

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4017917号  
(P4017917)

(45) 発行日 平成19年12月5日(2007. 12. 5)

(24) 登録日 平成19年9月28日(2007. 9. 28)

(51) Int. Cl.		F I	
<b>H04B</b>	<b>1/707</b>	<b>(2006.01)</b>	H04J 13/00 D
<b>H04Q</b>	<b>7/38</b>	<b>(2006.01)</b>	H04B 7/26 109B

請求項の数 11 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2002-147977 (P2002-147977)	(73) 特許権者	596092698
(22) 出願日	平成14年5月22日(2002. 5. 22)		ルーセント テクノロジーズ インコーポ
(65) 公開番号	特開2003-32146 (P2003-32146A)		レーテッド
(43) 公開日	平成15年1月31日(2003. 1. 31)		アメリカ合衆国, 07974-0636
審査請求日	平成17年3月10日(2005. 3. 10)		ニュージャージー, マレイ ヒル, マウン
(31) 優先権主張番号	01304707.1		テン アヴェニュー 600
(32) 優先日	平成13年5月29日(2001. 5. 29)	(74) 代理人	100064447
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		弁理士 岡部 正夫
		(74) 代理人	100085176
			弁理士 加藤 伸晃
		(74) 代理人	100106703
			弁理士 産形 和央
		(74) 代理人	100096943
			弁理士 臼井 伸一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 信号受信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

3 G P P ワイドバンド C D M A 標準により符号化された信号を受信する方法において、  
符号化された制御シンボル ( T F C I ) が追加パイロットシンボルとして使用され、伝送された各トランスポートフォーマットコンビネーションインジケータ ( T F C I ) ビットが復号され、追加パイロットシンボルとしての使用のために再符号化される方法。

【請求項 2】

前記符号化された制御シンボル ( T F C I ) は、3 G P P ワイドバンド C D M A 伝送チャネルの専用物理制御チャネル ( D P C C H ) で伝送されることを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

前記符号化された制御シンボルは、3 G P P ワイドバンド C D M A 伝送チャネルの専用物理制御チャネル ( D P C C H ) のトランスポートフォーマットコンビネーションインジケータ ( T F C I ) からのデータであることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の方法。

【請求項 4】

前記トランスポートフォーマットコンビネーションインジケータ ( T F C I ) ビットは、追加パイロットシンボルとしての使用のために再符号化されるべき最尤送信トランスポートフォーマットコンビネーションインジケータ ( T F C I ) を決定するために、それぞれの専用物理制御チャネル ( D P C C H ) フレームの最後において復号されることを特徴とする請求項 1 ないし 3 のいずれかに記載の方法。

## 【請求項 5】

3 G P P ワイドバンド C D M A 伝送チャネルの特性の推定は、送信されたパイロットシンボルと、前記追加パイロットシンボルとに基づくことを特徴とする請求項 1 ないし 4 のいずれかに記載の方法。

## 【請求項 6】

3 G P P ワイドバンド C D M A 伝送チャネルの特性の前記推定は、専用物理データチャネル ( D P D C H ) の特性の推定であることを特徴とする請求項 5 記載の方法。

## 【請求項 7】

基地送信局の送信機と移動局の受信機との間の周波数オフセットの推定が、送信されたパイロットシンボルと、前記追加パイロットシンボルとに基づくことを特徴とする請求項 1 ないし 6 のいずれかに記載の方法。

10

## 【請求項 8】

前記推定は、パイロットおよびデータ支援チャネル推定を用いた推定であることを特徴とする請求項 4 ないし 7 のいずれかに記載の方法。

## 【請求項 9】

3 G P P ワイドバンド C D M A 標準により符号化された信号を受信する受信機において、

符号化された制御シンボルを追加パイロットシンボルとして使用する手段 ( 7 , 8 , 9 , 1 0 ) を有し、

復号された制御シンボルを再符号化し、該再符号化された制御シンボルを追加パイロットシンボルとして使用し、T F C I 符号器 ( 8 ) を有する手段 ( 8 , 9 , 1 0 ) を有する受信機。

20

## 【請求項 1 0】

前記受信機は R A K E 受信機であることを特徴とする請求項 9 記載の受信機。

## 【請求項 1 1】

復号された制御シンボルを再符号化する前記手段 ( 8 ) は、チャネル推定ユニット ( 1 0 ) に関連づけられることを特徴とする請求項 9 または 1 0 記載の受信機。

