

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4267571号
(P4267571)

(45) 発行日 平成21年5月27日 (2009. 5. 27)

(24) 登録日 平成21年2月27日 (2009. 2. 27)

(51) Int. Cl.

F I

HO 4 J	99/00	(2009. 01)	HO 4 J	15/00	
HO 4 B	1/69	(2006. 01)	HO 4 J	13/00	C
HO 4 B	7/06	(2006. 01)	HO 4 B	7/06	
HO 4 B	7/08	(2006. 01)	HO 4 B	7/08	D
HO 4 J	11/00	(2006. 01)	HO 4 J	11/00	

請求項の数 5 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2004-514518 (P2004-514518)
 (86) (22) 出願日 平成15年6月2日 (2003. 6. 2)
 (65) 公表番号 特表2005-530434 (P2005-530434A)
 (43) 公表日 平成17年10月6日 (2005. 10. 6)
 (86) 国際出願番号 PCT/CN2003/000425
 (87) 国際公開番号 W02004/002036
 (87) 国際公開日 平成15年12月31日 (2003. 12. 31)
 審査請求日 平成17年2月21日 (2005. 2. 21)
 (31) 優先権主張番号 02121410.7
 (32) 優先日 平成14年6月20日 (2002. 6. 20)
 (33) 優先権主張国 中国 (CN)

(73) 特許権者 504361551
 大唐移動通信設備有限公司
 中華人民共和国 100083 北京市海
 淀区学院路40号
 (74) 代理人 100079049
 弁理士 中島 淳
 (74) 代理人 100084995
 弁理士 加藤 和詳
 (74) 代理人 100085279
 弁理士 西元 勝一
 (72) 発明者 王映民
 中華人民共和国 100083 北京市
 海淀区学院路40号

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周波数選択減衰チャネルの時空符号化及び復号化方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

周波数選択減衰チャネルの時空符号化及び復号化方法であって、

A. エンコーダが、時空直交符号化方法の処理単位として入力データのタイムスロットの二の独立データ・フィールドを採用し、該独立データ・フィールドを符号化し、二のデータ・ベクトルを生成することにより、二のダイバーシティ信号を形成し、同時に、各々のダイバーシティ・アンテナを介して、該二のダイバーシティ信号を送信し、

B. 端末が、前記二のダイバーシティ信号を受信し、該二のダイバーシティ信号間の非直交による相互干渉を放置し、

C. 前記端末が、マルチパス干渉及びマルチユーザ干渉による前記二のダイバーシティ信号への影響のみを考慮してジョイント検出を実行することにより、該ジョイント検出の結果を示す復号化結果を取得し、

D. 前記ジョイント検出の結果に基づく干渉中和方法をインプリメントすることによって非直交による前記二のダイバーシティ信号間の前記干渉を除去し、復号化処理の反復をインプリメントするためにC. へ戻る、

方法であって、

C. へ戻る回数が予め定められた反復回数である、
 方法。

【請求項 2】

A. において、二のダイバーシティ信号は、同時に、一のスマート・アンテナの二のダ

10

20

イバーシティ・ビームを介して各々送信される、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

B. は、

式 (1) の行列の右上の要素と左下の要素とをゼロ行列に設定し、
ジョイント検出の単純化した式を取得するために式 (2) を計算する、
ことを含み、

C. の前記ジョイント検出は単純化したジョイント検出の式である式 (3) に基づいて計算され、

D. のジョイント検出の結果に基づいて干渉中和をインプリメントすることは、

D 1. 式 (4) に基づいて受信データ信号からデータ・フィールド $db(1)$ の影響を減算することにより、 rb_1' と rb_2' とを取得し、式 (5) に基づいて受信データ信号から別のデータ・フィールド $db(2)$ の影響を減算することにより、 rb_1'' と rb_2'' とを取得し、

D 2. C. において使用される単純化されたジョイント検出の式における第 2 の式の rb_1 及び rb_2 と rb_1' 及び rb_2' とを置換し、C. において使用される単純化されたジョイント検出の式の第 1 の式の rb_1 及び rb_2 と rb_1'' 及び rb_2'' とを置換し、該単純化されたジョイント検出の式を計算することにより、 $dh(1)$ 及び $dh(2)$ の反復結果を取得する、

