



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 600 33 470 T2** 2007.10.31

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 059 818 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **600 33 470.8**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **00 304 918.6**

(96) Europäischer Anmeldetag: **09.06.2000**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **13.12.2000**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **21.02.2007**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **31.10.2007**

(51) Int Cl.<sup>8</sup>: **H04Q 7/32** (2006.01)

**H04B 1/707** (2006.01)

**H04Q 7/38** (2006.01)

**H04B 7/26** (2006.01)

(30) Unionspriorität:

**138713 P 11.06.1999 US**

**139334 P 15.06.1999 US**

**142889 P 08.07.1999 US**

(73) Patentinhaber:

**Texas Instruments Inc., Dallas, Tex., US**

(74) Vertreter:

**Prinz und Partner GbR, 80335 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:

**Dabak, Anand G., Plano, Texas 75025, US**

(54) Bezeichnung: **Verbesserte Kodierung der Direkt-Zugriffspräambel für Aufbau von drahtlosen Mobilkommunikationsverbindungen**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

**Beschreibung****HINTERGRUND DER ERFINDUNG**

**[0001]** Diese Erfindung liegt im Gebiet der drahtlosen Mobilkommunikation und ist genauer auf die Initialisierung von Kommunikationssitzungen mit Mehrfachzugriff gerichtet.

**[0002]** Die Popularität der drahtlosen Mobilkommunikation hat im Lauf der letzten Jahre drastisch zugenommen. Es ist zu erwarten, dass diese Technologie in der absehbaren Zukunft noch populärer wird, sowohl im Bereich moderner Städte als auch in ländlichen oder sich entwickelnden Gebieten, die mit leitungsbasierten Telefonsystemen nicht gut versorgt sind. Dieser zunehmende drahtlose Verkehr strapaziert bei einem gegebenen Ausmaß an Systeminfrastruktur die verfügbare Kommunikationsbandbreite. Folglich besteht ein erhebliches Interesse am Erhöhen der Bandbreitenausnutzung drahtloser Kommunikationssysteme, um diesen Anstieg des Verkehrs zu bewältigen.

**[0003]** Die moderne digitale Kommunikationstechnologie nutzt Mehrfachzugriffsverfahren, um die Bandbreitenausnutzung zu erhöhen und dadurch mehr drahtlosen Verkehr zu übermitteln. Unter den aktuellen Ansätzen werden auf dem Gebiet Verfahren sowohl mit Zeitmultiplex-Mehrfachzugriff (TDMA) als auch mit Codemultiplex-Vielfachzugriff (CDMA) eingesetzt, um die gleichzeitige Abwicklung von Gesprächen bei Mehrfachkommunikation oder drahtlose "Verbindungen" zu ermöglichen. Für die Zwecke dieser Beschreibung bezieht sich der Begriff "Gespräche" entweder auf Sprachkommunikation, auf Datenkommunikation oder auf irgendeinen Typ von digitaler Kommunikation. Wie aus der Bezeichnung hervorgeht, wird TDMA-Kommunikation durch Zuweisung von Zeitschlitzten zu jeder einzelnen der Mehrfachkommunikationen ausgeführt, wobei jedes Gespräch über kurze Zeitperioden abwechselnd übertragen wird. Die CDMA-Technologie ermöglicht es andererseits, dass Mehrfachkommunikations-Sitzungen in der Zeit wie auch in der Frequenz gleichzeitig übertragen werden, indem das Signal mit einem vorgeschriebenen Code moduliert wird. Beim Empfang gewinnt die Anwendung des Codes das entsprechende Gespräch wieder, unter Ausschluss der anderen gleichzeitig empfangenen Gespräche.

**[0004]** Gemäß einem Grundsatz auf dem Gebiet wickelt eine einzige Basisstation in einem drahtlosen Kommunikationsnetz Kommunikationssitzungen mit mehrfachen drahtlosen Mobilübertragungen in einem abzudeckenden Bereich oder einer "Zelle" ab. Außerdem ist jede Basisstation über die verbleibende Bandbreite für neue Kommunikationssitzungen informiert, die in Beziehung zu einer drahtlosen Einheit innerhalb ihrer Zelle initiiert werden können. Im Hinblick darauf ist die Basisstation über die Gegenwart jener mobilen drahtlosen Einheiten informiert, die eingeschaltet sind und sich innerhalb ihrer Zelle befinden, wie auch über die Identität jener Einheiten, ohne Rücksicht darauf, ob die Einheiten gegenwärtig an einem Gespräch beteiligt sind. Auf diese Weise können drahtlose Einheiten von einem anderen Teilnehmer irgendwo im Telephonnetz angerufen werden, und die drahtlosen Einheiten selbst können eine Verbindung initiieren, indem sie ein Gespräch anmelden.

**[0005]** Damit eine drahtlose Einheit ein Gespräch mit einer bestimmten Telefonnummer anmelden kann, muss sie an die Basisstation eine Anforderung für eine Verbindung senden. Dann wird eine den herkömmlichen Systemen entsprechende Initialisierungssequenz ausgeführt, in der der Kanal für die gewünschte Kommunikation von der Basisstation zugewiesen und von der drahtlosen Einheit bestätigt wird.

**[0006]** Beispielsweise müssen sich in einem CDMA-System die Basisstation und die drahtlose Einheit über einen Modulationscode "einigen", der bei der Kommunikationsverbindung zwischen diesen beiden Stationen zu verwenden ist. In herkömmlichen CDMA-Systemen sind die Codes angesichts des vorübergehenden Gefüges von drahtlosen Einheiten innerhalb des abzudeckenden Bereichs einer Basisstation nicht von vornherein bestimmt. An sich wurden Verfahren entwickelt, durch die die drahtlosen Einheiten und die Basisstation vor der Zuweisung eines Modulationscodes kommunizieren können. Gemäß einem verbreiteten Verfahren für diese Initialisierung strahlt die Basisstation an jede der drahtlosen Einheiten in ihrem Gebiet, die momentan nicht verbunden sind, periodisch Signale aus, die die Anzahl und die Position reservierter Zeitschlitzte innerhalb eines Kommunikationsrahmens für die Initialisierung anzeigen. Diese ausgestrahlten Signale werden von jeder drahtlosen Einheit empfangen, sodass die Einheit in einem dieser Zeitschlitzte ein Signal an die Basisstation senden kann, um eine Verbindung anzufordern. Dieses Anforderungssignal wird im Allgemeinen als "Präambel" bezeichnet, nach der der Mitteilungsteil der Übertragung übertragen wird.

**[0007]** Jedoch ist es recht wahrscheinlich, dass mehrere drahtlose Einheiten versuchen können, zur gleichen Zeit eine Kommunikation aufzubauen, und daher innerhalb des gleichen Zeitschlitzes gleichzeitig Präambeln

senden können. An sich bestimmen herkömmliche CDMA-Systeme für die drahtlose Kommunikation eine Gruppe von Modulationscodes, aus denen die drahtlose Einheit einen Code auswählt, um eine Verbindung anzufordern. Die Codes in der Gruppe sind in dem Sinne zueinander orthogonal, dass die Basisstation die Quellen von gleichzeitig empfangenen Mitteilungen auflösen kann, die durch unterschiedliche Codes aus der Gruppe von Modulationscodes codiert sind. Da die anfordernde drahtlose Einheit einen Modulationscode üblicherweise auf eine pseudozufällige Weise auswählt, werden diese Kanalauswahlcodes üblicherweise als "Zufallszugriffs"-Codes bezeichnet. Diese Zufallszugriffs-Codes verringern stark die Wahrscheinlichkeit einer Kollision zwischen zwei (oder mehreren) drahtlosen Einheiten in einem abzudeckenden Bereich, die im gleichen Zeitschlitz eine Verbindung anfordern. Wenn beispielsweise für das Anfordern einer Verbindung acht Zeitschlitze verfügbar sind und einer von sechzehn verfügbaren Zufallszugriffs-Codes verwendet wird, dann wird die Wahrscheinlichkeit einer Kollision zwischen zwei drahtlosen Einheiten, die eine Verbindung anfordern, von eins zu acht auf eins zu 128 verringert.

**[0008]** Ein Beispiel für diesen Ansatz mit Zufallszugriff verwendet bei der Erzeugung des Präambel-Teils der Übertragung einen 256-Chip-Spreizcode. Dieser herkömmliche Ansatz ist in der Technical Specification TS 25.213 V2.1.0: Spreading and Modulation (3rd Generation Partnership Project, 1999) beschrieben. Um in Übereinstimmung mit diesem Ansatz eine Kommunikationssitzung anzufordern, wählt eine drahtlose Einheit für ihre Präambel auf zufällige Weise eines von sechzehn Signatursymbolen aus. Die Signatur besteht aus einer Sechzehn-Symbol-Folge des positiven oder des negativen komplexen Werts  $A = 1 + j$ . Ein Beispiel für eine Sechzehn-Symbol-Signatur ist  $[A, A, A, -A, -A, -A, A, -A, -A, A, A, -A, A, -A, A, A]$ . Jedes Symbol in dieser Präambel wird dann in 256 aufeinanderfolgende Chips gespreizt, wonach die gespreizte Präambel moduliert und von der anfordernden drahtlosen Einheit an die Basisstation gesendet wird.

**[0009]** Die mobile Beschaffenheit der drahtlosen Einheiten führt jedoch bei der Auflösung von gleichzeitigen codierten Anforderungssignalen zu bestimmten Schwierigkeiten. Obwohl Zufallszugriffs-Codes, wie etwa die oben erwähnte 256-Chip-spreizcodierte Zufallszugriffs-Präambel, Signaturen bereitstellen, die theoretisch orthogonal sind, setzt diese Orthogonalität einen gleichzeitigen Empfang an der Basisstation voraus. Wie oben angemerkt, werden Präambeln von Mobileinheiten in den von der Basisstation vorgeschriebenen Zeitschlitzen gleichzeitig gesendet. Jedoch kommen von stark unterschiedlichen Entfernungen in der Zelle simultan gesendete Präambeln bei der Basisstation nicht gleichzeitig an. Gemäß dem Ansatz mit 256-Chip-Spreizcodierung sind codierte Signaturen nicht unbedingt orthogonal, wenn eine Präambel relativ zu einer anderen zeitlich erheblich verschoben ist. Mit anderen Worten: Zeitlich verschobene Präambeln, die gemäß diesem herkömmlichen Ansatz codiert sind, sind miteinander kreuzkorreliert. An sich sind herkömmliche CDMA-Basisstationen unter gewissen Umständen ggf. nicht immer in der Lage, unterschiedliche Zufallszugriffs-Codes von mehreren drahtlosen Einheiten aufzulösen.

**[0010]** Diese Kreuzkorrelation von Zufallszugriffs-Codes, die aus veränderlichen Übertragungsentfernungen empfangen werden, wurde mittels früherer Verfahren behandelt. Beispielsweise wurde ein so genannter "langer" Code entwickelt, der eine reellwertige Version des Aufwärts-Spreizcodes verwendet, um die Signatur der drahtlosen Einheit über eine wesentlich längere Präambel zu spreizen. Bei diesem Ansatz wird die Länge der Präambel so ausgewählt, dass sie erheblich länger ist als die größte Zeitverzögerung, die innerhalb einer gegebenen Zelle zu erwarten ist. Dieser lange Code wird einfach hergeleitet, indem jedes Bit eines Signatursymbols  $A$  des Sechzehn-Bit-Gold-Codes über eine Anzahl von Chips, beispielsweise 256 Chips, gespreizt wird; in diesem Fall wird das Sechzehn-Bit-Symbol für eine Gesamtlänge von 4096 Chips zu sechzehn Folgen von 256-Chip-Werten. Diese längere Präambel verringert stark die Kreuzkorrelation zwischen orthogonalen Signaturen, die bei der maximalen Verzögerung (und damit der maximalen Differenzentfernung) relativ zueinander empfangen werden.

**[0011]** Jedoch wurde beobachtet, dass dieser Ansatz des langen Codes anfällig für Geschwindigkeitsvariationen zwischen anfordernden drahtlosen Mobileinheiten bleibt. Der allgemein bekannte Doppler-Effekt bezieht sich auf die Frequenzänderung, die sich bei einer sich bewegenden Quelle periodischer Signale ergibt. Im Fall drahtloser Mobileinheiten in einem fahrenden Auto, einem Eisenbahnzug oder insbesondere einem Flugzeug ruft die Doppler-Verschiebung eine Phasenverschiebung hervor, die sich über die Übertragungslänge der Anforderung akkumuliert. Wie oben angemerkt, hat der herkömmliche "lange" Zufallszugriffs-Code eine Länge von 4096 Chips (d. h. sechzehn Symbolen von jeweils 256 Chips), über die die orthogonalen Signaturen analysiert werden, um unterschiedliche drahtlose Einheiten aufzulösen. Wegen dieser Codelänge kann die akkumulierte Doppler-Phasenverschiebung eine Kreuzkorrelation unter Codes hervorrufen, sodass die Basisstation ggf. nicht in der Lage ist, gleichzeitige Übertragungsanforderungen aufzulösen.

