

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-34757

(P2010-34757A)

(43) 公開日 平成22年2月12日(2010.2.12)

(51) Int.Cl.		F I		テーマコード (参考)
H04J 99/00	(2009.01)	H04J	15/00	5K022
H04W 16/28	(2009.01)	H04Q	7/00	5K059
H04B 7/04	(2006.01)	H04B	7/04	5K067
H04J 11/00	(2006.01)	H04J	11/00	Z

審査請求 未請求 請求項の数 11 O L (全 32 頁)

(21) 出願番号	特願2008-193407 (P2008-193407)	(71) 出願人	000005049
(22) 出願日	平成20年7月28日 (2008.7.28)		シャープ株式会社
			大阪府大阪市阿倍野区長池町2番22号
		(74) 代理人	100094776
			弁理士 船山 武
		(74) 代理人	100129115
			弁理士 三木 雅夫
		(74) 代理人	100133569
			弁理士 野村 進
		(74) 代理人	100138759
			弁理士 大房 直樹
		(74) 代理人	100131473
			弁理士 覚田 功二

最終頁に続く

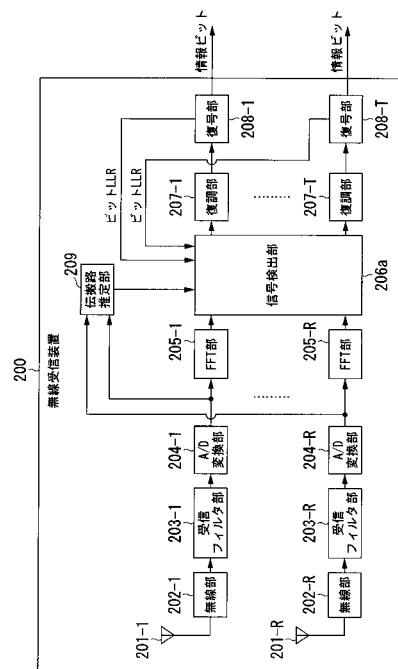
(54) 【発明の名称】 通信システム、受信装置及び通信方法

(57) 【要約】

【課題】 受信装置の受信アンテナ数を増やすことなく、送信装置と受信装置との間で良好な伝送特性を得ることができる通信システム、受信装置及び通信方法を提供する。

【解決手段】 複数本の送信アンテナを備える送信装置と通信する受信装置であって、前記送信装置が前記複数の送信アンテナから送信する複数の送信信号を受信する少なくとも1本の受信アンテナと、前記受信アンテナで受信した信号を時間領域から周波数領域に変換するフーリエ変換部と、前記複数本の送信アンテナと前記受信アンテナとの間の伝搬路を推定して伝搬路推定値を算出する伝搬路推定部と、前記フーリエ変換部が周波数領域に変換した信号からマルチパスを分割して前記複数の送信信号を検出する信号検出部とを備える。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送信装置と受信装置とを備える通信システムであって、
前記送信装置は、
複数本の送信アンテナと、
前記複数本の送信アンテナから前記受信装置にそれぞれ送信信号を送信する送信部とを
備え、
前記受信装置は、
前記複数の送信アンテナから送信された複数の送信信号を受信する少なくとも 1 本の受
信アンテナと、
前記受信アンテナで受信した信号を時間領域から周波数領域に変換するフーリエ変換部
と、
前記複数本の送信アンテナと前記受信アンテナとの間の伝搬路を推定して伝搬路推定値
を算出する伝搬路推定部と、
前記フーリエ変換部が周波数領域に変換した信号からマルチパスを分割して前記複数の
送信信号を検出する信号検出部とを備えることを特徴とする通信システム。

10

【請求項 2】

複数本の送信アンテナを備える送信装置と通信する受信装置であって、
前記送信装置が前記複数の送信アンテナから送信する複数の送信信号を受信する少なく
とも 1 本の受信アンテナと、
前記受信アンテナで受信した信号を時間領域から周波数領域に変換するフーリエ変換部
と、
前記複数本の送信アンテナと前記受信アンテナとの間の伝搬路を推定して伝搬路推定値
を算出する伝搬路推定部と、
前記フーリエ変換部が周波数領域に変換した信号からマルチパスを分割して前記複数の
送信信号を検出する信号検出部と、
を備えることを特徴とする受信装置。

