen, der von der räumlichen Empfangssignatur des entfernten Benutzers abhängt. Die räumliche Empfangssignatur (die auch als der Empfangsverteilervektor oder Receive Manifold Vector bezeichnet wird) charakterisiert, wie das Basisstationsarray Signale von einer bestimmten Teilnehmereinheit empfängt. Auf der abwärts gerichteten Strecke (Kommunikationen von der Basisstationseinheit an eine Teilnehmereinheit) wird eine Übertragung durch Gewichtung des von jedem Arrayelement zu übertragenden Signals in der Amplitude und Phase durch einen Satz von jeweiligen Sendegewichtungen (die auch als räumliche Multiplexierungsgewichtungen bekannt sind) erreicht, wobei alle Sendegewichtungen für einen bestimmten Benutzer einen komplexwertigen Sendegewichtungsvektor bestimmen, der ebenfalls von der räumlichen Signatur des entfernten Benutzers abhängig ist. Wenn an mehrere entfernte Benutzer auf dem gleichen herkömmlichen Kanal gesendet wird, wird die Summe der gewichteten Signale an die Antennenarrays übertragen.

[0007] Die Gewichtung der Signale entweder auf der aufwärts gerichteten Strecke von jedem Antennenelement in einem Array von Antennen oder auf der abwärts gerichteten Strecke zu jedem Antennenelement wird hier als räumliche Verarbeitung (Spatial Processing) bezeichnet. Eine räumliche Verarbeitung ist sogar dann nützlich, wenn nicht mehr als ein Teilnehmer irgendeinem herkömmlichen Kanal zugewiesen wird. Somit soll der Ausdruck SDMA hier so verwendet werden, dass er sowohl den echten räumlichen Multiplexierungsfall mit mehr als einem Benutzer pro herkömmlichen Kanal als auch die Verwendung einer räumlichen Verarbeitung mit nur einem Benutzer pro herkömmlichen Kanal einschließt, um eine Störung eines benachbarten Kanals und eine Störung einer benachbarten Zelle zu verringern, den zellularen Frequenzwiederverwendungsfaktor zu verringern, etc. Der Ausdruck Kanal soll sich auf eine Kommunikationsstrecke zwischen einer Basisstation und einem einzelnen entfernten Benutzer beziehen, sodass der Ausdruck SDMA sowohl einen einzelnen Kanal pro herkömmlichem Kanal als auch mehr als einen Kanal pro herkömmlichen Kanal abdeckt.

[0008] Verfahren zum Bestimmen von räumlichen Empfangs- und Sendegewichtungsvektoren sind in dem technischen Gebiet bekannt. Siehe z. B. die U.S. Patente 5.515.378 (ausgegeben am 7. Mai 1996) und 5.642.353 (ausgegeben am 24. Juni 1997) mit dem Titel Spatial Division Multiple Access Wireless Communication Systems, Roy, III, et al., Erfinder; U.S. Patent 5.592.490 (ausgegeben am 7. Januar 1997) mit dem Titel Specially Efficient High Capacity Wireless Communication Systems, Barratt et al., Erfinder, wobei diese Patente oder Anwendungen zusammen genommen hier als "unsere räumlichen Verarbeitungspatente" bezeichnet werden. In Systemen, die einen Zeitteilungs-Duplexbetrieb (Time Division Duplexing, TDD) verwenden, sodass aufwärts gerichtete und abwärts gerichtete Kommunikationen auf der gleichen Frequenz (in einem FDMA oder TDMA/FDMA System) auftreten, kann z. B. ein Empfangsgewichtungsvektor von Empfangsgewichtungen, die auf der aufwärts gerichteten Strecke bestimmt werden, verwendet werden, um den benötigten Sendegewichtungsvektor von Sendegewichtungen für Kommunikationen auf der abwärts gerichteten Strecke von der Basisstation zu der gleichen entfernten Teilnehmereinheit zu bestimmen.

[0009] Keine praktischen Verfahren für eine fortwährende Leistungssteuerung sind in dem Stand der Technik bekannt, die auf Systeme anwendbar sind, die SDMA Techniken verwenden, und zwar dahingehend, dass Leistungssteuerverfahren effektiv sämtliche der SDMA System Parameter effektiv einstellen können, die zum Minimieren der gesamten abgestrahlten RF Leistung benötigt werden, während akzeptable Qualitätsgrade für andere Kanäle aufrecht erhalten werden. Die Verwendung von SDMA führt wesentliche Komplexitäten in dem Steuerproblem für die abgestrahlte RF Leistung ein, weil eine Bestimmung von Gewichtungsvektoren eine Leistungssteuerung beeinflusst und umgekehrt. Jegliche Änderung in der RF Leistung auf einem herkömmlichen Kanal unter Verwendung von SDMA wird die Sende- und Empfangsgewichtungsvektoren, die Benutzern zugewiesen werden, die den gleichen herkömmlichen Kanal verwenden, beeinflussen und jegliche Änderung in der räumlichen Verarbeitung beeinflusst die Leistung, die von existierenden Benutzern benötigt wird, um einen ausreichenden Kommunikationsqualitätsgrad aufrechtzuerhalten. Herkömmliche Verfahren für eine Leistungssteuerung berücksichtigen typischerweise nicht die spezifischen Aspekte von SDMA und können eine Instabilität in einem derartigen SDMA System verursachen, wobei eine unrichtige Wahl der Sendeleistung ungünstig die räumlichen multiplexierenden (d. h. Sende-) und demultiplexierenden (d. h. Empfangs-) Gewich-

tungsvektoren ändert, was bewirkt, dass die Sendeleistungen weiter von einem Optimum abweichen, bis eine Signalqualität und eine Netzkapazität beide verschlechtert sind.

[0010] Die optimale Lösung für das Problem einer fortwährenden Leistungssteuerung für ein SDMA System erfordert die gleichzeitige Lösung des SDMA Multiplexierungsgewichtungs-Zuweisungsproblems und des Leistungs-Zuweisungsproblems. Dies ist wenigstens eine beteiligte computermäßige Aufgabe und ist bislang eine schwer zu bewältigende und überwältigende computermäßige Aufgabe. Somit besteht in dem technischen Gebiet eine Notwendigkeit für ein praktisches und nahezu optimales Verfahren zum Bestimmen von Gewichtsvektoren für die räumliche Verarbeitung und einer fortwährenden Leistungssteuerung für ein SDMA System.

[0011] Die Zielrichtung von Steuerproblemen für eine fortwährende Leistungssteuerung für Kommunikationen besteht darin die Gesamtleistung, die in dem Kommunikationssystem übertragen, bzw. gesendet wird, zu minimieren, während sichergestellt wird, dass für jede Verbindung innerhalb jeder Zelle ein gewünschtes ("Ziel") Signal-zu-Störungs-plus-Rauschen-Verhältnis (Signal To Interference-Plus-Noise Ratio, SINR) erreicht wird. Wenn in dieser Weise ausgedrückt wird das sich ergebende Leistungssteuerverfahren als ein global optimales Verfahren bezeichnet. Ein derartiges global optimales Verfahren erfordert im Allgemeinen Kommunikationen zwischen Basisstationen des Systems. Lokal optimale Verfahren sind diejenigen, für die ein Optimum innerhalb irgendeines Untersatzes des Gesamtsystems, z. B. innerhalb einer bestimmten Zelle, erfüllt ist. Es kann praktische Schwierigkeiten mit einer direkten Bestimmung eines global optimalen Verfahrens geben, wenn eine große Anzahl von Interzellen- und Intrazellen-Verbindungen behandelt werden. Z. B. kann die Berechnungszeit relativ zu der Rate einer Änderung von Verbindungsbedingungen zu lang sein; und es kann nicht möglich oder praktisch sein die erforderlichen Daten, wie die Pfadverstärkung zwischen jeder Basisstation und jeder entfernten Teilnehmereinheit, in Echtzeit zu sammeln. Für ein Nicht-SDMA System ist gezeigt worden (Yun, L. C. M., Transport For Multimedia On Wireless Networks, Doctoral Dissertation, University of Berkeley, California, CA, 1995), dass durch Einbauen der Effekte einer Störungskopplung zwischen Zellen die lokalisierte Steuerstrategie so ausgebildet werden kann, dass sie auf die global optimale Lösung asymptotisch konvergiert. Somit gibt es Vorteile eine Strategie für eine fortwährende Leistungssteuerung zu haben, die eine lokal optimale Leistungssteuerung verwendet. Somit gibt es in dem technischen Gebiet einen Bedarf für lokal optimale Leistungssteuerverfahren für Systeme mit SDMA, die dahingehend "verteilt" sind, dass für einen Betrieb keine Inter-Basisstations-Kommunikation von Leistungssteuerinformation benötigt wird.

SIGNALQUALITÄTSABSCHÄTZUNG

[0012] Um eine Leistungssteuerung zu implementieren wird ein objektives Maß der Qualität des empfangenen Signals benötigt. Es wird allgemein angenommen, dass ein Maß für den Fehler in dem Signal ein nützliches objektives Maß der Qualität ist. Es ist wünschenswert, dass jede derartige Messung eines Fehlers durchgeführt wird, während normale Kommunikationen gerade stattfinden.

[0013] Mehrere herkömmliche Verfahren zum Bestimmen der Qualität eines empfangenen Signals existieren. Eine Klasse von herkömmlichen Techniken verwendet ein Maß der empfangenen Signalleistung als ein Maß für die empfangene Signalqualität. Ein Beispiel ist der normalerweise verwendete Empfangssignal-Stärkeanzeiger (Received Signal Strength Indicator, RSSI). Das Problem mit derartigen Maßnahmen besteht darin, dass sie nicht zwischen dem gewünschten Signal und irgendwelchen Störsignalen und/oder Rauschen unterscheiden. Um diese Unzulänglichkeit zu beseitigen verwenden einige herkömmliche Leistungssteuerverfahren ein Maß der Bitfehlerrate (BER) oder das einfacherere, eine Rahmenfehlerrate (Frame Error Rate, FER) zu ermitteln. Z. B. verwendet das Verfahren für eine anfängliche Leistungssteuerung in dem IS-95 CDMA Standard eine FER. Eine FER ist einfacher in der Praxis zu ermitteln als die BER, weil Bits einer zyklischen Redundanzüberprüfung (Cyclic Redundancy Check, CRC) gewöhnlicherweise Teil eines Rahmenaufbaus sind. Die FER kann als eine ungefähre Anzeige der BER angesehen werden. Zwei Hauptunzulänglichkeiten der BER und FER als Maße umfassen:

1. Es wird eine lange Zeit (viele Rahmen) benötigt, um eine statistisch aussagekräftige Abschätzung der BER oder FER zu akkumulieren, was für eine Leistungssteuerung zu langsam sein kann; und
2. Die BER (oder FER) kann nicht nur eine Funktion der Leistung sein, sondern kann auch durch andere Ursachen eines Demodulationsfehlers beeinflusst werden. Z. B. kann ein Restfrequenzversatz (sogar nachdem irgendeine Frequenzversatzkorrektur angewendet worden ist) zu dem Modulationsfehler beitragen.

[0014] Zusätzlich existieren herkömmliche Entscheidungsgeführte Modulationsfehler-Abschätzungsverfahren, die für eine Qualitätsabschätzung einen Fehlervektor verwendet haben, der die Differenz zwischen dem

empfangenen Signal und einem idealisierten Modell des Signals, welches empfangen hätte werden sollen, darstellt. Das idealisierte Modell wird aus den erfassten Bits erzeugt durch Führen der erfassten Bits durch einen Bits-auf-Symbol-Abbilder, der die Bits auf die richtigen Symbole umwandelt und dann durch Führen der richtigen Symbole durch einen Impulsformer, um das idealisierte Modell des Signals (ein Referenzsignal) zu erzeugen. Der Impulsformer muss auch eine Frequenzkorrektur aufheben und eine Timingausrichtung aufheben. Die Differenz zwischen dem sich ergebenden idealisierten Modell des modulierten Signals (mit irgendeinem Frequenzversatz und einer Timing-Fehlausrichtung) und dem tatsächlich empfangenen Signal wird verwendet, um das Rauschen und die Störung, die in dem tatsächlichen Signal vorhanden sind, abzuschätzen und dies wird als eine Qualitätsabschätzung verwendet.

[0015] Der herkömmliche Entscheidungs-gestützte Qualitätsabschätzer weist mehrere unerwünschte Eigenschaften, einige ähnlich zu den BER und FER Maßen auf:

1. Ein Demodulationsfehler kann einen großen Fehler in der Qualitätsabschätzung verursachen, indem ein unrichtiges Symbol anstelle des tatsächlichen Symbols, welches übertragen hätte werden sollen, ersetzt wird;
2. Ein Frequenzversatz trägt zu dem Modulationsfehler bei;
3. Eine Messung des Modulationsfehlers bezieht sich nicht direkt auf die RF Trägerstärke und auf die Rausch- und Störungspegel; und
4. Eine Abschätzung des Signal-zu-Störungs-und-Rausch-Verhältnis (SINR) von dem Modulationsfehler neigt dazu, zu einem (unzuverlässigen) Abschätzen mit einer hohen Varianz zu führen.

[0016] Es sei darauf hingewiesen, dass die Empfindlichkeit gegenüber einem Frequenzversatz besonders unerwünscht ist, wenn der Qualitätsabschätzer für eine Sender-Leistungssteuerung vorgesehen ist. Eine Erhöhung der Senderleistung ist, weil ein Frequenzversatzfehler mit einem Rausch- oder Störungsfehler verwechselt wird, nicht nur vollständig ineffektiv, sondern auch unerwünscht, weil eine unnötige überschüssige Senderleistung eine erhöhte Störung mit anderen Systembenutzern verursachen wird.

[0017] Somit gibt es in dem technischen Gebiet einen Bedarf für Leistungssteuerungsverfahren, die einen Prozess zum Abschätzen der Qualität eines empfangenen Signals verwenden, der (a) schnell ist; (b) im Wesentlichen gegenüber Frequenzversatzveränderungen unempfindlich ist; und (c) zu einem Maß, z. B. dem Signal-zu-Störungs-und-Rausch-Verhältnis (SINR), führt, das ein Signal von einer Störung und Rauschen unterscheidet.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0018] Die vorliegende Erfindung stellt ein Verfahren für eine fortwährende Leistungssteuerung für eine Leistungssteuerung nach der Einrichtung einer anfänglichen Leistung für aufwärts gerichtete Kommunikationen zwischen jedem einer Vielzahl von entfernten Sendern und einer Kommunikationsstation zum Empfangen eines aufwärts gerichteten Signal bereit, wobei die Kommunikationsstation ein Feld von Antennenelementen, wobei jedes Antennenelement mit einer zugehörigen Empfangsvorrichtung gekoppelt ist, und einen Prozessor für eine räumliche Verarbeitung des Satzes von Signalen von dem Satz von Empfangsvorrichtungen einschließt, wobei die räumliche Verarbeitung das aufwärts gerichtete Signal unter Verwendung eines Empfangsgewichtungsvektors von Empfangsgewichtungen bildet, wobei das Verfahren, für einen bestimmten entfernten Sender, an einer Kommunikationsstation umfasst: (a) Empfangen eines aufwärts gerichteten Signals von dem bestimmten entfernten Sender an den Antennenelementen und der zugehörigen Empfangsvorrichtung als einen Satz von Empfangssignalen auf einem herkömmlichen Kanal, wobei der bestimmte entfernte Sender eine Leistungszuweisung für den herkömmlichen Kanal verwendet; (b) Bestimmen eines bestimmten Empfangsgewichtungsvektors zum Kommunizieren mit dem bestimmten entfernten Sender auf einem räumlichen Kanal des herkömmlichen Kanals; (c) räumliches Verarbeiten der empfangenen Signale mit dem bestimmten Empfangsgewichtungsvektor, um ein bestimmtes Empfangssignal zu bilden; (d) Abschätzen der Qualität des bestimmten empfangenen Signals; (e) Bestimmen einer aktualisierten Leistungszuweisung für den bestimmten entfernten Sender auf Grundlage einer Empfangssignal-Qualitätsabschätzung für das empfangene Signal und einer Minimierung der Gesamtleistung, die von den entfernten Sendern in den aufwärts gerichteten Kommunikationen zu der Kommunikationsstation gesendet wird; und (f) Senden der aktualisierten Leistungszuweisung an den bestimmten entfernten Sender, um ein neues aufwärts gerichtetes Signal zu übertragen; und periodisches Wiederholen wenigstens der Schritte (a), (c), (d), (e) und (f).

[0019] Die vorliegende Erfindung stellt auch ein Signalverarbeitungssystem zur Verwendung in einer Kommunikationsstation zur Kommunikation mit einer Vielzahl von entfernten Sendern und für eine fortwährende Leistungssteuerung nach der Einrichtung einer anfänglichen Leistung für aufwärts gerichtete Kommunikationen

zwischen der Vielzahl von entfernten Sendern und der Kommunikationsstation zum Empfangen eines aufwärts gerichteten Signals von einem bestimmten entfernten Sender bereit, wobei die Kommunikationsstation ein Feld von Antennenelementen einschließt, wobei jedes Antennenelement mit einer zugehörigen Empfangsvorrichtung gekoppelt ist, wobei das Signalverarbeitungssystem umfasst: eine Empfangseinrichtung zum Empfangen des aufwärts gerichteten Signals von dem Feld von Antennenelementen und zugehörigen Empfangsvorrichtungen als einen Satz von Empfangssignalen auf einem herkömmlichen Kanal, unter Verwendung einer Energie- bzw. Leistungszuweisung für den besagten bestimmten entfernten Sender für den herkömmlichen Kanal; eine Bestimmungseinrichtung zum Bestimmen eines bestimmten Empfangsgewichtungsvektors zum Kommunizieren mit dem bestimmten entfernten Sender auf einem räumlichen Kanal des herkömmlichen Kanals; eine räumliche Verarbeitungseinrichtung zur räumlichen Verarbeitung eines Satzes von Signalen von dem Satz von Empfangsvorrichtungen, um ein aufwärts gerichtetes Signal unter Verwendung des bestimmten Empfangsgewichtungsvektors zu bilden, um ein bestimmtes Empfangssignal zu bilden; eine Abschätzungseinrichtung zum Abschätzen der Qualität des bestimmten empfangenen Signals; und eine Leistungsbestimmungseinrichtung zum Bestimmen einer aktualisierten Leistungszuweisung für den bestimmten entfernten Sender auf Grundlage einer Empfangssignal-Qualitätsabschätzung und einer Minimierung der Gesamtleistung, die von den entfernten Sendern in den aufwärts gerichteten Kommunikationen an die Kommunikationsstation zur Aussendung an den bestimmten entfernten Sender für eine Anwendung durch den bestimmten entfernten Sender, um ein neues aufwärts gerichtetes Signal zu senden, gesendet wird; wobei die Empfangseinrichtung, die räumliche Verarbeitungseinrichtung, die Abschätzungseinrichtung und die Leistungsbestimmungseinrichtung dafür ausgelegt sind, um periodisch und wiederholt zu arbeiten.

[0020] Eine Ausführungsform der vorliegenden Erfindung stellt ein Verfahren und eine Vorrichtung für eine fortwährende Leistungssteuerung in einem System bereit, welches SDMA einschließt. Eine andere Ausführungsform der Erfindung stellt ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Abschätzen einer empfangenen Signalqualität (wie durch den Signal-zu-Störungs-und-Rauschpegel (SINR) ausgedrückt) zur Verwendung in dem Leistungssterverfahren und für andere Anwendungen bereit. Eine andere Ausführungsform der Erfindung stellt ein Stuverfahren für die anfängliche Leistung und eine Anwendung unter Verwendung des Signalqualitäts-Abschätzungsverfahrens und/oder der Signalqualitäts-Abschätzungsvorrichtung bereit. Noch eine andere Ausführungsform der Erfindung stellt ein Verfahren für eine kombinierte anfängliche und fortwährende Leistungssteuerung, anwendbar auf das System, welches SDMA einschließt, bereit.

[0021] Andere Aspekte der Erfindung ergeben sich Durchschnittsfachleuten in dem technischen Gebiet aus der folgenden ausführlichen Beschreibung.

KURZBESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0022] Fig. 1 ist ein Blockdiagramm eines Transceiver (Empfänger und Sender) Moduls der Basisstation, der einige Aspekte der vorliegenden Erfindung beinhaltet. Das Transceiver Modul extrahiert I, Q Basisbandsignale aus empfangenen RF Signalen für eine weitere Verarbeitung in dem Modemmodul (Fig. 2) und nimmt I, Q Basisbandsignale von ein oder mehreren Modemmodulen für eine RF Übertragung an.

[0023] Fig. 2 ist ein Blockdiagramm des Modemmoduls der Basisstation, das einige Aspekte der vorliegenden Erfindung beinhaltet. Das Modemmodul nimmt I, Q Basisbandsignale von einem oder mehreren Transceiver Modulen an und verarbeitet derartige Signale, beispielsweise eine Verarbeitung einschließlich der Bestimmung einer Signalqualität und einer Implementierung einer Leistungssteuerung in Übereinstimmung mit verschiedenen Aspekten der Erfindung,

[0024] Fig. 3 ist ein Flussdiagramm einer Ausführungsform eines Verfahrens für eine Anrufanrufung unter Verwendung einer minimalen übertragenen Leistung für ein PHS System;

[0025] Fig. 4 zeigt ein Phasendiagramm eines typischen QPSK Signals, einschließlich von Gleichphasen- und Quadratur-Fehlern;

[0026] Fig. 5(a) zeigt eine Ausführungsform einer Vorrichtung mit einer räumlichen Verarbeitung, mit der die Signalqualitätsaspekte der vorliegenden Erfindung realisiert werden können;

[0027] Fig. 5(b) zeigt eine andere Ausführungsform einer Vorrichtung, auf der die Signalqualitätsaspekte der vorliegenden Erfindung realisiert werden können,

[0028] Fig. 6 ist ein Flussdiagramm eines Verfahrens zum Ermitteln einer Signalqualitätsabschätzung in ei-

nem winkelmodulierten Kommunikationssystem;

[0029] Fig. 7(a) und 7(b) zeigen jeweils ein Flussdiagramm für eine Ausführungsform eines kombinierten anfänglichen und fortwährenden Leistungssteuerverfahrens. Fig. 7(a) ist auf die aufwärts gerichtete Strecke anwendbar und Fig. 7(b) ist auf die abwärts gerichtete Strecke anwendbar;

[0030] Fig. 8(a) und 8(b) zeigen jeweils ein Flussdiagramm für eine Ausführungsform, die auf die fortwährende Leistungssteuerung angewendet ist, z. B. in den Verfahren, die in den jeweiligen Flussdiagrammen der Fig. 7(a) und 7(b) gezeigt sind. Fig. 8(a) ist auf die aufwärts gerichtete Strecke anwendbar und Fig. 8(b) ist auf die abwärts gerichtete Strecke anwendbar;

[0031] Fig. 9 zeigt die RF Abschnitte der drahtlosen Telefonteilnehmereinheit (SU), mit denen die SU Teile der Erfindung vorzugsweise implementiert werden;

[0032] Fig. 10 ist ein Blockdiagramm des digitalen Signalprozessor-(DSP)-Abschnitts der SU, mit dem die SU Teile der Erfindung vorzugsweise implementiert werden.

AUSFÜHRLICHE BESCHREIBUNG DER ERFINDUNG

SYSTEMARCHITEKTUR

[0033] Die Verfahren der Erfindung können in irgendeinem Kommunikationssystem implementiert werden, welches ein oder mehrere Kommunikationsstationen und ein oder mehrere entfernte Empfänger (für eine Kommunikation auf der abwärts gerichteten Strecke) und Sender (für eine Kommunikation auf der aufwärts gerichteten Strecke) einschließt. Die einzige Anforderung für die Qualitätsabschätzungsaspekte der Erfindung ist, dass die verwendete Modulation irgendeine Form von Winkel (z. B. Phasen-) Demodulation einschließt, und die einzige Anforderung für die abwärts gerichtete SDMA Leistungssteuerung ist die Fähigkeit abwärts gerichtete Sendegewichtungen, z. B. aus empfangenen aufwärts gerichteten Signalen zu bestimmen. Die Verfahren der Erfindung werden vorzugsweise implementiert auf einer Kommunikationsstation, die eine Basisstation ist, und auf deren Teilnehmereinheiten, die Teil eines Kommunikationssystems sind, in dem eine Basisstation SDMA verwendet, um mit ihren Teilnehmereinheiten zu kommunizieren. In der bevorzugten Ausführungsform ist das Kommunikationssystem zur Verwendung in einem drahtlosen zellularen System mit einer lokalen Schleife (Wireless Lokal Loop; WLL) gedacht. Während die Teilnehmereinheit in der illustrativen Ausführungsform in dem Ort fest sind, können sie in anderen Systemen mobil sein.

[0034] Zunächst wird die SDMA Basisstation beschrieben.

