



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 601 29 111 T2** 2008.02.28

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 263 179 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **601 29 111.5**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **01 304 707.1**

(96) Europäischer Anmeldetag: **29.05.2001**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **04.12.2002**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **27.06.2007**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **28.02.2008**

(51) Int Cl.⁸: **H04L 25/02** (2006.01)

H04B 7/005 (2006.01)

H04B 7/26 (2006.01)

(73) Patentinhaber:

Lucent Technologies Inc., Murray Hill, N.J., US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, FR, GB

(74) Vertreter:

derzeit kein Vertreter bestellt

(72) Erfinder:

Bachl, Rainer Dr., 90425 Nürnberg, DE;

Gerstacker, Wolfgang Helmut Dr., 90482 Nürnberg,

DE; Rau, Richard Dr., 90489 Nürnberg, DE

(54) Bezeichnung: **Kanalschätzung in einem CDMA-System mit codierten Steuersymbolen als zusätzlichen Pilot-symbolen**

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

[0001] Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Empfang von Signalen gemäß dem 3GPP-CDMA-Standard und einen Empfänger zum Empfang von Signalen gemäß dem 3GPP-CDMA-Standard.

[0002] Bekanntlich können bei Mehrfachzugriffs-Kommunikationssystemen mehrere getrennte Strecken (d.h. fest zugeordnete Verbindungen über ein bestimmtes Medium (z.B. elektromagnetische Wellen) bzw. zwischen zwei Einrichtungen zum Austausch von Informationen (z.B. Daten)) zwischen verschiedenen distinkten Quellen und einem oder mehreren distinkten Zielen koexistieren. Solche Kommunikationssysteme müssen deshalb so ausgelegt werden, daß die Störungen zwischen den Strecken minimal gehalten werden, so daß die gesendeten Informationen einer bestimmten Strecke auf der Empfängerseite abgerufen werden können. In den letzten -zig Jahren wurden mehrere Mehrfachzugriffstechniken für drahtlose Kommunikationssysteme konzipiert, wie zum Beispiel Techniken, die die Strecken auftrennen, indem jeder Strecke sich nicht überlappende Zeitschlitzte zugewiesen werden (Zeitmultiplex-Mehrfachzugriff) oder indem jeder Strecke sich nicht überlappende Frequenzbänder zugewiesen werden (Frequenzmultiplex-Mehrfachzugriff).

[0003] Systeme einer dritten Generation und insbesondere Mobilkommunikationssysteme, die dem Standard 3GPP (Partnerschaftsprojekt der 3. Generation) folgen, verwenden Techniken des Breitband-CDMA (Code-multiplex-Mehrfachzugriff) zur Datenübertragung. Auf der Senderseite werden die Benutzerdaten für Übertragungsfehlerschutz quellencodiert. Gewöhnlich führt der Übertragungskanal zwischen Sender und Empfänger zu signifikanten Verzerrungen des gesendeten Signals und zu Signalverschlechterungen aufgrund von additivem Rauschen. Um die Rate von Bitfehlern nach der Decodierung auf der Empfängerseite zu minimieren, müssen die Kanaleigenschaften somit geschätzt und im Empfänger kompensiert werden, um ihre Auswirkung zu minimieren.

[0004] Da der Übertragungskanal zeitvariant ist, muß Kanalschätzung kontinuierlich durchgeführt werden. Um Kanalschätzung zu ermöglichen, können Pilotblöcke, d.h. Blöcke von Datensymbolen, die dem Empfänger a priori bekannt sind, in einer Strecke in regelmäßigen Intervallen in einem spezifischen Steuerkanal gesendet werden, wie zum Beispiel in der Aufwärtsstreckenrichtung mit dem Datenstrom, der von einer Mobilstation zu einer Basisstation eines dem 3GPP-Standard folgenden Mobilkommunikationssystems verläuft.

[0005] Allgemein gilt, daß um so bessere Kanalschätzungen erhalten werden können, je größer das Verhältnis der Pilotsymbole zu Nicht-Pilotsymbolen in einem solchen Steuerkanal ist. Dies führt wiederum zu einer kleineren Bitfehlerrate (BER), woraus folgt, daß entweder weniger Datenblöcke neu übertragen werden müssen oder die Übertragungsleistung verringert werden kann.

[0006] Gemäß dem 3GPP-Standard liegt die Anzahl der Pilotbit durch diesen Standard jedoch fest und hängt von dem Streckenmodus ab, wie zum Beispiel von einem Aufwärtsstreckenmodus oder einem Abwärtsstreckenmodus. Da zum Beispiel die Struktur eines sogenannten DPCC (fest zugeordneter physischer Steuerkanal), der Steuerinformationen der physischen Schicht zwischen zwei getrennten Einrichtungen des Systems führt, mit einem jeweiligen Aufwärtsstreckenmodus variieren kann, kann auch die Anzahl der darin eingebetteten Pilotsymbole zwischen einer Minimal- und einer Maximalanzahl variieren, und daher hängt die Qualität von mit einem pilotunterstützten Kanalschätzer erhaltenen Kanalschätzungen auch von diesem jeweiligen Aufwärtsstreckenmodus des Systems ab. Um eine schlechtere Qualität von Kanalschätzungen zu kompensieren, falls weniger als die maximale Anzahl von Pilotsymbolen übertragen wird, muß die Leistung der gesendeten Signale vergrößert werden. Da jedoch in einem CDMA-System jede Strecke Störungen in allen anderen Strecken innerhalb derselben Zelle darstellt, vergrößert eine höhere Sendeleistung jedoch leider den Gesamtstörungspegel, was sich wiederum negativ auf die Gesamtkapazität des Systems auswirkt.

[0007] Eine mögliche Verbesserung der Kanalschätzungen könnte erreicht werden, indem man eine sogenannte datenunterstützte Kanalschätztechnik anwendet. Diese generische Klasse von Algorithmen kann bekanntlich auf jedes Übertragungssystem angewandt werden, das Kanalinformationen auf einer Empfängerseite erfordert. Datenunterstützte Kanalschätzer sind jedoch iterative Prozeduren. Zuerst wird eine grobe Schätzung der Kanalschätzungen berechnet. Auf der Basis dieser Schätzungen werden nachfolgend die in dem Empfangssignal enthaltenen Daten kompensiert und der übertragene Datensymbolstrom wird geschätzt. Obwohl diese geschätzten Symbole normalerweise Fehler enthalten, wird angenommen, daß sie für die Verwendung in einer zweiten Iteration als Pilotbit korrekt sind.

