

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3809377号
(P3809377)

(45) 発行日 平成18年8月16日(2006.8.16)

(24) 登録日 平成18年5月26日(2006.5.26)

(51) Int. Cl.		F I		
HO4J 13/02	(2006.01)	HO4J 13/00		F
HO4J 3/00	(2006.01)	HO4J 3/00		B

請求項の数 20 (全 12 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2001-552588 (P2001-552588)</p> <p>(86) (22) 出願日 平成13年1月5日(2001.1.5)</p> <p>(65) 公表番号 特表2003-520499 (P2003-520499A)</p> <p>(43) 公表日 平成15年7月2日(2003.7.2)</p> <p>(86) 国際出願番号 PCT/US2001/000388</p> <p>(87) 国際公開番号 W02001/052489</p> <p>(87) 国際公開日 平成13年7月19日(2001.7.19)</p> <p>審査請求日 平成15年8月22日(2003.8.22)</p> <p>(31) 優先権主張番号 60/175,167</p> <p>(32) 優先日 平成12年1月7日(2000.1.7)</p> <p>(33) 優先権主張国 米国 (US)</p>	<p>(73) 特許権者 596008622 インターデジタル テクノロジー コーポレーション アメリカ合衆国 デラウェア州 1980 1、ウィルミントン、デラウェア アヴェニュー 300、スイート 527</p> <p>(74) 代理人 100065916 弁理士 内原 晋</p> <p>(72) 発明者 ゼイラ、アリエラ アメリカ合衆国 ニューヨーク州 117 43 ハンティントン、ウェスト ネットロード 239</p> <p>審査官 岡 裕之</p> <p style="text-align: right;">最終頁に続く</p>
--	---

(54) 【発明の名称】 時分割二重通信システム用のチャネル推算

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

符号分割多元接続による時分割二重通信システム、すなわちN個のミドアンブル系列に関連づけられた符号分割多元接続による時分割二重通信システムにおいて単一の送信機と単一の受信機との間の無線チャネルを推算する方法であって、前記受信機に既知の前記N個のミドアンブル系列の中の関連系列を各々が有するK個の通信信号バーストを共用スペクトラム経由で一つの時間スロット内に前記単一の送信機から送信する前記システムにおいて前記無線チャネルを推算する方法であって、前記K個の通信信号バーストの送信されてきたミドアンブル系列に対応するベクトルを前記単一の受信機で受信する過程を含む方法において、

前記既知のN個のミドアンブル系列の一部に基づきN個の互いに同一の右サーキュラント行列ブロックを有する行列を構築する過程(50、52)と、

前記N個のブロックの一つおよび前記受信したベクトルに基づき前記無線チャネルを推算する過程(54)と

を含むことを特徴とする方法。

【請求項2】

前記無線チャネルを推算する過程を最小二乗解を用いて行うことをさらに特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項3】

前記最小二乗解を単一の循環相関器を用いて実行することをさらに特徴とする請求項2記

載の方法。

【請求項 4】

前記最小二乗解を離散的フーリエ変換解を用いて実行することをさらに特徴とする請求項 2 記載の方法。

【請求項 5】

前記 N が前記システムに関連づけられたミドアンブル符号の数の最大値であることをさらに特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 6】

前記 N が前記 K 個のバーストで送信される互いに異なるミドアンブルの数であることをさらに特徴とする請求項 1 記載の方法。

10

【請求項 7】

前記推算の大きさが前記無線チャネルのチャネル応答特性の長さであることをさらに特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 8】

符号分割多元接続による時分割二重無線通信システム、すなわち N 個のミドアンブル系列に関連づけられた符号分割多元接続による時分割二重無線通信システムに用いる受信機 (28) であって、前記受信機 (28) に既知の前記 N 個のミドアンブル系列の中の関連系列を各々が有する K 個の通信信号バーストを共用スペクトラム経路で一つの時間スロット内に単一の送信機から送信する前記システムに用いる受信機 (28) であって、前記通信信号バーストの送信されてきたミドアンブル系列に対応するベクトルを含む K 個の通信信号バーストを受信するアンテナ (40) を含む受信機 (28) において、