BASISSTATIONS-ARCHITEKTUR

[0035] Ein Mehrfachelement-Antennenarray wird in der Basisstation verwendet, um eine räumliche Verarbeitung bereitzustellen. Die Anzahl von Antennen in dem Array ist variabel. Die abwärts gerichtete Kette der Basisstation umfasst einen Prozessor zur räumlichen Verarbeitung, der mit einem Satz von Antennensendevorrichtungen gekoppelt ist, die jeweils mit einem der Antennenelementen gekoppelt sind. Die aufwärts gerichtete Kette der Basisstation umfasst einen Satz von Antennenempfangsvorrichtungen, die jeweils ein Signal von einem der Antennenelemente empfangen, wobei die Antennenempfangsvorrichtungen mit einem Prozessor zur räumlichen Verarbeitung der empfangenen Signale gekoppelt sind. In der dargestellten Ausführungsform verwendet eine Kommunikation zwischen Basisstationen und Teilnehmerstationen den Standard, der als "Personal Handiphone System" (PHS), ARIB Standard, Version 2 (RCR STD-28) bekannt ist. Das PHS System ist ein 8-Schlitz TDMA/FDMA System mit einem echten Zeitteilungsduplex (Time Division Duplex, TDD). Jeder Frequenzkanal ("Unterträger") weist eine ungefähre Bandbreite von 300 kHz auf. Die 8 Zeitschlitzte werden in vier Sende-(TX)-Zeitschlitzte und vier Empfangs-(RX)-Zeitschlitzte aufgeteilt. Dies bedeutet, dass für irgendeinen bestimmten Kanal die Empfangsfrequenz die gleiche wie die Sendefrequenz ist. Es impliziert auch eine Reziprozität; d. h. der Funkausbreitungspfad für sowohl die abwärts gerichtete Strecke (von der Basisstation zu den entfernten Terminals der Benutzer) und die aufwärts gerichtete Strecke (von den entfernten Terminals der Benutzer zu der Basisstation) ist identisch, wobei eine minimale Bewegung der Teilnehmereinheit zwischen Empfangszeitzeitschlitzten und Sendezeitzeitschlitzten angenommen wird. Das Frequenzband des PHS Systems, das in der bevorzugten Ausführungsform verwendet wird, beträgt ungefähr 1895 bis 1920 MHz. Jeder der acht Zeitschlitzte ist 625 Mikrosekunden lang. Das PHS System weist eine speziell zugewiesene Frequenz und einen speziell zugewiesenen Zeitschlitz für einen Steuerkanal auf, auf dem eine Anrufinitialisierung stattfindet. Sobald eine Strecke hergestellt ist, wird der Anruf an einen Dienstkanal (Service Channel) für reguläre

Kommunikationen übergeben. Eine Kommunikation tritt in irgendeinem Kanal bei der Rate von 32 kBits pro Sekunde (kbps), was als Vollrate bezeichnet wird, auf. Eine kleinere als eine Vollraten-Kommunikation ist ebenfalls möglich.

[0036] In den PHS, sowie es in der bevorzugt Ausführungsform verwendet wird, wird ein Burst (burst) als das RF Signal endlicher Dauer definiert, welches über die Luft während eines einzelnen Zeitschlitzes gesendet oder empfangen wird. Eine Gruppe (group) wird als ein Satz von 4TX und 4RX Zeitschlitzten definiert. Eine Gruppe beginnt immer mit dem ersten TX Zeitschlitz und ihre Zeitdauer ist $8 \times 0,625 = 5$ ms.

[0037] Das PHS System verwendet eine $\pi/4$ differenzielle quaternäre Phasenumtastungs- ($\pi/4$ DQPSK) Modulation für das Basisbandsignal. Die Baudrate beträgt 192 kBaud. Das heißt, es gibt 192000 Symbole pro Sekunde.

EMPFÄNGERTEIL DES TRANSCEIVER MODULS IN DER BASISSTATION

[0038] Die Basisstation verwendet ein Antennenarray von Antennenelementen, und für jede Antenne, einen Sende/Empfangs-(T/R)Schalter, einen analogen Empfänger, einen digitalen Empfänger, einen digitalen Sender, und einen analogen Sender. Somit umfasst dieses Modul einen Teil der Antennensendevorrichtungen und einen Teil des Satzes der Antennenempfangsvorrichtungen. Der analoge und digitale Empfänger und Sender für irgendein Antennenelement sind in einem einzelnen RF TX/RX Transceiver Modul so implementiert, dass jedes Modul ein Spektrum mit einer Funkabdeckung von 10 MHz mit einem eine Antenne und 16 Träger breitem Band implementiert. Die Architektur ist relativ standardmäßig und mehrere Variationen sind möglich, sowie dies Durchschnittsfachleuten in dem technischen Gebiet klar sein sollte. Die bestimmte Architektur, die für den Empfängeranteil eines Transceiver Moduls verwendet wird, ist in **Fig. 1** gezeigt. Das RF Signal wird an einem Antennenelement **103** empfangen und läuft über ein Bandpassfilter (BPF) **104**, welches als ein Hohlraumfilter mit einem 1895 bis 1920 MHz Bandpass implementiert ist. Die Antenne **103** und das Filter **104** sind zu dem Transceiver Modul extern. Das Signal von dem Filter **104** geht an einen Sende/Empfangs-(T/R)Schalter **105** auf dem Transceiver Modul. Von dem Schalter **105** geht das Signal an einen Verstärker mit niedrigem Rauschen (Low Noise Amplifier; LNA) **107**, eine oder mehrere Stufen einer Bandpassfilterung (nicht gezeigt) und einen variable Dämpfer **108** einen ersten Abwärtswandler **109**, wobei der Abwärtswandler einen abstimmbaren Mischer verwendet, der einen lokalen Oszillator **111** (nicht Teil des Moduls) von ungefähr 1,6328 GHz verwendet, um ein erstes IF Signal **113** bei 275–285 MHz (10 MHz Bandbreite) zu erzeugen. Dieses erste IF Signal **113** wird in einem ersten IF Verstärker **115** verstärkt und geht dann durch ein SAW BPF Filter **117** (275–285 MHz), welches "benachbarte Kanäle" und die Beiprodukte des ersten Abwärtskanals unterdrückt. Das sich ergebende Signal **118** geht durch einen zweiten variablen Dämpfer **119** an einen zweiten Abwärtswandler **120** unter Verwendung eines Mixers mit einer abstimmbaren Mischerfrequenz von 291 MHz von einem lokalen Oszillator **121**. Der Ausgang des zweiten Abwärtswandlers **120** ist ein zweites IF Signal **122** bei einer $-(6-16)$ MHz IF Frequenz mit einer 10 MHz Bandbreite und einer Mittenfrequenz von -11 MHz. Dieses zweite IF Signal **122** wird in einem zweiten IF Verstärker **123** und einem Tiefpassfilter (LPF) **125** zu einem Analog-zu-Digital-Wandler (ADC) **127** verstärkt, der das Signal bei 36,864 MHz abtastet. Nur der Realteil des Signals wird abgetastet. Somit enthält das Signal **129**, der Ausgang von ADC **127**, das IF Signal mit komplexen Werten zentriert bei -11 MHz zusammen mit einem Abbild bei $+11$ MHz, und eine Abtastung erzeugt auch ein Abbild bei 25,864 MHz. Dieses Signal geht nun durch eine digitale Abwärtswandler/Filtereinrichtung **131**, die mit einem Analog Devices, Inc. (Norwood, Massachusetts) AD6620 Dual Channel Decimating Empfänger implementiert ist. In alternativen Implementierungen kann eine ähnliche Einrichtung, ein Graychip, Inc. (Palo Alto, Kalifornien) GC1011 verwendet werden oder die Funktionalität kann in einer anderen Weise bereitgestellt werden. Die digitale Abwärtswandler/Filtereinrichtung **131** führt mehrere Funktionen aus:

- Multiplizieren des Signals mit einem komplexen Phasenzeiger an einer gewählten einem von irgendeiner der Mittenfrequenzen von jedem der Träger;
- eine digitale Bandpassfilterung mit einem gewünschten Bandpass von 300 kHz, gegenwärtig implementiert als ein Bandpassfilter mit ungefähr 450 kHz, zentriert bei irgendeiner der Mittenfrequenzen von jedem der Träger. Dies gibt ein komplexwertiges (Gleichphasen-I-Teil und Quadratur-Q-Teil) Basisbandsignal, welches dreimal in der Baud-Rate überabgetastet ist, d. h. bei $192 \text{ kHz} \times 3 = 576 \text{ k}$ Abtastwerten/Sekunde abgetastet ist.

[0039] Der voranstehend beschriebene Empfänger ist auf einer RX/TX Karte gebaut und jede derartige RX/TX Karte behandelt 16 empfangene Träger, wobei jeder Träger seine eigene AD6620 digitale Abwärtswandler/Filter-Einrichtung aufweist. Jede AD6620 Einrichtung erzeugt somit 16 Bits von I Daten und 16 Bits von Q Daten, jeweils bei 576 k Abtastwerten/Sekunde. Die Daten werden von jeder AD6620 Einrichtung seriell bei 18,432 MHz herausgetaktet. Diese Daten gehen zu der Modemkarte.

[0040] Ein Blockdiagramm einer Modemkarte ist in **Fig. 2** gezeigt. Jede Modemkarte umfasst einen einzelnen Allzweckprozessor (GPP) **203** (eine Motorola/IBM PowerPC Einrichtung), die zwei RX Blöcke und zwei TX Blöcke steuert, wobei jeder RX Block **205** einen RX Datenformatierer **207**, 4RX digitale Signalprozessoreinrichtungen (DSPs), die mit **209.1**, **209.2**, **209.3** bzw. **209.4** bezeichnet sind, und 4RX DSP Speicher, die mit **211.1**, **211.2**, **211.3** bzw. **211.4** bezeichnet sind und die mit den 4RX DSPs verbunden sind, einschließt. Es gibt nur einen RX DSP und einen zugehörigen RX DSP Speicher für jeden Empfangszeitzeitschlitz. Jeder TX Block **217** umfasst einen TX Prozessor Modulatorblock **221** und einen TX Datenformatierer **225** (der unter Verwendung eines FPGA implementiert ist). Jedes RX und TX Blockpaar kann die räumliche Empfangsverarbeitung, Demodulation, Modulation und räumliche Sendeverarbeitung für einen Träger in einem System mit zwölf Antennen, oder für zwei Träger in einem System mit sechs Antennen oder drei Träger in einem System mit vier Antennen behandeln. Somit kann eine Modemkarte die notwendige Verarbeitung für zwei Träger in einem System mit zwölf Antennen oder für vier Träger in einem System mit sechs Antennen oder sechs Trägern mit einem System mit vier Antennen behandeln.

[0041] Ein einzelner RX Block **205** einer Modemkarte wird nun beschrieben. Die Serien I, Q Daten von dem Empfangsteil des Transceivers von jeder Antenne werden an einen Datenformatierer **207** geführt, der als ein feldprogrammierbares Feldarray (Field Programmable Field Array, FPGA) implementiert ist und der den seriellen Strom in parallele Daten umwandelt, die über einen direkten Speicherzugriff auf einem der vier RX DSP Speicher **211.1–211.4** abgelegt werden, wobei die Daten für jeden der vier Empfangszeitzeitschlitze an einen RX DSP Speicher gehen, um von dem zugehörigen RX DSP (**209.1–209.4**) verarbeitet zu werden. Die RX DSPs **209.1–209.4** sind jeweils ein Motorola M56303 digitaler Signalprozessor. Jeder RX DSP führt mehrere Funktionen aus einschließlich:

- Einen räumlichen Verarbeitung, einschließlich einer Bestimmung von Gewichtungen;
- einer Frequenzversatzkorrektur;
- einer Ausgleichung;
- einer Demodulation; und
- in einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung, einer Signalqualitätsabschätzung.

[0042] Die demodulierten Signale, die für jeden Zeitschlitz RX DSP **209.1–209.4** ausgegeben werden, gehen an einen Signalbus, der als der Sprachbus **231** bezeichnet wird, mit Ausnahme von bestimmten Steuersignalen, die an den GPP **203** über ein Hostport-Interface gehen. Die Signalqualitätsabschätzungen, die in den RX DSPs bestimmt werden, die SINR Daten, die von einem entfernten Benutzer gesendet werden, und bestimmte Statusinformation werden ebenfalls an den GPP **203** gesendet. Die Gewichtungen für die räumliche Verarbeitung, die von jedem RX DSP bestimmt werden, gehen zu einem TX Prozessor/Modulatorblock **221** in dem Sendeblock **217** über einen Sendegewichtungs-(TX_Wt)Burst **233**. Sendeleistungseinstellungen als Teil einer Leistungssteuerung werden durch Einstellen der Sendegewichtung ausgeführt.

[0043] Die Funktionen, die von dem Allzweckprozessor (GPP) **203** ausgeführt werden, umfassen:

- Empfangen von Signalqualitäts- und Statusdaten von den RX DSPs;
- in einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung, Verwenden von Daten von den RX DSPs zum Bestimmen einer Leistungssteuerung; und
- Erzeugung von sämtlichen Steuersignalen und Einstellen von sämtlichen RX DSP und TX Prozessor/Modulatorblockmoden und Ausführen von anderen Hochebenen-Funktionen und Protokollen, einschließlich einer Kommunikation mit anderen Prozessoren in anderen Teilen des Systems über eine Schnittstelle FPGA **235**.

[0044] Der Sendeblock **217** arbeitet wie folgt. Der TX Prozessor/Modulator **221** nimmt Sprachdaten von dem Sprachbus **231**, FACCH und FACCH Daten von dem GPP **203** und Sendegewichtungen für eine räumliche Verarbeitung von dem TX_Wt Bus **233** an. Die Funktionen des TX Prozessors/Modulators **221** umfassen eine Burst-Bildung, Verschlüsselung, Verscramblung, eine CRC für jeden der Benutzer, die in jeden der vier Zeitschlitze räumlich multiplexiert sind, ein Demodulieren und ein Anwenden von vollständigen Sendegewichtungen (einschließlich der Amplitude als Leistungssteuerung) für jeden Burst unmittelbar, wenn der Burst beginnt. Der Sendeblock **217** kann vier gesamte räumliche Kanäle behandeln. Die Modulation ist $\pi/4$ DQPSK und 2*überabgetastete I und Q Daten werden erzeugt ($2 \cdot 192 \text{ k Abtastwerte/Sekunde} = 384 \text{ k Abtastwerte/Sekunde}$). Der Sendegewichtungs-Anwendungsteil führt die komplexe Sendegewichtungsrechnung für bis zu 12 Sendeantennen (d. h. einem Antennenarray mit 12 Elementen) und für bis zu vier räumliche Kanäle aus. Dies führt zu bis zu 12 digitalen Signalen, die jeweils eine I&Q Komponente aufweisen. Die Ausgänge des TX Prozessors/Modulators **221** werden in bis zu zwölf unterschiedliche serielle Datenströme (I gefolgt von Q) für je-

weils bis zu zwölf Antennen serialisiert, wobei jedes I/Q Paar zu einem RX/TX Transceivermodul geht. In einer Implementierung umfasst der TX Prozessor/Modulator **221** eine DSP Einrichtung, einen Speicher und einen FPGA.

SENDETEIL DES TRANSCEIVER-MODULS IN DER BASISSTATION

[0045] Der Sendeteil des Transceiver-Moduls wird nun mit Hilfe der **Fig. 1** beschrieben. Wie der Empfänger kann der Sendeteil 16 Träger mit 300 kHz Bandbreite für eine Gesamtbandbreite von 10 MHz behandeln. das eintreffende 2*überabgetastete Basisbandsignal von jedem Träger geht an eine von vier Graychip, Inc. GC4114 quad digitale Aufwärtswandler/Filtereinrichtungen, wobei jede Einrichtung vier Träger behandelt, für insgesamt vier GC4114 Einrichtungen auf einem Transceiver-Modul. Ein Kanal von einer GC4114 Einrichtung ist in **Fig. 1** als digitales Aufwärtswandler/Filter **151** gezeigt. Es führt eine Aufwärtswandlung (Interpolation) der I, Q Daten in ein einzelnes digitales Signal, welches bei 49,152 MHz ($= 2 * 24,576 \text{ MHz}$) abgetastet ist, sowie eine Hinzufügung des Signals (der Träger) von einem anderen GC4114 Kanal in einer kaskadenartigen Weise zu dem gegenwärtigen Signal aus, sodass der abschließende Ausgang ein einzelnes 49,152 MHz digitales Signal mit realen Werten von Abtastwerten eines Signals mit einer 10 MHz Gesamtbandbreite sein wird. Dieses Signal wird an einen 14 Bit Digital-zu-Analog-Wandler (DAC) **153** geführt, um ein analoges Basisbandsignal **155** mit 10 MHz Bandbreite an einer Mittenfrequenz -11 MHz zu erzeugen. Das Signal **155** wird nun in einen Aufwärtswandler **157** unter Verwendung eines Mischers mit einer abstimmbaren Mischerfrequenz von 291 MHz von einem lokalen Oszillator **121** geführt, um ein IF Signal **159** bei 275-285 MHz (10 MHz Bandbreite) zu erzeugen. In der dargestellten Ausführungsform ist der lokale Oszillator **121** extern zu dem Transceiver-Modul. Das Signal **159** geht nun durch einen digitalvariablen Dämpfer **161** und geht dann durch einen IF Streifen, der zwei SAW Filter und zwei IF Verstärker umfasst, die zur Vereinfachung in **Fig. 1** als ein einzelnes BPF Filter **163** und einen einzelnen IF Verstärker **165** gezeigt sind. Das gefilterte und verstärkte IF Signal geht durch einen Aufwärtswandler **167**, wobei der Aufwärtswandler einen abstimmbaren Mischer unter Verwendung eines lokalen Oszillators **111** (der extern zu dem Modul ist) von ungefähr 1,6 GHz umfasst, um ein RF Signal **169** mit ungefähr 1900 MHz zu erzeugen. Das RF Signal **169** geht durch das BPF **171** und dann einen digitalvariablen Dämpfer **173**. Dieses Signal geht durch einen Leistungsverstärker (PA), ein BPF und einen zweiten PA, dann durch ein LPF. Zur Vereinfachung ist diese Kombination von PAs und Filtern in **Fig. 1** als ein einzelner Leistungsverstärker **175** und ein einzelnes BPF **117** gezeigt, um das Signal **179** zu erzeugen, welches an den T/R Schalter **105** geht. Das Signal von dem Schalter **105** geht zu dem Antennenelement **103**, wie für den Empfangsteil beschrieben.

DIE TEILNEHMEREINHEIT

[0046] **Fig. 9** zeigt die RF Abschnitte der drahtlosen Telefonteilnehmereinheit (SU), mit denen die SU Teile der Erfindung vorzugsweise implementiert sind, wobei diese RF Abschnitte hier mit dem allgemeinen Bezugszeichen **910** bezeichnet sind. Die RF Abschnitte **910** umfassen ein Empfänger-Frontend **912** und eine abschließende Senderstufe **914**, die über ein Bandpassfilter **918** und einen Sende/Empfangs-(T/R)-Schalter **920** mit einer Antenne **916** jeweils verbunden sind.

[0047] Die empfangenen Signale gehen durch eine typische Abwärtswandlung unter Verwendung eines ersten lokalen Oszillators **922** von 1658 MHz, der mit einem ersten Zwischenfrequenz-(IF)-Mischer **924** verbunden ist, der eine IF von 248,45 MHz erzeugt. Die Gleichphasen-(I) und Quadratur-(Q)-Signale werden durch einen I, Q Demodulator **926** getrennt, der mit einem zweiten lokalen Oszillator **928** verbunden ist, der bei 469,9 MHz arbeitet.

[0048] Ein typischer lokaler Oszillator wird über einen Kristall gesteuert und wird eine Genauigkeit von ungefähr ± 10 Teilen pro Million (ppm) oder $\pm 20 \text{ kHz}$ bei der 1,9 GHz RF Trägerfrequenz aufweisen. Die lokalen Oszillatoren in der vorliegenden Erfindung sind vorzugsweise von dem Typ einer phasenstarken Regelschleife (Phase Locked Loop, PLL), sodass die anfänglichen Kristallfrequenzfehler zum größten Teil durch Einstellen eines spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) beseitigt werden können, sobald der Steuerkanal eingerichtet ist. In dem PHS entspricht ein 20 kHz Fehler einem Phasenfehler von 37,5 Grad über der Dauer einer Symbolperiode. Es ist üblich eine Entscheidungs-gerichtete Trägerrückgewinnung beim Demodulieren von DQPSK Signalen, wie in dem PHS verwendet, zu verwenden. Wenn Rauschen vorhanden ist, wird ein Entscheidungs-gerichtete Trägerrückgewinnungsverfahren wahrscheinlich aus der Einrastung herausfallen, außer wenn eine anfängliche grobe Frequenzkorrektur angewendet wird. In der bestimmten $\pi/4$ QPSK Modulation, die in der PHS Ausführungsform verwendet wird, wird die Entscheidungsrichtungs-Frequenzversatzabschätzung vollständig aus der Einrastung herausfallen und die Bitfehlerrate (BER) wird hochschnellen.

[0049] Ein Gleichphasen (In-Phase) Analog-zu-Digital-Wandler (I-ADC) **30** erzeugt 8-Bit I-Abtastwerte bei einer Rate von 768 Kilo Abtastwerten/Sekunde. Ein Quadraturphasen-Analog-zu-Digital-Wandler (Q-ADC) **32** erzeugt in ähnlicher Weise 8-Bit Q-Abtastwerte bei der gleichen Rate von 768 Kilo Abtastwerten/Sekunde.

[0050] Die gesendeten Signale gehen durch eine typische Aufwärtsumwandlung unter Verwendung des 1658 MHz lokalen Oszillators **922**, der mit einem abschließenden Funkfrequenz-(RF)-Mischer **934** verbunden ist. Die Gleichphasen-(I) und Quadratur-(Q)-Signale, die gesendet werden sollen, werden als ein Strom von 8-Bit I-Abtastwerten bei einer Rate von 768 Kilo Abtastwerten/Sekunde durch einen Gleichphasen-Digital-zu-Analog-Wandler (I-DAC) **936** und als ein Strom von 8-Bit Q-Abtastwerten bei der Rate von 768 Kilo Abtastwerten/Sekunde durch einen Quadraturphasen-Digital-zu-Analog-Wandler (A-DAC) **938** empfangen.

[0051] **Fig. 10** ist ein Blockdiagramm eines digitalen Signalprozessor-(DSP)-Abschnitts **1040**, der die I/Q-Abtastwerte von dem Empfänger-Frontend **912** empfängt und der die I/Q Signale erzeugt, die von der abschließenden Senderstufe **914** heraus gesendet werden sollen. Der DSP Abschnitt **1040** umfasst mehrere DSP Einrichtungen, einschließlich eines Empfänger-DSP(DSP(RX)) **1042**, der mit einer Sprachkodierungs-DSP-Einrichtung (Vocoder) DSP **1044** und einer Telefonie-Schnittstelle **1046** verbunden ist. Ein Sender-DSP(DSP(TX)) **1048** empfängt Sprache/Daten von der Schnittstelle **1046** und kodiert sie in die richtigen I/Q-Signale für eine Übertragung durch die abschließende Senderstufe **914**. Ein schneller Speicher **1050** versorgt einen Programmausführungs- und Unterstützungsspeicher für den DSP(RX) **1042** und DSP(TX) **1048**. Ein Motorola (Phönix, AZ) DSP 56303 24-Bit digitaler Signalprozessor wird für jeden der DSP(RX) **1042** und DSP(TX) **1048** verwendet. Der DSP 56303 ist ein Mitglied der DSP 56300 Kernfamilie von programmierbaren CMOS DSPs. Andere DSP Einrichtungen oder Mikroprozessoren können eingesetzt werden, wie Durchschnittsfachleuten in dem technischen Gebiet offensichtlich sein sollte.

[0052] Bezug nehmend auf **Fig. 9** werden RF Signale mit Trägern bei ungefähr 1900 MHz verwendet, um Gleichphasen-("I") und Quadratur-("Q")Komponenten zu erzeugen, die unter Verwendung eines 469,9 MHz Trägers erfasst werden. Die I und Q Signale werden bei viermal der Symbolrate digitalisiert und abgetastet. Für das PHS System, welches in der illustrativen Ausführungsform verwendet wird, beträgt die Symbolrate 192 kHz, sodass die Abtastrate in diesem Beispiel 768 Kilo Abtastwerte/Sekunde sein würde. Jeder Abtastwert ist 8-Bit tief.

[0053] In **Fig. 10** werden die empfangenen digitalen I und Q Signale mit dem DSP(RX) **1042** einer digitalen Signalverarbeitung unterworfen. Der DSP(RX) **1042** ist vorzugsweise programmiert, um:

1. I und Q Abtastwerte von den ADCs **1030** und **1032** zu sammeln;
2. die Steuerkanalsammlung und Verarbeitung, die für eine Zeitteilungs-Duplexierung grundlegend ist, auszuführen, die anfängliche Abschätzung einer Kanal-Steuerungs-Daten-Bursttiming auszuführen und die Bestimmung des anfänglichen Trägerfrequenzversatzes durchzuführen;
3. eine Entpackung, Frequenzversatzkompensation, Abwärtswandlung, Filterung und Ausgleichung auszuführen, wobei ein Block von rohen Basisbandabtastwerten, die viermal überabgetastet sind, einem Block von Signalen, die einmal überabgetastet (1092 kHz) sind und die für eine Demodulation ausgeglichen und in der Baud ausgerichtet sind, entspricht. Eine Zeitausrichtung bzw. Zeitangleichung, um die ungefähren Baud-Punkte einzurichten, wird ausgeführt. Die Baud-ausgerichteten I und Q Abtastwerte, die von den DSP(RX) **1042** bestimmt werden, werden von dem DSP(RX) **1042** für eine Abschätzung der SU Empfangssignalqualität (den SU Empfangssignal-zu-Störungs-plus-Rauschen-Verhältnis) in einem Aspekt der vorliegenden Erfindung verwendet; um
4. eine Demodulation auszuführen;
5. die demodulierten Bursts signale zu zerlegen;
6. die Nachrichten zu entscrambeln;
7. Zyklische Redundanzüberprüfungen (Cyclic Redundancy Check, CRC) auszuführen;
8. Die Verkehrsdaten zu entschlüsseln;
9. Die Sprachverkehrsdaten an den Vocoder DSP **1044** zu senden
10. Die Steuerkanalsignale und die Kanalqualitäts-Messungen an den DSP(TX) **1048** zu senden;
11. Die Empfangskompensationsfilter- und Frequenzversatz-Abschätzung zu aktualisieren;
12. Im Fall von SDMA, die Kalibrierungsinformation zu berechnen, die an eine Basisstation zurückgesendet werden soll (siehe z. B. Unser Kalibrierungspatent); und
13. Spannungsgesteuerte Oszillatoren (VCOs) und eine phasenstarre Regelschleife (PLL) (nicht gezeigt), die in dem RF Empfänger- und Senderteil verwendet wird, zu aktualisieren.