20

【請求項 3】

前記信号検出部は、前記フーリエ変換部が周波数領域に変換した信号からマルチパスに
基づいて分割したマルチパス分割信号を生成し、そのマルチパス分割信号を用いて前記複
数の送信信号を検出することを特徴とする請求項 2 に記載の受信装置。

30

【請求項 4】

前記信号検出部が検出した信号を復調処理して、ビットの信頼度情報である符号化ビッ
ト対数尤度比を生成する復調部と、
前記復調部が生成した符号化ビット対数尤度比に対して誤り訂正復号処理を行う復号部
とを備え、
前記信号検出部は、前記復号部が出力する符号化ビット対数尤度比を用いて前記マルチ
パス分割信号を生成することを特徴とする請求項 3 に記載の受信装置。

【請求項 5】

前記信号検出部は、
前記符号化ビット対数尤度比から変調シンボルのレプリカであるシンボルレプリカを生
成するシンボルレプリカ生成部と、
前記伝搬路推定値をマルチパスに基づいて分割するマルチパス分割部と、
前記シンボルレプリカと前記マルチパス分割部が分割した伝搬路推定値とから、前記マ
ルチパス分割信号を生成するための分割用レプリカを生成する分割用レプリカ生成部と、
前記フーリエ変換部が周波数領域に変換した信号から前記分割用レプリカを減算し、前
記マルチパス分割信号を生成する受信信号分割部と、
前記マルチパス分割信号から前記複数の送信信号を検出する信号分離部と、
を備えることを特徴とする請求項 4 に記載の受信装置。

40

【請求項 6】

50

前記信号分離部は、前記伝搬路推定値と、前記マルチパス分割部が分割した伝搬路推定値と、前記シンボルレプリカとを用いて線形重みを生成し、その線形重みを用いて前記複数の送信信号を検出することを特徴とする請求項 5 に記載の受信装置。

【請求項 7】

前記信号検出部が検出した信号を復調処理して、ビットの信頼度情報である符号化ビット対数尤度比を生成する復調部と、

前記復調部が生成した符号化ビット対数尤度比に対して誤り訂正復号処理を行う復号部とを備え、

前記信号検出部は、

前記復号部が誤り訂正復号処理を行った符号化ビット対数尤度比から変調シンボルのレプリカであるシンボルレプリカを生成するシンボルレプリカ生成部と、

前記シンボルレプリカと前記伝搬路推定値とから受信信号レプリカを生成する受信信号レプリカ生成部と、

前記フーリエ変換部が周波数領域に変換した信号から前記受信信号レプリカを除去するレプリカ除去部と、

前記伝搬路推定値をマルチパスに基づいて分割するマルチパス分割部と、

前記レプリカ除去部が受信信号レプリカを除去した信号と、前記伝搬路推定値と、前記マルチパス分割部が分割した伝搬路推定値と、前記シンボルレプリカとを用いて前記複数の送信信号を検出する信号再生部と、

を備えることを特徴とする請求項 2 に記載の受信装置。

【請求項 8】

前記信号再生部は、所望の送信信号ごとに前記複数の送信信号を検出することを特徴とする請求項 7 に記載の受信装置。

【請求項 9】

シングルキャリア伝送を用いて前記送信装置と通信することを特徴とする請求項 2 から 8 までのいずれかの項に記載の受信装置。

【請求項 10】

マルチキャリア伝送を用いて前記送信装置と通信することを特徴とする請求項 2 から 8 までのいずれかの項に記載の受信装置。

【請求項 11】

複数本の送信アンテナを備える送信装置と、少なくとも 1 本の受信アンテナを備える受信装置とを用いた通信方法であって、

前記送信装置は、

前記複数本の送信アンテナから前記受信装置にそれぞれ送信信号を送信する送信過程を有し、

前記受信装置は、

前記受信アンテナで受信する前記送信信号を時間領域から周波数領域に変換するフーリエ変換過程と、

前記複数本の送信アンテナと前記受信アンテナとの間の伝搬路を推定して伝搬路推定値を算出する伝搬路推定過程と、

前記フーリエ変換過程で周波数領域に変換した信号からマルチパスを分割して前記複数の送信信号を検出する信号検出過程とを有することを特徴とする通信方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、通信システム、受信装置及び通信方法に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、無線通信の分野では、高速伝送を実現するため、複数の独立した送信信号を、同じ周波数、同一タイミングで無線送信装置から無線受信装置に送信することにより、周波

