

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号  
特許第5513523号  
(P5513523)

(45) 発行日 平成26年6月4日 (2014. 6. 4)

(24) 登録日 平成26年4月4日 (2014. 4. 4)

(51) Int. Cl.	F I
HO 4 J 11/00 (2006. 01)	HO 4 J 11/00 Z
HO 4 B 1/7115 (2011. 01)	HO 4 J 13/00 4 3 7
HO 4 J 99/00 (2009. 01)	HO 4 J 15/00
HO 4 B 7/04 (2006. 01)	HO 4 B 7/04

請求項の数 19 (全 25 頁)

(21) 出願番号	特願2011-546781 (P2011-546781)	(73) 特許権者	598036300
(86) (22) 出願日	平成22年1月20日 (2010. 1. 20)		テレフオンアクチーボラゲット エル エ
(65) 公表番号	特表2012-516096 (P2012-516096A)		ム エリクソン (パブル)
(43) 公表日	平成24年7月12日 (2012. 7. 12)		スウェーデン国 ストックホルム エスー
(86) 国際出願番号	PCT/EP2010/050629		1 6 4 8 3
(87) 国際公開番号	W02010/084127	(74) 代理人	100076428
(87) 国際公開日	平成22年7月29日 (2010. 7. 29)		弁理士 大塚 康德
審査請求日	平成25年1月10日 (2013. 1. 10)	(74) 代理人	100112508
(31) 優先権主張番号	09151168.3		弁理士 高柳 司郎
(32) 優先日	平成21年1月23日 (2009. 1. 23)	(74) 代理人	100115071
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		弁理士 大塚 康弘
(31) 優先権主張番号	61/150, 048	(74) 代理人	100116894
(32) 優先日	平成21年2月5日 (2009. 2. 5)		弁理士 木村 秀二
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100130409
			弁理士 下山 治
		最終頁に続く	

(54) 【発明の名称】 遅延スプレッド補償のための方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数の受信器アンテナを有する通信装置での使用に適した、遅延スプレッド補償の方法であって、

送信信号に対応する信号要素を含むと共に対応する遅延スプレッドを有する個別のチャネルインパルス応答を経ており、それぞれが信号の各時間インデックス  $n$  に対する複素同相 / 直交サンプル

$$(y_n^0, \dots, y_n^{N_{RX}-1})$$

からなる複数 ( $N_{RX}$ ) の信号を、それぞれ個別のアンテナを介して受信するステップ ( 3 1 0、4 1 0 ) と、

前記チャネルインパルス応答の各々の推定値を決定するステップ ( 3 2 0、4 2 0 ) と、

前記チャネルインパルス応答の前記推定値に基づいて事後符号化行列 ( $M$ ) を計算するステップ ( 3 4 0、4 4 0 ) と、

少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号

$$\bar{Y}_n$$

を形成するために、前記事後符号化行列 ( $M$ ) を用いて、

$$Y_n = \begin{bmatrix} y_n^0 \\ \vdots \\ y_n^{N_{RX}-1} \end{bmatrix}$$

を時間インデックス  $n$  に対する前記複数 ( $N_{RX}$ ) の信号のそれぞれに対する前記複素同相 / 直交サンプルよりなるベクトルとしたときの、式

$$\bar{Y}_n = M \cdot Y_n$$

を用いることにより、前記複数の受信信号を事後符号化するステップ (350、450) と、

を有し、

前記事後符号化行列は前記チャネルインパルス応答推定値の要素の値およびタイミングに基づいて計算され、

前記事後符号化行列を計算するステップは、所定のタイミングの閾値より後の前記チャネルインパルス応答推定値 ( $H_{12}$ 、 $H_{22}$ ) の前記要素を含む行列

$$H_2 = \begin{bmatrix} H_{12} \\ H_{22} \end{bmatrix}$$

に対して、特異値分解  $H_2 = U S V^H$  を実行し、行列

$$\bar{M} = U^H M$$

を計算することを含み、

前記複数の受信信号を事後符号化するステップでは、前記所定のタイミング閾値より後に受信された信号に対して、前記事後符号化行列 ( $M$ ) に代えて、

$$\bar{M}$$

が用いられる、

ことを特徴とする方法。

【請求項 2】

それぞれのチャネルインパルス応答に対応する少なくとも 1 つの前記遅延スプレッドが、遅延スプレッド閾値より大きいかを判定するステップ (330、430) と、

少なくとも 1 つの前記遅延スプレッドが前記遅延スプレッド閾値より大きいと判定された場合に、

前記チャネルインパルス応答の前記推定値に基づいて、事後符号化行列を計算するステップ (340、440) と、

少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号

$$\bar{Y}_n$$

を形成するために、前記事後符号化行列を用いて、前記複数の受信信号を事後符号化するステップ (350、450) と、

を実行するステップと、

をさらに有することを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号は、前記受信信号と同数の複数の遅延スプレッド補償信号を含むことを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の方法。

【請求項 4】

前記送信信号は直交周波数分割変調信号であることを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 5】

前記遅延スプレッド閾値は、前記直交周波数分割変調信号のサイクリックプレフィック

10

20

30

40

50

ス長に対応することを特徴とする請求項 2 に従属する請求項 4 に記載の方法。

【請求項 6】

少なくとも第 1 の処理された遅延スプレッド補償信号を形成するために、前記少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号を処理するステップ ( 3 6 0、4 6 0 ) をさらに有し、  
前記少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号を処理する前記ステップは、前記少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号にフーリエ変換を適用すること ( 4 6 0 ) を含む、  
ことを特徴とする請求項 4 に記載の方法。

【請求項 7】

少なくとも第 1 の処理された遅延スプレッド補償信号を形成するために、前記少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号を処理するステップ ( 3 6 0、4 6 0 ) をさらに有し、  
前記少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号を処理する前記ステップは、  
前記複数の遅延スプレッド補償信号の各々に関してフーリエ変換ウィンドウの位置を決めるステップ ( 4 5 5 ) と、

それぞれの前記フーリエ変換ウィンドウの前記位置に基づいて、前記複数の遅延スプレッド補償信号のそれぞれにフーリエ変換を適用するステップ ( 4 6 0 ) と、  
を有し、

前記フーリエ変換ウィンドウのそれぞれは、対応する遅延スプレッドが補償されたチャネルインパルス応答に基づいて位置が決定される、

ことを特徴とする請求項 3 に従属する請求項 4 に記載の方法。

【請求項 8】

前記送信信号は符号分割多元接続信号または広帯域符号分割多元接続信号であることを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 9】

少なくとも第 1 の処理された遅延スプレッド補償信号を形成するために、前記少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号を処理するステップ ( 3 6 0、4 6 0 ) をさらに備え、  
前記少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号を処理するステップは、

R A K E 処理を実行するステップ、

一般化 R A K E 処理を実行するステップ、

チップ等化を実行するステップ

の少なくとも 1 つを含む、

ことを特徴とする請求項 8 に記載の方法。

【請求項 10】

プログラム命令を有すると共に通信装置のデータ処理部にロード可能なコンピュータプログラムを有するコンピュータ可読記憶媒体であって、

前記通信装置は、複数の受信器アンテナを備え、送信信号に対応する信号要素を含むと共に対応する遅延スプレッドを有する個別のチャネルインパルス応答を経ており、それぞれが信号の各時間インデックス  $n$  に対する複素同相 / 直交サンプル

$$(y_n^0, \dots, y_n^{N_{RX}-1})$$

からなる複数 (  $N_{RX}$  ) の信号を、それぞれ個別のアンテナを介して受信するように適合され、

前記コンピュータプログラムは、前記コンピュータプログラムが前記データ処理部で実行される場合、

前記チャネルインパルス応答の各々の推定値を決定するステップと、

前記チャネルインパルス応答の前記推定値に基づいて事後符号化行列 (  $M$  ) を計算するステップと、

少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号

$$\bar{Y}_n$$

を形成するために、前記事後符号化行列 (  $M$  ) を用いて、

10

20

30

40

50

$$Y_n = \begin{bmatrix} y_n^0 \\ \vdots \\ y_n^{N_{RX}-1} \end{bmatrix}$$

を時間インデックス  $n$  に対する前記複数 ( $N_{RX}$ ) の信号のそれぞれに対する前記複素同相 / 直交サンプルよりなるベクトルとしたときの、式

$$\bar{Y}_n = M \cdot Y_n$$

を用いることにより、前記複数の受信信号を事後符号化するステップと、

の少なくとも 1 つを前記データ処理部に実行させ、

前記事後符号化行列は前記チャネルインパルス応答推定値の要素の値およびタイミングに基づいて計算され、

前記事後符号化行列を計算するステップは、所定のタイミングの閾値より後の前記チャネルインパルス応答推定値 ( $H_{12}$ 、 $H_{22}$ ) の前記要素を含む行列

$$H_2 = \begin{bmatrix} H_{12} \\ H_{22} \end{bmatrix}$$

に対して、特異値分解  $H_2 = U S V^H$  を実行し、行列

$$\bar{M} = U^H M$$

を計算することを含み、

前記複数の受信信号を事後符号化するステップでは、前記所定のタイミング閾値より後に受信された信号に対して、前記事後符号化行列 ( $M$ ) に代えて、

$\bar{M}$  が用いられる、

ことを特徴とするコンピュータ可読記憶媒体。

#### 【請求項 11】

複数の受信器アンテナ (501、502) を有する通信装置に対する、遅延スプレッド補償の処理装置であって、

送信信号に対応する信号要素を含むと共に対応する遅延スプレッドを有する個別のチャネルインパルス応答を経ており、それぞれが信号の各時間インデックス  $n$  に対する複素同相 / 直交サンプル

$$(y_n^0, \dots, y_n^{N_{RX}-1})$$

からなる複数 ( $N_{RX}$ ) の信号を、それぞれ個別のアンテナを介して受信する 1 以上の受信器 (211、212、510、511、520、521) と、

