

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4756134号
(P4756134)

(45) 発行日 平成23年8月24日 (2011. 8. 24)

(24) 登録日 平成23年6月10日 (2011. 6. 10)

(51) Int. Cl. F I
HO 3M 13/43 (2006. 01) HO 3M 13/43
HO 4B 1/707 (2011. 01) HO 4J 13/00 400

請求項の数 4 (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2006-546372 (P2006-546372)
 (86) (22) 出願日 平成16年12月14日 (2004. 12. 14)
 (65) 公表番号 特表2007-517447 (P2007-517447A)
 (43) 公表日 平成19年6月28日 (2007. 6. 28)
 (86) 国際出願番号 PCT/IB2004/004190
 (87) 国際公開番号 W02005/064801
 (87) 国際公開日 平成17年7月14日 (2005. 7. 14)
 審査請求日 平成19年12月12日 (2007. 12. 12)
 (31) 優先権主張番号 03300286. 6
 (32) 優先日 平成15年12月23日 (2003. 12. 23)
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)

(73) 特許権者 510000633
 エスティー-エリクソン、ソシエテ、アノ
 ニム
 スイス国ブラン-レーズアト、シュマン、
 デュ、シャン-デー-フィーユ、39
 (74) 代理人 100147485
 弁理士 杉村 憲司
 (72) 発明者 ピエール デマジ
 フランス国 75008 パリ ブールバ
 ール ハイスマン 156 ソシエテ シ
 ヴィル エスパイデ内
 (72) 発明者 ギウセツペ モンタルバノ
 フランス国 75008 パリ ブールバ
 ール ハイスマン 156 ソシエテ シ
 ヴィル エスパイデ内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 復号化方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

受信した D S - C D M A 信号中のシンボル列を復号化する方法であって、
 硬判定ベクトルにおける、各前記シンボルの各三つ組文字要素の確率に基づく値を有する判定しきい値を用いた前記硬判定ベクトルの反復計算を含む方法において、
 受信信号を復調し、これによりシンボル列を生成するステップと、
 前記シンボル列とアダマール復号化行列との行列積を計算するステップと、
 前記シンボル列内の各シンボルの前記三つ組文字要素の等確率を仮定して、判定しきい値の推定値を計算するステップと、
 前記計算した判定しきい値の推定値を用いて、硬判定ベクトルを計算するステップと、
 前記硬判定ベクトルにおける、各前記シンボルの各前記三つ組文字要素の確率の推定値を計算するステップと、
 前記硬判定ベクトルにおける、各前記シンボルの各前記三つ組文字要素の確率の推定値を用いて、判定しきい値を計算するステップと、
 前記硬判定ベクトルを計算するステップ、前記硬判定ベクトルにおける、各前記シンボルの各前記三つ組文字要素の確率の推定値を計算するステップ、及び前記硬判定ベクトルにおける、各前記シンボルの各前記三つ組文字要素の確率の推定値を用いて判定しきい値を計算するステップを、前記判定しきい値の計算が収束するか、あるいは反復回数が所定の最大反復回数に達するまで反復するステップと、
 を具備していることを特徴とするシンボル列の復号化方法。

10

20

【請求項 2】

前記シンボル列が、アキュイジション・インジケータ・チャンネル（AICH）内のアキュイジション・インジケータ（AI）の列であり、さらに：

関係するAIを、前記計算した硬判定ベクトルから、所定の指標を用いて選択するステップを具備していることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項 3】

受信したDS-SSMA信号中のシンボル列を復号化することが可能なユーザ装置であって、硬判定ベクトルにおける、各前記シンボルの各三つ組文字要素の確率に基づく値を有する判定しきい値を用いた前記硬判定ベクトルの反復計算のための手段を具備したユーザ装置において、

前記硬判定ベクトルの反復計算のための手段は、
受信信号を復調し、これによりシンボル列を生成する手段と、
前記シンボル列とアダマール復号化行列との行列積を計算する手段と、
前記シンボル列内の各シンボルの前記三つ組文字要素の等確率を仮定して、判定しきい値の推定値を計算する手段と、

前記計算した判定しきい値の推定値を用いて、硬判定ベクトルを計算する手段と、
前記硬判定ベクトルにおける、各前記シンボルの各前記三つ組文字要素の確率の推定値を計算する手段と、

前記硬判定ベクトルにおける、各前記シンボルの各前記三つ組文字要素の確率の推定値を用いて、判定しきい値を計算する手段と、

前記硬判定ベクトルを計算する手段、前記硬判定ベクトルにおける、各前記シンボルの各前記三つ組文字要素の確率の推定値を計算する手段、及び前記硬判定ベクトルにおける、各前記シンボルの各前記三つ組文字要素の確率の推定値を用いて判定しきい値を計算する手段を、前記判定しきい値の計算が収束するか、あるいは反復回数が所定の最大反復回数に達するまで反復的に動作させる手段と
を含むことを特徴とするユーザ装置。

【請求項 4】

前記シンボル列が、アキュイジション・インジケータ・チャンネル（AICH）内のアキュイジション・インジケータ（AI）の列であり、さらに：

関係するAIを、前記計算した硬判定ベクトルから、所定の指標を用いて選択する手段を具備していることを特徴とする請求項3に記載のユーザ装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