ことをさらに含む、

方法であって、

式 (1) において、

Ab_1 と Ab_2 とは第 1 及び第 2 の送信アンテナ及び受信アンテナ間の信号伝送のシステム行列であり、

Ab と Bb とは行列であり、

dh_1 は受信データ・フィールドの連続する推定値であり、

rb は前記受信データ・フィールドのサンプル値であり、

T は転置行列操作を示し、

$*$ は共役を示し、

式 (3) において、

$dh(1)$ と $dh(2)$ とは、二の受信データ・フィールドの連続する推定値であり、

Bb_5 は行列であり、

rb_1 と rb_2 とは、二の受信データ・フィールドのサンプル値であり、

$$\begin{array}{ll} Ab : & A \\ Bb : & B \\ db : & d \\ rb : & r \\ dh : & \hat{d} \end{array}$$

であり、

式 (1) ~ (5) は、

10

20

30

40

【数 1】

$$\mathbf{A}^{*T} \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_1 + (\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{A}_2)^* & (\mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_2)^T - \mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_2 \\ \left((\mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_2)^T - \mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_2 \right)^* & \mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_1 + (\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{A}_2)^* \end{bmatrix}$$

・・・式 (1)

10

【数 2】

$$\hat{\mathbf{d}}_t = (\mathbf{B})^{-1} \mathbf{A}^{*T} \mathbf{r}$$

・・・式 (2)

【数 3】

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{d}}(1) &= \mathbf{B}_S^{-1} \left(\mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{r}_1 + (\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{r}_2)^* \right) \\ \hat{\mathbf{d}}(2) &= \mathbf{B}_S^{-1} \left(\mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{r}_2 - (\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{r}_1)^* \right) \end{cases}$$

20

・・・式 (3)

【数 4】

$$\begin{cases} \mathbf{r}'_1 &= \mathbf{r}_1 - \mathbf{A}_1 \hat{\mathbf{d}}(1) \\ \mathbf{r}'_2 &= \mathbf{r}_2 - \mathbf{A}_2 \hat{\mathbf{d}}^*(1) \end{cases}$$

30

・・・式 (4)

【数 5】

$$\begin{cases} \mathbf{r}''_1 &= \mathbf{r}_1 + \mathbf{A}_2 \hat{\mathbf{d}}^*(2) \\ \mathbf{r}''_2 &= \mathbf{r}_2 - \mathbf{A}_1 \hat{\mathbf{d}}(2) \end{cases}$$

40

・・・式 (5)

である、

請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

前記行列 $\mathbf{B}$ は式 (6) の一により計算され、前記行列 $\mathbf{B}_S$ は式 (7) の一により計算され、

式 (6) は、マッチング・フィルタ・スキームと、ゼロフォーシング・ブロック等化スキームと、最小平均二乗誤差ブロック等化スキームと、を含み、

式 (6) において、

 σ^2 は雑音電力であり、

50

I b は単位行列であり、
 式 (7) は、マッチング・フィルタ・スキームと、ゼロフォーシング・ブロック等化スキームと、最小平均二乗誤差ブロック等化スキームと、を含み、
 式 (7) において、
 σ^2 は雑音電力であり、
 I b は単位行列であり、

$$\mathbf{I} \mathbf{b} : \mathbf{I}$$

10

であり、
 式 (6) 及び (7) は、
 【数 6】

$$\mathbf{B} = \begin{cases} \mathbf{I} \\ \mathbf{A}^{*T} \mathbf{A} \\ \mathbf{A}^{*T} \mathbf{A} + \sigma^2 \mathbf{I} \end{cases}$$

20

・・・式 (6)

【数 7】

$$\mathbf{B}_s = \begin{cases} \mathbf{I} \\ \mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_1 + (\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{A}_2)^* \\ \mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_1 + (\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{A}_2)^* + \sigma^2 \mathbf{I} \end{cases}$$

30

・・・式 (7)

である、
 請求項 3 に記載の方法。

【請求項 5】

前記システム行列 A b₁ 及び A b₂ がチャネル・パルス・レスポンスとユーザ伝送波形とによって決定される、請求項 3 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、移動体通信技術に関する。より詳細には、周波数選択減衰チャネルの時空符号化及び復号化方法に関する。