前記チャネルインパルス応答の各々の推定値を決定する 1 以上のチャネル推定器 (581、582、541) と、

前記チャネルインパルス応答の前記推定値に基づいて事後符号化行列 ( $M$ ) を計算する計算回路 (220、530、531) と、

少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号

$$\bar{Y}_n$$

を形成するために、前記事後符号化行列 ( $M$ ) を用いて、

$$Y_n = \begin{bmatrix} y_n^0 \\ \vdots \\ y_n^{N_{RX}-1} \end{bmatrix}$$

10

20

30

40

50

を時間インデックス  $n$  に対する前記複数 ( $N_{RX}$ ) の信号のそれぞれに対する前記複素同相 / 直交サンプルよりなるベクトルとしたときの、式

$$\bar{Y}_n = M \cdot Y_n$$

を用いることにより、前記複数の受信信号を事後符号化する事後符号化回路 (220、530、531) と、

を有し、

前記事後符号化行列は前記チャネルインパルス応答推定値の要素の値およびタイミングに基づいて計算され、

前記計算回路は、所定のタイミングの閾値より後の前記チャネルインパルス応答推定値 ( $H_{12}$ 、 $H_{22}$ ) の前記要素を含む行列

$$H_2 = \begin{bmatrix} H_{12} \\ H_{22} \end{bmatrix}$$

に対して、特異値分解  $H_2 = U S V^H$  を実行して、行列

$$\bar{M} = U^H M$$

を計算し、

前記事後符号化回路は、前記所定のタイミング閾値より後に受信された信号に対して、前記事後符号化行列 ( $M$ ) に代えて、

$$\bar{M}$$

を用いる、

ことを特徴とする装置。

【請求項 12】

それぞれのチャネルインパルス応答に対応する少なくとも 1 つの前記遅延スプレッドが遅延スプレッド閾値より大きいかを判定する判定回路 (540、541) をさらに備え、

少なくとも 1 つの前記遅延スプレッドが前記遅延スプレッド閾値より大きい場合にのみ、前記計算回路と前記事後符号化回路とが動作可能である、

ことを特徴とする請求項 11 に記載の装置。

【請求項 13】

前記少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号は、前記受信信号と同数の複数の遅延スプレッド補償信号を含むことを特徴とする請求項 11 又は 12 に記載の装置。

【請求項 14】

前記送信信号は直交周波数分割変調信号であることを特徴とする請求項 11 から 13 のいずれか 1 項に記載の装置。

【請求項 15】

少なくとも第 1 の処理された遅延スプレッド補償信号を形成するために、前記少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号を処理する処理回路をさらに備え、

前記処理回路は、少なくとも 1 つのフーリエ変換部 (571、572、573、574) を含む、

ことを特徴とする請求項 14 に記載の装置。

【請求項 16】

少なくとも第 1 の処理された遅延スプレッド補償信号を形成するために、前記少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号を処理する処理回路をさらに有し、

前記処理回路は、

前記複数の遅延スプレッド補償信号の各々に関してそれぞれのフーリエ変換ウィンドウの位置を決めるウィンドウ配置回路 (561、562、563、564) と、

それぞれの前記フーリエ変換ウィンドウの前記位置に基づいて、前記複数の遅延スプレッド補償信号のそれぞれにフーリエ変換を適用する少なくとも 1 つのフーリエ変換部 (571、572、573、574) と、

10

20

30

40

50

を備え、

前記フーリエ変換ウィンドウのそれぞれは、対応する遅延スプレッドが補償されたチャネルインパルス応答に基づいて位置が決定される、

ことを特徴とする請求項 1 3 に従属する請求項 1 5 に記載の装置。

【請求項 1 7】

前記送信信号は符号分割多元接続信号または広帯域符号分割多元接続信号であることを特徴とする請求項 1 1 から 1 3 のいずれか 1 項に記載の装置。

【請求項 1 8】

少なくとも第 1 の処理された遅延スプレッド補償信号を形成するために、前記少なくとも第 1 の遅延スプレッド補償信号を処理する処理回路をさらに備え、

前記処理回路は、

R A K E 処理回路、

一般化 R A K E 処理回路、

チップ等化器

の少なくとも 1 つを備える、

ことを特徴とする請求項 1 7 に記載の装置。

【請求項 1 9】

請求項 1 1 から 1 8 のいずれか 1 項に記載の装置を備える通信装置 ( 8 0 0 ) 。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【 0 0 0 1 】

本発明は、一般的には、遅延スプレッド補償の分野に関する。より具体的には、受信信号中の遅延スプレッドの事後符号化 ( post-coding ) を用いることによる補償に関する。

【背景技術】

【 0 0 0 2 】

直交周波数分割多重 ( O F D M ) は、例えば 3 G P P L T E ( 第 3 世代パートナーシッププロジェクト - ロング・ターム・エボリューション )、W i F i ( ワイヤレス・フィデリティ )、および W i M A X ( ワールドワイド・インターオペラビリティ・フォー・マイクロウェーブ・アクセス ) などのような、多くの無線通信システムのために選択されている無線アクセス技術である。O F D M では、多くの狭帯域シンボルが周波数領域において並行して ( 各シンボルがそれぞれのサブキャリア上で ) 送信される。O F D M システムでは、送信機は I F F T ( 逆高速フーリエ変換 ) 処理を用いて周波数領域のシンボルに対応する時間領域の波形へ、そして受信機は F F T ( 高速フーリエ変換 ) 処理を用いて対応する時間領域の波形から周波数領域のシンボルへ、それぞれ効果的に変換する。I F F T の出力および / または F F T への入力を共に形成する狭帯域シンボルの一群をこれからは O F D M シンボルと表示する。O F D M シンボルは、時間領域の O F D M シンボルおよび周波数領域の O F D M シンボルの両方として現れてもよい。

【 0 0 0 3 】

O F D M において、個別のサブキャリアのそれぞれは狭帯域であるため、周波数選択性フェージング、すなわち複数の信号のパスに起因する伝搬チャネルにおけるばらつきに対して、狭帯域シンボルは比較的強固である。適度なチャネルのばらつきに対しては、周波数領域の O F D M シンボルの全信号周波数帯域上ではフェージングのくぼみがあるとしても、分離した各狭帯域シンボルに対応する狭周波数帯域上では、ほとんどフラットのままととなる。各狭帯域シンボルに対応する狭周波数帯域上でチャネルがフラットなままであるということは、チャネル間干渉 ( I C I ) を効果的に制限する。

【 0 0 0 4 】

チャネルのばらつきに対する堅牢性をより改善するために、O F D M システムにおいて、多くの場合、サイクリックプレフィックス ( C P ) が用いられる。C P は、送信に先だって時間領域の O F D M シンボルの最後の部分の複製を先頭に追加することにより、時間領域の O F D M シンボルに導入される。C P の適用は、チャネルのばらつき ( すなわち遅

10

20

30

40

50

延スプレッド)がC Pの長さより小さいという条件で、完全に、シンボル間干渉(I S I)、すなわちO F D Mシンボル間の干渉を除去する。

【0005】

しかしながら、O F D M伝送が激しくばらつくチャネル上で行われようとする、C Pが使われていたとしても、O F D Mの枠組みの中に組み込まれた一定の堅牢性によらず結果のI S Iが無視できなくなるかもしれない。これは、チャネルのばらつきがC Pの長さより大きい場合、I S Iが全体としては除去されないためである。

【0006】

実用的なO F D MシステムではC Pの長さは妥協することである。長い遅延スプレッドのシナリオでは、I S Iの中和作用を提供するため長いC Pは有益である。しかしながら、典型的な(すなわち、I S Iに対応するために過度に長いC Pを要求しない適度な遅延スプレッドを有する)シナリオにおいては、長いC PはO F D Mシンボルの部分の複製に起因して伝送リソースの浪費となる。これは、C Pが実際には必要とされていない場合、C Pのために使われる伝送エネルギーが、利用可能なデータレートやカバレッジを直接的には改善しないということである。一方、短いC Pは、多くの伝送リソースを浪費しないものの、小さい遅延スプレッドのシナリオにおいてI S Iへの適応を提供するのみである。通常、C PはO F D Mシステムにおいてあらかじめ定められ、したがって、通常は、典型的な遅延スプレッドのケースに対して設計される。

【0007】

多くの通信システムでは、いくつもの基地局は、同一の信号の送信において協調する。そのようなシステムでは、受信器において、極めて大きい遅延スプレッドを有する実行的なマルチパスチャネルに直面するかもしれない。これは、1つの基地局からの各独立チャネルが非常にコンパクトであっても事実でありうる。いくつもの基地局がこのように協調するシステムの例は、S F N(単一周波数ネットワーク)型またはC o M P(協調マルチポイント伝送)型配置を有する放送システムである。

【0008】

このように、遅延スプレッドがC Pを超え、I S Iを生じるかもしれないO F D Mシステムに対する現実的な伝送シナリオが存在する。高い符号化レートでの伝送に対しては、適度なI S Iでさえも信号受信に対して有害となり、ユーザが体験するデータレートを制限するだろう。上で触れたように、この問題を取り扱う1つの方法は、C Pをより長くすることであろう。しかし、全てのユーザがそのような大きい遅延スプレッドを受けそうであるわけではない場合、C Pの調節はシステム容量の浪費である。いくつもの基地局が同一の信号の送信において協調するシステムでは、ユーザが体験する遅延スプレッドは、基地局に関してのユーザの位置に依存する。したがって、C P長の調節は、大抵はシステム容量の浪費であるかもしれない。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0009】

【特許文献1】国際公開第W O 2 0 0 7 / 1 4 7 5 0 6号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

したがって、(例えば、遅延スプレッドがC Pより長い)深刻なマルチパスにおいて、C Pの延長に頼らずに、受信品質を改善する方法及び装置に対する必要性がある。

【課題を解決するための手段】

【0011】

この明細書で使用されるとき、用語「備える/備えた」は提示された特徴、整数、ステップまたは要素の存在を特定するが、1以上の他の特徴、整数、ステップ、要素またはそれらの一群の存在または追加を排除するものではないことが強調されるべきである。