20

前記既知の N 個のミドアンブル系列の一部に基づき N 個の互いに同一の右サーキュラント行列ブロックを有する行列を構築するとともに、前記 N 個のブロックの一つおよび前記受信したベクトルに一部に基づき前記受信機と前記単一の送信機との間の前記無線チャネルを推算するチャネル推算器 (44) と、

前記推算した無線チャネルを用いて前記受信した通信信号バーストからデータを再生するデータ検出器 (46) と

を含むことを特徴とする受信機。

【請求項 9】

前記データ検出器がマルチユーザ検出器であることをさらに特徴とする請求項 8 記載の受信機。

30

【請求項 10】

前記データ検出器が単一ユーザ検出器であることをさらに特徴とする請求項 8 記載の受信機。

【請求項 11】

前記無線チャネル推算を最小二乗解により行うことをさらに特徴とする請求項 8 記載の受信機。

【請求項 12】

前記最小二乗解を離散的フーリエ変換解を用いて実行することをさらに特徴とする請求項 11 記載の受信機。

40

【請求項 13】

前記最小二乗解を単一の循環相関器を用いて実行することをさらに特徴とする請求項 11 記載の受信機。

【請求項 14】

N 個のミドアンブル系列と関連した符号分割多元接続による無線スペクトラム拡散通信システムであって、各々が関連のミドアンブル系列を有する複数の通信信号バーストにより通信を行う無線スペクトラム拡散通信システムであって、データを発生するデータ発生器 (32) と、前記発生したデータを、同一の時間スロットおよび共用のスペクトラム内で時間多重化した K 個の通信信号バーストの形にフォーマットする複数の変調/スペクトラム拡散装置 (34) と、前記 K 個の通信信号バーストを放射するアンテナ (38) とを含む基地局と、

50

前記通信信号バーストの前記伝送されてきたミドアンブル系列に対応するベクトルを含む K 個の通信信号バーストを受信するアンテナ (40) とを含むユーザ装置 (28) とを含む前記システムにおいて、

前記 N 個のミドアンブル系列に一部基づき N 個の互いに同一の右サーキュラント行列ブロックを有する行列を構築するとともに、前記基地局と前記ユーザ装置との間の前記無線チャネルを前記 K 個のブロック行列および前記受信したベクトルとに一部基づき推算するチャネル推算器 (44) と、

前記推算した無線チャネルを用いて前記受信した通信信号バーストからデータを再生するデータ検出器 (46) と

を含むユーザ装置

10

を含むことを特徴とする無線スペクトラム拡散通信システム。

【請求項 15】

前記データ検出器 (46) がマルチユーザ検出器であることをさらに特徴とする請求項 14 記載のシステム。

【請求項 16】

前記データ検出器 (46) が複数の単一ユーザ検出器であることをさらに特徴とする請求項 14 記載のシステム。

【請求項 17】

前記無線チャネル推算を最小二乗解を用いて行うことをさらに特徴とする請求項 14 記載のシステム。

20

【請求項 18】

前記最小二乗解を離散的フーリエ変換解を用いて実行することをさらに特徴とする請求項 17 記載のシステム。

【請求項 19】

前記最小二乗解を単一の循環相関器を用いて実行することをさらに特徴とする請求項 17 記載のシステム。

【請求項 20】

前記基地局が実効的にデータ速度 2 Mbps でユーザ装置にデータを送信することをさらに特徴とする請求項 14 記載のシステム。

【発明の詳細な説明】

30

【0001】

(背景)