（技術分野）

本発明は、無線デジタル通信システムにおいて伝送されるデータを復号化する方法及び装置に関するものである。

【0002】

（発明の背景）

UMTS（universal mobile telecommunications system：欧州の第3世代移動通信システム）規格において規定されているUMTS通信システムは、少なくともノードB、及びユーザ装置（UE：user equipment）と証する移動電話端末を具備している。ノードB及びUEは共に、送信機及び受信機を具備している。ノードBは、ノードB送信機によってUE受信機にダウンリンクで信号を送信する。UEはUEの送信機によってノードBの受信機にアップリンクで信号を送信する。いくつかのUEが単一のノードBと通信することができる。この場合には、これらのUEは同一セル内にあると言われる。セルは、UEが所定のノードBによるサービスを受ける地理的領域を表わす。

【0003】

アップリンク及びダウンリンク通信では、UE及びノードBは共に、送信する情報及び制御データを論理チャンネルにマッピング（対応付け）する。特に、UMTS規格は、A

10

20

30

40

50

I C H (acquisition indication channel : アクイジション・インジケーション (インジケータ) ・チャンネル) で表わされる論理チャンネルをダウンリンク通信に提供する。U E が新たなノードとの通信を確立しようとする際、即ち新たなセルに加わろうとする際には、U E はこのセルの一部となる許可を求める。この目的のための標準的な手順は、A I C H を使用し、ランダムアクセスと称される。

【 0 0 0 4 】

ランダムアクセス中には、セルへのアクセスを要求するために、U E はプリアンブル (前文) と称される短い情報バースト (情報のかたまり) を送信し、このプリアンブルは長さ 1 6 のアダマール (Hadamard) 符号の形の署名を含む。そして U E は、目標のノード B からの応答を受信するための経過時間中待つ。この経過時間はガード期間と称される。ノード B がプリアンブルをエラーなしに受信した場合には、ノード B はアクイジション・インジケーション (A I : acquisition indication) と称される他のバーストで応答する。

10

【 0 0 0 5 】

U E が所定時間後に A I を受信しなかった場合には、U E は新たなプリアンブルを送信する。ノード B からの応答がない場合には、U E はパワーを増加させてこのプリアンブルを最大回数まで再送信する。プリアンブル再送信の最大回数に達し、かつ正常な A I の受信を達成しなかった場合には、U E はこのランダムアクセス手順の失敗をより上位のネットワーク層に信号伝送する。

【 0 0 0 6 】

A I C H はノード B のメッセージ、即ち A I を搬送して、ランダムアクセスによって特定のセルに加わろうとするすべての U E に確認応答する。A I は三つ組の文字上にマッピングされ、このことは、A I は 1、0、及び - 1 の値をとることができることを意味する。A I は 1 または - 1 に設定されて、ノード B からのそれぞれ肯定または否定の確認応答を表わす。ノード B が U E によって要求されたサービスを提供不能である場合には、A I は 0 に設定される。

20

【 0 0 0 7 】

すべての A I はノード B によって単一チャンネル A I C H 上に送信され、すべての U E が、すべての U E に向けられたこれらすべての A I を受信する。このことは、各 U E は、この特定 U E 向けではなくてもすべての A E 中のすべての情報を復号化しなければならないことを意味する。従って、A I 中の情報の効率的な復号化を如何に実行するかが問題となる。

30

【 0 0 0 8 】

【非特許文献 1】 J. G. Proakis, "Digital communications", Mc Graw Hill, 3rd Edition

【 0 0 0 9 】

従来技術によれば、当業者にとって周知の標準的なブロックコード (符号) 復号化技術 (例えば、J. G. Proakis, "Digital communications", Mc Graw Hill, 3rd Edition, 436 ~ 460 ページ) は、A I の効率的な復号化を実行することができない。

【 0 0 1 0 】

(発明の概要)

40

従って本発明の目的は、A I C H 中の情報の効率的な復号化を実行する方法の問題を解決することにある。

【 0 0 1 1 】

本発明は、次のものを提供することによってこの問題を解決する :

- 硬判定 (ハード・デシジョン) ベクトルにおける、各シンボルの各三つ組文字要素の確率に基づく値を有する判定しきい値を用いた硬判定ベクトルの反復計算を含む、受信した D S - C D M A (direct sequence-code division multiple access : 直接拡散による符号分割多重接続) 信号中のシンボル列を復号化する方法 ; 及び、
- 硬判定ベクトルにおける、各シンボルの各三つ組文字要素の確率に基づく値を有する判定しきい値を用いた硬判定ベクトルの反復計算の手段を具えた、受信した D S - C D M A

50

信号中のシンボル列を復号化することができるユーザ装置。

【 0 0 1 2 】

本発明による方法は、受信した D S - C D M A 信号中のシンボル列の復号化を含み、硬判定ベクトルにおける、各シンボルの各三つ組文字要素の確率に基づく値を有する判定しきい値を用いた硬判定ベクトルの反復計算を含む。