【0012】

本発明の目的は、上述の不利点の少なくともいくつかを取り除くことであり、受信信号の遅延スプレッド補償の方法及び装置を提供することである。

【0013】

本発明の第1の態様によれば、これは、複数の受信アンテナを有する通信装置での使用に適した遅延スプレッド補償の方法により達成される。その方法は、それぞれのアンテナを介して、送信信号に対応する信号要素を備える複数の信号の各々を受信し、各受信信号は対応する遅延スプレッドを有するそれぞれのチャネルインパルス応答を経ており、それぞれのチャネルインパルス応答の推定値を決定し、チャネルインパルス応答の推定値に基づいて事後符号化特性を計算し、少なくとも第1の遅延スプレッド補償信号を形成するために、事後符号化特性を用いて複数の受信信号を事後符号化することを含む。

10

【0014】

用語、遅延スプレッド補償は、遅延スプレッドを考慮する処理として解釈されるべきである。そのような処理は、受信器におけるある加工処理に信号を出す前に、信号の遅延スプレッドを削減するまたは完全に除去することを目標としている。したがって、用語、遅延スプレッド補償は、遅延スプレッド削減および/または遅延スプレッド除去を含んでもよい。遅延スプレッド削減は、遅延プロファイルの最初と最後の要素間の時間差が削減される状態と、遅延プロファイルの最初と最後の要素間の時間差は削減されないが、遅延プロファイルのエネルギーの分布がより集中させられる状態との両者を意味すると理解される。用語、遅延スプレッド補償も、遅延スプレッドが全ての受信器のブランチにおいては削減されないが、1以上の受信ブランチにおいて遅延スプレッドが変動しないまたは増加する場合を含むこととなる。

20

【0015】

いくつかの実施形態において、方法はさらに、それぞれのチャネルインパルス応答に対応する少なくとも1つの遅延スプレッドが遅延スプレッドの閾値より大きいかを判定することを含んでもよい。そのような実施形態では、少なくとも1つの遅延スプレッドが遅延スプレッドの閾値より大きいと判定された場合にのみ、チャネルインパルス応答の推定値に基づいて事後符号化特性を計算するステップと、少なくとも第1の遅延スプレッド補償信号を形成するために事後符号化特性を用いて複数の受信信号を事後符号化するステップとが実行されてもよい。遅延スプレッドが遅延スプレッドの閾値と関連する値、例えば、その閾値そのもの、または閾値にバイアスの項を加えたものより長い時間的な広がりを持つ場合、遅延スプレッドが遅延スプレッドの閾値より大きいと理解されるべきである。

30

【0016】

いくつかの実施形態において、少なくとも1つの遅延スプレッドが遅延スプレッドの閾値より大きいという条件は、全ての(または1より大きいある数の)遅延スプレッドが遅延スプレッドの閾値より大きくあるべきという、事後符号化が適用されるためのさらなる条件を含んでもよい。

【0017】

いくつかの実施形態において、少なくとも第1の遅延スプレッド補償信号は、複数の遅延スプレッド補償信号を含んでもよい。複数の遅延スプレッド補償信号は、複数の受信信号と同数であってもよい。

40

【0018】

いくつかの実施形態において、事後符号化特性は、事後符号化行列を含んでもよい。そのような実施形態においては、事後符号化行列は、チャネルインパルス応答推定値の要素の値およびタイミングに基づいて計算されてもよい。

【0019】

事後符号化行列を計算するステップは、いくつかの実施形態において、チャネルインパルス応答推定値の要素を含む行列上での特異値分解の実行を含んでもよい。

【0020】

いくつかの実施形態において、チャネルインパルス応答推定値の要素は、要素の少なくとも2つの部分集合に配置されてもよく、事後符号化行列は、その部分集合に基づいて計

50



算されてもよい。いくつかの実施形態においては、要素の少なくとも2つの部分集合のそれぞれは、それぞれの行列に配置されてもよく、事後符号化行列を計算するステップはそれぞれの行列の各々に対する特異値分解の実行を含んでもよい。

【0021】

送信信号は、直交周波数分割変調信号であってもよい。そのような実施形態では、遅延スプレッドの閾値は、直交周波数分割変調信号のサイクリックプレフィックスの長さに対応してもよい。いくつかの実施形態によれば、チャンネルインパルス応答推定値の要素は、第1の部分集合が直交周波数分割変調信号のサイクリックプレフィックスの範囲内にある要素を含み、第2の部分集合が残りの要素を含む、2つの部分集合に配置されてもよい。

【0022】

いくつかの実施形態において、方法はさらに、少なくとも第1の処理された遅延スプレッド補償信号を形成するために、少なくとも第1の遅延スプレッド補償信号を処理することを含んでもよい。少なくとも第1の遅延スプレッド補償信号を処理するステップは、少なくとも第1の遅延スプレッド補償信号にフーリエ変換を適用することを含んでもよい。いくつかの実施形態において、少なくとも第1の遅延スプレッド補償信号を処理するステップは、複数の遅延スプレッド補償信号のそれぞれに関して、フーリエ変換の窓の位置を合わせ、フーリエ変換の窓のそれぞれは、対応する遅延スプレッド補償されたチャンネルインパルス応答に基づいて位置づけられ、それぞれのフーリエ変換の窓の位置に基づいて、複数の遅延スプレッド補償信号のそれぞれにフーリエ変換を適用することを含んでもよい。

【0023】

フーリエ変換は、例えば、高速フーリエ変換 (FFT) または離散フーリエ変換 (DFT) を含んでもよい。

【0024】

送信信号は符号分割多元接続信号または広帯域符号分割多元接続信号であってもよい。そのような実施形態において、方法はさらに、少なくとも第1の処理された遅延スプレッド補償信号を形成するために、少なくとも第1の遅延スプレッド補償信号を処理することを含んでもよい。少なくとも第1の遅延スプレッド補償信号の処理をするステップは、RAKE処理の実行、一般化RAKE処理の実行、およびチップ等化の実行の少なくとも1つを含んでもよい。

【0025】

本発明の第2の態様は、プログラム命令を含み、通信装置のデータ処理部の中にロード可能なコンピュータプログラムをその上に有するコンピュータ可読媒体を備えるコンピュータプログラム製品であり、通信装置は複数の受信アンテナを有し複数の信号をそれぞれのアンテナを介して受信可能であり、それぞれの信号は送信信号に対応する信号要素を含み、各受信信号は対応する遅延スプレッドを有するそれぞれのチャンネルインパルス応答を経ている。コンピュータプログラムがデータ処理部により実行される場合、コンピュータプログラムは、チャンネルインパルス応答のそれぞれの推定値を決定するステップと、チャンネルインパルス応答の推定値に基づいて事後符号化特性を計算するステップと、少なくとも第1の遅延スプレッド補償信号を形成するために事後符号化特性を用いて複数の受信信号を事後符号化するステップとの、少なくとも1つのステップを、データ処理部に実行させる。

【0026】

本発明の第3の態様は、複数の受信アンテナを有する通信装置に対する、遅延スプレッド補償の処理装置である。装置は、それぞれのアンテナを介して複数の信号を受信する1以上の受信器を備え、各信号は送信信号に対応する信号要素を含み、各受信信号は対応する遅延スプレッドを有するそれぞれのチャンネルインパルス応答を経ている。装置は、また、各チャンネルインパルス応答の推定値を決定する1以上のチャンネル応答推定器と、チャンネルインパルス応答の推定値に基づいて事後符号化特性を計算する計算回路と、少なくとも第1の遅延スプレッド補償信号を形成するために事後符号化特性を用いて複数の受信信号

10

20

30

40

50

を事後符号化する事後符号化回路とを備える。

【 0 0 2 7 】

本発明の第 4 の態様は、第 3 の態様による装置を含む通信装置である。

【 0 0 2 8 】

いくつかの実施形態において、本発明の第 2 の、第 3 の、および第 4 の態様は、本発明の第 1 の態様のために上で説明したものと同様の、又は様々な特徴のいずれかに対応する特徴を、追加的に有していてもよい。

【 0 0 2 9 】

本発明のいくつかの実施形態の利点は、長い遅延スプレッドの負の効果を削減することである。そのような効果の 1 つは、長い遅延スプレッドに起因して生じる I S I である。

10

【 0 0 3 0 】

本発明のいくつかの実施形態のもう 1 つの利点は、受信器性能が向上することである。

【 0 0 3 1 】

本発明のいくつかの実施形態のもう 1 つの利点は、O F D M システムにおいて、C P の長さを増やす必要がないことである。

【 0 0 3 2 】

本発明のいくつかの実施形態のさらにもう 1 つの利点は、C D M A または W C D M A システムにおいて、R A K E 受信器が要求するフィンガの数を削減することである。

【 0 0 3 3 】

本発明のさらなる目的、特徴および利点は、添付の図面を参照して、以下の本発明の実施形態の詳細な説明から分かるであろう。

20

【図面の簡単な説明】

【 0 0 3 4 】

【図 1】O F D M 受信器における、第 1 のおよび第 2 の受信器チェーンに対する典型的なチャンネルプロファイルを示す概略図。

【図 2】本発明のいくつかの実施形態による装置の例を示すブロック図。

【図 3】本発明のいくつかの実施形態による方法のステップの例を示すフローチャート。

【図 4】本発明のいくつかの実施形態による方法のステップの例を示すフローチャート。

【図 5 A】本発明のいくつかの実施形態による装置の例を示すブロック図。

【図 5 B】本発明のいくつかの実施形態による装置の例を示すブロック図。

30

【図 6】本発明のいくつかの実施形態による遅延スプレッド補償の適用前後の典型的なチャンネルプロファイルを示す概略図。

【図 7】本発明のいくつかの実施形態を適用した場合に得られる結果の例を示すプロット図。

【図 8】本発明のいくつかの実施形態による装置を備える移動装置を示す概略図。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 3 5 】