## 【発明の詳細な説明】

## 【 0 0 0 1】

## 【発明の属する技術分野】

30

本発明は、3 G P P C D M A 標準による信号の受信のための方法と、3 G P P C D M A 標準による信号の受信のための受信機に関する。

## 【 0 0 0 2】

## 【従来の技術】

知られているように、多元接続通信システムでは、複数の異なる送信元 ( ソース ) と、1 つまたは複数の異なる宛先との間に複数の個別のリンク ( すなわち、情報 ( 例えばデータ ) の交換のために 2 つのデバイス間にそれぞれ設けられる何らかの媒体 ( 例えば電磁波 ) を介しての専用のコネクション ) が共存することが可能である。したがって、このような通信システムは、個々のリンクの送信情報が受信機側で取得することができるよう、リンク間の干渉を最小限に抑えるように設計されなければならない。ワイヤレス通信システムのためのいくつかの多元接続技術が、例えば、重なり合わないタイムスロットを各リンクに割り当てることにより ( 時分割多元接続 ) 、あるいは、重なり合わない周波数バンドを各リンクに割り当てることにより ( 周波数分割多元接続 ) 、リンクを分離する技術として、この数十年の間に考案されている。

40

## 【 0 0 0 3】

第 3 世代のシステム、特に、3 G P P ( 3rd Generation Partnership Project ) 標準に従う移動通信システムは、データ伝送のためにワイドバンド C D M A ( 符号分割多元接続 ) 技術を使用する。送信機側では、ユーザデータが伝送誤り保護のために情報源符号化される。通常、送信機と受信機との間の伝送チャネルは、送信信号の相当の歪みと、加法性雑音による信号劣化を引き起こす。そこで、受信機側での復号後のビット誤り率を最小にするた

50

め、受信機でチャネル特性を推定し補償してその影響を最小にする必要がある。

【 0 0 0 4 】

伝送チャネルは時変であるため、チャネル推定は連続的に実行されなければならない。チャネル推定を容易にするため、パイロットブロック、すなわち、受信機により事前に既知のデータシンボルのブロックを、特定の制御チャネルで、あるリンク内で規則的な間隔で送信することがある。これは、例えば、3 G P P 標準に従う移動通信システムの移動局から基地局へ向かうアップリンク方向のデータストリームで行われる。

【 0 0 0 5 】

一般に、このような制御チャネルにおいてパイロットシンボルの非パイロットシンボルに対する比が大きくなるほど、良好なチャネル推定値が得られる。これにより、ビット誤り率 ( B E R ) は小さくなり、このことは、再送する必要があるデータブロックが少なくなること、あるいは、送信パワーを低減することができることを意味する。

10

【 0 0 0 6 】

しかし、3 G P P 標準によれば、パイロットビットの個数はこの標準によって固定され、アップリンクモードまたはダウンリンクモードのようなリンクモードに依存する。例えば、システムの2つの異なるデバイス間で物理層制御情報を伝送するいわゆる D P C C H ( 専用物理制御チャネル : Dedicated Physical Control Channel ) の構造がそれぞれのアップリンクモードで変わることがあり、しかも、それに埋め込まれたパイロットシンボルの個数は最小数と最大数の間で変わる可能性があるため、パイロット支援チャネルエスティメータで得られるチャネル推定値の品質は、システムのそれぞれのアップリンクモードにも依存する。最大数より少ないパイロットシンボルが送信される場合のチャネル推定値の品質の低下を補償するため、送信信号のパワーを増大させる必要がある。しかし、C D M A システムでは各リンクは同じセル内の他のすべてのリンクにおける干渉を生じるため、送信パワーが高くなると、残念ながら、全体的な干渉レベルが増大し、それにより、システムの全容量に悪影響を生じる。

20

【 0 0 0 7 】

チャネル推定値の改善は、いわゆるデータ支援チャネル推定法を適用することによって実現される可能性がある。知られているように、この総称的クラスのアルゴリズムは、受信機側でチャネル情報を必要とするような伝送システムに適用可能である。しかし、データ支援チャネルエスティメータは反復的手続きである。まず、チャネル推定値を概算する。次に、これらの推定値に基づいて、受信信号に含まれるデータが補償され、送信データシンボルストリームが推定される。これらの推定シンボルは通常、誤りを含むが、それらは、2回目の反復でパイロットビットとして用いられるには正しいと仮定される。

30

【 0 0 0 8 】

このように、誤りの個数が十分に少ない場合、新たに計算されるチャネル推定値は改善され、その結果、送信データの新たな推定は、より少ないビット誤りしか含まないことになる。これらの反復は、チャネル推定値および推定されたデータ系列がある最終的な推定値に収束するまで繰り返すことができる。このように、推定の品質に関しては、データ支援法は、純粋パイロット支援 (パイロットのみを利用した) エスティメータよりも優れている可能性がある。理想的には、信号全体がパイロットシンボルとして作用するからである

40

【 0 0 0 9 】

【 発明が解決しようとする課題 】

しかし、他方、初期推定値にあまりに多くのビット誤りが含まれる場合には、反復が発散する可能性がある。

【 0 0 1 0 】

さらに、実装に関して、データ支援推定法は、少なくとも以下の欠点を有する。

【 0 0 1 1 】

各反復は、システムに追加的な遅延を導入するため、全遅延制約の厳しい通信システムでは問題がある。

50

## 【 0 0 1 2 】

さらに、追加遅延は追加的なバッファを要求し、これは通常、高いデータレートで動作し多数のユーザに同時にサービスするシステムでは、重大な欠点となる。

## 【 0 0 1 3 】

さらに、データ支援法の計算の複雑さ（計算量）は、純粋パイロット支援エスティメータよりも相当に高くなる傾向がある。通常、計算量は、反復数とともに少なくとも線形に増大する。しかし、計算量が増大すると、必要なハードウェアおよびファームウェアの複雑さに直接影響し、その結果、製品のコストに影響する。