【 0 0 1 3 】

好適例では、この方法は複数のステップを含み、次のステップを含む：

- 受信した信号を復調し、これによりシンボル列を提供するステップ；
- 前記シンボル列とアダマール復号化行列（マトリクス）との行列積を計算するステップ；
- 前記シンボル列中の各シンボルの三つ組文字要素の等確率を（確率が等しいものと）仮定して、判定しきい値の推定値を計算するステップ；
- 前記計算した判定しきい値を用いて硬判定ベクトルを計算するステップ；
- 前記硬判定ベクトルにおける、各シンボルの各三つ組文字要素の確率の推定値を計算するステップ；
- 前記硬判定ベクトルにおける、各シンボルの各三つ組文字要素の確率の推定値を用いて判定しきい値を計算するステップ；
- 判定しきい値が収束するか、あるいは反復の回数が所定の最大反復数に達するまで、前記硬判定ベクトルを計算するステップ、前記硬判定ベクトルにおける、各シンボルの各三つ組文字要素の確率の推定値を計算するステップ、及び前記硬判定ベクトルにおける、各シンボルの各三つ組文字要素の確率の推定値を用いて判定しきい値を計算するステップを反復するステップ。

【 0 0 1 4 】

従来技術と比べて、本発明は大いに効果的である。即ち、理想的な条件下、即ち正規化された信号振幅（あるいは先験的に知られている信号振幅）を有する A W G N（adaptive white Gaussian noise：適応白色ガウスノイズ）チャンネルの存在下では、A I C H の復号化に標準的なブロック復号化を採用することができるが、以下に説明するように、本発明ほど効率的ではない。

【 0 0 1 5 】

A W G N チャンネル下での古典的なアダマール最尤（M L : maximum likelihood）復号化は一般に、受信した符号列にアダマール逆行列を乗算することによって行われる。硬判定は結果的な復号化列から求めることができる。

【 0 0 1 6 】

適用すべき M L 基準のために、しきい値を計算して判定領域を定める必要がある。A I が三つ組文字 1, 0, 1 にマッピングされる A I C H の特定の場合には、2つのしきい値を必要とする。理想的な A W G N チャンネル及び既知の信号振幅の下では、しきい値はこの信号振幅の 0.5 倍及び - 0.5 倍の所に容易に見つけることができる。実際には、これらのしきい値は、受信機の R F - ベースバンドのフロントエンドを伴う実際の伝播条件、及び時間と共に変動する A I C H 物理チャンネルのパワーレベルに依存する。

【 0 0 1 7 】

これらすべてのパラメータを受信機レベルで推定することは実現可能ではあるが、計算密度が高く、実現の意味で費用効果的ではない。さらに、適切な推定器を受信機内に実現したとしても、しきい値調整メカニズムも実現すべきであり、追加的な複雑性を生み出す。最終的に、推定誤差がしきい値計算の精度に重大な影響を与え、潜在的に貧弱なデコーダ（復号化器）性能へと導く。

【 0 0 1 8 】

従って、本発明の利点は、利用可能な情報のすべてを最適に利用することによる A I C H の効率的な復号化を提供することにある。さらなる利点は、本発明による A I C H デコーダは、あらゆる種類の U M T S 受信機内で実現することができ、A I C H チャンネルのパワーの先験的知識は必要なく、即ち「ブラインド・アスペクト（知識なしの態様）」で

10

20

30

40

50

あり、リアルタイム（実時間）システムにおける実際上の複雑性の制約を満足すべく実現することができる。

【0019】

（好適な実施例）

以下、本発明の好適な実施例について図面を参照しながら説明する。

【0020】

図1に、一般的なUMTSシステム100を図式的に示す。ユーザ装置（UE）101は、アップリンク105及びダウンリンク107経由でノードB103と通信する。ノードB103は、無線ネットワーク・コントローラ109経由でコアネットワーク111に接続されている。コアネットワーク111には、他のネットワーク113、例えば他のコアネットワーク、移動通信ネットワーク（PLMN：public land mobile network）、固定回線電話ネットワーク（PSTN：public switched telephone network：公衆回線網、加入電話網）、あるいは、任意数の装置及び加入者にサービスを提供するあらゆる種類のデータ通信ネットワークが接続される。当業者には明らかなように、このシステムは、端末115で表わすほとんど任意数のユーザ端末、及びそれぞれノードB117及びRNC（radio network controller：無線ネットワーク・コントローラ）119で表わす任意数のノードB及びRNCを具えることができる。

10

【0021】

図2に、本発明によるユーザ装置200を図式的ではあるが幾分より詳細に示し、このユーザ装置は図1に示すシステム100における使用に適し、以下に説明する本発明による方法を実行することができる。図2のユーザ装置200は、図1に示すUE101、115のいずれとすることもできる。

20

【0022】

UEはメインコントローラ（主制御器）209によって制御され、メインコントローラ209は、RFトランシーバ203、内受信機（またはチャンネル・イコライザ（等化器））205、及びチャンネルデコーダ207の動作を制御する。コントローラ209には、メモリ211及び入力/出力ユニット213も接続されている。入力/出力ユニット213にはスピーカ215、マイクロホン217、キーボード219、及びディスプレイ221が接続され、システム100内の他のユーザと通信する際にUEを使用するのに便利な手段をユーザに提供する。

30

【0023】

ノードB103は、送信機を使用することによって、ダウンリンク107上のUE内の受信機に信号を送信する。UEは、UEの送信機によって、アップリンク105内のノードBの受信機に信号を送信する。

【0024】

アップリンク及びダウンリンク通信では、UE及びノードB103は共に、送信すべきデータを論理チャンネルにマッピング（対応付け）する。特に、UMTS規格はダウンリンク107上に、アキュジション・インジケータ・チャンネル（AICH）で表わされる論理チャンネルを提供する。

