



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 699 31 521 T2** 2006.12.21

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 145 459 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **699 31 521.2**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/FI99/00984**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **99 959 435.1**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2001/013530**

(86) PCT-Anmeldetag: **26.11.1999**

(87) Veröffentlichungstag

der PCT-Anmeldung: **22.02.2001**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **17.10.2001**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **24.05.2006**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **21.12.2006**

(51) Int Cl.⁸: **H04B 1/707** (2006.01)

(73) Patentinhaber:

Nokia Corp., Espoo, FI

(74) Vertreter:

Becker, Kurig, Straus, 80336 München

(84) Benannte Vertragsstaaten:

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

(72) Erfinder:

**TIIROLA, Esa, FIN-90630 Oulu, FI; YLITALO, Juha,
FIN-90540 Oulu, FI**

(54) Bezeichnung: **Rake-Empfänger**

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] Die Erfindung betrifft einen Rake-Empfänger eines Funksystems, der ein CDMA-Verfahren verwendet.

Beschreibung der Hintergrund-Technik

[0002] In Funksystemen werden Diversitäts- bzw. Diversityverfahren von verschiedener Art verwendet, um das Empfangsgebiet und/oder die Leistungsfähigkeit des Systems zu erweitern. Für diese Offenlegung ist Raumdiversity, d. h. Antennendiversity, Polarisationsdiversity und Mehrwegediversity von Interesse. Raumdiversity zeigt an, dass Antennen ausreichend entfernt voneinander positioniert werden, um eine ausreichende Dekorrelation zwischen den Signalen zu erreichen, die über getrennte Antennen empfangen werden. Eine interessante Art von Polarisationsdiversity ist implizierte Polarisation, d. h. ein Signal wird auf einem Polarisationslevel gesendet, aber mit einer kreuzpolarisierten Antenne empfangen wird. Mehrwegediversity bezieht sich auf eine Diversity, die von mehrweg-ausgebreiteten Signalkomponenten erzeugt wurde, wobei diese Diversity in einem System, wie einem CDMA-System verwendbar ist, in dem die Bandbreite eines Signals breiter ist, als die kohärente Bandbreite eines Kanals.

[0003] In einem CDMA-System wird ein Rake-Empfänger dazu verwendet, mehrweg-ausgebreitete Signalkomponenten beim Empfang zu trennen. Allgemein müssen die Signalkomponenten dann durch mindestens einen verwendeten Chip aus Spreizcode voneinander getrennt werden. Der Rake-Empfänger umfasst Rakefinger und an jedem dieser Finger findet Entspreizung und Diversity-Kombination statt. Zusätzlich umfasst der Empfänger einen Verzögerungsabschätzer, der einen angepassten Filter für jeden Antennenzweig und einen Zuteilungsblock für Rakefinger aufweist. In dem angepassten Filter wird ein Signal, das von den Spreizcodes, die zur Signalspreizung verwendet werden, empfangen wird, mit verschiedenen Verzögerungen korreliert, wobei die Zeitvorgabe des Spreizcodes dann z. B. in Schritten eines Chips geändert wird. Wenn die Korrelation hoch ist, wird eine mehrweg-ausgebreitete Signalkomponente gefunden und sie kann dann bei der gefundenen Verzögerung empfangen werden.

[0004] Auf dem Funkweg wird das Signal nicht nur das erwünschte Signal, sondern auch Rauschen und Interferenzen, die von anderen Benutzern oder Systemen ausgelöst werden, einschließen. In Systemen, die Diversity verwenden, kann der Einfluss von Rauschen und Interferenzen zum Beispiel durch Maxwell-Verhältnis-Kombinations- (MRC) Verfahren gesenkt werden, in dem Signale, die über getrennte Antennen empfangen werden, proportional zu den Signalstärken in den getrennten Antennenzweigen gewichtet werden. Jedoch setzt das Verfahren voraus, dass die Interferenz von jeder Antenne unabhängig ist. Diese Voraussetzung ist nicht immer in aktuellen zellulären Funknetzwerken gegeben, aber es ist vorstellbar, dass dieselbe Interferenz an jeder Antenne vorhanden ist.

[0005] Es gibt keine solchen Einschränkungen bei dem Interferenz-Unterdrückungs-Kombinations-(ICR) Verfahren. Jedoch das Verfahren ist nur in Systemen benutzt worden, die das Zeit-Divisions-Mehrfach-Zugriffs-(TDMA)-Verfahren verwenden, wobei diese Systeme oft unfähig sind, die mehrweg-ausgebreiteten Signalkomponenten zu trennen. Hierbei bezieht sich ein IRC-Verfahren auf adaptive Strahlbildung (optische Kombination von Signalen), durch die die Signalstärke proportional zur Stärke von Interferenz und Rauschen maximiert wird, d. h. der Signal-Interferenz/Rausch-Verhältnis (SINR) wird maximiert. Nun sollten wir uns auf den Code-Akquisitions-Block oder Verzögerungsabschätzer des Empfängers konzentrieren. Es besteht aus L abgestimmten Filtern und einem Zuteiler für Rakefinger-Zuteilung. Die Aufgabe der abgestimmten Finger ist es, die Spreizung und die gescrambelten Pilotsequenzen zu komplex konjugierten Antennensignalen abzustimmen, um die Verzögerung der Kanalimpuls-Antwort-Taps aufzulösen. In der Rakefinger-Zuteilung werden zeitliche Rakefinger für verschiedene Mehrwegkomponenten des empfangenen Signals zugeteilt.

[0006] Die abgestimmten Filter können auch als Reihe von parallelen Korrelatoren implementiert werden, die die Korrelationsfunktion der komplex konjugierten Spreizsequenzen ausführen. Jeder Korrelator führt Entspreizvorgänge durch, die mathematisch die Berechnung der Kreuzkorrelationsfunktion zwischen dem empfangenen Signal und der gleichphasigen komplex konjugierten Spreizsequenz darstellen.

[0007] Die Ausgaben der Korrelatoren werden verwendet, um die Rakefinger zuzuteilen, um die stärksten Mehrwegkomponenten des empfangenen Signals zu demodulieren. Das momentane Verfahren der Rakefingerzuteilung basiert auf der Energie der entspreizten Pilotsymbole von L Antennen. Die Ausgaben der Entspreizer werden an jeder Codephase aufsummiert und N zeitliche Rakefinger werden gemäß der stärksten

Energie des summierten Signals zugeteilt. In dem WCDMA (Breitband CDMA) Konzept wird die Verzögerung von den dedizierten physikalischen Steuerkanälen (DPCCH) abgeschätzt. Das Ergebnis wird über mehrere Zeitfenster gemittelt, um verbesserte Abschätzungen für Rakefinger-Zuteilungs-Abläufe zu erhalten. Die momentane Rakefinger-Zuteilung ist in einem räumlich weißen Interferenzszenario, in dem die Interferenzquellen gleichmäßig in dem Winkelbereich verteilt sind, optimal. In einem räumlich farbigen Interferenzfeld kann eine Hochleistungs-Interferenzquelle die Leistung des Empfängers senken, da die Rakefinger zu falschen Chipverzögerungen zugeteilt werden.

Kurze Beschreibung der Erfindung

[0008] Die vorliegende Erfindung versucht einen verbesserten Rake-Empfänger bereit zustellen. Gemäß einem Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein Rake-Empfänger wie in Anspruch 1 dargestellt bereitgestellt. Die bevorzugten Ausführungsformen der Erfindung werden in den abhängigen Ansprüchen beansprucht.

[0009] Das dargestellte optimale Kombinationsschema ist imstande, Nullstellen zu interferierenden Signalen zu verschieben. Deshalb kann die Interferenz in der Rakefinger-Zuteilung unterdrückt werden. Die Anzahl von falschen Rakefinger-Zuteilungen kann deshalb gesenkt werden, was die Leistung des Empfängers steigert. Der Empfänger kann auch das sich ändernde Interferenzfeld besser aufspüren und die räumlichen Eigenschaften des Interferenzfeldes werden in der Verzögerungsabschätzung mit in Betracht gezogen.

Liste der Zeichnungen

[0010] Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung werden unten nur mittels eines Beispiels in Bezug auf die angefügten Zeichnungen beschreiben, in denen

[0011] [Fig. 1A](#) und [Fig. 1B](#) ein Mobil-Telefonsystem darstellen;

[0012] [Fig. 2A](#) einen Sender und einen Empfänger eines Mobil-Telefonsystem zeigen;

[0013] [Fig. 2B](#) Spreizen und Modulieren in einem Sender darstellen;

[0014] [Fig. 2C](#) ein kombinierter Descrambling bzw. Entwüfel- bzw. Entschlüssel-, Dekodier- und Demodulier-Block des Empfängers von [Fig. 2A](#) darstellt;

[0015] [Fig. 2D](#) eine Ausführungsform des Verzögerungsabschätzer darstellt;

[0016] [Fig. 2E](#) eine weitere Ausführungsform des Verzögerungsabschätzers darstellt;

[0017] [Fig. 3](#) Kanäle eines Mobil-Telefonsystems, die in einem Rahmen angeordnet sind, darstellt;

[0018] [Fig. 4](#) die Struktur einer Benutzereinrichtung in einer vereinfachten Weise darstellt.

Beschreibung der Ausführungsformen

[0019] In den folgenden Beispielen werden Ausführungsformen der Erfindung in dem universalen Mobil-Telefonsystem (UMTS) beschreiben, ohne die Erfindung auf das zu beschränken.

[0020] Die Struktur eines universalen Mobil-Telefonsystems wird in Bezug auf die [Fig. 1A](#) und [Fig. 1B](#) erklärt. [Fig. 1B](#) umfasst nur die Blocks, die wesentlich für die Beschreibung der Erfindung sind, aber es ist einem Fachmann offensichtlich, dass ein konventionelles Mobil-Telefonsystem auch andere Funktionen und Strukturen umfasst, die hier nicht detaillierter erklärt werden brauchen. Die Hauptteile eines Mobil-Telefonsystems sind eine Kernnetzwerk CN, ein UMTS terrestrisches Funkzugangnetzwerk UTRAN und eine Benutzereinrichtung UE. Die Schnittstelle zwischen dem CN und dem UTRAN wird Iu genannt und die Luftschnittstelle zwischen dem UTRAN und dem UE wird Uu genannt.

[0021] Das UTRAN umfasst Funknetz-Untersysteme RNS. Die Schnittstelle zwischen den RNSs wird Iur. Ein RNS umfasst eine Funknetzwerk-Steuerung RNC und ein oder mehrere Knoten B. Die Schnittstelle zwischen der RNC und B wird Iub genannt. Das Empfangsgebiet des Knoten B, d. h. eine Zelle, wird mit C in [Fig. 1B](#) bezeichnet.

[0022] Die Beschreibung in [Fig. 1A](#) ist sehr abstrakt und wird deshalb in der [Fig. 1B](#) klargestellt, die die Teile eines GSM-Systems zeigt, das näherungsweise mit den Teilen des UMTS übereinstimmt. Es sollte angemerkt werden, dass die dargestellte Abbildung nicht in irgendeine Weise bindend ist, aber kennzeichnend, da die Zuständigkeit und Funktionen der verschiedenen Teile des UMTS noch entwickelt werden.

[0023] Gemäß [Fig. 1B](#) kann eine leitungsvermittelte Verbindung von der Benutzer-Einrichtung UE an ein Telefon **136** aufgebaut werden, das mit einem öffentlichen Fernsprechnet (PSTN) **134** verbunden ist. Die Benutzer-Einrichtung UE kann zum Beispiel ein festes Endgerät, ein Endgerät, das in einem Fahrzeug angebracht ist oder ein tragbares Endgerät sein. Die Funknetzwerk-Infrastruktur UTRAN umfasst Funknetzwerk-Untersysteme RNS, d. h. Basisstationssysteme. Das Funknetz-Untersystem RNS umfasst eine Funknetzsteuerung RNC, d. h. eine Basisstationssteuerung und mindestens einen Knoten B, d. h. eine Basisstation, die von der Steuerung gesteuert wird.

[0024] Eine Basisstation B umfasst einen Multiplexer **114**, einen Sender **116** und eine Kontrolleinheit **118**, die den Betrieb des Senders **116** und des Multiplexers **114** steuert. Verkehrs- und Steuerkanäle, die von mehreren Sendern **116** verwendet werden, sind auf der Übertragungsverbindung lub durch den Multiplexer **114** positioniert.

[0025] Von dem Sender **116** der Basisstation B gibt es eine Verbindung mit einer Antenneneinheit **120**, die bi-direktionale Funkverbindung Uu mit der Benutzer-Einrichtung UE implementiert. Die Struktur des auf der bi-direktionalen Funkverbindung zu übertragenden Rahmens ist akkurat definiert.

[0026] Die Basisstationssteuerung RNS umfassen ein Schaltnetzwerk **110** und eine Steuereinheit **112**. Das Schaltnetzwerk **110** wird verwendet um Sprache und Daten zu verbinden und um Signalleitungen zu kombinieren. Das Basisstationensystem, das die Basisstation B und die Basisstationssteuerung RNC umfasst, umfasst zusätzlich einen Transcoder **108**. Die Aufteilung der Aufgaben zwischen der Basisstationssteuerung RNC und der Basisstation B und der physikalischen Struktur davon kann gemäß der Implementation variieren. Die Basisstation B erledigt typischerweise die Implementation des Funkwegs in der oben beschriebenen Weise. Die Basisstationssteuerung RNC steuert die Dinge typischerweise wie folgt: Funkressourcen, Übergabe zwischen den Zellen, Leistungssteuerung, Zeitvorgabe und Synchronisation, Funkruf der Benutzer-Einrichtung.