40

【背景技術】

【0002】

時空符号化は、無線通信システムの性能を効果的に向上させることが可能な重要な方法の 1 つである。時空符号化には 2 つのブランチがあり、1 つはレイヤード(layered)時空符号化であり、もう 1 つは伝送ダイバーシティ(diversity)に基づく時空符号化である。伝送ダイバーシティに基づく時空符号化は、さらに、2 つの種類に分割可能である。時空ブロック符号化と時空トレリス符号化とである。

【0003】

高速無線通信技術の進歩とともに、信号伝送帯域及び速度が次第に増加しており、これ

50

は、データ・シンボルを伝送するための時間が短縮されていることを意味する。それゆえ、無線伝送チャネルの時間遅延の拡大は放置できない。すなわち、チャネル周波数選択減衰はより悪化しつつある。

【0004】

従来の時空符号化及び復号化スキームは、フラットな減衰チャネルに基づいて設計されている。これらのスキームが周波数選択減衰チャネルに使用される時には、性能は明らかに悪化する。また、これらのスキームは、アルゴリズムの性能を向上する場合にインプリメントするには複雑過ぎる。

【0005】

マルチユーザ周波数選択減衰チャネルでは、シンボル間干渉 (Inter-Symbol Interference) (ISI) と多元接続干渉 (Multiple Access Interference) (MAI) とが同時に存在するから、時空符号化及び復号化の実行は、非常に難しい。周波数選択チャネルで ISI と MAI とを中和するための、等化、ジョイント検出方法等、いくつかの効果的な方法は、時空符号化がその中に含まれている場合には、非常に複雑になったり又は不具合を生じることがある。

【0006】

第3世代共同プロジェクトー時分割二重通信 (3rd Generation Partnership Project-Time Division Duplex) (3GPP-TDD) システムでは、マルチユーザ周波数選択減衰チャネルに使用される従来の時空符号化及び復号化スキームは基礎的な共通制御チャネルについて時空符号化を実行するだけである。しかしながら、第3世代共同プロジェクトー周波数分割二重通信 (3rd Generation Partnership Project-Frequency Division Duplex) (3GPP-FDD) システムでは、ほとんどのチャネルについて時空符号化が用いられている。3GPP-TDD時空符号化スキームは、最初に、1つのシンボルを符号化及び復号化単位とし、次に、データ・フィールドのシンボルの半分を符号化及び復号化単位とする。これらのスキームには、時空符号化が用いられていないスキームと比べてより多くの複雑さを生じるより多くの変更がある。したがって、3GPP-TDD v4.3では時空伝送ダイバーシティ (space-time transmission diversity) (STTD) ・スキームは放棄され、空間コード伝送ダイバーシティ (space code transmission diversity) (SCTD) ・スキームが適用される。SCTDでは、受信処理手続は単純化されているが、より多くのチャネル・リソースが占有され、より多くのチャネルが用いられる。他の種類のチャネルへの適用は難しく、さらにマルチパス・ダイバーシティの状況への適用は不可能である。

【0007】

高速データを複数のパラレルな低速データに変換して、該低速データを複数のチャネルに伝送させる時空符号化及び復号化スキームがある。しかしながら、実際には、これは物理層上の信号構造及びシステムを完全に変更する時空直交周波数分割多重化 (space-time-orthogonal frequency division multiplexing) (ST-OFDM) 方法であるから、実際の使用は非常に制限される。

【0008】

要約すると、時空符号化及び復号化方法は、無線通信システムの性能を向上するために重要である。通常は、1つのシンボル又はシンボル列が、符号化と復号化とのための処理単位として使用されているが、周波数選択減衰チャネル条件下では、計算の複雑さによって性能の向上が制限される。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

本発明の1つの目的は、わずかな量の計算の複雑さでより優れた性能を得るために、周

10

20

30

40

50

波数選択減衰チャネルに最適な時空符号化及び復号化方法を設計することである。

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明は、周波数選択減衰チャネルの時空符号化及び復号化方法であって、該方法は、
A. エンコーダが、時空直交符号化方法の処理単位として入力データのタイムスロット
の二の独立データ・フィールドを採用し、該独立データ・フィールドを符号化し、二のデ
ータ・ベクトルを生成することにより、二のダイバーシティ信号を形成し、同時に、各々
一のダイバーシティ・アンテナを介して、該二のダイバーシティ信号を送信し、B. 端末
が、前記二のダイバーシティ信号を受信し、該二のダイバーシティ信号間の非直交による
相互干渉を放置し、C. 前記端末が、マルチパス干渉及びマルチユーザ干渉による前
記二のダイバーシティ信号への影響のみを考慮してジョイント検出を実行することにより
、該ジョイント検出の結果を示す複合化結果を取得し、D. 前記ジョイント検出の結果に
基づく干渉中和方法をインプリメントすることによって非直交による前記二のダイバーシ
ティ信号間の前記干渉を除去し、複合化処理の反復をインプリメントするためにC. へ戻
る方法であって、C. へ戻る回数は予め定められた反復回数である。