【0025】

ダウンリンク通信中には、ノードB103は、ノードBのセル内のUEに送信される論理チャンネルに送信パワーを割り当てる。割り当てられた送信パワーは、いくつかの制約を満足するために最適化されることになる。実際には、特定のUEに割り当てられるパワーは、同じセル内の他のUEへの妨害を最小にするために最小化しつつ、要求された種類のサービスをサポートするのに受信信号強度が十分であることを保証する（即ち、特定のUEによって要求されたサービスをサポートするのに必要なリンク品質を保証する）のに十分高くすべきである。さらに、パワー割り当ては、伝播条件、セル負荷（同一セル内のUEの数、及び関連する品質要求）、及びユーザのサービス需要の変化にも動的に適応しなければならない。これらの要素のすべてがリンク品質に影響する。

40

【0026】

50

ダウンリンクにおけるUE、及びアップリンクにおけるノードBの内受信機はそれぞれ、受信信号を処理して、伝播チャンネルの不所望な効果を補償し妨害を軽減して、外受信機の性能を最適化する。外受信機の性能は、内受信機の出力に供給される復号化すべき信号に関連する信号対妨害比(SIR: signal-to-interference ratio)に強く依存する。従って、まず第1に、従来の内受信機の目標は、その出力におけるSIRを最小化して外受信機の性能を最大化することにある。

【0027】

(DS-CDMAにおけるデータ送信及び受信)

特定ユーザ向けの情報を送信するために、ソース情報データは、ソース符号化技術によって二進文字、即ちビットに適正にマッピングされる。そして、考慮中の論理チャンネルに応じて、これらのビットは、適切なチャンネル符号を用いて、送信中に劣化を生じさせるすべてのもの(ノイズ(雑音)、妨害)から情報ビットを保護することによってチャンネル符号化することができる。AICHの特別な場合には、チャンネル符号化が存在しない。そしてチャンネル符号化されたビットは、特定の変調方式(例えば、当業者にとって周知のQPSK(quadratic phase shift keying: 4相位相シフト符号化)変調、ここでは2ビットが1つのシンボルにマッピングされる)に従ってこれらのビットをシンボル(記号)にマッピングすることによって変調される。そしてUMTSのようなDS-CDMAシステムでは、これらのシンボルは、特定の拡散シーケンスでフィルタ処理することによってより広い帯域に拡散される。拡散されたシンボルは通常、チップと称する。なお、チップ期間の持続時間はシンボル期間の持続時間よりも、上記拡散操作における帯域拡大率におよそ等しい倍率だけ小さい。この倍率は、シンボル期間当りのチップ数に等しく、拡散率と称する。

【0028】

異なるソースからの情報ビットを搬送するシンボル列は異なる拡散シーケンスによって拡散され、これにより複数のユーザが同じ帯域を共用し、受信機が、ユーザ特有の拡散シーケンスの知識に基づいて所望のデータシンボル列を区別して復元することができる。そして得られたチップは、パルス整形フィルタ(UMTSの場合にはルートコサインフィルタ)によってフィルタ処理され、ディジタル-アナログ(D/A)変換される。そして結果的なアナログ信号は無線周波数に変調されて、ノードBのアンテナによってダウンリンクで送信されるか、あるいはUEのアンテナによってアップリンクで送信される。ダウンリンクにおけるUEのアンテナで受信した無線周波数信号、あるいはアップリンクにおいてノードBのアンテナで受信した無線周波数信号は復調されてベースバンド(あるいは中間周波数IF(intermediate frequency))に戻され、アナログ-ディジタル(A/D)変換されてディジタル・ベースバンド信号が生成される。

【0029】

UEまたはノードBの受信機はこのベースバンド信号を処理して、関係ユーザが意図した有用な情報を復元する。この目的のために、上記受信機は、有用なデータの送信に関連する送信機チェーン(連鎖)のカスケード(縦続)、実際の無線伝播チャンネル、及びA/D変換までの受信機チェーンを推定する必要がある。一般に、このカスケードは単にチャンネルと称され、チャンネル推定とは一般に、チャンネルを推定するために実行すべき手順の組を表わす。

【0030】

チャンネル推定に基づいて、内受信機またはチャンネル・イコライザは、所望信号の寄与分を最大化し妨害の寄与分を軽減すべく設定される。換言すれば、内受信機は出力のSIRを最大にしようとする。内受信機の出力は外受信機またはチャンネルデコーダに送られ、外受信機は、送信機において実行されたチャンネル符号化操作を実際に元に戻すことによって有用なビット列を復元する。内受信機の出力におけるSIRが高いほど、信号復号化誤差確率の意味での外受信機の性能がより良くなる。

【0031】

以下に、DS-CDMAにおけるデータ送信及び受信の詳細な数学的記述が続く、AI

10

20

30

40

50

C H復号化の数学的がこれに続き、図3を参照した、A I C H復号化を実現する方法のステップ毎の説明で終わる。

【0032】

(信号及びチャンネルモデル)

一般的なDS-SS-CDMAの信号及びチャンネルモデルが提供される。

【0033】

(一般的な受信信号モデル)

インパルス応答 $h(t, \tau)$ を有するマルチパス・チャンネルを通じた信号 $s(t)$ の送信の一般的な場合を考える。A/D変換前の、連続時間の複素ベースバンド受信信号は次式のようにモデル化される：