この発明は概括的には無線通信システムに関する。より詳しくいうと、この発明は無線通信システムにおけるチャネル推算に関する。

【0002】

図 1 は無線通信システム 10 の図解である。この通信システム 10 はユーザ装置 (UE) 141 乃至 143 と交信する基地局 121 乃至 125 を備える。各々の基地局 121 は関連の稼働範囲、すなわち UE 141 乃至 143 と交信する関連の稼働範囲を有する。

【0003】

符号分割多元接続 (CDMA) 通信システムや符号分割多元接続利用の時分割二重 (TDD/CDMA) 通信システムなどの通信システムでは、複数の通信信号を同じ周波数スペクトラム経路で送信する。これら通信信号は通常はチップ符号系列によって互いに区別される。周波数スペクトラムの利用効率を高めるために、TDD/CDMA 通信システムは複数の時間スロットに分割した反復フレームを通信信号用に用いる。このようなシステムにおいて送信される通信信号は、その通信信号の帯域幅に応じて割り当てられた一つ以上のチップ符号および時間スロットを有する。

40

【0004】

上述の複数の通信信号は同一周波数経路で同時に送信されるので、このシステムにおける受信機はそれら複数の通信信号を互いに区別しなければならない。このような通信信号の検出のための一つの手法は単独ユーザ検出である。単独ユーザ検出では、所望の送信機に

50

関連づけられた符号を用いた所望の送信機からの通信信号だけを受信機で検出し、それ以外の送信機からの通信信号を干渉として扱う。もう一つの手法は共同検出と呼ばれる。共同検出では複数の通信信号を同時に検出する。

【 0 0 0 5 】

これら検出手法を利用するには、各通信信号の通る無線チャンネルの推算値を得るのが望ましい。通常のTDDシステムでは通信信号バーストのミドアンブル系列を用いてチャンネル推算を行う。

【 0 0 0 6 】

通常の通信信号バースト16は、図2に示すとおり、ミドアンブル20、ガード期間18、および二つのデータバースト22、24を備える。ミドアンブル20は二つのデータバースト22、24を分離し、ガード期間18は通信信号バースト16を互いに分離し、ガード期間18は通信信号バースト16を互いに分離し、互いに異なる送信機から送信されてきた複数のバースト16の到着時点相互間の差を許容するようにする。二つのデータバースト22、24は通信信号バーストのデータを含む。ミドアンブル20はチャンネル推算に用いるトレーニング信号系列を含む。

10

【 0 0 0 7 】

受信機は、通信信号バースト16を受信したのち、受信ミドアンブル系列を用いてチャンネルを推算する。受信機が一つの時間スロット内で複数のバースト16を受信した場合は、その受信機は通常それらバースト16の各々についてチャンネルを推算する。複数チャンネル経由で送られてきた複数の通信信号バースト16のチャンネル推算の手法の一つがSteinerチャンネル推算器である。Steinerチャンネル推算は複数のUE141乃至143からのアップリンク通信信号、すなわちチャンネル推算器が複数チャンネルの推算を要するアップリンク通信信号に通常用いる。

20

SteinerおよびJung共著の論文「共同検出によるCDMA移動無線通信システムのアップリンク用の最善および最善以下のチャンネル推算」はチャンネル推算のための手法を開示している。一つの手法は単一の循環型相関器を用いる。既知の送信されてきたミドアンブル系列を用いて、行列Mを構築する。受信したミドアンブルベクトルeに行列Mの第1列を乗算する。この乗算をP個の値にわたり循環型相関器によりそれら値を $2P-1$ 回シフトさせることによって行う(ここでPはミドアンブル符号の周期である)。

【 0 0 0 8 】

複数のバースト16が同一の無線チャンネルを経由する場合もある。毎秒2メガビット(Mbps)の回線など高速度データ回線が一つの例である。その種のシステムでは送信機は単一の時間スロット内に複数のバーストを送信する。そのような場合に、全バースト16からのチャンネル応答推算値の平均をとることによってSteiner推算を適用できる。しかし、この手法は高度に複雑である。したがって、チャンネル推算には代替の手法が望ましい。

