

(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 698 23 656 T2** 2004.10.07

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 0 974 206 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **698 23 656.4**
(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US98/03125**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **98 906 535.4**
(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 98/047242**
(86) PCT-Anmeldetag: **18.02.1998**
(87) Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: **22.10.1998**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **26.01.2000**
(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **06.05.2004**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **07.10.2004**

(51) Int Cl.7: **H04B 7/216**
H04Q 7/38

(30) Unionspriorität:
827942 **12.04.1997** **US**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE, FI, GB, SE

(73) Patentinhaber:
Motorola, Inc., Schaumburg, Ill., US

(72) Erfinder:
DECLERK, J., Daniel, Algonquin, US; ASHLEY, P., James, Naperville, US

(74) Vertreter:
SCHUMACHER & WILLSAU,
Patentanwaltssozietät, 80335 München

(54) Bezeichnung: **VERFAHREN UNG GERÄT FÜR RAHMENBEFREIUNG ZUR ERLEICHTERUNG EINER STEUERUNGSÜBERTRAGUNG IN EINEM KOMMUNIKATIONSSYSTEM MIT MEHRFACHZUGRIFF DURCH KODEVERSCHACHTELUNG**

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 vorliegende Erfindung betrifft CDMA-Kommunikationssysteme (CDMA = Code Division Multiple Access/Mehrfachzugriff im Codemultiplex) im Allgemeinen und die Nutzung von Übergabe- bzw. Handoff-Ermittlungstechniken auf Ausweichfrequenzen in solchen Codeteilungs-Mehrfachzugriffs-Kommunikationssystemen im Besonderen.

Hintergrund der Erfindung

[0002] CDMA-Kommunikationssysteme sind wohlbekannt. In einem CDMA-Kommunikationssystem wird die Kommunikation zwischen zwei Kommunikationseinheiten (z. B. einer zentralen Kommunikationsstelle und einer mobilen Kommunikationseinheit) durch Spreizen jedes gesendeten Signals über das Frequenzband des Kommunikationskanals mit einem einzigartigen Anwenderspreizungscode erzielt. Aufgrund des Spreizens befinden sich die gesendeten Signale in demselben Frequenzband des Kommunikationskanals und sind nur durch einzigartige Anwenderspreizungscodes voneinander getrennt. Vorzugsweise sind diese einzigartigen Anwenderspreizungscodes orthogonal zueinander, so dass die Kreuzkorrelation zwischen den Spreizungscodes annähernd Null beträgt. Wenn die Anwenderspreizungscodes orthogonal zueinander sind, kann folglich das Empfangssignal mit einem bestimmten Anwenderspreizungscode derart korreliert werden, dass nur das gewünschte (mit dem bestimmten Spreizungscode zusammenhängende) Anwendersignal entspreizt wird.

[0003] Fachleuten in der Technik wird klar sein, dass mehrere verschiedene Spreizungscodes existieren, die zum Trennen von Datensignalen voneinander in einem CDMA-Kommunikationssystem verwendet werden können. Diese Spreizungscodes enthalten, ohne darauf beschränkt zu sein, Pseudo-Rausch ("pseudo noise (PN)") -Codes und Walsh-Codes. Ein Walsh-Code entspricht einer einzelnen Zeile oder Spalte der Hadamard-Matrix. Zum Beispiel können in einem 64-Kanal-CDMA-Spreiz-Spektrum-System bestimmte gegenseitig orthogonale Walsh-Codes aus einem Satz von 64 Walsh-Codes in einer 64 auf 64 Hadamard-Matrix ausgewählt werden. Ferner kann ein bestimmtes Datensignal durch Verwendung eines zum Spreizen des bestimmten Datensignals bestimmten Walsh-Codes von den anderen Datensignalen getrennt werden.

[0004] Fachleuten in der Technik wird weiterhin klar sein, dass Spreizungscodes zum Kanalcodieren von Datensignalen verwendet werden können. Die Datensignale werden kanalcodiert, um die Leistung von Kommunikationssystemen und insbesondere von Funktelefon-Kommunikationssystemen zu verbessern, indem gesendete Signale befähigt werden, die

Auswirkungen verschiedener Funktelefon-Kanalbeeinträchtigungen, wie Rauschen, Schwund und Störung, zu verkraften. Typischerweise reduziert das Kanalcodieren die Wahrscheinlichkeit eines Bitfehlers und/oder reduziert das normalerweise als Bitenergie pro Rauschdichte (E_b/N_0) ausgedrückte erforderliche Signal-Rausch-Verhältnis, um das Signal um den Preis eines höheren Verbrauchs von Bandbreite, als sonst zum Senden des Datensignals notwendig wäre, wiederherzustellen. Zum Beispiel können Walsh-Codes zum Kanalcodieren eines Datensignals vor der Modulation des Datensignals für eine nachfolgende Sendung verwendet werden. Auf ähnliche Weise können Pseudoransch ("pseudo noise (PN)")-Spreizungscodes zum Kanalcodieren eines Datensignals verwendet werden.

[0005] Eine typische CDMA-Übertragung umfasst eine Erweiterung der Bandbreite eines Informationssignals, das Senden des erweiterten Signals und das Wiederherstellen des gewünschten Informationssignals durch Wieder-Abilden des empfangenen Spreizspektrums auf die ursprüngliche Bandbreite des Informationssignals. Diese in einer CDMA-Übertragung verwendete Serie von Bandbreitenaustauschungen ermöglicht es dem CDMA-Kommunikationssystem, in einer verrauschten Signalumgebung oder innerhalb eines verrauschten Kommunikationskanals ein relativ fehlerfreies Informationssignal zu liefern. Die Qualität der Wiederherstellung des gesendeten Informationssignals von dem Kommunikationskanal wird durch die Fehlerrate (d. h. die Anzahl von Fehlern bei der Wiederherstellung des gesendeten Signals über eine bestimmte Zeitspanne oder empfangene Bitspanne) für irgendein E_b/N_0 gemessen. Indem sich die Fehlerrate erhöht, verringert sich die Qualität des durch die empfangende Partei empfangenen Signals. Als Folge sind Kommunikationssysteme typischerweise dafür konzipiert, die Fehlerrate auf eine Obergrenze oder ein Maximum zu begrenzen, so dass die Verschlechterung in der Qualität des empfangenen Signals begrenzt wird.

[0006] In gegenwärtigen CDMA-Kommunikationssystemen, wie den durch IS-95A ("Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System") definierten und durch die Electronic Industries Association (EIA), 2001 Eye Street, N. W., Washington, D. C. 20006 für Digital Cellular Systems (DCS) und ANSI-J-STD-008 für Personal Communication Systems (PCS) veröffentlichten, können sich die Basisstation und die Mobilstation durch mehrere Funkressourcen miteinander verbinden. Das Verfahren zum Bestimmen, ob neue CDMA-Kanäle hinzuzufügen oder freizugeben sind, wird Handoff-Ermittlung genannt. Typischerweise wird eine Handoff-Ermittlung auf dem Verkehrskanal durch die Mobilstation durchgeführt. Die Mobilstation misst den Vorwärts (Basisstation an Mobilstation)-Pilotkanal und zeigt der Basisstation an, wenn Bedingungen die Hinzufügung oder Löschung einer Vorwärts- und einer Rückwärts-Verbin-

zung zu bzw. von einer Basisstation zulassen. Dann ordnet die Basisstation Betriebsressourcen zu und teilt der Mobilstation mit Hilfe einer Handoff-Anweisungsmittelung einen oder mehrere Vorwärtsverkehrskanäle zu. In anderen möglichen Implementierungen kann die Basisstation durch Anweisung an die Mobilstation, bei einem festen Leistungspegel zu senden, die Handoff-Ermittlung durchführen und gleichzeitig die von der Mobilstation empfangene Leistung messen. Die Basisstation misst dann das von der Mobilstation gesendete Signal, um zu bestimmen, ob ein Handoff erforderlich ist.

[0007] Bedauerlicherweise besteht in gegenwärtigen CDMA-Kommunikationssystemen für die Mobilstation keine wirkungsvolle Möglichkeit, Frequenzen zu ändern, um Pilotkanäle abzutasten oder aufgrund kontinuierlicher Sendung des Vorwärtsverkehrskanals bei festen Leistungspegeln auf Ausweichfrequenzen zu senden. Typischerweise kann dieses Problem vermieden werden durch das Setzen identischer Pilotkanäle auf dieselbe Frequenz und Verwenden der Fähigkeit der Mobilstation zum Abtasten derselben Frequenz, um den Handoff an die andere Frequenz auszulösen. Dieses Verfahren erweist sich jedoch als unpraktisch, weil es von der Basisstation verlangt, die Pilotkanäle auf allen Ausweichzellen zu senden, in denen die bestimmte Frequenz abdeckt, um Handoffs an andere Frequenzen auszulösen. Eine andere Lösung besteht darin, der Mobilstation zu gestatten, den Verkehrskanal kurzzeitig zu verlassen, um Handoff-Ermittlungstechniken auf anderen Frequenzen zu verwenden. Jedoch führt dieses Verfahren in sprachcodierter Sprache Lücken bzw. Abstände ein, die durch den Endanwender wahrnehmbar sind.

[0008] Die WO 94/29981 offenbart ein Verfahren der nicht-kontinuierlichen Übertragung für eine nahtlose Übergabe in DS-CDMA-Systemen, die durch Verwendung einer niedrigeren Spreizungsrate erzielt wird, wodurch nur die Spreizinformation einen Informationsteil eines Frames bzw. Rahmens in einem komprimierten Modus füllt, dabei einen Leerlauf- bzw. inaktiven Teil des Frame übrig lassend, in dem andere Funktionen, wie die Auswertung anderer Frequenzen und die Ausführung der nahtlosen Übergabe zwischen Frequenzen, durchzuführen sind. Ein teilweise freier Frame wird hergestellt. Ein freier Frame wird nicht hergestellt. In CDMA-Systemen wird eine nicht kontinuierliche Übertragung eingeführt, indem ein inaktiver Teil in jedem in einem komprimierten Modus gesendeten Frame übrig gelassen wird.