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (1)$$

ここに、 $x(t)$ は、受信信号の有用なデータから成る部分を表わし、 $n(t)$ はノイズパルス妨害項を表わす。信号 $x(t)$ は次式で与えられる：

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, t - \tau) z(\tau) d\tau \quad (2)$$

ここに、 $h(t, t - \tau)$ は時共変(時間と共に変化する)チャンネル・インパルス応答を表わし、

【数1】

$$z(t) = \sum_k a(k) \psi(t - kT_c) \quad (3)$$

は、送信機におけるD/A変換後の送信信号を表わし、 T_c はチップ期間を表わし

$$a(k) = s(\lfloor k/M \rfloor) d(k)$$

であり、ここにMは拡散倍率を表わし、

$\lfloor \cdot \rfloor$

は床関数の演算子を表わす。これに加えて、シンボル期間を $T_s = MT_c$ で表わす。さらに、 $s(n)$ はn番目の変調シンボル(例えばQPSK)を表わし、 $d(k)$ は拡散シーケンスのk番目のチップを表わし、そして $\psi(t)$ は、システム帯域を制限するパルス整形フィルタを表わす。

【0034】

なお、このモデルは、UMTS、IMT-2000、及びIS-95規格によって規定されるDS-SS-CDMAシステムのようないくつかの拡散層を有するシステムが用いることができる。

【0035】

チャンネル $h(t, \tau)$ は、J. G. Proakis, "Digital communications", McGraw Hill, 3rd Edition, 1995に記載のレイリー・フェージング(減衰)及びマルチパス応答を有する広義の定常無相関拡散モデルに従うものと仮定し、次式の通りであり：

【数2】

$$h(t, \tau) = \sum_{p=1}^P c_p(t) \delta(\tau - \tau_p) \quad (4)$$

ここに、Pはマルチパス成分の数を表わし、 $c_p(t)$ 及び τ_p は、p番目のマルチパス成分に関連する時共変複素係数及び伝播遅延を表わす。マルチパス複素係数 $c_p(t)$ は、UE及びその周辺の散乱物体(例えば建物、丘、しかし他の移動物体も)のノードBに対する速度に依存する。(1)式で表わされる信号 $y(t)$ はA/D変換されて、離散時間信号y

10

20

30

40

50

$[i] = y(iT_c / Q)$ が生じ、ここに Q はチップレートに対するオーバーサンプリング倍率を表わす。信号 $y[i]$ は内受信機によって処理することができ、内受信機は線形の時共変フィルタ $f[i, n]$ としてモデル化することができ、出力の離散時間信号を次式のシンボルレートで発生する：

$$r[n] = [n]s[n] + [n] \quad (5)$$

ここで、一般性を失うことなしに、 $|s[n]| = 1$ 、及び次式を仮定する：

【数3】

$$r[n] = \sum_{i=0}^{L+MQ-1} f[i, n] y(nT_s - iT_c / Q), \quad 10$$

$$\alpha[n] = \sum_{i=0}^{L+MQ-1} f[i, n] h(nT_s - iT_c / Q, nT_s),$$

ここに、 $h[i, n] = h(iT_c / Q, nT_s)$ は、チャンネル及び内受信機フィルタのカスケードの応答を表わし、 $[n]$ は、内受信機の出力におけるノイズパルス妨害項を表わし、このノイズパルス妨害項は簡単のため、ゼロ平均の複素円対称白色ガウス付加ノイズ(AWGN)としてモデル化する。 20

【0036】

以下では、肩文字(上付き文字) $(\cdot)^T$ 及び $(\cdot)^H$ はそれぞれ、転置及びエルミート転置を表わす。

【0037】

(ブライントAICHデコーダ)

(AICH送信)

ここで、AICH復号化を説明する。 $b = [b_1 \dots b_{16}]^T$ はアキュイジション・インジケータ列ベクトル(16×1)を表わし、その要素は $i = 1, \dots, 16$ について $b_i \in \{0, +1, -1\}$ なるものとする。シンボルは全く同様に仮定する。

ベクトル $b = [b_1 \dots b_{16}]^T$ から成るシンボルはまず次式のようにマッピングされ：

30

【数4】

$$b' = \frac{1+j}{\sqrt{2}} b$$

そして次式のようにブロック符号化され：

$$s = H b'$$

ここに H は 16×16 のアダマール符号化行列を表わす。結果的な符号化シンボルはベクトルから成り、そして前記モデルに従って拡散され、スクランブルされ、そしてパルス整形される。そして、結果的な信号はデジタル-アナログ変換され、無線周波数に変調されて送信される。 40

【0038】

(AWGNチャンネル)

平坦で遅いフェージングを伴う白色ガウス付加ノイズ・チャンネルを仮定する。フェージングの場合、コヒーレンス時間は2スロットより大きいものとする。送信信号 s は4096チップ(2スロット未満)にわたって拡散され、チャンネルは結果的に、観測窓(ウィンドウ)上では平坦であるものと考えられる。

【0039】

内受信機の出力では、信号は次式：

$$r[n] = s[n] + [n]$$

50

のように書くことができ、複素円対称ガウス分布

$N_C(\mathbf{0}, \sigma_r^2 \mathbf{I})$

に従う $[n]$ を伴う。はいくつかの寄与分、即ち A I C H 物理チャンネルのパワーレベル、伝播条件、受信した R F からベースバンドへの変換ゲイン、及び内受信機のインパルス応答をモデル化する実ゲイン（利得）率である。