30

【 0 0 0 9 】

(概要)

時分割二重通信システムの一つの時間スロット内に一つの共用スペクトラムで一つの送信機がK個の通信信号バーストを送信する。このシステムはN個のミドアンブル系列と関連づけてある。上記通信信号バーストの各々はそれと関連づけられたミドアンブル系列を有する。受信機はそれらK個の通信信号バーストの送信されてきたミドアンブル系列に対応するベクトルを受信する。N個の互いに同一の右サーキュラント行列ブロックを有する行列を既知のN個のミドアンブル系列の一部に基づき構築する。送信機と受信機との間の無線チャンネルを上記N個のブロックの一つと上記受信したベクトルとに一部に基づき推算する。

40

【 0 0 1 0 】

(好ましい実施の形態の詳細な説明)

図3はTDD/CDMA通信システムにおける多符号送信機26および多符号受信機28の単純化した図解を示す。2Mbpsダウンリンク回線などの好ましい用途においては、受信機28はUE141に、送信機26は基地局121に配置されるが、受信機28および送信機26にはこれ以外の使い方もある。

50

【0011】

送信機26は無線チャンネル30経由でデータを送信する。データはK個の通信信号バーストの形で伝送される。送信機26内のデータ発生器321乃至32Kは受信機26向けのデータを発生する。変調/拡散およびトレーニング信号系列挿入装置341乃至34Kは、データをスペクトラム拡散するとともに、拡散ずみの基準データを適切な割当て時間スロットのミドアンブルトレーニング信号系列およびデータ拡散用符号と時間多重化して、K個の通信信号バーストを生ずる。ダウンリンクバーストを送信する基地局121についてのKの通常値は1乃至16である。これら通信信号バーストをコンパイナ48で合成し、変調器36において無線周波数(RF)を変調する。アンテナ38はこのRF信号を無線チャンネル30経由で受信機28のアンテナ40に送る。この通信信号の送信に用いる変調は二相PSKや四相PSKなど当業者に周知の任意の変調で差し支えない。

10

【0012】

受信機28のアンテナ40は多様な無線周波数信号を受信する。受信信号を復調器42で復調してベースバンド信号を発生する。このベースバンド信号をチャンネル推算装置44およびデータ検出装置などにより送信信号バーストへの割当て符号を用いて時間スロット内で処理する。データ検出装置46はマルチユーザ検出器であっても単一ユーザ検出器であってもよい。チャンネル推算器44はベースバンド信号の中のトレーニング信号系列成分を用いてチャンネルインパルス応答特性などのチャンネル情報を生ずる。データ検出装置46は、このチャンネル情報を用いて受信通信信号バーストの中の送信データをハードシンボルとして推算する。

【0013】

マルチバーストチャンネル推算の一つの実働化例を説明するために次に述べるミドアンブル構成を用いるが、このマルチバーストチャンネル推算手法はこれ以外のミドアンブル構成にも適用できる。上記K個のミドアンブル符号 $\underline{m}^{(k)}$ (ここで $k = 1, \dots, K$)を周期Pのチップの周期的単一基本ミドアンブル符号 \underline{m}_p の時間シフト出力として抽出する。これらミドアンブル符号の各々の長さは $L_m = P + W - 1$ である。Wはユーザチャンネルインパルス応答特性の長さである。L_mの通常長さは256チップおよび512チップである。以下の説明は互いに異なるミドアンブル符号を有する各バーストに基づいているが、同一の符号を有するミドアンブルもある。したがって、以下の検討はN個のミドアンブル符号(ここで $N < K$)に基づく。また、このシステムは受入れ可能な最大数N個のミドアンブル符号を備えることができる。このようなシステムの中の受信機28は、伝送符号数がN以下であっても、符号個数最大値Nのチャンネルを推算できる。