[0009] Somit besteht ein Bedarf für eine Vorrichtung und ein Verfahren, die bzw. das die Unzulänglichkeiten des Standes der Technik bewältigt.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0010] **Fig. 1** stellt im Allgemeinen ein CDMA-Kommunikationssystem dar, das vorteilhafterweise in der Lage ist, eine Ausweichfrequenz-Handoff-Ermittlung

gemäß der Erfindung zu implementieren.

[0011] **Fig. 2** stellt im Allgemeinen einen Sender einer Mobilstation dar, der sich auf eine Weise in CDMA-Kommunikation mit einem Empfänger einer Basisstation befindet, die vorteilhafterweise das Abtasten von Ausweichfrequenzzellen gemäß der Erfindung implementieren kann.

[0012] **Fig. 3** stellt im Allgemeinen einen Sender einer Basisstation dar, der sich auf eine Weise in CDMA-Kommunikation mit einem Empfänger einer Mobilstation befindet, die vorteilhafterweise das Abtasten von Ausweichfrequenzzellen gemäß der Erfindung implementieren kann.

[0013] **Fig. 4** stellt im Allgemeinen den Betrieb bzw. den Verarbeitungsablauf einer dem Stand der Technik entsprechenden Mobilstation dar, die kurzzeitig einen Verkehrskanal verlässt, um eine Ausweichfrequenzabtastung zu implementieren.

[0014] **Fig. 5** stellt im Allgemeinen den Verarbeitungsablauf einer Mobilstation dar, die eine Ausweichfrequenzabtastung in einem CDMA-Kommunikationssystem gemäß der Erfindung implementiert.

[0015] **Fig. 6** stellt im Allgemeinen eine alternative Ausführungsform des Verarbeitungsablaufs einer Mobilstation dar, die eine Ausweichfrequenzabtastung in einem CDMA-Kommunikationssystem gemäß der Erfindung implementiert.

Beschreibung einer bevorzugten Ausführungsform

[0016] Allgemein ausgedrückt implementiert eine Mobilstation in einem CDMA-Kommunikationssystem eine Handoff-Ermittlung auf einer anderen Frequenz durch Reservieren eines periodischen Frames auf dem Vorwärtskanal, um der Mobilstation zu gestatten, Frequenzen zu ändern und nach anderen Pilotkanälen zu suchen. Um einige Sprachqualitätsaspekte zu erhalten, sprachcodieren sowohl die Basisstation als auch die Mobilstation Sprache bei maximal einer halben Rate und senden die Information als sekundären Verkehr vor dem Frame, bei dem die Mobilstation die Ausweich-Frequenz abtastet. Zur Maximierung der gegenseitigen Abstimmung zwischen Sprachqualität und Frequenz des Ermittlungsverfahrens, zeigt die Basisstation der Mobilstation über Datentransfer die Zeitspanne zwischen anderen Frequenzabtastungen an. Als andere Möglichkeit löst die Basisstation durch Senden eines sekundäre Daten enthaltenden Frames eine vorbestimmte Anzahl von Frames vor dem Frame das Ermittlungsverfahren aus, wenn die Mobilstation zum Verwenden des Handoff-Ermittlungsalgorithmus die Frequenzen ändert. Zur Sicherstellung der Kompatibilität mit bestehenden Systemen, die eine Ermittlung nicht gemäß der Erfindung implementieren, kann dieses Verfahren mit Hilfe bekannter Dienstkonfigurations-Erörterungstechniken erörtert werden.

[0017] Spezieller ausgedrückt wird ein Verfahren zum Freimachen eines Frame zum Unterstützen der Handoff-Bestimmung in einem CDMA-Kommunikati-

onssystem offenbart. Das CDMA-Kommunikationssystem umfasst eine Mobilstation, die über einen Träger bei einer ersten Frequenz auf eine Basisstation anspricht und den zur Erzeugung eines freien Frames freizumachenden Frame bestimmt und zwei Frames mit Information eine vorbestimmte Anzahl von Frames vor dem freien Frame bei halber Rate oder weniger sprachcodiert, um Sprachinformation mit halber Rate für die zwei Frames mit Information zu erzeugen. Dann multiplext das System die Sprachinformation mit halber Rate oder weniger für die zwei Frames mit Information in einen einzelnen Frame und kanalcodiert die Sprachinformation mit halber Rate oder weniger in dem einzelnen Frame. Dann sendet das System die multiplexte und kanalcodierte Sprachinformation mit halber Rate oder weniger für die zwei Frames mit Information während einem Sendeframe derart, dass ein früher durch einen der zwei Frames mit Information zu belegender Frame zum Unterstützen der Handoff-Bestimmung freigemacht wird.

[0018] Der Schritt des Multiplexens der Sprachinformation mit halber Rate oder weniger für die zwei Frames mit Information in einen einzelnen Frame umfasst den Schritt des Pufferns der Sprachinformation mit halber Rate für die zwei Frames mit Information in einen einzelnen Frame. Außerdem kanaldcodiert die Mobilstation die gesendete kanalcodierte Sprachinformation mit halber Rate für die zwei Frames mit Information während eines Zeitraums von im Wesentlichen derselben Dauer als ein Zeitraum des freigemachten Frame. In der bevorzugten Ausführungsform wird der zum Unterstützen der Handoff-Bestimmung freigemachte Frame durch die Mobilstation zum Scannen bzw. Suchen nach Ausweichfrequenzen genutzt. Die Suche nach Ausweichfrequenzen umfasst eine Suche nach durch Ausweichbasisstationen auf Ausweichfrequenzen gesendeten Pilotkanälen. Dann bestimmt das System die Signalstärke der abgesuchten Pilotkanäle. Die Mobilstation überträgt zum Unterstützen der Handoff-Bestimmung die bestimmte Signalstärke des abgesuchten Pilotkanals.

[0019] In der bevorzugten Ausführungsform ist ferner der Schritt des Bestimmens des zur Erzeugung eines freien Frames freizumachenden Frames entweder synchron oder asynchron. Falls er synchron ist, basiert der Schritt des Bestimmens des zur Erzeugung eines freien Frames freizumachenden Frames auf einem Hash-Algorithmus, der als Eingabe den durch die Anzahl der Frames in dem Zeitraum dividierten elektronischen Serialnummern ("Electronic Serial Number (ESN)")-Modulo aufweist. Falls er asynchron ist, basiert der Schritt des Bestimmens des zur Erzeugung eines freien Frames freizumachenden Frames auf dem Empfang einer multiplexten Framesprachinformation mit halber Rate oder weniger für die zwei Frames mit Information durch die Mobilstation. In der bevorzugten Ausführungsform wiederholt die Mobilstation die Suche in jeder Such-

periode bzw. in jedem Suchzeitraum.

[0020] Nach dem Senden der multiplexten und kanalcodierten Sprachinformation mit halber Rate oder weniger für die zwei Frames mit Information während einem Sendeframe derart, dass ein früher durch einen der zwei Frames mit Information zu belegender Frame zum Unterstützen der Handoff-Bestimmung freigemacht wird, wird dann während dem Sendeframe die multiplexte und kanalcodierte Sprachinformation mit halber Rate oder weniger für die zwei Frames mit Information empfangen. Dann wird auf der Sprachinformation mit halber Rate oder weniger in dem einzelnen Frame während einem dem Sendeframe nachfolgenden Frame für die zwei Frames mit Information das Kanaldecodieren durchgeführt und auf der Sprachinformation mit halber Rate oder weniger in dem einzelnen Frame wird nach dem Frame, in dem das Kanaldecodieren vorkommt, für den einen Frame mit Information die Sprachdecodierung durchgeführt. Dann puffert und sprachdecodiert das System die Sprachinformation mit halber Rate oder weniger in dem einzelnen Frame für den anderen Frame mit Information nach dem Frame, in dem die Sprachdecodierung für den einen Frame mit Information vorkommt, derart, dass ein eine solche Sprachinformation mit halber Rate oder weniger empfangender Anwender keinen Verlust an Sprachkontinuität wahrnimmt.

[0021] Ferner wird eine Vorrichtung zum Freimachen eines Frames zum Unterstützen der Handoff-Bestimmung in einem CDMA-Kommunikationssystem offenbart. Die Vorrichtung umfasst das CDMA-Kommunikationssystem, das eine Mobilstation umfasst, die über einen Träger bei einer ersten Frequenz auf eine Basisstation anspricht und die weiterhin ein Mittel zum Bestimmen des zur Erzeugung eines freien Frames freizumachenden Frames umfasst und ein Mittel umfasst, um zwei Frames mit Information eine vorbestimmte Anzahl von Frames vor dem freien Frame bei halber Rate oder weniger sprachzukodieren, um für die zwei Frames mit Information Sprachinformation mit halber Rate zu erzeugen. Ferner umfasst das System ein Mittel zum Multiplexen der Sprachinformation mit halber Rate oder weniger für die zwei Frames mit Information in einen einzelnen Frame, ein Mittel zum Kanalcodieren der Sprachinformation mit halber Rate oder weniger in dem einzelnen Frame und ein Mittel zum Senden der multiplexten und kanalcodierten Sprachinformation mit halber Rate oder weniger für die zwei Frames mit Information während einem Sendeframe derart, dass ein früher durch einen der zwei Frames mit Information zu belegender Frame zum Unterstützen der Handoff-Bestimmung freigemacht wird.

