

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4105157号
(P4105157)

(45) 発行日 平成20年6月25日(2008.6.25)

(24) 登録日 平成20年4月4日(2008.4.4)

(51) Int.Cl.

F I

H04B 1/707 (2006.01)

H04J 13/00

D

請求項の数 21 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2004-507222 (P2004-507222)
 (86) (22) 出願日 平成15年5月19日(2003.5.19)
 (65) 公表番号 特表2005-526465 (P2005-526465A)
 (43) 公表日 平成17年9月2日(2005.9.2)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2003/015799
 (87) 国際公開番号 W02003/101067
 (87) 国際公開日 平成15年12月4日(2003.12.4)
 審査請求日 平成17年1月24日(2005.1.24)
 (31) 優先権主張番号 10/153, 112
 (32) 優先日 平成14年5月22日(2002.5.22)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(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 19810 デラウェア
 州 ウィルミントン シルバーサイド ロ
 ード 3411 コンコルド プラザ ヘ
 イグリー ビルディング スイート 10
 5
 (74) 代理人 100077481
 弁理士 谷 義一
 (74) 代理人 100088915
 弁理士 阿部 和夫

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 セグメント単位のチャネル等化に基づくデータ推定

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数の受信されたスペクトル拡散通信のデータを推定する方法であって、前記複数の受信されたスペクトル拡散通信は、共有スペクトルにおいて受信され、前記方法は、
前記受信された通信をサンプリングして受信ベクトルを生成するステップと、
前記受信ベクトルを複数の連続した非重複セグメントに分割するステップと、
最初のセグメントおよび最後のセグメントを除いて、前記受信された通信のデータを推定するために前記各セグメントを処理するステップであって、処理する前記ステップは、
隣接して先行する非重複セグメントの終了部分を表す開始部拡張部分ならびに隣接して引き続く非重複セグメントの開始部分を表す後尾部拡張部分を、前記セグメントと結合して拡張セグメントを生成するステップと、
前記拡張セグメントを等化するステップと、
等化された前記拡張セグメントの等化された前記拡張部分を破棄して、等化されたセグメントを生成するステップと、
前記等化されたセグメントを逆拡散するステップとを含むことと
を備えることを特徴とする方法。

【請求項 2】

前記等化されたセグメントを結合するステップと、
前記結合された等化されたセグメントを逆拡散して、前記受信ベクトルのデータを再生するステップと

10

20

をさらに備えることを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記各拡張セグメントを等化する前記ステップは、最小二乗平均誤差モデルを使用することを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

前記各拡張セグメントを等化する前記ステップは、高速フーリエ変換を使用して最小二乗平均誤差モデルを解くことを含むことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 5】

前記各拡張セグメントを等化する前記ステップは、コレスキー分解を使用して最小二乗平均誤差モデルを解くことを含むことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

10

【請求項 6】

前記各拡張セグメントを等化する前記ステップは、近似コレスキー分解を使用して最小二乗平均誤差モデルを解くことを含むことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 7】

前記各拡張セグメントを等化する前記ステップは、最小二乗誤差モデルを使用することを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 8】

複数の受信されたスペクトル拡散通信のデータを推定するユーザ装置であって、前記複数の受信されたスペクトル拡散通信は共有スペクトルにおいて受信され、前記ユーザ装置は、

20

前記受信された通信をサンプリングして、受信ベクトルを生成する手段と、

前記受信ベクトルを処理して、複数のセグメントを生成する手段と、

最初のセグメントおよび最後のセグメントを除いて、前記受信された通信のデータを推定するために各セグメントを処理する手段であって、前記処理する手段は、

隣接して先行する非重複セグメントの終了部分を表す開始部拡張部分ならびに隣接して引き続き非重複セグメントの開始部分を表す後尾部拡張部分を、前記セグメントと結合して拡張セグメントを生成する手段と、