20

30

【0014】

系列 \underline{m}_p の要素は整数の集合 $\{1, -1\}$ からの値をとる。系列 \underline{m}_p をまず複素系列波形 $\underline{m}_p[i] = j^i \cdot \underline{m}_p[i]$ (ここで $i = 1, \dots, P$)に変換する。波形 \underline{m}_p の2周期分を連結して形成した長さ2Pの系列から長さL_mのK個の下位系列を選ぶことによって $\underline{m}^{(k)}$ を得る。 $\underline{m}^{(k)}$ のi番目の要素と波形 \underline{m}_p との関係は式1、すなわち

【式1】

$$\begin{aligned} \underline{m}_i^{(k)} &= \tilde{m}_p[(K-k)W+i], \quad \text{ただし } 1 \leq i \leq P-(K-k)W \\ &= \tilde{m}_p[i-P+(K-k)W], \quad \text{ただし } P-(K-k)W \leq i \leq P+W-1 \end{aligned}$$

40

で表される。したがって、 $\underline{m}^{(k)}$ (ここで $k = 1, \dots, K$)はkが1からKに増加するに伴ってWチップだけ右にシフトする。

【0015】

受信したミドアンブル系列の合成結果はK個の畳込みの重畳したものである。k番目の畳込みは $\underline{m}^{(k)}$ のバーh(k)による畳込みを表す。ここでバーh(k)はk番目のユーザのチャンネル応答特性である。バーストの中の先行データフィールドが受信ミドアンブルの最初の(W-1)個のチップを損なう。したがって、チャンネル推算のためには、L_m個

50

のチップの最後の P 個のチップだけを用いる。

【 0 0 1 6 】

図 4 の流れ図に関連づけてマルチバーストチャネル推算を説明する。個々のチャネル応答特性バー $h^{(k)}$ について解を得るために式 2 を用いる。

【 式 2 】

$$\begin{bmatrix} m_P & \cdots & m_{(K-1)W+1} & m_{(K-1)W} & \cdots & m_{(K-2)W+1} & \cdots & m_W & \cdots & m_1 \\ m_1 & \cdots & m_{(K-1)W+2} & m_{(K-1)W+1} & \cdots & m_{(K-2)W+2} & \cdots & m_{W+1} & \cdots & m_2 \\ m_2 & \cdots & m_{(K-1)W+3} & m_{(K-1)W+2} & \cdots & m_{(K-2)W+3} & \cdots & m_{W+2} & \cdots & m_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{KW-1} & \vdots & m_{(K-1)W} & m_{(K-1)W-1} & \cdots & m_{(K-2)W} & \cdots & m_{W-1} & \cdots & m_P \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} h^{(1)} \\ h^{(2)} \\ \vdots \\ h^{(K)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_W \\ r_{W+1} \\ r_{W+2} \\ \vdots \\ r_{L_M} \end{bmatrix} \quad 10$$

ここで、 $r_W \cdots r_{L_M}$ はミドアンブル系列の受信合成チップである。これら m の値は m_P の対応の m_P の値を意味する。

【 0 0 1 7 】

式 2 は速記術により式 3、すなわち

【 式 3 】

$$\sum_{k=1}^K M^{(k)} \overline{h^{(k)}} = \overline{r} \quad \text{Equation 3} \quad 20$$

に変換できる。各 $M(k)$ は $KW \times W$ 行列である。バー r は受信ミドアンブルチップ応答特性である。上述のバーストが同じチャネルを通過する場合はバー $h(1) \cdots$ バー $h(k)$ は次の式 4、すなわち

【 式 4 】

$$\left[\sum_{k=1}^K M^{(k)} \right] \overline{h} = \overline{r} \quad \text{Equation 4} \quad 30$$

に示すとおりバー h で置換できる (ステップ 50)。G を式 5、すなわち

【 式 5 】

$G = [M(1), \cdots, M(k), \cdots, M(K)]$

で定義する。その結果、G は $KW \times KW$ 行列となる。G は右サーキュラント行列であるから、式 4 は式 6、すなわち

【 式 6 】

$$\left[\sum_{k=1}^K M^{(k)} \right] = \begin{bmatrix} B \\ B \\ \vdots \\ B \end{bmatrix} = D \quad \text{Equation 6} \quad 40$$