10

20

30

40

50

数帯域幅を広げずに伝送レートを増大できるMIMO (Multiple Input Multiple Output: 多入力多出力) システムが使用されている。

MIMOシステムでは、異なる送信信号が多重されて無線受信装置で受信されるため、無線受信装置では空間的に多重された送信信号を分離する技術が用いられる。

【0003】

図18は、従来から知られているMIMOシステムの概略構成図である。このMIMOシステムは、無線送信装置51 (送信装置とも称する) と無線受信装置52 (受信装置とも称する) とを備えている。無線送信装置51は、T本 (Tは、2又は2よりも大きな整数) の送信アンテナ $A_{s1} \sim A_{sT}$ を備えており、各送信アンテナ $A_{s1} \sim A_{sT}$ から異なる送信信号 $s_1 \sim s_T$ を無線受信装置52に送信する。

無線送信装置51の各送信アンテナ $A_{s1} \sim A_{sT}$ から送信された送信信号 $s_1 \sim s_T$ は、無線受信装置52が備えるR本 (Rは、1または1よりも大きな整数) の受信アンテナ $A_{r1} \sim A_{rR}$ で受信される。このとき、MIMOシステムの送受信信号は、式(1)～式(5)のように表すことができる。

【0004】

【数1】

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad \cdots \quad \text{式(1)}$$

【0005】

【数2】

$$\mathbf{r} = [r_1 \quad \cdots \quad r_R]^T \quad \cdots \quad \text{式(2)}$$

【0006】

【数3】

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{R1} & \cdots & h_{RT} \end{pmatrix} \quad \cdots \quad \text{式(3)}$$

【0007】

【数4】

$$\mathbf{s} = [s_1 \quad \cdots \quad s_T]^T \quad \cdots \quad \text{式(4)}$$

【0008】

【数5】

$$\mathbf{n} = [n_1 \quad \cdots \quad n_R]^T \quad \cdots \quad \text{式(5)}$$

【0009】

ただし、式(1)の左辺と式(2)の左辺のベクトル $\mathbf{r}$ は、無線受信装置52の各受信アンテナ $A_{r1} \sim A_{rR}$ で受信される受信信号を要素にもつ1行×R列の受信信号ベクトルである。

また、式(3)の左辺のベクトル $\mathbf{H}$ は、無線送信装置51の各送信アンテナ $A_{s1} \sim A_{sT}$

10

20

30

40

50

s_T と、無線受信装置52の受信アンテナ $A_{r1} \sim A_{rR}$ との間の伝搬路応答(h_{11} 、 $\dots$ 、 h_{R1} 、 $\dots$ 、 h_{1T} 、 $\dots$ 、 h_{RT})を要素に持つ R 行 $\times$ T 列の伝搬路行列である。

【0010】

ここで、 h_{11} は送信アンテナ A_{s1} と受信アンテナ A_{r1} との間の伝搬路応答であり、 h_{R1} は、送信アンテナ A_{s1} と受信アンテナ A_{rR} との間の伝搬路応答である。また、 h_{1T} は送信アンテナ A_{sT} と受信アンテナ A_{r1} との間の伝搬路応答であり、 h_{RT} は、送信アンテナ A_{sT} と受信アンテナ A_{rR} との間の伝搬路応答である。また、行列の右肩の記号 T は、その行列の転置行列であることを示している。