以下では、2 以上のアンテナを介して受信される信号に関して見られる遅延スプレッドが少なくとも部分的に補償される場合について、本発明の実施形態を説明する。それにより、チャンネルインパルス応答の望まれない部分が抑制されるかもしれない。例えば、遅延スプレッドの長さが削減され、および/または、いくつかのインパルス応答の要素の大きさが減らされるかもしれない。したがって、これらの実施形態は、時間領域でのチャンネルのばらつきを緩和するため、空間領域を利用する。

40

【 0 0 3 6 】

2 以上のアンテナを介して信号が受信されると、異なるアンテナを介して受信された信号は、異なるチャンネルインパルス応答を経ているかもしれない。そのような場合、遅延スプレッド補償は、複数のチャンネルインパルス応答の少なくとも 1 つの遅延スプレッドを緩和する結果となるかもしれない。

【 0 0 3 7 】

遅延スプレッド補償は、受信信号に適用される事後符号化手順を介して得られる。事後

50

符号化手順は、事後符号化行列を計算し、適用することを含んでもよい。事後符号化行列は、下で詳細に説明するように様々な方法で計算することができる。その計算は、それぞれのアンテナに対するチャネルインパルス応答の推定値に基づいてもよい。チャネルインパルス応答は、パイロットシンボル（例えば、RS - 参照信号）と同期シンボル（例えば、PSS - プライマリ同期信号、および/または、SSS - セカンダリ同期信号）のどちらか、又は両方に基づいて推定してもよい。1以上の送信アンテナがある場合、PSSとSSSは、そのRSに対する別のプリコーディングを伴って送信されるかもしれない。したがって、RSに基づくチャネルインパルス応答の推定は、有利なソリューションを提供するかもしれない。事後符号化行列の計算は、1以上の最適化基準に依存してもよい。

【0038】

10

事後符号化特性の計算は、例えば、推定されたチャネルプロファイルのパラメータ（タップ振幅及びタップの相対的な時間を加えた位相）に基づいてもよい。計算は、推定されたチャネルプロファイルのパラメータを備えた行列の特異値分解（SVD）の実行を含んでもよい。

【0039】

推定されたチャネルプロファイルのタップは、2以上の部分集合に分割されてもよく、計算は、その部分集合に基づいてもよい。例えば、それぞれの部分集合に関する推定されたチャネルプロファイルのパラメータを有する各部分集合に対して、それぞれの行列が形成されてもよい。特異値分解（SVD）は、このように形成された行列のそれぞれに対して実行されてもよい。SVDが適用される場合、事後符号化行列は、最小のまたは最大の特異値のいずれかに対応するベクトルを選択することにより形成されてもよい。

20

【0040】

事後符号化特性は、受信装置のフィードバックループにおいて、またはフィードフォワードの方法で、推定されてもよい。

【0041】

本発明のいくつかの実施形態において、事後符号化パラメータの計算および事後符号化手順の適用は、それが有益と考えられる場合にのみ適用される。例えば、経られた複数のチャネル応答の少なくとも1つの遅延スプレッドが所定長を超えた場合にのみ、事後符号化を適用すると判定されてもよい。もう1つの例として、行列の複数のベクトルが十分に直交に近い場合にのみ事後符号化行列を適用すると判定されてもよい。追加的に、又は代わりに、事後符号化手順を適用するか否かを判定するために、他の基準を適用してもよい。

30

【0042】

受信信号に事後符号化手順が適用された場合、結果の信号は、例えば従来の受信器処理方法を用いて、さらに処理されてもよい。そのような方法は、信号対雑音比（SNR）の推定および/または送信された信号の検出を含んでもよい。

【0043】

本発明の実施形態によれば、実施形態を適用するためにシステムの送信側における変更は不要である。このように、これらの実施形態は、受信器に適用されることのみが必要なアルゴリズムを説明する。受信器は、2以上の送信器が同一の信号を送信する無線システムにおける動作に適した、移動通信装置中に含まれてもよい。その2以上の送信器は同期化されていてもよい。しかしながら、本発明の実施形態（例えば受信器）は、ただ1つの送信器が信号を送信するシステムにも等しく適用可能であることに注意すべきである。そのような場合、本発明の実施形態は、（例えばマルチパス環境に起因する）大きな遅延スプレッドを取り扱うことによる利点を有する。

40

【0044】

以下では、OFDMシステムを仮定して本発明のいくつかの実施形態について説明する。しかしながら、本発明がOFDMシステムに限られないことが理解されるべきである。反対に、遅延スプレッドを緩和するための事後符号化手順は、2以上のアンテナを介して信号を受信する全てのシステムに対して適用可能である。本発明の実施形態が適用されて

50

もよいシステムのさらなる例は、開示される実施形態のいくつかにより説明されるように、C D M AまたはO F D Mシステムである。

【 0 0 4 5 】

O F D Mシステムでは、事後符号化行列の適用は、受信信号に対するF F Tの適用の前に行われる。そのようなシステムにおいては、（それぞれが2以上の受信アンテナの1つに関連する）異なる受信器チェーンにおけるF F T窓の配置は、異なるタイミングを有してもよい。タイミングは、事後符号化が適用された後に経験されるように、それぞれの受信アンテナに対する事後符号化パラメータおよび/または推定されたチャネルインパルス応答に依存してもよい。

【 0 0 4 6 】

O F D Mシステムでは、例えば、経られたチャネル応答の少なくとも1つの遅延スプレッドがC Pの長さを超えた場合にのみ、事後符号化行列を適用すると判定してもよい。

【 0 0 4 7 】

O F D Mシステムの事後符号化行列の計算のために、例えば、C Pの長さの範囲内にあるタップを有する1つの部分集合と、C Pの長さの範囲外にあるタップを有するもう1つの部分集合とに、推定されたチャネルプロファイルのタップを分割してもよい。

【 0 0 4 8 】

O F D Mシステムにおける事後符号化行列計算のための典型的な最適化基準は、C P長の範囲外のあらゆるチャネルインパルス応答のタップが抑圧されるものであってもよい。

【 0 0 4 9 】

以下では、単一アンテナを有する単一基地局送信器と2つの受信器アンテナを有する通信装置の受信器とを仮定して、実施形態について説明する。しかしながら、当業者には容易に理解されるように、これらの実施形態を、例えば、（場合によっては同期して同一の信号を送信する）1以上の基地局送信器が1以上の送信アンテナを有し、および/または通信装置の受信器は2以上の受信器アンテナを有する他の状態へと、直接的に拡張することができる。

【 0 0 5 0 】

図1は、第1の受信器アンテナ（R X 1）と第2の受信器アンテナ（R X 2）に対する遅延プロファイルを示している。遅延プロファイルは、例えば、電力遅延プロファイル、または複素遅延プロファイルであってもよい。例示の遅延プロファイルの各々は、（例えば、いくつかの閾値 - 例えば図1におけるようなC P長 - より大きい第1の要素への時間差を有する遅延プロファイルの要素として定められる）遅れた部分1 2 0、 $H_{12}$ 、 $H_{22}$ と、（例えば、第1の要素を備えた遅延プロファイルの要素のクラスタとして、またはいくつかの閾値より小さい第1の要素までの時間差を有する遅延プロファイルにおける要素として定められる）早い部分1 1 0、 $H_{11}$ 、 $H_{21}$ とを含む。

【 0 0 5 1 】

本発明のいくつかの実施形態は、少なくとも2つの受信器アンテナにおいて、早い信号成分が受信される方向と十分に異なる空間的方向から、遅れて到達する信号成分が受信される仮定の下で動作する。

【 0 0 5 2 】

単一基地局伝送の状況では、例えば、遅延信号成分が受信器と送信器との間の完全に見通し外の物体から到来する場合、そのような空間方向における十分な差異が発生するかもしれない。複数の基地局が同一の信号を同期して送信する複数基地局伝送の状況では、例えば、遅延信号成分が、早い信号成分以外の1つの送信器から到来する場合に、空間方向での十分な差異が発生するかもしれない。本発明の実施形態は、（遅れて、そして早く到来する信号成分が、十分に異なる空間方向から受信される）そのようなシナリオの様々な変化に同様の方法で対処し、そのシナリオの根本にある原因に関して、手元にいかなる知識も必要ない。

【 0 0 5 3 】

図2は、本発明のいくつかの実施形態による装置の例の概略的ブロック図を示す。これ

10

20

30

40

50

らの実施形態によれば、事後符号化部 220 が、(受信器のフロントエンド - F e R X -、およびアナログ - デジタル変換器 - A / D 211、212 のような) 初期受信器ブロックとベースバンド - B B - 処理ブロック 230 との間に加えられる。

【0054】

図 3 は本発明のいくつかの実施形態による方法の例 300 を示す。方法の部分 (例えばステップ 340、345、350) は、例えば、図 2 の事後符号化部 220 に実装されてもよい。

【0055】

ステップ 310 では、送信された信号が通信装置の 2 以上の受信器アンテナを介して受信され、ステップ 320 において 2 以上の受信器アンテナのそれぞれに対するチャンネルインパルス応答の推定値が決定される。

10

【0056】

ステップ 340 では、事後符号化の特性 (例えば、以下で説明する事後符号化行列) が計算される。その計算は、例えば、ステップ 320 で決定されたチャンネルインパルス応答推定値に基づいてもよい。

【0057】

ステップ 350 では、遅延スプレッド補償信号を形成するために、(F e R X や A / D のような初期処理の後の) 受信信号に事後符号化が適用される。

【0058】

遅延スプレッド補償信号は、その後、オプションのステップ 360 において、さらに処理されてもよく、ステップ 370 のように信号対雑音比 (S N R) を推定するために、および / または、ステップ 380 のように送信された信号を検出するために、このさらなる処理の結果を用いてもよい。ステップ 360、370、380 の 1 つ以上が、ベースバンド処理ブロック 230 に実装されてもよい。