**[0012]** Es wurden andere Ansätze zum Codieren von Zufallszugriffs-Kanalpräambeln hergeleitet, um das

Problem der Doppler-Verschiebungen an den gesendeten Signalen zu behandeln. Ein Ansatz verwendet ein Differentialcodierungsverfahren, bei dem die Signatur durch die Differenzen zwischen benachbarten Symbolen in der Präambel bestimmt wird. Bei diesem Differentialcodierungsverfahren wurde ein gewisses Ausmaß an Kreuzkorrelation bei zeitlich verzögerten Signalen beobachtet, wodurch es für Differenzen in der Entfernung zwischen gleichzeitig sendenden drahtlosen Mobileinheiten etwas anfällig wird. Wegen dieser Anfälligkeit wurde für sich langsam bewegende oder stationäre Sender eine kohärente Codierung über eine lange Präambel (z. B. mit 4096 Chips) verwendet, um bei Variationen in der Übertragungsentfernung eine angemessene Orthogonalität zu schaffen, während sich schnell bewegende Mobileinheiten die Differentialcodierung verwenden. Selbstverständlich erhöht die Ausführung unterschiedlicher Zufallszugriffskanal-Codierungen für Mobileinheiten mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten erheblich die Komplexität von Sendern und Basisstationen.

**[0013]** Ein weiterer Ansatz verwendet für sich schnell bewegende Sender eine segmentierte nicht-kohärente Decodierung, bei der der Empfänger die Präambel zu kürzeren Segmenten von Symbolen decodiert, beispielsweise zu vier Segmenten mit je vier Symbolen. Jedoch sind die die Segmente nach diesem Verfahren relativ zueinander nicht orthogonal.

**[0014]** Die Technische Spezifikation von 3GPP mit der Bezeichnung 3GPP TSG RAN WGI: TS 25.214 V1.0.0 offenbart ein Zufallszugriffs-Verfahren, bei dem eine Mobileinheit aus einer Gruppe von verfügbaren Signaturen eine Signatur zufällig auswählt und aus einer Gruppe von verfügbaren Spreizcodes einen Präambel-Spreizcode zufällig auswählt. Die aus der ausgewählten, durch den ausgewählten Spreizcode gespreizten Signatur erzeugte Präambel wird in einem ausgewählten von verfügbaren Aufwärtsschlitten an eine Basisstation gesendet.

**[0015]** WO 98/18280 offenbart ein Verfahren zum Erzeugen einer Präambel, wobei aus einer von acht verfügbaren orthogonalen Signaturen eine Signatur ausgewählt wird und die Signatur durch einen Präambel-Spreizcode gespreizt wird, der für die relevante Basisstation spezifisch ist.

#### KURZE ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

**[0016]** Es ist daher eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein Verfahren für die Zufallszugriffskanalauflösung zu schaffen, das bei drahtlosen Mobilübertragungen aus veränderlichen Entfernungen innerhalb einer Zelle und ebenso bei Übertragungen von Einheiten robust ist, die in ihren Geschwindigkeiten stark variieren.

**[0017]** Es ist eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein derartiges Verfahren zu schaffen, bei dem die Präambel-Codierung und -Decodierung auf eine rechentechnisch effiziente Weise ausgeführt werden kann.

**[0018]** Es ist eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein derartiges Verfahren zu schaffen, bei dem ziemlich große Frequenzverschiebungen auf Grund sich bewegender Sender beim Aufbau einer drahtlosen Kommunikationssitzung toleriert werden können.

**[0019]** Andere Aufgaben und Vorteile der vorliegenden Erfindung werden dem Durchschnittsfachmann auf dem Gebiet offenbar, wenn er Bezug auf die nachfolgende Beschreibung zusammen mit ihrer Zeichnung nimmt.

**[0020]** Die vorliegende Erfindung kann in ein drahtloses Kommunikationssystem implementiert werden, in dem die Übertragungs-Präambel auf einem Walsh-Hadamard-Code beruht. Die Spreizung wird erreicht, indem das Codesymbol mehrere Male wiederholt wird, um eine Präambel mit einer Länge zu erzeugen, die derjenigen eines langen Codes entspricht, wobei eine Präambel aus orthogonalen Symbolen erzeugt wird, die auf gespreizte Weise wiederholt werden. Die Präambel wird mit einem zellenspezifischen langen Code multipliziert, und der Prozess wird beim Empfang an der Basisstation umgekehrt, um die Präambel wiederzugewinnen.

#### KURZBESCHREIBUNG DER MEHREREN ANSICHTEN DER ZEICHNUNG

**[0021]** [Fig. 1](#) ist ein elektrisches Blockschaltbild einer Zelle eines drahtlosen Kommunikationssystems in Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung.

**[0022]** [Fig. 2](#) ist ein elektrisches Blockschaltbild eines drahtlosen Mobiltelefons im drahtlosen Kommunika-

tionssystem von [Fig. 1](#) in Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung.

[0023] [Fig. 3](#) ist ein elektrisches Blockschaltbild einer Basisstation im drahtlosen Kommunikationssystem von [Fig. 1](#) in Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung.

[0024] [Fig. 4](#) ist ein schematisches Funktionsdiagramm, das den Datenfluss beim Codieren von drahtloser Kommunikation veranschaulicht.

[0025] [Fig. 5](#) ist eine Veranschaulichung der Anordnung von Codesymbolen zum Erzeugen einer Präambel in Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung.

[0026] [Fig. 6](#) ist ein Ablaufplan, der den Betrieb einer drahtlosen Einheit und einer Basisstation in Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung veranschaulicht.

[0027] [Fig. 7](#) ist ein elektrisches Blockschaltbild der Chipraten-Demodulations- und Entspreizungs-Schaltungsanordnung in einer Basisstation in Übereinstimmung mit einer ersten bevorzugten Ausführungsform der Erfindung.

[0028] [Fig. 8](#) ist ein elektrisches Blockschaltbild der Chipraten-Demodulations- und Entspreizungs-Schaltungsanordnung in einer Basisstation in Übereinstimmung mit einer zweiten bevorzugten Ausführungsform der Erfindung.

[0029] [Fig. 9](#) ist ein elektrisches Blockschaltbild der Chipraten-Demodulations- und Entspreizungs-Schaltungsanordnung in einer Basisstation in Übereinstimmung mit einer dritten bevorzugten Ausführungsform der Erfindung.

#### AUSFÜHRLICHE BESCHREIBUNG DER ERFINDUNG

[0030] Die vorliegende Erfindung wird in Verbindung mit einem drahtlosen Sprach- und Daten-Kommunikationssystem beschrieben, insbesondere für den Fall, bei dem die drahtlosen Einheiten innerhalb eines abzudeckenden Bereichs oder einer "Zelle" beweglich sind. Weiterhin wird die bestimmte bevorzugte Ausführungsform der Erfindung im Zusammenhang mit einem solchen System beschrieben, in dem Mehrfach-Kommunikation des Typs Codemultiplex-Vielfachzugriff (CDMA) von einer Basisstation in der Zelle gehandhabt wird. Es wird jedoch davon ausgegangen, dass die vorliegende Erfindung auch mit anderen Kommunikationssystemen verwendet werden kann, beispielsweise mit mobiler drahtloser Kommunikation, die den Zeitmultiplex-Mehrfachzugriff (TDMA) oder andere Spreizspektrum- oder Breitbandverfahren verwendet, wie auch mit anderen Anwendungen. Daher ist es selbstverständlich, dass die folgende Beschreibung lediglich beispielhaft geboten wird und dass sie nicht dazu bestimmt ist, den Umfang der vorliegenden Erfindung, wie er beansprucht wird, zu beschränken.

[0031] Ein Beispiel für einen Einsatz eines drahtlosen Kommunikationssystems in Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung ist in [Fig. 1](#) veranschaulicht. Wie in [Fig. 1](#) gezeigt ist, ist die Basisstation **10** in einem abzudeckenden Bereich oder einer Zelle **14** nahezu zentral angeordnet. Die Basisstation **10** ist, wie auf dem Gebiet üblich, eine feste Einrichtung, die drahtlose Breitband- oder Spreizspektrum-Kommunikation an drahtlose Einheiten UE sendet und von ihnen empfängt, die sich physikalisch innerhalb der Zelle **14** befinden. Wie es in [Fig. 1](#) gezeigt und auf dem Gebiet üblich ist, sind drahtlose Einheiten UE drahtlose Mobileinheiten, wie etwa digitale Zellentelephone. Die Anzahl von drahtlosen Einheiten UE innerhalb der Zelle **14** kann stark variieren, abhängig von der Tageszeit, vom Wochentag und von anderen Umständen, die die Dichte der drahtlosen Telephone innerhalb der Zelle **14** beeinflussen können.

[0032] Üblicherweise sind ein großer Anteil der drahtlosen Einheiten UE innerhalb der Zelle **14** Mobileinheiten, die sich als solche zu irgendeinem gegebenen Zeitpunkt irgendwo innerhalb des Übertragungsbereichs der Zelle **14** befinden können. Beispielsweise befindet sich die drahtlose Einheit UE<sub>2</sub> recht nahe an der Basisstation **10**, während sich die drahtlose Einheit UE<sub>n</sub> von der Basisstation **10** relativ weit entfernt, nahe am Rand der Zelle **14**, befindet. Weiterhin können sich drahtlose Einheiten UE innerhalb der Zelle **14** in Bewegung befinden. Beispielsweise bewegt sich die drahtlose Einheit UE<sub>1</sub> mit einer Geschwindigkeit v von der Basisstation **10** weg. Diese Variationen in der Entfernung zwischen drahtlosen Einheiten UE und ihre Bewegungsgeschwindigkeiten werfen bei herkömmlichen Verfahren Schwierigkeiten beim Auflösen von Präambel-Codes für Verbindungsanforderungen auf. Wie weiter unten beschrieben wird, bietet die Präambel-Codierung in Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung auf effiziente Weise eine gute Auflösung von

codierten Präambeln, die aus unterschiedlichen Entfernungen und bei erheblichen Geschwindigkeiten gesendet werden.

**[0033]** Die zwischen der Basisstation **10** und den drahtlosen Einheiten UE ausgeführte Kommunikation besteht bei diesem Beispiel aus Telefongesprächen zwischen einer der drahtlosen Einheiten UE und einem anderen Telephonapparat an anderer Stelle im Telephonnetz. Die Basisstation **10** enthält daher die geeignete Schaltungsanordnung, um die Breitbandkommunikation mit drahtlosen Einheiten UE durchzuführen, wie weiter unten ausführlicher beschrieben wird; zusätzlich enthält die Basisstation **10** ein Umschaltsystem **12**, das in einem bestimmten Ausmaß das Umschalten der Kommunikationsverbindungen zwischen einzelnen drahtlosen Einheiten UE und dem öffentlichen Fernsprechwählnetz (PSTN) durchführt.

**[0034]** Drahtlose Einheiten UE entsprechen, wie oben angemerkt, mobilen drahtlosen Telephonapparaten. **Fig. 2** ist ein elektrisches Blockschaltbild der elektronischen Architektur einer typischen drahtlosen Mobileinheit UE<sub>j</sub> (wobei sich der Index j allgemein auf eine der in **Fig. 1** gezeigten drahtlosen Einheiten UE bezieht). Es wird selbstverständlich davon ausgegangen, dass unterschiedliche der drahtlosen Einheiten UE im gesamten System, wie sie in **Fig. 1** gezeigt sind, gemäß unterschiedlichen Architekturen aufgebaut sein können. An sich ist die Architektur der Konstruktion der in **Fig. 2** gezeigten drahtlosen Einheit UE<sub>j</sub> lediglich beispielhaft dargestellt, wobei es selbstverständlich ist, dass derartige andere alternative Architekturen ebenfalls in Verbindung mit der vorliegenden Erfindung verwendet werden können.

**[0035]** Die in **Fig. 2** veranschaulichte beispielhafte Architektur entspricht einer so genannten Grundband-Architektur "der zweiten Generation" oder "2G"-Grundband-Architektur, wie sie üblicherweise verwendet wird, um TDMA- und CDMA-Breitbandkommunikation durchzuführen. Das Funkuntersystem **22** der drahtlosen Einheit UE<sub>j</sub> ist direkt mit einer Antenne A verbunden und wickelt die Leistungsverstärkung und die analoge Verarbeitung von Signalen ab, die über die Antenne A gesendet und empfangen werden. Auf der Sendeseite empfängt der Modulator **27** im Funkuntersystem **22** die Signale, die von der HF-(Funkfrequenz-)Schnittstellenschaltungsanordnung **30** zu senden sind, und erzeugt unter Steuerung durch den Synthesizer **25** ein breitbandmoduliertes Analogsignal. Der Leistungsverstärker **21** verstärkt die Ausgabe des Modulators **27** für die Übertragung über die Antenne A. Auf der Empfangsseite werden von der Antenne A ankommende Signale durch den Empfänger **23** empfangen, gefiltert und unter Steuerung durch den Synthesizer **25** verarbeitet sowie zur HF-Schnittstellenschaltungsanordnung **30** weitergegeben.

**[0036]** Die HF-Schnittstellenschaltungsanordnung **30** verarbeitet sowohl ankommende als auch ausgehende Signale innerhalb des analogen Grundbands der drahtlosen Einheit UE<sub>j</sub>. Auf der Sendeseite empfängt die HF-Schnittstellenschaltungsanordnung **30** vom digitalen Signalprozessor (DSP) **32** digitale Signale und führt die für das bestimmte Übertragungsprotokoll geeignete Filterung und Phasenmodulation durch. Beispielsweise können Mehrfachkanäle mit codierten digitalen Bitströmen durch den DSP **32** an die HF-Schnittstellenschaltungsanordnung **30** weitergegeben werden. Die HF-Schnittstellenschaltungsanordnung **30** setzt diese digitalen Daten in Analogsignale um, wobei ausgewählte umgesetzte Bitströme phasenverschoben werden, um sowohl phasengleiche (I) als auch Quadratur-(Q-)Analogsignalkomponenten zu erzeugen, und wendet eine analoge Filterung an, die für die Signale geeignet ist, wie sie dem Modulator **27** im oben beschriebenen Funkuntersystem **22** übergeben werden.