前記拡張セグメントを等化する手段と、

等化された前記拡張セグメントの等化された前記拡張部分を破棄して、等化されたセグメントを生成する手段と、

30

前記等化されたセグメントを逆拡散する手段とを含むことと

を備えたことを特徴とするユーザ装置。

【請求項 9】

前記等化されたセグメントを結合しおよび前記等化され結合されたセグメントを逆拡散して前記受信ベクトルのデータを再生する手段をさらに備えたこと特徴とする請求項 8 に記載のユーザ装置。

【請求項 10】

前記各拡張セグメントを等化する手段は、最小二乗平均誤差モデルを使用することを特徴とする請求項 8 に記載のユーザ装置。

【請求項 11】

40

前記各拡張セグメントを等化する手段は、高速フーリエ変換を使用して最小二乗平均誤差モデルを解くように構成されていることを特徴とする請求項 8 に記載のユーザ装置。

【請求項 12】

前記各拡張セグメントを等化する手段は、コレスキー分解を使用して最小二乗平均誤差モデルを解くように構成されていることを特徴とする請求項 8 に記載のユーザ装置。

【請求項 13】

前記各拡張セグメントを等化する手段は、近似コレスキー分解を使用して最小二乗平均誤差モデルを解くように構成されていることを特徴とする請求項 8 に記載のユーザ装置。

【請求項 14】

前記各拡張セグメントを等化する手段は、最小二乗誤差モデルを使用することを特徴と

50

する請求項 8 に記載のユーザ装置。

【請求項 1 5】

複数の受信されたスペクトル拡散通信のデータを推定する基地局であって、前記複数の受信されたスペクトル拡散通信は共有スペクトルにおいて受信され、前記基地局は、

前記受信された通信をサンプリングして受信ベクトルを生成する手段と、

前記受信ベクトルを処理して複数のセグメントを生成する手段と、

最初のセグメントおよび最後のセグメントを除いて、前記受信された通信のデータを推定するために各セグメントを処理する手段であって、前記処理する手段は、

隣接して先行する非重複セグメントの終了部分を表す開始部拡張部分ならびに隣接して引き続く非重複セグメントの開始部分を表す後尾部拡張部分を、前記セグメントと結合して拡張セグメントを生成する手段と、

前記拡張セグメントを等化する手段と、

等化された前記拡張セグメントの等化された前記拡張部分を破棄して、等化されたセグメントを生成する手段と、

前記等化されたセグメントを逆拡散する手段とを含むこととを備えたことを特徴とする基地局。

【請求項 1 6】

前記等化されたセグメントを結合しおよび前記等化され結合されたセグメントを逆拡散して前記受信ベクトルのデータを再生する手段をさらに備えたことを特徴とする請求項 1 5 に記載の基地局。

【請求項 1 7】

前記各拡張セグメントを等化する手段は、最小二乗平均誤差モデルを使用することを特徴とする請求項 1 5 に記載の基地局。

【請求項 1 8】

前記各拡張セグメントを等化する手段は、高速フーリエ変換を使用して最小二乗平均誤差モデルを解くように構成されていることを特徴とする請求項 1 5 に記載の基地局。

【請求項 1 9】

前記各拡張セグメントを等化する手段は、コレスキー分解を使用して最小二乗平均誤差モデルを解くように構成されていることを特徴とする請求項 1 5 に記載の基地局。

【請求項 2 0】

前記各拡張セグメントを等化する手段は、近似コレスキー分解を使用して最小二乗平均誤差モデルを解くように構成されていることを特徴とする請求項 1 5 に記載の基地局。

【請求項 2 1】

前記各拡張セグメントを等化する手段は、最小二乗誤差モデルを使用することを特徴とする請求項 1 5 に記載の基地局。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、一般には無線通信システムに関する。詳細には、本発明は無線通信システムにおけるデータ検出に関する。

【背景技術】

【0002】

図 1 は、無線通信システム 10 の図である。通信システム 10 は、ユーザ装置 (UE) 14₁ ~ 14₃ (14) と通信する基地局 12₁ ~ 12₅ を有する。各基地局 12 は、関連付けられた動作エリアを有し、基地局は、その基地局の動作エリア内の UE 14 と通信する。