【0011】

式(4)の左辺のベクトル s は、無線送信装置51の各送信アンテナ $A_{s1} \sim A_{sT}$ で送信される送信信号を要素にもつ1行 $\times$ T 列の送信信号ベクトルである。また、式(5)の左辺のベクトル n は、無線受信装置52の各受信アンテナ $A_{r1} \sim A_{rR}$ で加わる雑音を要素にもつ1行 $\times$ R 列の雑音ベクトルである。

【0012】

式(1)のように空間的に多重された信号を分離する技術としては、例えば、ZFD (Zero Forcing Detection: ゼロフォーシング検出)やMMSED (Minimum Mean Square Error Detection: 最小平均二乗誤差検出)のような線形処理がある。

これらの線形処理は、演算量が少ないため、よく用いられている。上述したMIMOシステムは、非特許文献1に記載されている。

【非特許文献1】Arogyaswami J. Paulraj、Dhananjay A. Gore、Rohit U. Nabar、Helmut Bölcskei、「An overview of MIMO communications—A key to Gigabit wireless」、Proceedings of the IEEE、Vol. 92、No. 2、pp. 198—218、2004年2月

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0013】

従来のMIMOシステムでは、無線受信装置52の受信アンテナ数 R が多い方が良好な特性が得られる。特に、上述したZFDやMMSEDのような線形処理を用いて良好な伝送特性を得るためには、無線送信装置51の送信アンテナ数 T と、無線受信装置52の受信アンテナ数 R との間に、 $T \leq R$ の関係が成り立っていることが望ましい。

$T > R$ であると、伝送特性は著しく劣化してしまう。この問題を回避するためには、無線受信装置52の受信アンテナ数を増やせば良いが、無線受信装置52が移動端末等の小型無線受信装置である場合には、搭載できる受信アンテナ数が制限され、受信アンテナ数を増やすことは難しい。

【0014】

本発明は、上記事情に鑑みてなされたものであり、その目的は、受信装置の受信アンテナ数を増やすことなく、送信装置と受信装置との間で良好な伝送特性を得ることができる通信システム、受信装置及び通信方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0015】

(1) 本発明は、上記課題を解決するためになされたもので、本発明の一態様による通信システムは、送信装置と受信装置とを備える通信システムであって、前記送信装置は、複数本の送信アンテナと、前記複数本の送信アンテナから前記受信装置にそれぞれ送信信号を送信する送信部とを備え、前記受信装置は、前記複数の送信アンテナから送信された複数の送信信号を受信する少なくとも1本の受信アンテナと、前記受信アンテナで受信した信号を時間領域から周波数領域に変換するフーリエ変換部と、前記複数本の送信アンテナと前記受信アンテナとの間の伝搬路を推定して伝搬路推定値を算出する伝搬路推定部と

10

20

30

40

50

、前記フーリエ変換部が周波数領域に変換した信号からマルチパスを分割して前記複数の送信信号を検出する信号検出部とを備える。

【0016】

(2) また、本発明の一態様による受信装置は、複数本の送信アンテナを備える送信装置と通信する受信装置であって、前記送信装置が前記複数の送信アンテナから送信する複数の送信信号を受信する少なくとも1本の受信アンテナと、前記受信アンテナで受信した信号を時間領域から周波数領域に変換するフーリエ変換部と、前記複数本の送信アンテナと前記受信アンテナとの間の伝搬路を推定して伝搬路推定値を算出する伝搬路推定部と、前記フーリエ変換部が周波数領域に変換した信号からマルチパスを分割して前記複数の送信信号を検出する信号検出部とを備える。

10

【0017】

(3) また、本発明の一態様による受信装置の前記信号検出部は、前記フーリエ変換部が周波数領域に変換した信号からマルチパスに基づいて分割したマルチパス分割信号を生成し、そのマルチパス分割信号を用いて前記複数の送信信号を検出する。

【0018】

(4) また、本発明の一態様による受信装置は、前記信号検出部が検出した信号を復調処理して、ビットの信頼度情報である符号化ビット対数尤度比を生成する復調部と、前記復調部が生成した符号化ビット対数尤度比に対して誤り訂正復号処理を行う復号部とを備え、前記信号検出部は、前記復号部が出力する符号化ビット対数尤度比を用いて前記マルチパス分割信号を生成する。