**[0037]** Auf der Empfangsseite setzt die HF-Schnittstellenschaltungsanordnung **30** die vom Empfänger **23** des Funkuntersystems **22** empfangenen analogen Signale in das für die Verarbeitung durch den DSP **32** geeignete digitale Format um. Beispielsweise werden die phasengleichen (I) und die Quadratur-(Q-)Komponenten des empfangenen Signals separiert und gefiltert. Dann wird von der HF-Schnittstellenschaltungsanordnung **30** eine Analog-zu-digital-Umsetzung ausgeführt, sodass digitale Bitströme, die den separierten und gefilterten Komponenten des empfangenen Signals entsprechen, vom DSP **32** empfangen werden können.

**[0038]** Der DSP **32** führt die geeignete digitale Signalverarbeitung an den zu sendenden wie an den zu empfangenden Signalen durch. Im Hinblick darauf ist der DSP **32** mit der Audioschnittstelle **34** verbunden, die ihrerseits für die Eingabe bzw. für die Ausgabe mit dem Mikrophon M und dem Lautsprecher S gekoppelt ist. Die Audioschnittstelle **34** umfasst die notwendige Schaltungsanordnung für die Analog-zu-digital-Umsetzung und eine Filterung zum Erzeugen eines abgetasteten Bitstrom-Digitalsignals, das auf dem vom Mikrophon M empfangenen Schall beruht, und umfasst umgekehrt eine Schaltungsanordnung für die Digital-zu-analog-Umsetzung sowie eine Filterung und eine Verstärkung, um den Lautsprecher S mit einem Analogsignal anzusteuern, das der empfangenen und verarbeiteten Kommunikation entspricht.

**[0039]** Die vom DSP **32** ausgeführten digitalen Funktionen hängen selbstverständlich von dem Kommunika-



tionsprotokoll ab, das von der drahtlosen Einheit  $UE_j$  verwendet wird. Auf der Empfangsseite führt der DSP **32** solche Funktionen wie die Kanaldecodierung der Daten aus der HF-Schnittstellenschaltungsanordnung **30** aus, um aus dem empfangenen digital gespreizten Signal ein Datensignal auszulesen, gefolgt vom Decodieren der Sprachsymbole aus den kanaldecodierten Daten mittels Verfahren wie inversen diskreten Fourier-Transformationen (IDFT) und Ähnlichen. Am empfangenen Signal werden auch, soweit erforderlich, Entzerrungs-, Fehlerkorrektur- und Entschlüsselungsprozesse ausgeführt. Das vom DSP **32** auf der Empfangsseite verarbeitete resultierende Signal wird dann an die Audioschnittstelle **34** zur Verstärkung und zur Ausgabe über den Lautsprecher S weitergegeben.

**[0040]** Auf der Sendeseite werden im Wesentlichen die umgekehrten Operationen ausgeführt. Die vom Mikrophon M über die Audioschnittstelle **34** ankommende digital abgetastete Spracheingabe wird beispielsweise durch eine DFT-Operation zu Symbolen codiert, und die Symbole werden dann durch die Anwendung von Kanalcodes zu einem digitalen Spreizspektrumsignal codiert. Dann wird, zusammen mit der notwendigen Vorentzerrung und anderer Filterung, eine Verwürfelung oder eine andere Verschlüsselungsverarbeitung ausgeführt. Das resultierende digitale Signal wird dann an die HF-Schnittstellenschaltungsanordnung **30** weitergegeben, wie oben angemerkt.

**[0041]** In Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist der DSP **32** so betreibbar, dass er von der drahtlosen Einheit  $UE_j$  zu sendende Präambel-Codes erzeugt. Diese Präambel-Codes werden über die Antenne A gesendet, um die Initialisierung einer Kommunikationssitzung wie etwa eines drahtlosen Telephongesprächs anzufordern. Diese orthogonalen Präambel-Codes werden in Übereinstimmung mit dieser bevorzugten Ausführungsform der Erfindung so ausgewählt, dass sie über einen weiten Bereich von Entfernungen der drahtlosen Einheit  $UE_j$  von der Basisstation **10** ([Fig. 1](#)) und auch dann auflösbar sind, wenn die drahtlose Einheit  $UE_j$  in einem schnell fahrenden Transportmittel wie etwa einem Auto, einem Eisenbahnzug oder einem Flugzeug verwendet wird. Die Erzeugung dieser Präambeln wird weiter unten ausführlicher beschrieben.

**[0042]** Im Hinblick darauf besitzt der DSP **32** vorzugsweise eine erhebliche Menge an Verarbeitungskapazität, um die digitale Verarbeitung durchzuführen, die sowohl für die Sende- als auch für die Empfangsoperationen notwendig ist. Ein Beispiel für einen geeigneten digitalen Signalprozessor für eine Verwendung als DSP **32** ist die bei Texas Instruments Incorporated erhältliche TMS320c5x-Familie von digitalen Signalprozessoren.

**[0043]** Innerhalb der drahtlosen Einheit  $UE_j$  ist auch eine andere unterstützende Schaltungsanordnung vorgesehen, wie in [Fig. 2](#) gezeigt ist. In diesem Beispiel führt der Mikrocontroller **36** die Steuerung der drahtlosen Einheit  $UE_j$  mit Ausnahme des Datenwegs durch. Derartige Steuerungsfunktionen umfassen ein Ressourcenmanagement, eine Betriebssystemsteuerung und eine Steuerung der Schnittstelle zum Menschen; in dieser Hinsicht arbeitet der Mikrocontroller **36** mit solchen Funktionen zusammen wie einem Flash-Speicher **33** (für die Speicherung des Betriebssystems und der Präferenzen des Anwenders), einer SIM-Karte **35** (für zusätzliche Funktionalitäten), einem Tastaturblock **37** und einer Anzeige **38** für den Anwender. Außerdem enthält die drahtlose Einheit  $UE_j$  eine Batterieschnittstelle und ein Leistungssteuerungs-Untersystem **31**, wie in [Fig. 2](#) gezeigt, zum Überwachen des Status der Batterie für die drahtlose Einheit  $UE_j$  und zum Ausführen von Energiesparfunktionen wie etwa von Ruhemoden und von Ähnlichem.

**[0044]** Nun wird mit Bezug auf [Fig. 3](#) die Konstruktion eines Beispiels für die Basisstation **10** in Übereinstimmung mit einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung beschrieben, und zwar für den Fall einer Basis-Sender-Empfänger-Station der zweiten/dritten Generation. Dem Fachmann auf dem Gebiet ist klar, dass diese bestimmte Architektur lediglich beispielhaft vorgesehen ist und dass andere Basisstations-Architekturen in Übereinstimmung mit der vorliegenden Erfindung verwendet werden können.

**[0045]** Wie in [Fig. 3](#) gezeigt ist, enthält die Basisstation **10** Verstärker **42**, um verstärkte Übertragungssignale über eine oder mehrere Basisstationsantennen BSA zu schicken und um Signale zu verstärken, die von jenen Antennen BSA empfangen werden. Eine HF-Schnittstellenfunktion **44** umfasst die geeignete Schaltungsanordnung für die Formatierung und die Filterung beim Senden und beim Empfangen. Zusätzlich umfasst die HF-Schnittstellenfunktion **44** Analog-zu-digital-Umsetzer zum Digitalisieren der verstärkten Empfangssignale und Digital-zu-analog-Umsetzer zum Überführen der Sendesignale in den analogen Bereich. An sich kommuniziert die HF-Schnittstellenfunktion **44** digital mit einer Grundbandschnittstelle **45**, die die geeignete SignalfORMATIERUNG zwischen der HF-Schnittstellenfunktion **44** und einer Grundbandvorrichtung **40** erzielt.

**[0046]** Die Grundbandvorrichtung **40** kommuniziert, wie in [Fig. 3](#) gezeigt ist, über eine Bitübertragungsschicht-Schnittstelle **55** und einen Netzschnittstellenadapter **56** mit dem externen Netz, das von der E1- oder

der T1-Klasse oder ein Paketnetz sein kann. Die Bitübertragungsschicht-Schnittstelle **55** und der Netzschnittstellenadapter **56** sind herkömmliche Untersysteme, die gemäß dem Typ des Netzes und der entsprechenden Schnittstelle ausgewählt werden, die für die Basisstation **10** gewünscht werden. In der Ausführung von [Fig. 1](#) bildet der Netzschnittstellenadapter **56** mit dem Umschaltssystem **12** eine Schnittstelle.

**[0047]** Die Grundbandvorrichtung **40** führt beim Handhaben der drahtlosen Kommunikation die Funktionen der digitalen Signalverarbeitung in der Basisstation **10** aus. Beim Ausführen dieser Funktion wird davon ausgegangen, dass die Grundbandvorrichtung **40** ein Untersystem ist, das eine oder mehrere Digitalsignalprozessor-(DSP-)Vorrichtungen mit hoher Leistung enthält, wie etwa jene der TMS320c5x- und der TMS320c6x-Klasse von DSPs, die bei Texas Instruments Incorporated erhältlich sind, zusammen mit dem geeigneten Speicher und mit externen Funktionen, die zum Erfüllen der Anforderungen der digitalen Verarbeitung durch die Basisstation **10** geeignet sind. In [Fig. 3](#) ist die Ausführung der Grundbandvorrichtung **40** gemäß ihren verschiedenen Funktionen und nicht anhand ihrer Konstruktion beschrieben, wobei davon ausgegangen wird, dass der Fachmann auf dem Gebiet die Grundbandvorrichtung **40** mit Hilfe derartiger integrierter herkömmlicher Schaltungen anhand dieser Funktionsbeschreibung sowie entsprechend der für die Basisstation **10** gewünschten Kapazität ohne Weiteres realisieren kann.

**[0048]** Auf der Sendeseite enthält die Grundbandvorrichtung **40** eine Codierungs- und Modulationsfunktion **54**, die zwischen der Bitübertragungsschicht-Schnittstelle **55** und der Grundbandschnittstelle **45** angeschlossen ist, wie in [Fig. 3](#) gezeigt. Die Codierungs- und Modulationsfunktion **54** empfängt von der Bitübertragungsschicht-Schnittstelle **55** digitale Daten und führt für das bestimmte Protokoll die geeigneten digitalen Verarbeitungsfunktionen aus. Beispielsweise kann die Codierungs- und Modulationsfunktion **54** die empfangenen digitalen Daten zuerst zu Symbolen codieren. Diese Symbole werden dann gemäß einer ausgewählten Chiprate mittels eines Spreizcodes zu einer Folge von Chips gespreizt; die Spreizung kann auch die Spreizung der Symbole zu mehrfachen Unterkanälen umfassen. Üblicherweise wird dann ein zellenspezifischer Verwürfelungscode auf die gespreizten Symbole angewendet, sodass die empfangende drahtlose Einheit UE Übertragungen, die von dieser Basisstation **10** erzeugt wurden, von jenen aus benachbarten Zellen unterscheiden kann. Dann wird die Modulation der gespreizten Symbole ausgeführt; im Allgemeinen werden die mehrfachen Unterkanäle in eine phasengleiche (I-) und eine Quadratur-(Q-)Gruppe aufgeteilt, damit das schließlich erhaltene modulierte Signal beide Komponenten umfasst. Das Spreizspektrumsignal wird dann, nach der geeigneten Filterung und der Vorentzerrung wegen der Kanalverzerrung, der Grundbandschnittstelle **45** zugeführt, um über Antennen BSA sowie über die HF-Schnittstellenfunktion **44** und Verstärker **42** übertragen zu werden.

**[0049]** Auf der Empfangsseite empfängt die Grundbandvorrichtung **40** von der Grundbandschnittstelle **45** ankommende Digitalsignale, nachdem die empfangenen Signale innerhalb der HF-Schnittstellenfunktion **44** digitalisiert wurden. Diese Signale werden der Chipraten-Demodulations- und Entspreizungsfunktion **48** zugeführt, deren Konstruktion weiter unten ausführlicher beschrieben wird und die die übertragenen Symbole aus den digitalisierten empfangenen Daten ableitet. In Anbetracht der Tatsache, dass die Basisstation **10** über mehrere Kanäle von mehreren drahtlosen Einheiten UE in ihrer Zelle **14** Signale empfängt, schätzt eine Kanalschätzungsfunktion **46** die zufällige Kanalvariation. Die Kanalschätzungsfunktion **46** sowie die Chipraten-Demodulations- und Entspreizungsfunktion **48** liefern jeweils eine Ausgabe für die Symbolanwender-Erfassungs- und -Kombinationsfunktion **50**, in der die demodulierten Daten ihren jeweiligen Kanälen zugeordnet werden, woraufhin die Symboldecodierungs-Funktion **52** die empfangenen Symbole für jeden Kanal und damit für jedes Gespräch zu einem Bitstrom decodiert, der für eine Kommunikation mit dem Netz über die Bitübertragungsschicht-Schnittstelle **55** und die Netzschnittstellenfunktion **56** geeignet ist.

**[0050]** Wie oben besprochen, richtet sich die vorliegende Erfindung auf die Erzeugung von Verbindungsanforderungen durch Mobileinheiten, wie etwa drahtlose Telephoneinheiten UE im Beispiel von [Fig. 1](#), sowie auf den Empfang und die Decodierung derartiger Anforderungen durch die entsprechende Basisstation **10**. Nun wird mit Bezug auf [Fig. 4](#) und [Fig. 5](#) das Prinzip des Betriebs beim Erzeugen von Präambeln zum Anfordern einer Verbindung in Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung beschrieben.