【 0 0 4 0 】

（復調）

復調信号 r' （ 16×1 ）は次式で与えられる：

【数 5】

$$r' = \operatorname{Re} \left\{ \frac{(1-j)}{\sqrt{2}} \cdot r \right\}$$

【 0 0 4 1 】

（ブラインド A I C H デコーダ）

r' に復号化行列、即ち H^{-1} を乗算する。アダマール行列の特性により、

$$H^{-1} = \frac{1}{16} H$$

が得られる。 g は、復号化行列の軟判定（ソフト・デシジョン）値出力を表わすものとし、即ち次式の通りであり：

【数 6】

$$g = \frac{1}{16} H \cdot r' = \alpha \cdot \hat{b} \quad (6)$$

ここに

\hat{b}

は、アキュジション・インジケータ・ベクトル b の推定値であり、結果的に、次式のようになる：

【数 7】

$$\hat{b} = \frac{g}{\alpha} \text{ and } \hat{b}_i \in \{-1, 0, +1\} \text{ for } i = 1, \dots, 16.$$

【 0 0 4 2 】

「ブラインド」の態様は、 α の先験的知識が存在しない、ということから来る。一般に、このアルゴリズムは A I C H チャンネルのパワーレベルの知識なしに、そして受信機の総ゲイン（無線モジュールのゲイン + 内受信機のゲイン）の推定値なしに適用することができる。逆に、このアルゴリズムを U E 内で実現する場合には、ノード B は A I C H パワー情報を送信する必要はない（オーバーヘッドをいくらか回避する）。

【 0 0 4 3 】

式 6 は次式の推定モデルを導く：

$$g = \alpha \cdot b + n$$

ここに、 n は実ガウス分布

$N(\mathbf{0}, \sigma_n^2 \mathbf{I})$

に従う。

ブラインド A I C H デコーダはこの関係を用いて、
 $\hat{\alpha}$

及び
 $\hat{\mathbf{b}}$

を共に推定する。このことは、システムが「凍結する」(推定値

$\hat{\alpha}$

10

及び
 $\hat{\mathbf{b}}$

が安定になる)まで反復的な方法で行うことができる。

【0044】

以下では、ゼロ平均値の A W G N、及び b 中の各要素の先験的確率 (1 / 3) により、問題を対称的なものとして考察する。

結果的に、判定方式は図 4 に示すものとすることができ、ここに判定しきい値は $T = (/ 2)$ である。

20

例えば、反復 () における操作を考える：

K_- : g 内の厳密に負の要素数

K_+ : g 内の正 (または 0) の要素数

n_0 : 事象 " $g_i = 0$ " の発生数

n_{-1} : 事象 " $g_i = -1$ " の発生数

i が例えば $g_i < 0$ であれば (g 内に少なくとも 1 つの負数が存在すれば)、次式となる：

【数 8】

$$M_- = \frac{1}{K_-} \left| \sum g_i \right| \approx \frac{n_{-1} \cdot \alpha + n_0 / 2 \cdot 0}{K_-} = \frac{n_{-1} \cdot \alpha}{3/2 \cdot n_{-1}} = \frac{2}{3} \cdot \alpha$$

$$\Rightarrow \hat{\alpha}_-^{(0)} \approx \frac{3}{2} \cdot M_-$$

30

【0045】

この推定値は対称であるので、g 内の正の要素についても同じことが言え、反復 0 回での他の推定値が得られ、

$\hat{\alpha}_+^{(0)}$

と称する。i が例えば $g_i = 0$ であれば (g 内に少なくとも 1 つの正値が存在するものと仮定すれば)、次式となる：

40

【数 9】

$$M_+ = \frac{1}{K_+} \left| \sum g_i \right| \approx \frac{2}{3} \cdot \alpha$$

$$\Rightarrow \hat{\alpha}_+^{(0)} \approx \frac{3}{2} \cdot M_+$$

$\hat{\alpha}^{(0)}$

50

は反復 0 回における推定値を表わすものとする：

場合 1： K_- 及び K_+ が 0 とは異なる

【数 1 0】

$$\tilde{\alpha}^{(0)} = \frac{1}{2} \cdot (\tilde{\alpha}_+^{(0)} + \tilde{\alpha}_-^{(0)}) = \frac{3}{4} \cdot (M_+ + M_-)$$

場合 2： K_+ のみが 0 とは異なる

【数 1 1】

$$\tilde{\alpha}^{(0)} = \alpha_+^{(0)} = \frac{3}{2} \cdot M_+$$

10

場合 3： K_- のみが 0 とは異なる

【数 1 2】

$$\tilde{\alpha}^{(0)} = \tilde{\alpha}_-^{(0)} = \frac{3}{2} \cdot M_-$$

【0 0 4 6】

ここで、

20

$\tilde{\alpha}^{(0)}$

の第 1 推定値があり、図 4 に示す判定方式を適用すれば、次式の規則（ルール）に従う b

の第 1 推定値

$\hat{b}^{(0)}$

が得られる：

$i = 0, \dots, 15$ について：

30

【数 1 3】

$$\hat{b}_i^{(0)} = 1 \text{ if } g_i > \frac{\tilde{\alpha}^{(0)}}{2} \quad (7)$$