[0022] Bezugnehmend auf **Fig. 1** wird nun ein CDMA-Kommunikationssystem **100** dargestellt, das vorteilhafterweise in der Lage ist, das Ausweichfrequenzsuchen gemäß der Erfindung zu verwenden. Die Mobilstation **106** befindet sich in einem ersten Abdeckungsgebiet **104**, wie auch die Basisstation

102. In der bevorzugten Ausführungsform kommuniziert die Basisstation **102** mit der Mobilstation **106** über einen digitalen Funkkanal **108**, der Dateninformation enthält, die mit einem in IS-95A definierten CDMA-Kommunikationssystem kompatibel ist. Die Basisstation **102** erörtert mit der Mobilstation **106** die Verwendung der erfinderischen Ausweichfrequenz-Handofftechnik auf durch eine Basisstation **112** gestützten Frequenzen. Die Mobilstation **106** verwendet die Ausweichfrequenz-Handoff-Ermittlungstechnik während dem Frame, der früher zwischen der Basisstation **102** und der Mobilstation **106** vereinbart wurde, wie nachstehend beschrieben wird.

[0023] **Fig. 2** stellt im Allgemeinen einen Sender **200** der Mobilstation **106** dar, der sich auf eine Weise in CDMA-Kommunikation mit einem Empfänger **203** der Basisstation **102** befindet, die vorteilhafterweise die vorliegende Erfindung implementieren kann. In dem Codierbereich **201** entstammen die Verkehrskanal-Datenbits **202** einem Mikroprozessor (μ P) **205** und werden bei einer bestimmten Bitrate (z. B. 1,2 Kilobits/Sekunde, 2,4 Kilobits/Sekunde, 4,8 Kilobits/Sekunde und 9,6 Kilobits/Sekunde) in einen Codierer **204** eingegeben.

[0024] Der μ P **205** ist an einen mit VERWANDTE FUNKTIONEN **207** gekennzeichneten Block gekoppelt, in dem Funktionen ausgeführt werden, die die Anruferverarbeitung, die Verbindungseinrichtung und andere allgemeine mit dem Einrichten und Aufrechterhalten von zellulärer Funkkommunikation zusammenhängende Funktionen umfassen. Die Verkehrskanal-Datenbits **202** enthalten Sprechdaten als Primärverkehr, optional Sprechdaten als Sekundärverkehr, optional Signalgebungsdaten oder irgendeine in IS-95A und/oder ANSI-J-STD-008 beschriebene Kombination von diesen. Der Codierer **204** codiert die Verkehrskanal-Datenbits **202** bei einer festen Codierungsrate (l/r) in Datensymbole **206** mit einem Codierungsalgorithmus, der ein anschließendes Maximum-Likelihood-Codieren der Datensymbole in Datenbits (z. B. Faltungs- oder Block-Codierungsalgorithmen) ermöglicht bzw. erleichtert. Der Codierer **204** codiert zum Beispiel die Verkehrskanal-Datenbits **202** (z. B. 192 Eingangsdatenbits, die bei einer Rate von 4,8 Kilobits/Sekunde empfangen wurden) bei einer festen Codierungsrate von einem Datenbit zu drei Datensymbolen (d. h. $1/3$) derart, dass der Codierer **204** die Datensymbole **206** ausgibt (z. B. 288 bei einer Rate von 14,4 Kilosymbolen/Sekunde ausgegebene Datensymbole).

[0025] Die Datensymbole **206** werden dann in einen Symbolverstärker und Interleaver **208** eingegeben. Der Symbolverstärker und Interleaver **208** wiederholen die Daten, um die wirksame Symbolrate auf eine Rate von 28,8 Kilosymbolen/Sekunde zu erhöhen, ordnet dann die Datensymbole **206** in Blöcke (d. h. Frames) und blockverschachtelt die eingegebenen Datensymbole **206** bei dem Symbolpegel. In dem Interleaver **208** werden die Datensymbole einzeln in

eine Matrix eingegeben, die einen Block mit Datensymbolen einer vorbestimmten Größe definiert. Die Datensymbole werden derart in Stellen in der Matrix eingegeben, dass die Matrix auf eine Spalte-für-Spalte-Weise gefüllt wird. Die Datensymbole werden einzeln von den Stellen in der Matrix ausgegeben derart, dass die Matrix auf eine Zeile-für-Zeile-Weise geleert wird. Typischerweise ist die Matrix eine quadratische Matrix mit einer der Anzahl von Spalten gleichen Anzahl von Zeilen; jedoch können andere Matrixformen ausgewählt werden, um den ausgegebenen Verschachtelungsabstand zwischen den aufeinanderfolgend eingegebenen nicht verschachtelten Datensymbolen zu vergrößern. Die verschachtelten Datensymbole **210** werden durch den Symbolverstärker und Interleaver **208** bei der zweifachen Datensymbolrate ausgegeben, bei der sie eingegeben wurden (z. B. 28,8 Kilosymbole/Sekunde). Die durch die Matrix definierte vorbestimmte Größe des Blocks mit Datensymbolen wird abgeleitet von der maximalen Anzahl von Datensymbolen, die bei einer codierten Bitrate in einem Sendeblock von vorbestimmter Länge gesendet werden können. Wenn zum Beispiel die Datensymbole **206** von dem Codierer **204** bei einer Rate von 14,4 Kilosymbolen/Sekunde ausgegeben werden und wenn die vorbestimmte Länge des Sendeblocks **20** Millisekunden beträgt, dann beträgt die vorbestimmte Größe des Blocks mit Datensymbolen 28,8 Kilosymbole/Sekunde (zweifach die Datenrate der Datensymbole **206**) mal 20 Millisekunden (ms), was gleich **576** Datensymbole ist, was eine 18 auf 32 Matrix definiert.

[0026] Die codierten, verschachtelten Datensymbole **210** werden von dem Codierungsbereich **201** des Kommunikationssystems ausgegeben und in einen Sendebereich **216** des Kommunikationssystems eingegeben. Die Datensymbole **210** werden durch einen Modulator **217** für die Sendung über einen Kommunikationskanal vorbereitet. Anschließend wird das modulierte Signal an eine Antenne **218** zur Sendung über den digitalen Funkkanal **108** geliefert.

[0027] Der Modulator **217** bereitet die Datensymbole **210** durch Ableiten einer Folge von Codes mit fester Länge von den codierten, verschachtelten Datensymbolen **210** in einem Spreizungsprozess für die direkte folgecodegeteilte Spreiz-Spektrum-Übertragung vor. Die Datensymbole können zum Beispiel in dem Strom referenzcodierter Datensymbole **210** derart auf einen einzigartigen Code mit fester Länge gespreizt werden, dass eine Gruppe von sechs Datensymbolen durch einen einzelnen Code mit einer 64-Bit-Länge dargestellt wird. Vorzugsweise werden die die Gruppe von sechs Datensymbolen darstellenden Codes kombiniert, um einen einzelnen Code mit einer 64-Bit-Länge zu bilden. Als Folge dieses Spreizungsprozesses weist nun der Modulator **217**, der die codierten, verschachtelten Datensymbole **210** bei einer festen Rate (z. B. 28,8 Kilosymbole/Sekunde) empfing, eine Spreizungsfolge von Codes mit 64-Bit-Längen mit einer höheren festen Symbolrate

(z. B. 307,2 Kilosymbole/Sekunde) auf. Fachleuten in der Technik wird klar sein, dass die Datensymbole in dem Strom codierter, verschachtelter Datenbits **210** gemäß zahlreicher anderer Algorithmen in eine Folge von Codes mit größeren Längen gespreizt werden können, ohne von dem Rahmen und dem Geist der vorliegenden Erfindung abzuweichen.

[0028] Weiterhin wird die Spreizungsfolge durch weiteres Spreizen der Spreizungsfolge mit einem langen Spreizungscode (z. B. PN-Code) für eine direkte folgecodegeteilte Spreiz-Spektrum-Übertragung vorbereitet. Der Spreizungscode ist eine anwenderspezifische Folge von Symbolen oder ein einzigartiger Anwendercode, der bei einer festen Chirprate (z. B. 1,228 Megachips/Sekunde) ausgegeben wird. Die mit dem Anwendercode spreizungscodierten Datenbits (d. h. Datensymbole) werden verwendet, um eine Sinuskurve durch Treiben der Phasensteuerungen der Sinuskurve zweiphasig zu modulieren. Das Sinuskurven-Ausgangssignal wird bandpassgefiltert, in eine HF-Frequenz umgewandelt, verstärkt, gefiltert und durch eine Antenne **218** ausgestrahlt, um die Sendung der Verkehrskanal-Datenbits **202** in einem digitalen Funkkanal **108** mit BPSK-Modulation (BPSK = Binary Phase Shift Keyed/binäre Phasenumtastung) zu vollenden.

[0029] Ein Empfangsbereich **222** des Basisstationsempfängers **203** empfängt durch eine Antenne **224** das über den digitalen Funkkanal **108** gesendete Spreiz-Spektrum-Signal. Das Empfangssignal wird durch einen Entspreizer und Abtaster **226** in Datenabtastwerte abgetastet. Anschließend werden die Datenabtastungen **242** an den Decodierungsbereich **254** des Kommunikationssystems ausgegeben.

[0030] Vorzugsweise tastet der Entspreizer und Abtaster **226** das empfangene Spreiz-Spektrum-Signal durch Filtern, Demodulieren, Umwandeln von den HF-Frequenzen und Abtasten bei einer vorbestimmten Rate (z. B. 1.2288 Megaabtastungen/Sekunde) auf BPSK-Weise ab. Anschließend wird das BPSK-abgetastete Signal durch Korrelieren der empfangenen abgetasteten Signale mit dem langen Spreizungscode entspreizt. Das resultierende entspreizte abgetastete Signal **228** wird bei einer vorbestimmten Rate abgetastet und an einen nicht kohärenten Detektor **240** (z. B. 307,2 Kiloabtastwerte/Sekunde, so dass eine Folge von vier Abtastwerten des empfangenen Spreiz-Spektrum-Signals entspreizt und/oder durch einen einzelnen Datenabtastwert dargestellt wird) zur späteren nicht kohärenten Erfassung von Datenabtastwerten **242** ausgegeben.