[0054] Somit werden die SU Ausführungsformen von Qualitätsabschätzungsaspekten der vorliegenden Erfindung in dem DSP(RX) **1042** ausgeführt.

[0055] Die Leistung zur Übertragung an die BS, wie in Übereinstimmung mit den Aspekten der vorliegenden Erfindung bestimmt, wird unter Verwendung des SDP(TX) **1048** eingestellt.

[0056] Durchschnittsfachleuten in dem technischen Gebiet würde klar sein, dass die bestimmte Empfänger-, Sender-, und Signalverarbeitung, die hier für die Basisstation und/oder für die Teilnehmerstation beschrieben wird, nur eine mögliche Struktur ist und viele Variationen ohne Abweichen von der Erfindung möglich sind. Z. B. muss in der Basisstation die abschließende Abwärtswandlung oder Aufwärtswandlung nicht digital ausgeführt werden. In ähnlicher Weise kann die bestimmte DSP Struktur durch Mikroprozessoren oder andere Allzweckprozessoren oder durch eine speziell vorgesehene Hardware ersetzt werden. In ähnlicher Weise können viele andere Kommunikationsprotokolle anstelle des PHS verwendet werden. Schließlich ist die Erfindung nicht auf TDMA/FDMA Systeme beschränkt.

ANFÄNGLICHE LEISTUNGSSTEUERUNG

[0057] Ein Aspekt der Erfindung ist ein Leistungssteuerverfahren, das den abgestrahlten RF Leistungspegel in einem Kommunikationssystem durch adaptives Steuern der Senderleistungspegel auf Grundlage von RF Versuchs-Übertragungen einrichtet. Das Kommunikationssystem, welches in der bevorzugten Ausführungsform verwendet wird, ist ein SDMA System, welches für eine Verwendung in einem drahtlosen zellularen System mit lokaler Schleife (Wireless Local Loop, WLL) vorgesehen ist. Ein oder mehrere Basisstationen werden verwendet, wobei jede Basisstation (BS), die auch als eine Zellenstation (CS) bezeichnet wird, mit ein oder mehreren Teilnehmereinheiten (SUs) kommuniziert/kommunizieren, wobei ein SU auch als ein entferntes Terminal oder als eine persönliche Station (SU) bezeichnet wird. Jede BS umfasst ein Mehrfachelement-Antennenarray, um eine räumliche Verarbeitung bereitzustellen.

[0058] In einem standardmäßigen PHS Protokoll ist die Steuersequenz zum Aufbauen und Einrichten eines eintreffenden Anrufs an eine SU von der BS in Tabelle 1 gezeigt.

TABELLE 1: PHS Anrufeinrichtungs-Protokoll

1. die BS, die eine Verbindung mit einer bestimmten SU wünscht, sendet ein Ausrufungssignal (Paging-Signal) an die gewählte SU auf einem Steuerkanal des gewählten PS, der als der Paging-Kanal (PCH) bezeichnet wird;
2. die gewählte SU Antwort darauf, indem sie eine Verbindungskanal-Einrichtungsaufforderung (Link Channel Establishment Request) an die BS auf einem Steuerkanal sendet, der als der Signalisierungssteuerkanal (Signaling Control Channel, SCCH) bezeichnet wird;
3. die BS antwortet auf die Verbindungskanal-Einrichtungsaufforderung von der SU durch Wählen eines Verkehrskanals (Traffic Channel, TCH) und Senden einer Information über den gewählten TCH an die SU auf dem SCCH, wobei der TCH in diesem Fall als der Verbindungskanal (Link Channel, LCH) bezeichnet wird;
4. die gewählte SU schaltet auf den zugewiesenen LCH um und überträgt eine Sequenz von Synchronisations-(SYNCH)-Burstsignalen, gefolgt von einer Sequenz von Ruhe-Verkehrsbursts; und
5. auf eine erfolgreiche Erfassung eines Synchronisationssignals (SYNCH Burst) von der SU hin antwortet die BS durch Senden einer Sequenz von SYNCH Bursts auf dem LCH, gefolgt von einer Sequenz von Ruhe-Verkehrsbursts, und macht dann weiter, um eine Verbindung mit dem ankommenden Anruf zu der BS einzurichten, bzw. herzustellen, wobei irgendeine zusätzliche Signalisierung aktiviert wird, die unter Umständen benötigt wird (z.B. eine Verschlüsselung und Benutzerauthentifizierung).

[0059] Der PCH ist ein Einweg-Abwärtsstrecken-Punkt-zu-Multipunkt-Kanal (One-Way Downlink Point-To-Multipoint Channel), auf dem die BS eine identische Information an sämtliche SUs in dem Paging-Gebiet (Ausrufungs-Gebiet) überträgt. Der SCCH ist ein bidirektionaler Punkt-zu-Punkt-Kanal (Point-To-Point Channel) der Information, die für eine Anrufverbindung zwischen der BS und einer SU benötigt wird, überträgt. TCH ist ein bidirektionaler Punkt-zu-Punkt-Kanal zum Übertragen von Benutzer-(Teilnehmer)-Information.

[0060] Es ist allgemein wünschenswert und es ist manchmal die Vorgehensweise der Regierung, dass die

minimalen Senderleistungspegel, die für jede Verbindung geeignet sind, verwendet werden, um eine Störung zwischen Stationen, die ein gemeinsames Frequenzband verwenden, zu verringern. Die Verbindungseinrichtungsprozedur der Tabelle 1 umfasst irgendeine Leistungssteuerung nicht, um z. B. die Verwendung der minimalen Senderleistungspegel, die für jede Verbindung geeignet sind, sicherzustellen, und beschäftigt sich nicht mit der Einwirkung einer Störung auf existierende Teilnehmer, die sich von der neuen Verbindung ergeben würde. Eine derartige Leistungssteuerung ist besonders kritisch, wenn ein räumlicher Kanalanruf auf einem herkömmlichen Kanal aufgesetzt wird, der bereits von einem existierenden Benutzer belegt ist.

[0061] Um die Anforderung der minimalen gesendeten Leistung zu erfüllen umfasst eine Ausführungsform des Leistungssteuerverfahrens der vorliegenden Erfindung, dass die SU veranlasst wird einen Satz von Versuch-SU-Senderleistungspegeln im Schritt 4 des Protokolls der Tabelle 1 einzuführen. Der anfängliche Leistungspegel, der von der SU verwendet wird, um einen Synchronisations-(SYNCH)-Burst im Schritt 4 zu senden, wird als ein vorgeschriebener unterer Sicherheitspegel eingestellt, der für einen Empfang mit akzeptabler Qualität durch die BS nicht ausreichend sein würde. Somit zeigt die Abwesenheit einer SYNCH Burst-Antwort (Schritt 5, Tabelle 13) der SU an, dass ein SYNCH Burst an der BS mit einer akzeptablen Qualität nicht empfangen wurde und somit, dass ihr SYNCH Burstübertragungs-Leistungspegel zu gering war. Die SU erhöht dann den Leistungspegel und überträgt einen SYNCH Burst erneut und überträgt so jedesmal, wenn kein SYNCH Burst von der BS empfangen wird, erneut, so wie dies im Schritt 5 erwartet werden würden. Wenn BS schließlich einen SYNCH Burst von der SU bei einer akzeptablen Qualität empfängt, sendet sie einen SYNCH Burst an die SU, sodass dann, wenn ein von der BS übertragener SYNCH Burst schließlich an der SU empfangen wird, gerade der minimale Sendeleistungspegel, der für Kommunikationen ausreicht, von der SU verwendet wird. Durch Standardisieren (a) des anfänglichen SU Senderleistungspegels, der zum Übertragen des SYNCH Burst verwendet wird, und (b) der inkrementalen Erhöhungen für jede SU Neuübertragung, z. B. +3 dB, wird auch der erforderliche SU Senderleistungspegel an der BS aus der Anzahl von +3 dB Leistungsinkrementierungen bestimmt, die in der abgelaufenen Zeit zwischen der Verbindungskanal-Zuweisung (Schritt 3, Tabelle 1) und, wenn der SU übertragene SYNCH Burst bei einer ausreichenden Qualität an der BS empfangen wurde, durchgeführt wurden. Dies kann auch verwendet werden, um den von der BS gesendeten Leistungspegel einzustellen. Das PHS System ist ein Zeitteilungs-Duplex-(TDD)-System, sodass im Wesentlichen eine Reziprozität zwischen Sende- und Empfangsausbreitungspfaden vorhanden ist. Somit kann die BS den SU Senderleistungspegel verwenden, um den minimalen Senderleistungspegel zu bestimmen, der von der BS zum Kommunizieren mit der SU verwendet werden soll (d. h. nachdem irgendwelche Unterschiede in der SU und BS Empfängerempfindlichkeit berücksichtigt werden). Für nicht-TDD Systeme kann der Unterschied in Sende- und Empfangs-Ausbreitungspfaden durch Ausführen von on-air (in der Luft) Messungen und einer Kalibrierung berücksichtigt werden.

[0062] Wenn von einer SU eine Verbindungsaufforderung ausgeht, ist das Verbindungsprotokoll das gleiche wie dasjenige der Tabelle 1, aber ohne den Schritt 1 einer Ausrufung (Paging) von der BS. Somit ist die Modifikation zum Einbau einer Leistungssteuerung, um eine minimale Sendeleistung einzustellen, die gleiche wie voranstehend beschrieben.

[0063] Der Vorteil des voranstehend beschriebenen Verfahrens für eine Leistungssteuerung besteht darin, dass sie auf ein existierendes Kommunikationssystem angewendet werden kann, ohne einen ungünstigen Einfluss auf Kommunikationssystemprotokolle auszuüben, die bereits existieren.

[0064] Zwei Ausführungsformen des Verfahrens beinhalten zwei Vorgehensweisen zum Bestimmen an der BS, ob die Empfangssignalqualität akzeptabel ist. In der ersten Ausführungsform wird ein Maß der Empfangssignalqualität an der BS verwendet, um einen erfolgreichen Empfang des SYNCH Burst zu bestimmen. Die zweite Ausführungsform umfasst eine Erkennung desjenigen Teils eines SYNCH Bursts, der für einen derartigen Burst einzigartig ist. In dem PHS, wie in der bevorzugten Ausführungsform verwendet, ist ein SYNCH Burst 224-Bit lang und umfasst eine Präambel von 62-Bit und eine 32-Bit "einzigartiges Wort" ("Unique Word") Sequenz, die beide vorher angeordnet sind, sowie einen BS Identifikationscode und einen SU Identifikationscode. Somit kann die BS einen erfolgreichen Empfang durch richtiges Erkennen eines SYNCH Bursts bestimmen. Dies kann zusätzlich zu oder anstelle einer Verwendung eines Maßes der Signalqualität durchgeführt werden.

[0065] Tabelle 2 zeigt die Spezifikation eines standardmäßigen SYNCH Bursts mit einer Dauer von 224 Bit, wie in der bevorzugten Ausführungsform für eine aufwärts gerichtete (SU nach BS) oder abwärts gerichtete (BS nach SU) Synchronisation verwendet wird. Jedes der Muster ist in der Reihenfolge gezeigt.

TABELLE 2		
Name	Länge	Beschreibung
R	4 Bits	irgendein 4 Bit Muster
SS	2 Bits	festes Feld 10
PR	62 Bits	eine feste periodische Präambel für sowohl eine Aufwärtsstrecke als auch eine Abwärtsstrecke 0110011001100110...011001
UW	32 Bits	einzigartiges Wort (Unique Word), welches zur Bestimmung einer aufwärts gerichtete Synchronisation 01101011100010011001101011110000 ist und für eine abwärts gerichtete Synchronisation 01010000111011110010100110010011 ist;
CI	4 Bits	festes Feld 1001
CSID	42 Bits	BS Identifikationscode
PSID	28 Bits	SU Identifikationscode
IDL	34 Bits	alle Nullen, Ruhe-Bits 0...00
CRC	16 Bits	zyklische Redundanzcode-Fehlererfassung

[0066] Durchschnittsfachleute in dem technischen Gebiet werden verstehen, dass andere Synchronisationssignale verwendet werden können.

[0067] Fig. 3 ist ein Flussdiagramm, welches eine bevorzugte Ausführungsform des Steuerverfahrens **301** für die anfängliche Leistung zum adaptiven Bestimmen des geeigneten Leistungspegels für akzeptable Kommunikationen zusammenfasst. Das Verfahren des Flussdiagramms der Fig. 3 ist dafür ausgelegt, um mit dem Verbindungsprotokoll für PHS kompatibel zu sein, und benötigt keinerlei Modifikation für den PHS Standard, außer einfache Hinzufügungen, die eine Abwärtskompatibilität bereitstellen.

[0068] Bezug nehmend auf Fig. 3 wird das Verfahren des Flussdiagramms **301** für eine adaptive Leistungssteuerung in zwei Versionen dargeboten, in Abhängigkeit davon, ob die BS eine Verbindungsaufforderung hervorbringt oder nicht. Die ist mit der Entscheidung **303** gezeigt, die überprüft, ob die BS der Ursprung ist. Wenn dem so ist startet das Verfahren mit dem Schritt **305**, in dem die BS die gewählte SU auf dem PCH ausruft (Paging) und dann zum Schritt **307** geht. Wenn die BS nicht der Ursprung ist, dann startet das Verfahren an dem Schritt **307**. In dem Rest der Beschreibung des Flussdiagramms **301** sei darauf hingewiesen, dass "gewählte SU" die SU bedeutet, die von der BS für den Fall ausgerufen wird, dass die BS die Korrektur initiiert, und die initiiierende SU für den Fall bedeutet, dass eine SU die Korrektur initiiert. Im Schritt **307** sendet die gewählte SU eine Nachricht mit einer Verbindungskanal-Einrichtungsaufforderung (Link Channel Establishment Request; LCR) an die BS auf dem SCCH im Ansprechen auf die Ausrufung (oder, wenn die SU der Ursprung ist, sendet die einleitende SU eine LCR Nachricht an die BS auf dem SCCH). Die BS wählt den besten Kandidaten-Verbindungskanal (LCH) aus dem Satz von Verkehrskanälen, die verfügbar sind, und sendet die Auswahl an die SU auf dem SCCH als einen vorläufig zugewiesenen LCH in dem Schritt **309**. An dieser Stelle sendet die gewählte SU im Schritt **321** einen SYNCH Burst auf dem vorläufig zugewiesenen LCH bei einem vorgeschriebenen niedrigen Leistungspegel, der ungefähr an dem niedrigsten möglichen Leistungspegel ist, bei dem ein Empfang mit einer akzeptablen Qualität durch die BS erwartet werden könnte. Im Schritt **323** überprüft die gewählte SU, ob ein SYNCH Burst von der BS zurückgegeben worden ist, der anzeigt, dass der letzte von der SU gesendete SYNCH Burst an der BS empfangen wurde und die BS einen SYNCH Burst als Antwort gesendet hat, wobei dies wiederum anzeigt, dass die SU mit einer ausreichenden Leistung gesendet hat, um einen Empfang mit akzeptabler Qualität an der BS einzurichten. Wenn in dem Schritt **323** ein von BS gesendeter SYNCH Burst nicht empfangen wurde, inkrementiert die SU den Senderleistungspegel um einen vorgeschriebenen Betrag (typischerweise +3 dB) im Schritt **325** und kehrt zum Schritt **321** zurück, um wiederum einen SYNCH Burst zu übertragen. Die 3 dB Leistungsinkremente stellen sicher, dass der in dem Schritt **325** eingerichtete Leistungspegel innerhalb von 3 dB der minimalen Leistung, die für einen Qualitätsempfang benötigt wird, sein wird. Feinere Inkremente würden ermöglichen, dass der eingerichtete Leistungspegel so nahe wie gewünscht an dem minimalen Leistungspegel ist (z. B. +1 dB Inkremente würden sicherstellen, dass der eingerichtete Leistungspegel innerhalb von 26% des Minimums ist). Zwischenzeitlich, an der BS, im Schritt **311**, hört die BS den vorläufigen LCH nach der Übertragung des von SU stammenden SYNCH Burst ab und berechnet im Schritt **313** die Empfangssignalqualität als ein Signal-zu-Störungs-plus-Rausch-Verhältnis (Signal-To-Interference-Plus-Noise-Ratio; SINR). Anstelle des SINR kann geprüft werden, ob der Burst richtig ist,

da sämtliche Bits des SYNCH Bursts a priori (vorher) bekannt sind. Im Testschritt **315** bestimmt die BS, ob der SYNCH Burst mit einer akzeptablen Qualität empfangen wird. Wenn nicht, wartet die BS auf den nächsten SYNCH Burst von der SU. Nach Empfangen eines SYNCH Bursts mit einem akzeptablen SINR, wie mit dem Testschritt **315** bestimmt, berechnet die BS (im Schritt **317**) den BS Sendeleistungspegel, wobei die Bestimmung auf der Zeit basiert, die zwischen der BS LCH Zuweisung im Schritt **309** und dem Empfang eines SYNCH Bursts mit akzeptabler Qualität im Schritt **315** abläuft. Weil die wiederholten Übertragungen des SU SYNCH Bursts bei vorgeschriebenen Intervallen, 5 ms in der bevorzugten Ausführungsform, auftreten, kann die Leistung, die von dem SU Sender für den empfangenen SYNCH Burst verwendet wird, bestimmt werden, und ist für die +3 dB Inkremente der bevorzugten Ausführungsform $2^{M-1}P_0$, wobei M die Anzahl von Leistungsincrementen ist und P_0 die vorgeschriebene anfängliche SU Senderleistung in einem linearen Maßstab (z. B. Watt) ist. Im Schritt **319** überträgt die BS einen SYNCH Burst unter Verwendung eines Leistungspegels auf Grundlage der Berechnungen des Schritts **317**. Im Schritt **323** erkennt die gewählte SU, auf einen Empfang des BS SYNCH Bursts hin, dass der letzte Leistungspegel, der verwendet wurde, zum Herstellen einer Verbindung angemessen ist und der Prozess endet.

[0069] Weil der PHS SYNCH Burst eine lange Bitkette ist, kann der erfolgreiche Empfang des SYNCH Burst als eine optionale Anzeige darüber verwendet werden, dass die Empfangssignalqualität akzeptabel ist und, dass der von der SU verwendete Senderleistungspegel zum Senden des empfangenen SYNCH Burst angemessen ist. Wenn diese Option gewählt wird, kann die Berechnung des empfangenen aufwärts gerichteten (uplink) SINR im Schritt **313** der **Fig. 3** weggelassen werden und der Test im Schritt **315** wird bejahend beantwortet, wenn das SYNCH Burst-Bitmuster richtig empfangen wird.

[0070] Es sollte erkannt werden, dass für den Zweck der Klarheit bei der Beschreibung des in **Fig. 3** gezeigten Verfahrens spezifische Charakteristiken des PHS Systems verwendet worden sind. Jedoch ist das beschriebene Verfahren, wie voranstehend angegeben, auf andere zellulare Systeme anwendbar und die Anwendbarkeit würde für diejenigen, die in dem technischen Gebiet arbeiten, offensichtlich sein. Z. B. kann das Verfahren auf zellulare Systeme, die das Global System For Mobile Communications (GSM) verwenden, angewendet werden. GSM ist überall in der Welt sehr populär und existiert auch als eine Hochfrequenz-Version, die als DCS-1800 und in den USA als der PCS-1900 Standard für Personalkommunikationssysteme (Personal Communication System, PCS) bezeichnet wird. Weil die hier beschriebenen Schritte zum Bestimmen eines Senderleistungspegels unabhängig von den Kommunikationsprotokollen sind, kann das gesamte Verfahren auf das zellulare GSM System im Wesentlichen ohne eine Modifikation angewendet werden.

FORTWÄHRENDE LEISTUNGSSTEUERUNG

[0071] Die voranstehende Beschreibung von Leistungssterverfahren ist hauptsächlich auf das Einrichten von Senderleistungspegeln gerichtet worden, wenn eine neue Verbindung initiiert wird. Ein anderer Aspekt der vorliegenden Erfindung ist ein Verfahren zum Fortsetzen dieser Steuerung der anfänglichen Leistung durch Steuern der Senderleistung auf einer fortwährenden Basis, um die dynamische Art des Kommunikationssystems zu berücksichtigen, und sie sind auf SDMA Systeme anwendbar. Es wird erkannt werden, dass sich ein Kommunikationssystem dynamisch wegen der Herstellung von neuen Verbindungen, dem Fallenlassen oder der Abgabe (Hand-off) von existierenden Verbindungen und einer Änderung von RF (HF) Ausbreitungsbedingungen ändert. Dies erzeugt eine sich zeitlich verändernde Umgebung, in der Intrazellen-(innerhalb einer Zelle) und Interzellen-(zwischen Zellen)Verbindungen in Wechselwirkung stehen. Die Herstellung von neuen Verbindungen kann nichtakzeptable Störungspegel auf existierenden Verbindungen verursachen, während eine Löschung von existierenden Verbindung eine Störung reduzieren kann, sodass Leistungspegel, die in Verwendung bleiben, höher als zum Aufrechterhalten einer akzeptablen Kommunikationsqualität sein können.

[0072] Die Absicht einer fortwährenden Leistungssteuerung besteht darin, die Anzahl von Benutzer zu maximieren, während für sämtliche Benutzer Kommunikationen aufrechterhalten werden (wie durch irgendeine akzeptable Signalqualität definiert; z. B. durch irgendeinen Ziel-SINR-Wert). Für eine fortwährende Leistungssteuerung besteht der Wunsch die gesamte Sendeleistung (oder mehr allgemein eine gewichtete Summe von Sendeleistungen) zu minimieren, während eine akzeptable Signalqualität, z. B. $\text{SINR} \geq \text{SINR}_{\text{target}}$ (target = Ziel bzw. Soll), für sämtliche vor sich gehende Anrufe aufrechterhalten wird. Typischerweise ist eine Bitfehlerrate (BER) in der Größenordnung von 10^{-3} für Sprachsignale, die bei 32 kbps unter Verwendung von ADPCM kodiert sind, entsprechend zu einem SINR in der Größenordnung von 10 oder 11 dB, angemessen. Um in der Praxis einen Sicherheitsspielraum gegenüber einem Schwund bereitzustellen, kann der Wert

$\text{SINR}_{\text{target}} \approx 15 \text{ dB}$
verwendet werden.

[0073] Für Kommunikationssysteme, die räumliche Verarbeitungstechniken (SDMA Techniken) einschließen, einschließlich von echten SDMA Techniken, bei denen mehr als eine Kommunikationsstrecke über dem gleichen herkömmlichen Kanal möglich ist, kann das Problem einer vollständigen vor sich gehenden Leistungssteuerung dann so angegeben werden, dass es die Auswahl der Empfangsgewichtungen der aufwärts gerichteten Sendeleistung (für eine Steuerung der aufwärts gerichteten Verbindung (uplink)) und der Sendegewichtungen und der Sendeleistung (für eine Steuerung der Abwärtsverbindung (downlink)), z. B. der Sendeleistung für die Abwärtsverbindung (downlink), angezeigt durch die relative Größe des Sendegewichtungsvektors, ist.

[0074] Das Ziel besteht darin die Kapazität (Anzahl von Benutzern mit einem SINR mit wenigsten irgendeinem $\text{SINR}_{\text{target}}$) zu maximieren. Es sei darauf hingewiesen, dass man dieses Problem im Allgemeinen mit einem anderen $\text{SINR}_{\text{target}}$ für jeden räumlichen Kanal/Benutzer angeben kann.

[0075] Die Aufgaben einer Bestimmung der räumlichen Gewichtung und einer Leistungssteuerung sind eng verknüpft. Irgendeine Änderung in der RF Leistung auf einem herkömmlichen Kanal unter Verwendung von SDMA wird die Sende- und Empfangsgewichtungen, die entfernten Benutzern unter Verwendung des gleichen herkömmlichen Kanals zugewiesen, beeinflussen und irgendeine Änderung in den Gewichtungen wird die Leistung beeinflussen, die von existierenden Benutzern benötigt wird, um einen angemessenen Kommunikationsqualitätsgrad aufrechtzuerhalten. Die optimale Lösung erfordert die gleichzeitige Lösung des SDMA Multiplexierungsgewichtungs-Zuweisungsproblems und des Leistungszuweisungsproblems. Z. B. würde man auf der Abwärtsverbindung (downlink) den vollständigen Sendegewichtungsvektor, einschließlich der Größen, bestimmen, wobei die Größen die relative Sendeleistung auf dem bestimmten räumlichen Kanal darstellen. Die gleichzeitige Lösung des SDMA Multiplexierungsgewichtungs-Zuweisungsproblems und des Leistungszuweisungsproblems ist günstigstenfalls eine aufwendige Berechnungsaufgabe.

[0076] Ein Aspekt der vorliegenden Erfindung ist, für die Aufwärtsverbindung (uplink), die Trennung des Problems einer gemeinsamen räumlichen Multiplexierung und einer Leistungssteuerung für die Aufwärtsverbindung (uplink) in zwei Teile: einen Empfangsgewichtungs-Bestimmungsteil und einen Leistungseinstellungsteil. Das Verfahren beginnt mit einem Teil, z. B. einer Leistungssteuerung. Eine Leistungssteuerungsstrategie wird verwendet und die Sendeleistungen in Übereinstimmung mit dieser anfänglichen Strategie werden zugewiesen. Eine Zuweisung der räumlichen Empfangsgewichtung wird nun mit diesen zugewiesenen Sendeleistungen ausgeführt. Die sich ergebenden neuen räumlichen Gewichtungen beeinflussen zunächst Störungspegel, sodass die anfängliche Leistungszuweisung nicht mehr geeignet sein kann. Unter Verwendung der neu bestimmten räumlichen Gewichtungen wird wieder die Technik für eine fortwährende Leistungssteuerung angewendet, was zu neuen Leistungszuweisungen führt. Diese neuen Leistungszuweisungen können bedeuten, dass die Empfangs- und Sendegewichtungen nicht mehr optimal sind, sodass die neuen Sendeleistungen als anfängliche Bedingungen für neue Sende- und Empfangsgewichtungen, die bestimmt werden sollen, verwendet werden. Durch Iteration zwischen den Teilen für die Sendeleistungseinstellung und die Bestimmung der räumlichen Verarbeitungsgewichtung werden somit räumliche Gewichtungen und eine Leistungssteuerung gemeinsam bestimmt. Vorzugsweise wird jede neue Leistungssteuerungszuweisung und jede neue Sendegewichtungszuweisung unmittelbar verwendet, nachdem die andere bestimmt ist. Somit ändert sich die Umgebung konstant.