## 【 0 0 1 4 】

これに対して、特に 3 G P P 標準に従うワイヤレス通信システムの基地局や移動局に組み込まれる受信機のハードウェアおよびファームウェアの設計において、主要な制約の 1 つは、チャンネル推定アルゴリズムの計算量が小さいことである。

10

## 【 0 0 1 5 】

したがって、高度なデータ支援法は選択の余地がなく、純粋パイロット支援法が、上記のような問題点に関連して使用される。

## 【 0 0 1 6 】

本発明の目的は、C D M A システム、特に 3 G P P 標準に従うシステムのチャンネル推定の品質を向上させるための改善されたメカニズムを、同時に低い複雑さを保証することによって、提供することである。

## 【 0 0 1 7 】

20

## 【課題を解決するための手段】

本発明の解決法は、請求項 1、1 0 および 1 4 の特徴的構成をそれぞれ有する方法、受信機および実装ソフトウェアによって実現される。有利な、あるいは、好ましい実施例が、それぞれの従属請求項の内容である。

## 【 0 0 1 8 】

すなわち、本発明は、3 G P P 標準による構造の特定の性質を活用することによって、パイロットに基づくチャンネル推定を改善するための技術を提供・利用し、特に、制御シンボルを使用するモードに関係する。

## 【 0 0 1 9 】

3 G P P ワイドバンド C D M A 標準により符号化された信号の受信のための追加的パイロットシンボルとして、符号化された制御シンボルを使用することによって、パイロットシンボルとして使用されるシンボルの量が増大するため、チャンネル推定が改善される。その結果、通信システム全体の容量が増大し、送信に必要なエネルギーを低減することが可能となり、移動端末の電池寿命が長くなる。

30

## 【 0 0 2 0 】

好ましい実施例によれば、3 G P P ワイドバンド C D M A 伝送チャンネルの専用物理制御チャンネル（D P C C H）で伝送される符号化制御シンボルを使用することが提案される。

## 【 0 0 2 1 】

有利な点であるが、符号化制御シンボルは、専用物理制御チャンネル（D P C C H）のトランスポートフォーマットコンビネーションインジケータ（T F C I : transport format combination indicator）からのデータを含む。その理由は、T F C I から、対応する T F C I ビットへの一意的なマッピングが存在するからである。T F C I は、D P D C H のチャンネル推定のための追加パイロットシンボルとして使用される送信 T F C I ビットを得るために、受信機サイトで再符号化されることが可能である。

40

## 【 0 0 2 2 】

好ましくは、本発明は、R A K E 受信機内で実現され、復号された制御シンボルを再符号化し、その再符号化された制御シンボルを追加パイロットシンボルとして使用する手段を有し、この手段は T F C I 符号器を含む。

## 【 0 0 2 3 】

さらに、復号された制御シンボルを再符号化する前記手段は、チャンネル推定ユニットに関

50

連づけられることが提案される。

【0024】

さらに、T F C I ビットが各 D P C C H フレームの最後に復号され、最尤送信（送信された可能性の最も高い）T F C I が決定され、追加パイロットシンボルとして使用するために再符号化されることが提案される。

【0025】

さらに、3 G P P ワイドバンド C D M A 伝送チャネルの特性の推定は、送信されたパイロットシンボルおよび前記追加パイロットシンボルに基づき、前記特性の推定は、好ましくは、専用物理データチャネル（D P D C H : dedicated physical data channel）の特性の推定である。

10

【0026】

もう1つの好ましい実施例によれば、推定は、送信されたパイロットシンボルおよび前記追加パイロットシンボルに基づく、パイロットおよびデータ支援チャネル推定を用いた推定、あるいは、送信機（例えば、基地送信局の送信機）と受信機（例えば、移動局の受信機）の間の周波数オフセットの推定である。

【0027】

このように、パイロット支援チャネル推定のための追加パイロットシンボルを生成するために3 G P P アップリンクまたはダウンリンクにおける制御チャネルの特定の構造を活用することによって、追加パイロットビットを用いて、システム内のチャネルを補償するためのチャネル推定値を改善することができる。

20

【0028】

さらに、本発明は反復アルゴリズムを含まないため、システムに導入される追加遅延や追加的な不確定性はほとんどなく、追加的な計算量は非常に小さい。

【0029】

したがって、全体的なパフォーマンスは予測可能となり、チャネル推定値の品質は、2つの追加パイロットビットで得られるものと同等になる。

【0030】

【発明の実施の形態】

本発明をより容易に理解するため、まず図2を参照する。図2は、例示のために、データ伝送にC D M A 技術、特にW C D M A (ワイドバンド符号分割多元接続)を用いた3 G P P 標準に従う移動通信システムのアップリンクにおける専用物理チャネルのための変調器のみを示す概略図である。