[0027] Der Transcoder **108** ist allgemein so nah wie möglich an einem Mobiltelefon-Austausch **106** angesiedelt, da Sprache dann in der Form eines Mobil-Telefonsystems zwischen dem Transcoder **108** und der Basisstationssteuerung RNC übertragen werden kann, somit durch Sparen von Übertragungskapazitäten. Der Transcoder **108** konvertiert die verschiedenen digitalen Sprachcodierungsformen zwischen dem öffentlichen geschalteten Telefonnetzwerk und dem Funktelefonnetzwerk in ein kompatibles Format, z. B. von einem 64 kbit/s-Format in einem festen Netzwerk zu einem weiteren (z. B. 13kbit/s) Format eines zellulären Funknetzwerk und umgekehrt. Die benötigten Vorrichtungen werden hier nicht weiter erklärt, aber es kann angegeben werden, dass keine weiteren Daten oder Sprache mit dem Transcoder **108** konvertiert werden. Die Steuereinheit **112** führt Anrufsteuerung und Mobilitätsmanagement aus, sammelt statistische Daten und führt Signalisierung aus.

[0028] Ein Kern Netzwerk CN besteht aus einer Infrastruktur, die zu einem Mobil-Telefonsystem außerhalb des UTRN gehört. Von den Vorrichtungen des Kernnetzwerks CN stellt [Fig. 1B](#) den Mobiltelefonaustausch **106** und einen Schnittstellen-Mobiltelefon-Austausch **104** dar, der die Verbindung des Mobil-Telefonsystems mit der Umwelt, hier mit einem öffentlichen geschalteten Telefonnetzwerk **102**, erledigt.

[0029] [Fig. 4](#) zeigt ein Beispiel einer Struktur der Benutzer-Einrichtung UE. Die wesentlichen Teile einer Benutzer-Einrichtung UE sind: ein Interface **404** für eine Antenne **402** der Benutzer-Einrichtung, ein Sende-Empfänger **406**, ein Steuerteil **410** der Benutzer-Einrichtung und ein Interface **412** für eine Batterie **414**. Eine Benutzer-Einrichtung umfasst allgemein eine Anzeige **400**, eine Tastatur **408**, ein Mikrofon **416** und einen Lautsprecher **418**. Die Benutzer-Einrichtung kann zum Beispiel ein tragbares Mobiltelefon, ein Telefon, das in einem Fahrzeug positioniert ist, ein Endgerät einer drahtlosen lokalen Schleife oder eine Datenübertragungseinrichtung, die in einem Computer integriert ist, sein.

[0030] Das System kann auch paketvermittelte Übertragungseinrichtungen, wie GPRS (allgemeiner Paket-Funkdienst) einsetzen. Der GPRS (allgemeiner Paket-Funkdienst) ist ein Dienst, in dem Luftschnittstellenkapazitäten, die nicht in einer Leitungsvermittlung verwendet werden, zur Paketübertragung eingesetzt werden. Da der GPRS ein GSM-basierter neu entstehender Dienst ist, werden davon keine Details der Einpassung mit dem UMTS angegeben.

[0031] Wie [Fig. 1B](#) zeigt, kann das Schaltfeld **110** Vermittlung (dargestellt durch schwarze Punkte) mit öffentlichen vermittelten Telefonnetzwerken (PSTN) **134** durch die Mobildienstschaltstellen **106** und an ein Paket-Übermittlungs-Netzwerk **142** ausführen. Ein typisches Endgerät **136** in dem öffentlichen vermittelten Telefonnetzwerk **134** ist ein gewöhnliches oder ein ISDN (integrierter Dienst digitales Netzwerk) Telefon.

[0032] Die Verbindung zwischen einem Paket-Übertragungs-Netzwerk **142** und dem Schaltfeld **110** wird durch einen Versorgungsknoten (SGSN = Serving GPRS Versorgungsknoten) **140** aufgebaut. Das Ziel des Versorgungsknotens **140** ist es, Pakete zwischen Basisstationssystemen und einem Schnittstellenknoten (GGSN = Schnittstellen-GPRS-Versorgungsknoten) **144** zu übertragen und das Erfassen des Ortes des Teilnehmerendgeräts UE innerhalb seines Gebietes aufrecht zu erhalten.

[0033] Der Schnittstellenknoten **144** verbindet sich mit dem Paket-Übermittlungs-Netzwerk **142** und einem öffentlichen Paket-Übermittlungs-Netzwerk **146**. Ein Internet-Protokoll oder ein X.25-Protokoll kann bei einer Schnittstelle verwendet werden. Durch Encapsulation verbirgt der Schnittstellenknoten die interne Struktur des Paket-Übermittlungs-Netzwerks **142** vor dem öffentlichen Paket-Übermittlungs-Netzwerk **146**, daher ähnelt das Paket-Übermittlungs-Netzwerk **142** für das öffentliche Paket-Übermittlungs-Netzwerk **146** einem Unter-Netzwerk, wobei es dem öffentliche Paket-Übermittlungs-Netzwerk möglich sein muss, Pakete an das Teilnehmer-Endgerät UE, das darin angeordnet ist, zu adressieren und Pakete daraus zu empfangen.

[0034] Das Paket-Übermittlungs-Netzwerk **142** ist typischerweise ein privates Netzwerk, das ein Internet-Protokoll verwendet, das Signalisierung und Benutzerdaten trägt. Was die Architektur und die Protokolle unter den Internet-Protokoll-Schichten betrifft, kann die Struktur des Netzwerks **142** betreiberspezifisch variieren.

[0035] Das öffentliche Paket-Übermittlungs-Netzwerk **146** kann zum Beispiel ein globales Internet sein, an das ein Endgerät **148**, zum Beispiel ein Servercomputer, mit einer Verbindung daran, Pakete an das Teilnehmerendgerät UE überträgt.

[0036] [Fig. 2A](#) stellt die Funktion eines Paares von Funk-Sende-Empfängern dar. Ein Funksender kann sich in einem Knoten B oder in der Benutzer-Einrichtung UE und ein Funkempfänger in der Benutzer-Einrichtung UE oder in dem Knoten B befinden.

[0037] Der obere Teil von [Fig. 2A](#) zeigt die wesentlichen Funktionen eines Funksenders. Verschiedene Dienste, die sich in einem physikalischen Kanal befinden, sind zum Beispiel Sprache, Daten, bewegte oder gestoppte Videobilder und Systemsteuerkanäle. Die Figur stellt einen Steuerkanal und Datenverarbeitung dar. Die verschiedenen Dienste benötigen verschiedene Quellcodierungsmittel; Sprache, zum Beispiel, benötigt einen Sprach-Codec. Jedoch sind aus Klarheitsgründen die Quellcodierungsmittel in [Fig. 2A](#) nicht gezeigt.

[0038] Pilot-Bits, die von dem Empfänger zur Kanalabschätzung verwendet werden, befinden sich auf dem Steuerkanal **214**. Benutzerdaten **200** befinden sich auf dem Datenkanal.

[0039] Die verschiedenen Kanäle sind dann in verschiedenen Arten in Blocks **202A** und **202B** kanalcodiert. Kanal-Codierung umfasst zum Beispiel verschiedene Blockcodes, ein Beispiel davon ist die zyklische Redundanzprüfung (CRC). Zusätzlich werden typischerweise Konvolutions-Codierung und ihre verschiedenen Modifikationen, wie punktierte Konvolutions-Codierung oder Turbo-Codierung verwendet. Die Pilot-Bits sind jedoch nicht kanalcodiert, da es beabsichtigt ist, Signalverzerrungen, die von dem Kanal verursacht werden, herauszufinden.

[0040] Nachdem die verschiedenen Kanäle kanal-codiert wurden, werden sie in einem Verschachtler **204A** und **204B** verschachtelt. Das Ziel von Verschachtelung ist es Fehlerkorrektur zu vereinfachen. Beim Verschachteln werden die Bits der verschiedenen Dienste aus eine vordefinierte Weise zusammen gescombelt, wobei ein momentanes Fading auf dem Funkweg allein, macht die übertragene Information nicht notwendigerweise unbrauchbar zur Identifikation. Anschließend werden die verschachtelten Bits mit einem Spreizcode in den Blöcken **206A**, **206B** gespreizt. Die erhaltenen Chips werden mit einem Scramblecode gescombelt und in Block **208** moduliert, dessen Betrieb detaillierter in [Fig. 2B](#) beschrieben wird. Auf diese Weise werden getrennte Signale in Block **208** kombiniert, um über denselben Sender übertragen zu werden.

[0041] Schließlich wird das kombinierte Signal zu den Funkfrequenzteilen **210** gebracht, die verschiedene Leistungsverstärker und Bandbreiten-beschränkende Filter umfassen können. Regelung einer geschlossenen Schleife, die für Übertragungs-Leistungs-Steuerung verwendet werden, steuern allgemein einen Übertragungs-Leistungs-Steuerungs-Verstärker, der sich in diesem Block befindet. Ein analoges Funksignal wird dann

über die Antenne **202** an den Funkweg Uu gesendet.

[0042] Der untere Teil von [Fig. 2A](#) stellt die wesentlichen Funktionen eines Funkempfängers dar. Der Funkempfänger ist typischerweise ein Rake-Empfänger. Ein analoges Funkfrequenzsignal wird von dem Funkweg Uu durch die Antenne **232** empfangen. Das Signal wird zu den Funkfrequenzteilen **230** gebracht, die einen Filter umfassen, der Frequenzen außerhalb des erwünschten Frequenzbands unterdrückt.

[0043] Anschließend wird das Signal in Block **228** zu einer Zwischenfrequenz oder direkt zu einem Basisband konvertiert, in welcher Form das Signal abgetastet und quantisiert wird. Da das Signal ein mehrweg-ausgebreitetes Signal ist, ist es beabsichtigt, die Signalkomponenten, die entlang verschiedener Wege ausgebreitet wurden in Block **228** zu kombinieren, wobei der Block die aktuellen Rakefinger des Empfängers gemäß der Technik nach Stand der Technik umfassen. Block **228** ist in [Fig. 2C](#) detaillierter beschrieben.

[0044] Der erhaltene physikalische Kanal wird dann in einem Entschachtler **226** entschachtelt. Anschließend wird der entschachtelte physikalische Kanal in Datenströme von verschiedenen Kanälen in einem Entmultiplexer **224** aufgeteilt. Jeder Kanal wird zu einem getrennten Kanal-Decodierblock **222A**, **222B** gebracht, wo die Kanal-Codierung, die zur Übertragung verwendet wird, wie Blockcodierung und Konvolutions-Codierung, decodiert werden. Konvolutions-Codierung wird vorzugsweise mit einem Viterbi-Decoder decodiert. Jeder übertragene Kanal **220A**, **220B** kann dann gebracht werden, um wie gebraucht weiterverarbeitet zu werden, zum Beispiel werden Daten **220** zu einem Computer **122** gebracht, der mit der Benutzer-Einrichtung UE verbunden ist. Die Steuerkanäle des Systems werden zu einem Steuerteil **236** des Funkempfängers gebracht.

[0045] [Fig. 2B](#) stellt detaillierter dar, wie ein Kanal mit einem Spreizcode gespreizt und moduliert wird. Links in der Figur kommt ein Bitstrom des Kanals an dem Block S/P an, wo jede Zweibitsequenz von einer seriellen Form in eine parallele Form konvertiert wird, was bedeutet, dass ein Bit zu einem Zweig I des Signals und der andere zu Zweig Q des Signals gebracht wird. Anschließend werden die Signalzweige I und Q mit einem Spreizcode c_{ch} multipliziert, wobei relative Engband-Informationen zu einem Breittfrequenzband gespreizt werden. Jeder Zweig kann dieselben oder verschiedene Spreizcodes aufweisen. Jede Verbindung Uu weist eine getrennte Spreizcodierung und getrennte Spreizcodes auf, durch die der Empfänger die Übertragung, die für sie zugeordnet war, identifiziert. Dann wird das Signal durch Multiplikation mit einem Scramblingcode $c_{I,scramb} + j c_{Q,scramb}$ gescrembelt, der für jeden Sender getrennt ist. Die Pulsform des erhaltenen Signals wird mit Filtern $p(t)$ gefiltert. Schließlich wird das Signal zu einer Funkfrequenzträgerwelle, durch Multiplikation seiner getrennten Zweige, die gegeneinander um 90° verschoben sind, moduliert, danach werden die erhaltenen Zweige zu einer Trägerwelle kombiniert, der bereit ist, um zu dem Funkweg Uu gesendet zu werden, ausschließlich möglicher Filter und Leistungsverstärker. Der beschriebene Modulationsmodus ist Quadratur-Phasenmodulation QPSK.

[0046] Statt dem beschriebenen I/Q-Multiplexing kann auch Zeit-Multiplexing verwendet werden, wobei Daten- und Steuerkanäle sich sequenziell auf der Zeitachse befinden. Jedoch ist die Zeitdifferenz zwischen den Kanälen dann so schmal, dass eine Interferenz, die von dem Steuerkanal abgeschätzt wird, als die gleiche auch auf dem Datenkanal angenommen werden kann.