[0008] Wenn die Anzahl der Fehler klein genug ist, verbessern sich somit die neu berechneten Kanalschätzungen, und als Folge enthält die neue Schätzung der übertragenen Daten weniger Bitfehler. Diese Iterationen

können wiederholt werden, bis die Kanalschätzungen und die geschätzte Datensequenz auf bestimmte Endschätzungen konvergieren. Im Hinblick auf die Qualität der Schätzung können dementsprechend datenunterstützte Techniken rein pilotunterstützten Schätzern überlegen sein, da im Idealfall das gesamte Signal als Pilotsymbole dient.

[0009] Wenn dagegen zu viele Bitfehler in den Anfangsschätzungen enthalten sind, können die Iterationen jedoch divergieren.

[0010] Im Hinblick auf die Implementierung weisen darüber hinaus datenunterstützte Schätztechniken mindestens die folgenden Nachteile auf.

[0011] Da jede Iteration eine zusätzliche Verzögerung in das System einführt, entstehen in Kommunikationssystemen mit strengen Gesamtverzögerungseinschränkungen Probleme. Jede zusätzliche Verzögerung erfordert ferner zusätzliche Puffer, was gewöhnlich in Systemen, die mit hohen Datenraten arbeiten und große Anzahlen von Benutzern gleichzeitig versorgen, zu einem signifikanten Nachteil führt.

[0012] Die rechnerische Komplexität der datenunterstützten Techniken ist darüber hinaus tendenziell wesentlich größer als rein pilotunterstützte Schätzer. Die rechnerische Komplexität nimmt gewöhnlich mindestens linear mit der Anzahl der Iterationen zu. Eine vergrößerte rechnerische Komplexität hat jedoch direkte Auswirkungen auf die Komplexität der erforderlichen Hardware und Firmware und folglich auf die Kosten des Produkts.

[0013] Im Gegensatz dazu ist beim Hardware- und Firmwareentwurf von Empfängern, die insbesondere in Basisstationen oder Mobilstationen drahtloser Kommunikationssysteme, die dem 3GPP-Standard folgen, integriert sind, eine der Haupteinschränkungen die kleine rechnerische Komplexität der Kanalschätzungsalgorithmen.

[0014] Folglich sind fortschrittliche datenunterstützte Techniken keine Möglichkeit, und es werden rein pilotunterstützte Techniken verwendet, bei denen die oben besprochenen Probleme auftreten.

[0015] Eine Aufgabe der Erfindung ist die Bereitstellung eines verbesserten Mechanismus zur Vergrößerung der Qualität der Kanalschätzung für CDMA-Systeme, insbesondere für Systeme, die dem 3GPP-Standard folgen, durch gleichzeitige Sicherstellung einer niedrigen Komplexität.

[0016] Die erfindungsgemäße Lösung wird durch ein Verfahren, einen Empfänger und eine Implementierungssoftware mit den Merkmalen von Anspruch 1, 10 bzw. 14 erreicht. Vorteilhafte und/oder bevorzugte Verfeinerungen und/oder Ausführungsform sind der Gegenstand der abhängigen Ansprüche.

[0017] Folglich proponiert und verwendet die Erfindung eine Technik zum Verbessern der Kanalschätzung auf Pilotbasis durch Ausnutzung der bestimmten Eigenschaften der Struktur gemäß dem 3GPP-Standard und konzentriert sich insbesondere auf Betriebsarten, die Steuersymbole verwenden.

[0018] Durch Verwendung codierter Steuersymbole als zusätzliche Pilotsymbole für den Empfang von gemäß dem 3GPP-Breitband-CDMA-Standard codierten Signalen wird die Menge an als Pilotsymbole verwendeten Symbolen vergrößert, was zu einer verbesserten Kanalschätzung führt. Folglich wird die Kapazität des Gesamtkommunikationssystems vergrößert, die erforderliche Energie für die Übertragung kann reduziert werden, und es wird eine größere Batterielebensdauer von mobilen Endgeräten sichergestellt.

[0019] Gemäß einer bevorzugten Ausführungsform wird vorgeschlagen, codierte Steuersymbole zu verwenden, die in dem fest zugeordneten physischen Steuerkanal (DPCCH) des 3GPP-Breitband-CDMA-Übertragungskanal gesendet werden.

[0020] Die codierten Steuersymbole umfassen vorteilhafterweise Daten aus dem Transportformat-Kombinationsindikator (TFCI) des fest zugeordneten physischen Steuerkanals (DPCCH), da eine eindeutige Abbildung von einem TFCI auf die assoziierten TFCI-Bit besteht. Der TFCI kann auf der Empfängerseite umcodiert werden, um die als ein zusätzliches Pilotsymbol für die Kanalschätzung für den DPDCH zu verwendenden übertragenen TFCI-Bit zu erhalten.

[0021] Vorzugsweise wird die Erfindung in einem Rake-Empfänger implementiert, der Mittel zum Umcodieren decodierter Steuersymbole und zum Verwenden der umcodierten Steuersymbole als zusätzliche Pilotsymbole

aufweist, wobei die Mittel einen TFCI-Codierer umfassen. Ferner wird vorgeschlagen, daß die Mittel zum Umcodieren decodierter Steuersymbole mit einer Kanalschätzungseinheit assoziiert sind.

[0022] Folglich wird ferner vorgeschlagen, daß die TFCI-Bit am Ende jedes DPCCH-Rahmens decodiert werden und der am wahrscheinlichsten gesendete TFCI bestimmt und zur Verwendung als zusätzliche Pilotsymbole umcodiert wird. Darüber hinaus basiert eine Schätzung von Eigenschaften des 3GPP-Breitband-CDMA-Übertragungskanal auf gesendeten Pilotsymbolen und den zusätzlichen Pilotsymbolen, wobei die Schätzung von Eigenschaften vorzugsweise eine Schätzung von Eigenschaften des fest zugeordneten physischen Datenkanals (DPDCH) ist.

[0023] Gemäß weiteren bevorzugten Verfeinerungen ist die Schätzung eine Schätzung unter Verwendung einer pilot- und datenunterstützten Kanalschätzung und/oder eine Schätzung eines Frequenzoffsets zwischen einem Sender, wie zum Beispiel einer Basisstation, und einem Empfänger, wie zum Beispiel einer Mobilstation, auf der Basis von gesendeten Pilotsymbolen und den zusätzlichen Pilotsymbolen.