20

【0019】

(5) また、本発明の一態様による受信装置の前記信号検出部は、前記符号化ビット対数尤度比から変調シンボルのレプリカであるシンボルレプリカを生成するシンボルレプリカ生成部と、前記伝搬路推定値をマルチパスに基づいて分割するマルチパス分割部と、前記シンボルレプリカと前記マルチパス分割部が分割した伝搬路推定値とから、前記マルチパス分割信号を生成するための分割用レプリカを生成する分割用レプリカ生成部と、前記フーリエ変換部が周波数領域に変換した信号から前記分割用レプリカを減算し、前記マルチパス分割信号を生成する受信信号分割部と、前記マルチパス分割信号から前記複数の送信信号を検出する信号分離部とを備える。

【0020】

(6) また、本発明の一態様による受信装置の前記信号分離部は、前記伝搬路推定値と、前記マルチパス分割部が分割した伝搬路推定値と、前記シンボルレプリカとを用いて線形重みを生成し、その線形重みを用いて前記複数の送信信号を検出する。

30

【0021】

(7) また、本発明の一態様による受信装置は、前記信号検出部が検出した信号を復調処理して、ビットの信頼度情報である符号化ビット対数尤度比を生成する復調部と、前記復調部が生成した符号化ビット対数尤度比に対して誤り訂正復号処理を行う復号部とを備え、前記信号検出部は、前記復号部が誤り訂正復号処理を行った符号化ビット対数尤度比から変調シンボルのレプリカであるシンボルレプリカを生成するシンボルレプリカ生成部と、前記シンボルレプリカと前記伝搬路推定値とから受信信号レプリカを生成する受信信号レプリカ生成部と、前記フーリエ変換部が周波数領域に変換した信号から前記受信信号レプリカを除去するレプリカ除去部と、前記伝搬路推定値をマルチパスに基づいて分割するマルチパス分割部と、前記レプリカ除去部が受信信号レプリカを除去した信号と、前記伝搬路推定値と、前記マルチパス分割部が分割した伝搬路推定値と、前記シンボルレプリカとを用いて前記複数の送信信号を検出する信号再生部とを備える。

40

【0022】

(8) また、本発明の一態様による受信装置の前記信号再生部は、所望の送信信号ごとに前記複数の送信信号を検出する。

【0023】

(9) また、本発明の一態様による受信装置は、シングルキャリア伝送を用いて前記送

50

信装置と通信する。

【0024】

(10) また、本発明の一態様による受信装置は、マルチキャリア伝送を用いて前記送信装置と通信する。

【0025】

(11) また、本発明の一態様による通信方法は、複数本の送信アンテナを備える送信装置と、少なくとも1本の受信アンテナを備える受信装置とを用いた通信方法であって、前記送信装置は、前記複数本の送信アンテナから前記受信装置にそれぞれ送信信号を送信する送信過程を有し、前記受信装置は、前記受信アンテナで受信する前記送信信号を時間領域から周波数領域に変換するフーリエ変換過程と、前記複数本の送信アンテナと前記受信アンテナとの間の伝搬路を推定して伝搬路推定値を算出する伝搬路推定過程と、前記フーリエ変換過程で周波数領域に変換した信号からマルチパスを分割して前記複数の送信信号を検出する信号検出過程とを有する。

10

【発明の効果】

【0026】

本発明の通信システム、受信装置及び通信方法では、受信装置の受信アンテナ数を増やすことなく、送信装置と受信装置との間で良好な伝送特性を得ることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0027】

以下、図面を用いて本発明の第1～第4の実施形態について説明する。始めに、本発明の第1の実施形態について説明する。

20

【0028】

(第1の実施形態)

第1の実施形態は、MIMO-OFDM (Multiple Input Multiple Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 多入力多出力-直交周波数分割多重) を用いる無線通信システムについて説明する。

本発明の第1の実施形態による無線通信システムは、無線送信装置100 (図1) と無線受信装置200 (図2) とを備えている。無線送信装置100は、基地局装置であり、無線受信装置200は、携帯電話などの移動局装置である。