[0047] Maximal können 256 verschiedene zueinander orthogonale Spreizcodes gleichzeitig verwendet werden. Zum Beispiel wenn das UMTS eine 5-Megahertz-Trägerwelle bei der Geschwindigkeit von 4.096 Megachips pro Sekunde in der Downlinkrichtung verwendet, entspricht der Spreizfaktor 256 mit der Übertragungsgeschwindigkeit von 32 kbit/s bzw. die höchste praktikable Übertragungsgeschwindigkeit wird mit dem Spreizfaktor vier erreicht, wobei die Datenübertragungsgeschwindigkeit 2048 kbit/s beträgt. Dementsprechend variiert die Übertragungsgeschwindigkeit auf dem Kanal schrittweise von 32, 64, 128, 256, 512, 1024 zu 2048 kbit/s, wobei der Spreizfaktor 256, 128, 64, 32, 16, 8 bzw. 4 beträgt. Die Datenübertragungsgeschwindigkeit, die dem Benutzer zur Verfügung steht, hängt von der verwendeten Kanalcodierung ab. Zum Beispiel wenn 1/3 Konvolutions-Codierung verwendet wird, ist die Datenübertragungsgeschwindigkeit des Benutzers ungefähr ein Drittel der Datenübertragungsgeschwindigkeit des Kanals. Der Spreizfaktor teilt die Länge der Spreizcodes mit. Zum Beispiel ist der Spreizcode, der dem Spreizfaktor ist eins entspricht gleich (1). Der Spreizfaktor zwei hat zwei zueinander orthogonale Spreizcodes (1, 1) und (1, -1). Weiter hat der Spreizfaktor vier vier zueinander orthogonale Spreizcodes: unter einem oberen Levelspreizcode (1, 1), gibt es Spreizcodes (1, 1, 1, 1) und (1, 1, -1, -1) und unter einem weiteren oberen Levelspreizcode (1, -1) gibt es Spreizcodes (1, -1, 1, -1) und (1, -1, -1, 1). Die Bildung von Spreizcodes wird auf diese Weise fortgesetzt, wenn sie zu niedrigeren Leveln des Codebaums ausgebreitet werden. Die Spreizcodes eines gegebenen Levels sind immer zueinander orthogonal. Ebenso ist ein Spreizcode eines gegebenen Levels orthogonal zu allen Spreizcodes eines weiteren Spreizcodes desselben Levels, die von dem anderen Spreizcode zu dem nächsten Level abgeleitet werden.

[0048] In der Übertragung wird ein Symbol mit dem Spreizcode multipliziert, wobei die Datenspreizung über das Frequenzband verwendet wird. Zum Beispiel wenn der Spreizcode 256 verwendet wird, wird ein Symbol durch 256 Chips dargestellt. Bzw. wenn der Spreizcode 16 verwendet wird, wird ein Symbol durch 16 Chips dargestellt.

[0049] [Fig. 3](#) zeigt ein Beispiel dafür, von welcher Art eine Rahmenstruktur sein kann, die auf einem physikalischen Kanal verwendet wird. Die Rahmen **340A**, **340B**, **340C**, **340D** werden fortlaufend von eins bis 72 nummeriert und sie bilden einen 720 Millisekunde langen Superrahmen. Die Länge eines der Rahmen **340C** ist 10 Millisekunden. Der Rahmen **340C** wird in sechzehn Fenster **330A**, **330B**, **330C**, **330D** geteilt. Die Länge eines Fensters **330C** ist 0,625 Millisekunden. Ein Fenster **330C** entspricht typischerweise einer Leistungssteuerperiode, während der die Leistung zum Beispiel durch ein Dezibel hinauf oder hinunter gesteuert wird.

[0050] Die physikalischen Kanäle werden in zwei verschiedene Arten geteilt: dedizierte physikalische Datenkanäle (DPDCH) **310** und dedizierte physikalische Steuerkanäle (DPCCH) **312**. Die dedizierte physikalische Datenkanäle **310** werden verwendet, um Daten **306** zu transportieren, die in Schicht zwei der offenen Kommunikation (OSI) und oberhalb erzeugt werden, d. h. hauptsächlich dedizierte Verkehrskanäle. Die dedizierten physikalischen Steuerkanäle **312** transportieren Steuerinformationen, die in Schicht eins der OSI erzeugt werden. Die Steuerinformationen umfassen: Einen Pilotteil, d. h. Pilotbits, **300**, die für die Kanalabschätzung verwendet werden, Übertrag-Leistungs-Steuerung (TPC)-Befehle **302** und, optional, einen Transportformatindikator (TFI) **304**. Der Transportformatindikator **304** teilt dem Empfänger die Übertragungsgeschwindigkeit, die an diesem Moment von jedem dedizierten physikalischen Datenkanal in der Uplink-Richtung verwendet wird, mit.

[0051] Es erscheint von [Fig. 3](#), dass die dedizierten physikalischen Datenkanäle **310** und die dedizierten physikalischen Steuerkanäle **312** in demselben Fenster **330C** in der Downlinkrichtung zeitgemultiplext sind. Wieder in der Uplink-Richtung werden diese Kanäle parallel auf solche Weise übertragen, dass sie in jedem Rahmen **340C** IQ-gemultiplext (I = in Phase, Q = Quadratur) und durch Dual-Kanal Quadratur-Phasenmodulation (QPSK) übermittelt werden. Wenn beabsichtigt ist, zusätzliche dedizierte physikalische Datenkanäle **310** zu übertragen, werden diese jeweils in Zweige I oder Q des ersten Kanalpaares codegemultiplext.

[0052] Anschließend wird [Fig. 2C](#) untersucht, wobei die Figur detaillierter das kombinierte Entscrambling, Decodieren und Demodulieren von Block **228** des Empfängers, das in [Fig. 2A](#) gezeigt wird, darstellt. Descrambling wird jedoch nicht beschrieben, da es von keiner Relevanz für die Erfindung ist. Ein erwünschtes Funksignal, das an den Funkweg U_u gesendet wird breitet sich auf einem zeitweisen Fadingkanal **250** mehrweg-aus. Weiter wird zusätzliches weißes gaußsches Rauschen **254** mit Null als Mittel mit dem Signal kombiniert. Des Weiteren werden interferierende Signale, die sich auch auf dem zeitweisen Fadingkanal **252** mehrweg-ausbreiten, mit dem Signal kombiniert.

[0053] Infolgedessen enthält ein Signal, das von dem Funkweg U_u empfangen wurde, nicht nur das erwünschte Signal, sondern auch sowohl Rauschen als auch Interferenzen. Das Signal wird mit mindestens zwei getrennten Antennenzweigen **232A**, **232B** empfangen. Die Zweige **232A**, **232B** können eine Antennen-Anordnung bilden, um eine Antennenverstärkung bereit zustellen, wobei die getrennten Antennen relativ nahe beieinander sind, zum Beispiel bei einer Entfernung von einer halben Wellenlänge. Eine weitere Möglichkeit ist, dass die Zweige **232A**, **232B** Diversity-Zweige sind, wobei die getrennten Antennen relativ weit voneinander sind, zum Beispiel bei einer Entfernung von 10 bis 20 Wellenlängen. Die Diversität kann als Raum- oder Polarisationsdiversity implementiert werden.

[0054] Das Beispiel von [Fig. 2C](#) illustriert die Verwendung der Raumdiversity, wobei die Zweige **232A**, **232B** als eine adaptive Antenne implementiert sind. Die adaptive Antenne ist durch Antennen **232A**, **232B** implementiert, die sich weit genug voneinander entfernt befinden, über diese Antennen wird das mehrweg-ausgebreitete Signal empfangen.

[0055] Die Anzahl von Antennen kann L sein. Die Figur stellt nur zwei Antennen dar, die erste Antenne **232A** und die Lte Antenne **232B**. Die zwei Punkte zwischen den Antennen verkörpern die existierenden Antennen, aber werden aus Klarheitsgründen nicht erklärt. Im Allgemeinen variiert die Anzahl von Antennen zwischen zwei und acht.

[0056] Gemäß der Erfindung werden Signal, die über getrennte Antennenzweige **232A**, **232B** empfangen werden auf die Art gewichtet, dass der Einfluss von Rauschen und Interferenz minimiert werden kann.

[0057] Wenn Diversity verwendet wird, ist es beabsichtigt, die Korrelation zwischen den Zweigen so gering

wie möglich zu halten. Ein weitere Art Diversity zu implementieren ist, Polarisationsdiversity zu verwenden, wobei ein Signal durch kreuzpolarisierte Antennen empfangen wird. In der Theorie sind auch Hybride möglich, was bedeutet, dass sowohl Raumals auch Polarisationsdiversity simultan verwendet werden können. Ein Beispiel einer Lösung, die in Benutzereinrichtungen einsetzbar ist, ist die sogenannte Patchantenne, die eine Platte von ungefähr einem Quadratzoll Größe ist, wobei die Platte kreuzpolarisierte Ebenen aufweist. Ein weiteres Beispiel ist eine Benutzereinrichtung, die sich in einem Fahrzeug befindet, wo eine Implementation einer Raumdiversity auch relativ einfach ist.

[0058] Ein Signal, das von allen L Antennenzweigen **232A**, **232B** empfangen wird, wird über Funkfrequenzteile (nicht in [Fig. 2C](#) dargestellt) zu einem Verzögerungsabschätzer **260** gebracht, der mit den Antennenzweigen **232A**, **232B** verbunden ist. In dem Verzögerungsabschätzer **260** werden die Verzögerungen der besten akustischen mehrwegausgebreiteten Signalkomponente gesucht. Ein Rakefinger **270A**, **270B** ist zugeteilt, um die gefundenen mehrwegausgebreiteten Signalkomponenten zu verarbeiten. Der Verzögerungsabschätzer **260** teilt jedem Rakezweig **270A**, **270B** die gefundene Verzögerung mit.

[0059] Der Verzögerungsabschätzer **260** umfasst einen abgestimmten Filter **262A**, **262B** für jeden Antennenzweig **232A**, **232B**. Demnach ist die Anzahl der abgestimmten Filter **262A**, **262B** auch L. In den abgestimmten Filter **262A**, **262B** wird eine vordefinierte Anzahl von parallelen Korrelationsberechnungen für die empfangenen Funksignale durch verschiedene Verzögerungen durchgeführt, um die Verzögerungen der mehrwegausgebreiteten Signalkomponenten abzuschätzen. In Korrelationsberechnungen, wird der Spreizpiloteil, der in einem empfangenen Funksignal enthalten ist, durch einen bekannten Spreizcode, der eine vordefinierte Verzögerung verwendet, gespreizt.

[0060] Auf der Grundlage der berechneten Korrelationen sucht ein Zuteiler **264**, der in dem Verzögerungsabschätzer liegt mindestens eine Verzögerung aus, mit der eine mehrwegausgebreitete Signalkomponente empfangen wird. Der Zuteiler teilt einen Rakefinger **270A**, **270B** zum Verarbeiten der Signalkomponente zu, die durch die Mitteilung der gefundenen Verzögerung dem Rakefingers gefunden wurde. Um die Auswahl zu verarbeiten, wird die Korrelation, die sich aus jedem abgestimmten Filter **262A**, **262B** ergibt, typischerweise in dem Zuteiler **264** kombiniert. Wenn die Korrelation hoch ist, wird eine Verzögerung gefunden, die die Verzögerung der mehrwegausgebreitete Signalkomponente des Funksignals darstellt, die zu dem in Frage kommenden Antennenzweig **232A**, **232B** kommt. Im Allgemeinen haben die stärksten Mehrweg-Komponenten dieselbe Codephase zu allen Antennen, was durch die nahe Umgebung der Antennen und wegen der Tatsache, dass Funksignale sich mit Lichtgeschwindigkeit ausbreiten, so ist.

[0061] Wie bereits früher gesagt, basieren weitere bekannte Verfahren zur Rakefinger-Zuteilung auf der Energie der gespreizten Pilotsymbole von L Antennen. Die Ausgaben von Entspreizern werden an jeder Codephase aufsummiert und N zeitliche Rakefinger werden gemäß der stärksten Energie des Summensignals zugeteilt.

[0062] [Fig. 2D](#) zeigt eine Ausführungsform des Verzögerungsabschätzers. Ein Verzögerungsabschätzer **290A**, **290B** verarbeitet eine mehrwegausgebreitete Signalkomponente durch eine gegebene Codeverzögerung. Die Verzögerungsabschätzer **290A**, **290B** werden hier aus Klarheitsgründen als verschiedene Instanzen beschrieben, aber sie können auch als eine Instanz verwirklicht werden, die intern parallel arbeitet. Der Verzögerungsabschätzer **290A**, **290B** umfasst einen Kanalabschätzer **292**, durch den eine Kanal-Impulsantwort einer mehrwegeausgebreiteten Signalkomponente, die in einem Funksignal enthalten ist und die mittels eines bekannten Pilotanteils gefunden wurde, d. h. praktisch komplexe Impulsantwortaps des Kanals, erzeugt wird.

[0063] Zusätzlich umfassen die Verzögerungsabschätzer **290A**, **290B** einen Interferenzabschätzer **292**, durch den ein Interferenzsignal, welches in einem Funksignal jedes Antennenzweigs **232A**, **232B** eingeschlossen ist und aus Interferenz und Rauschen besteht, erzeugt wird. Das Interferenzsignal kann durch jegliche Mittel, die einem Fachmann bekannt sind, erzeugt werden. In einer Ausführungsform erzeugt der Interferenzabschätzer **292** ein Interferenzsignal durch Subtraktion eines erwünschten regenerierten Funksignals von dem empfangenen Funksignal. In dieser Ausführungsform wird das erwünschte regenerierte Funksignal mittels des bekannten Pilotanteils und der abgeschätzten Impulsantwort des Kanals erhalten. Zur verbesserten Verarbeitung können auch Entscheidungs-Rückmeldungen von erfassten Datenbits, die in den gespreizten mehrwegausgebreiteten Signalkomponenten enthalten sind, in der Abschätzung der Impulsantwort des Kanals und der Interferenz eingesetzt werden.