**[0051]** [Fig. 4](#) veranschaulicht den Datenfluss für ein sendendes Element wie etwa ein mobiles Anwendergerät UE im System von [Fig. 1](#), das beispielsweise so konfiguriert ist, wie es in [Fig. 2](#) gezeigt ist. Bei diesem Beispiel entspricht ein Datenbitstrom  $x(k)$  dem Symbolstrom, der gesendet werden soll, beispielsweise als Teil der schließlich zu erhaltenden Datenmitteilung. Dieser Bitstrom  $x(k)$  wird in der Operation **58** mit dem Spreizcode  $h(k)$  multipliziert. Die Spreizungsoperation **58** spreizt jedes Bit des Bitstroms  $x(k)$  zu mehrfachen "Chips", wie es auf dem Gebiet bekannt ist. Im Effekt setzt die Spreizungsoperation **58** jedes Bit des Bitstroms  $x(k)$  in eine Folge von Abtastungen oder Chips um, die durch den bestimmten Code  $h(k)$  moduliert werden, wodurch die Chiprate aus der Operation **58** ein Vielfaches der Datenrate des Bitstroms  $x(k)$  ist. Dann wird in der Verstär-



kungsstufe **60** ein Verstärkungsfaktor  $\beta$  auf die Spreizungsausgabe der Operation **58** angewandt, um die Leistung des bestimmten Kanals anzupassen.

**[0052]** Der Kanal, der dem Bitstrom  $x(k)$  entspricht, ist eine phasengleiche Komponente (I), die dann im Addierer **62** mit einer Quadraturkomponente (Q) kombiniert wird. Wie auf dem Gebiet bekannt ist, kann die Übertragung, wie in [Fig. 4](#) gezeigt, aus einem einzigen Datenkanal bestehen, der durch den Addierer **62** mit einem Steuerkanal kombiniert wird, dessen Phase bei  $90^\circ$  relativ zu der des Datenkanals liegt; diese Quadraturanordnung ermöglicht eine Trennung der Daten- und der Steuerinformationen beim Empfang. Wie auf dem Gebiet bekannt ist, kann die Übertragung auch über mehrfache Datenkanäle durchgeführt werden, wobei jeder Kanal aus einer Gruppe orthogonaler Spreizcodes  $h(k)$  einen unterschiedlichen Spreizcode empfängt, um die Trennung zu ermöglichen. Die mehrfachen Datenkanäle können in phasengleiche und Quadraturgruppen gruppiert sein, wobei die Gruppen vor dem Addierer **62** kombiniert werden, wie es auf dem Gebiet bekannt ist. In [Fig. 4](#) ist wegen der Klarheit dieser Beschreibung für den Bitstrom  $x(k)$  nur ein einziger Datenkanal gezeigt, wobei es selbstverständlich ist, dass der Fachmann auf dem Gebiet ohne Weiteres in der Lage ist, die vorliegende Erfindung in eine Mehrfachkanal-Übertragung zu integrieren.

**[0053]** Die kombinierten I- und Q-Komponenten aus dem Addierer **62** werden dann in der Operation **64** mit einem Verwürfelungscode  $c(k)$  verwürfelt. Der Verwürfelungscode  $c(k)$  ist insofern zellenspezifisch, als sämtliche Übertragungen, die in der gleichen Zelle (z. B. der Zelle **14** von [Fig. 1](#)) stattfinden, den gleichen Verwürfelungscode verwenden. Der Verwürfelungscode  $c(k)$  ermöglicht es damit jedem Systemelement, ankommende Kommunikationen für seine Zelle aus jenen Kommunikationen aufzulösen, die von anderen Zellen empfangen werden können. Üblicherweise ist der Verwürfelungscode  $c(k)$  ein "langer" Code, beispielsweise mit einer Länge von 4096 Chips.

**[0054]** Anschließend an die Verwürfelungsoperation **64** wird das verwürfelte Signal dann durch Operationen **66**, **68** für die Übertragung zu phasengleichen bzw. zu Quadraturkomponenten moduliert. Angesichts der Tatsache, dass der Verwürfelungscode  $c(k)$  allgemein komplexe Koeffizienten aufweist, entsprechen die phasengleichen und die Quadraturkomponenten, die von den Operationen **66**, **68** ausgegeben werden, allgemein nicht den phasengleichen und den Quadratur-Eingabekomponenten des Addierers **62**.

**[0055]** Die auf die Übertragung angewandte Codierung von [Fig. 4](#) ist beim Empfang selbstverständlich vollständig umkehrbar.

**[0056]** Gemäß dem Schema von [Fig. 4](#) werden durch drahtlose Einheiten UE zusätzlich zu den Sprach- oder Datenkommunikations-Nutzinformationen Präambeln erzeugt, um eine Verbindung mit der Basisstation **10** anzufordern. In Übereinstimmung mit der vorliegenden Erfindung werden die bestimmten Spreizcodes  $h(k)$  ausgewählt, um eine Orthogonalität auch in solchen Situationen bereitzustellen, in denen gleichzeitig anfordernde drahtlose Einheiten UE sich in stark unterschiedlichen Entfernungen von der Basisstation **10** befinden und sich mit erheblichen Geschwindigkeiten bewegen, wie es durch [Fig. 1](#) angedeutet wurde.

**[0057]** In Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung entsprechen die in der Operation **58** angewendeten Spreizcodes  $h(k)$  Wiederholungen eines aus einer Gruppe von orthogonalen Walsh-Hadamard-Codes ausgewählten Codes. Im Effekt wird der Eingabebitstrom  $x(k)$  als "1" angenommen, sodass die Ausgabe der Operation **58** selbst ein Walsh-Hadamard-Codesymbol ist. Diese Spreizcode-Ausgabe wird dann in der Operation **64** mit dem zellenspezifischen Verwürfelungscode multipliziert. Wie weiter unten offenbar wird, ist die Auswahl von Walsh-Hadamard-Codes insbesondere beim Erleichtern der Transformations-Operationen beim Empfang vorteilhaft.

**[0058]** In Übereinstimmung mit einer beispielhaften Ausführung der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung ist der Verwürfelungscode  $c(k)$  ein 4096-Chip-Segment eines reellwertigen Gold-Codes der Länge  $2^{25} - 1$ . Vorzugsweise wird der zellenspezifische Verwürfelungscode  $c(k)$  auf die gleiche Weise gebildet wie der Verwürfelungscode für den phasengleichen Aufwärts-Standkanal und wird an sich als eines der 256 orthogonalen 4096-Chip-Segmente des orthogonalen Gold-Codes ausgewählt, wobei die 256 Codes bei einer derartigen Code-Erzeugung aus unterschiedlichen anfänglichen Schieberegisterinhalten bestimmt werden. Der resultierende Verwürfelungscode  $c(k)$  wird dann den sechzehn möglichen Präambel-Codes  $h(k)$  zugeordnet, die jeweils einem unterschiedlichen Walsh-Hadamard-Code entsprechen.

**[0059]** Wie allgemein bekannt ist, sind Walsh-Hadamard-Codes  $h_m(k)$  der Länge 16 für  $m = 0, 1, \dots, 15$  wie folgt vorgeschrieben:

$h_0$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$h_1$	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1
$h_2$	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1
$h_3$	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1
$h_4$	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1
$h_5$	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	1	-1
$h_6$	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1
$h_7$	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	-1
$h_8$	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
$h_9$	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1
$h_{10}$	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1
$h_{11}$	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1
$h_{12}$	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1
$h_{13}$	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1
$h_{14}$	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	1	1	-1
$h_{15}$	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	1

**[0060]** In Übereinstimmung mit dieser beispielhaften Ausführung wird der ausgewählte Präambel-Code  $h(k)$  auf eine verschachtelte Weise 256-mal wiederholt, wie nun beschrieben wird.

**[0061]** Selbstverständlich können alternative Kombinationen der Länge des Präambel-Codes und der Anzahl von Wiederholungen gleichermaßen verwendet werden. Beispielsweise kann ein Hadamard-Code der Länge 32 128-mal wiederholt werden, sodass er noch dem 4096-Chip-Verwüfelungscode entspricht. Es können auch, je nach der Anwendung, Verwüfelungscode mit unterschiedlicher Länge verwendet werden, wobei sich noch mehr Kombinationen von Codelänge und Wiederholungsanzahl ergeben.

**[0062]** Es werden die Gruppe von sechzehn Walsh-Hadamard-Codes  $h_m(k)$ , mit  $m = 0, 1, \dots, 15$ , und die Gruppe von 256 Verwüfelungscode  $c_n(k)$ , mit  $n = 0, 1, \dots, 255$ , betrachtet, wobei jeder Code  $h_m$  sechzehn Chips lang ist und jeder Code  $c_n$  4096 Chips lang ist. Die von der Operation 64 von [Fig. 4](#) ausgegebene  $m$ -te Präambel  $s_{mn}$ , die dem  $n$ -ten Verwüfelungscode entspricht, kann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$s_{mn}(k) = c_n(k) \sum_{i=0}^{255} h_m(k - 16i)$$

**[0063]** Der Summationsterm

$$\sum_{i=0}^{255} h_m(k - 16i)$$

entspricht 256 Wiederholungen des Walsh-Hadamard-Codes der Länge sechzehn. Wie in [Fig. 5](#) gezeigt ist, besteht die Anordnung des Präambel-Symbols **70** in Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung aus einem der sechzehn möglichen Walsh-Hadamard-Codesymbole  $h_m$ , das 256-mal wiederholt wird, um eine 4096-Chip-Präambel zu erzeugen. Mit anderen Worten: Das erste Bit ist in jedem der 256 Codesymbole  $h_m$  das gleiche, das zweite Bit ist in jedem der 256 Codesymbole  $h_m$  das gleiche usw. Diese Anordnung des Präambel-Symbols **70** steht dadurch in krassem Gegensatz zu herkömmlichen Gold-Code-Präambeln, bei denen jedes Bit des Gold-Codesymbols über eine Anzahl von Chips wiederholt wird, gefolgt vom nächsten Bit, das für diese Chips wiederholt wird, usw. Wie ebenfalls in [Fig. 5](#) gezeigt ist und oben angemerkt wurde, wird das Präambel-Symbol **70** dann vor der Übertragung mit dem bestimmten zellenspezifischen Verwüfelungscode  $c_n$  multipliziert.

**[0064]** Selbstverständlich variiert die Anzahl von Wiederholungen des Walsh-Hadamard-Codesymbols mit der Länge des anzuwendenden "langen" Codes, und an sich ist die oben beschriebene und in [Fig. 5](#) veranschaulichte Ausführung lediglich beispielhaft. Ein weiteres Beispiel, das derzeitigen Standards entspricht, verwendet einen 3840 Chips langen Code. In diesem Fall wird der Walsh-Hadamard-Code der Länge sechzehn 240-mal wiederholt.

**[0065]** Nun wird mit Bezug auf [Fig. 6](#) der gesamte Betrieb der drahtlosen Einheit UE in Kombination mit der Basisstation **10** beim Anfordern einer Verbindung in Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung beschrieben. Wie aus der nachfolgenden Beschreibung hervorgeht, werden in Übereinstimmung mit dieser bevorzugten Ausführungsform der Erfindung die in [Fig. 6](#) veranschaulichten Operationen in der Architektur der in [Fig. 2](#) gezeigten drahtlosen Einheit UE hauptsächlich vom DSP **32** ausgeführt; selbstverständlich hängt die bestimmte Schaltung, die die Operationen von [Fig. 6](#) ausführt, von der bestimmten Architektur ab, in der die drahtlose Einheit UE realisiert ist. Wie in [Fig. 6](#) gezeigt, beginnt diese Operation beim Vorgang **72**, in dem die drahtlose Einheit UE einen zellenspezifischen Verwüfelungscode  $c_n$  von der Basisstation **10** empfängt, beispielsweise nach Eintritt der drahtlosen Einheit UE in die von der von Basisstation **10** bediente Zelle **14**. Dieser zellenspezifische Verwüfelungscode  $c_n$  wird der drahtlosen Einheit UE für ihre Übertragungen der Präambeln zum Anfordern einer Verbindung wie auch der schließlich erzielten Nutzinformationen verwendet.

**[0066]** Im Vorgang **74** empfängt die drahtlose Einheit UE von der Basisstation **10** eine Sendemitteilung, die die bestimmten periodischen Zeitschlitzte angibt, innerhalb denen irgendeine drahtlose Einheit UE eine Präambel senden darf, um eine Verbindung anzufordern. Wie auf dem Gebiet bekannt ist, erfolgt diese Sendung von der Basisstation **10** periodisch, so dass die drahtlosen Einheiten UE Aktualisierungen der momentan verfügbaren Zeitschlitzte für diese Anforderungen empfangen können; selbstverständlich variiert die Anzahl von verfügbaren Zeitschlitzten im Lauf der Zeit, abhängig vom momentanen Anrufverkehr innerhalb der Zelle. Bei der Entscheidung **76** entscheidet die drahtlose Einheit UE, ob ihr Anwender ein Gespräch anzumelden wünscht; wenn nicht (Entscheidung **76** ist nein), kehrt die drahtlose Einheit UE zum Vorgang **74** zurück, um erneut die nächste Sendung der verfügbaren Zeitschlitzte für das Anfordern von Verbindungen zu empfangen, und wiederholt dementsprechend die Entscheidung **76**.

**[0067]** Wenn der Anwender ein Gespräch anzumelden wünscht (Entscheidung **76** ist ja) wählt die drahtlose Einheit UE einen der verfügbaren Zeitschlitzte zum Ausgeben der Anforderung aus und wählt einen der Walsh-Hadamard-Codes  $h_m$  zum Konstruieren der Präambel aus, wobei beides im Vorgang **78** erfolgt. In Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung wird die Auswahl im Vorgang **78** mittels eines Pseudozufalls-Auswahlalgorithmus ausgeführt, um die Wahrscheinlichkeit zu minimieren, dass eine andere drahtlose Einheit UE in der gleichen Zelle **14** für ihre eigene Anforderung den gleichen Zeitschlitz und den gleichen Walsh-Hadamard-Code auswählt. In Übereinstimmung mit der oben beschriebenen bevorzugten Ausführungsform der Erfindung, bei der Walsh-Hadamard-Codes  $h_m$  der Länge sechzehn verfügbar sind, wählt der Auswahlvorgang **78** daher einen der sechzehn oben aufgelisteten Codes  $h_m$  zufällig aus.