30

【0031】

当業者には知られているように、特に3 G P P 標準に従う多元接続通信システムで使用されるC D M A 技術は、重なり合わないタイムスロットや周波数バンドを各リンクに割り当てることによってではなく、送信信号を理想的な場合には相互に直交させる冗長性を導入することによって、相異なるリンクのそれぞれの情報の分離可能性を達成するように設計される。したがって、1つのリンクの送信情報は、このリンクに対応する基底関数の集合に受信信号を射影することによって、他のすべてのリンクの送信情報から分離することができる。

40

【0032】

冗長性を導入する操作は拡散と呼ばれる。この操作において、論理伝送チャネルの各シンボルは、いわゆるチャネル化符号で変調される。チャネル化符号は、このデータストリームに対して一意的であり、受信機には既知である。すべてのチャネル化符号は互いに直交する。検波（検出）および分離の操作は逆拡散と呼ばれる。この操作では、受信信号と、注目するリンクに対応するチャネル化符号との相関がとられる。チャネル化符号の直交性により、他のすべてのリンクの送信信号はほとんど抑圧されて雑音フロアを生じる。これは干渉雑音と呼ばれる。

【0033】

図1に示した、3 G P P 標準による例示的なアップリンクでは、アップリンク専用物理デ

50

ータチャネルDPDCHおよびアップリンク専用物理制御チャネルDPCCHという2種類のアップリンク専用物理チャネルがある。以下の記述では、これらの2つのチャネルのビットストリームをそれぞれ $x_{DPDCH}(m)$ および $x_{DPCCH}(m)$ で表すことにする。これらはBPSK(2元位相シフトキーイング)ストリームであり、そのインデックス $m$ は特定の離散時間領域に基づく。DPCCHにおけるデータレートは3GPP標準により固定されているが、DPDCHにおけるデータレートはリンク設定時に決定され、いくつかのアップリンクモードでは伝送中に動的に変化する。図2に示すように、DPDCHおよびDPCCHは、拡散器1および2によって、異なるチャネル化符号で拡散された後、ユニット3によって、1つの物理ストリームへとI/Q(同相/直交)符号多重化される。(知られているように、同相/直交とは、バンドパス信号のベースバンド表現の実部および虚部を表す。)さらに、パラメータ $\alpha_d$ および $\alpha_c$ が、DPDCHとDPCCHの間の相対パワーを調整する。

10

#### 【0034】

アップリンクでは、上位層(レイヤ)で生成される専用データ(例えば、電話会話のデータ)は、いわゆるトランスポートチャネルを通じてレイヤ1、すなわち、物理層に渡される。知られているように、トランスポートチャネルは、3GPP標準における特殊なタイプの論理チャネルである。その後、いくつかのトランスポートチャネルがアップリンクDPDCH上とともに時間多重化される。システムのモードに依存して、各トランスポートチャネルのデータレートおよびその他のパラメータは、1つのアップリンクの継続時間中に変化する。以下の記述では、それぞれのDPDCHの特性、すなわち、その現在のデータレート、それぞれの多重化されたトランスポートチャネルのレートなどを一般にDPDCH状態という。

20

#### 【0035】

特定のDPDCHのすべての許容されるDPDCH状態のセットは、システムに割り当てられた2つのデバイス間で、上位層機能によって交渉される。すなわち、好ましい実施例では、移動端末(例えばセルラ電話機)と基地局の間で、それらの間にリンクが確立されるとき、および、新たなトランスポートチャネルが追加されるときに、この交渉が行われる。このセットは、トランスポートフォーマットコンビネーション(TFC: Transport Format Combination)と呼ばれ、各エントリが1つのDPDCH状態を表すようなルックアップテーブルとして理解することができる。

30

#### 【0036】

アップリンクDPCCHは、レイヤ1で生成される制御情報を伝送するために用いられる。この制御情報は通常、コヒーレント検波のためのチャネル推定をサポートする既知のパイロットビットと、送信パワー制御コマンドTPC(transmit power-control)、フィードバック情報FBI(feedback information)、およびオプションのトランスポートフォーマットコンビネーションインジケータTFCIからなる。

#### 【0037】

I/Q多重化されたDPDCHおよびDPCCHの連続データストリームは、等しい期間10msのフレームにフォーマットされる。DPDCH状態は各フレーム内では一定であるが、フレーム間では変化する。図3に、アップリンク専用物理チャネルのこのようなフレーム構造を示す。

40

#### 【0038】

この例示的なフレーム構造を用いて、本発明のアプローチは、DPCCHにおいてオプションとして送信されるTFCIビットの特定の性質を活用して、パイロットビットの個数を増大させる(詳細は後述)。