[0064] In einer weiteren Ausführungsform erzeugt der Interferenzabschätzer **292** das Interferenzsignal durch Verwendung von Mehrfach-Verwender-Erfassung, wobei die Signale der anderen Benutzer das Interferenzsi-

gnal bilden. Mehr Informationen über Mehrfach-Verwender-Erfassung kann in folgenden Artikeln gefunden werden: Verdu, Sergio: Adaptive Multiuser detection, veröffentlicht in IEEE ISSSTA '94 Proceedings der IEEE Third International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, ISBN 07803-1750-5.

[0065] Der Verzögerungsabschätzer **290A**, **290B** umfasst einen Entspreizer **296A**, **296B**, der mit jedem Antennenzweig **232A**, **232B** verbunden ist und den Spreiz-Pilotanteils durch einen bekannten Spreizcode an einer Verzögerung entspreizt, der in der mehrwege-ausgebreiteten Signalkomponente eingeschlossen ist.

[0066] Es gibt L Entspreizer zum Verarbeiten des Pilotanteils, d. h. einen für jeden Antennenzweig **232A**, **232B** in jedem Verzögerungsabschätzer **290A**, **290B**. In der Praxis, wenn entspreizt wird, wird der Pilotanteil der Signalkomponente mit einer Komplex Konjugierten des Spreizcodes mit der richtigen Phase multipliziert.

[0067] Ein Gewichtungskoeffiziententeil **292** in dem Verzögerungsabschätzer **290A**, **290B** bildet Gewichtungskoeffizienten, welche das Signal-Interferenz/Rausch-Verhältnis (SINR) für jeden Antennenzweig **232A**, **232B** maximieren. Das kann zum Beispiel durch Multiplikation einer inversen Matrix einer kovarianten Matrix eines Interferenzsignals, das aus Interferenz und Rauschen der Antennenzweige **232A**, **233A** besteht, mit einem abgeschätzten Impulsantwortvektor des Kanals, getan werden. Die Gewichtungskoeffizienten sind komplex.

[0068] Der Pilotanteil, der durch den Entspreizer **296A**, **296B** in jedem Antennenzweig **232A**, **232B** entspreizt ist, wird mit dem erhaltenen Gewichtungskoeffizienten unter Verwendung eines Multiplizierers **294A**, **294B**, der sich in dem Verzögerungsabschätzer **290A**, **290B** befindet, multipliziert.

[0069] Einen Antennenzweig-Addierer **298**, der sich als Letzter in dem Verzögerungsabschätzer **290A**, **290B** befindet, kombiniert die entspreizten Pilotanteile, die über die getrennten Antennenzweige **232A**, **232B** empfangen und mit einem Gewichtungskoeffizienten multipliziert wurden, zu einem kombinierten Pilotsignal.

[0070] Als Ganzes ist die Situation so, dass der Verzögerungsabschätzer **290A**, **290B** N Rakefinger **270A**, **270B** für die besten akustischen Signalkomponenten zuteilt. Die Ausgaben der Entspreizer der verschiedenen Antennenzweige werden bei jeder Codephase aufsummiert und N zeitliche Rakefinger werden gemäß der stärksten Energie des Summensignals zugeteilt.

[0071] Auf der Grundlage der Energien der gebildeten Pilotsignale wählt ein Zuteiler **264**, der sich in dem Verzögerungsabschätzer befindet, mindestens eine Verzögerung aus, durch die eine mehrweg-ausgebreitete Signalkomponente empfangen wird. Statt der Energiewerte können Leistungswerte oder berechnete Korrelationswerte verwendet werden. Pilotsignale, die die höchste Energie aufweisen, werden ausgewählt. Der Zuteiler **264** teilt einen Rakefinger **270A**, **270B** zum Verarbeiten der Signalkomponenten zu, die bei der Mitteilung des Rakefingers der gefundenen Verzögerung gefunden wurden. Die Anzahl N kann abhängig von den Gegenbenheiten variieren, oder ein Schwellwert kann für den Level der mehrweg-ausgebreiteten Signalkomponente gesetzt werden. Folglich ist die Suche für die Zeitvorgabe ein dynamischer Prozess und genauso die Zuteilung des zu kombinierenden Rakefingers **270A**, **270B**.

[0072] In der Praxis werden eine vordefinierte Anzahl von Rakefinger **270A**, **270B** und/oder eine Anzahl, die für Verzögerungen benötigt werden, die einen vordefinierten Schwellwert an der Korrelationsberechnung überschreiten zugeteilt. Allgemein wird ein limitierender Faktor die maximale Anzahl von verwendeten Rakefinger **270A**, **270B** sein. In diesem Beispiel ist die Anzahl der zugeteilten Rakefinger **270A**, **270B** durch den Buchstaben N angezeigt. Die Anzahl der Signalkomponenten hängt von den Funkbedingungen ab und, zum Beispiel, von der Geländeform und Gebäuden, die Reflexionen bewirken. In den meisten Fällen ist die schmalste Verzögerung mit der mehrweg-ausgebreiteten Signalkomponente gesucht werden ein Chip. Die Frequenz der Rakefinger-Zuteilung kann variabel sein. Sie kann zum Beispiel für jedes Fenster oder jeden Rahmen durchgeführt werden.

[0073] Die Funktionsweise des Verzögerungsabschätzers **290A** kann durch drei getrennte Filterstrukturen verbessert werden. Diese drei Lösungen können alleine verwendet werden oder auf jede Art kombiniert verwendet werden. Die Impulsantwort des Kanals, der von dem Kanalabschätzer **292** erzeugt wird, wird kohärent durch die erste Filterstruktur, die mit dem Kanalabschätzer verbunden ist, gemittelt. Die bessere dementsprechend erhaltene Kanalabschätzung macht auch Gewichtungskoeffizienten verlässlicher. Der entspreizte Pilotanteil multipliziert mit dem Gewichtungskoeffizienten wird nichtkohärent durch eine zweite Filterstruktur gefiltert, die zwischen dem Multiplizierer **294A**, **294B** und dem Antennenzweigsommierer **298** in jedem Antennenzweig **232A**, **232B** verbunden ist. Dies verbessert das Ergebnis, das in jedem Antennenzweig erhalten wurde. Das kombinierte Pilotsignal wird nichtkohärent durch eine dritte Filterstruktur gemittelt, die zwischen dem Antennenzweig

summierer **298** und dem Zuteiler **264** verbunden ist.

[0074] Ein Rakefinger **270A**, **270B** führt eine mehrwege-ausgebreitete Signalkomponente durch eine gegebene Codeverzögerung aus. Der Rakefinger **270A**, **270B** umfasst einen Kanalabschätzer **272**, durch den eine Kanal-Impulsantwort einer mehrwegeausgebreiteten Signalkomponente, die in einem Funksignal enthalten ist und die mittels eines bekannten Pilotanteils gefunden wurde, d. h. praktisch komplexe Impulsantwort des Kanals, erzeugt wird.

[0075] Zusätzlich umfassen die Rakefinger **270A**, **270B** einen Interferenzabschätzer **272**, durch den eine Interferenzsignal, welches in dem Funksignal jedes Antennenzweigs **232A**, **232B** eingeschlossen ist und aus Interferenz und Rauschen besteht, durch Subtraktion eines erwünschten regenerierten Funksignals von dem empfangenen Funksignal, erzeugt wird. Das erwünschte regenerierte Funksignal wird mittels des bekannten Pilotanteils, der in dem Funksignal enthalten ist und mittels der abgeschätzten Impulsantwort des Kanals erhalten.

[0076] Die Gebiete, die mit gebrochenen Linien in [Fig. 2C](#) gezeichnet sind, stellen die Durchführung des Pilotanteils **274A**, der in dem Funksignal enthalten ist und die Durchführung des Datenanteils **274B**, der in dem Funksignal enthalten ist, dar.

[0077] Der Rakefinger **270A**, **270B** umfasst einen Entspreizer **276A**, **276B**, der mit jedem Antennenzweig **232A**, **232B** verbunden ist und den Spreiz-Pilotanteils **274A**, der in der mehrwege-ausgebreiteten Signalkomponente eingeschlossen ist, durch Verwendung eines bekannten Spreizcodes durch eine Verzögerung, die durch den der Verzögerungsabschätzer **260** mitgeteilt wird, entspreizt.

[0078] Entsprechend umfasst der Rakefinger **270A**, **270B** einen Entspreizer **276C**, **276D**, der mit jedem Antennenzweig **232A**, **232B** verbunden ist und den Spreiz-Datenanteils **274B**, der in der mehrwege-ausgebreiteten Signalkomponente eingeschlossen ist, durch einen bekannten Spreizcode durch eine Verzögerung, die durch den der Verzögerungsabschätzer **260** mitgeteilt wird, entspreizt. Es gibt L Entspreizer zum Verarbeiten sowohl des Datenanteils als auch des Pilotanteils, d. h. einen für jeden Antennenzweig **232A**, **232B** in jedem Rakefinger **270A**, **270B**. In der Praxis, wenn entspreizt wird, wird der Pilotanteil der Signalkomponente mit einer Komplex-Konjugierten des Spreizcodes mit der richtigen Phase multipliziert.

[0079] Als Ganzes ist die Situation so, dass der Verzögerungsabschätzer **260** N Rakefinger **270A**, **270B** für die besten akustischen Signalkomponenten zuteilt. In jedem Rakefinger **270A**, **270B** werden L Antennenzweige **232A**, **232B** durchgeführt. Sowohl der Pilotanteil des Funksignals als auch der Datenteil des Funksignals werden getrennt durchgeführt. Die Anzahl N kann abhängig von den Gegebenheiten variieren, oder ein Schwellwert kann für das Level der mehrweg-ausgebreiteten Signalkomponente gesetzt werden. Wenn dieser Schwellwert überschritten wird, wird der Rakefinger **270A**, **270B** angezeigt und der Empfang wird fortgesetzt. Folglich sind die Suche für die Zeitvorgabe ein dynamischer Prozess und genauso die Zuteilung des zu kombinierenden Rakefingers **270A**, **270B**.

[0080] Ein Gewichtungskoeffiziententeil **272** in dem Rakefinger **270A**, **270B** bildet Gewichtungskoeffizienten, welche das Signal-Interferenz/Rausch-Verhältnis (SINR) für jeden Antennenzweig **232A**, **232B** maximieren. Das kann zum Beispiel durch Multiplikation einer inversen Matrix einer kovarianten Matrix eines Interferenzsignals, das aus Interferenz und Rauschen der Antennenzweige **232A**, **233A** besteht, durch einen abgeschätzten Impulsantwortvektor des Kanals, getan werden. Die Gewichtungskoeffizienten sind komplex.

[0081] Der Pilotanteil **274A**, der durch den Entspreizer **276A**, **276B** in jeden Antennenzweig **232A**, **232B** entspreizt wird, wird mit dem erhaltenen Gewichtungskoeffizienten durch einen Multiplizierer **284A**, **284B** multipliziert, der sich in dem Rakefinger **270A**, **270B** befindet, Dementsprechend wird der Datenanteil **274A**, der durch den Entspreizer **276C**, **276D** in jeden Antennenzweig **232A**, **232B** entspreizt wird, mit dem erhaltenen Gewichtungskoeffizienten durch einen Multiplizierer **284C**, **284BD** multipliziert. Entsprechend werden die Signalkomponenten, die den Pilotanteil enthalten und Signalkomponenten, die den Datenanteil enthalten, getrennt mit demselben Gewichtungskoeffizienten multipliziert.

[0082] Einen Antennenzweig-Addierer **278A**, der sich als Letzter in dem Rakefinger **270A**, **270B** befindet, kombiniert die entspreizten Pilotanteile **274A**, die über die getrennten Antennenzweige **232A**, **232B** empfangen und mit einem Gewichtungskoeffizienten zu einem Pilotsignal multipliziert wurden.

[0083] Entsprechend kombiniert ein Antennenzweig-Addierer **278B**, die entspreizten Datenanteile **274B**, die

über die getrennten Antennenzweige **232A**, **232B** empfangen und mit einem Gewichtungskoeffizienten zu einem Pilotsignal multipliziert wurden.

[0084] Der Rake-Empfänger umfasst zusätzlich einen Rakefingersummierer **280B**, der die Datensignale der Rakefinger **270A**, **270B**, die durch verschiedene Verzögerungen funktionieren, zu einem summierten Datensignal, die die empfangenen Bits darstellen, kombiniert. Die Datenbits werden dann gemäß [Fig. 2A](#) von Block **228** zu Block **226** gebracht, um entschachtelt zu werden.

[0085] Der dargestellte Empfänger ist für die Verwendung sowohl an einer Basisstation als auch an einer Benutzereinrichtung geeignet. Das bedeutet, dass sowohl I/Q-Multiplexing als auch Zeit-Multiplexing von Daten- und Steuerkanälen möglich sind.

[0086] Zwischen dem Antennenzweigsummierer **278a**, **278B** und dem Rakefingersummierer **280A**, **280B** kann einen Realteil **278A**, **278B** geben, der seinen Imaginärteil von dem kombinierten Signal jedes Antennenzweigs abtrennt, da der Imaginärteil ein Fehlerterm ist, der während der Kanalabschätzung erzeugt wurde.