に示すとおり K 個の互いに同一の右サーキュラント行列ブロック B を用いて変換できる (ステップ 52)。B は $W \times W$ 右サーキュラント行列である。B ブロックの数は K である。式 6 を用いると、式 4 は式 7、すなわち

【 式 7 】

$$D\bar{h} = \bar{r}$$

Equation 7

の形に変換できる。式7は大きさKW×Wの過限定系を記述している。式7を解く手法の一つは最小二乗解である。式7の最小二乗解は式8、すなわち

【式8】

$$\hat{h} = (D^H D)^{-1} D^H \bar{r}$$

Equation 8

で与えられる。ここでDHはDのエルミート形式である。

10

【0018】

式6を式8に適用すると式9、すなわち

【式9】

$$(D^H D)^{-1} = \frac{1}{K} (B^H B)^{-1}$$

Equation 9

が得られる。大きさKWの受信ベクトルバーrは式10、すなわち

【式10】

20

$$\bar{r} = \begin{bmatrix} \bar{r}_1 \\ \bar{r}_2 \\ \vdots \\ \bar{r}_k \end{bmatrix}$$

Equation 10

の形に分解される。バーr Kの大きさはWである。式9および式10を式8に代入すると、チャンネル係数の最小二乗解が式11、すなわち

【式11】

30

$$\hat{h} = (B^H B)^{-1} B^H \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \bar{r}_k \right) = (B^H B)^{-1} B^H \bar{r}_k$$

Equation 11

の形で得られる。ここで二重バーrkはバーrのセグメントの平均を表す。Bは二乗行列であるので、式11は式12、すなわち

【式12】

$$\hat{h} = B^{-1} \bar{r}_k$$

Equation 12

40

になる。Bは右サーキュラント行列であり、右サーキュラント行列の逆数も右サーキュラントであるので、チャンネル推算器は大きさ57の単一の循環相関器または離散的フーリエ変換(DFT)解で実働化できる。

【0019】

離散点数WのDFT手法は次に述べるとおりである。Bは右サーキュラントであるから、式13、すなわち

【式13】

$$B = D_w^{-1} \cdot A_c \cdot D_w$$

を用いることができる。ここで、Dwは式14、すなわち

50

【式14】

$$D_W = \begin{bmatrix} \tilde{W}^0 & \tilde{W}^0 & \tilde{W}^0 & \tilde{W}^0 & \cdots & \tilde{W}^0 \\ \tilde{W}^0 & \tilde{W}^1 & \tilde{W}^2 & \tilde{W}^3 & \cdots & \tilde{W}^{(W-1)} \\ \tilde{W}^0 & \tilde{W}^2 & \tilde{W}^4 & \tilde{W}^6 & \cdots & \tilde{W}^{2(W-1)} \\ \tilde{W}^0 & \tilde{W}^3 & \tilde{W}^6 & \tilde{W}^9 & \cdots & \tilde{W}^{3(W-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \tilde{W}^0 & \tilde{W}^{(W-1)} & \tilde{W}^{2(W-1)} & \tilde{W}^{3(W-1)} & \cdots & \tilde{W}^{(W-1)(W-1)} \end{bmatrix} \quad \text{Equation 14}$$

10

で表される離散点数WのDFT行列であり、 A_c は式15、すなわち

【式15】

$$A_c = \text{diag}(D_W(B(:, 1)))$$

で示されるとおり、主対角線がBの第1列のDFTである対角線行列であり、

$$\tilde{W} = e^{-j \frac{2\pi}{W}}$$

20

である。すなわち、 D_W はDFT演算子であり、したがって $D_W \underline{x}$ はベクトル \underline{x} の離散点数WのDFTを表す。式13を式12に代入し

$$D_W^{-1} = \frac{D_W^*}{W}$$

を用いると、式16、すなわち

【式16】

$$\bar{h} = \left(D_W^* \cdot \frac{1}{W} \cdot \Lambda_C^{-1} \cdot D_W \right) \bar{r} \quad \text{Equation 16}$$