20

【0059】

いくつかの実施形態では、事後符号化計算は、ある要件のもとでのみ実行される。例えば、それぞれの受信器アンテナに対応する全ての (またはいくつかの) 遅延プロファイルが極めてコンパクト (例えば遅延スプレッドがある閾値以下である) 場合、事後符号化を行う必要がないかもしれない。一方、それぞれの受信器アンテナに対応するいくつかの、または全ての遅延プロファイルが時間で広がっている (例えば遅延スプレッドがある閾値より大きい) 場合、事後符号化は有益かもしれない。いくつかの実施形態では、それぞれの受信器アンテナに対応する遅延プロファイルが時間的にある範囲まで広がっている場合にのみ、事後符号化を適用する。いくつかの実施形態では、事後符号化を適用すべきか否かを決定するため、チャンネルのパラメータに関する行列の (例えば包含する推定されたチャンネルプロファイルパラメータの、または計算された事後符号化行列の) 特異値を観察する。例えば、複数の特異値の指数が特異値の指数の閾値より大きい場合に、事後符号化が適用されてもよい。OFDM では、事後符号化を適用すべき場合を決定するための閾値は、C P の長さと同じ遅延スプレッドに設定されてもよい。純粋なチップ等化器が適用される (W) C D M A 受信器においては、事後符号化を適用すべき場合を決定するための閾値は、チップ等化器におけるリミット (すなわち等化器フィルタの長さ) に等しい遅延スプレッドに設定されてもよい。(G) R A K E 部分を有する (W) C D M A 受信器においては、事後符号化を適用すべきかの決定は、電力遅延プロファイルにおける遅延の数、受信器において利用可能なフィンガの数、およびこれらのフィンガを用いるためのコストに基づいてもよい。例えば、閾値は、受信器において利用可能なフィンガの数とこれらのフィンガを用いるためのコストに依存する、ある節電機能と干渉軽減ルール of the 少なくとも一方に従って設定されてもよい。その後、電力遅延プロファイルの遅延の数は、この閾値と比較されてもよく、電力遅延プロファイルにおける遅延の数と閾値との間の関係に依存して決定が行われてもよい。

30

40

【0060】

これは、図 3 において、事後符号化を適用するか否かを決定するオプションのステップ

50

330として示されている。事後符号化を適用すべきと決定した場合、処理は上で説明したステップ340へ進む。事後符号化を適用しないと決定した場合は、処理はステップ345へ進む。そこでは、事後符号化特性が、ステップ350における恒等/単位(identity/unital)処理に対応する値に設定される(例えば、事後符号化行列は単位行列に設定されるであろう)。その後、上述のように、ステップ350が実行される。代替の実施形態では、ステップ330において事後符号化を適用しないと決定した場合、処理は直接ステップ360へ進み、ステップ340と350は単にバイパスされる。

#### 【0061】

図4に、本発明のいくつかの実施形態による方法の例400を示す。これらの例示の実施形態では、OFDMシステムを仮定する。また、方法の部分(例えばステップ440、450、470、および480)は、例えば、図2の事後符号化部220に実装されてもよい。

#### 【0062】

ステップ410では、送信された信号が通信装置の2以上の受信器アンテナを介して受信され、ステップ420において2以上の受信器アンテナのそれぞれに対するチャネルインパルス応答の推定値が決定される。

#### 【0063】

ステップ440では、事後符号化の特性(例えば、以下で説明する事後符号化行列)が計算される。その計算は、例えば、ステップ420で決定されたチャネルインパルス応答推定値に基づいてもよい。

#### 【0064】

ステップ450では、遅延スプレッド補償信号を形成するために、(F e R XやA/Dのような初期処理の後の)受信信号に事後符号化が適用される。

#### 【0065】

遅延スプレッド補償信号は、その後、ステップ455および460においてさらに処理される。ステップ455では、(それぞれの受信器アンテナに対応する)受信器ブランチのそれぞれに対してFFTウィンドウの配置が決定される。FFTウィンドウの配置は、ステップ440で計算された事後符号化特性と、遅延スプレッド補償信号の少なくとも一方に依存してもよい。FFTウィンドウ配置は異なる受信器ブランチに対して異なってもよく同一であってもよい。例えば、ステップ450で事後符号化が適用された後に、遅延プロファイルのタップのクラスタが異なる受信器ブランチ間で異なってもよい。例えば、第1の受信器ブランチはCPの範囲内の遅延に対応するクラスタ(図1の $H_{11}$ と同様)と、CPの範囲外の遅延に対応するクラスタ(図1の $H_{12}$ と同様)とを、後者のクラスタのエネルギー含量が前者のそれより十分に小さい場合において、有していてもよい。同時に、第2の受信器ブランチはCPの範囲内の遅延に対応するクラスタ(図1の $H_{11}$ と同様)と、CPの範囲外の遅延に対応するクラスタ(図1の $H_{12}$ と同様)とを、前者のクラスタのエネルギー含量が後者のそれより十分に小さい場合において、有していてもよい。そのような状況では、2つの受信器ブランチに対して、FFTウィンドウを異ならせて配置することが有益であるかもしれない。例えば、第1の受信器ブランチのFFTウィンドウは図1における $t=0$ において始まってもよく、第2の受信器ブランチのFFTウィンドウは図1におけるより遅い $t$ 、例えば破線に対応する $t$ 、において始まってもよい。その後、ステップ460において、遅延スプレッド補償信号はさらに処理されてもよい。例えば、その信号はFFT計算を受けてもよい。

#### 【0066】

いくつかの実施形態において、事後符号化計算は、図3に関連して説明されたのと同様に、ある要件のもとでのみ実行される。これは、図4において、事後符号化を適用するかどうかを決定するオプションのステップ430として示されている。事後符号化が適用されるべきと判定された場合、処理は上で説明したステップ440へ進む。事後符号化が適用されるべきでないと判定された場合、処理はステップ470へ進む。そこでは、事後符号化特性が、図3のステップ345に関連して説明されたように恒等/単位処理に対応する

10

20

30

40

50

値に設定される。その後、ステップ 480 が実行され、受信器に恒等 / 単位事後符号化が適用される。代替の実施形態では、ステップ 430 において事後符号化を適用すべきでないと判定した場合、処理は直接的にステップ 485 へ進み、ステップ 470 および 480 は単にバイパスされる。

【0067】

ステップ 485 では、従来の FFT ウィンドウ配置方法に従って、(それぞれの受信器アンテナに対応する) 受信器ブランチの各々に対して FFT ウィンドウ配置が決定される。その後、処理は上で説明したステップ 460 へ進む。

【0068】

ステップ 455、460 および 485 のうち 1 つ以上のステップは、ベースバンド処理ブロック 230 で実装されてもよい。

10

【0069】

本発明のいくつかの実施形態は、それぞれ図 3 および 4 と関連して説明された方法のステップのいくつかまたは全てを、本発明の範囲から離れることなく組み合わせることができることに注意すべきである。例えば、ステップ 460 の後にステップ 370 および / または 380 に対応するステップが続いてもよい。

【0070】

ここで、事後符号化特性の計算についてより詳細に説明する。その計算の以下の説明は、例えば、ステップ 340 および 440 において適用されてもよい。

【0071】

20

事後符号化特性の計算には、様々な条件を課してもよい。例えば、条件は、閾値より後のチャネルインパルス応答のタップは、最大限に抑圧されるべきことであってもよい。(W)CDMA の実施形態において適用できる条件は、要求される RAKE フィンガの数を最小化すべきことであってもよい。

【0072】

事後符号化 (例えばステップ 350 および 450) は、いくつかの実施形態において、受信された I Q (同相 / 直交) サンプル  $Y_n$  と事後符号化行列  $M$  との行列積

$$\bar{Y}_n = M \cdot Y_n$$

を含むように適合されてもよい。なお、

30

$$Y_n = \begin{bmatrix} y_n^0 \\ \vdots \\ y_n^{N_{RX}-1} \end{bmatrix}$$

は、 $N_{RX}$  本の R X ブランチおよび時間インデックス  $n$  における複素 I Q サンプルのベクトルである。

【0073】

事後符号化 (例えばステップ 350 および 450) は、いくつかの実施形態において、受信された I Q (同相 / 直交) サンプル  $Y_n$  の他次元フィルタ  $F$ 、例えば

40

$$\bar{Y}_n = F(Y_n)$$

を含むように適合されてもよい。ただし、

$$Y_n = \begin{bmatrix} y_n^0 \\ \vdots \\ y_n^{N_{RX}-1} \end{bmatrix}, \bar{Y}_n = \begin{bmatrix} \bar{y}_n^0 \\ \vdots \\ \bar{y}_n^{N_{RX}-1} \end{bmatrix}, \text{ および (例えば) } \bar{y}_n^i = f(y_n, \bar{Y}_n)$$

である。

【0074】

50

上述のように、説明の目的で、この説明では  $N_{RX} = 2$  とする。しかしながら、これは説明の目的のためでしかなく、本発明の実施形態は、2以上の受信器ブランチ、 $N_{RX} > 2$  の場合にも等しく適用可能であることに注意されたい。

【0075】

いくつかの実施形態においては、事後符号化が  $Y_n$  に適用された後、事後符号化された I Q サンプル  $\bar{Y}_n$

は、事後符号化が適用されなかった場合と同様の方法で、残りのベースバンド回路 / 処理において処理される。このように、これらの実施形態では、続く処理ブロック（例えば、図2のベースバンド処理ブロック230）に変更がなされる必要はない。

【0076】

事後符号化が事後符号化行列  $M$  を含む場合、多くの方法でこの行列を計算することができる。方法のうちいくつかは後に説明する。

【0077】

説明の目的で、OFDMシステムと、チャネルインパルス応答の推定値が時間領域で2つの受信器チェーンに対して得られたことを仮定する。これは、例えば、周波数領域チャネル推定値にIFFTを実行することにより得られる。本発明の実施形態では、チャネル推定値は時間で2つの部分に分割される。例えば、遅延プロファイルにおいて、閾値より前または後にあるチャネル推定値である。上で説明したように、閾値は、CPの長さであってもよい。図1はそのような第1の部分110と第2の部分120の例を示している。