**[0068]** Im Vorgang **80** spreizt der DSP **32** in der drahtlosen Einheit UE den ausgewählten Walsh-Hadamard-Code  $h_m$  auf eine verschachtelte Weise, wobei das Codesymbol eine Anzahl von Malen wiederholt wird, die ausreicht, um eine Übereinstimmung mit der Länge des schließlich erhaltenen Abtastungscodes zu erzielen. Für das vorliegende Beispiel, bei dem ein 4096-Chip-Verwüfelungscode  $c_n$  verwendet wird, wird der Walsh-Hadamard-Code  $h_m$  der Länge sechzehn 256-mal wiederholt (16 mal 256 ist 4096), wodurch das Codesymbol effektiv auf eine verschachtelte Weise gespreizt wird, wie oben in Bezug auf [Fig. 5](#) beschrieben ist. Dann wird von der drahtlosen Einheit UE der Vorgang **82** ausgeführt, um das Spreizcodesymbol gemäß dem von der Basisstation **10** empfangenen zellenspezifischen Verwüfelungscode  $c_n$  zu multiplizieren. Wenn gewünscht, kann auch ein weiteres Überabtasten des verwüfelten Signals angewendet werden. Die resultierende Präambel wird dann moduliert und während des verfügbaren Zeitschlitzes, der im Vorgang **78** ausgewählt wurde, von der drahtlosen Einheit UE an die Basisstation **10** gesendet **84**.

**[0069]** Die Basisstation **10** empfängt im Vorgang **86** die übertragene Präambel. Das dieser Präambel entsprechende empfangene Signal wird von Schaltungsanordnungen, wie etwa Verstärkern **42**, der HF-Schnittstelle **44** und der Grundbandschnittstelle **45** der Basisstation **10** in der beispielhaften Architektur von [Fig. 3](#), verstärkt, von analog zu digital umgesetzt, gefiltert und Ähnlichem unterzogen. Das resultierende digitale Signal wird dann entwüfelt, demoduliert und durch die Chipraten-Demodulations- und Entspreizungsfunktion **48** der Basisstation **10** entspreizt, um das bestimmte Walsh-Hadamard-Codesymbol  $h_m$  wiederzugewinnen, das von der drahtlosen Einheit UE ausgewählt und gesendet wurde.

**[0070]** [Fig. 7](#) veranschaulicht eine beispielhafte Konstruktion der Chipraten-Demodulations- und Entspreizungsfunktion **48** in Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung, die gemäß dem in [Fig. 6](#) veranschaulichten Verfahren arbeitet.

**[0071]** In Übereinstimmung mit dieser Ausführung wird das ankommende digitalisierte Signal zuerst einer Folge von mit Abgriffen versehenen Verzögerungsleitungen **100** zugeführt, um im Vorgang **88** die verschiedenen verschachtelten Spreizcodesymbole in Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung zu entschachteln, wie nun ausführlich beschrieben wird. Wie in [Fig. 7](#) für das Beispiel der Verzögerungsleitung **100<sub>0</sub>** gezeigt ist, enthält jede der Verzögerungsleitungen **100** eine Folge von Verzögerungsstufen **D**. Die Länge jeder Verzögerungsleitung **100** ist  $16n$ , wobei  $n$  der Überabtastungsfaktor ist. Abgriffe sind vor der ersten Verzögerungsstufe **D** und vor allen  $n$  Verzögerungsstufen danach angeordnet. Das Beispiel der Verzögerungsleitung **100<sub>0</sub>** in [Fig. 7](#) veranschaulicht einen Überabtastungsfaktor  $n = 2$ , sodass zwischen Abgriffen zwei Verzögerungsstufen **D** vorliegen. Der Ausgang der Verzögerungsleitung **100<sub>0</sub>** wird dem Eingang der Verzögerungsleitung **100<sub>1</sub>** zugeführt, die in der Folge die nächste ist, usw. Für das vorliegende Beispiel, bei dem ein Walsh-Hadamard-Code der Länge sechzehn 256-mal gespreizt wird, ist die Anzahl von Verzögerungsleitungen **100** in der Chipraten-Demodulations- und Entspreizungsfunktion **48** gleich 256, wie aus der letzten Verzögerungsleitung **100<sub>255</sub>** in der gezeigten Folge hervorgeht.

**[0072]** Die Abgriffe von Verzögerungsleitungen **100** werden auf geeignete Entspreizer der Entspreizer **102** geführt. Die Entspreizer **102** bilden eine Schaltungsanordnung oder Funktionalität zum Kombinieren entsprechender Bits des ankommenden Bitstroms zurück zu den Bitwerten für ein Codesymbol und "entspreizen" auf diese Weise die Anzahl von Chips für jedes Bit zurück zu einem einzigen Bitwert. Zusätzlich wenden die Entspreizer **102** die geeigneten Koeffizienten des zellenspezifischen Verwürfelungscodes auf die ankommenden Bits an, um die Multiplikation des Spreizcodes mit dem Verwürfelungscode  $c_n$  umzukehren, die bei der Übertragung ausgeführt wurde. Bei diesem Beispiel von Walsh-Hadamard-Codes der Länge sechzehn sind sechzehn Instanzen von Entspreizern **102** (d. h. Entspreizer **102<sub>0</sub>** bis **102<sub>15</sub>**) vorgesehen, wobei jeder Entspreizer **102** eine Länge von 256 hat, wie in [Fig. 7](#) gezeigt ist. In Übereinstimmung mit dieser bevorzugten Ausführungsform der Erfindung, bei der das Symbol wiederholt wird, werden die Bits innerhalb des Symbols zwischen den Wiederholungen verschachtelt, wie oben beschrieben ist. Der Entschachtelungsvorgang **90** im Ablauf von [Fig. 6](#) wird daher durch jeden Entspreizer **102**, der von jeder der 256 Verzögerungsleitungen **100** einen Abgriff aufnimmt, von einer Abgriffsposition ausgehend ausgeführt, die der Position des Entspreizers **102** in der Folge von Entspreizern **102<sub>0</sub>** bis **102<sub>15</sub>** entspricht. Beispielsweise nimmt der erste Entspreizer **102<sub>0</sub>** den ersten Abgriff von der Verzögerungsleitung **100<sub>0</sub>**, wie gezeigt, und den ersten Abgriff von jeder der 255 anderen Verzögerungsleitungen **100<sub>1</sub>** bis **100<sub>255</sub>** auf. Der zweite Entspreizer **102<sub>1</sub>** nimmt, nach  $n$  Verzögerungsstufen **D**, wie gezeigt, den nächsten Abgriff von der Verzögerungsleitung **100<sub>0</sub>**, wie auch den zweiten Abgriff von jeder der 255 anderen Verzögerungsleitungen **100<sub>1</sub>** bis **100<sub>255</sub>** auf, wie gezeigt. Diese Anordnung setzt sich bei diesem Beispiel für alle restlichen Entspreizer **102<sub>2</sub>** bis **102<sub>15</sub>** fort. Die Kombination der Eingabeabgriffe an jedem Entspreizer **102** wird dadurch analysiert, um ein Ausgabebit zu erzeugen, wobei die Kombination der Ausgaben der Entspreizer **102** bei dieser Ausführungsform der Erfindung ein Sechzehn-Bit-Symbol bildet.

**[0073]** Die Ausgaben von sechzehn Entspreizern **102<sub>0</sub>** bis **102<sub>15</sub>** werden als ein Sechzehn-Bit-Symbol der Transformations- und Codekorrelations-Funktion **104** zugeführt, die im Vorgang **94** dieses Symbol, beispielsweise durch eine Korrelation, mit jedem der möglichen Walsh-Hadamard-Codes  $h_m$  in der Gruppe vergleicht. Bei diesem Beispiel führt die Transformations- und Codekorrelations-Funktion **104** eine Walsh-Hadamard-Transformation der Länge 16 durch und korreliert dieses Ergebnis mit den Transformationen für jeden der möglichen Codes  $h_m$ . Es werden sechzehn Ausgaben erzeugt, von denen jede einem der möglichen Codes  $h_m$  zugeordnet ist und das Ausmaß angibt, in dem der empfangene Bitstrom mit dem ihm zugeordneten Code  $h_m$  korreliert. Diese Ausgaben werden dann in der Basisstation **10** analysiert, beispielsweise in der Symbolanwender-Erfassungs- und -Kombinationsfunktion **50** ([Fig. 3](#)), um die Identität der drahtlosen Einheit UE aufzulösen, die die der decodierten Präambel entsprechende Anforderung weitergegeben hat. Unter der Annahme, dass diese decodierte Präambel gültig ist, initiiert die Basisstation **10** dann im Vorgang **96** die angeforderte Verbindung zur anfordernden drahtlosen Einheit UE, wodurch die Übermittlung der Sprach- oder Daten-Nutzinformationen ermöglicht wird.

**[0074]** In Übereinstimmung mit dieser bevorzugten Ausführungsform der Erfindung werden erhebliche Vorteile bei der Auflösung von Präambel-Codes erzielt. Die Verschachtelung des gespreizten Präambel-Codes, die in [Fig. 5](#) beispielhaft veranschaulicht ist, liefert eine geringe Länge, über die die codierten Symbole kohärent sind und orthogonal bleiben. Beim oben erwähnten Beispiel ist jedes Symbol über sechzehn Chips (mal dem angewendeten Überabtastungsfaktor) kohärent und wird 256-mal wiederholt. Diese geringe Kohärenzlänge ermöglicht es, dass Präambeln von sich schnell bewegendem Mobileinheiten zuverlässig aufgelöst werden, da



die akkumulierte Doppler-Phasenverschiebung über eine derart geringe Codelänge unerheblich ist. Jedoch bietet die Wiederholung der Symbole über die große Codelänge die Möglichkeit, Präambeln aufzulösen, die von drahtlosen Einheiten bei stark variierenden Entfernungen innerhalb der Zelle übertragen werden. Beim oben erwähnten Beispiel wird das Codesymbol der Länge sechzehn 256-mal wiederholt, was zu einem 4096-Chip-Symbol führt, das sogar bei erheblichen Variationen in der Empfangsverzögerung leicht aufgelöst werden kann.

**[0075]** Außerdem ist, wie oben in Bezug auf das Beispiel von [Fig. 7](#) beschrieben wurde, die Präambel-Codierung in Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung bei ihrem Decodieren besonders effizient. Wie in [Fig. 7](#) gezeigt ist, kann jeder der Entspreizer **102** parallel mit einem anderen operieren, sodass der gesamte Entspreizungsvorgang **90** ([Fig. 6](#)) auf einmal ausgeführt werden kann. Außerdem wurde berechnet, dass die erwartete Rechenkomplexität für die Präambel-Codierung bei der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung geringer ist als die für die herkömmliche Gold-Codierung. Folglich werden die Vorteile der vorliegenden Erfindung beim Erzeugen einer ausgezeichneten Auflösung von Präambeln über große Entfernungsvariationen und bei sich schnell bewegenden Sendern ohne Rechenkosten erzielt, sogar bei einer gewissen Erhöhung der Rechenkomplexität.

**[0076]** Wie oben angemerkt, kann die vorliegende Erfindung in einer Vielfalt von Architekturen und Anordnungen implementiert werden. Außerdem wird davon ausgegangen, dass die oben beschriebene Codierung und Decodierung in Kombination mit herkömmlichen Ansätzen ausgeführt werden kann, einschließlich des herkömmlichen langen kohärenten Codes und des segmentierten Codes, die oben beschrieben sind. Bei derartigen Kombinationen wird ferner davon ausgegangen, dass eine Basisstation Präambeln in Übereinstimmung mit der vorliegenden Erfindung und auch gemäß diesen herkömmlichen Verfahren empfangen und decodieren kann, wobei die Basisstation den Ansatz verwenden kann, der die höchste Korrelationsleistung bereitstellt.

**[0077]** Im Hinblick darauf wird nun mit Bezug auf [Fig. 8](#) die Konstruktion der Chipraten-Demodulations- und Entspreizungsfunktion **48'** in Übereinstimmung mit einer zweiten bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ausführlich beschrieben. Diese zweite bevorzugte Ausführungsform der Erfindung entspricht einer segmentierten nicht-kohärenten Decodierung der ankommenden Präambel; bei diesem bestimmten Beispiel sind vier Segmente jeweils vierundsechzig Symbole lang, wobei jedes Symbol ein Walsh-Hadamard-Code der Länge sechzehn ist. Selbstverständlich können, wenn gewünscht, alternativ andere Segmentlängen in Kombination mit unterschiedlichen Codelängen verwendet werden. Für das Beispiel eines 4096 Chips langen Codes und Walsh-Hadamard-Codes der Länge sechzehn können alternative Längen und Anzahlen von Segmenten acht Segmente von jeweils zweiunddreißig Symbolen und zwei Segmente von jeweils 128 Symbolen umfassen.