10

【0011】

A. において、二のダイバーシティ信号は、同時に、一のスマート・アンテナの二のダ
イバーシティ・ビームを介して各々送信されてもよい。

【0013】

本発明の方法は、周波数選択減衰チャネルに最適な、新規な時空符号化及び復号化方法
である。本方法は、独立したデータ・フィールドを処理単位とし、復号化はジョイント検
出と干渉中和とに基づいた反復方法を適用する。ジョイント検出を行なう時には、マルチ
ーパス干渉とマルチユーザ干渉とからのダイバーシティ信号への影響のみが考慮され、
次に、ダイバーシティ信号間の干渉を除去するために、ジョイント検出結果に基づいて、
干渉中和が実行される。

20

【0014】

本発明において提案された時空符号化及び復号化スキームを用いて、周波数選択減衰チ
ャネル内では、わずかな量の計算の複雑さで優れた性能が実現可能である。本発明は、周
波数選択減衰チャネルに、符号化と復号化のための、単純かつ効果的な解決法を提供する
。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0015】

本発明を、添付の図を参照して以下でより詳細に説明する。

【0016】

周波数選択減衰チャネルでは、ISIは隣接シンボル間に存在する。それゆえ、一般的
な時空符号化方法では、ダイバーシティ信号間の干渉ばかりでなく、隣接符号化ユニット
間の干渉及び隣接符号化ブロック間の干渉もある。干渉が放置される場合には、通信性能
は悪化することがある。しかしながら、干渉が考慮される場合には、計算の複雑さは非常
に増加することがある。

【0017】

本発明による符号化及び復号化方法では、独立したデータ・ブロックが処理単位とされ
るから、隣接符号化ユニット及び隣接符号化ブロック間の干渉が存在せず、信号検出と符
号化処理とを単純にする。この処理方法は、時空符号化処理が用いられていない処理方法
とかなり類似しているか又は互換性がある。時空符号化状況では、ISIとMAIとを中
和するための多くの処理スキームが、わずかな量の変更で使用可能である。

40

【0018】

図1は、3GPP-TDDシステム内のタイムスロットCDMAバースト・データの
データ構造を示す。図1からは、マルチユーザ又はマルチチャネルの平行なKバ
ースト・データ内には、各タイムスロットが2つのデータ・フィールド（又はデータ・
ブロックと呼ばれる）であるデータ・フィールド1とデータ・フィールド2とを備え、こ

50

これらの2つのデータ・フィールド間にはミッドアンプルがあることがわかる。このため、これらの2つのデータ・フィールドは独立しており、これらの間に相互干渉はない。タイムスロットの最後はガード・ピリオド（GP）である。すべてのデータ・フィールドはN個のシンボルを有し、すべてのシンボルはQ個のチップから成る。

【0019】

本発明では、独立したデータ・フィールドが符号化のための処理単位として使用されており、受信側でも、復号化は、データ・フィールドを処理単位とする。この方法が二のダイバーシティ(double diversity)で使用されている時には単純である（理論的には多数のダイバーシティで使用可能であるが、複雑さが増し、それゆえ実用的でない）。それゆえ、本発明による符号化及び復号化方法は、信号構造と処理方法とについて、わずかな量の変更で用いられることができる。さらに、2つのデータ・フィールドが独立しており、また、それらの間には干渉がないから、検出及び復号化方法は単純化と改善とが可能であり、より優れた性能が、わずかな計算量又はわずかな量の反復回数で得られる。