【0078】

したがって、図1と同様の表記を用いて、この推定チャネルは

$$H = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix}$$

のように表記されてもよい。ここで、第1の行は受信器チェーン1に対応し、第2の行は受信器チェーン2に対応する。さらに、第1の列は第1の部分110に対応し、第2の列は第2の部分120に対応する。 $H_{ij}$  ( $i, j = 1, 2, \dots$ ) は対応する部分及び受信器チェーンに対するチャネルタップ推定値を全て含むベクトルである。

【0079】

いくつかの実施形態において、第1の部分は所望の部分、すなわち、保持しておくことが望まれる部分とみなしてもよく、第2の部分は不要の部分、すなわち、抑圧することが望まれるであろう部分とみなしてもよい。これは、例えば、OFDMにおいて、CPの長さの範囲内の遅延プロファイルがCPにより完全に処理され、事後符号化を介して補償される必要がない場合であってもよい。

【0080】

いくつかの実施形態において、チャネルインパルス応答  $H$  の第2の部分に対する特異値分解 (SVD) 処理により、事後符号化行列の計算をすることができる。これは、正規直交の事後符号化行列  $M$  を与える。この目的を達成するために、(2つの受信器アンテナに対応する) 2つの行と、(第2の部分のチャネルインパルス応答タップに対応する) 多くの列を有する行列が、

$$H_2 = \begin{bmatrix} H_{12} \\ H_{22} \end{bmatrix}$$

のように定められる。SVDを用いて、これを

$$H_2 = U S V^H$$

に分解することができる。(図5Bと関連して説明する) フィードフォワードの実装を有する本発明の実施形態では、未加工の事後符号化行列

$\bar{M}$

10

20

30

40

50



を、

$$\overline{M} = U^H$$

のように選択してもよい。(図5Aと関連して説明する)フィードバックの実装を有する本発明の実施形態では、未加工の事後符号化行列

$$\overline{M}$$

を、

$$\overline{M} = U^H M$$

のように選択してもよい。ただし、Mは前にチャネルインパルス応答推定値に適用された事後符号化行列である。

【0081】

いくつかの実施形態によれば、事後符号化行列 $M^+$ を形成するために、その後、未加工の事後符号化行列がフィルタリングされる。例えば、以下のフィルタリングの式

$$M^+ = \text{normalize}(\alpha M + (1-\alpha)\overline{M})$$

を適用してもよい。ただし、 $\alpha$ は一次フィルタ係数であり、正規化処理は、安定性の理由で、事後符号化行列 $M^+$ を合理的に正規直交に保つことを目的としている。正規化は、新しい事後符号化行列のそれぞれに対して実行されてもよいし、実行されなくてもよい。正規化は、例えば、もう1つのSVD処理

$\text{normalize}(A) = UV^H$ 、ただし、 $A = USV^H$ を介して得られてもよい。

【0082】

いくつかの実施形態では、事後符号化行列は以下の計算を実行することにより得られてもよい。チャネルインパルス応答の第1の(所望の)および第2の(不要の)部分の両方に対して、SVD処理が実行される。すなわち、行列

$$H_1 = \begin{bmatrix} H_{11} \\ H_{21} \end{bmatrix} \text{ および } H_2 = \begin{bmatrix} H_{12} \\ H_{22} \end{bmatrix}$$

が定められ、SVD処理が $H_1$ と $H_2$ の両方に実行される。2つの結果のU行列を $U_1$ と $U_2$ により表す。

【0083】

(図5Bと関連して説明する)フィードフォワードの実装を有する本発明の実施形態では、Hはエルミート転置を表し、表記 $U_1(:, 1)$ が $U_1$ の第1列を意味し、 $U_2(:, 2)$ が $U_2$ の第2列を意味するとき、未加工の事後符号化行列Mは $M = [U_1(:, 2), U_2(:, 2)]^H$ のように選択されてもよい。

【0084】

(図5Aと関連して説明する)フィードバックの実装を有する本発明の実施形態では、 $M_{pre}$ が前にチャネルインパルス応答推定値に適用した事後符号化行列であり、 $U = [U_1(:, 2), U_2(:, 2)]^H$ であるとき、未加工の事後符号化行列は、

$$M = U^H M_{pre}$$

のように選択されてもよい。

【0085】

いくつかの実施形態によれば、上述のように事後符号化行列 $M^+$ を形成するために、未加工の事後符号化行列をフィルタリングしてもよい。正規化処理が使用される場合、それは行列の各行において2乗された計数の和を1に正規化することを含む。

【0086】

図5Aと5Bは本発明のいくつかの実施形態による装置例を示すブロック図である。図5Aは事後符号化計算のフィードバックの実装を示し、図5Bは事後符号化計算のフィードフォワードの実装を示す。

## 【0087】

フィードバックのソリューションにおいては、事後符号化特性の計算は、受信器チェーンにおいて既に存在するチャンネル推定器からの結果である「標準の」チャンネル推定値に基づいて行われてもよい。このように、事後符号化特性の計算に使用されるチャンネル推定値は、すでに事後符号化されたデータに基づいて決定されてもよい。事後符号化特性が計算されるときに、このことが考慮されてもよい。例えば、事後符号化行列は、上述のように繰返し更新されてもよい。例えば、単位行列が事後符号化特性の初期値として使われてもよい。フィードバックの実装は、すでに実装されたソリューションに極めて限定された追加（例えば、事後符号化特性計算）をすることを要求するかもしれない。

## 【0088】

10

図5Aの装置は、（少なくとも）2つの受信器アンテナ501と、受信器のフロントエンド510およびA/D変換ブロック520とを備える。事後符号化器530は、A/D変換ブロックの出力に事後符号化を適用する。事後符号化器の出力は、上述したように、その後、さらなる処理（例えばベースバンド処理）を受けてもよい。例えば、CPを除去し、FFTウィンドウを配置するためのブロック561、562と、受信器ブランチの各々に対するFFT部571、572とが提供されてもよい。チャンネル推定器581、582は受信器ブランチの各々において提供される。

## 【0089】

事後符号化計算部540は、チャンネル推定器581、582から出力されたチャンネル推定値に基づいて、事後符号化器530で使用される事後符号化特性を計算する。

20

## 【0090】

更新部550は、事後符号化計算部において計算された事後符号化特性に基づいて、561および562で使用されるFFT窓の配置を決定する。更新部550または制御部（不図示）は、さらにいつ、どのように、事後符号化行列を更新するかを決定してもよい。

## 【0091】

いくつかの実施形態において、（共に上述した）加工前の事後符号化行列を形成するための先の事後符号化行列の更新と加工前の事後符号化行列のフィルタリングとの少なくとも1つが、事後符号化計算部540の代わりに、事後符号化器530または更新部550において実行される。代わりに、これらの処理は、SVD処理と同様に、事後符号化計算部540において実行されてもよい。

30

## 【0092】

図5Bのフィードフォワードのソリューションにおいては、事後符号化特性の計算は、受信器チェーンにすでに存在するものではなく事後符号化の目的のために加えられたチャンネル推定器からの結果である、「事後符号化に特有の」チャンネル推定値に基づいて行われてもよい。このように、事後符号化特性の計算に用いられるチャンネル推定値は、まだ事後符号化されていないデータに基づいて決定されてもよい。いくつかの実施形態においては、これは、すでに実装されたソリューションと比較して、受信器におけるいくつかのブロック（例えば、FFTおよびチャンネル推定）の倍加を意味する。

## 【0093】

図5Bの装置は、（少なくとも）2つの受信器アンテナ502、受信器のフロントエンド511およびA/D変換ブロック521を備える。事後符号化部531は、A/D変換ブロックの出力に、事後符号化を適用する。事後符号化器の出力は、上述したように、その後、さらなる処理（例えばベースバンド処理）を受けてもよい。例えば、CPを除去し、FFTウィンドウを配置するためのブロック563、564と、受信器ブランチの各々に対するFFT部573、574とが提供されてもよい。チャンネル推定器583、584は受信器ブランチの各々において提供される。

40

## 【0094】

事後符号化計算部542は、事後符号化器531において使用されるべき事後符号化特性を計算する。ブロック541は標準的な受信器チェーンのそれら（例えば563、564、573、574、583、584）に対応する処理を実行するための回路を含む。具

50

体的には、ブロック 5 4 1 は、事後符号化器 5 3 1 に先だって受信信号に基づいてチャネル推定値を形成する。これらのチャネル推定値は、その計算がブロック 5 4 1 から出力されたチャネル推定値に基づく事後符号化計算部 5 4 2 へ入力される。

【0095】

いくつかの実施形態では、(上述の)加工前の事後符号化行列のフィルタリングが事後符号化器 5 3 1 において実行される。代わりに、この処理は、SVD 処理と同様に、事後符号化計算部 5 4 2 において実行されてもよい。

【0096】

図 5 A および 5 B の装置は、図 3 および 4 に関連して説明されたような方法のステップを実行してもよい。例えば、方法のステップの図 5 A のユニットへの以下のマッピングを予想することができる。ステップ 3 1 0 と 4 1 0 はアンテナ 5 0 1、5 0 2、Fe RX 5 1 0、5 1 1、および A/D 変換部 5 2 0、5 2 1 により実行されてもよい。ステップ 3 2 0 と 4 2 0 は、チャネル推定器 5 8 1、5 8 2 および/またはブロック 5 4 1 において実行されてもよい。ステップ 3 3 0、3 4 5、4 3 0 および 4 7 0 は、制御部(不図示)により実行されてもよい。ステップ 3 4 0 および 4 4 0 は、事後符号化計算部 5 4 0、5 4 2 により実行されてもよい。ステップ 3 5 0、4 5 0 および 4 8 0 は事後符号化器 5 3 0、5 3 1 により実行されてもよい。ステップ 3 6 0 は、ブロック 5 6 1、5 6 2、5 6 3、5 6 4、5 7 1、5 7 2、5 7 3、5 7 4、5 8 1、5 8 2、5 8 3 および 5 8 4 により実行されてもよい。ステップ 4 5 5 と 4 8 5 は、(場合によってはブロック 5 5 0 の助けを借りて)ブロック 5 6 1、5 6 2、5 6 3、および 5 6 4 により実行されてもよい。ステップ 4 6 0 は、ブロック 5 7 1、5 7 2、5 7 3、5 7 4、5 8 1、5 8 2、5 8 3 および 5 8 4 により実行されてもよい。