[0031] Wie Fachleuten in der Technik klar sein wird, können mehrere Empfangsbereiche **222** bis **223** bzw. Antennen **224** bis **225** verwendet werden, um eine Abstands-Diversity zu erzielen. Der N-te Empfängerbereich würde zum Abrufen von Datenabtastwerten von dem empfangenen Spreiz-Spektrum-Signal in dem digitalen Funkkanal **108** auf die im Wesentlichen gleiche Weise funktionieren, wie der vorstehend beschriebene Empfangsbereich **222**. Die Ausgaben

242 bis **252** der N Empfangsbereiche werden vorzugsweise in einen Summierer **250** eingegeben, dessen Diversity die eingegebenen Datenabtastwerte in einen zusammengesetzten Strom kohärent erfasster Datenabtastwerte **260** kombiniert.

[0032] Die einzelnen Datenabtastwerte **260**, die weiche Entscheidungsdaten bilden, werden dann in einen Decodierungsbereich **254** eingegeben, der einen Deinterleaver **262** umfasst, der die eingegebenen weichen Entscheidungsdaten **260** bei dem einzelnen Datenpegel entschachtelt ("deinterleaves"). In dem Deinterleaver **262** werden die weichen Entscheidungsdaten **260** einzeln in eine Matrix eingegeben, die einen Block von weichen Entscheidungsdaten einer vorbestimmten Größe definiert. Die weichen Entscheidungsdaten werden in Stellen in der Matrix derart eingegeben, dass die Matrix auf eine Zeile-für-Zeile-Weise gefüllt wird. Die entschachtelten weichen Entscheidungsdaten **264** werden einzeln von den Stellen in der Matrix derart ausgegeben, dass die Matrix auf eine Spalte-für-Spalte-Weise geleert wird. Die entschachtelten weichen Entscheidungsdaten **264** werden durch den Deinterleaver **262** bei derselben Rate ausgegeben, wie sie eingegeben wurden (z. B. 28,8 Kilometriken/Sekunde).

[0033] Die durch die Matrix definierte vorbestimmte Größe des Blocks mit weichen Entscheidungsdaten wird durch die Matrix von der Maximalrate des Abtastens der Datenabtastwerte von dem in dem Sendeblock mit vorbestimmter Länge empfangenen Spreiz-Spektrum-Signal abgeleitet.

[0034] Die entschachtelten weichen Entscheidungsdaten **264** werden in einen Decoder **266** eingegeben, der Maximum-Likelihood-Decodierungstechniken verwendet, um geschätzte Verkehrskanal-Datenbits **268** zu erzeugen. Die Maximum-Likelihood-Decodierungstechniken können durch Verwenden eines Algorithmus, der im Wesentlichen ähnlich einem Viterbi Decodierungsalgorithmus ist, verstärkt werden. Der Decoder **266** verwendet eine Gruppe einzelner weicher Entscheidungsdaten **264**, um einen Satz weicher Entscheidungsübergangsmetriken zur Verwendung bei jedem bestimmten Zeitstatus des Maximum-Likelihood-Folgen-Schätzungsdecoders **266** zu bilden. Die Anzahl der zum Bilden von jedem Satz weichen Entscheidungsübergangsmetriken verwendeten weichen Entscheidungsdaten **264** in der Gruppe entspricht der Anzahl von Datensymbolen **206** bei der vom jedem eingegebenen Datenbit **202** erzeugten Ausgabe des Faltungscodierers **204**. Die Anzahl der weichen Entscheidungsübergangsmetriken in jedem Satz ist gleich zwei hoch der Anzahl der weichen Entscheidungsdaten **264** in jeder Gruppe. Wenn zum Beispiel in dem Sender ein 1/3-Faltungscodierer verwendet wird, werden drei Datensymbole **106** von jedem eingegebenen Datenbit **202** gebildet. Somit verwendet der Codierer **266** Gruppen von drei einzelnen weichen Entscheidungsdaten **264**, um acht weiche Entscheidungsübergangsmetriken zur Verwendung bei jedem Zeitstatus

in dem Maximum-Likelihood-Folgen-Schätzungsdecoder **266** zu bilden. Die geschätzten Verkehrskanal-Datenbits **268** werden bei einer Rate erzeugt, die mit der zum Eingeben der weichen Entscheidungsdaten **265** in den Decoder **266** verwendeten Rate und mit der zum ursprünglichen Codieren der eingegebenen Datenbits **202** verwendeten festen Rate verwandt ist (wenn z. B. die weichen Entscheidungsdaten bei 28,8 Kilometriken/Sekunde eingegeben werden und die ursprüngliche Codierungsrate 1/3 betrug, dann werden die geschätzten Verkehrskanal-Datenbits **268** bei einer Rate von 4800 Bits/Sekunde ausgegeben).

[0035] Die geschätzten Verkehrskanal-Datenbits **268** werden in einen μ P **270** eingegeben, der dem μ P **207** ähnlich ist. Wie im Falle des μ P **207** wird der μ P **270** an einen mit VERWANDTE FUNKTIONEN **272** gekennzeichneten Block gekoppelt, wobei dieser Block ebenfalls Funktionen ausführt, die die Anrufverarbeitung, die Verbindungseinrichtung und andere allgemeine mit dem Einrichten und Aufrechterhalten von zellulärer Funkkommunikation zusammenhängende Funktionen umfassen. Der μ P **270** ist ferner an eine Schnittstelle **274** gekoppelt, die es dem Empfänger **203** der Basisstation **102** gestattet, mit dem CBSC **114** zu kommunizieren.

[0036] Fig. 3 stellt im Allgemeinen einen Sender **300** der Basisstation **102** dar, der sich auf eine Weise in CDMA-Kommunikation mit einem Empfänger **303** der Mobilstation **106** befindet, die vorteilhafterweise die vorliegende Erfindung implementieren kann. In dem Codierungsbereich **301** des Kommunikationssystems werden Verkehrskanal-Datenbits **302** von einem μ P **305** ausgegeben und werden bei einer bestimmten Bitrate (z. B. 9,6 Kilobits/Sekunde) in einen Codierer **304** eingegeben. Der μ P **305** ist an einen mit VERWANDTE FUNKTIONEN **307** gekennzeichneten Block gekoppelt, der ähnliche zellularbezogene Funktionen, wie die Blöcke **207** und **272** von

[0037] Fig. 2 ausführt. Ferner ist der μ P **305** an eine Schnittstelle **309** gekoppelt, die es dem Sender **300** der Basisstation **102** gestattet, mit dem CBSC **114** zu kommunizieren.

[0038] Die Rundfunksteuerungskanal-Datenbits **302** enthalten reine Daten. Der Codierer **304** codiert die Rundfunksteuerungskanal-Datenbits **302** bei einer festen Codierungsrate (l/r) in Datensymbole **306** mit einem Codierungsalgorithmus, der anschließendes Maximum-Likelihood-Codieren der Datensymbole in Datenbits (z. B. Faltungs- oder Block-Codierungsalgorithmen) erleichtert. Der Codierer **304** codiert zum Beispiel die Rundfunksteuerungskanal-Datenbits **302** (z. B. **192** Eingangsdatenbits, die bei einer Rate von 9,6 Kilobits/Sekunde empfangen wurden) bei einer festen Codierungsrate von einem Datenbit zu zwei Datensymbolen (d. h. derart, dass der Codierer **304** Datensymbole **306** ausgibt (z. B. **384** bei einer Rate von 19,2 Kilosymbolen/Sekunde ausgegebene Datensymbole).

[0039] Dann werden die Datensymbole **306** in einen

Interleaver **308** eingegeben. Der Interleaver **308** ordnet die Datensymbole **306** in Blöcke (d. h. Frames) und blockverschachtelt die eingegebenen Datensymbole **306** bei dem Symbolpegel. In dem Interleaver **308** werden die Datensymbole einzeln in eine Matrix eingegeben, die einen Block mit Datensymbolen mit vorbestimmter Größe definiert. Die Datensymbole werden derart in Stellen in der Matrix eingegeben, dass die Matrix in einer Spalte-für-Spalte-Weise gefüllt wird. Die Datensymbole werden einzeln derart von den Stellen in der Matrix ausgegeben, dass die Matrix in einer Zeile-für-Zeile-Weise geleert wird. Typischerweise ist die Matrix eine quadratische Matrix mit einer der Anzahl von Spalten gleichen Anzahl von Zeilen; jedoch können andere Matrixformen ausgewählt werden, um den ausgegebenen Verschachtelungsabstand zwischen den aufeinanderfolgend eingegebenen nicht verschachtelten Datensymbolen zu vergrößern. Die verschachtelten Datensymbole **310** werden durch den Interleaver **308** bei der gleichen Datensymbolrate ausgegeben, bei der sie eingegeben wurden (z. B. 19,2 Kilosymbole/Sekunde). Die durch die Matrix definierte vorbestimmte Größe des Blocks mit Datensymbolen wird abgeleitet aus der Maximalanzahl von Datensymbolen, die bei einer codierten Bitrate in einem Sendeblock mit vorbestimmter Länge gesendet werden können. wenn zum Beispiel die Datensymbole **306** von dem Codierer **304** bei einer Rate von 19,2 Kilosymbolen/Sekunde ausgegeben werden und wenn die vorbestimmte Länge des Sendeblocks 20 Millisekunden beträgt, dann beträgt die vorbestimmte Größe des Sendeblocks mit Datensymbolen 19,2 Kilosymbole/Sekunde mal 20 Millisekunden (ms), was gleich **384** Datensymbole ist, was eine 19 auf 32 Matrix definiert.

[0040] Die codierten, verschachtelten Datensymbole **310** werden von dem Codierungsbereich **301** des Kommunikationssystems ausgegeben und in einen Sendebereich **316** des Kommunikationssystems eingegeben. Die Datensymbole **310** werden durch einen Modulator **317** zur Sendung über einen Kommunikationskanal vorbereitet. Anschließend wird das modulierte Signal an eine Antenne **318** zur Sendung über den digitalen Funkkanal **108** geliefert.