[0024] Durch Ausnutzung der konkreten Struktur des Steuerkanals in einer 3GPP-Aufwärtsstrecke oder -Abwärtsstrecke zur Erzeugung zusätzlicher Pilotsymbole für die pilotunterstützte Kanalschätzung können die zusätzlichen Pilotbit zur Verbesserung der Kanalschätzungen zur Kompensation des Kanals in dem System verwendet werden.

[0025] Da bei der Erfindung kein iterativer Algorithmus beteiligt ist, besteht darüber hinaus keine signifikante zusätzliche Verzögerung oder zusätzliche Unbestimmtheit, die in das System eingeführt wird, und eine zusätzliche rechnerische Komplexität ist sehr klein. Folglich ist die Gesamtleistungsfähigkeit vorhersehbar und die Qualität der Kanalschätzungen ist mit einer mit zwei zusätzlichen Pilotbit erhaltenen identisch.

[0026] Die Erfindung wird nachfolgend insbesondere auf der Basis bevorzugter Ausführungsformen und mit Bezug auf die beigefügten Zeichnungen ausführlicher beschrieben. Es zeigen:

[0027] [Fig. 1](#) schematisch einen Rake-Finger eines Empfängers für eine 3GPP-Aufwärtsstrecke, die TFCI-Bit als zusätzliche Pilotbit verwendet,

[0028] [Fig. 2](#) schematisch einen beispielhaften Modulator für fest zugeordnete physische Kanäle in der Aufwärtsstrecke,

[0029] [Fig. 3](#) eine Rahmenstruktur für DPDCH und DPCCH in der Aufwärtsstrecke,

[0030] [Fig. 4](#) beispielhafte Betriebsarten mit möglichen Kombinationen von DPCCH-Feldern und

[0031] [Fig. 5](#) schematisch einen Rake-Finger eines Empfängers für eine 3GPP-Aufwärtsstrecke gemäß dem Stand der Technik, die ausschließlich pilotunterstützte Kanalschätzung verwendet.

[0032] Für ein leichteres Verständnis der Erfindung wird zuerst auf [Fig. 2](#) Bezug genommen, die schematisch lediglich für beispielhafte Zwecke einen Modulator für fest zugeordnete physische Kanäle in der Aufwärtsstrecke von Mobilkommunikationssystemen abbildet, die dem 3GPP-Standard folgen, wobei zur Datenübertragung CDMA-Techniken und insbesondere WDCMA (Breitband-Codemultiplex-Mehrfachzugriff) verwendet werden.

[0033] Wie für Fachleute erkennbar ist, sind CDMA-Techniken, die insbesondere in Mehrfachzugriffs-Kommunikationssystemen, die dem 3GPP-Standard folgen, verwendet werden, dafür ausgelegt, Trennbarkeit der jeweiligen Informationen verschiedener Strecken zu erzielen, indem nicht jeder Strecke sich überlappende Zeitschlitze oder Frequenzbänder zugewiesen werden, sondern indem Redundanz in die gesendeten Signale eingeführt wird, wodurch diese im Idealfall untereinander orthogonal werden. Daher können die gesendeten Informationen einer Strecke von allen anderen getrennt werden, indem man das Empfangssignal auf eine Menge von Basisfunktionen projiziert, die mit dieser Strecke assoziiert sind. Der Vorgang für das Einführen der Redundanz wird als Spreizung bezeichnet. Bei diesem Vorgang wird jedes Symbol des logischen Übertragungskanal mit einem sogenannten Kanalisierungscode moduliert, der für diesen Datenstrom einzigartig und dem Empfänger bekannt ist. Alle Kanalisierungscodes sind untereinander orthogonal. Der Vorgang der Detektion und Trennung wird als Entspreizung bezeichnet. Bei diesem Vorgang wird das Empfangssignal mit dem Kanalisierungscode korreliert, der mit der interessierenden Strecke assoziiert ist. Aufgrund der Orthogonalität der Kanalisierungscodes werden die gesendeten Signale aller anderen Strecken zum großen Teil unterdrückt

und bewirken ein Grundrauschen, das als Störungsrauschen bezeichnet wird.

[0034] Bei der beispielhaften Aufwärtsstrecke gemäß dem 3GPP-Standard und wie in [Fig. 1](#) abgebildet gibt es zwei Arten von fest zugeordneten physischen Aufwärtsstreckenkanälen, den fest zugeordneten physischen Aufwärtsstrecken-Datenkanal DPDCH und den fest zugeordneten physischen Aufwärtsstrecken-Steuerkanal DPCCH. Für die folgende Beschreibung werden die Bitströme der beiden Kanäle als $x_{\text{DPDCH}}(m)$ bzw. $x_{\text{DPCCH}}(m)$ bezeichnet, wobei es sich um BPSK-Ströme (Binärphasenumtastung) mit dem Index m auf der Basis der spezifischen diskreten Zeitdomäne handelt. Obwohl die Datenrate im DPCCH von dem 3GPP-Standard festgelegt wird, wird die Datenrate im DPDCH beim Streckenaufbau entschieden und kann während der Übertragung in bestimmten Aufwärtsstreckenbetriebsarten dynamisch variieren. DPDCH und DPCCH werden durch den Spreizer 1 und 2 mit verschiedenen Kanalisierungscodes gespreizt und werden dann durch die Einheit 3 zu einem physischen Strom wie in [Fig. 2](#) gezeigt I/Q-codegemultiplext (I/Q = phasengleich/Quadratur). (Bekanntlich bedeuten phasengleich bzw. Quadratur den Real- und Imaginärteil der Basisbandrepräsentation eines Bandpaßsignals). Zusätzlich stellen die Parameter β_d und β_c die relative Leistung zwischen DPDCH und DPCCH ein.

[0035] In der Aufwärtsstrecke werden fest zugeordnete Daten, die auf höheren Schichten erzeugt werden, z.B. Daten eines Telefongesprächs, zu Schicht 1, d.h. zu der physischen Schicht durch sogenannte Transportkanäle geleitet, die spezielle Arten von logischen Kanälen im 3GPP-Standard sind, die bekannt sind. Es werden dann gewöhnlich mehrere Transportkanäle auf einen Aufwärtsstrecken-DPDCH zeitgemultiplext. Abhängig von der Betriebsart des Systems können die Datenrate und andere Parameter jedes Transportkanals über die Dauer einer Aufwärtsstrecke hinweg variieren. Für die folgende Beschreibung werden die Eigenschaften eines jeweiligen DPDCH, d.h. seine aktuelle Datenrate, die Rate jedes gemultiplexten Transportkanals usw., im allgemeinen als DPDCH-Zustand bezeichnet.