#### 【0039】

図3からわかるように、固定長の1ブロック内のデータフォーマットを規定し、基本伝送単位として作用する各フレームは、15個のスロットにさらに分割される。各DPCCHスロットには10個のシンボルがある。スロットあたりのDPDCHシンボルの個数は、DPDCH状態に依存する。それぞれのアップリンクDPCCHフィールドのシンボルの

50

個数 ( $N_{pilot}$ 、 $N_{TPC}$ 、 $N_{FBI}$ 、および  $N_{TFCI}$ ) は、アップリンクモードに依存し、1つのアップリンクの継続時間中は固定される。例示的なモードとして、可能な組合せが、図4に示すテーブルに列挙されている。明らかに、パイロットブロックの長さ  $N_{pilot}$  は、スロットあたり5～8ビットの間で変化しうる。

【0040】

さらに、前述のように、 $TFCI$  は、各エントリが1つの  $DPDCH$  状態を表すようなルックアップテーブルとして理解される。これに基づいて、トランスポートフォーマットコンベクションインジケータ  $TFCI$  は、その  $TFCL$  ルックアップテーブルへのポイントとして理解することができる。したがって、これは、同じフレームにおける  $DPDCH$  状態について受信機に通知する。 $TFCL$  ルックアップテーブル内の各エントリごとに、1つの  $TFCI$  が存在する。ルックアップテーブルの長さに依存して、 $TFCI$  は、高々10ビットで表現することができる。ロバストな伝送を保証するため、 $TFCI$  は、好ましくは、送信前にパンクチャド・リード・マラー符号でブロック符号化される。すなわち、当業者に知られているように、各  $TFCI$  は、長さ30ビットの1個の符号語にマッピングされる。これらの  $TFCI$  符号語のビットを  $TFCI$  ビットという。図4のテーブルからわかるように、30個の符号化された  $TFCI$  ビットは、各フレームの15個のタイムスロット間で均等に、すなわち、スロットあたり2ビットずつに、分割される。リード・マラー符号で導入される冗長性により、いくつかの  $TFCI$  ビットが誤って受信されたとしても、再構成、すなわち、送信された  $TFCI$  の復号が可能となる。

【0041】

本発明で使用可能なリード・マラー符号化および復号の具体的な詳細は場合により異なり、一般に当業者に周知であるため、リード・マラー符号については以下の記述では詳細には説明しない。さらに、注意すべき点であるが、図4のテーブルに示される組合せは最終的ではなく、すでに現在でも他の可能なモードが存在する。例えば、 $N_{pilot}$  が、スロットあたり最小数で3ビットの長さであり、 $N_{TFCI}$  が、スロットあたり4ビットまでの長さであるようなモードがある。

【0042】

図4に基づいて、本発明は、 $TFCI$  が送信される場合に、パイロットビットの個数  $N_{pilot}$  を2ビット増大させて、スロットあたり最小で7個のパイロットビットにする。

【0043】

しかし、受信機は通常、送信された各  $TFCI$  ビットが受信されるときにそのバイナリ情報を知らないため、 $TFCI$  ビット自体をパイロットビットとして使用することはできない。そのため、 $TFCI$  ビットの以下の2つの性質が活用される。

【0044】

第1に、フレームあたり30個（すなわち、フレームあたり15個のスロットでスロットあたり2個）の  $TFCI$  ビットが、パンクチャド・リード・マラー符号の1符号語を構成する。

【0045】

第2に、 $DPDCH$  の1フレームは、対応する  $DPDCH$  フレームの  $TFCI$  符号語が復号され、 $DPDCH$  フレームの性質が  $TFCL$  ルックアップテーブルから決定された後のみ、逆拡散され処理されることが可能である。

【0046】

$TFCI$  符号語の復号により1つの符号語が得られるが、その復号は正しいか誤っているかのいずれかである。

【0047】

$TFCI$  符号語が誤って復号された場合、その  $TFCI$  符号語に埋め込まれた情報を回復することはできない。しかし、 $TFCI$  復号アルゴリズムは、復号された  $TFCI$  に誤りがないかどうかを判断することはできないため、システムは、得られた  $TFCI$  がこのフレームの正しい  $DPDCH$  状態を示しているかのように進行する。このため、誤ったチャネル化符号、レートマッチングあるいは多重化パラメータが、現在の  $DPDCH$  フレーム

10

20

30

40

50

に適用され、このDPDCHフレームの全データはその結果として失われることになる。この障害は、後続の巡回冗長検査(CRC)で検出される。その後、上位層機能が、このフレームが再送されるよう要求することになる。このような情報の損失は、実質的に、DPDCHのチャンネル推定値の品質とは無関係に起こる。

#### 【0048】

これに対して、TFCI符号語が正しく復号された場合、埋め込まれているTFCI情報が知られ、このフレームのDPDCH状態を正しく判定することができる。この場合、DPDCHのチャンネル推定値が良くなると、BER(ビット誤り率)は低くなる。TFCIから対応するTFCIビットへの一意的なマッピングが存在するため、TFCIを受信機側で再符号化してこのフレームで送信されたTFCIビットを得ることができる。その結果、この場合は、各TFCIビットを、DPDCHのチャンネル推定のための追加パイロットシンボルとして使用することができる。