[0041] Der Modulator **317** bereitet die Datensymbole **310** durch Anwenden eines Datenscrambling bzw. -zerhackens auf die codierten, verschachtelten Datensymbole **310** für eine Direct-Sequence-Code-Divided-Spreiz-Spektrum-Übertragung vor. Die Datenscrambling wird durch das Ausführen der Modulo-2-Addition der Interleaver-Ausgangssignale **310** mit dem binären Wert eines Langcode-Pseudo-Rausch (pseudo-noise (PN))"-Chips erreicht, der beim Start des Sendezeitraums für dieses Symbol gültig ist. Diese Pseudo-Rausch-PN-Folge ist das Äquivalent des bei einer Taktrate von 1,2288 MHz funktionierenden Langcodes, wobei nur die erste Ausgabe von jeden 64 für das Datenscrambling verwendet wird (d.h. bei einer Rate von 19200 Abtastungen pro Sekunde).

[0042] Nach dem Scrambling wird in einem Spreizungsprozess eine Folge von Codes mit fester Länge von den zerhackten Datensymbolen abgeleitet. Zum Beispiel kann jedes Datensymbol in dem Strom zerhackt Datensymbole vorzugsweise derart zu einem einzigartigen Code mit fester Länge gespreizt werden, dass jedes Datensymbol durch einen einzelnen Code mit 64-Bit-Länge dargestellt wird. Vorzugsweise wird der das Datensymbol darstellende Code zu dem entsprechenden Datensymbol Modulo-2 addiert. Als Folge dieses Spreizungsprozesses weist der Modulator **317**, der die codierten, verschachtelten Datensymbole **310** bei einer festen Rate (z. B. 19,2 Kilosymbole/Sekunde) empfing, nun eine Spreizfolge von 64-Bitlängen-Codes mit einer höheren festen Symbolrate auf (z. B. 1228,8 Kilosymbole/Sekunde). Fachleuten in der Technik wird klar sein, dass die Datensymbole in dem Strom codierter, verschachtelter Datenbits **310** gemäß zahlreicher anderer Algorithmen in eine Folge von Codes mit größerer Länge gespreizt werden können, ohne von dem Rahmen und dem Geist der vorliegenden Erfindung abzuweichen.

[0043] Weiterhin wird die Spreizfolge bzw. -sequenz für die Direct-Sequence-Code-Divided-Spreiz-Spektrum-Übertragung durch weiteres Spreizen der Spreizfolge mit einem langen Spreizungscode (z. B. PN-Code) vorbereitet. Der Spreizungscode ist eine anwenderspezifische Folge von Symbolen oder ein einzigartiger Anwendercode, der bei einer festen Chirprate (z. B., 1,2288 Megachips/Sekunde) ausgegeben wird. Die mit dem Anwendercode spreizcodierten Datenbits (d. h. Datensymbole) werden verwendet, um eine Sinuskurve durch Treiben der Phasensteuerungen der Sinuskurve zweiphasig zu modulieren. Das Sinuskurven-Ausgangssignal wird bandpassgefiltert, in eine HF-Frequenz umgewandelt, verstärkt, gefiltert und durch eine Antenne **318** ausgestrahlt, um die Sendung der Verkehrskanal-Datenbits **302** in einem digitalen Funkkanal **108** mit BPSK-Modulation zu vollenden.

[0044] Ein Empfangsbereich **322** des Mobilstationsempfängers **303** empfängt durch eine Antenne **324** das über den digitalen Funkkanal **108** gesendete Spreiz-Spektrum-Signal. Das Empfangssignal wird durch den Entspreizer und Abtaster **326** in Datenabtabstwerte abgetastet. Anschließend werden die Datenabtabstwerte **342** an den Decodierungsbereich **354** des Kommunikationssystem ausgegeben.

[0045] Vorzugsweise tastet der Entspreizer und Abtaster **326** das empfangene Spreiz-Spektrum-Signal auf BPSK-Weise durch Filtern, Demodulieren, Umwandeln von den HF-Frequenzen und Abtasten bei einer vorbestimmten Rate ab (z. B. 1,2288 Megaabtabstwerte/Sekunde). Anschließend wird das BPSK abgetastete Signal durch Korrelieren der empfangenen abgetasteten Signale mit dem langen Spreizungscode entspreizt. Das resultierende entspreizte abgetastete Signal **328** wird bei einer vorbestimmten Rate abgetastet und zur nicht kohärenten Erfassung

der Datenabtabstwerte **342** an einen nicht kohärenten Detektor **340** ausgegeben (z. B. 19,2 Kiloabtabstwerte/Sekunde, so dass eine Folge von 64 Abtabstwerten des empfangenen Spreiz-Spektrum-Signals entspreizt und/oder durch einen einzelnen Datenabtabstwert dargestellt wird).

[0046] Wie Fachleuten in der Technik klar sein wird, können mehrere Empfangsbereiche **322** bis **323** bzw. Antennen **324** bis **325** verwendet werden, um eine Abstands-Diversity zu erzielen. Der N-te Empfängerbereich würde zum Abrufen von Datenabtabstwerten von dem empfangenen Spreiz-Spektrum-Signal in dem digitalen Funkkanal **320** auf die im Wesentlichen gleiche Weise funktionieren wie der vorstehend beschriebene Empfangsbereich **322**. Die Ausgaben **342** bis **352** der N Empfangsbereiche werden vorzugsweise in einen Summierer **350** eingegeben, dessen Diversity die eingegebenen Datenabtabstwerte in einem zusammengesetzten Strom kohärent erfasster Datenabtabstwerte **360** kombiniert.

[0047] Die einzelnen Datenabtabstwerte **360**, die die weichen Entscheidungsdaten bilden, werden dann in einen Decodierungsbereich **354** eingegeben, der einen Deinterleaver **362** umfasst, der die eingegebenen weichen Entscheidungsdaten **360** bei dem einzelnen Datenpegel entschachtelt. In dem Deinterleaver **362** werden die weichen Entscheidungsdaten **360** einzeln in eine Matrix eingegeben, die einen Block von weichen Entscheidungsdaten mit vorbestimmter Größe definiert. Die weichen Entscheidungsdaten **364** werden derart in Stellen in der Matrix eingegeben, dass die Matrix in einer Zeile-für-Zeile-Weise gefüllt wird. Die entschachtelten weichen Entscheidungsdaten werden einzeln von Stellen in der Matrix ausgegeben derart, dass die Matrix in einer Spalte-für-Spalte-Weise geleert wird. Die entschachtelten weichen Entscheidungsdaten **364** werden durch den Deinterleaver **362** bei der gleichen Rate ausgegeben, wie sie eingegeben wurden (19,2 Kilometriken/Sekunde).

[0048] Die durch die Matrix definierte vorbestimmte Größe des Blocks von weichen Entscheidungsdaten wird von der Maximalrate des Abtastens der Datenabtabstwerte von dem in dem Sendeblock mit vorbestimmter Länge empfangenen Spreiz-Spektrum-Signal abgeleitet.

[0049] Die entschachtelten weichen Entscheidungsdaten **364** werden in einen Decoder **366** eingegeben, der Maximum-Likelihood-Decodierungstechniken verwendet, um geschätzte Rundfunksteuerungskanal-Datenbits **368** zu erzeugen. Die Maximum-Likelihood-Decodierungstechniken können durch Verwendung eines Algorithmus verstärkt werden, der im Wesentlichen einem Viterbi Decodierungsalgorithmus ähnlich ist. Der Decoder **366** verwendet eine Gruppe einzelner weicher Entscheidungsdaten **364**, um einen Satz weicher Entscheidungsübergangsmetriken zur Verwendung bei jedem bestimmten Zeitstatus des Maximum-Likelihood-Folgen-Schätzungsdecoder **366** zu bilden. Die Anzahl

von weichen Entscheidungsdaten **364** in der zum Bilden jeden Satzes von weichen Entscheidungsübergangsmetriken verwendeten Gruppe entspricht der Anzahl von Datensymbolen **306** bei der von jedem eingegebenen Datenbit **302** erzeugten Ausgabe des Faltungscodierers **304**. Die Anzahl von weichen Entscheidungsübergangsmetriken in jedem Satz ist gleich zwei hoch der Anzahl von weichen Entscheidungsdaten **364** in jeder Gruppe. Wenn zum Beispiel ein $\frac{1}{2}$ Faltungscodierer in dem Sender verwendet wird, werden von jedem Eingangsdatenbit **302** zwei Datensymbole **306** erzeugt. Folglich verwendet der Decoder **366** Gruppen von zwei einzelnen weichen Entscheidungsdaten **364**, um vier weiche Entscheidungsübergangsmetriken zur Verwendung bei jedem Zeitstatus in dem Maximum-Likelihood-Folgen-Schätzungsdecoder **366** zu bilden. Die geschätzten Rundfunksteuerungskanal-Datenbits **368** werden bei einer Rate erzeugt, die mit der zum Eingeben der weichen Entscheidungsdaten **364** in den Decoder **366** verwendeten Rate und mit der zum ursprünglichen Codieren der eingegebenen Datenbits **302** verwendeten festen Rate verwandt ist (wenn z. B. die weichen Entscheidungsdaten bei 19,2 Kilometern/Sekunde eingegeben werden und die ursprüngliche Codierungsrate $\frac{1}{2}$ betrug, dann werden die geschätzten Rundfunksteuerungskanal-Datenbits **368** bei einer Rate von 9600 Bits/Sekunde ausgegeben). Die geschätzten Rundfunksteuerungskanal-Datenbits **368** werden in einen μ P **370** eingegeben, der die geschätzten Rundfunksteuerungskanal-Datenbits **368** und andere in dem digitalen Funkkanal **108** übertragenen Gebiete, einschließlich der Gebiete einer digitalen Funkkanalzuteilung, auswertet. Der μ P **370** wird an VERWANDTE FUNKTIONEN **372** gekoppelt, der zellularbezogene Funktionen ähnlich der durch die Blöcke **207**, **272** und **307** ausgeführten durchführt.