30

が得られる。ここで、 D_W^* は D_W の素子ごとの複素共役値である。

【0020】

A_c でなく A_R で \bar{h} を表した等価形式を上述の式の代わりに導くこともできる。 A_R は式17、すなわち

【式17】

$$A_R = \text{diag}(D_W(B(1, :)))$$

で示されるとおり、主対角線がBの第1行のDFTである対角線行列である。B、 B^T の移項も右サーキュラントであり B^T の第1列はBの第1行であるので、 B^T は式18、すなわち

【式18】

$$B^T = D_W^{-1} \cdot A_R \cdot D_W$$

で表される。式18、式 $D_W^T = D_W$ 、および式 $A_R^T = A_R$ 、並びに任意の反転可能な行列Aについて成立する関係(A^T)

$(A^{-1})^T = (A^T)^{-1}$ を用いて、Bは式19、すなわち

【式19】

$$B = D_W \cdot A_R \cdot D_W^{-1}$$

で表現できる。式19を式12および式

50

$$D_w^{-1} = \frac{D_w^*}{W}$$

に代入すると、式20、すなわち

【式20】

$$\bar{h} = \left(D_w \cdot \Lambda_R^{-1} \cdot \frac{1}{W} D_w^* \right) \bar{r} \quad \text{Equation 20}$$

10

が得られる。式16または式20はバーhについて解を求めるのに用いることができる。DFTの長さはすべてWであるので、これら式を解く際の複雑さは著しく軽減される。

【0021】

単一の循環相関器を用いた手法は次に述べるとおりである。B⁻¹は右サーキュラント行列の逆数であるので、B⁻¹は式21、すなわち

【式21】

$$B^{-1} = T = \begin{bmatrix} T_1 & T_P & \cdots & T_3 & T_2 \\ T_2 & T_1 & \cdots & T_4 & T_3 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ T_{W-1} & T_{W-2} & \cdots & T_1 & T_W \\ T_W & T_{W-1} & \cdots & T_2 & T_1 \end{bmatrix} \quad \text{Equation 21}$$

20

で表される。この行列Tの最初の行はA_R⁻¹の主対角線の逆数DFTに等しい。すなわち、行列TはA_R⁻¹で完全に定まる。

【0022】

チャネル応答特性バーhのタップは、Tの互いに相続く行と受信ベクトルバーrの長さWのセグメントの平均値との内積により連続的に得られる。Tの互いに相続く行はその前の行の環状右偏位バージョンである。内積の発生にレジスタを用いることによって、第1のレジスタでrのセグメント平均値を保持し、第2のレジスタをマトリクスTの第1行を保持するシフトレジスタとする。第2のレジスタを特定のクロック速度で循環シフトする。クロック周期ごとにバーhの新たな要素が二つのレジスタに蓄積ずみのベクトルの内積により定まる。受信したミドアンプルをシフトさせるよりも行列Tの第1行をシフトさせるほうが有利である。ミドアンプルの蓄積に余分の蓄積手段を設ける必要はない。ミドアンプルはバースト全体を保持する受信信号バッファの中に継続して留まる。相関器の長さはWに留まるので、チャネル推算の複雑性の大幅な緩和を達成できる。

30

40

【図面の簡単な説明】

【図1】無線通信システムの概略図。

【図2】通信信号バーストの図解。

【図3】マルチバースト送信機及び受信機の簡略化した説明図。

【図4】マルチバーストチャネル推算の流れ。

【符号の説明】

- 10 無線通信システム
- 12 基地局
- 14 ユーザ装置
- 16 通信信号バースト

50

- 18 ガード期間
- 20 ミドアンプル
- 22, 24 データバースト
- 26 送信機
- 28 受信機
- 32 データ発生器
- 34 変調/拡散装置
- 36 変調器
- 38, 40 アンテナ
- 30 無線チャネル
- 42 復調器
- 44 チャンネル概算装置
- 46 データ検出デバイス
- 48 合成器