10

#### 【0049】

本発明のアプローチは、好ましくは、RAKEフィンガと呼ばれるL個の並列処理ユニットを含み、最大比合成MRC(maximal ratio combining)を適用する手段を有する例示的なRAKE受信機で実現される。本発明のアプローチを用いたRAKE受信機の1つのこのようなRAKEフィンガの概略図を図1に示す。これに対して、図5は、本発明のアプローチを用いていない従来技術によるRAKEフィンガを示す。

#### 【0050】

RAKE受信機を使用するのが好ましいのは、WCDMAシステムに適用可能な通常のチャンネルモデルは離散的な広義定常無相関散乱(WSSUS: wide sense stationary uncorrelated scattering)チャンネルモデルであり、その場合、受信信号は、入力信号の遅延レプリカに、独立のゼロ平均複素ガウス時変過程で重みづけしたものの和によって表現されるからである。

20

#### 【0051】

具体的には、 $x(t)$  および  $y(t)$  でそれぞれチャンネル入力および出力の等価な複素ベースバンド表現を表す場合、次式のようになる。

#### 【数1】

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

30

ただし、 $\hat{h}_l(t)$  は、l番目のレプリカに重みづけする複素ガウス過程である。 $\hat{h}_l(t)$  のパワースペクトラム(l番目のパスのドップラースペクトラムと呼ばれる)は、l番目のパスのフェージングのレートを制御する。ドップラースペクトラムは、フェージング環境に依存する。そのバンド幅は、最大ドップラー拡散 $f_D$ によって決定される。項 $\hat{n}(t)$ は、ゼロ平均白色ガウス雑音を表し、これは、他のユーザによる干渉および受信機における追加的な熱雑音をモデル化する。

#### 【0052】

40

RAKE受信機に基づく受信フィルタを適用し、RAKE受信機の1つのマルチパスに対応する1つのRAKEフィンガにおけるDPDCHに対するデスクランプリングおよび逆拡散の後に、得られる離散信号は、次の形に書くことができる。

$$\begin{aligned} y_{1, \text{DPDCH}}(m) &= h_1(m) x_{\text{DPDCH}}(m) + n(m) \\ y_{1, \text{DPDCH}}(m) &= h_1^*(m) x_{\text{DPDCH}}(m) + n(m) \end{aligned} \quad (2)$$

ただし、 $x_{\text{DPDCH}}(m)$  および  $x_{\text{DPDCH}}(m)$  は、前述のように、それぞれDPDCHおよびDPDCHのBPSKシンボルストリームである。信号 $n(m)$ は、等価白色ガウス雑音源を表す。

#### 【0053】

受信機の1つの目的は、受信された $y_{\text{DPDCH}}(m)$  および  $y_{\text{DPDCH}}(m)$  から  $x$

50



$y_{DPCCH}(m)$  および  $x_{DPDCH}(m)$  を推定することである。この目的は通常、2つの主要な段階に分割される。第1段階は、 $h_1(m)$  および  $n(m)$  の効果を最小にするために、 $y_{DPCCH}(m)$  および  $y_{DPDCH}(m)$  を処理する。この段階を前処理という。第2段階は、誤り訂正復号を利用して、もともと送信された2元シンボリストリームを推定する。

【0054】

最適な前処理は、次式を計算するものであることが確立されている。

【数2】

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

このことは、例えば、John G. Proakis, "Digital Communication", McGraw-Hill Book Company, 1989、に記載されている。

【0055】

この前処理を近似的に行うRAKE受信機の各RAKEフィンガは、式(3)の和の項のうちの1つを計算する。ただし、式(3)は、チャネル伝達関数  $h_1(m)$  が1番目のRAKEフィンガで既知であることを要求している。ここで、 $h_1(m)$  を推定するためのさまざまな技術がこれまで提案されている。

【0056】

比較のために図5を参照すると、従来技術によるRAKEフィンガの可能な実現例が示されている。従来技術の受信機は、パイロット支援法と呼ばれる最もふつうのクラスのチャネル推定アルゴリズムのうちの1つを利用する。これは、受信機に事前に既知である送信されたパイロットシンボルに基づくチャネル推定アルゴリズムである。

【0057】

図5による受信機は、受信データから既知のパイロットビットを取り出すことが可能である。こうして受信機は、加法的雑音によって劣化した伝送チャネルの観測値を得る。WCDMAシステムにおけるチャネル伝達関数  $h_1(m)$  は、シンボルレートでサンプリングされるとき狭帯域信号であるため、チャネル推定値は、何らかの形のローパスフィルタリングによって改善することができる。