【0020】

図2は、データ・フィールドを処理単位とする時空エンコーダ20を示す。エンコーダ20の入力データ、つまり、タイムスロット内の情報データ・ベクトルdは、 $d = [d^T(1) \ d^T(2)]^T$ として表すことができる。d(1)とd(2)とは2つの独立したデータ・フィールドであり、3GPP-TDDシステムでは、それらは1つのタイムスロット内の2つのデータ・フィールドであってよい。Tは転置操作を示す。エンコーダ20によって符号化されたデータは $[d^T(1) \ d^T(2)]^T$ と $[-d^{*T}(2) \ d^{*T}(1)]^T$ とである。*は共役を表す。2つの生成されたデータ・ベクトルは、2つの異なる従来のダイバーシティ・アンテナであるダイバーシティ・アンテナ1とダイバーシティ・アンテナ2とによって、又は1つのスマート・アンテナの2つの異なるダイバーシティ・ビームであるスマート・アンテナ・ダイバーシティ・ビーム1とスマート・アンテナ・ダイバーシティ・ビーム2とによって、同時に伝送可能である。つまり、ダイバーシティ・アンテナ1（又はダイバーシティ・ビーム1）はデータ・ベクトル $[d^T(1) \ d^T(2)]^T$ を伝送し、同時にダイバーシティ・アンテナ2（又はダイバーシティ・ビーム2）はデータ・ベクトル $[-d^{*T}(2) \ d^{*T}(1)]^T$ を伝送し、これにより時空符号化が実現される。具体的には、入力データ $[d^T(1) \ d^T(2)]^T$ は従来の時空ダイバーシティ直交型符号化方法によって符号化され、2つの出力データ・ベクトル $[d^T(1) \ d^T(2)]^T$ と $[-d^{*T}(2) \ d^{*T}(1)]^T$ とが得られ、2つのダイバーシティ・アンテナを介して同時にそれぞれ伝送される。

【0021】

以下、データ・フィールドを処理単位とする時空符号化モードのための検出及び復号化方法について説明する。すなわち、設計されたデータ・フィールド符号化スキームに対応する検出及び復号化スキームについて説明する。ここでは、オリジナル検出及び復号化方法と呼ばれる。

【0022】

データ・フィールドに対応するデータは、式(1)として表現可能である。

【0023】

【数1】

$$d(i) = (d_1^{(1)}, \dots, d_1^{(K)}, d_2^{(1)}, \dots, d_2^{(K)}, \dots, d_N^{(1)}, \dots, d_N^{(K)})^T \quad (1)$$

【0024】

ここで、iは1、2であり、Kは同時に作業する端末ユーザの数であり、Nはユーザ・データ・フィールド内のシンボルの数である。

【0025】

$r b_1$ と $r b_2$ とが端末で受信された2つのデータ・フィールドのサンプル値を表し、 $r b_1$ と $r b_2$ との間には周波数選択減衰チャネル上にさえ干渉がないとする。 $r b_1$ と $r b_2$ とは式(2)として表現可能である。

【0026】

【数2】

$$\begin{cases} r_1 &= A_1 d(1) - A_2 d^*(2) + n_1 \\ r_2 &= A_2 d^*(1) + A_1 d(2) + n_2 \end{cases} \quad (2)$$

10

【0027】

ここで、 $n b_i$ は*i*番目のデータ・フィールドの雑音ベクトルであり、 $A b_i$ は*i*番目の伝送アンテナと受信アンテナとの間の信号伝送のシステム行列であり、システム行列はチャネル・パルス・レスポンスとユーザ伝送波形とによって決定される。式(2)は、式(3)に書き替えることができる。

【0028】

【数3】

$$r = A d_t + n \quad (3)$$

20

ここで、 $r b = [r b_1^T, r b_2^{*T}]^T$ 、 $d b_t = [d b^T(1) d b^{*T}(2)]^T$ 、 $n b = [n b_1^T, n b_2^{*T}]^T$ であり、 $A b$ は式(4)で表される。

【0029】

【数4】

$$A = \begin{bmatrix} A_1 & -A_2 \\ A_2^* & A_1^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

30

【0030】

式(4)から、式(5)が得られる。

【0031】

【数5】

$$A^{*T} A = \begin{bmatrix} A_1^{*T} A_1 + (A_2^{*T} A_2)^* & (A_1^{*T} A_2)^T - A_1^{*T} A_2 \\ \left((A_1^{*T} A_2)^T - A_1^{*T} A_2 \right)^{*T} & (A_1^{*T} A_1 + (A_2^{*T} A_2)^*)^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