[0036] Die Menge aller zulässigen DPDCH-Zustände für einen bestimmten DPDCH wird durch Funktionen höherer Schichten zwischen zwei dem System zugewiesenen Einrichtungen ausgehandelt, d.h. mit Bezug auf das bevorzugte Beispiel zwischen einem mobilen Endgerät, z.B. einem Mobiltelefon, und einer Basisstation, wenn die Strecke zwischen ihnen hergestellt wird und immer dann, wenn ein neuer Transportkanal hinzugefügt wird. Sie wird als Transportformatkombinations-TFC-Menge bezeichnet und kann als Nachschlagetabelle aufgefaßt werden, wobei jeder Eintrag einen DPDCH-Zustand bedeutet.

[0037] Der Aufwärtsstrecken-DPCCH wird zum Führen von auf Schicht 1 erzeugten Steuerinformationen verwendet. Diese Steuerinformationen bestehen gewöhnlich aus bekannten Pilotbit zur Unterstützung der Kanalschätzung für kohärente Detektion, Sendeleistung-Steuerbefehlen TPC, Rückkopplungsinformationen FBI und einem optionalen Transportformat-Kombinationsindikator TFCI.

[0038] Der kontinuierliche Datenstrom des I/Q-gemultiplexten DPDCH und DPCCH wird zu Rahmen gleicher Dauer (10 ms) formatiert. Der DPDCH-Zustand ist innerhalb jedes Rahmens konstant, kann sich jedoch zwischen Rahmen ändern. [Fig. 3](#) zeigt eine solche Rahmenstruktur von fest zugeordneten physischen Aufwärtsstreckenkanälen.

[0039] Unter Verwendung dieser beispielhaften Rahmenstruktur nutzt der erfindungsgemäße Ansatz die konkreten Eigenschaften der optionalen übertragenen TFCI-Bit in dem DPCCH aus, um dann die Anzahl der Pilotbit wie nachfolgend ausführlich beschrieben, zu vergrößern.

[0040] Wie in [Fig. 3](#) zu sehen ist, wird jeder Rahmen, der das Datenformat innerhalb eines Blocks fester Länge definiert und als grundlegende Übertragungseinheit dient, in 15 Schlitze unterteilt. Jeder DPCCH-Schlitz enthält 10 Symbole. Die Anzahl der DPDCH-Symbole pro Schlitz hängt von dem DPDCH-Zustand ab. Die Anzahl der Symbole für die verschiedenen Aufwärtsstrecken-DPCCH-Felder (N_{pilot} , N_{TPC} , N_{FBI} und N_{TFCI}) hängt vom Aufwärtsstreckenmodus ab und ist für die Dauer einer Aufwärtsstrecke fest. Für beispielhafte Betriebsarten sind in einer Tabelle wie in [Fig. 4](#) gezeigt mögliche Konstellationen aufgelistet. Offensichtlich kann die Länge des Pilotblocks N_{pilot} zwischen 5 und 8 Bit pro Schlitz variieren.

[0041] Weiterhin kann wie bereits erwähnt die TFC als Nachschlagetabelle aufgefaßt werden, wobei jeder Eintrag einen DPDCH-Zustand bedeutet. Auf dieser Basis kann der Transportformat-Kombinationsindikator TFCI als Zeiger in diese TFC-Nachschlagetabelle aufgefaßt werden. Daher informiert er den Empfänger über den DPDCH-Zustand im selben Rahmen. Für jeden Eintrag in der TFC-Nachschlagetabelle gibt es einen TFCI. Abhängig von der Länge der Nachschlagetabelle können die TFCI mit höchstens 10 Bit repräsentiert werden. Um eine robuste Übertragung sicherzustellen, werden die TFCI vorzugsweise vor der Übertragung mit einem

punktierten Reed-Müller-Code blockcodiert, d.h. jeder TFCI wird, wie Fachleuten bekannt ist, auf ein Codewort mit einer Länge von 30 Bit abgebildet. Die Bit dieser TFCI-Codewörter werden als TFCI-Bit bezeichnet. Die 30 codierten TFCI-Bit werden gleichmäßig auf die 15 Zeitschlitze jedes Rahmens aufgeteilt, d.h. zwei Bit pro Schlitz, wie in der Tabelle von [Fig. 4](#) zu sehen ist. Die eingeführte Redundanz in dem Reed-Müller-Code ermöglicht das Rekonstruieren, d.h. das Decodieren gesendeter TFCI, auch wenn eine bestimmte Anzahl von TFCI-Bit mit Fehlern empfangen wurde.

[0042] Da die konkreten Einzelheiten der Reed-Müller-Codierung und -Decodierung, die mit der Erfindung verwendbar ist, unterschiedlich sein können und im allgemeinen Fachleuten bekannt sind, wird der Reed-Müller-Code für die folgende Beschreibung nicht im einzelnen besprochen. Es muß jedoch angemerkt werden, daß die in der Tabelle von [Fig. 4](#) abgebildeten Konstellationen nicht final sind, und bereits heute andere mögliche Betriebsarten existieren, wie zum Beispiel Betriebsarten, bei denen ein N_{pilot} mit einer Länge mit einer minimalen Anzahl von 3 Bit pro Schlitz und ein N_{TFCI} mit einer Länge von bis zu 4 Bit pro Schlitz beteiligt sind.

[0043] Auf der Basis von [Fig. 4](#) vergrößert die Erfindung die Anzahl der Pilotbit N_{pilot} im Fall gesendeter TFCI um zwei auf ein Minimum von sieben Pilotbit pro Schlitz.

[0044] Da ein Empfänger gewöhnlich die binären Informationen jedes gesendeten TFCI-Bit nicht kennt, wenn es empfangen wird, kann ein TFCI-Bit nicht per se als Pilotbit benutzt werden. Die folgenden zwei Eigenschaften der TFCI-Bit werden somit ausgenutzt:

Erstens bilden die 30 TFCI-Bit pro Rahmen, d.h. zwei pro Schlitz mit 15 Schlitzen pro Rahmen, ein Codewort eines punktierten Reed-Müller-Code.