【0058】

図示のRAKEフィンガの構造は、例示的な3GPPアップリンクの特定の性質、すなわち、パイロットビットがDPCCH内の他の制御情報と多重化されることを考慮に入れている。図5のユニット4によって、パイロットビット位置にある受信データの部分を他の制御ビット位置にある部分から分離した後、パイロットビット情報は、各スロットに対する既知のパイロットパターンを用いて、簡単な乗算5によって取り出される。結果として得られる信号は、チャネルの実際の観測値であり、チャネル推定デバイス6に供給される。チャネルエスティメータ6のための具体的なアルゴリズムは、当業者には知られているように個々のシステム制約に適應されるが、本発明にとっては重要でない。図5に示されるように、DPDCHの1フレーム分の遅延は、フレーム全体が受信された後にしか復号することができないTFCIビットによるものである。図5による従来のRAKE受信機の構造に基づいて、本発明のアプローチを含む改善されたRAKE受信機のRAKEフィンガを図1に示す。ここで、図5と類似または同等の作用手段は同じ参照符号で示される。図1による本発明の受信機は、図5による従来のRAKE受信機と比較して、次のように作用する。

10

20

30

40

50

## 【0059】

各DPDCHフレームの最後に、フレームの30個のTFCIビットが復号され、最尤送信TFCIが決定される。修正された復号デバイス7は、DPDCHフレームを処理するためのDPDCH状態パラメータのみならず、得られたTFCIをも出力する。

## 【0060】

次に、TFCIは、TFCI符号器8に供給される。TFCI符号器8は、送信機側、例えば、移動局内で使用されるTFCI符号器と同一であり、3GPP標準で規定される。TFCI符号器8は、このTFCIに対応する30個のTFCIビットを出力する。

## 【0061】

次に、得られたTFCIビットは、乗算9において、受信データからTFCIビット情報を取り出すために使用される。この操作は、前述のパイロットデータの取り出しプロセス5に比せられる。

10

## 【0062】

次に、得られたデータは、第2チャンネル推定デバイス10に供給される。第2チャンネル推定デバイス10への他の入力は、このDPDCHフレームのパイロット情報や、第1チャンネル推定デバイス6からのチャンネル推定値であることが可能である。第2チャンネル推定デバイス10に供給される新たなチャンネル推定値は、DPDCHデータストリームを補償するために使用される。

## 【0063】

前述のように、TFCIが誤って復号された場合、TFCIビット情報は受信データから正しく取り出されない。その結果、第2チャンネル推定ブロックによって生成されるチャンネル推定値の品質は劣化し、実際には、第1チャンネルエスティメータからのものより悪くなる可能性もある。

20

## 【0064】

これに対して、TFCIが正しく復号された場合、パイロットビットから、および、TFCIビットから第2チャンネルエスティメータ10への入力と、計算されるチャンネル推定値の品質との間には質的な差はなく、あたかもシステムにパイロットビットを追加したかのようになる。

## 【0065】

この改善されたチャンネル推定方式の追加的な数値的複雑さ(計算量)は小さく抑えることができる。TFCI符号化手段8は、簡単なルックアップテーブルとして実現可能であるため、数値的複雑さおよび遅延は無視できる。第2チャンネルエスティメータ10は、以下のようなさまざまな方法で設計可能である。

30

## 【0066】

第1の方法によれば、完全に新たなチャンネル推定値を、初期パイロットシンボルと、TFCIビットから新たに生成されたチャンネル情報とから計算する。しかし、このアプローチは、計算量が大きい。

## 【0067】

このため、本発明の図1の好ましい実施例によれば、第1チャンネル推定手段6からのチャンネル推定値は、TFCI処理からの追加データを用いることによって改善される。ほとんどのチャンネル推定法は線形演算であるため、更新アルゴリズムは容易に設計することができる。さらに、第1および第2のチャンネル推定デバイス6および10は、それらの全体の複雑さが、8個のパイロットビットに対する同等のチャンネルエスティメータより大きくならないように設計することができる。

40

## 【0068】

## 【発明の効果】

このように、本発明によれば、DPDCHを補償するためのチャンネル推定値は、いくつかの重要な場合に改善される。したがって、DPDCHビットのエネルギーを同じままに維持しなければならない場合でも、ある目標BERを受信機で得るために、DPDCHあたりの送信エネルギーを低減することができる。DPDCHにおける送信エネルギーのこの

50

低減は、送信機側で、対応して図2のファクタ<sub>d</sub>を低減することによって達成される。前に指摘したように、送信エネルギーの低減は干渉の減少につながり、その結果、システム全体の容量が増大し、さらに、移動端末の電池寿命が長くなる。

【0069】

注意すべき点であるが、以上では主にアップリンクについて、好ましい実施例に関して本発明の説明をしたが、当業者には明らかなように、本発明は、ダウンリンクでも使用可能であり、具体的なシステム制約に依存した変形が、本発明の保護範囲から離れることなく可能である。