[0050] **Fig. 4** stellt im Allgemeinen den Verarbeitungsablauf einer dem Stand der Technik entsprechenden Mobilstation dar, die kurzzeitig einen Verkehrskanal verlässt, um eine Ausweichfrequenzabtastung zu implementieren. Wie in **Fig. 4** gezeigt, durchläuft ein Frame mit Information n in einer Mobilstation eine bestimmte Verarbeitung, um schließlich eine codierte Sprachausgabe an eine Basisstation zu werden. Zu beachten ist, dass die gezeigten relativen (n) und absoluten (m) Timingbeziehungen lediglich veranschaulichenden Zwecken dienen und nicht notwendigerweise eine optimale Implementierung darstellen. Zuerst wird bei **403** die Information n in einen Frame m eingereicht. In dem nächsten Frame $m + 1$ durchläuft die Information n bei **406** eine Sprachcodierung und durchläuft dann bei **409** eine Kanalcodierung in dem anschließenden Frame $m + 2$. Bei **412** sendet die Mobilstation während dem Frame $m + 3$ die sprach-/kanalcodierte Information n . An dieser Stelle sollte die Mobilstation während dem Frame $m + 3$ eine mit n zusammenhängende Information empfangen, da jedoch die Mobilstation während diesem

Zeitraum absucht, wird während diesem Zeitraum $m + 3$ durch die Mobilstation keine Information empfangen. wie in dem anschließenden Frame $m + 4$ zu sehen ist, tritt ein Rahmenfehler auf, wo bei **415** eine zu n in Beziehung stehende Information kanaldecodiert worden sein sollte, da jedoch keine Information empfangen wurde, kommt bei **415** während dem Frame $m + 4$ keine Kanalcodierung vor. Wie während dem Sprachdecodieren **418** und während dem Frame $m + 5$ zu sehen ist, fehlt in Abhängigkeit davon ein vollständiger Frame mit (mit n zusammenhängender) Information. Wenn ein vollständiger Frame fehlt, wird, wie in der Sprachcodierungstechnologie üblich, der vorherige Frame $n - 1$ einfach wiederholt.

[0051] Anstatt einen nicht kontinuierlichen Abschnitt von gesendeter Sprache zu bilden, was, wie in **Fig. 4** gezeigt, im Stand der Technik durchgeführt wurde, wird gemäß der Erfindung die Übertragung des Frame n um 20 Millisekunden (1 Frame) verzögert und die Sprachcoder ("Voice Coders = Vocoders") werden gezwungen, ein $\frac{1}{2}$ Raten-Codierungsmaximum zu implementieren, um einen Frame zum Unterstützen der Handoff-Bestimmung freizumachen. In der bevorzugten Ausführungsform wird der freie Frame zum Suchen nach Ausweichfrequenzen verwendet. Während dem Suchframe wird der Mobilstation gestattet, angrenzende Frequenzen abzusuchen, um nach starken Pilotkanälen zu suchen, und die Mobilstation wird diese Information bezüglich des starken Pilotkanals zum Unterstützen des Handoffprozesses auf die Basisstation übertragen. In dem Frame, der dem Suchframe vorangeht, senden die Basisstation und die Mobilstation ein Maximum von zwei Frames mit $\frac{1}{2}$ Rate in einem einzelnen Frame mit voller Rate. Die vorstehend grob beschriebene erfinderische Suchtechnik wird am deutlichsten in **Fig. 5** gezeigt, die im Allgemeinen die bevorzugte Ausführungsform des Ausweichkanalsuchens in einem CDMA-Kommunikationssystem gemäß der Erfindung darstellt.

[0052] Wie in **Fig. 5** gezeigt, wird die Mobilstation gezeigt, wie sie bei **506** während der Frames m und $m + 1$ vor dem Suchframe **527** Sprachinformation bei einer reduzierten Rate codiert und bei **509** diese bei reduzierter Rate codierte Information puffert. In der bevorzugten Ausführungsform beträgt die reduzierte Rate $\frac{1}{2}$ Ratencodierung oder weniger. Nach dem Puffern wird, wie durch den Kreis **530** gezeigt, die bei einer reduzierten Rate codierte Information in einen einzelnen Frame multiplext und wird dann bei **512** während dem Frame $m + 2$ in ein primäres Verkehrsfeld und ein sekundäres Verkehrsfeld verschachtelt/kanalcodiert. Zu beachten ist, dass das primäre Verkehrsfeld und das sekundäre Verkehrsfeld jenen wohlbekannt ist, denen IS-95A geläufig ist. Während dem nächsten Frame $m + 3$ wird die bei einer reduzierten Rate codierte Information, die bei **512** in das primäre Verkehrsfeld und das sekundäre Verkehrsfeld verschachtelt/kanalcodiert wurde, gesendet.

[0053] An dieser Stelle würde ein Empfänger (entweder an der Mobil- oder der Basisstation) bei **515**

während dem Frame $m + 3$ und dem nächsten Frame $m + 4$ das primäre Verkehrsfeld zur Verwendung durch den Sprachdecoder bei **521** in dem nächsten Frame $m + 5$ decodieren. Das sekundäre Verkehrsfeld wird bei **518** während dem Frame $m + 4$ kanaldecodiert und zur Verwendung während dem Frame $m + 6$ gepuffert. Durch Verwendung des sekundären Verkehrsfeldes mit bei $\frac{1}{2}$ Rate codierten Daten, wie vorstehend gemäß der Erfindung beschrieben, wird der in der Verarbeitung gemäß dem in **Fig. 4** gezeigten Stand der Technik erzeugte fehlende Frame eliminiert und der Frame mit Rate wird durch den Anwender an beiden Enden des Gesprächs als besser klingend wahrgenommen, als die fehlende Frame-Implementierung des Standes der Technik.

[0054] In der bevorzugten Ausführungsform kann die Fähigkeit der Mobilstation, das primäre Verkehrsfeld und das sekundäre Verkehrsfeld zu nutzen, durch Verwendung bekannter Verfahren übertragen werden. Zwei derartige zum Implementieren fähige Verfahren sind zum Beispiel die in EIA/TIA TSB-74 oder ANSI-J-STD-008 beschriebenen Service Configuration Negotiation Verfahren.

[0055] In der bevorzugten Ausführungsform wird der Mobilstation durch die Basisstation die Anzahl der Frames in einer Suchperiode angezeigt. Zur Milderung der Veränderungen in dem Kanalrauschen aufgrund des Umschaltens der Mobilstation auf anderen Frequenzen, verwendet die Mobilstation einen durch die Anzahl von Frames in dem Rahmenzeitraum geteilten Hash-Algorithmusmodulo, um den Frame in der Anzahl von Frames in einem Abtastzeitraum auszuwählen, in dem die Handoff-Ermittlungstechnik auszuführen ist. Als Alternative kann die Mobilstation in der bevorzugten Ausführungsform den Empfang eines sekundäre Daten enthaltenden IS-95A Frame verwenden, um zu signalisieren, dass die Mobilstation den Verkehrskanal eine vorbestimmte Anzahl von Frames später zu verlassen hat, um den gemäß der Erfindung beschriebenen freien Frame zu verwenden.

[0056] **Fig. 6** beschreibt im Allgemeinen eine alternative Ausführungsform, die eine Variation der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung darstellt, in der die absolute Rahmennummer des alternierenden Frequenzsuchens a priori bekannt zu sein braucht. Hierbei wird die Suche asynchron beim Empfang und Kanaldecodieren der der aktuellen Erfindung zugeordneten Daten des sekundären Verkehrskanals durch die Mobilstation ausgelöst. Der Vorteil dieses Szenariums ist, dass eine erhöhte Flexibilität bei der Auswahl der Suchperiode besteht. Das bedeutet, dass die Infrastruktur die Fähigkeit besitzt, die Suchperiode durch adaptives Schätzen der Wahrscheinlichkeit eines harten Handoffs auf der Grundlage früherer alternativer Pilotsuchmessungen zu optimieren. Der Vorteil ergibt sich dadurch, dass die Infrastruktur den Zeitraum einfach auf eine "offene Schleife" Weise modifiziert, anstatt den Zeitraum der Mobilität mitzuteilen ("geschlossene Schleife"), falls

eine Veränderung gewünscht wird. Das letztere Verfahren kann die Sprachqualität weiter verschlechtern, indem der Signalgebungsverkehrs erhöht wird und der Vocoder häufiger zu Dim-And-Burst gezwungen wird.

[0057] Wenn mit erneuter Bezugnahme auf **Fig. 6** die Daten des sekundären Verkehrskanals bei dem Frame $m - 1$ kanaldecodiert werden, wird ein Trigger erzeugt, der den Mobilstations-Sprachcodierer dazu zwingt, die nächsten zwei Sprachframes bei $\frac{1}{2}$ Rate niedriger zu codieren. Außerdem werden die empfangenen codierten Sprachpakete (für die relativen Zeitframes $n - 6$ und $n - 5$) doppelt gepuffert, um zu ermöglichen, dass das zusätzliche Sprachpaket während der Zeit decodiert wird, wenn ein Paket aufgrund des Ausweichfrequenzsuchens verloren geht, was einige Zeit später (bei dem Frame $m + 4$) durchgeführt wird.

[0058] Sobald die zwei Frames mit $\frac{1}{2}$ Rate oder niedriger sprachcodiert und doppelt gepuffert sind (bei dem Frame $m + 2$), werden sie gemäß der Erfindung in einen primären und sekundären Verkehrsframe multiplext. Dieser Frame wird dann kanalcodiert und bei dem Frame $m + 3$ der Funkschnittstelle übergeben. Zu diesem Zeitpunkt weisen sowohl der Sendee- als auch der Empfangs-Datenpfad (Rückwärts- bzw. Vorwärts-Verkehr) Puffer auf, die einen zusätzlichen Frame codierter Sprachdaten aufweisen, wodurch die Ausweichfrequenzsuche ohne Verlust oder Wiederholung der codierten Sprachdaten an die Sprachdecoder sowohl an der Mobilstation als auch an der Infrastruktur ermöglicht wird.