40

【0032】

受信機において、マッチング・フィルタが適用される場合、 $A b^{*T} A b$ 、すなわち、式(5)は、送信データ $d b_t = [d b^T(1) d b^{*T}(2)]^T$ のシステム伝送行列を示す。さらに、 $A b_1^{*T} A b_1 + (A b_2^{*T} A b_2)^*$ は $d b(1)$ の伝送行列を示し、 $(A b_1^{*T} A b_1 + (A b_2^{*T} A b_2)^*)^*$ は $d b(2)$ の伝送行列を示し、 $((A b_1^{*T} A b_2)^T - A b_1^{*T} A b_2)^{*T}$ は非直交性による $d b(1)$ から $d b(2)$ への伝送行列を示し、 $(A b_1^{*T} A b_2)^T - A b_1^{*T} A b_2$ は非直交性による $d b(2)$ から $d b(1)$ への伝送行列を示す。したがって、 $A b^{*T} A b$ の右上ブロックおよび左下ブロックは双方とも非直交性に

50

よる干渉を示す。行列 $\mathbf{A} \mathbf{b}$ は、周波数選択減衰チャネルの条件下では直交型行列ではない。このため、マッチング・フィルタが用いられる場合には、性能が悪くなる。より優れた性能を得るために、最適化された線形ジョイント検出スキームが提供される。受信データ $\mathbf{d} \mathbf{b}_t$ の連続的な推定値 $\mathbf{d} \mathbf{h}_t$ は、式 (6) で表される。

【0033】

【数6】

$$\hat{\mathbf{d}}_t = (\mathbf{B})^{-1} \mathbf{A}^{*T} \mathbf{r} \quad (6)$$

10

【0034】

ここで、 $(\mathbf{B} \mathbf{b})^{-1}$ は干渉抑制 ($\mathbf{B} \mathbf{b}$ について逆行列を求める操作を実行する) の機能を有し、 $\mathbf{A} \mathbf{b}^{*T} \mathbf{r} \mathbf{b}$ は、直交マッチング (match) の結果である。行列 $\mathbf{B} \mathbf{b}$ は式 (7) で示される。

【0035】

【数7】

$$\mathbf{B} = \begin{cases} \mathbf{I} & MF \\ \mathbf{A}^{*T} \mathbf{A} & ZF - BLE \\ \mathbf{A}^{*T} \mathbf{A} + \sigma^2 \mathbf{I} & MMSE - BLE \end{cases} \quad (7) \quad 20$$

【0036】

ここで、 σ^2 は雑音電力 (noise power) であり、 $\mathbf{I} \mathbf{b}$ は単位行列である。式 (7) は三の解を示す。その中で、 MF はマッチング・フィルタ・スキーム (matched filter scheme) を表し、 $ZF - BLE$ はゼロフォーシング (forcing) ・ブロック等化スキームを表し、 $MMSE - BLE$ は最小平均二乗誤差ブロック等化スキームを表す。

【0037】

30

行列 $\mathbf{B} \mathbf{b}$ の次元は $2NK \times 2NK$ であるから、式 (6) の計算の複雑さは時空符号化のない状況下の複雑さよりもはるかに大きい。それゆえ、本発明において提案された処理の単純化及び計算量の削減という目的は、オリジナルのジョイント検出アルゴリズムでは実現できない。

【0038】

上述の設計に基づいて、本発明は、わずかな計算量という特徴を有する単純化された復号化処理を提供する。

【0039】

単純化されたアルゴリズムは、反復アルゴリズムである。それは、2つのステップに分割されている。第1のステップでは、すべてのダイバーシティ信号に対しマルチパス干渉及びマルチユーザ干渉のみが考慮され、式 (5) の右上の要素 $((\mathbf{A} \mathbf{b}_1^{*T} \mathbf{A} \mathbf{b}_2)^T - \mathbf{A} \mathbf{b}_1^{*T} \mathbf{A} \mathbf{b}_2)$ と式 (5) の左下の要素 $((\mathbf{A} \mathbf{b}_1^{*T} \mathbf{A} \mathbf{b}_2)^T - \mathbf{A} \mathbf{b}_1^{*T} \mathbf{A} \mathbf{b}_2)^{*T}$ とがゼロ (null) に設定され、次に、式 (6) が計算される。第2のステップでは、ダイバーシティ信号間の干渉を除去するために、干渉が、第1のステップの結果により中和される。この処理は、複数の反復によって実行可能である。