[0087] In einer bevorzugten Ausführungsform umfasst der Rake-Empfänger einen Rakefingersummierer **280A**, der das Pilotsignal der Rakefinger **270A**, **270B**, die durch verschiedene Verzögerungen funktionieren, kombiniert, um ein Pilotsignal zu summieren, das die empfangenen Pilotbits darstellt. Dieses summierte Pilotsignal kann zu einem Abschätzer **282** zum Signal-zu-Interferenz-Verhältnis gebracht wird, um das Signal-zu-Interferenz-Verhältnis des Kanals abzuschätzen. Die Leistungssteuerung der geschlossenen Schleife kann durch das erhaltene Signal-zu-Interferenz-Verhältnis des Kanals gesteuert werden. Das ist in Block **282** von [Fig. 2C](#) durch den Text TPC (Übertragungsleistungssteuerung) dargestellt.

[0088] Die Erfindung wird vorzugsweise mit einer Software implementiert, wobei zumindest ein Teil der Funktionen, die in Block **228** eingeschlossen sind mit der Software, die von einem Prozessor ausgeführt wird, geändert werden. Jedoch wird der Verzögerungsabschätzer **260**, **290A**, der eine hohe Berechnungskapazität benötigt, vorzugsweise als eine anwenderspezifische integrierte Schaltung (ASIC) implementiert. Die anderen Funktionen, die in Block **228** eingeschlossen sind, können auch mit Vorrichtungslösungen implementiert werden, die die benötigte Funktionalität anbieten, wie eine ASIC oder eine diskrete Logik.

[0089] Ein Verfahren zur Berechnung von Gewichtungskoeffizienten, die die SINR maximieren, werden als Nächstes vorgestellt, unter der Annahme, dass die Impulsantwort h des Kanals und die kovariante Matrix R_{uu} der Interferenz und des Rauschens bekannt sind. Das Verfahren kann sowohl in den Rakefingern **270A**, **270B** als auch in den Verzögerungsabschätzer **290A** verwendet werden. Anschließend wird ein Verfahren zur Abschätzung von h und R_{uu} mittels bekannter Pilotbits, die in einem Signal eingeschlossen sind, vorgestellt. Die Vorstellung ist ein komplexes Basisband-Signalmodell auf Symbollevel, um ein Signal zu verarbeiten. In der Vorstellung stellen fett gedruckte Bezeichnungen einen vertikalen Vektor oder eine Matrix dar. Lasst uns annehmen, dass N der mehrwege-ausgebreiteten Signale von Interesse (SOI) auf der Zeitachse durch den abgestimmten Filter gefunden werden, und jede Signalkomponente über L verschiedene Antennen empfangen werden. Die L komplexen Kanaltaps der N ten mehrwege-ausgebreiteten Signalkomponente werden mit dem Vektor h_n gekennzeichnet, der eine Länge L hat. Die additive Multi-Zugriffs-Interferenz (MAI), die durch weitere Benutzer verursacht wird, Mehrweg-Selbst-Interferenzen und Rauschen werden durch den Vektor u_n angezeigt, der als ein L -varianter komplexer gaußverteilter Prozess mit räumlich unter Umständen farbige Kovarianz $R_{uu,n} = E[u_n u_n^H]$ ist. Das Signal, das von L Antennen empfangen wird, ist mit einem Vektor r_n dargestellt. Ein Informationssymbol des M ten Benutzers aus einem Alphabet der Größe M wird mit der Bezeichnung s_m angezeigt.

[0090] Die gaußsche Annahme für die entspreizte MAI ist für eine große Anzahl von Spreizfaktoren, die verschiedene Länge aufweisen, gültig.

[0091] Dementsprechend wird jedes Symbol in K Proben diskretisiert, wobei der Vektor r_n in der Form dargestellt werden kann:

$$r_n[k] = h_n s_m[k] + u_n[k], k = 1, \dots, K \quad (1)$$

[0092] Durch Stapeln jedes der N Vektoren zu Vektoren, die eine Länge LN aufweisen, wird eine kompaktere Notation erhalten:

$$r[k] = h s_m[k] + u[k], k = 1, \dots, K \quad (2)$$

[0093] Die Gaußverteilten Interferenzvariablen $u_n[k]$ und $u[k]$ werden gegenseitig über Probenmomente und auch über die verschiedenen mehrwege-ausgebreiteten Signalkomponenten der SOI unkorreliert. Dann:

$$R_{uu}[k] = E[u[k]u^H[k]] = \text{diag}(R_{uu,1}[k], \dots, R_{uu,N}[k]) \quad (3)$$

[0094] Unter der Annahme, dass die Symbole s_m gleichwahrscheinlich sind und die Kanalparameter h und die Kovarianzmatrix $R_{uu}[k]$ von Interferenz und Rauschen beide bekannt sind, bedingt die optimale Demodulation die Maximierung der Log-Likelihood-Funktion ($|\cdot|$ bedeutet determinat):

$$\begin{aligned} L(\mathbf{r}, \mathbf{s}_m) &= \ln \left(\prod_{k=1}^K \frac{1}{\pi^{LN} |\mathbf{R}_{uu}[k]|} \exp \left\{ -\mathbf{u}[k] \mathbf{R}_{uu}^{-1}[k] \mathbf{u}^H[k] \right\} \right) \\ &= -\sum_{k=1}^K (\mathbf{r}[k] - \mathbf{h} s_m[k])^H \mathbf{R}_{uu}^{-1}[k] (\mathbf{r}[k] - \mathbf{h} s_m[k]) + \text{const}_1 \end{aligned} \quad (4)$$

[0095] Unter der Annahme, dass die Symbole dieselbe Energie haben, kann Formel 4 in die Form:

$$\begin{aligned} L(\mathbf{r}, \mathbf{s}_m) &= \sum_{k=1}^K 2 \text{Re} \left\{ \mathbf{r}^H[k] \mathbf{R}_{uu}^{-1}[k] \mathbf{h} s_m[k] \right\} + \text{const}_2 \\ &= 2 \text{Re} \left\{ \sum_{k=1}^K \left(\sum_{n=1}^N \mathbf{w}_n^H[k] \mathbf{r}_n[k] \right) s_m^*[k] \right\} + \text{const}_2 \\ &= 2 \text{Re} \left\{ \mathbf{s}_m^H \mathbf{t} \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

entwickelt werden, wobei die N Gewichtungskoeffizienten, die die Interferenz minimieren $w_n[k] = R_{uu,n}^{-1}[k] h_n$ sind, und die Vektoren s_m und t eine Länge K mit Elementen $s_m[k]$ aufweisen, bzw.

$$\sum_{n=1}^N \mathbf{w}_n^H[k] \mathbf{r}_n[k].$$

[0096] Entsprechend kann der IRC Rake-Empfänger, der früher vorgestellt wurde, in N zeitliche Rakefinger zerlegt werden, von denen jeder räumliche IRC auf den L Antenneneingaben unter Verwendung von Gewichtungskoeffizienten $w_n[k] = R_{uu,n}^{-1}[k] h_n$ durchgeführt werden. Die Ausgaben der Rakefinger werden summiert, d. h. kombiniert und einen Korrelationserfasser wird angewandt, um einen Wert für die Symbole s_m zu bestimmen, der die größte Symbol-Korrelations-Metrik ermöglicht.

[0097] Wenn die Mehrweg-Selbstinterferenz des SOI vernachlässigt werden kann, zum Beispiel wenn die Verarbeitungsverstärkung groß genug ist, ist $R_{uu,n}$ in allen N Fingern im Wesentlichen derselbe, was bedeutet, dass es nur einmal abgeschätzt und invertiert werden muss. Wenn die Interferenz-Kovarianz-Matrix räumlich weiß ist, d. h. $R_{uu,n} = \text{Id}$, wird aus IRC MRC, da $w_n[k] = h_n$. Direkte Matrixinversion (DMI) der Matrix $R_{uu,n}$ kann vermieden werden, wenn rekursive Algorithmen, wie geringste Mittelquadrate (LMS) oder rekursive geringste Quadrate (RLS) verwendet werden. Entsprechend kann der Empfänger derart konstruiert werden, dass das Interferenzbeseitigungsverfahren gemäß den Gegebenheiten zwischen dem MRC und IRC geändert werden können. Wenn Datenübertragungsgeschwindigkeiten hoch sind, ist die Interferenz farbig und deshalb wird IRC verwendet, bzw. MRC wird bei niedrigen Datenübertragungsgeschwindigkeiten verwendet. Im Prinzip ist MRC nur ein Spezialfall von IRC, was bedeutet, dass das zu verwendende Verfahren immer IRC sein kann.

[0098] Unter der Annahme, dass h und R_{uu} nicht bekannt sind, wird als Nächstes eine unstrukturierte Maximum-Likelihood-ML-Kanal-Abschätzung des Vektors h und eine Abschätzung der Kovarianzmatrix R_{uu} vorgestellt, die die durchgeführte Kanalabschätzung verwendet. Wie früher festgestellt, wird I/Q-Multiplexing in der Uplink-Richtung verwendet, der Datenkanal wird in dem Zweig I und dem Steuerkanal zu dem Zweig Q gemultiplext. Der Steuerkanal umfasst auch einen vorher bekannten Pilotanteil. Beide Kanäle können durch Entspreizen mit orthogonalen Spreizcodes voneinander getrennt werden. Das Symbollevel-Signalmodell wird von Gleichung 1 erhalten, indem man es für jeden Teil I und Q unter Verwendung von BPSK-Symbolen $s_m \in \{-1, 1\}$ getrennt aufschreibt. Es wird weiter angenommen, dass sich der Index k nun auf einen Bitindex der Symbolsequenz bezieht. K Bits von DPCH werden in einem Fenster gesammelt.

[0099] Vorher wurden die Kanalparameter h und die Interferenzkovarianz R_{uu} als bekannt angenommen. Nun wird angenommen, dass keine vorab Information über jegliche räumliche Struktur verfügbar ist, was bedeutet,

dass die optimale Kanalabschätzung über das Maximum-Likelihood-Prinzip erzeugt wird. Der Vektor $\mathbf{r}[k]$, $k = 1, \dots, K$ und die Pilotbits $s_p[k]$ der DPCCH innerhalb eines Fensters werden verwendet, durch die ML-Abschätzungen $[\hat{\mathbf{h}}, \hat{\mathbf{R}}_{uu}]$ erzeugt werden, sind die gemeinsamen Minimierer der Log-Likelihood-Funktion:

$$\begin{aligned}
 L(\mathbf{r}, \mathbf{h}, \mathbf{R}_{uu}) &= \\
 &= \ln \left(\prod_{k=1}^K \frac{1}{\pi^{LN} |\mathbf{R}_{uu}[k]|} \exp \left\{ -(\mathbf{r}[k] - \mathbf{h} s_p[k])^H \mathbf{R}_{uu}^{-1}[k] (\mathbf{r}[k] - \mathbf{h} s_p[k]) \right\} \right) \quad (6) \\
 &= -\ln |\mathbf{R}_{uu}^{-1}| - \text{trace} \left\{ \mathbf{R}_{uu} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\mathbf{r}[k] - \mathbf{h} s_p[k]) \right\} + \text{const}_1
 \end{aligned}$$

[0100] Dieses ML-Abschätzungsproblem ist separierbar. Wenn ML die Abschätzung $\hat{\mathbf{h}}$ gibt, wird der Vektor $\hat{\mathbf{R}}_{uu}$ sein:

$$\hat{\mathbf{R}}_{uu} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\mathbf{r}[k] - \hat{\mathbf{h}} s_p[k]) (\mathbf{r}[k] - \hat{\mathbf{h}} s_p[k])^H \quad (7)$$

und die ML-Abschätzung $\hat{\mathbf{h}}$ ist als Minimierer der Kostenfunktion ($|\cdot|$ bedeutet determinat):

$$\begin{aligned}
 F &= \left| \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\mathbf{r}[k] - \mathbf{h} s_p[k]) (\mathbf{r}[k] - \mathbf{h} s_p[k])^H \right| \quad (8) \\
 &= \left| (\mathbf{h} - \hat{\mathbf{r}}_{sr}^H) (\mathbf{h} - \hat{\mathbf{r}}_{sr}^H)^H + \hat{\mathbf{R}}_{rr} - \hat{\mathbf{r}}_{sr}^H \hat{\mathbf{r}}_{sr} \right|
 \end{aligned}$$

wobei

$$\hat{\mathbf{r}}_{sr} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K s_p[k] \mathbf{r}^H[k], \quad \hat{\mathbf{R}}_{rr} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{r}[k] \mathbf{r}^H[k]$$

F wird minimiert durch die Wahl:

$$\mathbf{h} = \hat{\mathbf{r}}_{sr}^H \quad (9)$$

[0101] Anstatt \mathbf{R}_{uu} von dem gespreizten Signal abzuschätzen, kann das Breitbandsignal zur Kovarianzmatrix-Abschätzung verwendet werden. In diesem Ansatz berechnen wir \mathbf{R}_{rr} anstelle \mathbf{R}_{uu} und verwenden diesen Term um die Interferenz zu unterdrücken. In der \mathbf{R}_{rr} -Abschätzung haben wir viele Proben und deshalb kann die Genauigkeit der Abschätzung gesteigert werden. Auch in diesem Ansatz muss die Kovarianzmatrix nur einmal für alle Chipverzögerungspositionen berechnet und invertiert werden. So kann die Rechenlast verringert werden. Die \mathbf{R}_{uu} ist die räumliche Korrelationsmatrix der Interferenz plus Rauschen und die \mathbf{R}_{rr} ist die räumliche Korrelationsmatrix des Signals plus Interferenz plus Rauschen. Der \mathbf{R}_{uu} Ansatz wird in [Fig. 2D](#) beschrieben und der \mathbf{R}_{rr} -Ansatz in [Fig. 2E](#). [Fig. 2E](#) ist ansonsten die gleiche wie [Fig. 2D](#), aber der Interferenzabschätzer **286** schätzt die \mathbf{R}_{rr} von dem empfangenen Breitbandsignal ab und leitet diese Information zu dem Gewichtskoeffiziententeil weiter.