**[0078]** Wie in [Fig. 8](#) gezeigt ist, wird der Eingangsdatenstrom wiederum von den Verzögerungsleitungen **100** empfangen, wie beim Beispiel von [Fig. 7](#). Die Verzögerungsleitungen **100** umfassen wie zuvor 256 Verzögerungsleitungen **100<sub>0</sub>** bis **100<sub>255</sub>**, von denen jede in sich 16 mal  $n$  Verzögerungsstufen  $D$  aufweist, wobei  $n$  der Überabtastungsfaktor ist. Die Verzögerungsleitungen **100** sind wie zuvor entlang ihrer Länge mit Abgriffen versehen, um in diesem Beispiel 4096 Ausgaben  $T(0)$  bis  $T(4095)$  bereitzustellen. Diese Ausgaben  $T$  werden auf eine verschachtelte Weise Entspreizern **122<sub>0</sub>** bis **122<sub>63</sub>** zugeführt, von denen bei dieser Ausführungsform der Erfindung jeder von der Länge 64 ist.

**[0079]** In Übereinstimmung mit dieser zweiten bevorzugten Ausführungsform der Erfindung werden die Codesymbole in Segmenten von jeweils vierundsechzig Symbolen anstatt kohärent über die gesamte Codelänge des 4096 Chips langen Codes betrachtet. An sich nehmen die Entspreizer **122** Eingaben aus nur einer Untergruppe von Verzögerungsleitungen **100** auf. Beispielsweise nimmt der erste Entspreizer **122<sub>0</sub>** den ersten Abgriff (d. h. vor der ersten Verzögerungsstufe  $D$ ) von jeder der ersten vierundsechzig Verzögerungsleitungen **100<sub>0</sub>** bis **100<sub>63</sub>** auf; gemäß der Bezeichnungsweise von [Fig. 8](#) sind diese Eingaben  $T(0)$ ,  $T(16)$ ,  $T(32)$ , ..., bis zu  $T(1008)$ . Der nächste Entspreizer **122<sub>1</sub>** nimmt den zweiten Abgriff von jeder der ersten vierundsechzig Verzögerungsleitungen **100<sub>0</sub>** bis **100<sub>63</sub>** auf, nämlich Eingaben  $T(1)$ ,  $T(17)$  usw. bis zu  $T(1009)$ . Auf diese Weise nehmen die Entspreizer **122<sub>0</sub>** bis **122<sub>15</sub>** jeden der Abgriffe von den ersten vierundsechzig Verzögerungsleitungen **100** auf, nämlich die ersten 1024 Abgriffe auf Leitungen  $T(0)$  bis  $T(1023)$ . Diese ersten sechzehn Entspreizer entspreizen dadurch die verschachtelten Chipabtastungen der ersten vierundsechzig Wiederholungen des Walsh-Hadamard-Codesymbols der Länge sechzehn und entspreizen dadurch gemäß dieser Ausführungsform der Erfindung die Symbole des ersten von vier Segmenten.

**[0080]** Das nächste Segment von vierundsechzig Wiederholungen beginnt mit dem Entspreizer **122<sub>16</sub>**, der die ersten Abgriffe von jeder der nächsten Gruppe von Verzögerungsleitungen **100** (d. h. der Verzögerungsleitun-

gen **100<sub>64</sub>** bis **100<sub>127</sub>**) aufnimmt; diese ersten Abgriffe werden auf Leitungen T(1024) bis T(2032) angeboten. Die restlichen Entspreizer **122<sub>16</sub>** bis **122<sub>63</sub>** sind dadurch, ähnlich wie für das erste Segment der Entspreizer **122<sub>0</sub>** bis **122<sub>15</sub>**, in drei weiteren Segmenten angeordnet, wobei jeder Entspreizer eine Länge von vierundsechzig hat. Bis zu dem Ausmaß, in dem ein segmentierter zellenspezifischer Code bei der Übertragung auf Segmente von vierundsechzig Symbolen angewendet wurde, teilen die vier auf diese Symbole angewendeten Gruppen von Entspreizern **122** den zellenspezifischen Code aus ihren Eingaben auf. Gemäß der Bezeichnungsweise von [Fig. 8](#) wird die Ausgabe des Entspreizers **122<sub>0</sub>** auf der Leitung V(0) angeboten, die Ausgabe des Entspreizers **122<sub>1</sub>** wird auf der Leitung V(1) angeboten usw., wobei die Ausgabe des letzten Entspreizers **122<sub>63</sub>** auf der Leitung V(63) angeboten wird.

**[0081]** In Übereinstimmung mit diesem Beispiel werden die vierundsechzig Ausgaben V(0) bis V(63) von den Entspreizern **122** dann in Gruppen von sechzehn, um ein Walsh-Hadamard-Codesymbol der Länge sechzehn darzustellen, einer von vier Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktionen **124<sub>0</sub>** bis **124<sub>3</sub>** zugeführt. Genauer gesagt: Die erste Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktion **124<sub>0</sub>** empfängt Ausgaben V(0) bis V(15), die zweite Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktion **124<sub>1</sub>** empfängt Ausgaben V(16) bis V(31), die Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktion **124<sub>2</sub>** empfängt Ausgaben V(32) bis V(47), und die Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktion **124<sub>3</sub>** empfängt Ausgaben V(48) bis V(63). Wie oben in Bezug auf [Fig. 7](#) beschrieben ist, transformieren Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktionen **124** das ankommende Symbol und vergleichen das transformierte Symbol mit den sechzehn Walsh-Hadamard-Codewerten mit sechzehn möglichen Längen; jede Funktion **124** erzeugt dann sechzehn Ausgaben X, wobei jede das Ausmaß angibt, in dem das ankommende Symbol mit dem der Ausgabe entsprechenden Codewert übereinstimmt.

**[0082]** In Übereinstimmung mit dieser zweiten bevorzugten Ausführungsform der Erfindung werden die Ausgaben X von den Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktionen **124** den Segmentierungslogik-Funktionen **126<sub>0</sub>** bis **126<sub>15</sub>** zugeführt, um die Übereinstimmung mit den jeweiligen Symbolwerten zu bestimmen. Bei dieser Ausführungsform beträgt die Anzahl der Segmentierungslogik-Funktionen **126** sechzehn, da sechzehn die Anzahl von möglichen Walsh-Hadamard-Codewerten für einen Code der Länge sechzehn ist. Im Hinblick darauf entspricht die Segmentierungslogik-Funktion **126<sub>0</sub>** dem in der obigen Tabelle angegebenen Walsh-Hadamard-Codewert  $h_0$ , und allgemein entspricht die Segmentierungslogik-Funktion **126<sub>m</sub>** dem Walsh-Hadamard-Codewert  $h_m$ . Wie in [Fig. 8](#) gezeigt ist, empfängt die Segmentierungslogik-Funktion **126<sub>0</sub>** die Ausgabe X(0) von der Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktion **124<sub>0</sub>**, die Ausgabe X(16) von der Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktion **124<sub>1</sub>**, die Ausgabe X(32) von der Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktion **124<sub>2</sub>** und die Ausgabe X(48) von der Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktion **124<sub>3</sub>**. Jede dieser Ausgaben X(0), X(16), X(32) und X(48) liefert eine Angabe des Ausmaßes, in dem das der entsprechenden Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktion **124** zugeführte Symbol mit dem Walsh-Hadamard-Code Symbol Wert  $h_0$  übereinstimmt. Ähnlich empfangen die anderen fünfzehn Segmentierungslogik-Funktionen **126<sub>1</sub>** bis **126<sub>15</sub>** für ihr entsprechendes Symbol ihre entsprechenden Eingaben von jeder der Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktionen **124**.

**[0083]** In Übereinstimmung mit dieser zweiten bevorzugten Ausführungsform der Erfindung führen Segmentierungslogik-Funktionen **126** jeweils eine Leistungsaufsummierung der Amplitude ihrer Eingabesignale durch. Genauer gesagt, entspricht bei diesem Beispiel der Segmentierungslogik-Funktion **126<sub>0</sub>** die Leistungsaufsummierung

$$|X(0)|^2 + |X(16)|^2 + |X(32)|^2 + |X(48)|^2$$

**[0084]** Die durch die Segmentierungslogik-Funktionen **126** angebotene Aufsummierung liefert für jedes ihrer entsprechenden Walsh-Hadamard-Codesymbole  $h$  einen guten Hinweis darauf, welches Symbol von der drahtlosen Einheit UE als ihre Präambel gesendet wurde. Die segmentierte Beschaffenheit der Decodierung liefert in Übereinstimmung mit dieser Ausführungsform der Erfindung eine zusätzliche Immunität gegenüber Auswirkungen der Doppler-Verschiebung, da die Dauer, über die eine Kohärenz gefordert wird, auf vierundsechzig Symbole begrenzt ist, während jedes der Segmente zur Operation der Codeauflösung beiträgt.

**[0085]** Nun wird mit Bezug auf [Fig. 9](#) die Konstruktion der Chipraten-Demodulations- und Entspreizungsfunktion **48''** in Übereinstimmung mit einer dritten bevorzugten Ausführungsform der Erfindung beschrieben. Elemente, die der Funktion **48''** und der Funktion **48'** von [Fig. 8](#) gemeinsam sind, sind mit Hilfe der gleichen Bezugszeichen bezeichnet, und für diese Elemente wird keine zusätzliche Beschreibung gegeben.



**[0086]** In Übereinstimmung mit dieser dritten bevorzugten Ausführungsform der Erfindung erfassen Segmentierungslogik-Funktionen **136** jedoch differenziell codierte Codesymbole, die bei diesem Beispiel ebenfalls in Segmenten von vierundsechzig Symbolen angeordnet sind. Bei dieser Ausführungsform der Erfindung entspricht die Präambel einer Folge von Differenzen, die für das Symbol von Segment zu Segment maximiert sind.

**[0087]** Die Signalwege in der in **Fig. 9** gezeigten Chipraten-Demodulations- und Entspreizungsfunktion **48''** gleichen bei diesem Beispiel denen in **Fig. 8** für die Funktion **48'**. Diese Ähnlichkeit umfasst die Segmentierungslogik-Funktion **136<sub>0</sub>**, die die Ausgabe  $X(0)$  von der Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktion **124<sub>0</sub>**, die Ausgabe  $X(16)$  von der Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktion **124<sub>1</sub>**, die Ausgabe  $X(32)$  von der Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktion **124<sub>2</sub>** und die Ausgabe  $X(48)$  von der Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktion **124<sub>3</sub>** empfängt. Ähnlich empfangen die anderen fünfzehn Segmentierungslogik-Funktionen **136<sub>1</sub>** bis **136<sub>15</sub>** für ihr entsprechendes Symbol ihre entsprechenden Eingaben von jeder der Walsh-Hadamard-Transformations- und -Codekorrelations-Funktionen **124**.

**[0088]** Die in Übereinstimmung mit dieser bevorzugten Ausführungsform der Erfindung von der Segmentierungslogik-Funktion **136<sub>0</sub>** ausgeführte Funktion beim Ableiten eines Differenzwerts entspricht

$$|X(16)X(0)^* + X(32)X(16)^* + X(48)X(32)^*|$$

**[0089]** Darin bezeichnet \* die konjugiert Komplexe. Von jeder der anderen Segmentierungslogik-Funktionen **136<sub>1</sub>** bis **136<sub>15</sub>** wird auf ihre jeweiligen Eingaben die gleiche Differenzoperation angewandt. Auf diese Weise gibt diejenige der Segmentierungslogik-Funktionen **136**, die auf der Grundlage ihrer Differenzfunktion die Ausgabe mit der höchsten Amplitude erzeugt, den übertragenen Präambel-Wert als differentiell codiert an.

**[0090]** Es wird davon ausgegangen, dass diese und andere alternative Codierungs- und Decodierungs-Ausführungsformen in Verbindung mit der vorliegenden Erfindung verwendet werden können, während dennoch die Vorteile einer effizienten Berechnung und Realisierung mit einer hohen Leistungsfähigkeit über veränderliche Übertragungsentfernungen und Geschwindigkeiten von Mobileinheiten erzielt werden.

**[0091]** Obwohl die vorliegende Erfindung in Übereinstimmung mit ihren bevorzugten Ausführungsformen beschrieben wurde, wird selbstverständlich davon ausgegangen, dass Abwandlungen dieser Ausführungsformen sowie Alternativen zu ihnen, wie etwa Abwandlungen und Alternativen, die die Vorteile und den Nutzen dieser Erfindung erzielen, dem Durchschnittsfachmann auf dem Gebiet offenbar werden, wenn er Bezug auf diese Beschreibung und ihre Zeichnung nimmt. Es wird davon ausgegangen, dass derartige Abwandlungen und Alternativen daher innerhalb des Umfangs dieser Erfindung liegen, wie er hierin beansprucht wird.

### Patentansprüche

1. Verfahren zum Betreiben einer drahtlosen Kommunikationseinheit, um eine Verbindung mit einer Basisstation (**10**) anzufordern, das die folgenden Schritte umfasst:

Empfangen (**74**) eines Signals von der Basisstation, das wenigstens einen Zeitschlitz angibt, in dem durch die drahtlose Kommunikationseinheit eine Präambel gesendet werden kann; und

Auswählen eines von mehreren orthogonalen Codes für die Präambel;

Erzeugen (**80**) eines Spreizcodes unter Verwendung des ausgewählten orthogonalen Codes; und

Senden (**84**) eines dem Spreizcode entsprechenden Präambel-Signals zu der Basisstation,

**dadurch gekennzeichnet**, dass:

der Spreizcode den ausgewählten Code, der in einer ausgewählten Anzahl von Wiederholungen wiederholt ist, enthält.

2. Verfahren nach Anspruch 1, das ferner umfasst:

Multiplizieren (**82**) des Spreizcodes mit einem der Basisstation zugeordneten Verwürfelungscode nach dem Schritt des Erzeugens eines Spreizcodes.

3. Verfahren nach Anspruch 2, bei dem der Spreizcode eine Länge besitzt, die gleich der Länge des Verwürfelungscodes ist.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, bei dem die mehreren orthogonalen Codes eine Gruppe von Walsh-Hadamard-Codes ist.