【0003】

符号分割多重接続 (CDMA) や符号分割多重接続を用いる時分割複信 (TDD/CDMA) などの一部の通信システムでは、複数の通信が同じ周波数スペクトル上を送信される。それらの通信は、各自のチャネライゼーションコードで区別される。周波数スペクト

10

20

30

40

50

ルをより効率的に使用するために、TDD/CDMA通信システムは、タイムスロットに分割された反復するフレームを通信に用いる。そのようなシステムで送信される通信は、1つまたは複数の関連付けられた符号と、割り当てられたタイムスロットとを有する。1タイムスロットに1つの符号を使用することをリソース単位と称する。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

同じ周波数スペクトルで同じ時間に複数の通信を送信することができるので、そのようなシステムの受信機は、複数の通信を区別しなければならない。そのような信号を検出する手法の1つは、ジョイント検出である。ジョイント検出では、すべてのUE 14すなわちユーザに関連付けられた信号が同時に検出される。ジョイント検出の手法には、zero-forcingブロック線形等化(ZF-BLE)と最小平均二乗誤差(MMSE)ブロック線形等化(BLE)が含まれる。ZF-BLEまたはMMSE-BLEを実現する方法には、コレスキー分解に基づく手法と、高速フーリエ変換(FFT)に基づく手法がある。これらの手法は、高い複雑性を有する。高い複雑性は、電力消費の増大につながり、その結果UE 14においては、バッテリー寿命が短くなる。したがって、受信データを検出する代替の手法を備えることが望ましい。

【課題を解決するための手段】

【0005】

受信された複数のスペクトル拡散信号のデータが推定される。受信される複数の通信は、共有されるスペクトルで受信される。受信された通信をサンプリングして受信ベクトルを生成する。受信ベクトルを処理して複数のセグメントを生成する。各セグメントを別個に処理して受信した通信のデータを推定する。

【発明を実施するための最良の形態】

【0006】

図2は、TDD/CDMA通信システムにおけるセグメント単位のチャネル等化に基づくデータ推定を使用する、簡略化した送信機26および受信機28を示す。ここで、セグメント単位のチャネル等化は、周波数分割二重(FDD)CDMA、あるいは他の複合型の時分割多重接続(TDMA)/CDMAシステムなどの他のシステムにも適用可能である。典型的なシステムにおいては、各UE 14に送信機26があり、複数の通信を送信する複数の送信回路26が各基地局12内にある。セグメント単位のチャネル等化を用いる受信機28は、基地局12、UE 14、またはその両方に置くことができる。

【0007】

送信機26は、ワイヤレス無線チャネル30を通じてデータを送信する。送信機26中のデータ生成器32は、受信機28に通信されるデータを生成する。変調および拡散装置34は、データを拡散し、割り当てられた適切なタイムスロットのミッドアンプトレーニングシーケンスとともに時分割多重化された拡散される基準データと、そのデータを拡散するための符号を作成し、1つのまたは複数の通信バーストを生成する。

【0008】

典型的な通信バースト16は、図3に示すように、ミッドアンプ20、ガード期間18、および2つのデータフィールド22、24を有する。ミッドアンプ20は、2つのデータフィールド22、24を分離し、ガード期間18は、異なる送信機26から送信されるバーストの到着時間の差を考慮して通信バーストを分離する。2つのデータフィールド22、24は、通信バーストのデータを含んでいる。

【0009】

通信バーストは、変調器36によって無線周波(RF)に変調される。アンテナ38が、ワイヤレス無線チャネル30を通じて、受信機28のアンテナ40にRF信号を放射する。送信される通信に使用される変調のタイプは、四位相偏移偏重(QPSK)やM-ary直交振幅変調(QAM)など、当業者に知られる任意のものでよい。