[0077] Für eine Leistungssteuerung auf der Abwärtsverbindung (downlink) kann man sich einen vollständigen Sendegewichtungsvektor als einen Satz von relativen Sendegewichtungen, alle skaliert durch einen bestimmten Skalierungsfaktor, vorstellen, sodass eine Bestimmung eines vollständigen Sendegewichtungsvektors gleichzeitig das Problem, welche relativen Sendegewichtungen zum Senden an einen bestimmten entfernten Benutzer zu verwenden sind, und wie viel Leistung gesendet werden soll, löst, wobei die Leistung durch die auf die relativen Sendegewichtungen angewendete Skalierung, um den vollständigen Gewichtungsvektor zu bilden, gegeben wird. Ein anderer Aspekt der vorliegenden Erfindung ist, für die Abwärtsverbindung (downlink), die Trennung des Bestimmungsproblems für den vollständigen Sendegewichtungsvektor, das eine Leistungssteuerung einschließt, in zwei Teile: einen Bestimmungsteil für einen relativen Sendegewichtungsvektor und einen Leistungseinstellungsteil, der die Skalierung bestimmt, die auf den relativen Sendegewichtungsvektor anzuwenden ist. Das Verfahren startet mit einem Punkt, z. B. einer Leistungssteuerung. Eine Leistungssteuerungsstrategie wird verwendet und die Sendeleistungen in Übereinstimmung mit dieser anfänglichen Strategie werden zugewiesen. Eine relative Sendegewichtungsbestimmung wird nun mit diesen zugewiesenen Sendeleistungen ausgeführt. Der sich ergebende neue relative Sendeleistungsvektor beeinflusst zunächst Störungspegel, sodass die anfängliche Leistungszuweisung nicht mehr geeignet sein kann. Unter Verwendung der neu bestimmten relativen räumlichen Sendegewichtungen, wird wieder die Technik für eine fortwährende Leistungssteuerung angewendet, was zu neuen Leistungszuweisungen führt.

[0078] Eine Leistungssteuerung auf der Aufwärtsverbindung (uplink) wird zunächst mit Hilfe der **Fig. 7(a)** beschrieben, die ein Verfahren **701** für eine fortwährende Leistungssteuerung auf der Aufwärtsverbindung (uplink) zeigt. Zu Anfang wird im Schritt **703** eine gewisse Leistung durch jede SU verwendet. Wie anfängliche SU Leistungszuweisungen in der bevorzugten Ausführungsform aufzubauen sind, ist voranstehend in dem Abschnitt "Anfängliche Leistungssteuerung" beschrieben. Beginnend mit diesen Leistungszuweisungen wird ein Satz von Aufwärtsverbindungs-(d. h. Empfangs-)-Gewichtungsvektoren an der Basisstation bestimmt. In der bevorzugten Ausführungsform werden die Aufwärtsverbindungs-(Empfangs-)-Gewichtungsvektoren im Schritt **704** (gezeigt für einen räumlichen Kanal *i*) durch ein Verfahren bestimmt, welches im Wesentlichen wie in Unserem Demodulationspatent beschrieben ist.

[0079] Es sei darauf hingewiesen, dass in der bevorzugten Ausführungsform diese Aufwärtsverbindungs-Gewichtungen durch die BS verwendet werden, um Abwärtsverbindungs-Gewichtungen zu bestimmen. Es sei auch darauf hingewiesen, dass in der bevorzugten Ausführungsform das System eine Zeitteilungs-Duplexierung (Time Division Duplexing, TDD) verwendet und die Aufwärtsverbindungs- und Abwärtsverbindung-Frequenzen für den gleichen Benutzer identisch sind. Die Aufwärtsverbindungs-Gewichtungen werden verwendet, um in Übereinstimmung mit Verfahren, die im Wesentlichen wie in dem voranstehend erwähnten U.S. Patent 5.592.490 und in Unserem Kalibrierungspatent beschrieben sind, zu bestimmen.

[0080] Die Wahl von Aufwärtsverbindungs-Gewichtungen beeinflusst die Signalqualität (z. B. das SINR) der empfangenen BS (aufwärts gerichteten) Signale, sodass eine neue Leistungssteuerung unter Umständen angewendet werden muss. Eine derartige vor sich gehende Leistungssteuerung wird periodisch an der Basisstation angewendet. In der bevorzugten Ausführungsform wird eine vor sich gehende Leistungssteuerung angewendet, nachdem eine vorher spezifizierte Zeitperiode abgelaufen ist, und diese Zeitperiode ist vorzugsweise zwei Rahmen in dieser Ausführungsform. Somit wird in dem Schritt **705** für einen bestimmten räumlichen Kanal *i* bestimmt, ob es Zeit ist die Leistungssteuerung anzuwenden. Wenn dem nicht so ist wartet die Basisstation bis zur nächsten Periode. Wenn es Zeit ist die Leistungssteuerung anzuwenden, wird, bevor eine derartige Steuerung angewendet wird, im Schritt **708** bestimmt, ob der Anruf auf dem räumlichen Kanal einem anderen Kanal neu zugewiesen werden sollte oder neu zugewiesen worden ist, oder an eine andere Basisstation übergeben werden sollte oder übergeben worden ist. Wenn ja wird die Leistungssteuerung für diesen Anruf auf diesem räumlichen Kanal beendet und dies ist mit dem Block gezeigt, der mit "Beenden der iVerbindung" in **Fig. 7(a)** gezeigt ist. Ansonsten bestimmt man im Schritt **709** die Signalqualität (SINR) des empfangenen Signals an der Basisstation. Diese Signalqualität (vorzugsweise SINR) wird in der bevorzugten Ausführungsform unter Verwendung der Verfahren abgeschätzt, die nachstehend in dem Abschnitt "Signalqualitäts-Abschätzung" dieser Beschreibung (z. B. durch Verwendung der Gleichung (20) und der **Fig. 5** und **6**) beschrieben sind. Gestützt darauf werden die neuen Beträge, um die die Aufwärtsverbindungs-Leistungen herauf oder herunter gefahren werden sollen, im Schritt **711** für den räumlichen Kanal *i* bestimmt; siehe nachstehend für eine Beschreibung von einigen Verfahren für den Schritt **711**. Die Leistungssteuerung in Übereinstimmung mit dem Schritt **711** wird ausgeführt, indem eine Befehlssteuerung der entfernten Teilnehmereinheit (des entfernten Senders) auf dem räumlichen Kanal *i* vorgenommen wird. Die SU sendet mit diesen neuen Aufwärtsverbindungs-Leistungen und man kehrt nun zum Schritt **704** zum Bestimmen von neuen Aufwärtsverbindungs-(Empfangs-)-Gewichtungen an der BS zurück. Wenn eine unzureichende Berechnungsleistung verhindert, dass der Schritt **704** in dem gegenwärtigen Burst oder der gegenwärtigen Leistungssteuerperiode ausgeführt wird, kann er bei dem nächsten Burst oder der nächsten Leistungssteuerperiode ausgeführt werden. Dies schließt die Schleife. Es sei erneut darauf hingewiesen, dass die neuen Aufwärtsverbindungs-Signale verwendet werden, um die Abwärtsverbindungs-Gewichtungen zu bestimmen und somit die Abwärtsverbindungs-Kommunikation zu beeinflussen.

[0081] Eine Abwärtsverbindungs-Leistungssteuerung wird nun mit Hilfe der **Fig. 7(b)** beschrieben, die ein Flussdiagramm eines Verfahrens **721** für eine fortwährende Leistungssteuerung der bevorzugten Ausführungsform zeigt. Man beginnt mit einem anfänglichen Satz von relativen Sendegewichtungen. In der bevorzugten Ausführungsform sind diese Sendegewichtungen anfänglich diejenigen, die aus Aufwärtsverbindungs-Gewichtungen bestimmt werden, die wiederum von Aufwärtsverbindung-Signalen bestimmt werden, nachdem eine Kommunikation eingerichtet ist. Die Sendegewichtungen werden vorzugsweise normalisiert und sind somit relative Sendegewichtungen. Alternative Ausführungsformen können andere Verfahren zum Bestimmen von Gewichtungen verwenden; z. B. man kann Richtungen von Ankunfts Vorgängen bestimmen und eine Strahlformung ausführen, wie in dem technischen Gebiet bekannt ist (siehe z. B. die voranstehend erwähnten U.S. Patente 5.515.378 und 5.642.353). Die Ergebnisse von allen derartigen Verfahren werden hier als Gewichtung durch einen relativen Sendegewichtungsvektor beschrieben und die Skalierung eines derartigen relativen Sendevektors ist die bevorzugte Vorgehensweise zum Anwenden der Leistungssteuerung. Die anfängliche Leistung, die auf der Abwärtsverbindung auf einem bestimmten räumlichen Kanal (*i*) zu einer bestimmten

SU (einem entfernten Empfänger) zu verwenden ist, wird bestimmt und im Schritt **723** unter Verwendung eines anfänglichen Leistungssteuerverfahrens, vorzugsweise des Verfahrens des Stammpatents, angewendet. Somit wird in dem Schritt **723** der relative Sendegewichtungsvektor von diesen anfänglichen relativen Sendegewichtungen für die bestimmte SU auf dem räumlichen Kanal verwendet, um bei dem anfänglichen Sendeleistungspegel zu senden, was dazu führt, dass ein Signal an der bestimmten SU mit einer gewissen Abwärtsverbindungs-Signalqualität (z. B. SINR) empfangen wird. Abschätzungen von diesen Abwärtsverbindungs-SINRs werden an den SUs, vorzugsweise unter Verwendung des nachstehend beschriebenen Verfahrens bestimmt und periodisch an die BS gesendet. In der bevorzugten Ausführungsform führt jede SU die Abschätzung aus und sendet ihre Signalqualitätsabschätzung an die Basisstation bei jedem Rahmen. Andere Ausführungsformen können dies unter Umständen als unterschiedliche Intervalle durchführen. Das Verfahren für eine fortwährende Leistungssteuerung auf der Abwärtsverbindung (downlink) wird, im Gegensatz zu dem Verfahren für die Aufwärtsverbindung (uplink), periodisch an der Basisstation angewendet. In der bevorzugten Ausführungsform ist diese Periode jede zwei Rahmen und andere Ausführungsformen können andere Aktualisierungsperioden verwenden. Somit wird im Schritt **725** für einen bestimmten räumlichen Kanal i bestimmt, ob es Zeit ist, die Leistungssteuerung anzuwenden, und wenn dem nicht so ist, wartet die Basisstation bis zur nächsten Periode. Wenn es Zeit ist die Leistungssteuerung anzuwenden, wird, bevor eine derartige Steuerung angewendet wird, im Schritt **728** bestimmt, ob der Anruf auf dem räumlichen Kanal i einem anderen Kanal neu zugewiesen werden sollte oder neu zugewiesen worden ist, oder an eine andere Basisstation übergeben werden sollte oder übergeben worden ist. Wenn ja, dann wird die Leistungssteuerung für diesen Anruf auf diesem Kanal beendet, und dies ist in **Fig. 7(b)** mit dem Block gezeigt, der mit "Beenden der iVerbindung" bezeichnet ist. Ansonsten wird die Abwärtsverbindungs-Signalqualitätsabschätzung, die von der bestimmten SU empfangen wird, zur Verwendung durch das Verfahren ermittelt (Schritt **729**) und diese Signalqualitätsabschätzung wird im Schritt **733** für eine Leistungssteuerung auf der Abwärtsverbindung (downlink) verwendet; siehe nachstehend für eine Beschreibung von einigen Verfahren für den Schritt **733**. Die Leistungssteuerung in Übereinstimmung mit dem Schritt **733** wird durch Modifizieren der relativen Sendegewichtungen, um tatsächliche zu verwendende Sendegewichtungen zu bestimmen, ausgeführt, wobei die Modifikation die Größen der relativen Sendegewichtung für irgendeine bestimmte SU modifiziert; d. h. die Norm des Vektors der relativen Sendegewichtungen modifiziert. Die relativen Sendegewichtungen können die gleichen Gewichtungen wie voranstehend verwendet sein, wenn keine Gewichtungsaktualisierung aufgetreten ist, oder können die aktualisierten relativen Gewichtungen sein, wenn aktualisierte Gewichtungen verfügbar sind. Somit zeigt der Schritt **731** in dem Flussdiagramm die Ermittlung von derartigen (neuen) SDMA relativen Sendegewichtungen vor der Anwendung des Schritts **733** für die fortwährende Leistungssteuerung. Wie Durchschnittsfachleuten in dem technischen Gebiet klar sein sollte, kann der Schritt **731** zum Ermitteln von aktualisierten Werten des relativen Sendegewichtungsvektors unter Umständen an anderen Punkten in dem Flussdiagramm auftreten, und der Schritt **733** verwendet vorzugsweise die jüngste Aktualisierung der relativen Sendegewichtungen.

[0082] Während voranstehend eine Steuerung der Aufwärtsverbindung (uplink) und Abwärtsverbindung (downlink) so beschrieben wurden, dass sie getrennt sind, wird in der bevorzugten Ausführungsform, bei der aufwärts gerichtete Signale und/oder Gewichtungen verwendet werden, um Gewichtungen für die Abwärtsverbindung (downlink) zu bestimmen, eine Steuerung für die Aufwärtsverbindung und die Abwärtsverbindung nicht stark aufgeteilt. Bei der Steuerung für die Abwärtsverbindung (downlink) sind die anfänglichen abwärts gerichteten Gewichtungen und Leistungen auf diejenigen gestützt, die bei der Steuerung für die aufwärts gerichtete Leistung und die Gewichtungsbestimmung bestimmt werden.

[0083] Die Details der alternativen Ausführungsformen zum Bestimmen und Anwenden der Leistungssteuerverfahren (Schritte **711** und **733** für die Aufwärtsverbindung bzw. Abwärtsverbindung) werden nun beschrieben. Mehrere Verfahren zum Ausführen eines Leistungszuweisungsschritts, wie die Schritte **711** für die Aufwärtsverbindung und Schritt **733** für die Abwärtsverbindung, sind für herkömmliche zellulare Systeme bekannt, und viele von diesen Verfahren können einfach zur Verwendung bei der Implementierung der vorliegenden Erfindung angepasst werden. Es gibt jedoch Vorteile bei der Verwendung der neuartigen Verfahren, die hier nachstehend für die Leistungszuweisungsschritte **711** und **733** vorgeschlagen werden. Die Erfindung ist jedoch nicht auf nur die Verwendung der nachstehend beschriebenen Verfahren für die Schritte **711** und **733** beschränkt.

DAS GLOBALE PROBLEM

[0084] Das hier gelöste Gesamtproblem, welche Leistung in den Schritten **711** und **733** zuerst anzuwenden ist, wird mathematisch beschrieben. p_i wird als die Sendeleistung für den i -ten Sender (in einer SU für die Aufwärtsverbindung oder in einer BS für die Abwärtsverbindung) in dem Kommunikationssystem definiert. Außer wenn dies anders angegeben ist, sind sämtliche Leistungsgrößen in einem natürlichen Maßstab (z. B. Leis-

tungsmessungen sind Watts, nicht in dB). Die Aufgabe besteht darin (getrennt auf der Aufwärtsverbindung und auf der Abwärtsverbindung) die Leistungen p_i (positiv) für sämtliche i (d. h. sämtliche Sender) zu bestimmen, die für das gesamte System (auf der Aufwärtsverbindung oder auf der Abwärtsverbindung) die Gesamtleistung minimieren. Eine noch allgemeinere Formulierung ist, die Leistungen $p_i (> 0)$ zu bestimmen, die für das gesamte System die gewichtete Summe von sämtlichen Leistungen minimieren, d. h. die objektive Funktion

$$J = \sum_i c_i p_i, \quad (1)$$

wobei die Tiefstellung i den i -ten Sender anzeigt, entweder Aufwärtsverbindung (eine SU) oder Abwärtsverbindung (eine Basisstation), p_i die Sendeleistung für den i -ten Sender ist, und c_i ein positiver Parameter ist, der die relative Gewichtung der Sendeleistung für den i -ten Sender anzeigt. Wenn $c_i = 1$ für sämtliche i ist, ist das Kriterium die Leistungen aufzufinden, die die Gesamtleistung minimieren. Es sei darauf hingewiesen, dass störende Benutzer Interzellen- oder Intrazellen-Benutzer oder beide sein können. Für eine Aufwärtsverbindungs-Bestimmung (im Schritt **711**) gibt es einen Index i für jede Aufwärts-Verbindung in dem globalen System. In ähnlicher Weise gibt es für eine Abwärtsverbindungs-Bestimmung (im Schritt **733**) einen Index i für jede Abwärtsverbindung in dem globalen System. Die allgemeine Formulierung (unterschiedliche c_i Werte zu haben) versetzt einen in die Lage zu spezifizieren, welche Verbindungen wichtiger als andere sind. Z. B. bedeutet eine bestimmtes $c_i = 0$, dass auf diesem räumlichen Kanal kein Versuch zum Minimieren der Sendeleistung durchgeführt wird, sodass die höchste Qualität beibehalten wird.

[0085] Das obige Minimierungsproblem wird durch die Anforderung eingeschränkt eine akzeptable Kommunikationsqualität aufrechtzuerhalten. Das heißt, das vorhergesagte SINR muss wenigstens der Wert des Ziel-SINR für sämtliche Kommunikationsverbindungen sein. Um dies mathematisch auszudrücken wird zunächst die Aufwärtsverbindung betrachtet. G_{ij} wird als der Pfadverlust (und/oder Verstärkung) für den Pfad von dem Sender j zu dem Empfänger i definiert. Auf der Aufwärtsverbindung ist der Sender eine SU und der Empfänger ist eine BS, während auf der Abwärtsverbindung der Sender die BS ist und der Empfänger die SU ist. G_{ij} umfasst den RF Pfadverlust, der zwischen dem Sender j und dem Empfänger i wahrgenommen wird, den Abweisungs- oder Verstärkungsfaktor der räumlichen Verarbeitung, und jegliche andere Dämpfung oder einen Verstärkungsfaktor entlang des Pfads von dem Sender j zu dem Empfänger i . Es wird ferner σ_i^2 als der effektive Hintergrundrauschpegel definiert, der von der i -ten Teilnehmereinheit (auf der Abwärtsverbindung) oder BS (auf der Aufwärtsverbindung) (nach einem Empfang und irgendeiner räumlichen Verarbeitung) wahrgenommen wird, und SINR_i wird als das SINR-Ziel für den Empfänger i definiert.

[0086] Das Ziel besteht dann darin auf der Aufwärtsverbindung für den SU Leistungs-Steuerschritt **711** und auf der Abwärtsverbindung für den BS Leistungs-Steuerschritt **733** die Leistungen p_i ($p_i > 0$) zu bestimmen, die für das gesamte System die objektive Funktion der Gleichung (1) minimieren, während sichergestellt wird, dass

$$\frac{G_{ii} p_i}{\sum_{j \neq i} G_{ij} p_j + \sigma_i^2} \geq \text{SINR}_{\text{target}_i} \quad (2)$$

ist. Das Optimierungsproblem der Gleichungen (1) und (2) für nicht-negative Sendeleistungen kann als lineare Programmierungs-Optimierungsprobleme in nicht-negativen Variablen (den Sendeleistungen) angesehen werden. Viele Verfahren sind zum Lösen von derartigen linearen Programmierungsproblemen bekannt. Ein altbekanntes Verfahren, welches verwendet werden kann, ist das Simplexverfahren, welches z. B. in Murty, K. G., Linear Programming, Wiley und Sons, New York, 1983 beschrieben ist.

VERTEILTE LÖSUNGEN

[0087] Das obige globaloptimale Verfahren erfordert im Allgemeinen Kommunikationen von Leistungssteuereinformation zwischen Basisstationen des Systems. Es gibt praktische Schwierigkeiten mit einer direkten Bestimmung eines globaloptimalen Verfahrens, wenn eine große Anzahl von Interzellen- und Intrazellen-Verbindungen behandelt werden. Z. B. kann die Berechnungszeit relativ zu der Änderungsrate von Verbindungsbedingungen zu lang sein; und es kann nicht möglich oder praktisch sein, die notwendige Leistungssteuereinformation, wie die Pfadverstärkung G_{ij} zwischen jeder Basisstation und jeder entfernten Teilnehmereinheit, in Echtzeit zu sammeln. In einer Ausführungsform kann eine globale Zielrichtung vereinfacht werden, um mit irgendeinem Untersatz des gesamten Systems, z. B. innerhalb einer bestimmten Zelle von Interesse, erfüllt zu sein. Für den Fall, dass der Untersatz eine bestimmte Zelle ist, besteht die Zielrichtung für eine fortwährende Leistungssteuerung der Aufwärtsverbindung darin, die Gesamtleistung, die von sämtlichen Teilnehmereinheiten innerhalb einer Zelle eines Kommunikationssystems gesendet wird, im Wesentlichen zu minimieren, während sichergestellt wird, dass das gewünschte SINR für jede Verbindung zu der BS innerhalb der Zelle erfüllt

wird. In ähnlicher Weise besteht die Zielrichtung für eine fortwährende Leistungssteuerung auf der Abwärtsverbindung darin, die Gesamtleistung, die von der BS an sämtliche ihrer SUs übertragen wird, zu minimieren, während ein Zielgrad von Kommunikationen aufrechterhalten wird. Die sich ergebenden Leistungssteuerverfahren für die Aufwärtsverbindung und Abwärtsverbindung, bei denen die Zielrichtung vereinfacht ist, um innerhalb irgendeines Untersatzes des Kommunikationssystems gefordert zu werden, und bei denen jedem Untersatz erlaubt wird seine eigene Zielrichtung zu erfüllen, wird hier nachstehend als ein verteiltes Verfahren bezeichnet. Die verteilte Leistungssteuerstrategie erfordert nur den Satz von Pfadverstärkungen zwischen der Basisstation und jeder Teilnehmereinheit, die zu der gleichen Zelle gehören. Keine direkte Basisstation-zu-Basisstation (d. h. Interzellen) Kommunikation wird benötigt. Es ist möglich, dass durch Verwendung nur des verteilten Verfahrens sich lokaloptimale Entscheidungen in einem globaloptimalen Systemverhalten ergeben werden.

[0088] Das verteilte Verfahren umfasst das Aufteilen eines globalen Optimierungsproblems in viele kleine lokalisierte Optimierungsprobleme, die gleichzeitig an jeder Basisstation in dem Kommunikationssystem, und für jeden herkömmlichen Kanal auf jeder derartigen Basisstation, gelöst werden.

VERFAHREN 1 FÜR DIE VERTEILTE LEISTUNGSBESTIMMUNG

[0089] Die ersten bevorzugten Ausführungsformen ("Verfahren 1") zum Ausführen der Schritte **711** und **733** unter Verwendung von verteilten Verfahren werden nun beschrieben. Die Prozeduren sowohl für die Aufwärtsverbindung als auch die Abwärtsverbindung bedeuten an jeder Basisstation die angewendete Leistung für jede Teilnehmereinheit (d. h. für jeden räumlichen Kanal) periodisch zu aktualisieren, wobei die Aktualisierung auf irgendeine Funktion der jüngst (typischerweise der gegenwärtigen) angelegten Leistung, dem minimalen akzeptablen Signal-zu-Störungs-plus-Rauschpegel (SINR), und dem jüngsten (typischerweise dem gegenwärtig) beobachteten (d. h. abgeschätzten) SINR für den räumlichen Kanal, der beim Kommunizieren mit der SU verwendet wird, gestützt ist. Diese Signalqualität (SINR) wird in der bevorzugten Ausführungsform unter Verwendung der nachstehend beschriebenen Verfahren (z. B. durch Verwendung der Gleichung (20) und der **Fig. 5** und **6**) abgeschätzt. Die Aktualisierung vorzugsweise bei jeden zwei Rahmen und anderen Aktualisierungsperioden kann verwendet werden, sowie unterschiedliche Aktualisierungsperioden für die Aufwärtsverbindung und Abwärtsverbindung. Um das Leistungsbestimmungsverfahren mathematisch zu beschreiben soll K die jüngste (beispielsweise K-te) Aktualisierung der Leistungssteuerung bezeichnen, die Tiefstellung i soll eine bestimmte Teilnehmereinheit bezeichnen, und die Tiefstellungen D und U sollen die Abwärtsverbindung (d. h. im Schritt **733**) bzw. die Aufwärtsverbindung (d. h. im Schritt **711**) bezeichnen. Außer wenn dies anders angegeben ist, wird angenommen, dass sämtliche Leistungen und Leistungsverhältnisse in natürlichen (d. h. linearen) Einheiten (z. B. Watt) und nicht in logarithmischen Einheiten (z. B. dB) sind. $p_i(K)$ sei die gesendete Leistung für den i-ten Benutzer für die K-te Aktualisierung. Es sei $\text{SINR}_{\text{target}i}$ (target = Ziel) das minimal akzeptable SINR für diesen Benutzer und

$$\overline{\text{SINR}_i(K)}$$

sei das jüngste (und gewöhnlicherweise das gegenwärtig) wahrgenommene SINR für diesen Benutzer, wie von einem SINR Abschätzer bestimmt (eine Abschätzung wird durch den doppelten Überstrich angezeigt). Es sei darauf hingewiesen, dass die obigen SINR und die $p_i(K)$ Größen die D oder U Tiefstellungen aufweisen, die zur Vereinfachung weggelassen sind.