5. Verfahren nach Anspruch 4, bei dem:  
 die Gruppe von Walsh-Hadamard-Codes aus der Gruppe von Walsh-Hadamard-Codes mit einer Länge von sechzehn besteht;  
 der Erzeugungsschritt (80) den Walsh-Hadamard-Code mit Länge 16 256 mal wiederholt; und  
 die Länge des Verwüfelungscodes gleich 4096 Chips beträgt.

6. Verfahren nach Anspruch 4, bei dem:  
 die Gruppe von Walsh-Hadamard-Codes aus der Gruppe von Walsh-Hadamard-Codes mit einer Länge von sechzehn besteht;  
 der Erzeugungsschritt (80) einen Walsh-Hadamard-Code mit Länge 16 240 mal wiederholt; und  
 die Länge des Verwüfelungscodes 3840 Chips beträgt.

7. Verfahren nach einem vorhergehenden Anspruch, bei dem der Auswahlschritt das Ausführen eines Pseudozufalls-Auswahlalgorithmus umfasst.

8. Verfahren nach einem vorhergehenden Anspruch, das das Empfangen (74) eines Signals in dem Empfangsschritt umfasst, das mehrere Zeitschlitzte angibt, in denen die Präambel durch die drahtlose Kommunikationseinheit gesendet werden kann, und ferner das Auswählen eines der mehreren Zeitschlitzte für die Übertragung der Präambel umfasst.

9. Verfahren nach einem vorhergehenden Anspruch, das ferner umfasst:  
 Betreiben einer Basisstation (10), um die gesendete Präambel zu verarbeiten, das die folgenden Schritte umfasst:  
 Empfangen (86) der gesendeten Präambel;  
 Entschachteln (88) von Bits aus der gesendeten Präambel, um entsprechende Bits aus jeder der Wiederholungen des Symbols zu gruppieren;  
 Entspreizen (90) der gruppierten Bits, um ein Symbol wiederzugewinnen;  
 Korrelieren (94) des wiedergewonnenen Symbols mit mehreren möglichen Symbolen, um den ausgewählten orthogonalen Code zu identifizieren.

10. Verfahren zum Betreiben einer Basisstation, um einen Präambel-Code, der von einer drahtlosen Einheit gesendet wird, wiederzugewinnen, gekennzeichnet durch:  
 Empfangen (86) einer gesendeten Präambel, die einem Spreizcode entspricht, der eines von mehreren Orthogonalcode-Symbolen enthält, die in einer ausgewählten Anzahl von Wiederholungen wiederholt sind;  
 Entschachteln (88) von Bits aus der gesendeten Präambel, um entsprechende Bits aus jeder der Wiederholungen des Symbols zu gruppieren;  
 Entspreizen (90) der gruppierten Bits, um ein Symbol wiederzugewinnen;  
 Korrelieren (94) des wiedergewonnenen Symbols mit mehreren möglichen Symbolen, um das eine der mehreren Orthogonalcode-Symbole zu identifizieren.

11. Verfahren nach Anspruch 10, das den Schritt des Anordnens des empfangenen Präambel-Signals in einem Bitstrom umfasst, bei dem:  
 der Entschachtelungsschritt (88) das Entschachteln von Bits aus dem Bitstrom umfasst, um entsprechende Bits von jeder von mehreren Wiederholungen einer Symbollänge in mehrere Gruppen zu gruppieren;  
 der Entspreizungsschritt (90) das Entspreizen der Bits jeder der mehreren Gruppen umfasst, um mehrere Symbolbits in einer Folge wiederzugewinnen, wobei die Folge eine Länge besitzt, die einer Länge des Präambel-Codes entspricht; und  
 der Korrelationsschritt (94) das Korrelieren der Folge mit mehreren möglichen Folgen, um den Code zu identifizieren, umfasst.

12. Verfahren nach Anspruch 11, bei dem der Entschachtelungsschritt (88) umfasst: Anwenden des Bitstroms auf eine Folge von mit Abgriffen versehenen Verzögerungsleitungen; und Gruppieren entsprechender Abgriffe von jeder der mit Abgriffen versehenen Verzögerungsleitungen.

13. Verfahren nach Anspruch 11 oder Anspruch 12, bei dem:  
 die Anzahl von Gruppen, die durch den Entschachtelungsschritt (88) erzeugt werden, der Länge des Präambel-Codes mal einer Anzahl von Segmenten in dem Bitstrom entspricht;  
 der Entspreizungsschritt (90) die mehreren Symbolbits in eine Folge mit einer Länge, die der Länge des Präambel-Codes mal der Anzahl von Segmenten entspricht, wiedergewinnt; und  
 der Korrelationsschritt (94) das Korrelieren jedes der entsprechenden Symbolbits aus jedem der mehreren

Segmente, um den Code zu identifizieren, umfasst.

14. Verfahren nach Anspruch 13, bei dem der Korrelationsschritt (94) das Summieren der Leistung der entsprechenden Symbolbits von jedem der mehreren Segmente umfasst.

15. Verfahren nach Anspruch 13, bei dem der Korrelationsschritt (94) das Ableiten eines Differenzwertes der entsprechenden Symbolbits von jedem der mehreren Segmente umfasst.

16. Verfahren nach Anspruch 15, bei dem die Anzahl von Segmenten gleich vier ist, wobei jedes Segment vierundsechzig Symbole besitzt.

17. Verfahren nach Anspruch 15, bei dem die Anzahl von Segmenten gleich acht ist, wobei jedes Segment zweiunddreißig Symbole besitzt.

18. Verfahren nach Anspruch 15, bei dem die Anzahl von Segmenten gleich zwei ist, wobei jedes Segment einhundertachtundzwanzig Symbole besitzt.

19. Verfahren nach einem der Ansprüche 9 bis 18, das ferner umfasst:  
Identifizieren eines Codes und Initiieren einer Verbindung mit einer drahtlosen Einheit, die die Präambel übertragen hat, in Reaktion auf den Korrelationsschritt (94).

20. Drahtlose Kommunikationseinheit, mit:  
einer Antenne (A) zum Senden und Empfangen von Signalen;  
einem Funkuntersystem (22), das mit der Antenne gekoppelt ist, um Signale, die von der Antenne gesendet und empfangen werden, zu verstärken und zu verarbeiten; und  
einer Schaltungsanordnung (30, 32, 33, 34, 36), die mit dem Funkuntersystem gekoppelt ist, um empfangene Signale in digitale Form umzusetzen und um digitale Signale in eine über die Antenne übertragbare Form umzusetzen; und  
einer programmierbaren digitalen Schaltung zum Ausführen digitaler Operationen an Signalen, die gesendet und empfangen werden sollen,  
wobei  
die programmierbare digitale Schaltung so programmiert ist, dass sie eine Verbindung mit einer Basisstation durch Ausführen des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 8 anfordert.

21. Basisstation für ein drahtloses Kommunikationsnetz, mit:  
wenigstens einer Basisstation-Antenne zum Empfangen und Senden von Kommunikationssignalen;  
einer Funkfrequenz-Schnittstellenschaltungsanordnung (44), die mit der Antenne gekoppelt ist, um Signale, die von der Antenne empfangen oder durch die Antenne gesendet werden sollen, für ein Senden bzw. ein Empfangen zu formatieren und zu filtern;  
einer Grundbandschaltungsanordnung (40), die zwischen die Funkfrequenz-Schnittstellenschaltungsanordnung und ein Telephonnetz gekoppelt ist, um digitale Operationen an von der Basisstation empfangenen und durch die Basisstation zu sendenden Daten auszuführen, wobei die Grundbandschaltungsanordnung umfasst:  
eine Schaltungsanordnung (54) zum Codieren und Modulieren digitaler Daten, die von dem Telephonnetz empfangen werden und von der Basisstation über die Antenne gesendet werden sollen,  
wobei die Basisstation ferner umfasst:  
eine Demodulations- und Entspreizungsschaltungsanordnung (48, 50, 52) zum Wiedergewinnen eines Präambel-Codes, der durch eine drahtlose Einheit unter Verwendung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 10 bis 20 gesendet wird.

22. Basisstation nach Anspruch 21, bei der die Demodulations- und Entspreizungsschaltungsanordnung besitzt:  
eine Folge von Verzögerungsleitungen zum Empfangen eines Bitstroms, der einem den Präambel-Code enthaltenden empfangenen Signal entspricht;  
mehrere Entspreizerfunktionen, wovon jede mit einer Abgriffposition in jeder Folge von Verzögerungsleitungen gekoppelt ist, um entsprechende Bits von entsprechenden Positionen in jeder der Verzögerungsleitungen zu empfangen und um hieraus ein Bit eines Symbols zu erzeugen; und  
eine Code-Korrelationsfunktion zum Vergleichen des von jeder der mehreren Entspreizerfunktionen angebotenen Symbols mit einer Gruppe orthogonaler Codes und zum Erzeugen eines Signals, das die Korrelation des angebotenen Symbols mit jedem der orthogonalen Codes in der Gruppe angibt.

Es folgen 6 Blatt Zeichnungen

## Anhängende Zeichnungen

Fig. 1

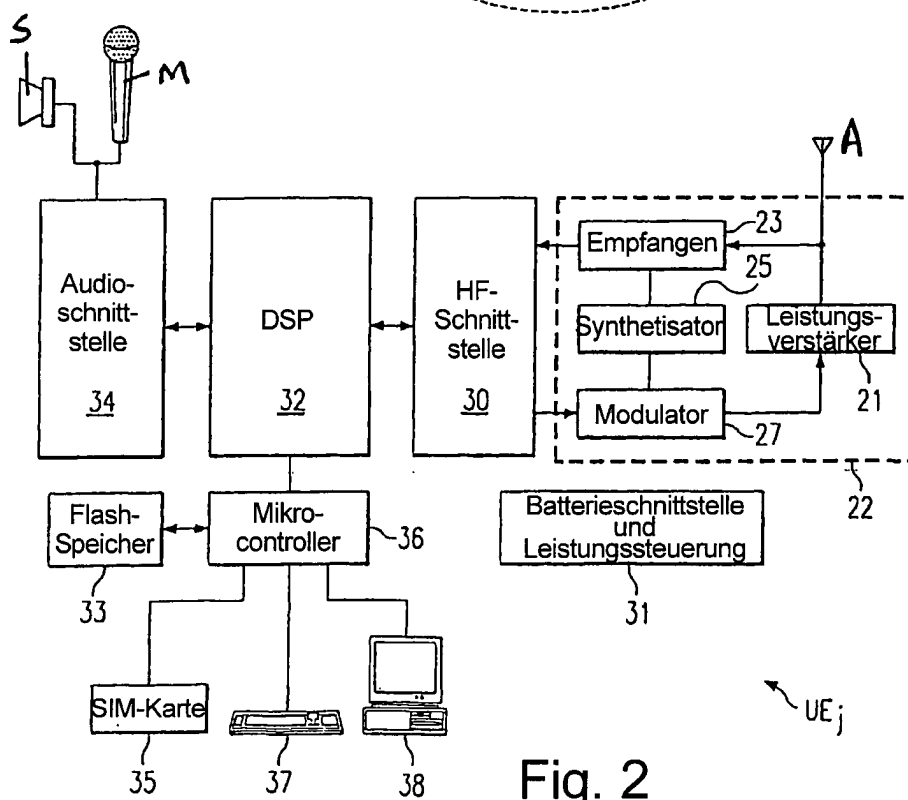
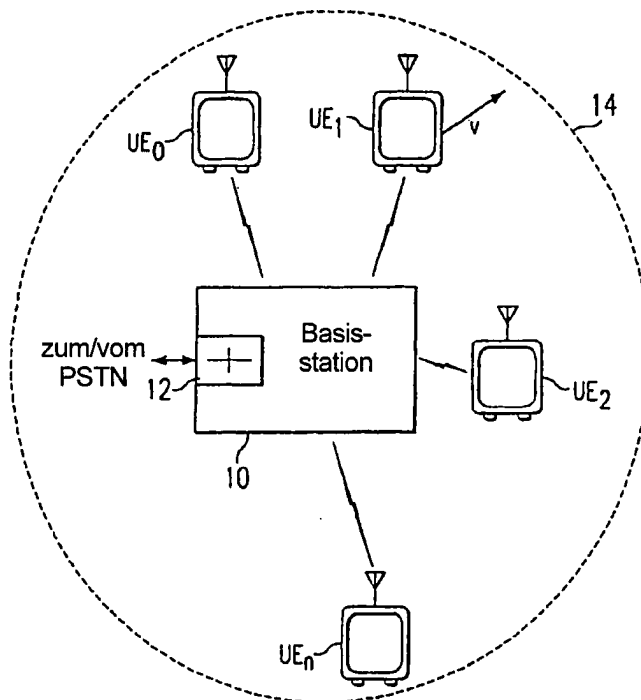