Zweitens kann ein Rahmen des DPDCH erst entspreizt und verarbeitet werden, wenn das TFCI-Codewort des assoziierten DPCCH-Rahmens decodiert wurde und die Eigenschaften des DPCCH-Rahmens aus der TFC-Nachschlagetabelle bestimmt wurden.

[0045] Die Decodierung des TFCI-Codeworts kann zu einem Codewort führen, das entweder korrekt oder nicht korrekt decodiert ist.

[0046] Wenn das TFCI-Codewort falsch decodiert ist, können die in das TFCI-Codewort eingebetteten Informationen nicht wiederhergestellt werden. Da der TFCI-Decodierungsalgorithmus nicht bestimmen kann, ob der decodierte TFCI fehlerfrei ist, fährt das System jedoch so fort, als ob der erhaltene TFCI den richtigen DPDCH-Zustand dieses Rahmens angibt. Daher werden der falsche Kanalisierungscode, falsche Ratenanpassungs- und/oder Multiplexparameter auf den aktuellen DPDCH-Rahmen angewandt und die gesamten Daten dieses DPDCH-Rahmens werden folglich verloren. Dieser Mißerfolg wird bei der nachfolgenden CRC-Prüfung (Cyclic Redundancy Check) erkannt. Funktionen höherer Schichten fordern dann an, daß dieser Rahmen neu gesendet wird. Ein solcher Verlust von Informationen geschieht ungeachtet der Qualität der Kanalschätzungen für den DPDCH.

[0047] Wenn das TFCI-Codewort jedoch korrekt decodiert ist, sind die eingebetteten TFCI-Informationen bekannt und der DPDCH-Zustand dieses Rahmens kann korrekt bestimmt werden. In diesem Fall führen bessere Kanalschätzungen für den DPDCH zu niedrigeren BER (Bitfehlerraten). Da eine eindeutige Abbildung von einem TFCI auf die assoziierten TFCI-Bit besteht, kann der TFCI auf der Empfängerseite umcodiert werden, um die gesendeten TFCI-Bit in diesem Rahmen zu erhalten. Folglich kann jedes TFCI-Bit nun als zusätzliches Pilotsymbol für die Kanalschätzung für den DPDCH verwendet werden.

[0048] Der erfindungsgemäße Ansatz wird vorzugsweise in einem beispielhaften Rake-Empfänger mit als Rake-Fingern bezeichneten L parallelen Verarbeitungseinheiten und einem Mittel zum Anwenden von Maximalverhältnis-Kombinierungs-MRC implementiert. Ein solcher Rake-Finger eines Rake-Empfängers, der den erfindungsgemäßen Ansatz benutzt, ist in [Fig. 1](#) schematisch abgebildet, während [Fig. 5](#) einen Rake-Finger gemäß dem Stand der Technik ohne Verwendung des erfindungsgemäßen Ansatzes zeigt.

[0049] Es wird vorzugsweise der Rake-Empfänger verwendet, da ein typisches für WCDMA-Systeme geltendes Kanalmodell ein diskretes WSSUS-Kanalmodell (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) ist, wofür das Empfangssignal durch die Summe verzögerter Duplikate des Eingangssignals, gewichtet durch unabhängige komplexe Gaußsche zeitvariante Prozesse mit einem Mittelwert von Null repräsentiert wird.

[0050] Wenn genauer gesagt $x(t)$ und $y(t)$ die äquivalente komplexe Basisbandrepräsentationen der Kanaleingabe bzw. -abgabe bedeuten, gilt

$$y(t) = \sum_{l=1}^L \hat{h}_l(t) x(t - \tau_l) + \hat{n}(t), \quad \text{Gleichung (1)}$$

wobei $\hat{h}_l(t)$ ein komplexer Gaußscher Prozeß ist, der das l -te Duplikat gewichtet. Das als Dopplerspektrum des l -ten Weges bezeichnete Leistungsspektrum von $\hat{h}_l(t)$ steuert die Rate des Fading für den l -ten Weg. Das Dopplerspektrum hängt von der Fading-Umgebung ab. Seine Bandbreite wird durch die maximale Dopplerspreizung f_D bestimmt. Der Term $\hat{n}(t)$ repräsentiert weißes Gaußsches Rauschen mit einem Mittelwert von Null, das die Störungen aufgrund anderer Benutzer und von zusätzlichem thermischem Rauschen in dem Empfänger modelliert. Nach dem Anwenden eines Empfangsfilters auf der Basis des Rake-Empfängers und dem Entwürfeln und Entspreizen für den DPCCH in einem mit einem Mehrfachweg des Rake-Empfängers assoziierten Rake-Finger kann das erhaltene diskrete Signal in der folgenden Form geschrieben werden:

$$\begin{aligned} y_{l,DPCCH}(m) &= h_l(m) x_{DPCCH}(m) + n(m), \\ y_{l,DPDCH}(m) &= h_l(m) x_{DPDCH}(m) + n(m), \end{aligned} \quad \text{Gleichung (2)}$$

dabei sind $x_{DPCCH}(m)$ und $x_{DPDCH}(m)$ wie oben erwähnt die BPSK-Symbolströme des DPCCH bzw. DPDCH. Das Signal $n(m)$ bedeutet eine äquivalente Quelle weißen Gaußschen Rauschens.

[0051] Ein Ziel des Empfängers ist die Schätzung von $x_{DPCCH}(m)$ und $x_{DPDCH}(m)$ aus dem empfangenen $y_{DPCCH}(m)$ und $y_{DPDCH}(m)$. Dieses Ziel wird gewöhnlich in zwei Hauptphasen aufgeteilt. Die erste Phase verarbeitet $y_{DPCCH}(m)$ und $y_{DPDCH}(m)$, um die Effekte von $h_l(m)$ und $n(m)$ zu minimieren. Diese Phase wird als Vorverarbeitung bezeichnet. Die zweite Phase verwendet Fehlerkorrekturdecodierung zur Schätzung des ursprünglich gesendeten binären Symbolstroms.

[0052] Es ist wohlbekannt, daß eine optimale Vorverarbeitung folgendes berechnet:

$$\begin{aligned} \hat{y}_{DPCCH}(m) &= \sum_{l=1}^L h_l^*(m) y_{l,DPCCH}(m) \quad \text{und Gleichung (3)} \\ \hat{y}_{DPDCH}(m) &= \sum_{l=1}^L h_l(m) y_{l,DPDCH}(m), \end{aligned}$$

wie zum Beispiel aus John G. Proakis, „Digital Communication“, McGraw-Hill Book Company, 1989, bekannt ist.