[0090] Die Leistungssteuerung (Schritte **711** auf der Aufwärtsverbindung und Schritt **733** auf der Abwärtsverbindung) wird dann wie folgt von Aktualisierungsperiode zu Aktualisierungsperiode angewendet. Für die nächste (d. h. (K + 1)-te) Aktualisierung wird die Senderleistung des i-ten Benutzers in Übereinstimmung mit der folgenden iterativen Regel aktualisiert. Auf der Aufwärtsverbindung für den Benutzer i ist die zu verwendende aktualisierte Leistung (die (K + 1)-te Aktualisierung) eine Funktion des Ziel-SINR für diesen Benutzer und der vorher angewendeten Leistungen und der vorangehenden Abschätzungen des SINR für diesen Empfänger. Das heißt, für einen Benutzer i gilt:

$$p_i^U(K+1) = f^U \left(\left\{ p_j^U(j) \right\}_{j=1}^K, \left\{ \overline{\text{SINR}_j^U(j)} \right\}_{j=1}^K, \text{SINR}_{\text{target}i}^U \right),$$

wobei f^U irgendeine Funktion ist. In einer Ausführungsform umfasst die Funktion f^U nur die jüngste (d. h. K-te) und die vorletzte (d. h. (K - 1)-te) SINR Abschätzung und nur die jüngste angewendete Leistung. Das heißt, es gilt:

$$p_i^U(K+1) = f^U \left(p_i^U(K), \overline{\overline{\text{SINR}_i^U(K-1)}}, \overline{\overline{\text{SINR}_i^U(K)}}, \text{SINR}_{\text{target}_i}^U \right).$$

[0091] In einer zweiten Ausführungsform gilt:

$$p_i^U(K+1) = f^U \left(p_i^U(K), \overline{\overline{\text{SINR}_i^U(K)}}, \text{SINR}_{\text{target}_i}^U \right).$$

[0092] In ähnlicher Weise gilt auf der Abwärtsverbindung:

$$p_i^D(K+1) = f^D \left(\left\{ p_i^D(J) \right\}_{J=1}^K, \left\{ \overline{\overline{\text{SINR}_i^D(J)}} \right\}_{J=1}^K, \text{SINR}_{\text{target}_i}^D \right).$$

wobei f^D irgendeine andere Funktion ist. In einer Ausführungsform umfasst die Funktion f^U nur die jüngste (K-te) und die vorletzte (d. h. (K - 1)-te) SINR Abschätzung und nur die jüngste angewendete Leistung. Das heißt, es gilt:

$$p_i^D(K+1) = f^D \left(p_i^D(K), \overline{\overline{\text{SINR}_i^D(K-1)}}, \overline{\overline{\text{SINR}_i^D(K)}}, \text{SINR}_{\text{target}_i}^D \right).$$

[0093] In einer zweiten Ausführungsform gilt:

$$p_i^D(K+1) = f^D \left(p_i^D(K), \overline{\overline{\text{SINR}_i^D(K)}}, \text{SINR}_{\text{target}_i}^D \right).$$

[0094] In der bevorzugten Ausführungsform wird für sämtliche Benutzer i auf dem Aufwärtsverbindungs-Schritt 711 und dem Abwärtsverbindungs-Schritt 733 die gleiche Funktion verwendet. Das heißt, es gilt $f^D = f^U$. Insbesondere gilt:

$$p_i^D(K+1) = \left(\frac{\text{SINR}_{\text{target}_i}^D}{\overline{\overline{\text{SINR}_i^D(K)}}} \right)^\mu p_i^D(K) \quad (3a)$$

und

$$p_i^U(K+1) = \left(\frac{\text{SINR}_{\text{target}_i}^U}{\overline{\overline{\text{SINR}_i^U(K)}}} \right)^\mu p_i^U(K), \quad (3b)$$

wobei μ jeweils die gleiche Konstante ist. Die Beschreibung der Gleichungen (3) erlauben unterschiedliche Zielgrade einer Qualität von Kommunikationen für jeden räumlichen Kanal und für die Aufwärtsverbindung und Abwärtsverbindung. In der bevorzugten Ausführungsform sind die Ziel-SINRs die gleichen für sämtliche Benutzer i und sind die gleichen für den Aufwärtsverbindungs-Schritt 711 und Abwärtsverbindungs-Schritt 733.

[0095] Diese Ausführungsform kann nun mit sämtlichen Größen in einem logarithmischen Maßstab (z. B. Leistungen und/oder SINR Messungen und/oder Abschätzungen sind dB) anstelle in einem natürlichen Maßstab beschrieben werden. Die Tiefstellung L wird verwendet, um einen logarithmischen Maßstab zu bezeichnen. Wiederum soll K die jüngste (beispielsweise K-te) Iteration der Leistungssteuerung bezeichnen und $\text{SINR}_{L,\text{target}_i}$ (target = Ziel) soll das minimale akzeptable SINR (logarithmischer Maßstab) für einen bestimmten räumlichen Kanal i sein und

$$\overline{\overline{\text{SINR}_{L,i}(K)}}$$

soll dessen jüngst wahrgenommenes SINR (logarithmischer Maßstab) bezeichnen, die durch einen SINR Abschätzer (zur Einfachheit unabhängig von der SU gezeigt) bestimmt wird. Für einen bestimmten räumlichen Kanal i soll $p_{L,i}(K+1)$ die Sendeleistung (in einem logarithmischen Maßstab) bezeichnen, die für die nächste Aktualisierung (in der bevorzugten Ausführungsform zwei Rahmen später) verwendet werden soll, und $p_{L,i}(K)$ soll die jüngst angewendete Leistung (in einem logarithmischen Maßstab) bezeichnen. Die Leistungssteuerung in Übereinstimmung mit der ersten bevorzugten Ausführungsform besteht darin in der nächsten Iteration

die Leistung (logarithmischer Maßstab), die bei der jüngsten Iteration verwendet wurde, plus ein Inkrement, welches irgendeine Funktion der Differenz zwischen dem Ziel-SINR (logarithmischer Maßstab) und einer Abschätzung des jüngst wahrgenommenen SINR (logarithmischer Maßstab) ist, zu verwenden. Vorzugsweise ist die Funktion eine Proportionalität, sodass die Prozedur darin besteht die angewendete Leistung auf Grundlage der jüngsten (z. B. der gegenwärtigen) angewendeten Leistung und der Differenz zwischen dem minimal akzeptablen SINR und dem abgeschätzten SINR (alle in einem logarithmischen Maßstab) zu aktualisieren. Mathematisch gilt sowohl in dem Aufwärtsverbindungs-Schritt **711** (wobei eine Tiefstellung U nicht gezeigt ist, aber sich von selbst versteht) als auch in dem Abwärtsverbindungs-Schritt **733 711** (wobei eine Tiefstellung D nicht gezeigt ist, aber sich von selbst versteht), für jedes i:

$$P_{L_i}(K+1) = P_{L_i}(K) + \mu(\text{SINR}_{L_{\text{target}_i}} - \text{SINR}_{L_i}(K)), \quad (4)$$

wobei die Leistungen und SINRs in einem logarithmischen Maßstab sind und μ eine Konstante ist, die in der bevorzugten Ausführungsform 0,12 ist. Es sei darauf hingewiesen $\text{SINR}_{L_{\text{target}_i}}$ für Jeden räumlichen Kanal anders sein kann. Wenn man z. B. sowohl Sprach- als auch Datenverkehr hat, für 32 kbps Sprache wie in PHS verwendet (adaptives differenzielles PCM), kann ein $\text{SINR}_{L_{\text{target}}}$ von 15 dB gut genug sein, während für einen Datenkanal das gewünschte BER in der Größenordnung von 10^{-6} bis 10^{-8} sein kann, was einem ungefähren $\text{SINR}_{L_{\text{target}}}$ von 21 dB entsprechen würde. In der bevorzugten Ausführungsform wird der gleiche Wert $\text{SINR}_{L_{\text{target}}}$ für sämtliche räumlichen Kanäle verwendet. Der Leistungssteuerschritt **711**, der die Gleichung (4) mit der Tiefstellung U verwendet, wird für jeden räumlichen Kanal auf der Aufwärtsverbindung ausgeführt und der Leistungssteuerschritt **733** unter Verwendung der Gleichung (4) mit der Tiefstellung D wird für jeden räumlichen Kanal auf der Abwärtsverbindung ausgeführt. Während die Gleichung (4) die Einstellung der Leistung in Übereinstimmung mit einer linearen Funktion der Differenz (in einem logarithmischen Maßstab, z. B. in dB) zwischen dem Ziel- und tatsächlichem abgeschätzten SINR beschrieben hat, sei darauf hingewiesen, dass das Verfahren in den Schritten **711** oder **733** auf eine Einstellung der Sendeleistung (in einem logarithmischen Maßstab) in Übereinstimmung mit irgendeiner (z. B. nicht-linearen) Funktion (beispielsweise der Funktion f_n) der Differenz zwischen dem Ziel-SINR und dem tatsächlich abgeschätzten SINR verallgemeinert werden kann:

$$P_{L_i}(K+1) = P_{L_i}(K) + f_n(\text{SINR}_{L_{\text{target}_i}} - \text{SINR}_{L_i}(K)), \quad (5)$$

wobei die Tiefstellungen U und D von jeder Variablen und f_n zur Vereinfachung weggelassen sind. Wiederum wird die Leistungssteuerung (Schritt **711** auf der Aufwärtsverbindung und Schritt **733** auf der Abwärtsverbindung) unter Verwendung der Gleichung 5 für sämtliche räumlichen Kanäle an jeder der Zellen des Kommunikationssystems ausgeführt. Keine Kommunikation von Basisstation zu Basisstation muss deshalb verwendet werden.

[0096] Es sollte darauf hingewiesen werden, dass keine Notwendigkeit besteht die Verstärkungen der räumlichen Verarbeitung und Pfadverstärkungen zu modellieren und/oder zu messen oder zwischen einer Intrazellen-(innerhalb einer Zelle) gegenüber einer Interzellen-(zwischen Zellen)Störung zu unterscheiden, weil dieses Verfahren keinerlei Kenntnis über die Übertragungsverstärkungen benötigt. Das Verfahren benötigt nur einen zuverlässigen SINR Abschätzer, wie das Trägermodulus-Momentenverfahren, welches nachstehend beschrieben wird (der "Signalqualitätsabschätzungs-" Aspekt der Erfindung).

VERFAHREN 2 FÜR DIE LEISTUNGSBESTIMMUNG

[0097] Die zweite Ausführungsform des verteilten Leistungssteuerproblems (Schritte **711** oder **733**) besteht darin ein Lösung für das lokalisierte Optimierungsproblem für die Aufwärtsverbindung und für die Abwärtsverbindung zu finden. Wenn lokalisiert kann das Optimierungsproblem wie folgt definiert werden. An jeder einzelnen Basisstation seien d räumliche Kanäle in dem herkömmlichen Kanal vorhanden. Wiederum wird ein natürlicher (linearer) Maßstab in der folgenden Beschreibung für sämtliche Leistungen und SINRs verwendet. Die Aufgabe besteht darin die positiven Leistungen p_i aufzufinden, die die gewichtete Summe der Leistungen, d. h. die objektive Funktion

$$J = \sum_{i=1}^d c_i p_i, \quad (6)$$

minimieren, wobei wie zuvor die Tiefstellung i den räumlichen Kanal anzeigt, p_i die Sendeleistung (in linearen Einheiten) für den i-ten räumlichen Kanal ist, und c_i ein positiver Parameter ist, der die relative Gewichtung der Sendeleistung für den i-ten räumlichen Kanal anzeigt. In der bevorzugten Ausführungsform ist $c_i = 1$ für sämtliche i, sodass das Kriterium darin besteht die Gesamtleistung zu minimieren. In alternativen Ausführungsfor-

men können einige räumliche Kanäle wichtiger als andere sein und unterschiedliche Werte von c_i können gewählt werden, um dies zu reflektieren.

[0098] Das obige Minimierungsproblem ist durch die Anforderung beschränkt, eine minimale Qualität der Kommunikation aufrechtzuerhalten. Das heißt, das vorhergesagte SINR, wenn man eine bestimmte räumliche Gewichtung (beispielsweise auf der Abwärtsverbindung w_i^D) in dem räumlichen Kanal (mit i bezeichnet) verwendet, muss wenigstens der Wert des Ziel-SINR für diesen räumlichen Kanal sein, und zwar für sämtliche räumlichen Kanäle. Um dies mathematisch auszudrücken werden für die Implementierung in dem Abwärtsverbindungs-Leistungssteuerschritt **733** die folgenden Größen definiert:

L_i^D ist der Pfadverlust (oder die Verstärkung) für den räumlichen Kanal i und seine zugehörige SU;

w_i^D ist der Abwärtsverbindungs-(d. h. Sende-) Multiplexierungs-Gewichtungsvektor (von Gewichtungen) für einen Benutzer (d. h. einen räumlichen Kanal) i , wobei die Vektoren jeweils eine Euclid'sche Norm 1 jeweils aufweisen. Das heißt, $\|w_i^D\| = 1$ für sämtliche i , wobei für jeden Vektor x mit Komplex-wertigen Elementen x_l , die jeweils Real- und Imaginärteile x_{Rl} und x_{Il} , mit $l = 1, \dots, m$, gilt:

$$\|x\| = \sqrt{\sum_{j=1}^m x_{Rj}^2 + x_{Ij}^2};$$

α_i^D ist die räumliche Signatur des i -ten entfernten Benutzers auf der Abwärtsverbindung auf dieser Basisstation, mit $\|\alpha_i^D\| = 1$ für sämtliche i ist. Siehe die voranstehend erwähnte durch Bezugnahme eingebaute U.S. Patentschrift 5.592.490 für eine formale Definition der räumlichen Signatur; und

I_i^D die Rausch-plus-Interzellen-(d. h. außerhalb-der-Zelle)-Störung auf der Abwärtsverbindung nach einer räumlichen Verarbeitung ist, die von dem Teilnehmer i wahrgenommen wird.

[0099] $|w_i^{D*} \alpha_i^D|^2$ ist dann ein Maß der Strahlformungs-Verstärkung in der Richtung des Benutzers i , und für $i \neq j$ ist $|w_j^{D*} \alpha_i^D|^2$ ein Maß der Verstärkung von einem unerwünschten räumlichen Kanal j in der Richtung des Benutzers i , wobei das $*$ die Komplex-konjugierte Transponierung (die auch als die hermitesche Transponierung bezeichnet wird) anzeigt. Die Randbedingung, dass das vorhergesagte SINR, wenn man einen bestimmten räumlichen Gewichtungsvektor für den räumlichen Kanal i verwendet, wenigstens der Wert des Ziel-SINR für diesen räumlichen Kanal sein muss, kann auf der Abwärtsverbindung folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\frac{L_i^D |w_i^{D*} \alpha_i^D|^2 p_i^D}{\sum_{j \neq i, j=1}^d L_j^D |w_j^{D*} \alpha_i^D|^2 p_j^D + I_i^D} \geq \text{SINR}_{\text{target}, i}^D, \quad (7a)$$

und das Abwärtsverbindungs-Optimierungsproblem (für den Schritt **733**) besteht darin den positiven Satz von $p_i^D > 0$ aufzufinden, sodass J

$$JD = \sum_{i=1}^d c_i^D p_i^D \quad (7b)$$

unter der Randbedingung der Gleichung (7a) minimiert wird, wobei die Größen wie zuvor mit einer Hochstellung D sind, um die Abwärtsverbindung zu bezeichnen.

[0100] In ähnlicher Weise, zur Verwendung für den Aufwärtsverbindungs-Leistungssteuerschritt **711**, unter Verwendung der Hochstellung U zur Bezeichnung einer Aufwärtsverbindung für die gleichen Größen, wie voranstehend mit der Hochstellung D für die Abwärtsverbindung definiert, kann dann die Randbedingung, dass das vorher gesagte SINR, wenn man eine bestimmte räumliche Gewichtung w_i^U für den räumlichen Kanal i verwendet, wenigstens gleich zu dem Wert des Ziel-SINR für diesen räumlichen Kanal sein muss, folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\frac{L_i^U |w_i^{U*} \alpha_i^U|^2 p_i^U}{\sum_{j \neq i, j=1}^d L_j^U |w_j^{U*} \alpha_i^U|^2 p_j^U + I_i^U} \geq \text{SINR}_{\text{target}, i}^U, \quad (8a)$$

und das Aufwärtsverbindungs-Optimierungsproblem besteht darin $p_i^U > 0$ so zu finden, dass

$$J^U = \sum_{i=1}^d c_i^U p_i^U \quad (8b)$$

unter der Randbedingung der Gleichung (8a) minimiert wird.

[0101] Die Sätze von Gewichtungen $\{w_i^D\}$ und $\{w_i^U\}$ und die Sätze von räumlichen Signaturen $\{a_i^D\}$ und $\{a_i^U\}$ von existierenden Verbindungen sind gewöhnlicherweise bekannt oder können durch bekannte Verfahren durch die Basisstation (durch die Basisstationen) bestimmt werden; siehe z. B. das voranstehend erwähnte durch Bezugnahme eingebaute U.S. Patent 5.592.490. Irgendeine Vorgehensweise für eine derartige Bestimmung von diesen Größen wird hier als ein räumlicher Prozessor bezeichnet.

[0102] Die Pfadverstärkungen $\{L_i^D\}$ und $\{L_i^U\}$ können wie folgt bestimmt werden. Zunächst wird die RSSI als $E\{R^2\} \approx R^2$ in Übereinstimmung mit der Gleichung 19b), wie voranstehend in der Beschreibung des "Signalqualitäts-Abschätzungs-" Aspekts der Erfindung beschrieben, abgeschätzt. Der RSSI wird dann nach der räumlichen Empfangs-Demultiplexierung für jeden räumlichen Kanal gemessen. Es sei darauf hingewiesen, dass in der bevorzugten Ausführungsform der RSSI an einem Eingang zu dem Demodulator, einem Entscheidungs-Rückkopplungsdemodulator, verfügbar ist; siehe die voranstehend erwähnte durch Bezugnahme eingebaute U.S. Patentanmeldung 08/729.390. Dies wird wie zuvor verwendet, um die Signalqualität, wie mit SINR ausgedrückt, abzuschätzen. Das heißt:

$$L_i^D = \frac{\text{RSSI}_i^D}{p_i^D \left(1 + \frac{1}{\text{SINR}_i^D} \right)} \quad (9a)$$

$$L_i^U = \frac{\text{RSSI}_i^U}{p_i^U \left(1 + \frac{1}{\text{SINR}_i^U} \right)}, \quad (9b)$$

wobei

$$\overline{\text{SINR}_i^D} \quad \text{bzw.} \quad \overline{\text{SINR}_i^U}$$

das abgeschätzte Signal-zu-Störungs-plus-Rausch-Verhältnis der Abwärtsverbindung und Aufwärtsverbindung sind, die von der i-ten Teilnehmereinheit und ihrer zugehörigen Basisstation wahrgenommen werden, (unter Verwendung der Verfahren, die voranstehend wie in Gleichung (19) und (20) und den **Fig. 5** und **6** beschrieben wurden), und p_i^D und p_i^U die bekannte Sendeleistung der Abwärtsverbindung und Aufwärtsverbindung ist, die von der Basisstation, die zu dem i-ten Teilnehmer gehört, und der Basisstation, die zu dem i-ten Teilnehmer gehört, während jedem der letzten gesendeten Bursts verwendet wird.

[0103] Als eine erste Alternative zur Verwendung der Gleichungen (9a) und (9b) kann der Pfadverlust durch Messen der durchschnittlichen Leistung an den Antennen ermittelt werden, da man die Leistung kennt, die während eines anfänglichen Anrufaufbaus gesendet wird.

[0104] Als eine andere Alternative, in einigen Systemen wie Systemen, die den IS-95 CDMA Standard verwenden, existiert ein Pilotton und wird kontinuierlich bei einem bekannten Leistungspegel auf der Abwärtsverbindung gesendet. Unter Verwendung eines derartigen Pilottons kann in dieser Weise der Pfadverlust bestimmt werden. Somit können mehrere Verfahren verwendet werden, um den Pfadverlust zu bestimmen.

[0105] Während das Verfahren der Erfindung nicht auf derartige Systeme beschränkt ist, sei darauf hingewiesen, dass für TDD Systeme, wie PHS, es vernünftig ist, anzunehmen, dass der Pfadverlust für die Aufwärtsverbindung und Abwärtsverbindung identisch ist.

[0106] Das Störungs-plus-Rauschen (i_i^D und i_i^U) der Abwärtsverbindung und Aufwärtsverbindung zwischen Zellen (Intercell) wird wie folgt abgeschätzt. K bezeichnet den Zeit-Aktualisierungsindex und K – 1 stellt die vorangehende Zeitperiode dar. Dann gilt für die gegenwärtige (K-te) Aktualisierung:

$$I_i^D(K) = \text{RSSI}_i^D(K) - L_i^D(K) \sum_{j=1}^d \left| w_j^{D*}(K) a_i^D(K) \right|^2 p_j^D(K-1) \quad (10a)$$

$$I_i^U(K) = \text{RSSI}_i^U(K) - \sum_{j=1}^d \left| w_i^{U*}(K) a_j^U(K) \right|^2 p_j^U(K-1) L_j^U(K). \quad (10b)$$

[0107] In einer anderen alternativen Ausführungsform wird die folgende Formel zur Abschätzung des Störungs-plus-Rauschens (I_i^D und I_i^U) der Abwärtsverbindung und Aufwärtsverbindung verwendet. Wiederum wird K in der folgenden Gleichung als ein Index verwendet, um den Wert für die gegenwärtige Berechnung darzustellen:

$$I_i^D(K) = \frac{\text{RSSI}_i^D(K)}{1 + \text{SINR}_i^D(K)} - L_i^D(K) \sum_{j \neq i} \left| w_j^{D*}(K) a_i^D(K) \right|^2 p_j^D(K-1) \quad (11a)$$

$$I_i^U(K) = \frac{\text{RSSI}_i^U(K)}{1 + \text{SINR}_i^U(K)} - \sum_{j \neq i} \left| w_i^{U*}(K) a_j^U(K) \right|^2 p_j^U(K-1) L_j^U(K). \quad (11b)$$

[0108] In einer Ausführungsform zum expliziten Lösen des lokalisierten Leistungssteuerungs-Optimierungsproblems werden die Gleichung (7) (als Teil des Abwärtsverbindungs-Schritts **733**) und die Gleichung (8) (als Teil des Aufwärtsverbindungs-Schritts **711**) jeweils an jeder Basisstation als ein lineares Programmierungsproblem gelöst. Jedes bekannte Verfahren zum Lösen des linearen Programmierungsproblems kann verwendet werden.

[0109] In einer zweiten (der bevorzugten) Ausführungsform zum expliziten Lösen für die lokalisierten Leistungssteuerungen werden die Randbedingungen in den Gleichung (7a) und (8b) modifiziert, um Gleichheits-Randbedingungen zu sein. Das heißt, in der bevorzugten Ausführungsform bestimmt man die Leistungen jeweils in der Abwärtsverbindung und Aufwärtsverbindung durch Lösen jeweils der Gleichung (7a) und (8a) mit Gleichheits-Randbedingungen. Das heißt, in einem herkömmlichen Abwärtsverbindungs-Kanal wird der Satz von Leistungen zur Anwendung für Abwärtsverbindungs-Kommunikationen für die räumlichen Kanäle in irgendeinem herkömmlichen Abwärtsverbindungs-Kanal bestimmt, indem das vorhergesagte Abwärtsverbindungs-SINR in jedem räumlichen Kanal der Abwärtsverbindung des herkömmlichen Abwärtsverbindungs-Kanals so eingestellt wird, dass es gleich zu dem Ziel-SINR für diesen räumlichen Abwärtsverbindungs-Kanal ist. In der bevorzugten Ausführungsform ist das Ziel-SINR das gleiche für sämtliche räumlichen Abwärtsverbindungs-Kanäle des herkömmlichen Aufwärtsverbindungs-Kanals. Ferner werden in einem herkömmlichen Aufwärtsverbindungs-Kanal der Satz von Leistungen zur Anwendung für Aufwärtsverbindungs-Kommunikationen für die räumlichen Kanäle in irgendeinem herkömmlichen Aufwärtsverbindungs-Kanal durch Einstellen des vorhergesagten Aufwärtsverbindungs-SINR in jedem räumlichen Aufwärtsverbindungs-Kanal des herkömmlichen Aufwärtsverbindungs-Kanals, sodass es gleich zu einem Ziel-SINR für diesen räumlichen Aufwärtsverbindungs-Kanal ist, bestimmt. In der bevorzugten Ausführungsform ist das Ziel-SINR das gleiche für sämtliche räumlichen Aufwärtsverbindungs-Kanäle des herkömmlichen Aufwärtsverbindungs-Kanals.

[0110] Unter der Annahme, dass eine Lösung des lokalisierten Leistungssteuerungs-Minimierungsproblems an jeder Basisstation schließlich zu einer globaloptimalen Lösung führt (wenn sich keine Größen, wie Pfadverstärkungen, ändern, es keine neuen Anrufe gibt etc.), ist die Verwendung der Gleichheit physikalisch intuitiv: Um die Gesamtleistung zu minimieren sollte man nur ausreichende Leistung zuordnen, um den gewünschten akzeptablen Grad des Betriebsverhaltens zu erfüllen, und nicht mehr.