Fig. 2

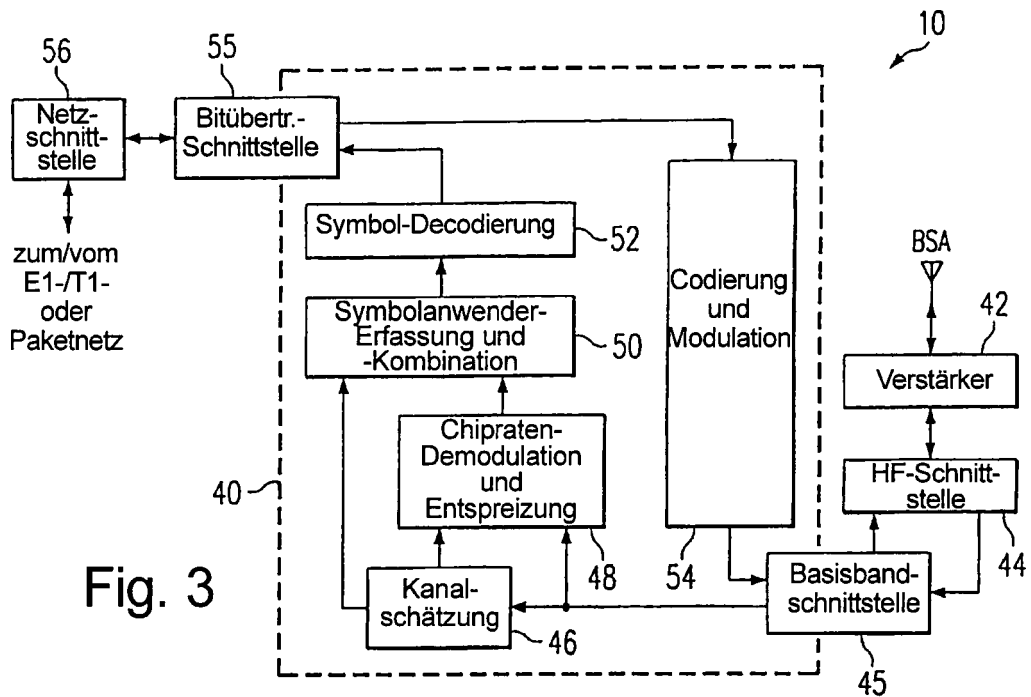


Fig. 3

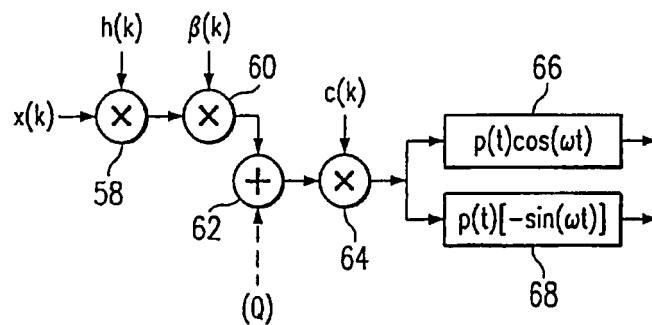


Fig. 4

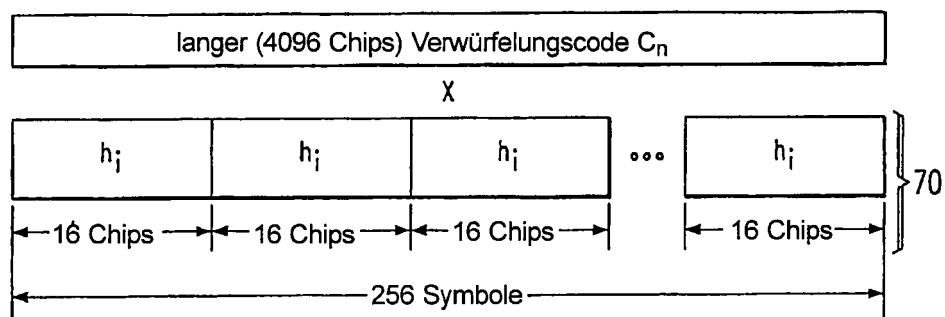


Fig. 5

Fig. 6

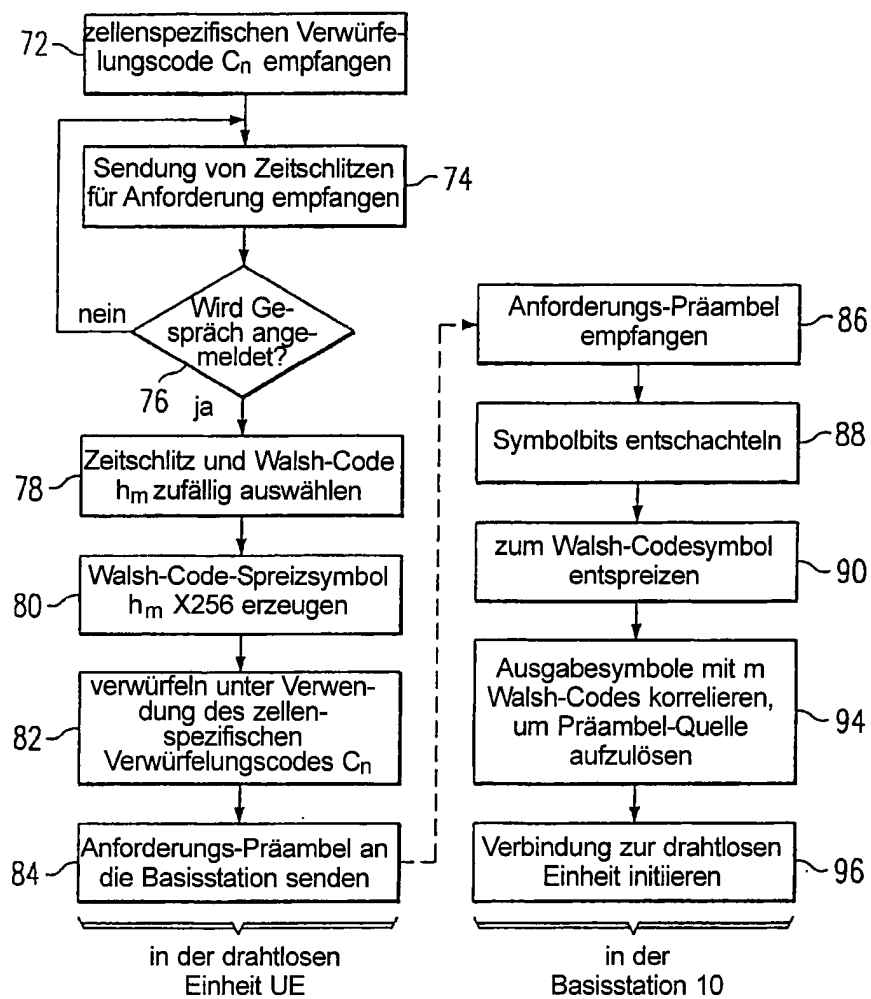




Fig. 7

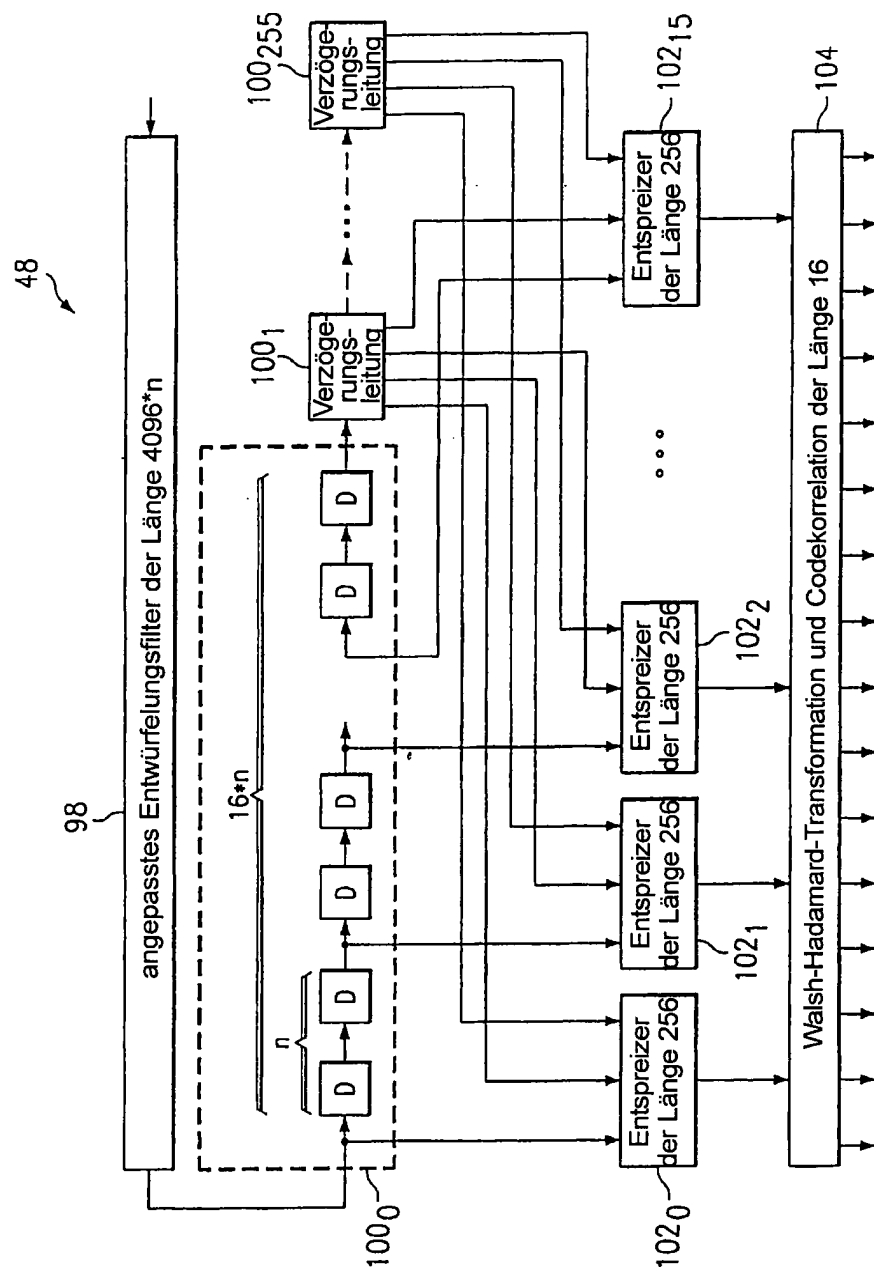


Fig. 8

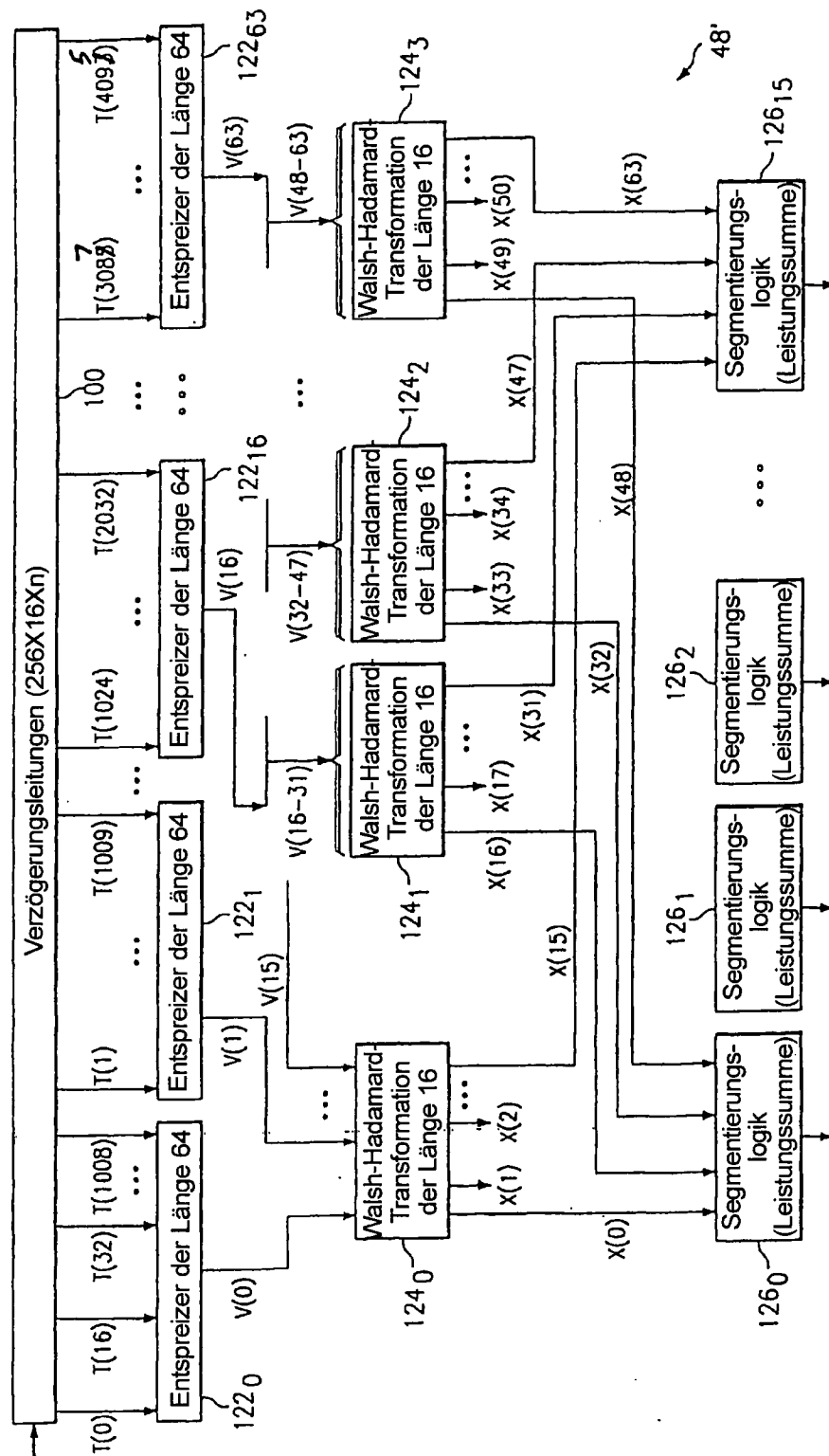


Fig. 9