[0053] Jeder der Rake-Finger eines Rake-Empfängers, der diese Vorverarbeitung approximiert, berechnet einen der Summierungsterme der Gleichungen Gleichung (3). Gleichung (3) fordert jedoch, daß die Kanalübertragungsfunktion $h_l(m)$ in dem l -ten Rake-Finger bekannt ist, wobei zur Schätzung des $h_l(m)$ vielfältige Techniken vorgeschlagen wurden.

[0054] In bezug auf [Fig. 5](#) ist aus Vergleichsgründen eine mögliche Implementierung eines Rake-Fingers gemäß dem Stand der Technik gezeigt. Der vorbekannte Rake-Empfänger verwendet eine der am häufigsten anzutreffenden Klassen von Kanalschätzungsalgorithmen, die als pilotunterstützte Techniken bezeichnet werden, d.h. Kanalschätzungsalgorithmen, die auf den gesendeten Pilotsymbolen basieren, die dem Empfänger a priori bekannt sind.

[0055] Der Empfänger gemäß [Fig. 5](#) kann die bekannten Pilotbit aus den empfangenen Daten entfernen. Er erhält somit eine Beobachtung des durch additives Rauschen verschlechterten Übertragungskanal. Da die Kanalübertragungsfunktionen $h_l(m)$ in WCDMA-Systemen schmalbandige Signale sind, wenn sie mit der Symbolrate abgetastet werden, können die Kanalschätzungen durch eine bestimmte Form von Tiefpaßfilterung verbessert werden. Die Struktur des Rake-Fingers wie abgebildet berücksichtigt die konkreten Eigenschaften der beispielhaften 3GPP-Aufwärtsstrecke, d.h. den Umstand, daß die Pilotbit mit anderen Steuerinformationen in dem DPCCH gemultiplext werden. Nach dem Trennen des Teils der empfangenen Daten an den Pilotbitpositionen von dem an den anderen Steuerbitpositionen durch die Einheit 4 von [Fig. 5](#) werden die Pilotbitinformationen durch eine einfache Multiplikationsoperation 5 unter Verwendung des bekannten Pilotmusters für jeden Schlitz entfernt. Das resultierende Signal ist dann eine tatsächliche Beobachtung des Kanals, die in eine Kanalschätzungseinrichtung 6 geleitet wird. Der konkrete, für den Kanalschätzer 6 verwendete Algorithmus wird für spezifische Systemeinschränkungen ausgelegt, wie Fachleuten bekannt ist, ist aber für die Erfindung von

keinerlei Bedeutung. Die Verzögerung des DPDCH um einen Rahmen, wie in [Fig. 5](#) abgebildet, ist auf die TFCI-Bit zurückzuführen, die erst dann decodiert werden, wenn ein gesamter Rahmen empfangen wurde. Auf der Basis der Struktur des vorbekannten Rake-Empfängers gemäß [Fig. 5](#) ist der Rake-Finger eines den erfindungsgemäßen Ansatz enthaltenden verbesserten Rake-Empfängers in [Fig. 1](#) gezeigt, wobei ähnliche oder gleich wirkende Mittel mit Bezug auf [Fig. 5](#) mit denselben Bezugszeichen referenziert werden. Der erfindungsgemäße Empfänger gemäß [Fig. 1](#) arbeitet im Gegensatz zu dem vorbekannten Rake-Empfänger gemäß [Fig. 5](#) folgendermaßen:

Am Ende jedes DPCCH-Rahmens werden die 30 TFCI-Bit des Rahmens decodiert und es wird der am wahrscheinlichsten gesendete TFCI bestimmt. Eine modifizierte Decodierungseinrichtung **7** liefert als Ausgabe nicht nur die DPDCH-Zustandsparameter zur Verarbeitung des DPDCH-Rahmens, sondern auch den erhaltenen TFCI.

[0056] Der TFCI wird in einen TFCI-Codierer **8** geleitet, der mit einem auf der Senderseite, zum Beispiel in der Mobilstation, verwendeten TFCI-Codierer identisch ist und in dem 3GPP-Standard definiert wird. Der TFCI-Codierer **8** produziert als Ausgabe die mit diesem TFCI assoziierten 30 TFCI-Bit.

[0057] In einer folgenden Multiplikationsoperation **9** werden danach die erhaltenen TFCI-Bit zum Entfernen der TFCI-Bitinformationen aus den empfangenen Daten verwendet. Diese Operation kann mit dem Entfernungsprozeß **5** der Pilotdaten wie oben besprochen verglichen werden.

[0058] Die erhaltenen Daten werden dann in eine zweite Kanalschätzungseinrichtung **10** geleitet. Weitere Eingaben für die zweite Kanalschätzungseinrichtung **10** können die Pilotinformationen dieses DPCCH-Rahmens und/oder die Kanalschätzungen aus der ersten Kanalschätzungseinrichtung **6** sein. Die von der zweiten Kanalschätzungseinrichtung **10** gelieferten neuen Kanalschätzungen werden zur Kompensation des DPDCH-Datenstroms verwendet.

[0059] Wenn der TFCI mit Fehlern decodiert wird, werden wie oben erwähnt die TFCI-Bitinformationen nicht aus den empfangenen Daten korrekt entfernt. Folglich verschlechtert sich die Qualität der durch den zweiten Kanalschätzungsblock produzierten Kanalschätzungen und kann tatsächlich schlechter als die aus dem ersten Kanalschätzer sein. Wie oben besprochen wurde, wird dieser Datenrahmen jedoch ungeachtet der Qualität der Kanalschätzungen sowieso verloren.

[0060] Wenn der TFCI dagegen korrekt decodiert wird, besteht kein qualitativer Unterschied zwischen der Eingabe aus den Pilotbit und aus den TFCI-Bit für den zweiten Kanalschätzer **10** und die Qualität der berechneten Kanalschätzungen ist so, als ob man zusätzliche Pilotbit in dem System hätte.