[0111] Wenn die Gleichungen (7a) und (8a) modifiziert werden, um Gleichheits-Randbedingungen zu sein, kann jede von diesen Gleichungen in lineare Gleichungen der folgenden Form, transformiert werden, zur Verwendung in dem Abwärtsverbindungs-Schritt **733**:

$$L_i^D \left| w_i^{D*} a_i^D \right|^2 p_i^D - \text{SINR}_{\text{target}_i}^D \sum_{j \neq i, j=1}^d L_i^D \left| w_j^{D*} a_i^D \right|^2 p_j^D = I_i^D \text{SINR}_{\text{target}_i}^D \quad (12a)$$

und zur Verwendung in dem Aufwärtsverbindungs-Schritt **711**:

$$L_i^U \left| w_i^U a_i^U \right|^2 p_i^U - \text{SINR}_{\text{target},i}^U \sum_{j \neq i, j=1}^d L_j^U \left| w_j^U a_j^U \right|^2 p_j^U = I_i^U \text{SINR}_{\text{target},i}^U \quad (12b)$$

[0112] Jede von diesen lässt sich unmittelbar als ein Satz von linearen Gleichungen erkennen, die in einer Matrixform ausgedrückt werden können, wie:

$$A p = b$$

wobei A eine quadratische Matrix der Dimension d (der Anzahl von räumlichen Kanälen) ist, p der Vektor von Leistungen ist (die Hochstellungen U und D sind zur Vereinfachung weggelassen), und b ein Vektor von Ziel-SINRs multipliziert mit den Störungs- und Rausch-(I_i)Größen ist. Sätze von Gleichungen (12a) und (12b) weisen jeweils, wenn in einer Matrixform ausgedrückt eine exakte Lösung in einer Matrixform auf:

$$p = A^{-1}b \quad (13)$$

[0113] Ein Einsetzen der Werte von L_i, w_i, a_i, I_i und SINR_i (wobei wiederum die Hochstellungen U und D zur Vereinfachung weggelassen sind), erzeugt die Werte von p_i exakt.

[0114] Wenn irgendeiner der so ermittelten p_i Werte negativ ist, gibt es keine mögliche Lösung für das optimale Leistungssteuerungsproblem. Mehrere Optionen existieren. In der bevorzugten Ausführungsform wird eine Kanal-Neuzuweisung in Übereinstimmung mit der Kanal-Neuzuweisungsprozedur für das System ausgeführt.

[0115] Die Fig. (8a) und (8b) sind jeweils Flussdiagramme, die diese zweite Ausführungsform für die Schritte 711 bzw. 733 für die fortwährende Leistungssteuerung der Aufwärtsverbindung bzw. Abwärtsverbindung zeigen. Die Fig. (8a) zeigt eine derartige Ausführungsform 801 des Schritts 711 zum Anwenden einer fortwährenden Aufwärtsverbindungs-Leistungssteuerung für einen gegebenen SDMA Kanal i. Im Schritt 803 ermittelt der Prozess von dem räumlichen Prozessor für sämtliche i die Aufwärtsverbindungs-Größen {w_i^U} und {a_i^U}. Dann werden im Schritt 805 für sämtliche i unter Verwendung der Abschätzungen

$$\overline{\text{SINR}}_i^U,$$

die ermittelt werden (Schritt 709), die Sätze von Pfadverstärkungen {L_i^U} unter Verwendung der Gleichung (9b) berechnet und auch die Störungs-plus-Rausch-Größen {I_i^U} werden unter Verwendung der Gleichungen (10b) oder (11b) bestimmt. Im Schritt 807 werden die Aufwärtsverbindungs-Leistungszuweisungen bestimmt, vorzugsweise durch Lösen der Gleichheits-Randbedingungsprobleme (Gleichungen (12b) und (13)). Im Schritt 809 werden die Aufwärtsverbindungs-Leistungspegel in Übereinstimmung mit der Lösung eingestellt, die im Schritt 807 ermittelt wird, indem den SUs befohlen wird derartige Leistungen zu verwenden, und der Prozess endet (zurückkehrend zum Schritt 704). Die Fig. 8(b) zeigt in ähnlicher Weise eine Ausführungsform 821 des Schritts 721 zum Anwenden einer vor sich gehenden Abwärtsverbindungs-Leistungssteuerung für einen gegebenen SDMA Kanal i. In dem Schritt 823 ermittelt der Prozess von dem räumlichen Prozessor für sämtliche i die Abwärtsverbindungs-Größen {w_i^D} und {a_i^D}. Dann werden im Schritt 825 für sämtliche i die Sätze von Pfadverstärkungen {L_i^U} unter Verwendung der Gleichungen (9a) berechnet und ferner werden die Störungs-plus-Rausch-Größen {I_i^U} unter Verwendung der Gleichungen (10a) oder (11a) bestimmt. Im Schritt 827 werden die Abwärtsverbindungs-Leistungszuweisungen bestimmt, vorzugsweise durch Lösen der Gleichheits-Randbedingungsprobleme (Gleichungen (12a) und (13)). Im Schritt 829 werden die Abwärtsverbindungs-Leistungspegel in Übereinstimmung mit der Lösung, die im Schritt 827 erhalten wird, eingestellt und der Prozess endet (zurückkehrend zum Schritt 724).

SIGNALQUALITÄTS-ABSCHÄTZUNG

[0116] Der Schritt 13 des Verfahrens 301 für eine anfängliche Leistungssteuerung umfasste eine Bestimmung der Signalqualität. Sowohl das fortwährende Leistungssterverfahren unter Verwendung der Gleichungen (3) oder (4) als auch das lokalisierte Leistungssterverfahren, welches explizit die Gleichungen (7) und (8) löst, umfassen die Verwendung einer Abschätzung eines Maßes (des SINR) der Signalqualität (siehe die Schritte 709 und 729 jeweils in den Flussdiagrammen 701 und 721). Ein anderer Aspekt der Erfindung ist ein Verfahren zum Implementieren derartiger Schritte. Während irgendwelche Verfahren zum Bestimmen dieser Abschätzung beim Implementieren der Leistungssteueraspekte der Erfindung verwendet werden können, ist ein anderer Aspekt der Erfindung ein RF Trägersignal-Qualitätsabschätzerverfahren und eine Vorrichtung, die auf sämtliche winkelmulierten RF Träger anwendbar ist. Wegen der großen Vielfalt von diesen winkelmulierten

Systemen wird die ausführliche Beschreibung nur für eine von zwei Typen sein, um ein Verständnis der Erfindung zu verbessern. Die zwei winkelmodulierten Signale, die für diesen Zweck gewählt werden, sind ein quaternäres phasenumgetastetes (QPSK) Signal und ein differenzielles quaternäres phasenumgetastetes Signal (DQPSK), die in einer weit verbreiteten Verwendung in dem Kommunikationsgebiet angetroffen werden. Jedes Symbol in diesen Schemata enthält zwei Bits (ein dibit) von Information. Das wichtige Merkmal des phasenmodulierten Signals in Bezug auf den Signalqualitäts-Abschätzungsaspekt der gegenwärtigen Erfindung ist, dass angenommen wird, dass die Größe der Datensymbole bei Abwesenheit von Rauschen oder anderen Formen einer Zerstörung konstant ist. Die Anzahl von diskreten Phasenpegeln (vier in diesen Fällen) ist nicht wichtig. Die Differenz zwischen den zwei Signalen ist, dass in DQPSK ein dibit auf die Phasendifferenz zwischen zwei aufeinander folgenden Symbolen abgebildet wird, während in QPSK ein dibit auf die Phase des Symbols selbst abgebildet wird. Somit ist die Phasenebene eines QPSK Signals die gleiche wie die differenzielle Phasenebene eines QPSK Signals, was die Phasenebene der Differenz in der Phase zwischen zwei aufeinander folgenden Symbolen ist. Ferner in QPSK sind die vier Symbolpunkte, die in der Beschreibung verwendet werden, 0 , $\pi/2$, π , und $3\pi/2$, während in dem bestimmten DQPSK, das in der bevorzugten Ausführungsform verwendet wird, $\pi/4$ DQPSK, die vier verwendeten Symbolpunkte in der differenziellen Phasenebene $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ und $7\pi/4$ (d. h. $\pm\pi/4$ und $\pm3\pi/4$) sind. Das heißt, die obige QPSK Phasenebene wird für den $\pi/4$ DQPSK Fall um $\pi/4$ gedreht. Für Durchschnittsfachleute in dem technischen Gebiet ist aus einer Beschreibung des einen Falls klar, wie der andere Fall zu implementieren ist. Aus der folgenden Beschreibung wird für Durchschnittsfachleute in dem technischen Gebiet auch klar wie die Anwendung der Prinzipien auf andere Formen von Winkelmodulationssystemen angepasst werden soll.

[0117] Die **Fig. 4** ist ein Diagramm **401** der komplexen Phasenebene der vier Zustände eines QPSK Modells, außer dass ein zusätzlicher Rauschvektor ΔS und ein sich ergebender Phasenfehler $\Delta\theta$ hinzugefügt worden sind, um die praktische Situation darzustellen, bei der die Anwesenheit von Rauschen und Störung sowohl Amplituden- als auch Phasenfehler in das beobachtete Datensymbol R hinein einführt. Der Vektor ΔS entspricht der Vektordifferenz zwischen dem nicht zerstörten Symbol S und dem beobachteten Symbol R .

[0118] Die **Fig. 4** ist eine Darstellung der komplexen Phasenebene eines empfangenen Datensymbol-Signals R auf der Phasenebene. Ferner sind auf der Phasenebene **401** vier Entscheidungspunkte **403**, **404**, **405** und **406** an den Phasen 0 , $\pi/2$, π bzw. $3\pi/2$ (die Konstellation von Entscheidungen) gezeigt. Irgendwelche Frequenzversätze, die vorhanden sind, lassen sich als Drehungen der Konstellationspunkte relativ zu dem empfangenen Signal R vorstellen. R kann man sich als ein konstantes Modulus-Signal S vorstellen, auf das ein zusätzlicher Rauschvektor ΔS hinzugefügt worden ist, was zu einem Phasenfehler $\Delta\theta$ führt. ΔS stellt das Rauschen und die Störung dar, die in der Praxis vorhanden ist und sowohl Amplituden- als auch Phasenfehler in das beobachtete Datensymbol R einführt. Das heißt, der Vektor ΔS entspricht der Vektordifferenz zwischen dem nicht verunreinigten Symbol S und dem beobachteten Symbol R . Das SINR kann somit durch Abschätzen des Verhältnisses der quadrierten Größen von S und ΔS abgeschätzt werden. Das heißt, $\text{SINR} = E[S^2]/E[\Delta S^2]$. Die Grundidee des Signalqualitätsabschätzers der bevorzugten Ausführungsform ist, dass SINR des empfangenen Signals vollständig aus Beobachtungen des Radius R über einem Burst von empfangenen Daten abzuschätzen. Dies nutzt die Tatsache aus, dass der Radius R gegenüber Drehungen der Konstellationen invariant ist, sodass die SINR Abschätzung im Wesentlichen gegenüber Frequenzversetzen immun gemacht wird.

[0119] Für den Zweck einer Erläuterung wird der Rausch- und Störungsvektor ΔS als ein Null-gemittelter Gaus'scher Zufallsprozess mit unabhängigen realen (d. h. Gleichphasen-I) und imaginären (d. h. Quadratur-Q) Komponenten modelliert, jede Komponente mit einer Varianz von σ^2 . Dieses Modell wird gewählt, weil es zu einem realistischen und praktischen Verfahren zum Bestimmen des Modulus S und der statistischen Auswertung des zugehörigen Rausch- und Störungsvektors führt. Während diese Modell zum Erläutern des Verfahrens verwendet wird, arbeitet das Verfahren für tatsächliche Signale und Rauschen, für das die Annahme des Null-gemittelten Gaus'schen Zufallsprozesses nicht erfüllt sein kann.

[0120] Eine Ausführungsform eines Verfahrens zum Abschätzen des Signal-zu-Störungs-plus-Rauschens (SINR) für ein empfangenes Signal wird nun beschrieben. Dies ist anwendbar für Leistungssteuerungsanwendungen, einschließlich des Schritts **313** des Leistungssteuerungsverfahrens **301** und in jedem der Schritt in den Ausführungsformen für die fortwährende bzw. fortgesetzt Leistungssteuerung, die eine SINR Abschätzung einschließen. In **Fig. 4** kann der Vektor ΔS als die Summe von zwei orthogonalen Null-gemittelten Gaus'schen Rauschkomponenten dargestellt werden, und zwar eine Rauschkomponente (n_1) in Phase zu dem Trägervektor S und die andere eine Quadratur-Komponente (n_2), wobei sowohl n_1 als auch n_2 jeweils eine Varianz von σ^2 aufweisen, wie in **Fig. 4** gezeigt. Die abzuschätzende Größe, das SINR, ist dann

$$\text{SINR} = E[S^2]/2\sigma^2 \quad (14)$$

[0121] Wenn der Modulus des Signals S über einem Burst im Wesentlichen konstant ist, dann ist die empfangene Signalamplitude R ungefähr Rician-verteilt, mit

$$E[R] = \sqrt{2\sigma^2} f(\text{SINR}) \quad (15)$$

wobei

$$f(\text{SINR}) = e^{-\text{SINR}} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{\Gamma\left(\frac{3}{2} + l\right) \text{SINR}^l}{\Gamma\left(\frac{1}{2} + l\right) l!},$$

und

$$\begin{aligned} E[R^2] &= E[S^2] + 2\sigma^2 \\ &= 2\sigma^2(1 + \text{SINR}). \end{aligned} \quad (16)$$

ist. Wenn die Werte $E[R]$ und $E[R^2]$ gegeben sind, sind die Gleichungen (15) und (16) zwei (nicht-lineare) Gleichungen in zwei unbekannten (σ^2 und SINR). Somit besteht eine Ausführungsform des Verfahrens darin gleichzeitig die Gleichungen (15) und (16) für das SINR zu lösen. Die Werte von $f(\text{SINR})$ können in einer Nachschlagtabelle vorher gespeichert werden. Alternativ kann die Approximation $f(\text{SINR}) \approx 1$ verwendet werden. In der bevorzugten Ausführungsform wird das komplexwertige Basisbandsignal für den Kommunikationskanal vorzugsweise als Gleichphasen- und Quadratur-Komponenten, die jeweils mit I und Q bezeichnet sind, vorgehen. Die Werte von $E\{R^k\}$, $k = 1, 2$, etc. werden durch Bestimmen von $R^2 = (I^2 + Q^2)$ für jeden Abtastwert in einem Burst abgeschätzt. Es sei darauf hingewiesen, dass der Durchschnittswert der $(I^2 + Q^2)$ Werte über einen Satz von Abtastwerten ein Maß des Empfangssignal-Stärkeanzeigers (RSSI), der gewöhnlicherweise im Empfänger verfügbar ist, ist. Wenn die abgetasteten Werte von I und Q mit $I(n)$ bzw. $Q(n)$ bezeichnet werden, wobei jeder sukzessive Abtastwert n idealerweise ein on-baud (mit dem Baud übereinstimmender) Abtastpunkt ist, entspricht der on-baud Abtastpunkt für ein gegebenes impulsförmiges Symbol dem Mittelpunkt in der Zeit des impulsförmigen Symbols. Als Folge der Unzulänglichkeiten in der Timing-Ausrichtung entspricht in der Praxis der on-baud Abtastpunkt dem Zeit-Abtastwert, der zu der Mitte des impulsförmigen Symbols am nächsten liegt. Somit sind sukzessive Abtastwerte in $I(n)$ und $Q(n)$ eine Baud-Periode voneinander getrennt. Es sei darauf hingewiesen, dass diese I und Q Werte für ein einzelnes modulierte Signal eines einzelnen (räumlichen) Kanals sind. In dem System der bevorzugten Ausführungsform sind diese somit die I und Q Werte nach einer räumlichen Verarbeitung und im Wesentlichen auf den Baud-Punkten. In dem Empfänger des Transceivers der **Fig. 1** ist der Ausgang des Abwärtswandlers/Filters **131** die abgetasteten Signale für nur eine Antenne- d. h., vor einer räumlichen Verarbeitung, und wird überabgetastet. Es wird somit angenommen, dass eine Bestimmung von Signalen $I(n)$ und $Q(n)$ nach einer räumlichen Verarbeitung an oder nahe zu den Baud-Punkten ausgeführt worden ist, vorzugsweise in dem entsprechenden RX DSP **209**; siehe Unser Demodulationspatent (die voranstehend erwähnte U.S. Patentanmeldung 08/729.390) für eine Diskussion eines Beispiels einer Verarbeitung mit einer Bestimmung von Signalen $I(n)$ und $Q(n)$ nach einer räumlichen Verarbeitung an oder nahe zu den Baud-Punkten. Mit N sei die Anzahl von Abtastwerten in einem Burst bezeichnet. Die abgetastete Modulus-Information wird extrahiert durch Bilden der Summe der Quadrate der Gleichphasen- und Quadratur-Signale

$$R(n) = \sqrt{I^2(n) + Q^2(n)}, \quad (17a)$$

$$R^2(n) = I^2(n) + Q^2(n), \text{ und} \quad (17b)$$

$$R^4(n) = (I^2(n) + Q^2(n))^2 \quad (17c)$$

[0122] $E[R^k]$ wird dann durch Berechnen des Ensemble-Durchschnitts, bezeichnet mit $\overline{R^k}$ über dem Burst approximiert

$$\overline{R^k} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N R^k(n), \quad (18)$$

was für die Fälle $k = 1, 2$ und 4 ergibt:

$$\bar{R} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sqrt{I^2(n) + Q^2(n)} \quad (19a)$$

$$\overline{R^2} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N I^2(n) + Q^2(n), \text{ und} \quad (19b)$$

$$\overline{R^4} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (I^2(n) + Q^2(n))^2. \quad (19c)$$

[0123] $\overline{R^2}$ kann dann als ein Maß des RSSI verwendet werden.

[0124] In einer Ausführungsform wird eine iterative Lösung verwendet, bei der Werte von $2\sigma^2$ und SINR angenommen werden und in die Gleichung (15) und (16) eingesetzt werden, der berechnete Wert von $E\{R^2\}$ und $E\{R\}$ mit dem abgeschätzten RSSI ($\overline{R^2}$ erhalten aus einer Messung) bzw. \overline{R} verglichen werden, und wenn die Differenzen akzeptabel klein sind, die ersetzten Werte als die Lösungen akzeptiert werden, die zu der SINR Abschätzung führen. Dies ist eine standardmäßige iterative Vorgehensweise zum Lösen von zwei gleichzeitigen nicht-linearen Gleichungen (15) und (16).

[0125] Es sei darauf hingewiesen, dass in der obigen Betrachtung eine Quadratwurzel-Operation ausgeführt werden muss, um $E\{R\}$ aus Messungen abzuschätzen (siehe Gleichung (17a)). Dies ist berechnungsmäßig teuer.

[0126] Ein zweites bevorzugtes Verfahren ist nur auf die Verwendung der nicht-zentralen Momente mit gerader Potenz, $E\{R^2\}$ und $E\{R^4\}$, gestützt, die in Übereinstimmung mit den Gleichungen (17b) und (17c) bestimmt werden. Die nicht-zentralen Momente mit gerader Potenz, $E\{R^2\}$ und $E\{R^4\}$ sind die Messungen der mittleren Leistung und der mittleren quadrierten Leistung. Es sei darauf hingewiesen, dass sobald die momentane Leistung $R^2(n) = I^2(n) + Q^2(n)$ bestimmt ist (zur Verwendung in den Gleichungen (17b)), eine Bestimmung der quadrierten Leistung $R^4(n) = [R^2(n)]^2$ nur eine einzelne zusätzliche Multiplikation pro Abtastwert erfordert und das abgeschätzte Signal-zu-Rauschverhältnis vorzugsweise mit höchstens einer Quadratwurzel-Operation unter Verwendung von

$$\begin{aligned} \text{SINR} &= \frac{\sqrt{2 - \frac{\overline{R^4}}{(\overline{R^2})^2}}}{1 - \sqrt{2 - \frac{\overline{R^4}}{(\overline{R^2})^2}}} \\ &= \frac{A + \sqrt{A}}{1 - A}, \text{ mit } A = 2 - \frac{\overline{R^4}}{(\overline{R^2})^2}. \end{aligned} \quad (20)$$

bestimmt wird.

[0127] Fig. 5(a) ist ein Blockdiagramm einer Realisation einer Basisstations-Vorrichtung (501), die zum Ermitteln der Signalqualitäts-Abschätzungen verwendet wird. Diese Vorrichtung ist eine vereinfachte Version der Basisstations-Vorrichtung der Fig. 1 und 2. Die Vorrichtung 501 umfasst ein Antennenarray 503 zum Empfangen von RF Signalen, einen Satz von RF Empfängern 505 (d. h. Antennenempfangs-Vorrichtungen) zum Umwandeln der Signale an jedem der Elemente in der Antenne 503 in komplexwertiger Basisbandsignale, einen räumlichen Prozessor 507 zum Bestimmen der Basisbandsignale von einem bestimmten entfernten Benutzer, die vorzugsweise als Gleichphasen-(I)Komponente 509 und Quadratur-(Q)Komponente 511 bereitgestellt werden, Signale 509 und 511, die im Wesentlichen an den Baud-Punkten bestimmt werden. Die I bzw. Q Signale 509 und 511 werden an einen Signalqualitäts-Abschätzer 513 zur weiteren Verarbeitung geführt, um die gewünschte Signalqualitäts-Abschätzung zu erzeugen, die als Signalqualitäts-Anzeiger 515 in Fig. 5(a) gezeigt ist. In der Basisstation der bevorzugten Ausführungsform wird jedes Element des Antennenarrays 503 und jeder RF Empfänger 505 in dem in Fig. 1 gezeigten Transceiver-Modul implementiert und erzeugen digitale

vor-räumliche Verarbeitungssignale als die Ausgänge der Abwärtswandler/Filter **131**. Der räumliche Prozessor **507** ist vorzugsweise ein programmierbarer digitaler arithmetischer Prozessor. Wenn er in der Basisstation der bevorzugten Ausführungsform verwendet wird, ist der räumliche Prozessor **507** ein Teil des Modem-Moduls der **Fig. 2**, insbesondere einer der RX DSPs **209**, wobei der bestimmte RX DSP derjenige für den Schlitz ist, der gerade aufgenommen wird. Der Signalqualitäts-Prozessor **513** ist ebenfalls vorzugsweise ein programmierbarer digitaler arithmetischer Prozessor. Wenn er in der Basisstation der bevorzugten Ausführungsform verwendet wird, ist der Signalqualitäts-Prozessor **513** ein Teil des Modem-Moduls der **Fig. 2**, insbesondere einer der RX DSPs **209**, wobei der bestimmte RX DSP derjenige für den Schlitz ist, der gerade aufgenommen wird.

[0128] **Fig. 5(b)** ist ein Blockdiagramm einer Realisation einer Teilnehmereinheit-Vorrichtung (**521**), die zum Ermitteln der Signalqualitätsabschätzungen verwendet wird. Diese Vorrichtung ist eine vereinfachte Version der Teilnehmereinheit-Vorrichtung der **Fig. 9** und **10**. Die Vorrichtung **521** umfasst eine Antenne **523** zum Empfangen von RF Signalen, einen RF Empfänger **525** zum Umwandeln des Signals von der Antenne **523** in ein komplexwertiges Basisband-Signal, vorzugsweise als Gleichphasen-(I)Komponente **529** und Quadratur-(Q)Komponente **531**, Signale **529** und **531**, die im Wesentlichen an den Baud-Punkten bestimmt werden. Die I und Q Signale **529** und **531** werden jeweils an einen Signalqualitäts-Abschätzer **533** zur weiteren Verarbeitung geführt, um die gewünschte Signalqualitäts-Abschätzung zu erzeugen, die als Signalqualitäts-Anzeiger **535** in **Fig. 5(b)** gezeigt ist. In der Teilnehmereinheit der bevorzugten Ausführungsform werden die Antenne **523** und der RF Empfänger **525** in dem in **Fig. 9** gezeigten RF System implementiert und erzeugen I und Q überabgetastete Signale. Der Signalqualitäts-Prozessor **533** ist ebenfalls vorzugsweise ein programmierbarer digitaler arithmetischer Prozessor. Wenn eine Teilnehmereinheit der bevorzugten Ausführungsform verwendet wird, ist der Signalqualitäts-Prozessor **533** ein DSP(RX) **1042**, und seine Funktion umfasst die Bestimmung der Abtastpunkte an den ungefähren Baud-Punkten.

[0129] Für den Fall einer digitalen Verarbeitung werden die Signale **509** und **511** (in einer BS) und die Signale **529** und **531** (nach einer Baud-Punkt-Verarbeitung durch den DSP(RX) **1042** in der SU) an den abgeschätzten Baud-Punkten abgetastet. Diese Signale werden wie zuvor mit $I(n)$ bzw. $Q(n)$ bezeichnet, wobei jeder sukzessive Abtastwert n auf den oder nahe zu den sukzessiven Baud-Punkten ist. Die abgetastete Modulus-Information wird durch Bilden der Summe der Quadrate der Gleichphasen- und Quadratur-Signale, d. h. der momentanen Leistung, extrahiert. Somit wird eine momentane Leistung $R^2(n)$ unter Verwendung der Gleichung (17b) ermittelt und eine momentane quadrierte Leistung $R^4(n)$ wird als $[R^2(n)]^2 = R^2(n) \cdot R^2(n)$ ermittelt.

[0130] Die zweiten und vierten Momente, was die Leistung $\overline{R^2}$ und die mittlere quadrierte Leistung $\overline{R^4}$ jeweils sind, werden durch Bilden der Durchschnittswerte von $R^2(n)$ und $R^4(n)$ über einem sich bewegenden Fenster abgeschätzt. Derartige sich bewegende Durchschnitte (gleitender Mittelwert) können unter Verwendung der Gleichungen (19b) und (19c) für die Fälle $k = 2$ und $k = 4$ bestimmt werden.

[0131] Die Gleichung (20) wird nun verwendet, um die Qualitätsabschätzung zu bestimmen. Wie für Durchschnittsfachleute in dem technischen Gebiet klar sein würde werden in der Praxis nur die Summationen in der Gleichung (19b) (und der Gleichung (19c), wenn sie verwendet wird) gebildet. Der I/N Faktor muss nicht für sämtliche Durchschnittswerte berechnet werden, solange wie die richtige Skalierung bei der Bestimmung der Qualitätsabschätzung unter Verwendung von Gleichung (20) aufrechterhalten wird.