40

【0040】

図3は、本発明の単純化された復号化処理のフローチャートである。

【0041】

ステップ31では、端末がデータを受信する。

【0042】

50

ステップ32では、非直交性によって生じたダイバーシティ信号間の相互干渉が放置され、式(5)の右上の要素と左下の要素とがゼロに設定される(それらは、フラットな減衰チャネルの条件下ではゼロである)。

【0043】

ステップ33では、ジョイント検出が実行される。ここでは、すべてのダイバーシティ信号へのマルチパス干渉及びマルチユーザ干渉のみが考慮される。この場合には、式(6)が以下に示されるように、式(8)に単純化される。

【0044】

【数8】

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{d}}(1) &= \mathbf{B}_s^{-1} \left(\mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{r}_1 + (\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{r}_2)^* \right) \\ \hat{\mathbf{d}}(2) &= \mathbf{B}_s^{-1} \left(\mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{r}_2 - (\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{r}_1)^* \right) \end{cases} \quad (8)$$

10

【0045】

式(8)は、単純化されたジョイント検出の結果を与える。式(8)内の行列 $\mathbf{B}_s$ は、式(9)によって与えられる。

【0046】

【数9】

$$\mathbf{B}_s = \begin{cases} \mathbf{I} & MF \\ \mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_1 + (\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{A}_2)^* & ZF-BLE \\ \mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_1 + (\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{A}_2)^* + \sigma^2 \mathbf{I} & MMSE-BLE \end{cases} \quad (9)$$

20

【0047】

ここで、 σ^2 は雑音電力であり、 $\mathbf{I}$ は単位行列である。行列 $\mathbf{B}_s$ の計算にも三の方法がある。マッチング・フィルタMFと、ゼロフォーシング・ブロック等化ZF-BLEと、最小平均二乗誤差ブロック等化MMSE-BLEと、である。

30

【0048】

行列 $\mathbf{B}_s$ の次元は $NK \times NK$ であるから、式(8)の計算の複雑さは式(6)の複雑さよりはるかに少なく、時空符号化のない状況下の複雑さと同様である。

【0049】

ステップ34では、反復回数が所定の数M以上であるかが判断される。通常、Mは1又は2に設定される。

【0050】

反復回数が所定の数M以上である時は、ステップ35で、式(8)の計算結果が復号化結果として直接出力される。

40

【0051】

反復回数が所定の数Mよりも少ない時には、ステップ36で、ダイバーシティ信号間の干渉を除去するように、干渉中和を実行するために、式(8)の計算結果が使用される。すなわち、2つのダイバーシティ信号間の残りの干渉を中和するために、干渉中和方法が使用される。これは、以下のように行なわれる。

【0052】

式(10)に示されるように、「クリーンな」信号を得るために、受信されたデータ信号から $\hat{\mathbf{d}}(1)$ の影響が減算される。

【0053】

【数 1 0】

$$\begin{cases} \mathbf{r}'_1 &= \mathbf{r}_1 - \mathbf{A}_1 \hat{\mathbf{d}}(1) \\ \mathbf{r}'_2 &= \mathbf{r}_2 - \mathbf{A}_2 \hat{\mathbf{d}}^*(1) \end{cases} \quad (10)$$

【0 0 5 4】

そして、式（11）に示されるように、別の「クリーンな」信号を得るために、受信された信号から $\mathbf{d}_b(2)$ の影響が減算される。

10

【0 0 5 5】

【数 1 1】

$$\begin{cases} \mathbf{r}''_1 &= \mathbf{r}_1 + \mathbf{A}_2 \hat{\mathbf{d}}^*(2) \\ \mathbf{r}''_2 &= \mathbf{r}_2 - \mathbf{A}_1 \hat{\mathbf{d}}(2) \end{cases} \quad (11)$$

【0 0 5 6】

反復動作が実行される。詳細には、式（8）の第2の式の $\mathbf{r}_b1$ と $\mathbf{r}_b2$ とがそれぞれ式（10）の結果である $\mathbf{r}_b1'$ と $\mathbf{r}_b2'$ とで置換され、式（8）の第1の式の $\mathbf{r}_b1$ と $\mathbf{r}_b2$ とがそれぞれ式（11）の結果である $\mathbf{r}_b1''$ と $\mathbf{r}_b2''$ とで置換され、次に一の反復動作の後に復号化結果を得るために、式（8）が再計算される。