$$\hat{b}_i^{(0)} = 0 \text{ if } |g_i| \leq \frac{\tilde{\alpha}^{(0)}}{2}$$

$$\hat{b}_i^{(0)} = -1 \text{ if } g_i < -\frac{\tilde{\alpha}^{(0)}}{2}$$

40

【0 0 4 7】

ここで、反復 k 回 ($k > 0$) における操作を考える。

反復 0 回と同様に、推定値

$\tilde{\alpha}^{(k)}$

が得られ、そしてこれを用いて

$\hat{b}^{(k)}$

50

が得られる。しかし、主な違いは、

$$\tilde{\alpha}^{(k)}$$

は

$$\hat{\mathbf{b}}^{(k-1)}$$

の関数となる、ということにある。

【 0 0 4 8 】

一部の変数は反復 k 回において定義する必要がある：

10

$n_+^{(k)}$: ベクトル $\hat{\mathbf{b}}^{(k)}$ 内の ” + 1 ” の個数

$n_-^{(k)}$: ベクトル $\hat{\mathbf{b}}^{(k)}$ 内の ” - 1 ” の個数

i が例えば $g_i < 0$ であり、

$$n_-^{(k-1)} \neq 0$$

20

の場合には、次式となる：

【 数 1 4 】

$$\tilde{\alpha}_-^{(k)} = \frac{|\sum g_i|}{n_-^{(k-1)}}$$

i が例えば $g_i > 0$ であり、

$$n_+^{(k-1)} \neq 0$$

30

の場合には、次式となる：

【 数 1 5 】

$$\tilde{\alpha}_+^{(k)} = \frac{|\sum g_i|}{n_+^{(k-1)}}$$

そして次式が得られる：

【 数 1 6 】

40

$$\tilde{\alpha}^{(k)} = \frac{1}{2} \cdot (\tilde{\alpha}_+^{(k)} + \tilde{\alpha}_-^{(k)})$$

【 0 0 4 9 】

$n_+^{(k-1)} = 0$ の場合には、上式は $\tilde{\alpha}^{(k)} = \tilde{\alpha}_-^{(k)}$ のように簡略化され、

$n_-^{(k-1)} = 0$ の場合には、上式は $\tilde{\alpha}^{(k)} = \tilde{\alpha}_+^{(k)}$ のように簡略化される。

【 0 0 5 0 】

最後に、反復 0 回と同じ判定規則、即ち (7) 式によって説明した規則を用いて、推定値

50

$\hat{\mathbf{b}}^{(k)}$

が

$\tilde{\alpha}^{(k)}$

の関数として得られる。

【 0 0 5 1 】

理論的には、

$\hat{\mathbf{b}}^{(k)}$

10

が収束するまで（即ち、システムが「凍結」するまで）反復すべきである。一般に 3 回の反復で十分であることがシミュレーションによって示されている。

【 0 0 5 2 】

そして最終ステップは、

$\hat{\mathbf{b}}^{(k)}$

20

の推定値の中から、特定の UE に関する唯一の AI を選択することから成る。この AI の指標（インデックス）はノード B によって提供される。

【 0 0 5 3 】

ここで図 3 に戻って説明する。以上で数学的に説明したアルゴリズムを、方法における複数のステップによって説明する。この方法は、ユーザ装置、例えば図 1 及び 2 を参照して上述したユーザ装置 100、200 の制御ユニットにおいてソフトウェア命令によって実現することが好ましい。

【 0 0 5 4 】

この方法は、あらゆる U M T S ベースバンド受信機、例えば通常のレーク受信機内での実現に適している（レーク受信機は当業者にとって周知である）。

【 0 0 5 5 】

この方法は予備計算を含み、この予備計算は、A I C H についての伝播チャンネルのモデルを用意することを含み、このモデルは、無相関散乱の広義の定常モデルに従う有限数 P の分離したマルチパス成分の線形重ね合わせであり、このマルチパス成分は時共変複素係数及び遅延によって特徴付けられる。

【 0 0 5 6 】

さらなる予備計算は、内受信機の出力における A I C H 論理チャンネルに対応する受信信号の離散時間バージョン（版）を構成することである。

【 0 0 5 7 】

そして、A I C H 復号化は次の通りである：

- 復調ステップ 301 では、A I C H に対応する内受信機の出力における受信信号のシンボル変調を復調する（元に戻す）。

- 乗算ステップ 302 では、復調ステップ 301 で得られた信号とアダマール復号化行列との行列積を計算する。

- 推定ステップ 303 では、各 AI 三つ組文字要素 { - 1 , 0 , 1 } の等確率を仮定して判定しきい値を推定する。

- 計算ステップ 304 では、推定ステップ 303 で計算したしきい値を用いて、乗算ステップ 302 の出力上の硬判定（ - 1 , 0 または 1 ）を計算する。

- 推定ステップ 305 では、計算ステップ 304 で得られた、硬判定ベクトルにおける各

30

40

50

要素 { - 1 , 0 , 1 } の確率を推定する。

- 計算ステップ 306 では、新たな判定しきい値を計算するが、推定ステップ 303 のように各 AI 文字要素の等確率を仮定する代わりに、推定ステップ 305 で推定した確率を用いる。

- 判定ステップ 307 では、上記判定しきい値が固定値に収束するか、あるいは、最大反復回数に達した場合に、ステップ 304 ~ 307 を反復実行すべきか、反復プロセスを中止して選択ステップ 308 を実行すべきかを判定する。