[0132] In einer verbesserten Ausführungsform wird anstelle einer Bestimmung des SINR über einem einzelnen Burst ein zusätzlicher Schritt hinzugefügt, bei dem ein sich bewegender Durchschnittswert von SINRs über mehrere Bursts genommen wird. Z. B. ist der K-te laufende Durchschnitt, der nach K Bursts bestimmt wird, wie

$$\text{SINR}_K = \alpha \text{SINR} + (1 - \alpha) \text{SINR}_{K-1} \quad (21)$$

wobei $0 < \alpha < 1$ gilt, SINR das neue Maß für den gegenwärtigen (K-ten) Burst ist und SINR_K bezeichnet den K-ten laufenden Durchschnitt des SINR. Der Wert von α wird gewählt, um die Rate einer Anpassung des sich bewegenden Durchschnitts auf sich ändernde Bedingungen zu steuern. In der bevorzugten Ausführungsform eines PHS Systems wird ein Wert von 0,8 für α verwendet. Wie Durchschnittsfachleuten in dem technischen Gebiet klar sein würde wird der laufende Durchschnittswert der Gleichung (21) leicht als ein Filter mit einer finiten Impulsantwort (Finite Impulse Response, FIR) implementiert und trägt nicht sehr zu der Berechnungslast bei, da die Datenrate (ein neues SINR bei jedem Burst) gering ist. Der sich bewegende Durchschnitt wird vorzugsweise in dem Signalqualitäts-Prozessor **513** (in einer Basisstation) und dem Prozessor **533** (in einer SU) implementiert.

[0133] Fig. 6 ist ein Flussdiagramm für das Verfahren **601**, das das Verfahren zum Ermitteln einer Signalqualitäts-Abschätzung in winkelmodulierten Kommunikationssystemen zusammenfasst. Im Schritt **603** wird ein winkelmoduliertes Signal empfangen. Der Schritt **605** erzeugt die Gleichphasen-(I) und Quadratur-(Q)Komponenten des empfangenen Signals im Basisband, nach einer räumlichen Verarbeitung für den Fall SDMA, und im Wesentlichen an den Baud-Punkten für den Fall einer digitalen Verarbeitung. Der Schritt **607** extrahiert Abschätzungen von wenigstens zwei getrennten Momenten des Modulus des empfangenen Signals von den I, Q Komponenten, und der Schritt **609** bestimmt Durchschnittswerte der Momente. Der Schritt **611** bestimmt die Signalqualitäts-Abschätzung als die SINR Abschätzung.

[0134] Die hier beschriebenen Verfahren und Vorrichtungen zum Steuern eines Senderleistungspegels waren zur Übersichtlichkeit auf spezifische zellulare Kommunikationssysteme und Implementierungen begrenzt. Für Durchschnittsfachleute in dem technischen Gebiet werden die Anwendung der Erfindung auf andere Kommunikationssysteme, wie Systeme, die andere Luftschnittstellen verwenden, Systeme, die für eine Datenübertragung ausgelegt sind, analoge Systeme, drahtlose lokale Netze (Local Area Networks, LANs), etc. aus der bereitgestellten Beschreibung ersichtlich sein, ohne von dem Umfang der Erfindung abzuweichen, der nur so beschränkt werden sollte, wie in den Ansprüchen aufgeführt, die folgen. Ferner dienen die spezifischen Verfahren und Vorrichtungen, die zum Abschätzen der Qualität eines empfangenen winkelmodulierten RF Trägers beschrieben wurden, lediglich als Beispiel und sollten nicht beschränkt werden, außer wie in den Ansprüchen aufgeführt, die folgen.

Patentansprüche

1. Verfahren einer fortwährenden Leistungssteuerung für eine Leistungssteuerung nach der Einrichtung einer anfänglichen Leistung für aufwärtsgerichtete Kommunikationen zwischen jedem einer Vielzahl von entfernten Sendern und einer Kommunikationsstation (**100**) zum Empfangen eines aufwärtsgerichteten Signals, wobei die Kommunikationsstation (**100**) ein Feld von Antennenelementen (**503**), wobei jedes Antennenelement (**503**) mit einer zugehörigen Empfangsvorrichtung (**505**) gekoppelt ist, und einen Prozessor (**507**) für eine räumliche Verarbeitung des Satzes von Signalen von dem Satz von Empfangsvorrichtungen (**505**) einschließt, wobei die räumliche Verarbeitung das aufwärtsgerichtete Signal unter Verwendung eines Empfangsgewichtungsvektors von Empfangsgewichtungen bildet, wobei das Verfahren, für einen bestimmten entfernten Sender, an einer Kommunikationsstation (**100**) umfasst:

- (a) Empfangen eines aufwärtsgerichteten Signals von dem bestimmten entfernten Sender an den Antennenelementen (**503**) und der zugehörigen Empfangsvorrichtung (**505**) als einen Satz von Empfangssignalen auf einem herkömmlichen Kanal, wobei der bestimmte entfernte Sender eine Leistungszuweisung für den herkömmlichen Kanal verwendet;
- (b) eines bestimmten Empfangsgewichtungsvektors zum Kommunizieren mit dem bestimmten entfernten Sender auf einem räumlichen Kanal des herkömmlichen Kanals;
- (c) räumliches Verarbeiten der empfangenden Signale mit dem bestimmten Empfangsgewichtungsvektor, um ein bestimmtes Empfangssignal zu bilden;
- (d) Abschätzen der Qualität des bestimmten empfangenden Signals;
- (e) Bestimmen einer aktualisierten Leistungszuweisung für den bestimmten entfernten Sender auf Grundlage einer Empfangssignal-Qualitätsabschätzung für das empfangene Signal und einer Minimierung der Gesamtleistung, die von dem entfernten Sendern in den aufwärtsgerichteten Kommunikationen zu vier Kommunikationsstation (**100**) gesendet wird;
- (f) Senden der aktualisierten Leistungszuweisung an den bestimmten entfernten Sender zur Anwendung von dem bestimmten entfernten Sender, um ein neues aufwärtsgerichtetes Signal zu übertragen; und periodisches Wiederholen wenigstens der Schritte (a), (c), (d), (e) und (f).

2. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die Empfangssignal-Qualitätsabschätzung eine Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzung ist.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder Anspruch 2, wobei die Kommunikationsstation (**100**) in einem Kommunikationssystem von einer oder mehreren Zellen enthalten ist, wobei jede Zelle eine bestimmte Kommunikationsstation (**100**) und ihren bestimmten Satz von entsprechenden entfernten Sendern einschließt, und die aktualisierte Energiezuweisung des Schritts (e) unabhängig von jeder Kommunikationsstation (**100**) bestimmt wird, wobei eine derartige unabhängige Bestimmung ohne irgendeine Leistungssteuerinformation ist, die von irgendeiner anderen Zelle des Kommunikationssystems kommuniziert wird.

4. Verfahren nach Anspruch 2, wobei die Leistungszuweisung, die in einer Wiederholung des Schritts (e) für den bestimmten entfernten Sender bestimmt wird, eine Funktion eines Ziel-Signal-zu-Störungs-Rauschver-

hältnisses, der Leistungen, die in den vorangehenden Wiederholungen des Schritts (f) zu dem bestimmten entfernten Sender gesendet werden, und Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzungen von den gegenwärtigen und früheren Wiederholungen des Abschätzungsschritts (d) ist.

5. Verfahren nach Anspruch 4, wobei die Funktion von dem Ziel-Signal-zu-Störungsrauschverhältnis, der Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzung von der jüngsten Anwendung des Schritts (d), und der jüngsten Sendung des Leistungszuweisungs-Sendeschritts (f) ist.

6. Verfahren nach Anspruch 5, wobei dann, wenn sämtliche Leistungen und Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisgrößen in einem logarithmischen Maßstab ausgedrückt werden, die Funktion durch die Differenz zwischen der in der Wiederholung des Schritts (e) bestimmten Leistung und der in dem jüngsten Sendeschritt (f) gesendeten Leistung mit einer Beziehung zu der Differenz zwischen der Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzung von dem jüngsten angewendeten Schritt (d) und dem Ziel-Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnis definiert wird.

7. Verfahren nach Anspruch 5, wobei die Beziehung eine Proportionalität ist.

8. Verfahren nach Anspruch 5, wobei die Ziel-Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisse alle den gleichen Wert für alle aufwärtsgerichteten räumlichen Kanäle des herkömmlichen Kanals aufweisen.

9. Verfahren nach Anspruch 1, wobei der Bestimmungsschritt (e) der Beschränkung ausgesetzt ist, dass ein vorhergesagtes Qualitätsmaß für das aufwärtsgerichtete Signal wenigstens eine Ziel-Qualität des aufwärtsgerichteten Signals ist.

10. Verfahren nach Anspruch 9, wobei die Empfangssignal-Qualitätsabschätzung eine Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzung ist, die vorhergesagte Qualitätsabschätzung für das aufwärtsgerichtete Signal ein vorhergesagtes Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnismaß in Abhängigkeit von der Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzung ist, und die Ziel-Signalqualität ein Ziel-Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnis ist.

11. Verfahren nach Anspruch 10, wobei eine Kommunikationsstation (**100**) in einem Kommunikationssystem von einer oder mehreren Zellen enthalten ist, wobei jede Zelle eine bestimmte Kommunikationsstation (**100**) und ihrem bestimmten Satz von entsprechenden entfernten Sendern einschließt, und die aktualisierte Leistungszuweisung des Schritts (e) unabhängig von jeder getrennten Zelle des Kommunikationssystems bestimmt wird, wobei eine derartige unabhängige Bestimmung ohne irgendeine Leistungssteuerinformation, die von irgendeiner anderen Zelle des Kommunikationssystems kommuniziert wird, ist.

12. Verfahren nach Anspruch 11, wobei das vorhergesagte aufwärtsgerichtete Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnismaß für den räumlichen Kanal ein Ausdruck des bestimmten Empfangsgewichtungsvektors, ein Ausdruck von aufwärtsgerichteten Pfadverlusten für den räumlichen Kanal und für andere aufwärtsgerichtete räumliche Kanäle des herkömmlichen Kanals, der räumlichen Empfangssignatur des bestimmten entfernten Senders, der räumlichen Empfangssignaturen der anderen entfernten Sender auf dem herkömmlichen Kanal, und der Rausch-plus-Zwischenzellen-Störung nach der räumlichen Verarbeitung, die von der Kommunikationsstation (**100**) auf dem räumlichen Kanal wahrgenommen wird, ist, wobei der Pfadverlust für den räumlichen Kanal eine Funktion des abgeschätzten Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnis und der jüngst verwendeten Sendeleistung ist, das Zwischenzellen-Störungs-plus-Rauschen für irgendeinen aufwärtsgerichteten räumlichen Kanal eine Funktion der Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzung für diesen aufwärtsgerichteten räumlichen Kanal, der Empfangsgewichtungsvektoren und der räumlichen Empfangssignaturen für sämtliche entfernten Sender auf den aufwärtsgerichteten räumlichen Kanälen des herkömmlichen Kanals, der Leistungen, die an die entfernten Sender bei der jüngsten Wiederholung des Schritts (f) für die aufwärtsgerichteten räumlichen Kanäle des herkömmlichen Kanals gesendet werden, und des Pfadverlusts für den räumlichen Kanal und für die anderen aufwärtsgerichteten räumlichen Kanäle des herkömmlichen Kanals ist.

13. Verfahren nach Anspruch 11, wobei die Ziel-Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisse alle den gleichen Wert für sämtliche aufwärtsgerichteten räumlichen Kanäle des herkömmlichen Kanals aufweisen.

14. Verfahren nach Anspruch 11, wobei die Beschränkung ist, dass das vorhergesagte Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnismaß gleich zu dem Ziel-Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnis ist.

15. Verfahren nach Anspruch 14, wobei das vorhergesagte aufwärtsgerichtete Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnismaß für den räumlichen Kanal ein Ausdruck des bestimmten Empfangsgewichtungsvektors, der anderen Empfangsgewichtungsvektoren, die für eine Kommunikation auf den anderen aufwärtsgerichteten räumlichen Kanälen des herkömmlichen Kanals verwendet werden, ein Ausdruck der aufwärtsgerichteten Pfadverluste für den räumlichen Kanal und für andere aufwärtsgerichtete räumliche Kanäle des herkömmlichen Kanals, der räumlichen Empfangssignatur des bestimmten entfernten Senders, der räumlichen Empfangssignaturen der anderen entfernten Sender auf dem herkömmlichen Kanal, und der Rausch-plus-Zwischenzellen-Störung nach der räumlichen Verarbeitung, die von der Kommunikationsstation auf dem räumlichen Kanal wahrgenommen wird, ist, wobei der Pfadverlust für den räumlichen Kanal eine Funktion des abgeschätzten Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisses und der jüngst verwendeten Sendeleistung ist, das Zwischenzellen-Störungs-plus-Rauschen für irgendeinen aufwärtsgerichteten räumlichen Kanal eine Funktion der Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzung für diesen aufwärtsgerichteten räumlichen Kanal, des Empfangsgewichtungsvektors und der räumlichen Empfangssignaturen für sämtliche entfernten Sender auf den aufwärtsgerichteten räumlichen Kanälen des herkömmlichen Kanals, der Leistungen, die von den entfernten Sendern bei der jüngsten Wiederholung des Schritts (f) in sämtlichen aufwärtsgerichteten räumlichen Kanälen des herkömmlichen Kanals angewendet werden, und der aufwärtsgerichteten Pfadverluste für den räumlichen Kanal und für die anderen aufwärtsgerichteten räumlichen Kanäle des herkömmlichen Kanals ist.

16. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die aufwärtsgerichteten Kommunikationen mit einem Kommunikationsprotokoll nach dem Codeteilungs-Vielfachzugriff (CDMA) übereinstimmen.

17. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die aufwärtsgerichteten Kommunikationen mit einem Protokoll nach dem Globalsystem für Mobilkommunikationen (GSM) übereinstimmen.

18. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die aufwärtsgerichteten Kommunikationen mit einem Protokoll nach einem Personalkommunikationssystem (PCS) übereinstimmen.

19. Signalverarbeitungssystem zur Verwendung in einer Kommunikationsstation (**100**) zur Kommunikation mit einer Vielzahl von entfernten Sendern und für eine fortwährende Leistungssteuerung nach der Einrichtung einer anfänglichen Leistung für aufwärtsgerichtete Kommunikationen zwischen der Vielzahl von entfernten Sendern und der Kommunikationsstation (**100**) zum Empfangen eines aufwärtsgerichteten Signals von einem bestimmten entfernten Sender, wobei die Kommunikationsstation ein Feld von Antennenelementen (**503**) einschließt, wobei jedes Antennenelement (**503**) mit einer zugehörigen Empfangsvorrichtung (**505**) gekoppelt ist, wobei das Signalverarbeitungssystem umfasst:

eine Empfangseinrichtung zum Empfangen des aufwärtsgerichteten Signals von dem Feld von Antennenelementen (**503**) und zugehörigen Empfangsvorrichtungen (**505**) als einen Satz von Empfangssignalen auf einem herkömmlichen Kanal, unter Verwendung einer Energiezuweisung für den besagten bestimmten entfernten Sender für den herkömmlichen Kanal;
eine Bestimmungseinrichtung zum Bestimmen eines bestimmten Empfangsgewichtungsvektors zum Kommunizieren mit dem bestimmten entfernten Sender auf einem räumlichen Kanal des herkömmlichen Kanals;
eine räumliche Verarbeitungseinrichtung zur räumlichen Verarbeitung eines Satzes von Signalen von dem Satz von Empfangsvorrichtungen (**505**), um ein aufwärtsgerichtetes Signal unter Verwendung des bestimmten Empfangsgewichtungsvektors zu bilden, um ein bestimmtes Empfangssignal zu bilden;
eine Abschätzungseinrichtung zur Abschätzung der Qualität des bestimmten empfangenden Signals; und
eine Leistungsbestimmungseinrichtung zum Bestimmen einer aktualisierten Leistungszuweisung für den bestimmten entfernten Sender auf Grundlage einer Empfangssignal-Qualitätsabschätzung und einer Minimierung der Gesamtleistung, die von den entfernten Sendern in den aufwärtsgerichteten Kommunikationen an die Kommunikationsstation (**100**) zur Aussendung an den bestimmten entfernten Sender für eine Anwendung durch den bestimmten entfernten Sender, um ein neues aufwärtsgerichtetes Signal zu senden, gesendet wird; wobei die Empfangseinrichtung, die räumliche Verarbeitungseinrichtung, die Abschätzungseinrichtung und die Leistungsbestimmungseinrichtung dafür ausgelegt sind, um periodisch und wiederholt zu arbeiten.

20. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 19, wobei die Abschätzungseinrichtung ausgelegt ist, um die Empfangssignal-Qualitätsabschätzung als eine Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzung abzuschätzen.

21. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 19 oder Anspruch 20, wobei die Kommunikationsstation (**100**) in einem Kommunikationssystem von einer oder mehreren Zellen enthalten ist, wobei jede Zelle eine bestimmte Kommunikationsstation (**100**) und ihren bestimmten Satz von entsprechenden entfernten Sendern einschließt, und die Leistungsbestimmungseinrichtung ausgelegt ist, um die aktualisierte Leistungszuweisung

unabhängig von anderen Kommunikationsstationen (**100**) ohne irgendeine Leistungssteuerinformation, die von irgendeiner anderen Zelle des Kommunikationssystems kommuniziert wird, zu bestimmen.

22. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 20, wobei die Leistungsbestimmungseinrichtung ausgelegt ist, um Leistung für den bestimmten entfernten Sender als eine Funktion eines Ziel-Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisses, der Leistungen, die an den bestimmten entfernten Sender in vorangehenden Aussendungen von der Sendeeinrichtung gesendet werden, und Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzungen von den gegenwärtigen und früheren Leistungsbestimmungen durch die Leistungsbestimmungseinrichtung zu bestimmen.

23. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 22, wobei die Leistungsbestimmungseinrichtung ausgelegt ist, um Leistung für den bestimmten entfernten Sender als eine Funktion des Ziel-Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisses, der Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzung von der jüngsten Leistungsbestimmung durch die Leistungsbestimmungseinrichtung, und der jüngsten Anwendung von Leistung, die von dem bestimmten Entfernten angewendet wird, zu bestimmen.

24. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 23, wobei dann, wenn sämtliche Leistungen und Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisgrößen in einem logarithmischen Maßstab ausgedrückt werden, die Leistungsbestimmungseinrichtung ausgelegt ist, um Leistung für den bestimmten entfernten Sender als eine Funktion zu bestimmen, die durch die Differenz zwischen der durch die Leistungsbestimmungseinrichtung bestimmten Leistung und der für eine Anwendung bei der jüngsten Aussendung ausgesendeten Leistung mit einer Beziehung zu der Differenz zwischen der Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzung von der jüngst angewendeten Leistung und dem Ziel-Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnis definiert wird.

25. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 23, wobei die Leistungsbestimmungseinrichtung ausgelegt ist, um Leistung für den bestimmten entfernten Sender unter Verwendung einer Proportionalität als die Beziehung zu bestimmen.

26. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 23, wobei die Leistungsbestimmungseinrichtung ausgelegt ist, um Leistung für den bestimmten entfernten Sender unter Verwendung des gleichen Werts für die Ziel-Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisse für alle aufwärtsgerichteten räumlichen Kanäle des herkömmlichen Kanals zu bestimmen.

27. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 19, wobei die Leistungsbestimmungseinrichtung ausgelegt ist, um Leistung mit der Beschränkung, dass ein vorhergesagtes Qualitätsmaß für ein aufwärtsgerichtetes Signal wenigstens eine Ziel-Qualität für das aufwärtsgerichtete Signal ist, zu bestimmen.

28. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 27, wobei eine Abschätzungseinrichtung ausgelegt ist, um die Empfangssignal-Qualität als eine Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzung, das vorhergesagte Qualitätsmaß für das aufwärtsgerichtete Signal als ein vorhergesagtes Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnis in Abhängigkeit von der Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzung, und die Ziel-Signal-Qualität als ein Ziel-Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnis zu schätzen.

29. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 28, wobei die Kommunikationsstation (**100**) in einem Kommunikationssystem von einer oder mehreren Zellen enthalten ist, wobei jede Zelle eine bestimmte Kommunikationsstation (**100**) und ihren bestimmten Satz von entsprechenden entfernten Sendern einschließt, und die Leistungsbestimmungseinrichtung ausgelegt ist, um Leistung unabhängig in jeder getrennten Zelle des Kommunikationssystems ohne irgendeine Leistungssteuerinformation, die von irgendeiner anderen Zelle des Kommunikationssystems kommuniziert wird, zu bestimmen.

30. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 29, mit einer Einrichtung zum Bestimmen des vorhergesagten aufwärtsgerichteten Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnismaßes für den räumlichen Kanal als ein Ausdruck des bestimmten Empfangsgewichtungsvektors, ein Ausdruck von aufwärtsgerichteten Pfadverlusten für den räumlichen Kanal und für andere aufwärtsgerichtete räumliche Kanäle des herkömmlichen Kanals, der räumlichen Empfangssignatur des bestimmten entfernten Senders, der räumlichen Empfangssignatur der anderen entfernten Sender auf dem herkömmlichen Kanal, und der Rausch-plus-Zwischenzellen-Störung nach einer räumlichen Verarbeitung, die von der Kommunikationsstation (**100**) auf dem räumlichen Kanal wahrgenommen wird; einer Einrichtung zum Bestimmen des Pfadverlusts für den räumlichen Kanal als eine Funktion des abgeschätzten Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisses und der jüngst verwendeten Sendeleistung; und einer Einrichtung zum Bestimmen des Zwischenzellen-Störungs-plus-Rauschens für irgendeinen aufwärtsge-

richteten räumlichen Kanal als eine Funktion der Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzung für diesen aufwärtsgerichteten räumlichen Kanal, der Empfangsgewichtungsvektoren und der räumlichen Empfangssignaturen für sämtliche entfernte Sender auf den aufwärtsgerichteten räumlichen Kanälen des herkömmlichen Kanals, der Leistungen, die von den entfernten Sendern bei der jüngsten Anwendung für sämtliche aufwärtsgerichteten räumlichen Kanäle des herkömmlichen Kanals angewendet werden, und der Pfadverluste für den räumlichen Kanal und für die anderen aufwärtsgerichteten räumlichen Kanäle des herkömmlichen Kanals.

31. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 29, wobei die Leistungsbestimmungseinrichtung ausgelegt ist, um Leistung unter Verwendung von Ziel-Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnissen zu bestimmen, die alle den gleichen Wert für die aufwärtsgerichteten räumlichen Kanäle des herkömmlichen Kanals aufweisen.

32. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 29, wobei die Leistungsbestimmungseinrichtung ausgelegt ist, um Leistung unter Verwendung der Beschränkung, dass das vorhergesagte Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnismaß gleich zu dem Ziel-Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnis ist, zu bestimmen.

33. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 32, mit einer Einrichtung zum Bestimmen des vorhergesagten aufwärtsgerichteten Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnismaßes für den räumlichen Kanal als ein Ausdruck des bestimmten Empfangsgewichtungsvektors, der anderen Empfangsgewichtungsvektoren, die für eine Kommunikation auf den anderen aufwärtsgerichteten räumlichen Kanälen des herkömmlichen Kanals verwendet werden, ein Ausdruck von aufwärtsgerichteten Pfadverlusten für den räumlichen Kanal und für andere aufwärtsgerichtete räumliche Kanäle des herkömmlichen Kanals, der räumlichen Empfangssignatur des bestimmten entfernten Senders, der räumlichen Empfangssignaturen der anderen entfernten Sender auf dem herkömmlichen Kanal, und der Rausch-plus-Zwischenzellen-Störung nach der räumlichen Verarbeitung, die von der Kommunikationsstation auf dem räumlichen Kanal wahrgenommen wird; einer Einrichtung zum Bestimmen des Pfadverlustes für den räumlichen Kanal als eine Funktion des abgeschätzten Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisses und der jüngst verwendeten Sendeleistung; und einer Einrichtung zum Bestimmen des Zwischenzellen-Störungs-plus-Rauschens für irgendeinen aufwärtsgerichteten räumlichen Kanal als eine Funktion der Signal-zu-Störungs-Rauschverhältnisabschätzung für diesen aufwärtsgerichteten räumlichen Kanal, der Empfangsgewichtungsvektoren und der räumlichen Empfangssignaturen für sämtliche entfernten Sender auf den aufwärtsgerichteten räumlichen Kanälen des herkömmlichen Kanals, der Leistungen, die von den entfernten Sendern bei der jüngsten Anwendung für alle aufwärtsgerichteten räumlichen Kanäle des herkömmlichen Kanals angewendet werden, und der aufwärtsgerichteten Pfadverluste für den räumlichen Kanal und für die anderen aufwärtsgerichteten räumlichen Kanäle des herkömmlichen Kanals.

34. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 19, wobei die aufwärtsgerichteten Kommunikationen mit einem Protokoll nach dem Codeteilungs-Vielfachzugriff (CDMA) übereinstimmen.

35. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 19, wobei die aufwärtsgerichteten Kommunikationen mit einem Protokoll nach dem Globalsystem für Mobilkommunikationen (GSM) übereinstimmen.

36. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 35, wobei die aufwärtsgerichteten Kommunikationen mit einem Protokoll nach dem Personalkommunikationssystem (PCS) übereinstimmen.