[0061] Die zusätzliche numerische Komplexität dieses verbesserten Kanalschätzungsverfahrens kann klein gehalten werden. Das Mittel **8** für die TFCI-Codierung kann als einfache Nachschlagetabelle realisiert werden und weist somit vernachlässigbare numerische Komplexität und Verzögerung auf. Der zweite Kanalschätzer **10** kann auf verschiedene Weisen entworfen werden:

Gemäß einer ersten Möglichkeit kann man aus den anfänglichen Pilotsymbolen und den neu erzeugten Kanalinformationen aus den TFCI-Bit eine völlig neue Kanalschätzung berechnen. Dieser Ansatz weist jedoch hohe rechnerische Komplexität auf.

[0062] Gemäß der bevorzugten Ausführungsform von [Fig. 1](#) der Erfindung werden somit die Kanalschätzungen aus dem Mittel **6** für die erste Kanalschätzung durch Verwendung der zusätzlichen Daten aus der TFCI-Verarbeitung verbessert. Da die meisten Kanalschätzungstechniken lineare Operationen sind, kann leicht ein Aktualisierungsalgorithmus entworfen werden. Außerdem können die erste und die zweite Kanalschätzungseinrichtung **6** und **10** so ausgelegt werden, daß ihre Gesamtkomplexität nicht größer als ein vergleichbarer Kanalschätzwert für 8 Pilotbit ist.

[0063] Aufgrund der Erfindung werden folglich die Kanalschätzungen zur Kompensation des DPDCH in den relevanten Fällen verbessert. Um eine bestimmte Ziel-BER im Empfänger zu erhalten, kann daher die gesendete Energie pro DPDCH-Bit verringert werden, während die Energie der DPCCH-Bit gleich bleiben muß. Diese Verringerung der Sendeenergie im DPDCH kann auf der Senderseite durch entsprechende Reduktion des Faktors β_d in [Fig. 2](#) erzielt werden. Wie bereits erwähnt wurde, führt reduzierte Senderenergie zu verminderten Störungen und folglich zu einer größeren Kapazität des Gesamtsystems, was zusätzlich zu einer längeren Batterielebensdauer eines mobilen Endgeräts führt.

[0064] Es muß angemerkt werden, daß auch wenn die Erfindung mit Bezug auf eine bevorzugte Ausführungs-

form hauptsächlich für eine Aufwärtsstrecke beschrieben wird, es für Fachleute offensichtlich ist, daß die Erfindung auch für Abwärtsstrecke verwendet werden kann und mehrere Modifikationen in Abhängigkeit von spezifischen Systemeinschränkungen möglich sind, ohne von dem Schutzzumfang der Erfindung abzuweichen.