【0070】

特許請求の範囲の発明の要件の後に括弧で記載した番号は、本発明の一実施例の対応関係を示すもので本発明の範囲を限定するものと解釈すべきではない。 10

【図面の簡単な説明】

【図1】TFCIビットを追加パイロットビットとして使用する3GPPアップリンクのための受信機のRAKEフィンガを示す概略図である。

【図2】アップリンクにおける専用物理チャネルのための例示的な変調器を示す概略図である。

【図3】アップリンクにおけるDPDCHおよびDPCCHのフレーム構造を示す図である。

【図4】DPCCHフィールドの可能な組合せを有する例示的なモードを示す図である。

【図5】従来技術による、純粹にパイロット支援チャネル推定のみを使用する、3GPPアップリンクのための受信機のRAKEフィンガを示す概略図である。 20

【符号の説明】

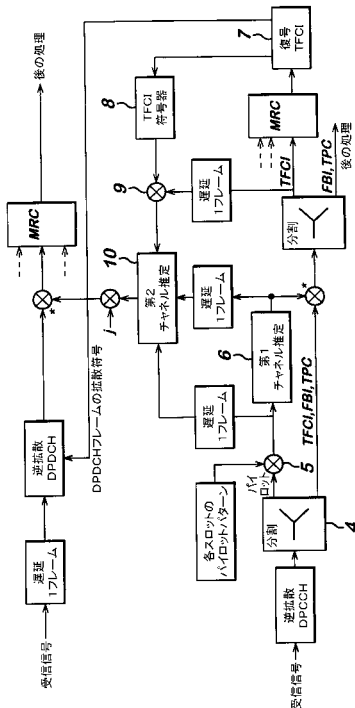
1, 2 拡散器

6 第1チャネル推定デバイス(第1チャネルエスティメータ)

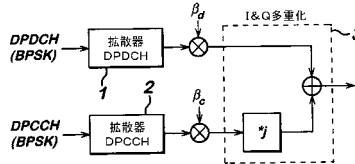
8 TFCI符号器

10 第2チャネル推定デバイス(第2チャネルエスティメータ)

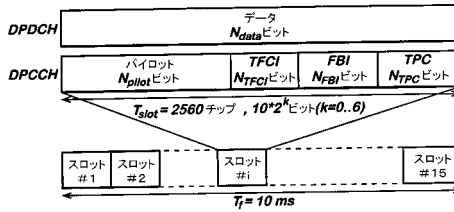
【図 1】



【図 2】



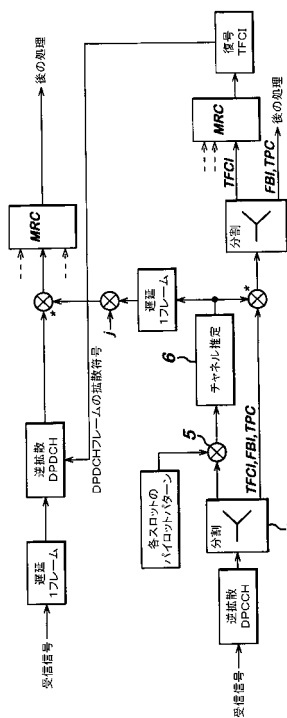
【図 3】



【図 4】

シンボル レート (kps)	ビット/ フレーム	ビット/ スロット	$N_{pilot}$	$N_{TPC}$	$N_{TFCI}$	$N_{FBI}$
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

【図 5】



---

フロントページの続き

- (74)代理人 100091889  
弁理士 藤野 育男
- (74)代理人 100101498  
弁理士 越智 隆夫
- (74)代理人 100096688  
弁理士 本宮 照久
- (74)代理人 100102808  
弁理士 高梨 憲通
- (74)代理人 100104352  
弁理士 朝日 伸光
- (74)代理人 100107401  
弁理士 高橋 誠一郎
- (74)代理人 100106183  
弁理士 吉澤 弘司
- (74)代理人 100081053  
弁理士 三俣 弘文
- (74)代理人 100100505  
弁理士 刈谷 光男
- (72)発明者 ライナー バッハル  
ドイツ連邦共和国、D - 9 0 4 2 5、ニュルンベルク、カール - マイ ヘグ 5
- (72)発明者 ヴォルフファング ヘルムート  
ドイツ連邦共和国、ニュルンベルク、ウィナー ジール 2 0
- (72)発明者 リチャード ラウ  
ドイツ連邦共和国、D - 9 0 4 8 9、ニュルンベルク、ケスラープラッツ 1 3 エー

審査官 佐々木 洋

- (56)参考文献 国際公開第 0 0 / 0 3 6 7 6 0 (WO, A 1)  
国際公開第 0 0 / 0 6 2 4 5 6 (WO, A 1)  
国際公開第 0 0 / 0 7 0 7 7 3 (WO, A 1)  
川上英一郎 他, 「高精度チャネル推定型干渉キャンセラ」, 電子情報通信学会 1 9 9 7 年総合  
大会講演論文集, 電子情報通信学会, 1 9 9 7 年 3 月 6 日, B-5-205

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 13/00-13/06  
H04B 1/69- 1/713