30

【0029】

図1は、本発明の第1の実施形態による無線送信装置100の構成を示す概略ブロック図である。無線送信装置100は、符号部101-1～101-T、変調部102-1～102-T、IFFT (Inverse Fast Fourier Transform: 逆高速フーリエ変換) 部103-1～103-T、パイロット多重部104-1～104-T、GI (Guard Interval: ガードインターバル) 挿入部105-1～105-T、D/A (Digital to Analogue: デジタル/アナログ) 変換部106-1～106-T、送信フィルタ部107-1～107-T、無線部108-1～108-T、送信アンテナ109-1～109-T、パイロット信号生成部110を備えている。なお、図1において、Tは、2又は2よりも大きな整数である。

40

【0030】

無線送信装置100は、無線送信装置100の上位レイヤ (図示省略) から出力される情報ビットを、符号部101-1で、畳み込み符号やターボ符号等の誤り訂正符号化を行う。符号部101-1で誤り訂正符号化された符号化ビットは、変調部102-1でQPSK (Quadrature Phase Shift Keying: 4相位相偏移変調)、16QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation: 16値直交振幅変調) 等の変調シンボルにマッピングされる。

変調部102-1から出力される変調シンボルは、IFFT部103-1で周波数領域の信号から時間領域の信号に変換される。

【0031】

50

IFFT部103-1から出力される信号には、パイロット信号生成部110で生成されるパイロット信号がパイロット多重部104-1によって多重され、GI挿入部105-1でガードインターバルが付加され、D/A変換部106-1でデジタル信号からアナログ信号に変換される。

D/A変換部106-1でD/A変換された信号は、送信フィルタ部107-1で波形整形され、無線部108-1で無線周波数に変換される。送信アンテナ109-1は、無線部108-1で無線周波数に変換された信号を無線受信装置200(図2)に送信する。

【0032】

このようにして生成される送信信号を並列に複数(T個)生成し、複数の送信アンテナ109-1~109-Tを用いて、同じ周波数、同一タイミングで無線受信装置200に送信する。送信信号は、マルチパス伝搬路を通り、無線受信装置200で受信される。

【0033】

なお、符号部101-2(図示省略)~101-T、変調部102-2(図示省略)~102-T、IFFT部103-2(図示省略)~103-T、パイロット多重部104-2(図示省略)~104-T、GI挿入部105-2(図示省略)~105-T、D/A変換部106-2(図示省略)~106-T、送信フィルタ部107-2(図示省略)~107-T、無線部108-2(図示省略)~108-T、送信アンテナ109-2(図示省略)~109-Tの構成は、符号部101-1、変調部102-1、IFFT部103-1、パイロット多重部104-1、GI挿入部105-1、D/A変換部106-1、送信フィルタ部107-1、無線部108-1、送信アンテナ109-1の構成と同じであるので、それらの説明を省略する。

【0034】

図2は、本発明の第1の実施形態による無線受信装置200の構成を示す概略ブロック図である。無線受信装置200は、受信アンテナ部201-1~201-R、無線部202-1~202-R、受信フィルタ部203-1~203-R、A/D(Analogue to Digital:アナログ/デジタル)変換部204-1~204-R、FFT(Fast Fourier Transform:高速フーリエ変換)部205-1~205-R、信号検出部206a、復調部207-1~207-T、復号部208-1~208-T、伝搬路推定部209を備えている。なお、図2において、Rは、1又は1よりも大きな整数である。また、図2において、Tは、2又は2よりも大きな整数である。

【0035】

無線受信装置200では、受信アンテナ201-1~201-Rで受信された信号を無線部202-1~202-Rで、無線周波数からベースバンド信号に変換する。無線部202-1~202-Rが出力する受信ベースバンド信号は、受信フィルタ部203-1~203-Rで波形整形され、A/D変換部204-1~204-Rでアナログ信号からデジタル信号に変換され、FFT部205-1~205-Rで時間領域の信号から周波数領域の信号に変換され、受信信号として信号検出部206aに出力される。