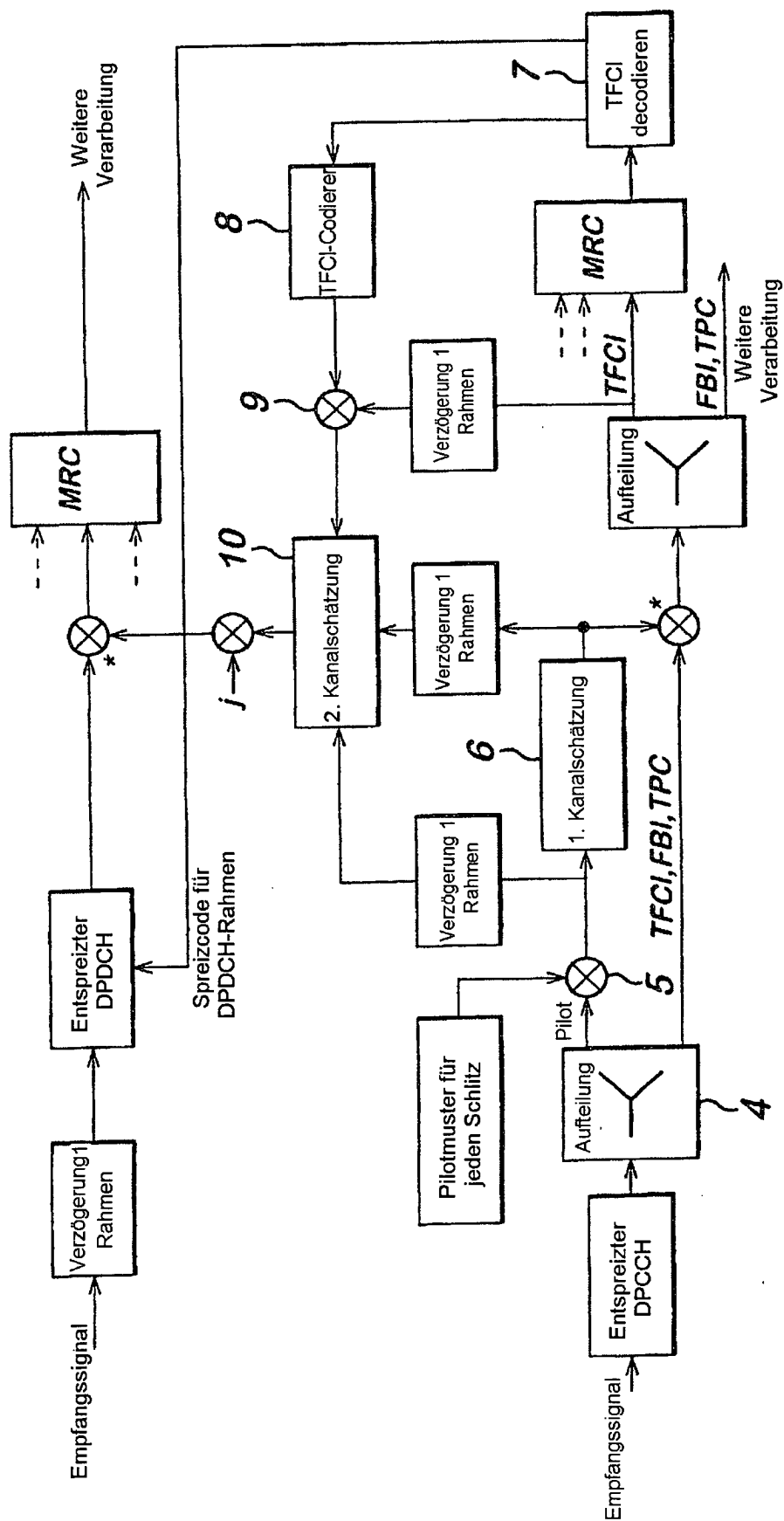
Patentansprüche

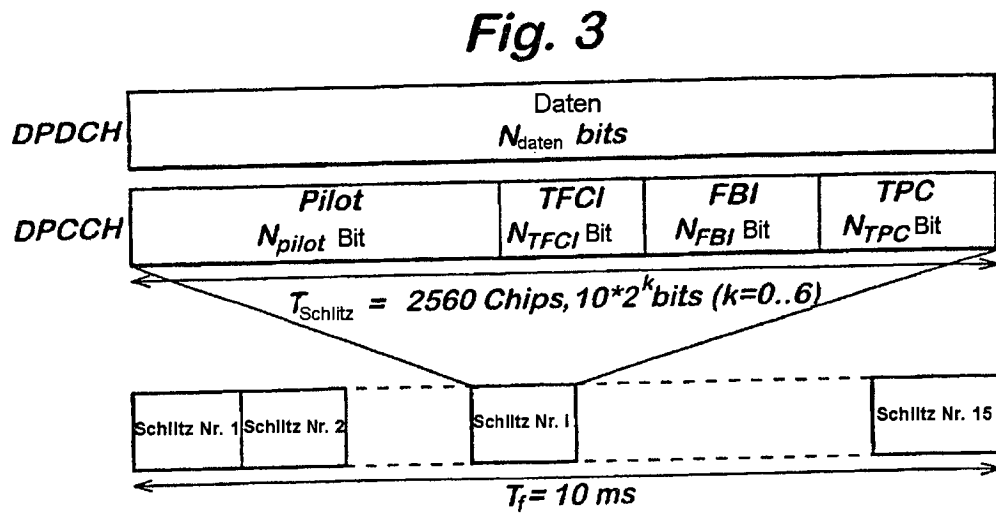
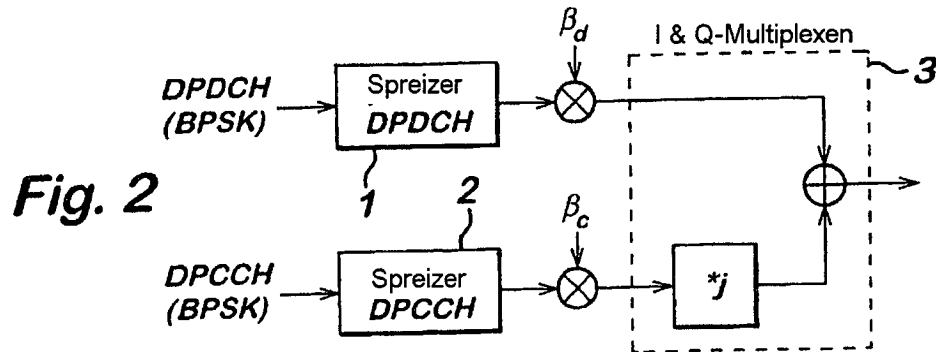
1. Verfahren zum Empfang von gemäß dem 3GPP-Breitband-CDMA-Standard codierten Signalen, gekennzeichnet durch Verwendung von in dem Empfangssignal enthaltenen codierten Steuersymbolen (TFCI) als zusätzliche Pilotsymbole (Pilot) für den Empfang.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die codierten Steuersymbole (TFCI) in dem fest zugeordneten physischen Steuerkanal (DPCCH) des 3GPP-Breitband-CDMA-Übertragungskanals gesendet werden.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die codierten Steuersymbole Daten aus dem Transportformat-Kombinationsindikator (TFCI) des fest zugeordneten physischen Steuerkanals (DPCCH) des 3GPP-Breitband-CDMA-Übertragungskanals umfassen.
4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß jedes gesendete Bit des Transportformat-Kombinationsindikators (TFCI) umcodiert und als zusätzliches Pilotsymbol verwendet wird.
5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Bit des Transportformat-Kombinationsindikators (TFCI) am Ende jedes Rahmens des fest zugeordneten physischen Steuerkanals (DPCCH) decodiert werden und der am wahrscheinlichsten gesendete Transportformat-Kombinationsindikator (TFCI) bestimmt und zur Verwendung als zusätzliche Pilotsymbole umcodiert wird.
6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß eine Schätzung von Eigenschaften des 3GPP-Breitband-CDMA-Übertragungskanals auf gesendeten Pilotsymbolen und den zusätzlichen Pilotsymbolen basiert.
7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Schätzung von Eigenschaften des 3GPP-Breitband-CDMA-Übertragungskanals eine Schätzung von Eigenschaften des fest zugeordneten physischen Datenkanals (DPCCH) ist.
8. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß eine Schätzung eines Frequenzoffset zwischen einem Sender einer Basissendestation und einem Empfänger einer Mobilstation auf gesendeten Pilotsymbolen und den zusätzlichen Pilotsymbolen basiert.
9. Verfahren nach einem der Ansprüche 5 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß die Schätzung eine Schätzung ist, die eine pilot- und datenunterstützte Kanalschätzung verwendet.
10. Empfänger zum Empfang von gemäß dem 3GPP-Breitband-CDMA-Standard codierten Signalen, gekennzeichnet durch Mittel (**7, 8, 9, 10**) zum Verwenden von in dem Empfangssignal enthaltenen codierten Steuersymbolen als zusätzliche Pilotsymbole.
11. Empfänger nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß der Empfänger ein Rake-Empfänger ist.
12. Empfänger nach Anspruch 10 oder 11, gekennzeichnet durch Mittel (**8, 9, 10**) zum Umcodieren decodierter Steuersymbole und zum Verwenden der umcodierten Steuersymbole als zusätzliche Pilotsymbole, wobei die Mittel einen TFCI-Codierer (**8**) umfassen.
13. Empfänger nach Anspruch 10, 11 oder 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Mittel (**8**) zum Umcodieren decodierter Steuersymbole mit einer Kanalschätzungseinheit (**10**) assoziiert sind.
14. Computerprogramm, das dafür ausgelegt ist, das Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 9 insbesondere in einem Empfänger nach einem der Ansprüche 10 bis 12 auszuführen.

Es folgen 3 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

Fig. 1



**Fig. 4**

Symbolrate	Bit/ Rahmen	Bit/ Schlitz	N_{pilot}	N_{TPC}	N_{TFCI}	N_{FBI}
15	150	10	6	2	2	0
15	150	10	8	2	0	0
15	150	10	5	2	2	1
15	150	10	7	2	0	1
15	150	10	6	2	0	2
15	150	10	5	1	2	2

Fig. 5