[0059] Dieses Verfahren differiert von der bevorzugten Ausführungsform insofern, als der genaue Frame, an dem die Ausweichfrequenzsuche durchgeführt wird, bis zu dem gültigen Empfang der sekundären Verkehrsdaten durch die Mobilstation nicht bestimmt wird.

[0060] Während die Erfindung insbesondere mit Bezugnahme auf eine bestimmte Ausführungsform gezeigt und beschrieben worden ist, wird Fachleuten in der Technik klar sein, dass in dieser eine Reihe von Veränderungen in der Form und in Einzelheiten durchgeführt werden können, ohne von dem Rahmen der in den Ansprüchen definierten Erfindung abzuweichen.

Patentansprüche

1. Verfahren zum Erzeugen eines Zeitraums ohne Sendetätigkeit zum Unterstützen einer Handoff-Bestimmung während einer laufenden Sprachkommunikation zwischen einer Mobilstation an einen Empfänger in einem CDMA-Kommunikationssystem (CDMA = Code Division Multiple Access/Mehrfachzugriff im Codemultiplex), wobei das CDMA-Kommunikationssystem eine Mobilstation umfasst, die auf eine Basisstation über einen Träger bei einer ersten Frequenz anspricht, wobei das Verfahren die folgenden Schritte umfasst:

Bestimmen des zum Unterstützen einer Handoff-Bestimmung (527) von einer Sendetätigkeit freizumachenden Zeitraums;

Anweisen des Sprachcodierers in der Mobilstation, Sprachinformation während der zweifachen Dauer des von einer Sendetätigkeit freizumachenden Zeitraums eine vorbestimmte Anzahl von Zeiträumen vor dem zum Unterstützen der Handoff-Bestimmung von einer Sendetätigkeit freizumachenden Zeitraum bei halber Rate oder weniger zu codieren, um zwei Zeiträume mit Sprachinformation mit halber Rate oder weniger zu erzeugen;

Multiplexen der Sprachinformation mit halber Rate oder weniger für die zwei Zeiträume in einen einzelnen Zeitraum; und

Kanalcodieren (512) der Sprachinformation mit halber Rate oder weniger in dem einzelnen Zeitraum; gekennzeichnet durch

Senden (515) der multiplexten und kanalcodierten Sprachinformation mit halber Rate oder weniger für den einzelnen Zeitraum, derart, dass nur einer der zwei Zeiträume für das Senden verwendet wird, während der andere Zeitraum zum Unterstützen der Handoff-Bestimmung von einer Sendetätigkeit freigemacht wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, wobei der Schritt des Multiplexens weiterhin den Schritt des Pufferns (509) der Sprachinformation mit halber Rate für die zwei Informationszeiträume in einen einzelnen Zeitraum umfasst.

3. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die Mobilstation die gesendete kanalcodierte Sprachinformation mit halber Rate für die zwei der Informationen während eines Zeitraums kanaldcodiert (518), der zeitlich im Wesentlichen gleich einem Zeitraum des einen verfügbaren ist.

4. Verfahren nach Anspruch 1, wobei der Zeitraum zum Unterstützen der Handoff-Bestimmung durch die Mobilstation genutzt wird, um nach Ausweichfrequenzen zu suchen.

5. Verfahren nach Anspruch 4, wobei das Suchen nach Ausweichfrequenzen weiterhin ein Suchen nach durch Ausweichbasisstationen auf den Ausweichfrequenzen gesendeten Pilotkanälen umfasst, um zum Unterstützen der Handoff-Bestimmung die Signalstärke der gesuchten Pilotkanäle zu bestimmen.

6. Verfahren nach Anspruch 1, wobei der Schritt des Bestimmens entweder synchron oder asynchron ist.

7. Verfahren nach Anspruch 6, wobei der Schritt des Bestimmens, wenn er asynchron ist, auf dem Empfang der multiplexten Sprachinformation eines Frame mit halber Rate oder weniger für die zwei Zeit-

räume der Information durch die Mobilstation basiert.

8. Vorrichtung zum Erzeugen eines Zeitraums ohne Sendetätigkeit zum Unterstützen einer Handoff-Bestimmung während einer laufenden Sprachkommunikation zwischen einer Mobilstation an einen Empfänger in einem CDMA-Kommunikationssystem (CDMA = Code Division Multiple Access/Mehrfachzugriff im Codemultiplex), wobei das CDMA-Kommunikationssystem eine Mobilstation umfasst, die auf eine Basisstation über einen Träger bei einer ersten Frequenz anspricht, wobei die Vorrichtung umfasst: Mittel zum Bestimmen des zum Unterstützen der Handoff-Bestimmung von einer Sendetätigkeit freizumachenden Zeitraums;

Mittel, um den Sprachcodierer in der Mobilstation anzuweisen, Sprachinformation während der zweifachen Dauer des von Sendetätigkeit freizumachenden Zeitraums eine vorbestimmte Anzahl von Zeiträumen vor dem zum Unterstützen der Handoff-Bestimmung von Sendetätigkeit freizumachenden Zeitraum bei halber Rate oder weniger zu codieren, um zwei Zeiträume mit Sprachinformation mit halber Rate oder weniger zu erzeugen;

Mittel zum Multiplexen der Sprachinformation mit halber Rate oder weniger für die zwei Zeiträume in einen einzelnen Zeitraum; und

Mittel zum Kanalcodieren (512) der Sprachinformation mit halber Rate oder weniger in dem einzelnen Zeitraum; gekennzeichnet durch

Mittel zum Senden (515) der multiplexten und kanalcodierten Sprachinformation mit halber Rate oder weniger für den einzelnen Zeitraum, derart, dass nur einer der zwei Zeiträume für das Senden verwendet wird, während der andere Zeitraum zum Unterstützen der Handoff-Bestimmung von einer Sendetätigkeit freigemacht wird.