[0102] Ein linearer Kanalabschätzer basierend auf Pilotenbits ist oben beschrieben worden. Es ist für einen Fachmann offensichtlich, dass bekannt, weiter entwickelte Kanalabschätzungsverfahren, wie Verfahren, die auch einen Datenkanal verwenden, auf das Verfahren der Erfindung angewendet werden können.

[0103] In dem beschriebenen Funksystem können Interferenzen auftauchen, die durch Frequenzbänder verursacht werden, die dem gewünschten Kanal in einigen Situationen benachbart sind, diese Interferenz ist als Nachbar-Kanalleistung (ACP). Das benachbarte Frequenzband kann das WCDMA-Frequenzband sein, das benachbart zu dem Betreiber ist, das WCDMA-Frequenzband eines weiteren Betreibers oder ein Frequenzband von einigen weiteren Systemen, zum Beispiel dem GSM-System. Das Problem kann Blockierung in der Zelle in der Uplinkrichtung verursachen. Lasst uns zum Beispiel annehmen, dass ein hoch effektiver GSM-Sender an einen Rake-Empfänger, der mit einer hohen Datengeschwindigkeit arbeitet, ACP verursacht, d.h. an einem niedrigen Spreizverhältnis, zum Beispiel auf einem 5-MHZ-Frequenzband. Die ACP (als allgemeine Interferenz) muss über dem Rauschlevel sein, sodass es beseitigt werden kann. Gemäß der Erfindung umfasst ein Interferenzsignal, das mit dem Interferenzabschätzer **272** erzeugt wurde, dann Interferenzen, die durch das benachbarte Frequenzband des erwünschten Kanals verursacht wurde, d. h. Nachbar-Kanal-Leistung, dessen

nachteiliger Effekt demnach entfernt werden kann. Ein Schrumpfen der Zelle auf einem Konto der ACP kann deshalb vermieden werden.

[0104] Obwohl die Erfindung oben in Bezug auf das Beispiel der angefügten Zeichnungen beschrieben wurde, ist es klar, dass die Erfindung nicht auf das beschränkt ist, sondern auf viele verschiedene Weisen, innerhalb des Gegenstands der erfinderischen Idee der angefügten Ansprüche modifiziert werden kann.

Patentansprüche

1. Rake-Empfänger, umfassend mindestens zwei Antennenzweige (**232A**, **232B**) zum Empfangen eines Funksignals, mindestens einen mit den Antennenzweigen (**232A**, **232B**) verbundenen Rake-Finger (**270A**, **270B**) zum Verarbeiten einer Mehrwegeausgebreiteten Signalkomponente des Funksignals, und einen Verzögerungsabschätzer (**290A**), der mit den Antennenzweigen (**232A**, **232B**) verbunden ist, wobei der Verzögerungsabschätzer (**290A**) umfasst:

einen Entspreizer (**296A**, **296B**), der mit jedem Antennenzweig (**232A**, **232B**) verbunden ist, zum Entspreizen des Pilotanteils, der in der Mehrwegeausgebreiteten Signalkomponente eingeschlossen ist, durch Verwendung eines bekannten Spreizcodes mittels einer Verzögerung;

und einen Zuteiler (**264**) zum Auswählen von mindestens einer Verzögerung, mit der ein mehrwegeausgebreitetes Signal empfangen wird, und zum Zuteilen eines Rake-Fingers (**270A**, **270B**) zum Verarbeiten der gefundenen Signalkomponente;

dadurch gekennzeichnet, dass der Verzögerungsabschätzer (**290A**) weiter umfasst: einen Kanalabschätzer (**292**) zum Erzeugen einer Impulsantwort des Kanals der mehrwegeausgebreiteten Signalkomponente, die mittels eines bekannten Pilotanteils gefunden wurde, welcher in dem Funksignal jedes Antennenzweigs (**232A**, **232B**) eingeschlossen ist;

einen Interferenzabschätzer (**292**) zum Erzeugen eines Interferenzsignals, welches in dem Funksignal jedes Antennenzweigs (**232A**, **232B**) eingeschlossen ist und aus Interferenz und Rauschen besteht;

einen Gewichtungskoeffiziententeil (**292**) um jedem Antennenzweig (**232A**, **232B**) Gewichtungskoeffizienten bereitzustellen, welche das Signal-Interferenz/Rausch-Verhältnis (SINR) maximieren;

einen Multiplizierer (**294A**, **294B**) zum Multiplizieren des Pilotanteils, der von dem Entspreizer (**296A**, **296B**) in jedem Antennenzweig (**232A**, **232B**) entspreizt wurde, mit einem Gewichtungskoeffizienten;

einen Antennenzweig-Addierer (**298A**) zum Kombinieren der entspreizten Pilotanteile, die über die getrennten Antennenzweige (**232A**, **232B**) empfangen und mit dem Gewichtungskoeffizient multipliziert wurden, zu einem kombinierten Pilotsignal, wobei die Auswahl in dem Zuteiler (**264**) auf dem kombinierten Pilotsignal beruht.

2. Rake-Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Interferenzabschätzer (**292**) ein Interferenzsignal erzeugt, das für alle verschiedenen Verzögerungen verwendet wird.

3. Rake-Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Interferenzabschätzer (**292**) ein Interferenzsignal für jede Verzögerung erzeugt.

4. Rake-Empfänger nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass für jede Verzögerung ihr eigenes Interferenzsignal verwendet wird.

5. Rake-Empfänger nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass ein gemittelttes Interferenzsignal unter Verwendung der Interferenzsignale jeder Verzögerung berechnet wird, und dass dieses gemittelte Interferenzsignal für jede Verzögerung verwendet wird.

6. Rake-Empfänger nach irgendeinem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Interferenzabschätzer (**292**) als eine Eingabe den durch Verwendung eines bekannten Spreizcodes mittels einer Verzögerung entspreizten Pilotanteil (**274A**) verwendet, der in der mehrwegeausgebreiteten Signalkomponente eingeschlossen ist.

7. Rake-Empfänger nach irgendeinem der vorhergehenden Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, dass der Interferenzabschätzer (**292**) als eine Eingabe das empfangene Funksignal verwendet.

8. Rake-Empfänger nach irgendeinem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Interferenzabschätzer (**292**) ein Interferenzsignal erzeugt, indem er von dem empfangenen Funksignal ein gewünschtes neuerzeugtes Funksignal abzieht.

9. Rake-Empfänger nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass das gewünschte neuerzeugte Funk-

signal mittels des bekannten Pilotanteils und der geschätzten Impulsantwort des Kanals erhalten wird.

10. Rake-Empfänger nach Anspruch 8 oder 9, dadurch gekennzeichnet, dass das gewünschte neuerzeugte Funksignal mittels Entscheidungsrückkopplung von erfassten Datenbits erhalten wird, die in der entspreizten mehrwegeausgebreiteten Signalkomponente enthalten sind.

11. Rake-Empfänger nach irgendeinem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Interferenzabschätzer (292) ein Interferenzsignal unter Verwendung von Mehrbenutzererfassung erzeugt, wobei die Signale anderer Benutzer das Interferenzsignal bilden.

12. Rake-Empfänger nach irgendeinem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Impulsantwort des Kanals, die von dem Kanalabschätzer (292) erzeugt wurde, kohärent von einer ersten Filterstruktur gemittelt wird, die mit dem Kanalabschätzer (292) verbunden ist.

13. Rake-Empfänger nach irgendeinem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der entspreizte Pilotanteil, der mit dem Gewichtungskoeffizient multipliziert wurde, nicht-kohärent von einer zweiten Filterstruktur gefiltert wird, die zwischen den Multiplizierer (294A, 294B) und den Antennenzweigaddierer (298) in jedem Antennenzweig (232A, 232B) geschaltet ist.

14. Rake-Empfänger nach irgendeinem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das kombinierte Pilotsignal nichtkohärent durch eine dritte Filterstruktur gemittelt wird, die zwischen den Antennenzweigaddierer (298) und den Zuteiler (264) geschaltet ist.

15. Rake-Empfänger nach irgendeinem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Entspreizer (296A, 296B) von einem angepassten Filter (262A, 262B) für jeden Antennenzweig (232A, 232B) ersetzt wird, zum Ausführen einer vorbestimmten Anzahl von parallelen Korrelationsberechnungen für das empfangene Funksignal mittels verschiedener Verzögerungen, wobei der in dem empfangenen Funksignal eingeschlossene Pilotanteil in einer Korrelationsberechnung durch einen bekannten Spreizcode mit einer vorbestimmten Verzögerung entspreizt wird.

16. Rake-Empfänger nach irgendeinem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet dass, um eine Antennenverstärkung bereitzustellen, die Antennenzweige (232A, 232B) eine Antennengruppe bilden, durch welche ein Antennenstrahl in die gewünschte Richtung gebildet wird, indem getrennte Antennensignale aufeinander abgestimmt werden.

17. Rake-Empfänger nach irgendeinem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Antennenzweige (232A, 232B) Diversity-Zweige sind.

18. Rake-Empfänger nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, dass die Antennenzweige (232A, 232B) Antennen sind, die durch räumliche Diversity implementiert sind.

19. Rake-Empfänger nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, dass die Antennenzweige (232A, 232B) Antennen sind, die durch Polarisations-Diversity implementiert sind.

20. Rake-Empfänger nach irgendeinem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Kanalabschätzer (272) die Kanalabschätzung nach dem optimalen Prinzip der größten Wahrscheinlichkeit ausführt.

21. Rake-Empfänger nach irgendeinem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass Gewichtungskoeffizienten, die das Signal-Rausch/Interferenz-Verhältnis maximieren, für jeden Antennenzweig (232A, 232B) gebildet werden, indem eine inverse Matrix einer Kovarianzmatrix, die aus einem Interferenzsignal der Antennenzweige (232A, 232B) erzeugt wurde, mit einer geschätzten Impulsantwort des Kanals multipliziert wird.

22. Rake-Empfänger nach Anspruch 21, dadurch gekennzeichnet, dass eine Kanalabschätzung, die durch das optimale Verfahren der größten Wahrscheinlichkeit erzeugt wurde, verwendet wurde, um die Kovarianzmatrix abzuschätzen, die aus Interferenz und Rauschen erzeugt wurde.

23. Rake-Empfänger nach irgendeinem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das Interferenzsignal, das von dem Interferenzabschätzer (272) erzeugt wird, Interferenz umfasst, welche von

DE 699 31 521 T2 2006.12.21

dem benachbarten Frequenzband des gewünschten Kanals verursacht wird, d.h. Leistung eines benachbarten Kanals.