【0010】

10

20

30

40

50

受信機 28 のアンテナ 40 は、各種の無線周波信号を受信する。受信された信号は、復調器 42 によって復調されてベースバンド信号を生成する。ベースバンド信号は、1つまたは複数のアナログ/デジタル変換器などのサンプリング装置 43 により、送信されたバーストのチップレートまたはそのチップレートの倍数でサンプリングされて、受信ベクトル $\underline{r}$ を得る。サンプルは、その受信バーストに割り当てられたタイムスロットに、割り当てられた該当する符号を用いて、チャンネル推定装置 44 およびセグメント単位チャンネル等化データ検出装置 46 などによって処理される。チャンネル推定装置 44 は、ベースバンドサンプル中のミッドアンプルトレーニングシーケンス成分を使用して、チャンネルインパルス応答などのチャンネル情報を提供する。チャンネルインパルス応答を行列 H とみなすことができる。チャンネル情報と送信機によって使用される拡散符号とを、セグメント単位チャンネル等化データ検出装置 46 によって使用して、受信された通信バーストの送信データをソフトシンボル $\underline{d}$ として推定する。

10

【0011】

第3世代パートナーシッププロジェクト(3GPP)のUTRA(universal terrestrial radio access)TTTシステムを基礎となる通信システムとして使用してセグメント単位チャンネル等化を説明するが、このチャンネル等化は、他のシステムにも適用することができる。そのシステムは、アップリンクの送信とダウンリンクの送信が、相互に排他的なタイムスロットに制限される直接拡散方式の広帯域CDMA(W-CDMA)システムである。

20

【0012】

受信された通信は、式1により信号モデルとみなすことができる。

$$\underline{r} = H \underline{s} + \underline{n} \quad \text{式 1}$$

【0013】

$\underline{r}$ は受信ベクトルである。 H はチャンネル応答行列である。 $\underline{n}$ は雑音ベクトルである。 $\underline{s}$ は拡散データベクトルであり、これは、式2により拡散符号 C とデータベクトル $\underline{d}$ の畳み込みである。

$$\underline{s} = C \underline{d} \quad \text{式 2}$$

【0014】

セグメント単位のチャンネル等化では、図4のステップ50に示すように、受信ベクトル $\underline{r}$ をセグメントに分割し、各セグメントを独立して処理する。図3には、通信バーストのセグメント化も示す。バーストの各データフィールドは、 N チップの長さである。データフィールドは、 M 個のセグメント $48_{11} \sim 48_{1M}$ 、 $48_{21} \sim 48_{2M}$ (48) に分割される。以下の説明では、各セグメント 48 に均一のセグメント長 Y を使用するが、正確な実施に基づくセグメント 48 は、異なる長さであってよい。ステップ52で、各セグメント 48 を処理する前に、各セグメントに先行する $Y1$ 個のチップをそのセグメントに付加し、各セグメント 48 の後の $Y2$ 個のチップを当該セグメント 48 に付加する。一般には、処理後の各セグメント 48 の最終的な長さは、 $Z = Y + Y1 + Y2$ になる。

30

【0015】

データフィールドの末端にないセグメント $48_{12} \sim 48_{1M-1}$ 、 $48_{22} \sim 48_{2M-1}$ については、 $Y1$ と $Y2$ が他のセグメント 48 と重なる。第1のデータフィールド22の第1のセグメント 48_{11} の前には何もないので、そのセグメントの前にある $Y1$ 個のチップは取り上げられない。セグメント単位のチャンネル等化は、 $Y + Y2$ 個のチップに行うことができる。実装上の目的から、各セグメント 48 の長さを均一にすることが望ましい場合がある。第1のセグメント 48_{11} については、この長さの均一化は、セグメントの開始部をゼロ埋め込みなどで埋め込むか、または末端で分析されるチップを $Y2$ 個から $Y2 + Y1$ 個に拡大することによって達成することができる。第1のデータフィールド22の最後のセグメント 48_{1M} については、 $Y2$ が、ミッドアンプル20の最初の $Y2$ 個のチップになる。第2のデータフィールド24の最初のセグメント 48_{21} については、 $Y1$ が、ミッドアンプル20中に及ぶ。第2のデータフィールド24の最後のセグメント 48_{2M} については、 $Y2$ がガード期間18中に及ぶ。