【0097】

本発明のいくつかの実施形態において、事後符号化により、第 1 及び第 2 のタップのクラスタ(図 1 参照)が分離される結果となる。いくつかの実施形態においては、クラスタは限界まで分離される。いくつかの実施形態においては、それは、1 つの受信器ブランチにおいて第 1 のチャネルタップクラスタが支配的である一方で、第 2 のブランチにおいては第 2 のクラスタが支配的であること(またはその逆もまた同様)を意味する。これは、上述のように、FFT ウィンドウの配置が 1 つの受信器ブランチともう 1 つと異なるかもしれない理由の 1 つである。

【0098】

図 6 は、本発明のいくつかの実施形態による遅延スプレッド補償の適用前後での典型的なチャネルプロファイルを示す概略図である。この例では、チャネルは、2 つのタップが CP の範囲外にある 4 タップチャネルである。システムは、1 つの送信器アンテナと 2 つの受信器アンテナとを含むものとする。事後符号化は、チャネルインパルス応答の第 1 の(所望の)および第 2 の(不要な)部分の両方に対して SVD 処理が実行される実施形態によってなされる。右下のグラフにおいて、広範囲に ISI を抑圧することができることを見てとれる。

【0099】

図 7 は、性能シミュレーションにおいて本発明のいくつかの実施形態を適用した場合に得られる結果例を示すプロットである。

【0100】

結果のチャネルが、0  $\mu$ s 遅延と 8  $\mu$ s 遅延における、等強度の 2 つのタップの電力遅延プロファイルを有する設定において、3 GPP LTE システムをシミュレートした。さらに、5 Hz のドップラースプレッドが仮定されている。4.7  $\mu$ s を超えた全ての伝搬エコーがシンボル間干渉を生じることを意味する、3 GPP LTE の標準化された正規化 CP を用いている。

【0101】

受信器アンテナに対応する行とインパルス応答の第 2 の部分のチャネルインパルス応答タップに対応する列とを有する行列に対して、SVD 処理が実行されるプリコーディング

10

20

30

40

50

行列計算を伴うフィードバックの実施形態が使用されている。

【0102】

現実の情報を使用せず、受信器パラメータは現実的なものとした。この設定において、本発明の実施形態は、事後符号化器を伴わない従来の受信器と比較して、約2倍のスループットを可能とするのに十分な程度に第2のチャネルタップを抑圧することができている。他は同様の設定のAWGNチャネルに対する最大スループットは、31 Mbits/sである。

【0103】

このように、本発明の実施形態は長い遅延スプレッドの影響（例えばISI）を軽減するのに使用されてもよい。したがって、本発明の実施形態は、受信器の性能を向上させるかもしれない。本発明の実施形態は、例えば、あらゆるOFDMシステム、LTEアドバンストシステム（例えばCOMPを使用する場合、すなわち、移動通信装置が同一の信号を送信する多くの基地局から受信する場合）において、有用となるかもしれない。

10

【0104】

本発明の実施形態は、例えば、OFDMシステムと同様に、WCDMAシステムに適用されてもよい。WCDMAシステムにおいては、本発明の実施形態を要求されるRAKEフィンガの数を減らすのに使用してもよい。

【0105】

WCDMAシステムに対するRAKE受信器は、送信機から受信器への異なる信号伝搬経路に対応する多くの異なる遅延において、受信器に到来する送信信号を利用することを

20

【0106】

RAKE受信器で利用されるそのような遅延のそれぞれに対して、逆拡散器/相関器（いわゆるRAKEフィンガ）が要求される。このように、利用されるべき遅延が多くなると、（合成入力および合成重み計算リソースと同様に）より多くの逆拡散器/相関器が要求されるであろう。

【0107】

一般的に言えば、より多くのフィンガが使用されると、RAKE受信器におけるシンボルのSINR（信号対干渉および雑音比）はより高くなる。一方、より多くのフィンガはより多くのハードウェアとより多くの電力を要求する。利用しない信号遅延がある場合、SINRは利用可能な信号電力の喪失と、ある程度の不要な干渉の両方に苦しむこととなるであろう。

30

【0108】

さらに、WCDMAシステムに対するG-RAKE（一般化RAKE）受信器においては、フィンガは、多くの場合、伝搬経路に対応する遅延だけでなく伝搬経路遅延に対するいくつかの相関を有する他の遅延に対しても配置される。これは、一般的に、G-RAKE後の信号検出において、SINRを改善する。そのような実装では、RAKEの実装でのものと比較して、経路遅延の数が増加する場合、ハードウェアや電力に対する必要性がなおさら増大する。

【0109】

40

さらに、WCDMAシステムに対する（後続のRAKEやG-RAKEを伴わない）純粋なチップ等化器は、適応フィルタを用いて送信機から受信器への無線チャネルを反転させることを目的としている。無線チャネルの遅延スプレッドが長すぎると、チップ等化器はそのフィルタが良好に動作するための十分な遅延の実現性を有さないかもしれず、その反転性能が劣化するであろう。その結果は不要な干渉であるかもしれない。

【0110】

したがって、チップ等化器の適用前に大きい遅延スプレッドの無線チャネルを軽減すれば、純粋なチップ等化器の場合において有益であろう。

【0111】

またさらに、RAKEまたはG-RAKEが後に続くチップ等化器は、フィンガの数を

50

小さく保つこと、および遅延スプレッドを低く保つことによって、利益を享受するであろう。

【 0 1 1 2 】

このように、(W)CDMA受信器に対しては、少数のフィンガを用いて、および/または、信号電力のきわめて多くを失うこと又は不要な干渉を取り込むことなく制限された遅延スプレッド性能を有する受信器部分を用いて、マルチパス信号を利用する必要性がある。

【 0 1 1 3 】

特許文献 1 は、限られた数のフィンガを用いて、パス高密度デュアルアンテナのシナリオに対処する 1 つのソリューションを開示している。

10

【 0 1 1 4 】

本発明の実施形態を(W)CDMAシステムへ適用することにより、事後符号化の後に、より少ない有意な遅延を有するよりコンパクトなチャネルインパルス応答を受信信号が有する、という効果が得られる。例えば図 6 (右下)を見てほしい。そのような信号は、上で詳述したように、(W)CDMA受信器にとって、例えば図 6 (左下)に示される信号より処理しやすい。

【 0 1 1 5 】

図 6 (右下)において、6 および 7  $\mu$ s における経路遅延を減衰することに成功しているため、これらの遅延を無視する(そして場合によっては、- 少なくとも、干渉よりバックグラウンドノイズによって無線シナリオが制限されていない場合 -、第 2 の受信ブラン

20

【 0 1 1 6 】

(W)CDMAシステムに適用可能な本発明の実施形態は、図 5 A および 5 B に関連して説明されたものと同様に設計されてもよい。その場合、ブロック 5 6 1、5 6 2、5 6 3、5 6 4、5 7 1、5 7 2、5 7 3、5 7 4、5 8 1、5 8 2、5 8 3 および 5 8 4 は、1 以上の RAKE / G - RAKE 受信器および/または 1 以上のチップ等化器を備えたブロックにより置き換えてもよい。上で示されたように、事後符号化器の出力の 1 つのみが利用されてもよい。いくつかの実施形態では、1 より多く(または全て)の事後符号化器の出力が利用されてもよい。

30

【 0 1 1 7 】

図 8 は、例示の移動端末 8 0 0 を示す。移動端末は、本発明の実施形態による 1 以上の装置を備えてもよい。移動端末は、例えば、図 5 A および 5 B と関連して説明したような 1 以上の装置を備えていてもよい。

【 0 1 1 8 】

移動端末 8 0 0 は、図解の正面図において携帯電話のように図示されている。この例の移動端末は、装置の筐体の中に取り付けられた少なくとも 2 つのアンテナを備える。代わりに、当該少なくとも 2 つのアンテナのうち 1 つ以上は、装置の筐体上に取り付けられてもよい。移動端末は、さらに、移動端末を操作するためのマン・マシン・インタフェース

40

とともに提供する、ディスプレイ 8 1 0、キーパッド 8 2 0、スピーカ、およびマイクを備えてもよい。

【 0 1 1 9 】

本発明の説明された実施形態およびその同等物は、ソフトウェア、またはハードウェア、またはその組み合わせにおいて実現されてもよい。それらは、ディジタル・シグナル・プロセッサ(DSP)、中央演算装置(CPU)、コプロセッサ部、フィールド・プログラマブル・ゲートウェイ(FPGA)または他のプログラマブルなハードウェアのような、通信回路に関連するまたは不可欠な汎用回路により、または、例えば特定用途向け集積回路(ASIC)のような特化した回路により、実行されてもよい。そのような形式の全てが本発明の範囲内にあることが意図される。

50

## 【 0 1 2 0 】

本発明は、回路／ロジックを備える、または本発明のあらゆる実施形態による方法を実行する、電子装置の中に具現化されてもよい。電子装置は、例えば、携帯用のまたはハンドヘルドの移動無線通信装置、移動無線端末、移動電話、通信機、電子手帳、スマートフォン、コンピュータ、ノートブック、埋め込みドライブ、移動ゲーム装置、移動または固定テレビまたはラジオ、または（腕）時計であってもよい。

## 【 0 1 2 1 】

本発明のいくつかの実施形態によれば、コンピュータプログラム製品は例えば、ディスクケットやCD-ROMのようなコンピュータ可読媒体を備える。コンピュータ可読媒体は、その上にプログラム命令を備えたコンピュータプログラムを記憶していてもよい。コンピュータプログラムは、例えば移動端末の中に備えられるかもしれないデータ処理部の中にロード可能であってもよい。データ処理部の中にロードされると、そのデータ処理部に関連するまたは不可欠のメモリ中にコンピュータプログラムを記憶してもよい。いくつかの実施形態によれば、コンピュータプログラムは、データ処理部にロードされて実行される場合、例えば図3および4のいずれかに示した方法に従って方法のステップの少なくともいくつかをデータ処理部に実行させてもよい。