- 選択ステップ 308 では、ハード判定ベクトル要素から、UE に関係する唯一の AI を選択する (この AI の指標はノード B によって与えられる)。

【0058】

なお、本発明は上述した実施例に限定されず、請求項に規定した本発明の範囲を逸脱することなしに変更及び変形を加え得る。

【0059】

特に、本発明は上述した U M T S 用途に限定されない。本発明は、D S - C D M A、あるいは通信規格が受信機にとって未知のシンボルまたは信号波形を含む論理チャンネルの存在を目論む他の無線通信システム用途の範囲内で用いることができる。

【0060】

なお、本発明による方法は上述した実現に限定されない。ハードウェアまたはソフトウェアの単一アイテムがいくつかの機能を実行できるものとするれば、ハードウェアまたはソフトウェア、あるいはその両方のアイテムによって本発明による方法の機能を実現する多数の方法が存在する。本発明は、ハードウェアまたはソフトウェア、あるいはその両方のアイテムのアセンブリ (組立体) が 1 つの機能を実行することを排除しない。例えば、アルゴリズムのステップを組み合わせて、これにより、チャンネル推定の方法を変更することなしに、本発明による送信ビーム形成により単一機能を形成することができる。

【0061】

上記ハードウェア及び/またはソフトウェア・アイテムはいくつかの方法で実現することができ、例えばそれぞれ配線された電子回路によって、あるいは適切にプログラムされた集積回路によって実現することができる。この集積回路は、コンピュータ内、移動通信ハンドセット (送受話器) 内、基地局 (ベース・ステーション) 内、あるいは他のあらゆる通信システム装置内に含めることのできる受信機の一部となる。この受信機は、特定種類の通信サービスをサポートするのに必要な動作 (即ち、デスクランブル (スクランブル解除)、デスプレッド (拡散を元に戻す)) を行うべく構成された受信機の手段を具え、この手段は上述したように、ハードウェアまたはソフトウェア・アイテムである。

【0062】

上述したように、上記手段は、1 つの機能を実行するハードウェアまたはソフトウェア、あるいはその両方の組立体、あるいはいくつかの機能を実行する単一アイテムとすることができる。

【0063】

上記集積回路は一組の命令を具えている。従って、例えばコンピュータ・プログラミングメモリ中、あるいは独立した受信機メモリ中に含まれるこれら一組の命令は、コンピュータまたは受信機に推定方法の異なるステップを実行させる。

【0064】

これら一組の命令は、データ担体、例えばディスクを読み取ることによって上記プログラミングメモリ中にロードすることができる。サービスプロバイダは、これら一組の命令を、通信ネットワーク、例えばインターネット経由で利用可能にすることもできる。

【0065】

「具える」及びその活用形は、請求項に規定した以外のステップまたは構成要素の存在を排除するものではないことは明らかである。請求項に規定したステップまたは要素は、これらのステップまたは要素が複数存在することを排除するものではない。

【図面の簡単な説明】

10

20

30

40

50

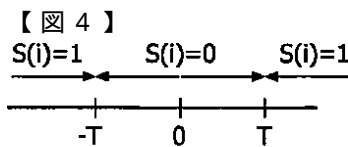
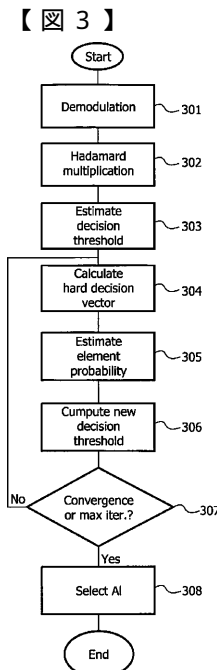
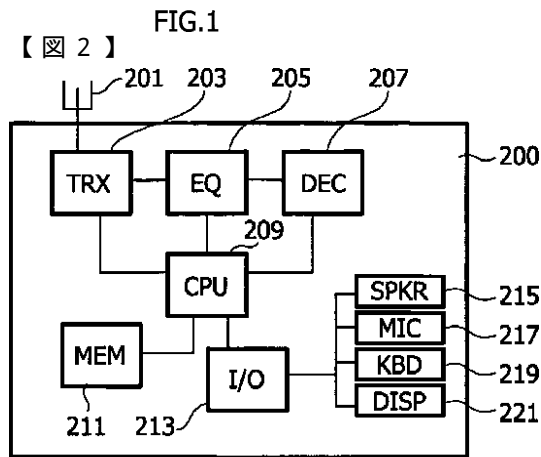
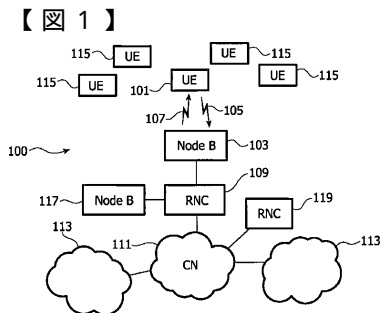
【 0 0 6 6 】

【 図 1 】 本発明による通信端末を含むシステムを図式的に示す図である。

【 図 2 】 本発明による通信端末を図式的に示す図である。

【 図 3 】 本発明による方法のフローチャートである。

【 図 4 】 ソフト A I C H 復号化の判定領域を示す図である。



フロントページの続き

審査官 渡辺 未央子

(56)参考文献 特開2003-229787(JP,A)
特表2005-532733(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H03M 13/00
H04B 1/707