40

50

【 0 0 1 6 】

Y 1 と Y 2 の両方が、少なくとも、インパルス応答 W から 1 チップを引いた長さ (W - 1) であることが好ましい。各セグメントの最後のチップのインパルス応答は、W - 1 チップ分だけ次のセグメントにまで及ぶ。逆に言うと、あるセグメント中に及んでいる、そのセグメントより前にある最も離れたチップのインパルス応答は、そのセグメントより W - 1 チップだけ前方にある。当該セグメントに先行する W - 1 個のチップを使用すると、それら先行するすべてのチップの影響を、所望のセグメントに及ばないように等化することができる。セグメントの後の W - 1 チップを使用すると、次のセグメント中まで及んでいるそのセグメントの各チップすべての情報 (インパルス応答) を、データ検出において使用することができる。セグメント単位のチャンネル等化の特定の実施を容易にするために、Y 1 または Y 2 が W - 1 より長いことが望ましい場合がある。具体的に説明すると、素因数アルゴリズムの高速フーリエ変換に便利な長さを利用できるように、Y 1 および Y 2 の長さを拡大することができる。これは、拡大される位置をゼロパディングなどで埋め込むことによって達成することができる。

10

【 0 0 1 7 】

M 拡大されたセグメントを使用して、各セグメントについて式 1 を式 2 に書き換える。

$$\underline{r}_i = H_s \underline{s}_i + \underline{n}_i \quad \text{ただし } i = 1, \dots, M \quad \text{式 3}$$

【 0 0 1 8 】

H_s は、セグメントに対応するチャンネル応答行列である。各セグメントの長さが等しい場合、 H_s は通例、各セグメントに対して同じになる。

20

【 0 0 1 9 】

式 3 を解く 2 つの手法では、その後に逆拡散段階が行われる等化段階を使用する。ステップ 5 4 で、各受信ベクトルセグメント $\underline{r}_i$ を等化する。等化方式の 1 つでは、最小二乗平均誤差 (M M S E) の解法を用いる。延長された各セグメントについての M M S E の解は、式 4 による。

【 0 0 2 0 】

【 数 1 】

$$\hat{\underline{s}}_i = (H_s^H H_s + \sigma^2 I_s)^{-1} H_s^H \underline{r}_i \quad \text{式 4}$$

30

【 0 0 2 1 】

σ^2 はノイズ分散であり、 I_s は、拡大された行列の単位行列である。 $(\cdot)^H$ は、複素共役転置演算またはエルミート演算である。あるいは、式 4 は、式 5 として書かれる。

【 0 0 2 2 】

【 数 2 】

$$\hat{\underline{s}}_i = R_s^{-1} H_s^H \underline{r}_i \quad \text{式 5}$$

【 0 0 2 3 】

R_s は式 6 により定義される。

40

$$R_s = H_s^H H_s + \sigma^2 I_s \quad \text{式 6}$$

【 0 0 2 4 】

式 4 または 5 を使用して、各セグメントの M M S E による等化を得る。

【 0 0 2 5 】

式 6 を解く 1 つの手法は、式 7 および 8 による高速フーリエ変換 (F F T) によるものである。

$$R_s = D_z^{-1} \Lambda D_z = (1/P) D_z^* \Lambda D_z \quad \text{式 7}$$

$$R_s^{-1} = D_z^{-1} \Lambda^{-1} D_z = (1/P) D_z^* \Lambda^* D_z \quad \text{式 8}$$

【 0 0 2 6 】

D_z は、Z 点の F F T 行列であり、 Λ は、 R_s 行列の循環近似の第 1 列の F F T である

50

対角要素を有する対角行列である。循環近似は、 R_s 行列のどの列を使用しても行うことができる。最も多い数の要素を有する完全な列を使用することが好ましい。

【 0 0 2 7 】

周波数領域においては、FFT の解は、式 9 による。

【 0 0 2 8 】

【 数 3 】

$$F(\hat{s}) = \frac{\sum_{m=1}^M F(h_m)^* \otimes F(r_m)}{F(q)}$$

10

$$\text{ただし } F(x) = \sum_{n=0}^{P-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi kn}{N}}, k = 0, 1, \dots, P-1 \quad \text{式 9}$$