10

## 【 0 1 2 2 】

ここでは、様々な実施形態を参照して本発明を説明した。しかしながら、当業者であれば、説明された実施形態に対する、それでも本発明の範囲内にある数多くの変形に気付くであろう。例えば、ここで説明された方法の実施形態は、ある順序で実行される方法のステップを介して例示の方法を説明している。しかしながら、これらのイベントの順序は、本発明の範囲を離れることなく、別の順序で行ってもよいことが分かる。さらに、いくつかの方法のステップは、順に実行されるように説明されていたにしても、並行して実行されてもよい。

20

## 【 0 1 2 3 】

同様に、本発明の実施形態の説明では、機能ブロックの複数の部分への分割は、決して本発明を制限するものではない。反対に、これらの分割は単なる例である。ここで1つのユニットとして説明された機能ブロックは2以上のユニットに分けられてもよい。同様に、ここで2以上のユニットに実装させるように説明されている複数の機能ブロックは、本発明の範囲から離れることなく、1つのユニットとして実装してもよい。

30

## 【 0 1 2 4 】

したがって、説明された実施形態における限定は単なる説明の目的のものであり、決して制限するものではない。代わりに、本発明の範囲は、説明より添付の特許請求の範囲により定められ、特許請求の範囲の中にある全ての変形はその中に包含されることを意図している。

【図 1】

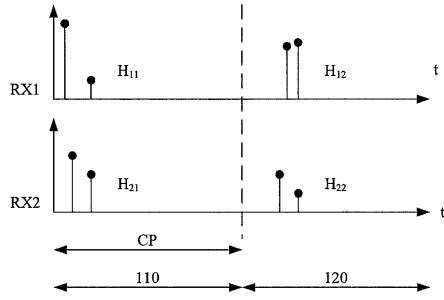


Fig. 1

【図 2】

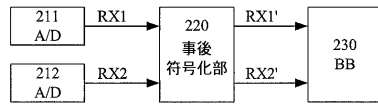


Fig. 2

【図 3】

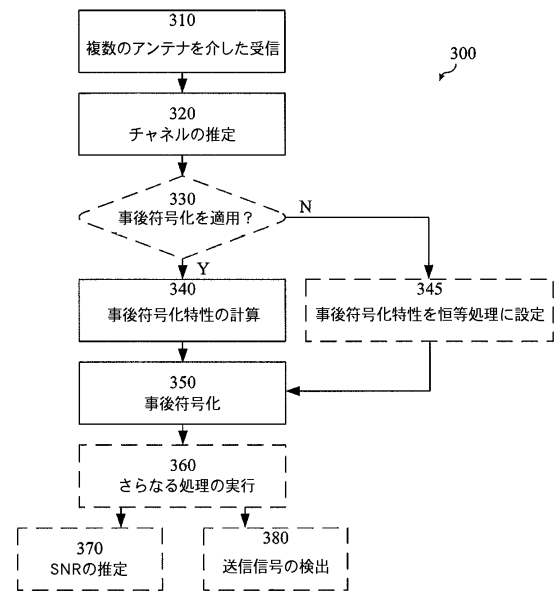


Fig. 3

【図 4】

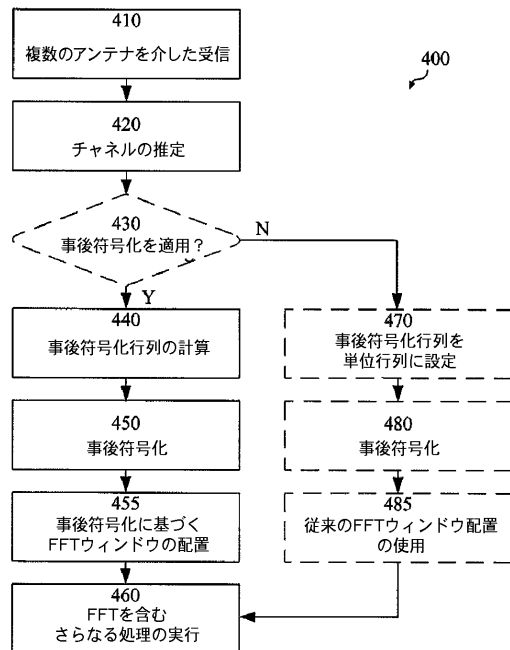


Fig. 4

【図 5 A】

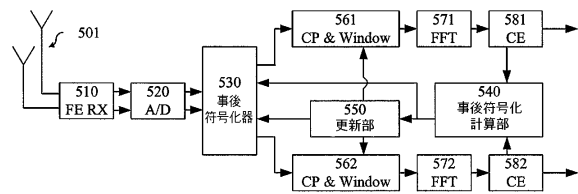


Fig. 5A

【図 5 B】

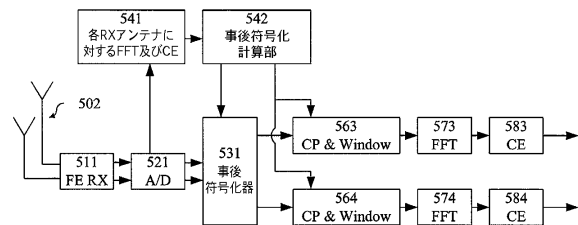


Fig. 5B

【図 6】

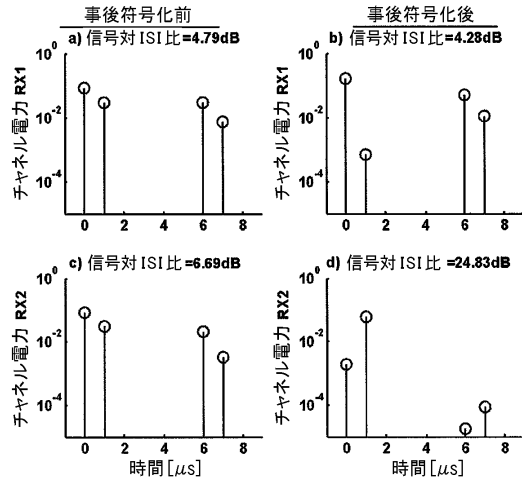


Fig. 6

【図 7】

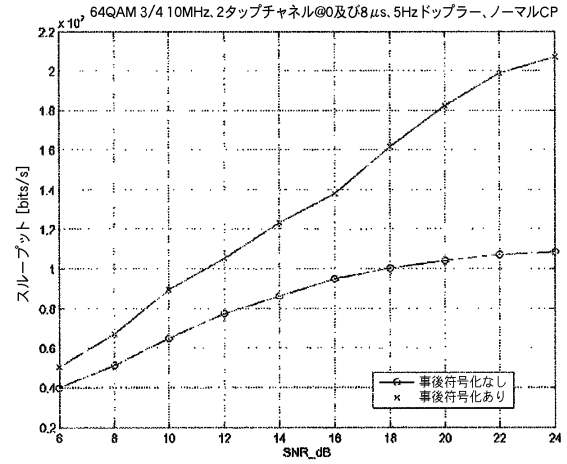


Fig. 7

【図 8】

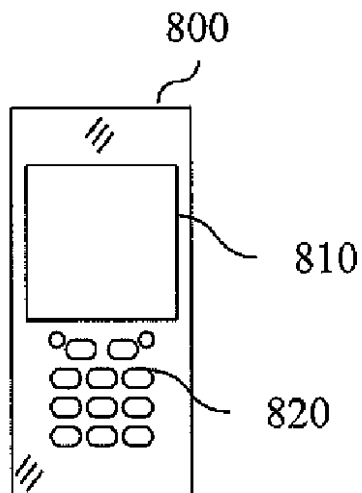


Fig. 8



## フロントページの続き

- (72)発明者 ノルドストレム, フレドリク  
スウェーデン国 ルンド エスイー - 2 2 3 5 3, リラ トヴェルガタン 1 6 エー
- (72)発明者 リンコルン, ボ  
スウェーデン国 ルンド エスイー - 2 2 7 3 0, モラレヴェーゲン 3 7
- (72)発明者 リンドフ, ベングト  
スウェーデン国 ビエレド エスイー - 2 3 7 3 5, エレスンドスヴェーゲン 5
- (72)発明者 ローゼンクヴィスト, アンデシュ  
スウェーデン国 ルンド エスイー - 2 2 4 7 4, ムニンス ヴェグ 8 : 1 5 2

審査官 羽岡 さやか

- (56)参考文献 特開 2 0 1 0 - 0 4 5 6 7 9 ( J P , A )  
特開 2 0 0 7 - 3 0 0 6 0 6 ( J P , A )  
特開 2 0 0 6 - 0 5 0 2 5 3 ( J P , A )  
特開 2 0 0 1 - 2 0 3 6 6 6 ( J P , A )  
特開 2 0 0 8 - 1 6 0 3 8 6 ( J P , A )  
国際公開第 2 0 0 7 / 0 0 1 8 6 7 ( W O , A 1 )  
米国特許出願公開第 2 0 0 6 / 0 1 0 9 8 9 7 ( U S , A 1 )  
国際公開第 2 0 0 7 / 1 4 7 5 0 6 ( W O , A 1 )  
特開 2 0 0 3 - 1 2 4 8 5 7 ( J P , A )  
宇都宮 正和 外 2 名, M I M O S C - F D E 伝送に於ける I S I キャンセラー及び M L D を  
用いた繰り返し信号分離検出方式, 電子情報通信学会技術研究報告, 2 0 0 8 年 2 月 2 1 日,  
Vol.107, No.498, pp.89-94, W B S 2 0 0 7 - 7 7

## (58)調査した分野(Int.Cl., D B 名)

H 0 4 J 1 1 / 0 0  
H 0 4 B 1 / 7 1 1 5  
H 0 4 B 7 / 0 4  
H 0 4 J 9 9 / 0 0