Es folgen 6 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

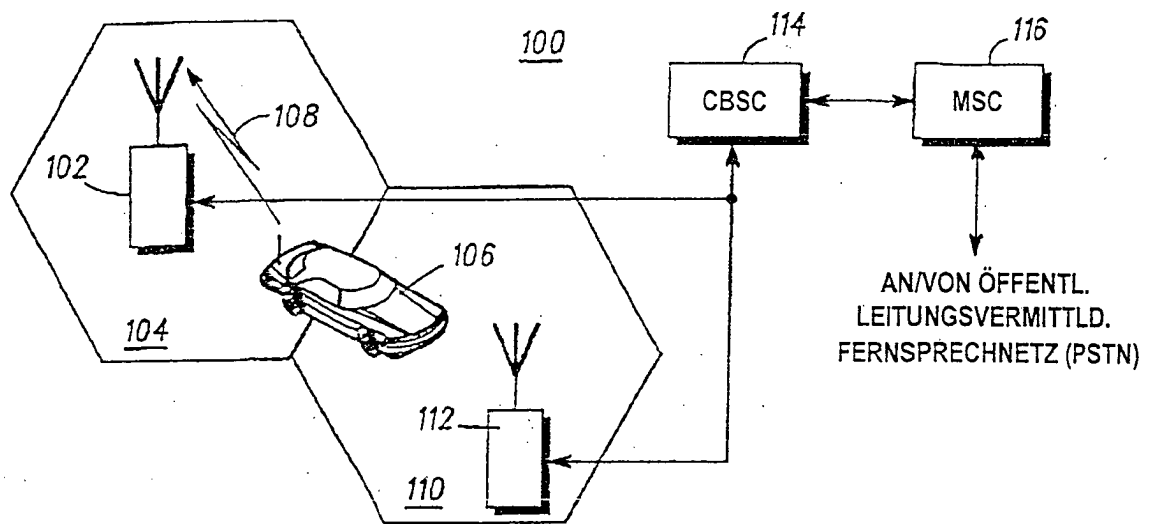


FIG. 1

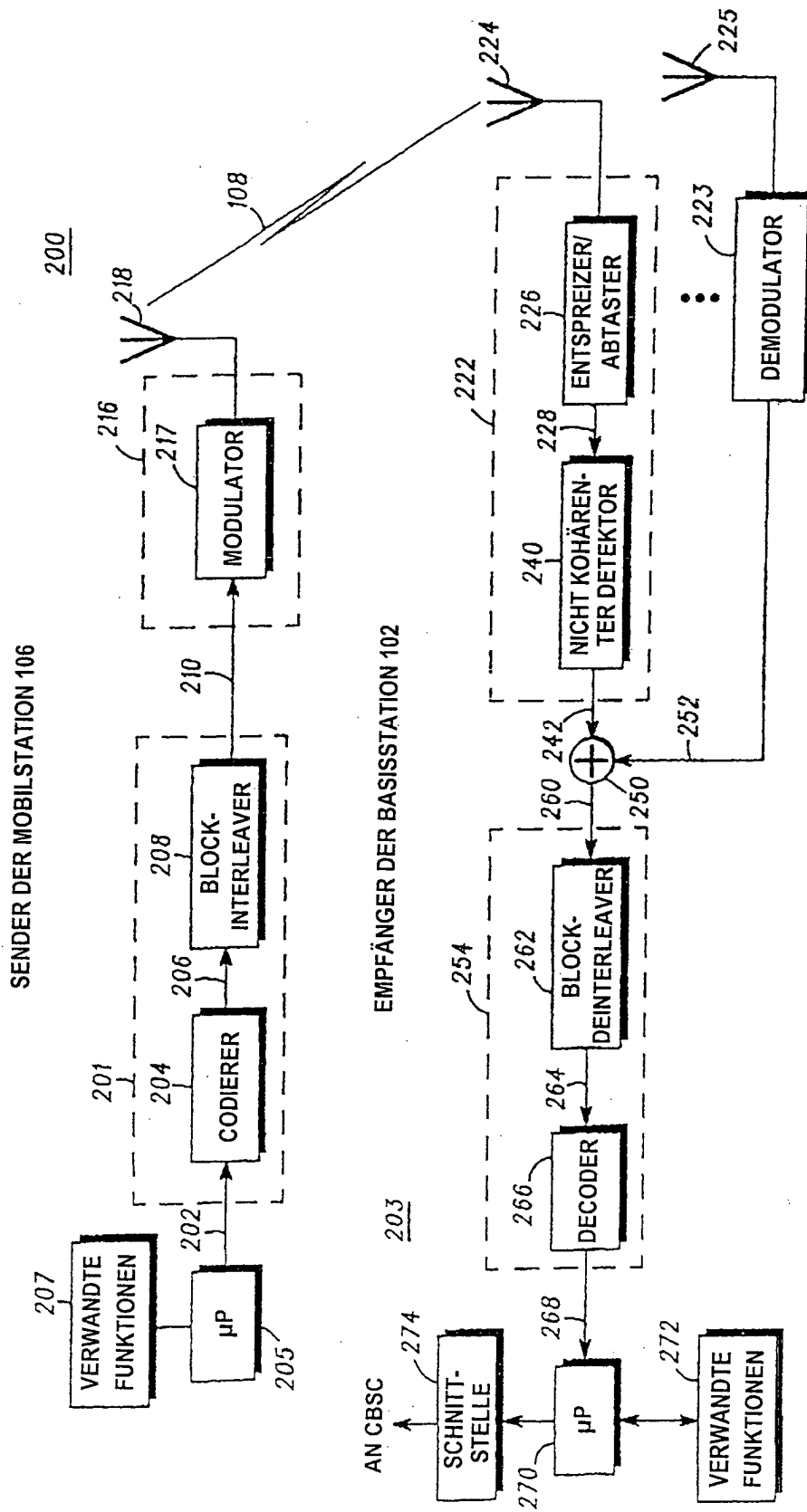


FIG. 2

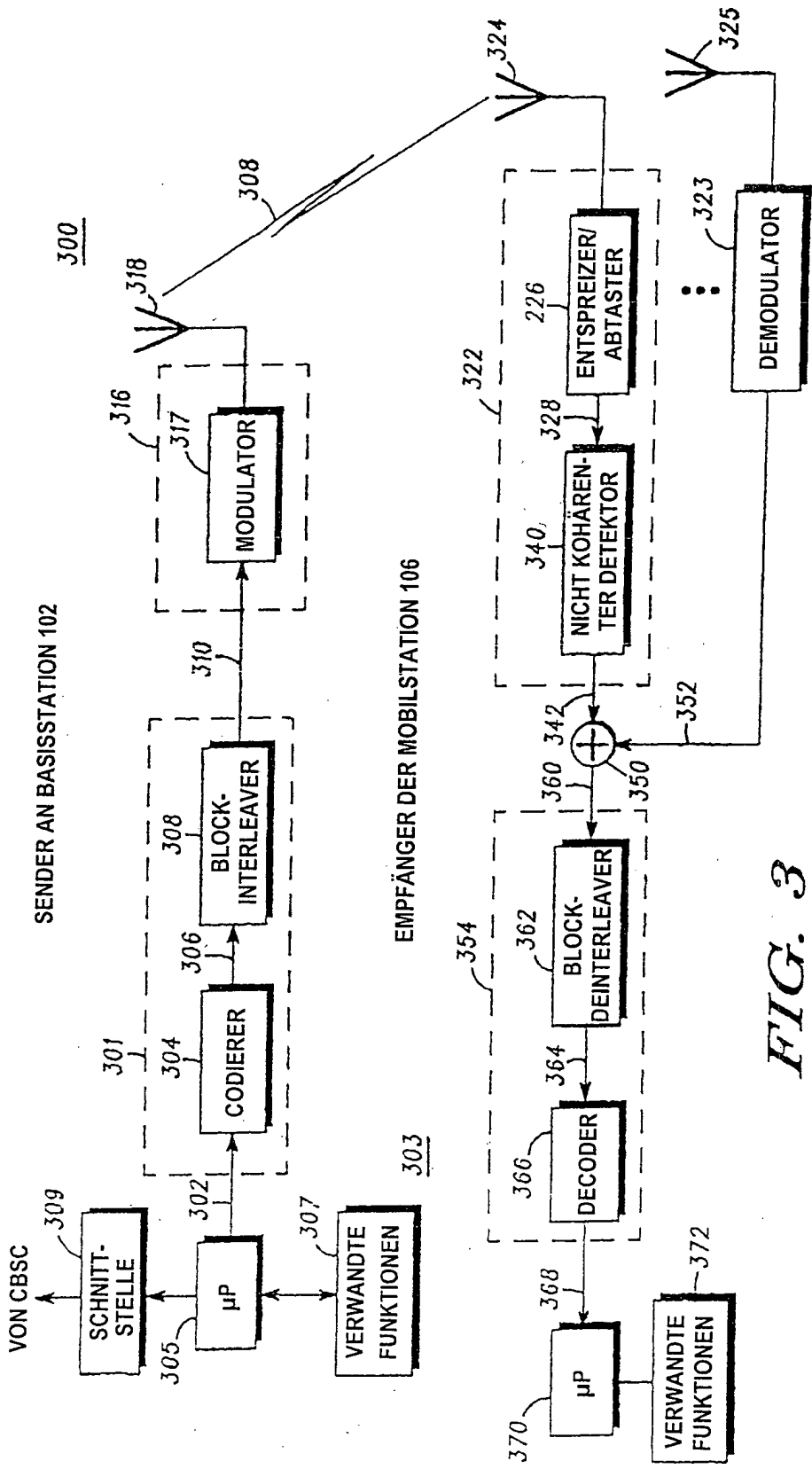


FIG. 3

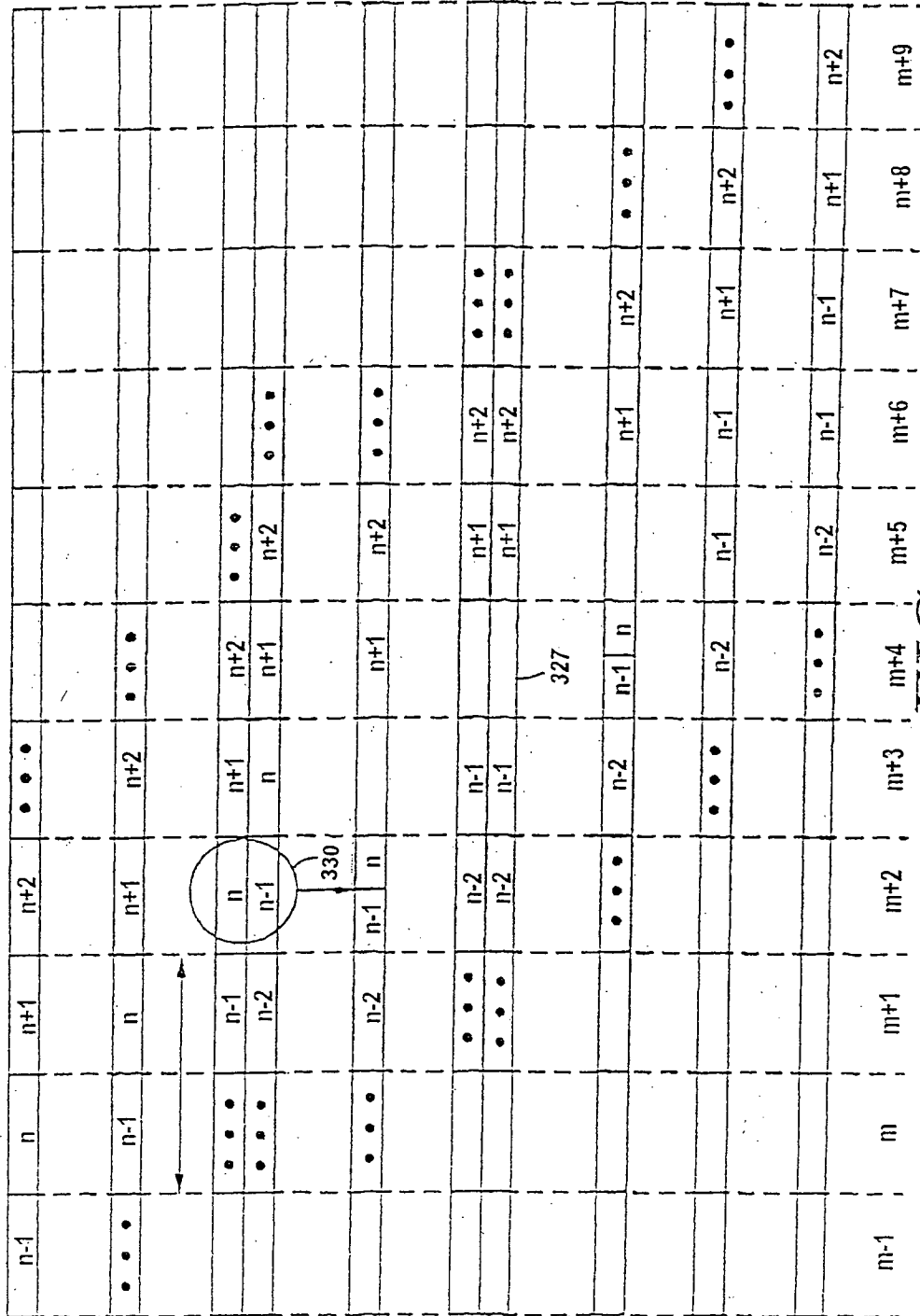


FIG. 5