【 0 0 2 9 】

【 数 4 】

⊗

【 0 0 3 0 】

は、クロネッカー積である。M は、サンプリングレートである。M = 1 は、チップレートでのサンプリングであり、M = 2 は、チップレートの 2 倍でのサンプリングである。

【 0 0 3 1 】

20

拡散データベクトルのフーリエ変換

【 0 0 3 2 】

【 数 5 】

$$F(\hat{s})$$

【 0 0 3 3 】

を求めた後、逆フーリエ変換を行うことにより拡散データベクトル

【 0 0 3 4 】

【 数 6 】

$$\hat{\underline{S}}$$

30

【 0 0 3 5 】

を求める。式 6 を解く第 2 の手法は、コレスキー分解または近似コレスキー分解による。

【 0 0 3 6 】

MMSE 以外の等化段階における別の解法は、最小二乗誤差 (LSE) の解法である。拡大された各セグメントについての LSE の解法は、式 10 による。

【 0 0 3 7 】

【 数 7 】

$$\hat{\underline{s}}_i = (H_s^H H_s)^{-1} H_s^H \underline{r}_i$$

40

式 10

【 0 0 3 8 】

等化の後、ステップ 56 で、最初の Y1 個のチップと最後の Y2 個のチップを破棄する。その結果、

【 0 0 3 9 】

【 数 8 】

$$\hat{\underline{S}}$$

【 0 0 4 0 】

が、

50

【 0 0 4 1 】

【 数 9 】

$\tilde{\underline{s}}_i$

【 0 0 4 2 】

になる。

【 0 0 4 3 】

【 数 1 0 】

$\tilde{\underline{s}}_i$

10

【 0 0 4 4 】

は長さ Y である。データシンボル

【 0 0 4 5 】

【 数 1 1 】

$\tilde{\underline{d}}_i$

【 0 0 4 6 】

を生成するために、ステップ 5 8 で式 1 1 により

【 0 0 4 7 】

【 数 1 2 】

20

$\tilde{\underline{s}}_i$

【 0 0 4 8 】

を逆拡散する。

【 0 0 4 9 】

【 数 1 3 】

$\tilde{\underline{d}}_i = C_s^H \tilde{\underline{s}}_i$

式 1 1

【 0 0 5 0 】

30

C_s は、そのセグメントに対応するチャネル符号部分である。

【 0 0 5 1 】

あるいは、ステップ 5 8 で、セグメントを再度組み合わせて、等化された拡散データフィールド

【 0 0 5 2 】

【 数 1 4 】

$\tilde{\underline{S}}$

【 0 0 5 3 】

にし、拡散データフィールド全体を式 1 2 により逆拡散する。

40

【 0 0 5 4 】

【 数 1 5 】

$\tilde{\underline{d}} = C^H \tilde{\underline{s}}$

式 1 2

【 0 0 5 5 】

セグメント単位のチャネル等化に基づくデータ推定について典型的な TDD バーストに即して説明したが、このチャネル等化は、他のスペクトル拡散システムに適用することができる。FDD / CDMA システムの場合について説明すると、FDD / CDMA システムは、長い期間にわたって通信を受信する。受信機 2 8 が FDD / CDMA 通信を受信す

50

ると、受信機 28 はサンプルをセグメント

【 0 0 5 6 】

【 数 1 6 】

$\hat{S}_i$

【 0 0 5 7 】

に分割し、セグメント単位のチャネル等化が適用される。

【 0 0 5 8 】

処理の前に受信ベクトル $\underline{r}$ をセグメントに分割することにより、データ検出の複雑性が下がる。複雑性が下がるのを具体的に説明するために、1024チップを有する ($N = 1024$) TDDバーストのデータフィールドを用いる。等化にFFT/MMSEの手法を使用する4つの異なるシナリオを比較する。第1のシナリオは、長さが1024のデータフィールド全体を処理する。第2のシナリオは、データフィールド全体を長さが512の2つのセグメントに分割する。第3のシナリオは、データフィールド全体を長さが256の4つのセグメントに分割する。第4のシナリオは、データフィールド全体を長さが128の8つのセグメントに分割する。説明を簡潔にするために、比較にあたってセグメント間の重複はないことを前提とした。実際には、重複のために、セグメントに分割する手法の複雑性は、以下の表に示すよりもわずかに上がる。