Es folgen 10 Blatt Zeichnungen

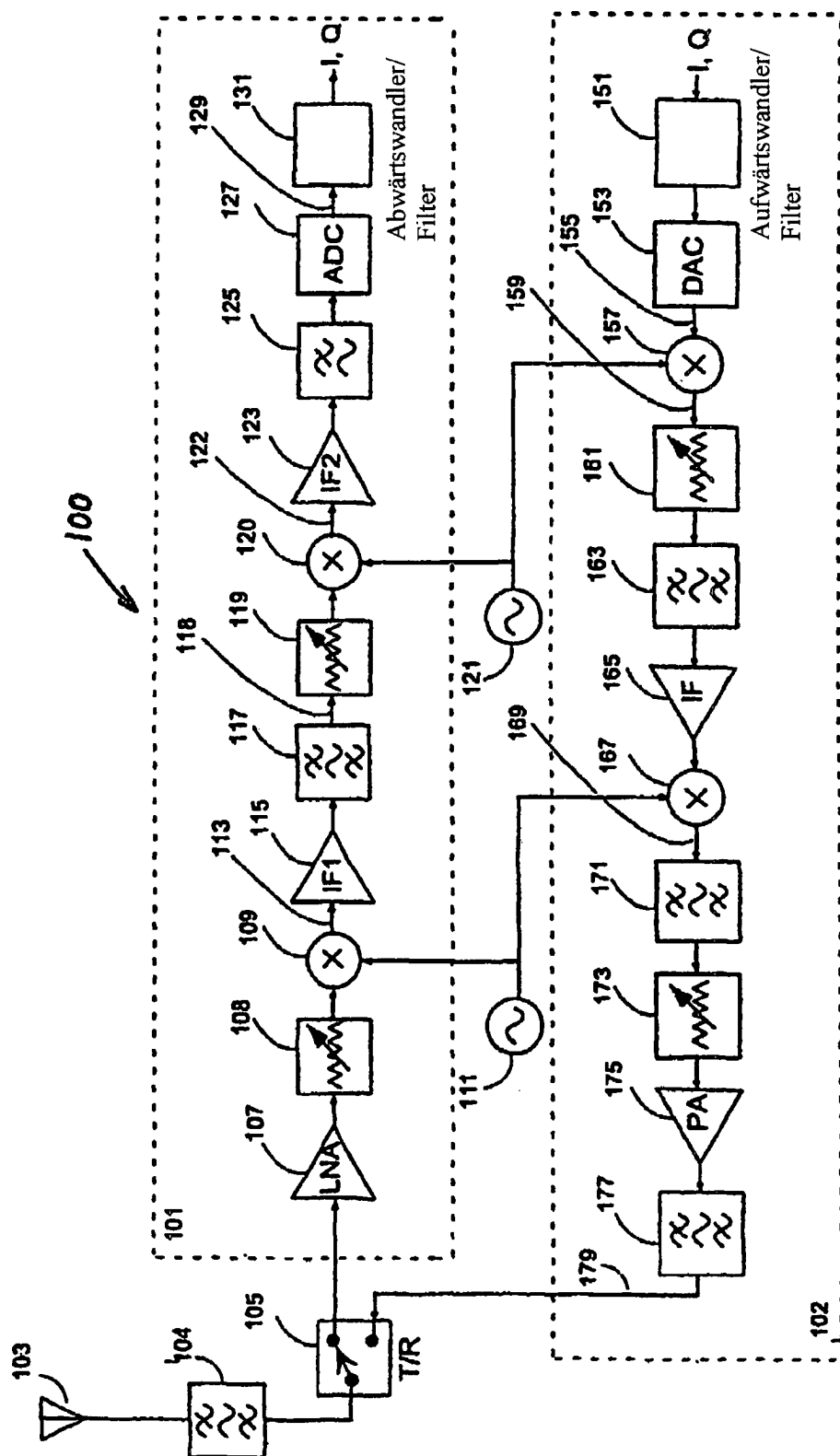


Figure 1

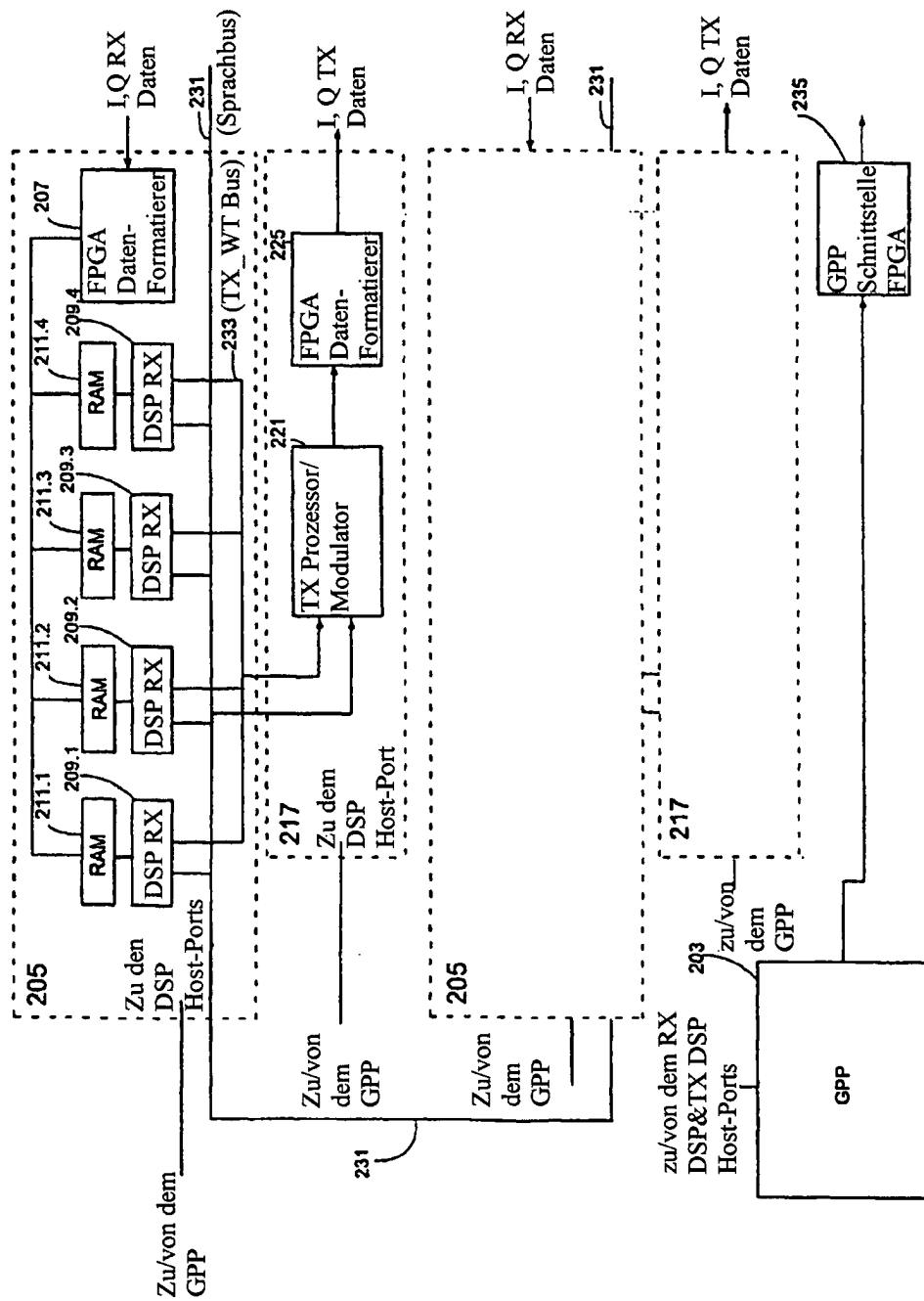


Figure 2

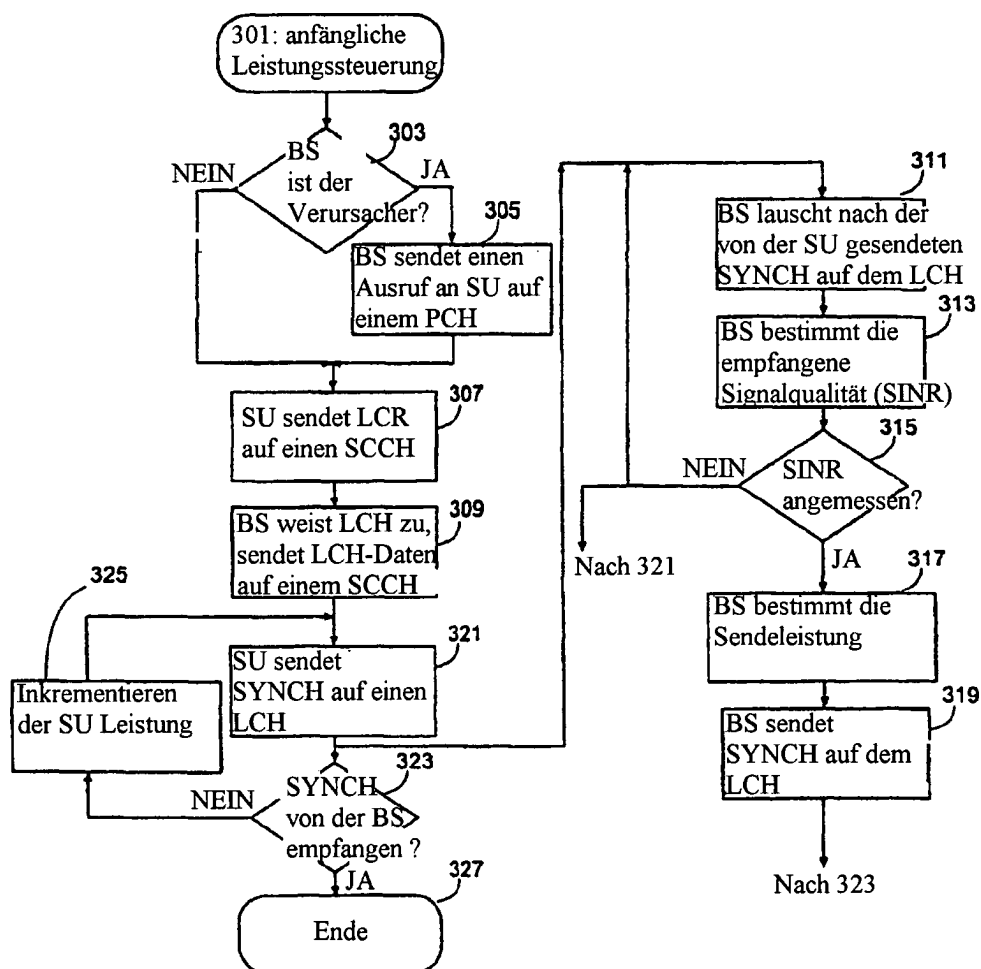


Figure 3

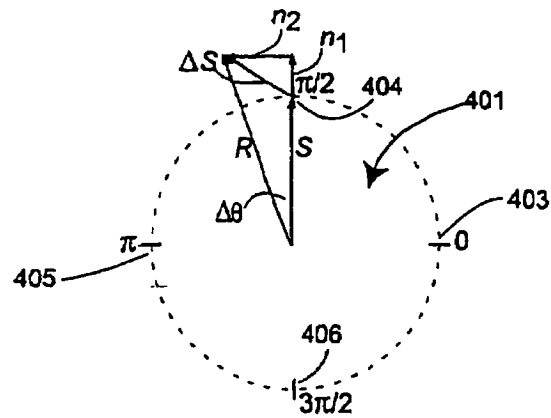


Figure 4

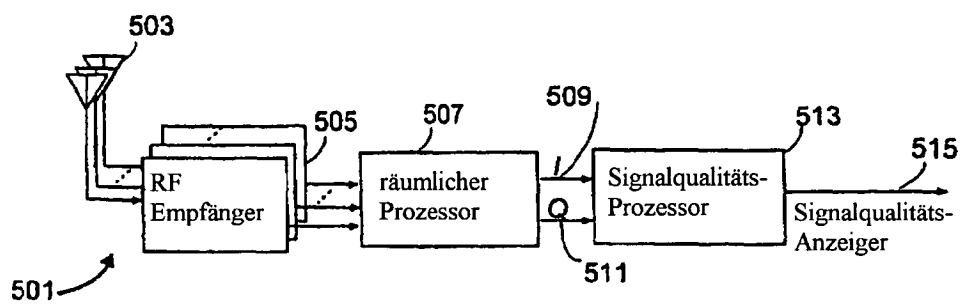


Figure 5(a)

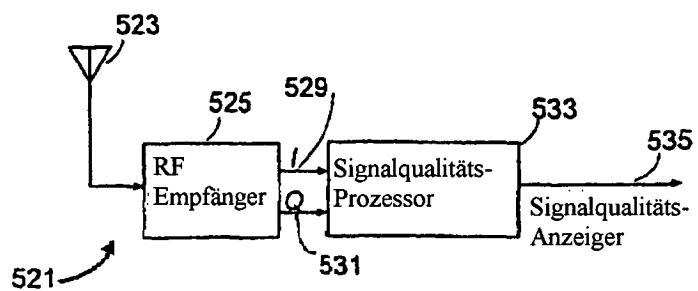


Figure 5(b)

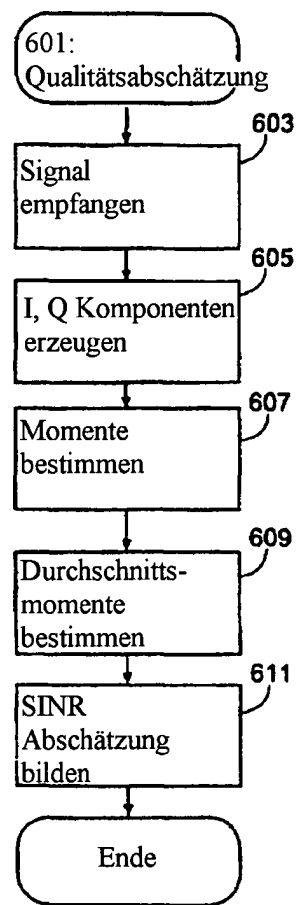


Figure 6

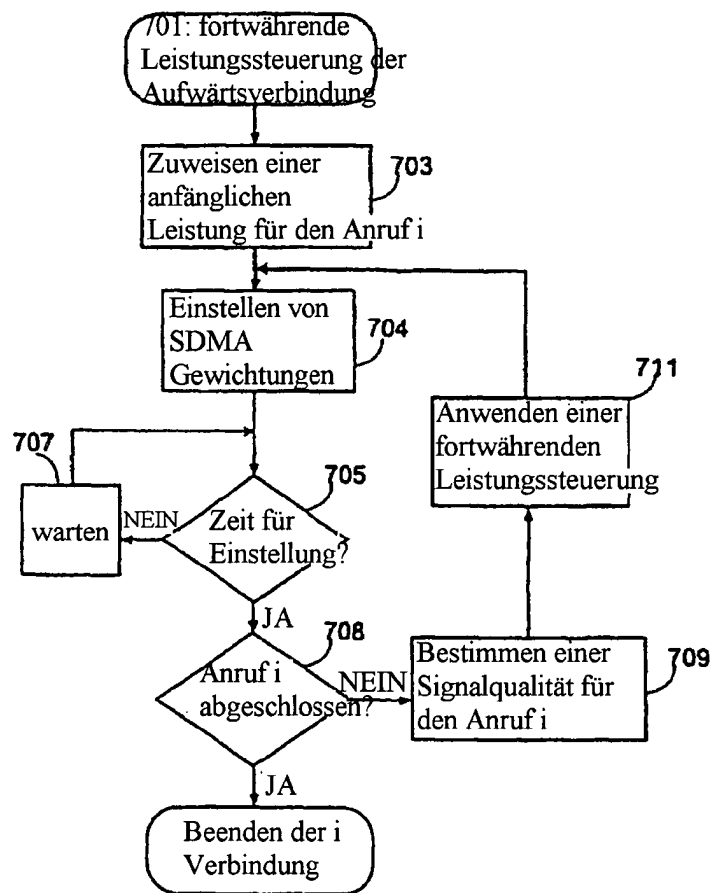


Figure 7(a)

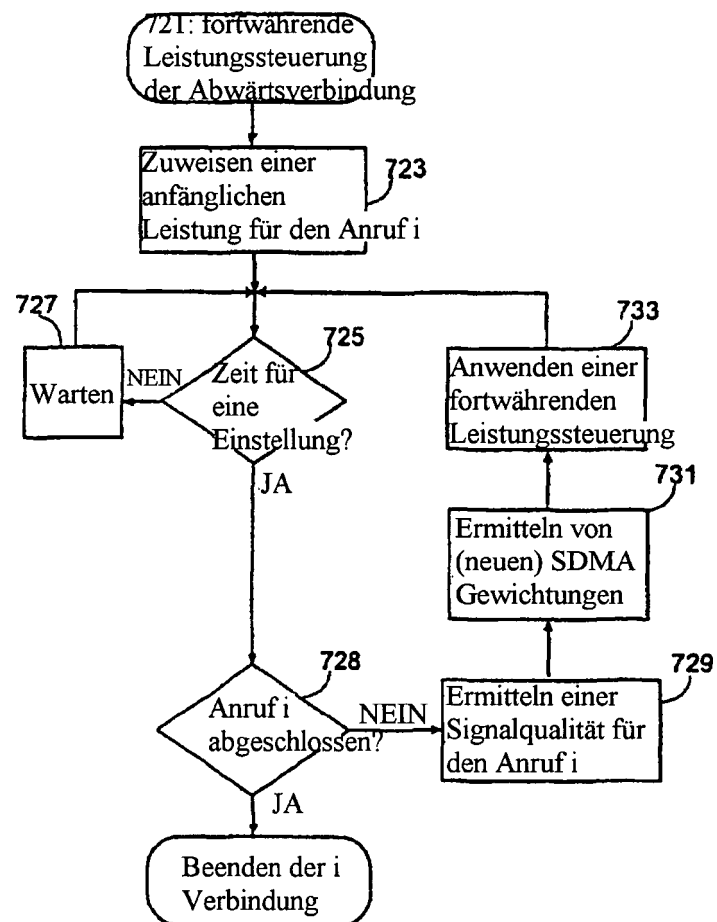


Figure 7(b)

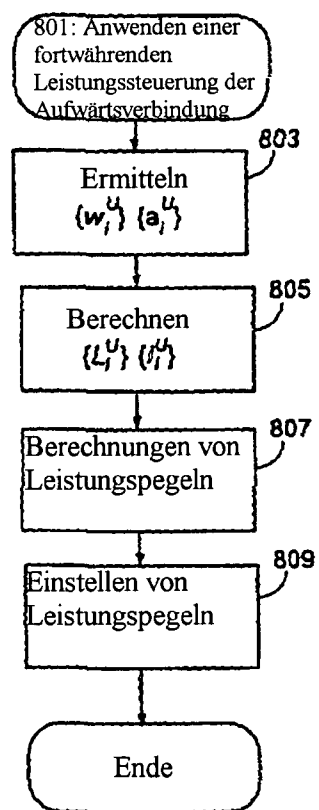


Figure 8(a)

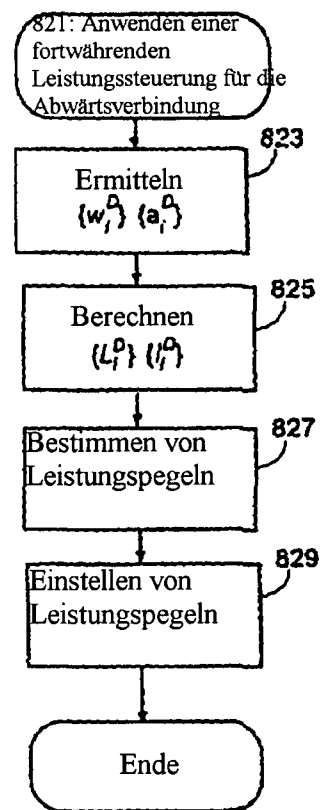


Figure 8(b)

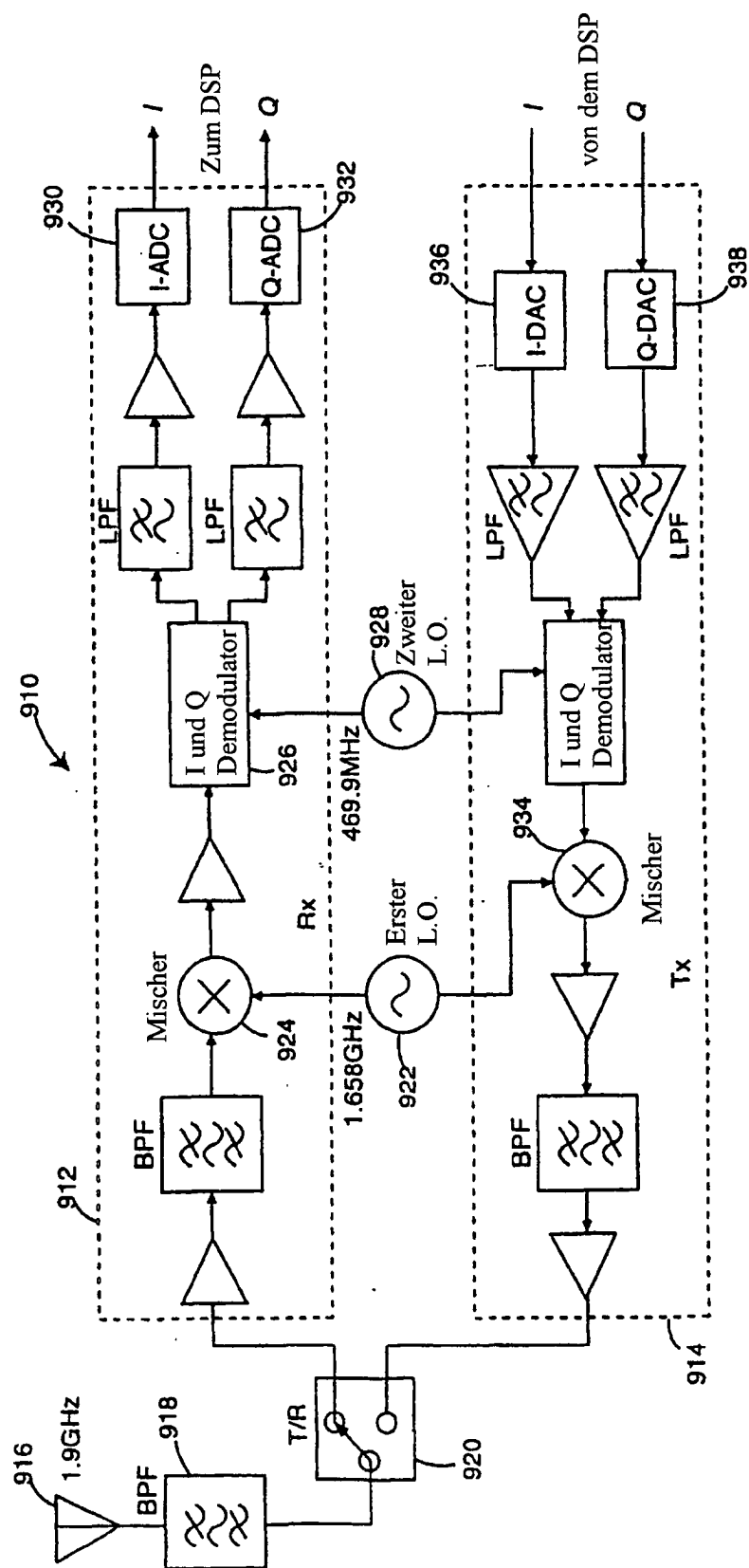


Figure 9

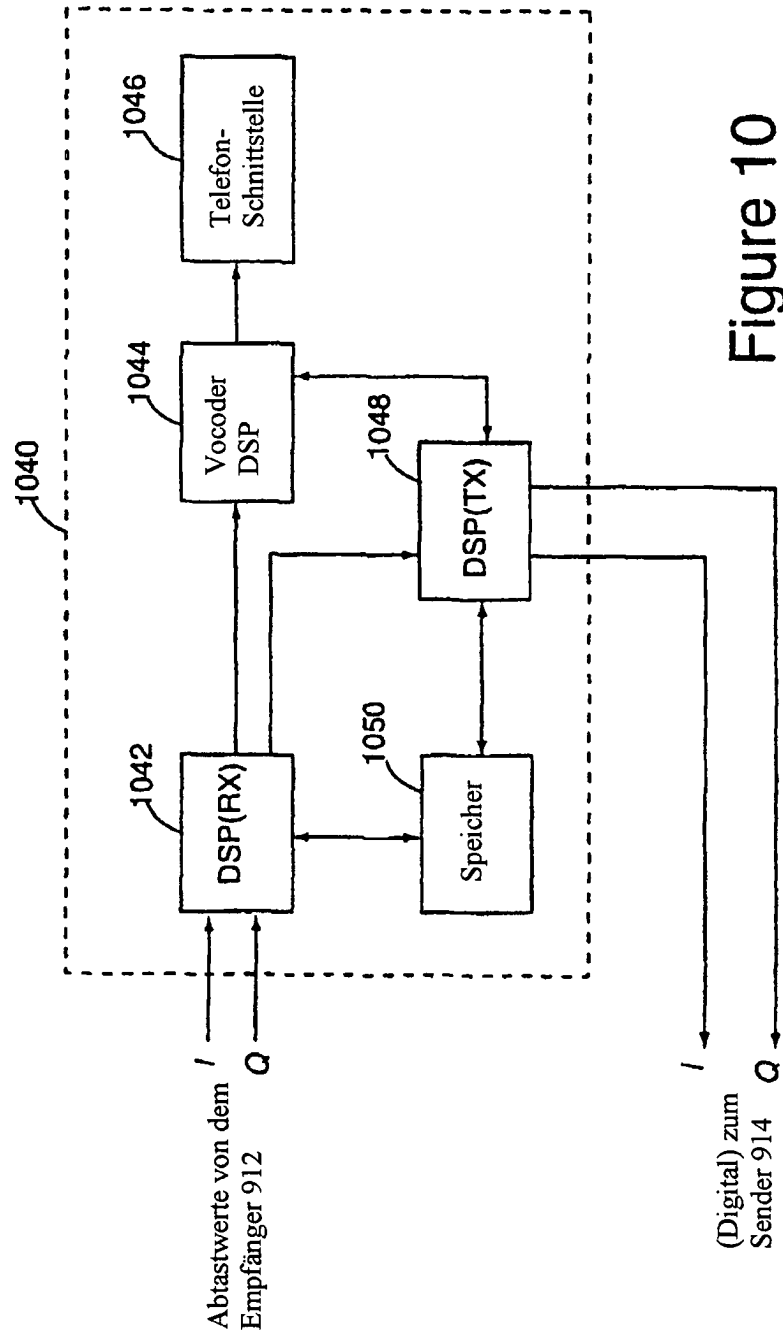


Figure 10