Es folgen 9 Blatt Zeichnungen

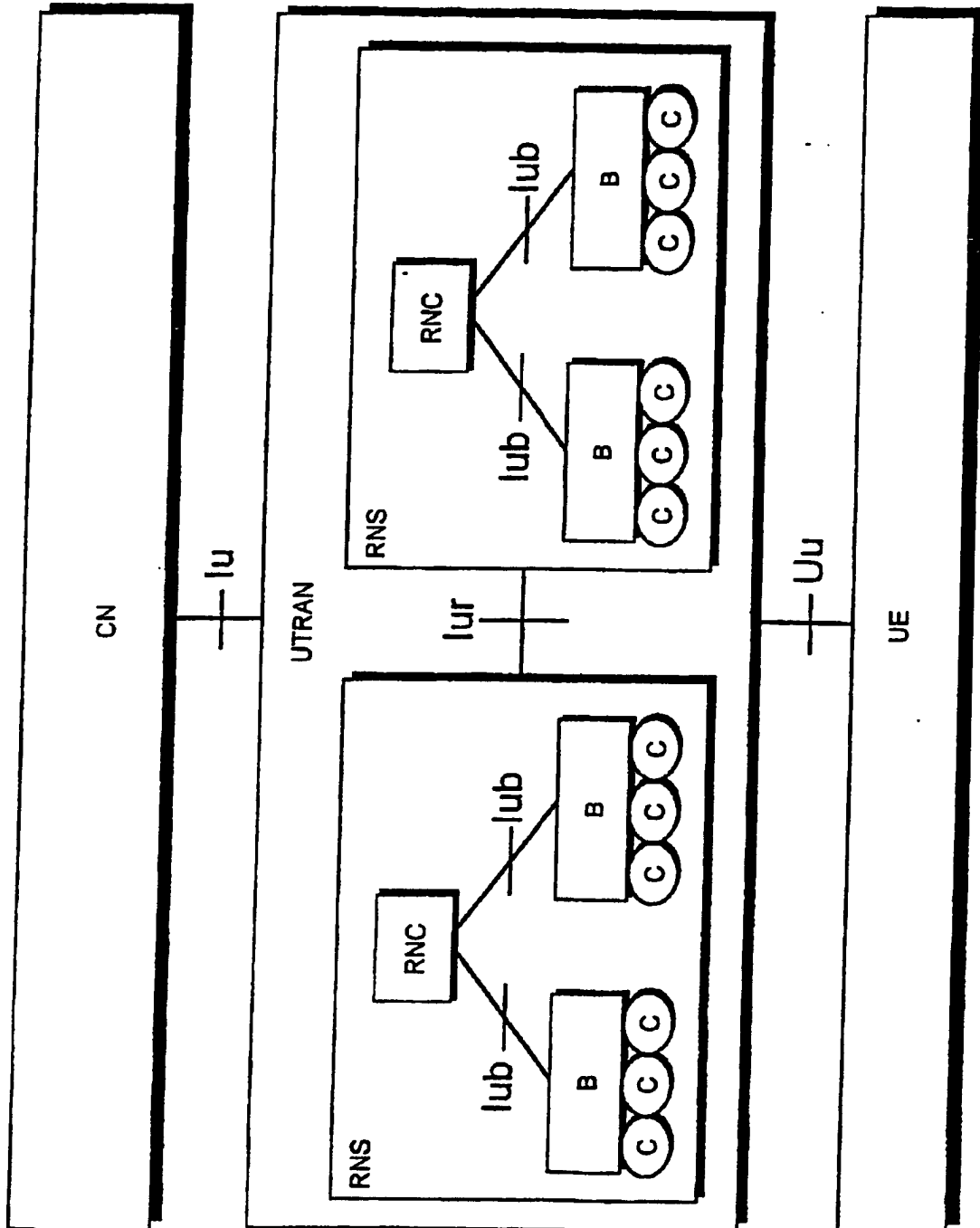


Fig 1A

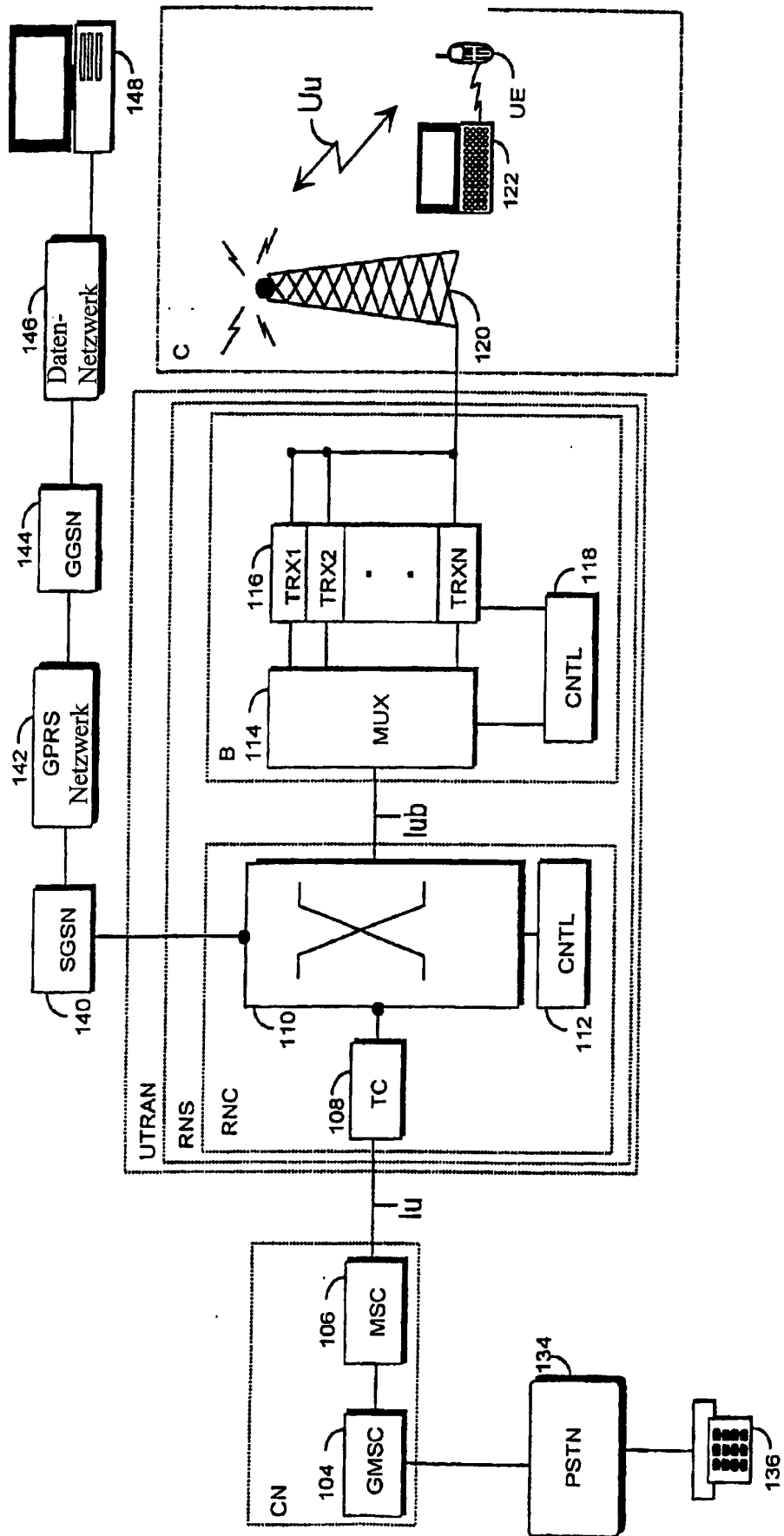


Fig 1B

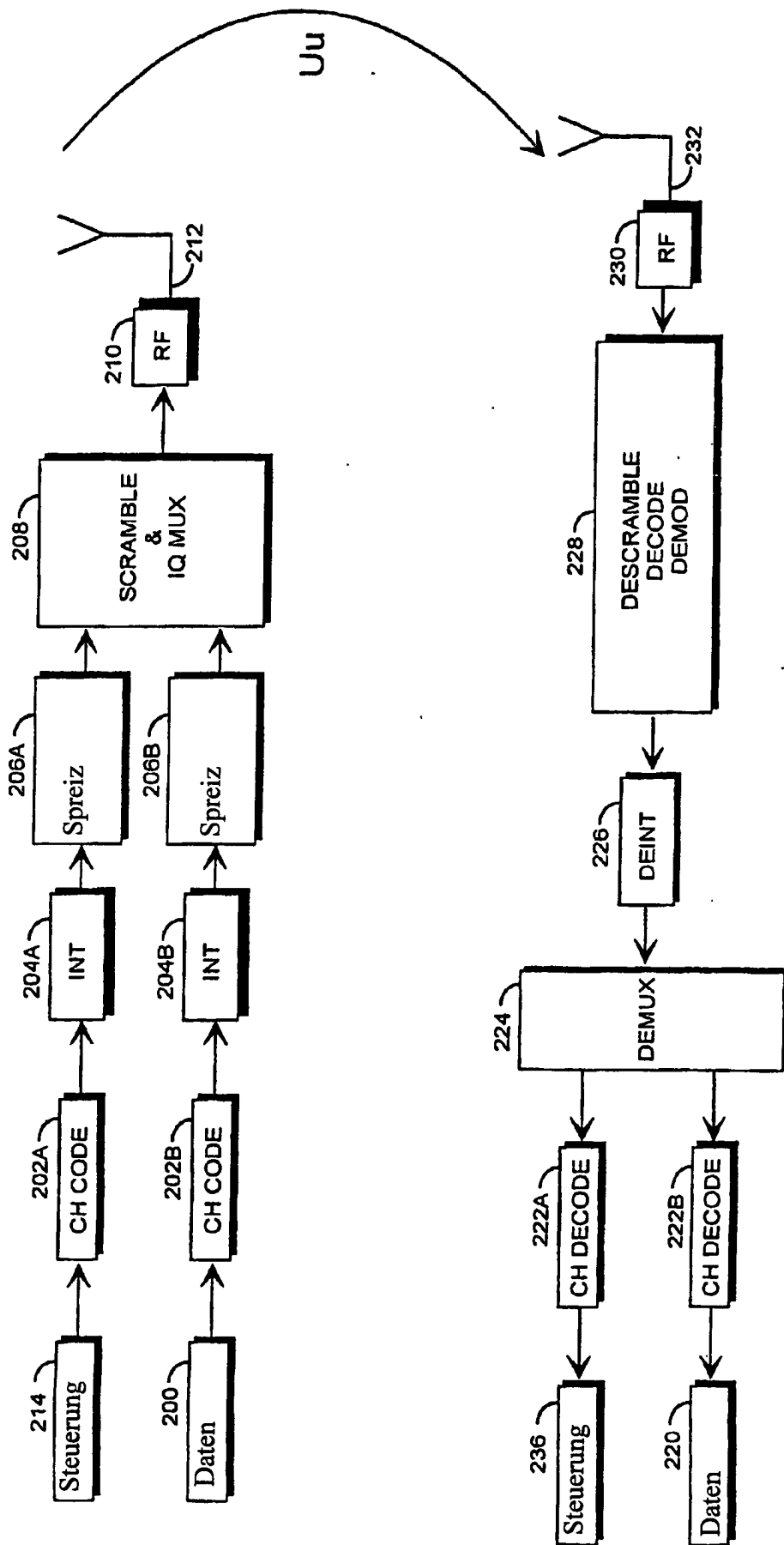


Fig 2A

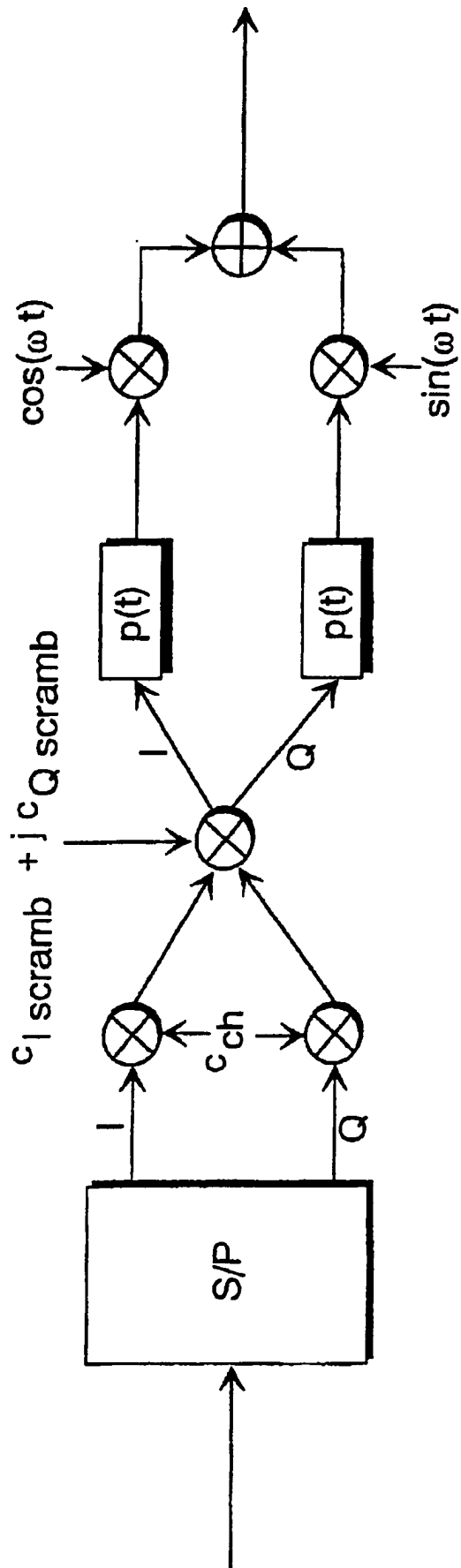


Fig 2B