【 0 0 5 9 】

表1は、基数2のFFTを使用してデータ検出を行うために必要とされる複素演算の数を示す。この表には、各シナリオに必要とされる基数2演算と直接の乗算の回数を示す。

【 0 0 6 0 】

【 表 1 】

複素演算の回数	1セグメント	2セグメント	3セグメント	4セグメント
基数2	1024	9216	8192	7168
直接の乗算	1049K	524k	262K	131K

表1

【 0 0 6 1 】

表2は、セグメントが1つの場合を100%の複雑性として使用して、各シナリオの複雑性のパーセンテージを比較する。複雑性のパーセンテージは、基数2と直接の乗算の両方について示す。

【 0 0 6 2 】

【 表 2 】

複雑性 (%)	1セグメント	2セグメント	3セグメント	4セグメント
基数2	100%	90%	80%	70%
直接の乗算	100%	50%	25%	12.5%

表2

【 0 0 6 3 】

チップレートでのサンプリングの場合は、各セグメントに、1回のF(h)、1回のF(q)、2回のF(r)、および2回の逆FFTが行われる。チップレートの2倍のサンプリングの場合は、各セグメントに、2回のF(h)、1回のF(q)、4回のF(r)、および2回の逆FFTが行われる。表3は、チップレートとチップレートの2倍における基数2の演算の複雑性を示す。

【 0 0 6 4 】

10

20

30

40

【表 3】

複素演算の回数	1セグメント	2セグメント	3セグメント	4セグメント
基数2 (チップレート)	60K	45K	36K	30K
基数2 (チップレートの2 倍)	90K	68K	54K	45K

表3

10

【0065】

表4は、チップレートでのサンプリングとチップレートの2倍でのサンプリングについて、基数2の演算の総合的な複雑性をパーセンテージで示す。

【0066】

【表 4】

複雑性 (%)	1セグメント	2セグメント	3セグメント	4セグメント
基数2 (チップレート)	100%	75%	60%	50%
基数2 (チップレートの 2倍)	100%	76%	60%	50%

表4

20

【0067】

表に示すように、一般には、セグメント数が増すと全体的な複雑性が下がる。ただし、セグメントのサイズをインパルス応答の長さなどまでに過度に縮小すると、セグメント間の重複のために複雑性が上がる。

【0068】

実際のシステムにおけるセグメント単位のチャンネル等化を説明するために、TDDバーストタイプ2を使用する。同様のセグメントへの分割は、バーストタイプ1など他のバーストにも使用することができる。TDDバーストタイプ2は、長さ1104 ($N = 1104$) の2つのデータフィールドを有する。この説明のためのチャンネル応答の長さは63チップ ($W = 63$) である。Y1とY2は、 $W - 1$ すなわち62チップに設定される。以下は、3つの可能なセグメント分割であるが、他のセグメント分割も使用することができる。

30

【0069】

第1のセグメント化は、各データフィールドを長さが552の2つのセグメントに分割する。セグメント間の重複を含めると、各セグメントの長さは676 ($Y + Y1 + Y2$) になる。第2のセグメント化では、各データフィールドを、長さが368の3つのセグメントに分割する。セグメント間の重複を含めると、各セグメントの長さは492 ($Y + Y1 + Y2$) になる。第3のセグメント化は、各データフィールドを長さが184の4つのセグメントに分割する。セグメント間の重複を含めると、各セグメントの長さは308 ($Y + Y1 + Y2$) になる。