20

【0 0 5 7】

式（8）の最後の結果 $\mathbf{d}_h(1)$ と $\mathbf{d}_h(2)$ とを式（10）と式（11）とに代入することによって、第2の反復動作が実行可能である。つまり、 $\mathbf{r}_b1'$ 、 $\mathbf{r}_b2'$ 、 $\mathbf{r}_b1''$ 及び $\mathbf{r}_b2''$ の得られた結果は再び式（8）に代入され、次に、第2の反復動作の後に復号結果を得るために、式（8）が再計算される。

【0 0 5 8】

反復処理はM回実行可能であり、これが、単純化されたジョイント検出アルゴリズムである。

30

【0 0 5 9】

経験上、オリジナルのジョイント検出アルゴリズムの性能を達成するためには、通常1回から2回等、数回のための反復回数が必要とされる。それゆえ、本発明による単純化されたジョイント検出は、わずかな量の計算の複雑さでより優れた性能を得ることができる。

【0 0 6 0】

本発明は、符号化入力のために独立したデータ・フィールドを処理単位とする時空符号化及び復号化方法を提案する。本発明は、データ・シンボル又はシンボル列を処理単位とする従来の方法とは異なる。本発明により提案された方法を用いると、わずかな量の計算の複雑さでより優れた性能を得るために、単純化された復号化方法が設計される。

40

【0 0 6 1】

本発明は、周波数選択減衰チャンネルに、時空符号化及び復号化のための、単純かつ効果的な解決法を提供する。

【0 0 6 2】

なお、上記において使用された以下において左側に示される記号は、右側に示される記号を意味する。

$A b : A$
 $B b : B$
 $I b : I$
 $d b : d$
 $n b : n$
 $r b : r$
 $d h : \hat{d}$

【図面の簡単な説明】

【0063】

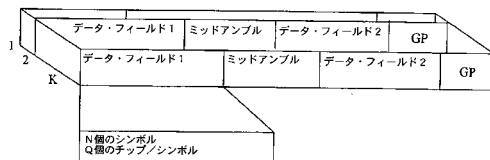
【図1】タイムスロットCDMAバースト・データのデータ構造を示す概略図である。

10

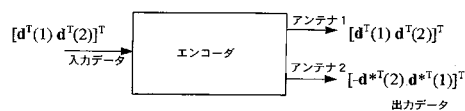
【図2】データ・フィールドを処理単位とする場合の時空エンコーダの入力及び出力を示す。

【図3】本発明による単純化された復号処理を示すフローチャートである。

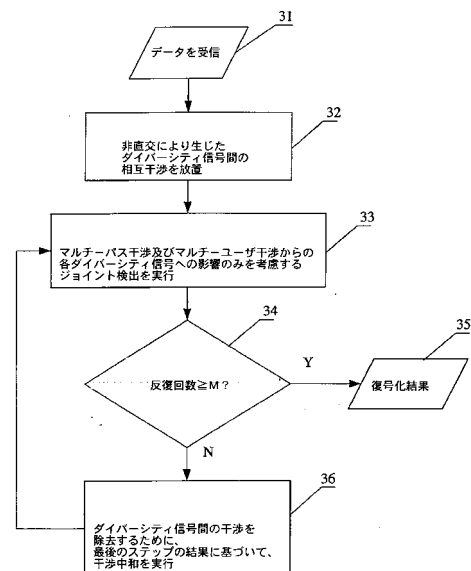
【図1】



【図2】



【図3】



フロントページの続き

(72)発明者 冉曉龍

中華人民共和国 100083 北京市 海淀区学院路40号

審査官 太田 龍一

(56)参考文献 国際公開第02/001732 (WO, A1)

Zhiyong Bu Haifeng Wang Lilleberg, J. Shixin Cheng, Space-time block precoding scheme for time division duplex CDMA communications, In: Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd, 2001年 5月 9日, On page(s): 1543 - 1547 vol.3

Meixia Tao Cheng, R.S.K., . Low complexity post-ordered iterative decoding for generalized layered space-time coding systems, In: Communications, 2001. ICC 2001. IEEE International Conference on, 2001年 6月14日, On page(s): 1137 - 1141 vol.4, URL, <http://ieeexplore.ieee.org/iel5/7452/20268/00936839.pdf?tp=&isnumber=20268&arnumber=936839&punumber=7452>

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 99/00

H04B 1/69

H04B 7/06

H04B 7/08

H04J 11/00