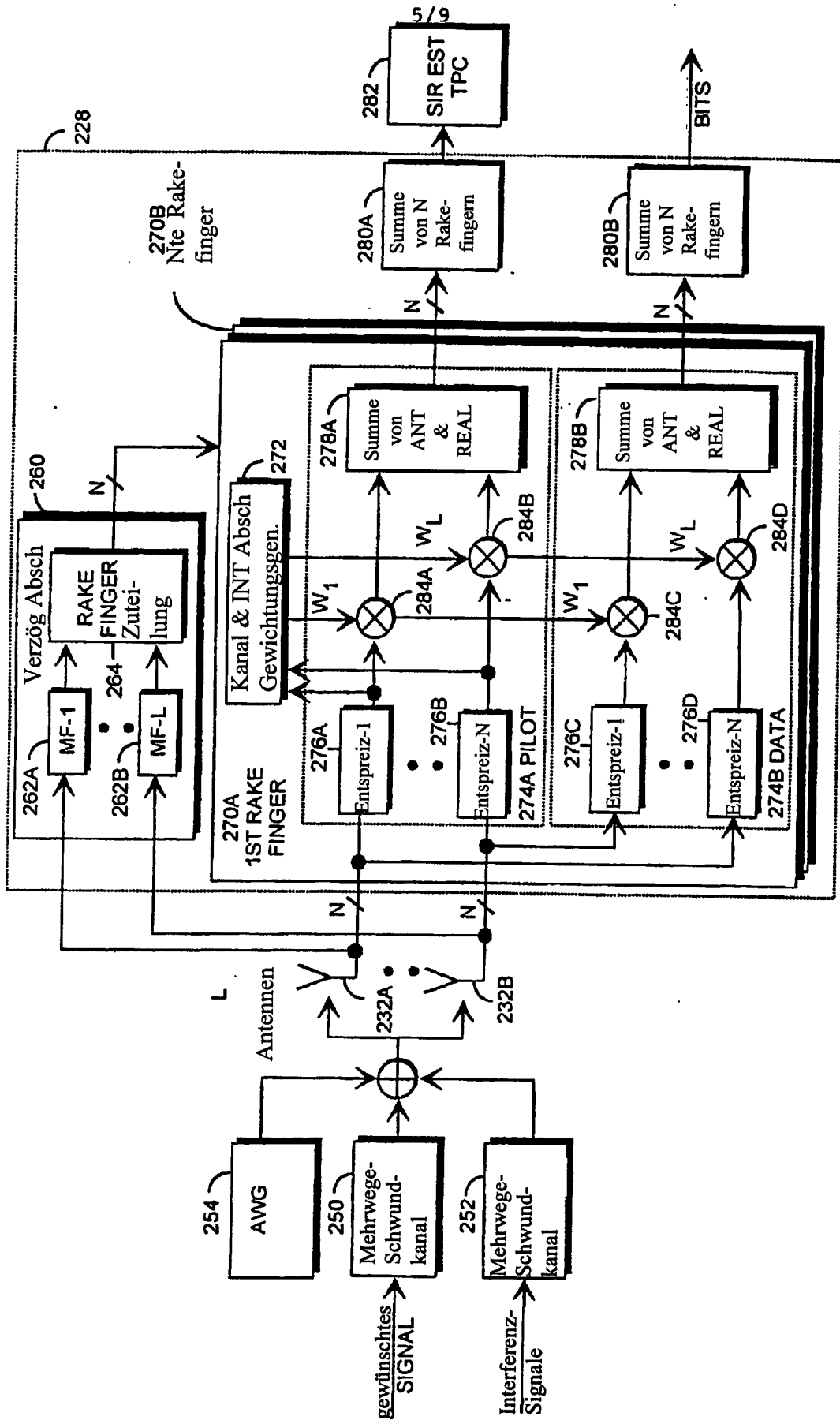


Fig 2C

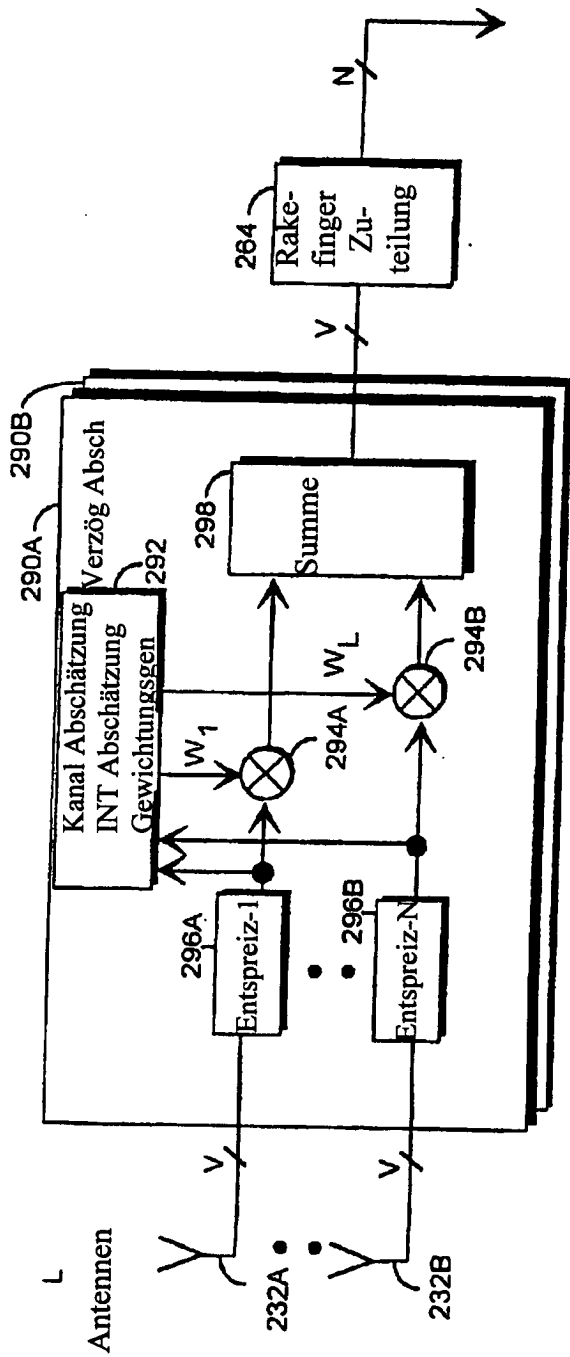


Fig 2D

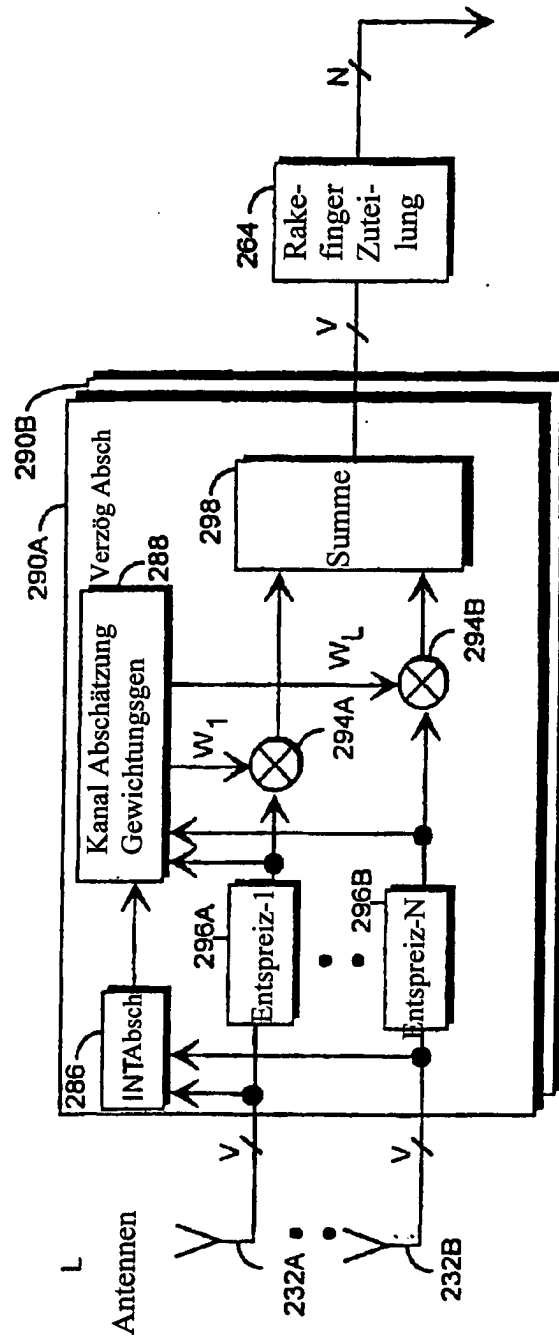


Fig 2E

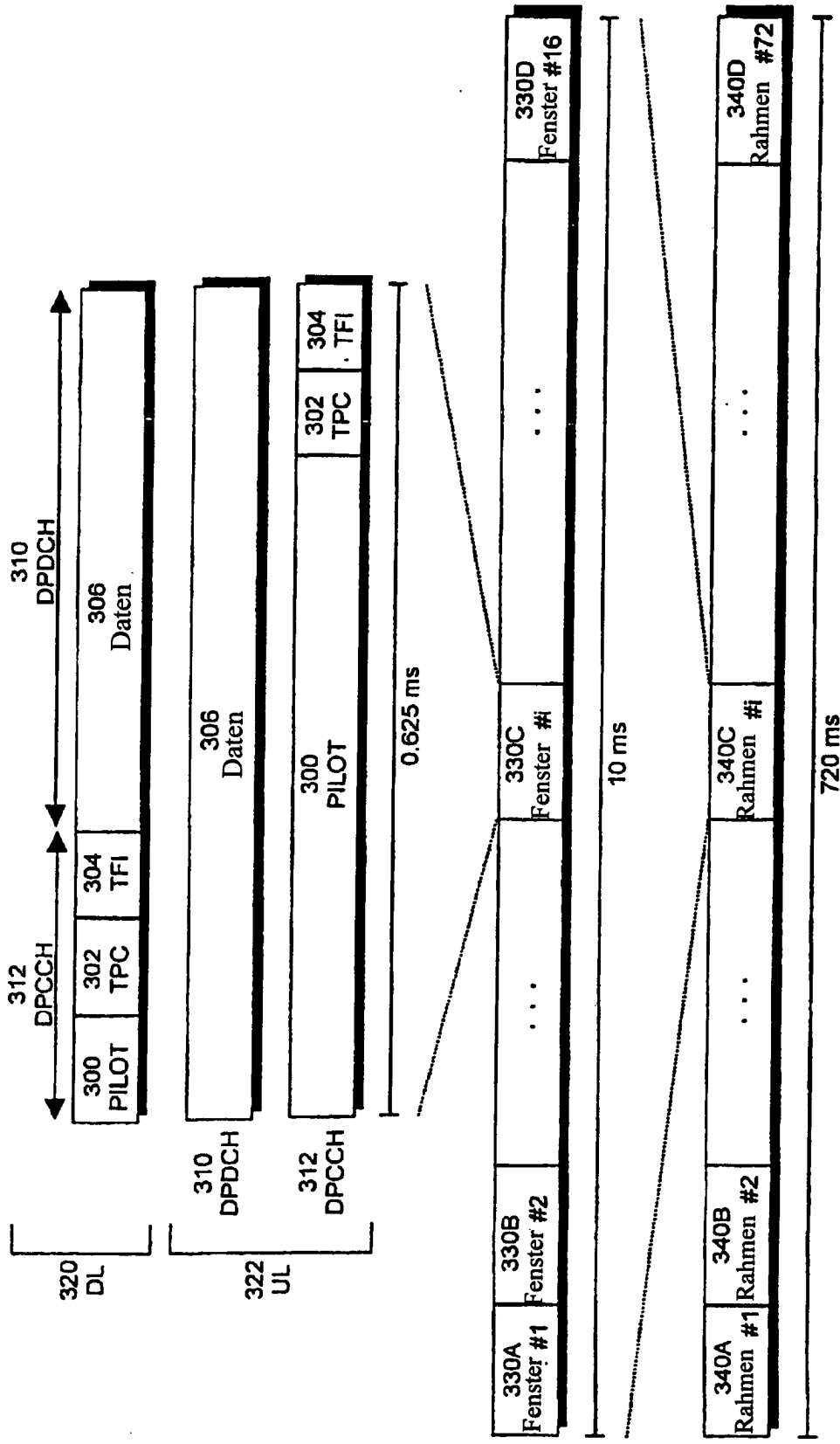


Fig 3

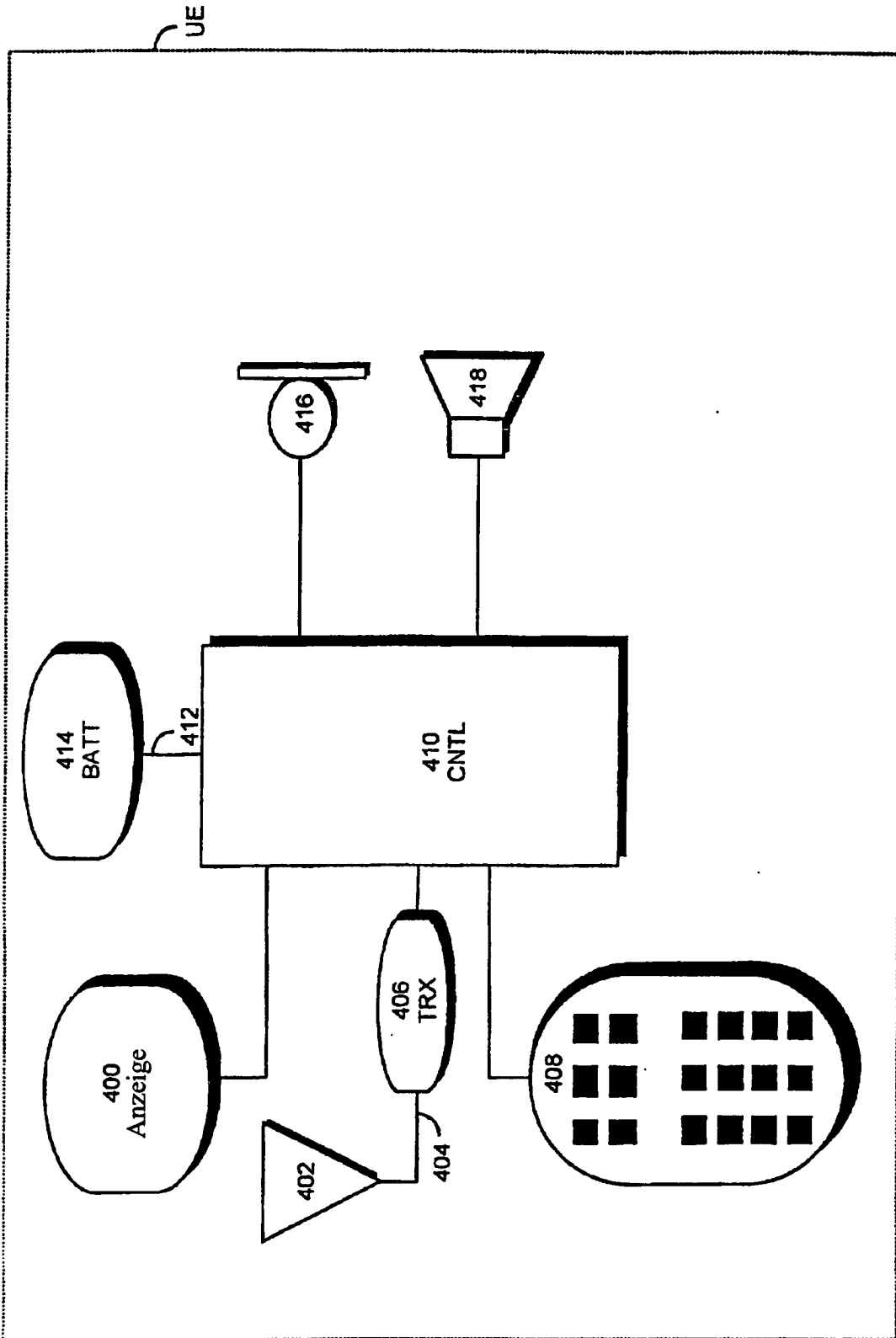


Fig 4