40

【図面の簡単な説明】

【0070】

【図1】無線スペクトル拡散通信システムの図である。

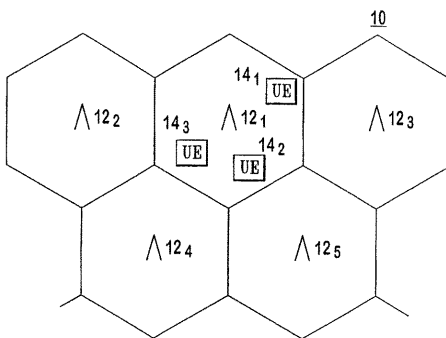
【図2】セグメント単位のチャンネル等化データ検出受信機の図である。

【図3】通信バーストと、通信バーストのデータフィールドのセグメント分割の図である

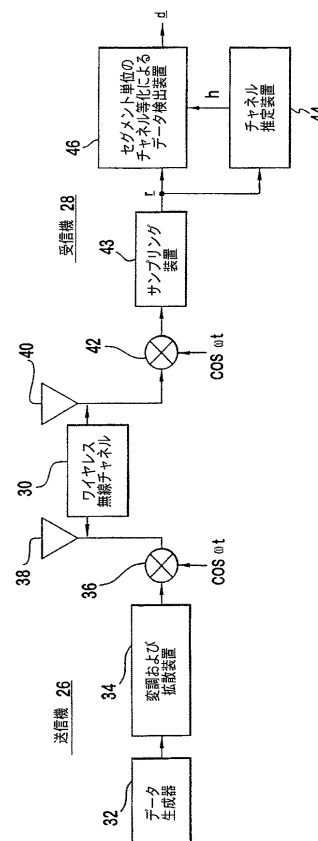
50

。【図4】セグメント単位のチャネル等化データ検出受信機のフロー図である。

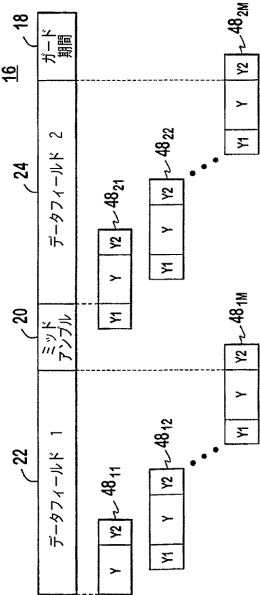
【図1】



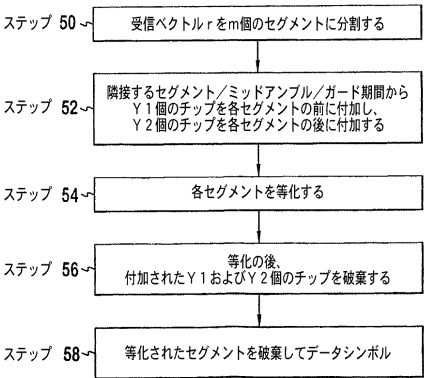
【図2】



【図 3】



【図 4】



フロントページの続き

(72)発明者 パン ユン - リン

アメリカ合衆国 1 1 7 8 4 ニューヨーク州 セルデン コート ストリート 1 5

(72)発明者 アリーラ ゼイラ

アメリカ合衆国 1 1 7 4 3 ニューヨーク州 ハンティントン ウェスト ネック ロード 2
3 9

審査官 矢頭 尚之

(56)参考文献 特開 2 0 0 3 - 2 4 4 0 2 2 (J P , A)

特開 2 0 0 3 - 1 1 0 4 7 4 (J P , A)

特開 2 0 0 2 - 3 3 0 1 1 4 (J P , A)

特表 2 0 0 4 - 5 3 1 1 0 9 (J P , A)

国際公開第 0 1 / 0 2 0 8 0 1 (W O , A 1)

国際公開第 0 1 / 0 6 9 8 0 1 (W O , A 1)

VOLLMER M ET AL , COMPARATIVE STUDY OF JOINT-DETECTION TECHNIQUES FOR TD-CDMA BASED MOBILE RADIO SYSTEMS , IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, IEEE INC. , 2 0 0 1 年 8 月 , vol. 19, no. 8, , pages 1461-1475 , U R L , <http://ieeexplore.ieee.org/iel5/49/20397/00942509.pdf?tp=&arnumber=942509&isnumber=20397>

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H04B 1/707