【 図 1 】

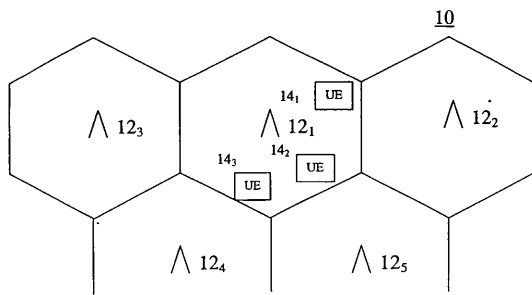


Fig. 1

【 図 2 】

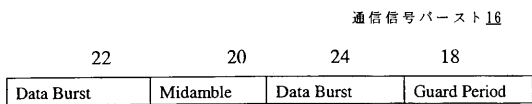


Fig. 2

【 図 3 】

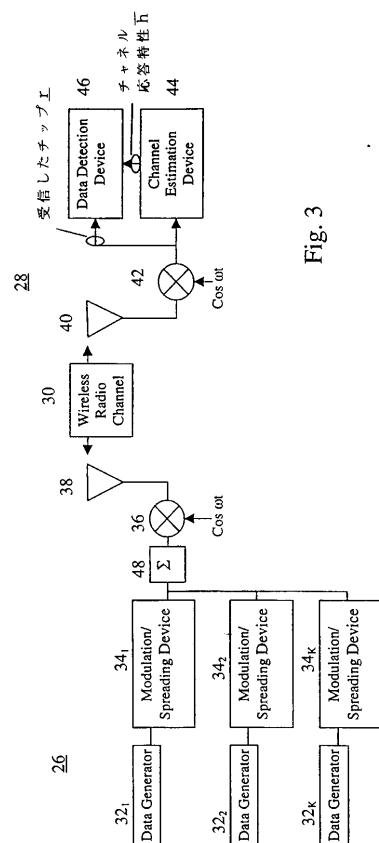


Fig. 3

【 図 4 】

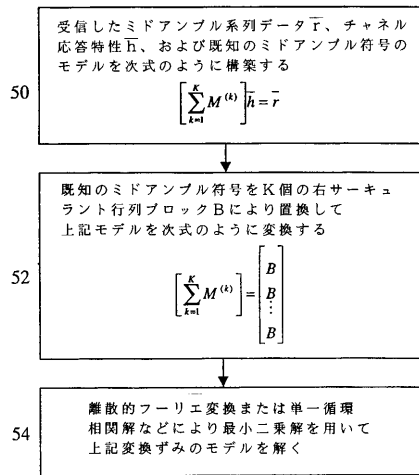


Fig. 4

フロントページの続き

(56)参考文献 国際公開第99/059351(WO,A1)

国際公開第99/040698(WO,A1)

欧州特許第01245100(EP,B1)

国際公開第98/001959(WO,A1)

特開平06-061877(JP,A)

特開平08-032550(JP,A)

特開平04-260223(JP,A)

Inkyu Lee; Cioffi, J.M.; , A fast computation algorithm for the decision feedback equalizer, Communications, IEEE Transactions on, IEEE, 1995年11月, Vol.43 No.11, pp.2742-2749

Steiner Bernd et.al., Optimum and Suboptimum Channel Estimation for the Uplink of CDMA Mobile Radio Systems with Joint Det, European transactions on telecommunications and related technologies, IT,AEI,MILANO, 1994年 2月, Vol.5 No.1, pp.39-50

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 13/00 - 13/06

H04B 1/69 - 1/713

H04J 3/00