【0036】

受信信号は、信号検出部206aにおいて、復号部208-1~208-Rから出力されるビットLLR(Log Likelihood Ratio:対数尤度比)と、伝搬路推定部209で推定された伝搬路推定値とを用いて、MIMO多重された信号の分離が行われる。

信号検出部206aの出力は、復調部207-1~207-Tで復調処理によりビットLLRが算出される。QPSK変調を例に復調処理の説明をする。信号分離後のあるシンボルをXとする。またQPSK変調シンボルを構成しているビットを b_0 、 b_1 とする。このとき、Xを復調して得られる符号化ビットLLRである $\lambda(b_0)$ は、以下の式(6)のように表せる。

【0037】

10

20

30

40

50

【数 6】

$$\lambda(b_o) = \frac{2 \operatorname{Re}(X)}{\sqrt{2}(1-\mu)} \cdots \text{式 (6)}$$

【0038】

ただし、 $\lambda()$ は LLR を表し、 $\operatorname{Re}()$ は複素数の実部を表す。 $\lambda(b_1)$ に対するビット LLR は式 (6) の $\operatorname{Re}(X)$ を X の虚部に置き換えれば良い。また、 μ は MIMO 信号分離後の等価振幅利得であり、MIMO 信号分離に用いた重みと伝搬路推定値との積で求められる。 10

復号部 208-1 ~ 208-T では、入力されたビット LLR に対して誤り訂正復号処理が行われ、情報ビットもしくはビット LLR が出力される。ビット LLR が出力された場合は、信号検出部 206a に入力される。伝搬路推定部 209 は受信したパイロット信号を用いて伝搬路推定を行う。

【0039】

線形重みである MMSE (Minimum Mean Square Error: 最小平均二乗誤差) 重みを用いて MIMO 信号分離を行う場合の、信号検出部 206a の処理を具体的に説明する。第 k サブキャリアにおける MIMO-OFDM 受信信号 $R(k)$ は、以下の式 (7) のように表される。 20

【0040】

【数 7】

$$R(k) = H(k)S(k) + N(k) \cdots \text{式 (7)}$$

【0041】

式 (7) において、 $R(k)$ は、各受信アンテナ 201-1 ~ 201-R での受信信号を要素に持つ R 次元の受信信号ベクトルを表している。より具体的には、 $R(k)$ は、無線受信装置 200 の FFT 部 205-1 ~ 205-R から出力されて信号検出部 206a の受信信号分割部 301 に入力される周波数領域の信号を表す R 次元ベクトルである。 30

また、 $H(k)$ は、各送信アンテナ 109-1 ~ 109-T と受信アンテナ 201-1 ~ 201-R との間の伝搬路を要素に持つ R 行 T 列の伝搬路行列を表している。

また、 $S(k)$ は、各送信アンテナ 109-1 ~ 109-T で送信された信号を要素に持つ T 次元の送信信号ベクトルを表している。より具体的には、 $S(k)$ は、無線送信装置 100 の変調部 102-1 ~ 102-T から IFFT 部 103-1 ~ 103-T に入力される周波数軸上の信号を表す T 次元のベクトルである。

また、 $N(k)$ は、各受信アンテナ 201-1 ~ 201-R における雑音を要素に持つ R 次元の雑音ベクトルを表している。 40

なお、 k は、 $1 \leq k \leq N_{\text{sub}}$ の条件を満たす整数である。 N_{sub} は OFDM 信号のサブキャリア数を表す。また、マルチパス分割後の受信信号である $R_B(k)$ は、以下の式 (8) のように表わされる。

【0042】

本発明の実施形態では、マルチパス（先行波の経路とそれとは異なる遅延波の経路の総称）の受信信号に対して、良好な伝送特性を得ることを目的としてその分割を行うが、分割後の受信信号は、それぞれ、該当する受信アンテナの受信信号から受信信号レプリカを除去したものである除去残差成分に、分割したマルチパスで生成した受信信号レプリカを加えたものとしている。以下、この点を数式を用いて説明を進める。

【0043】

【数 8】

$$\mathbf{R}_B(k) = \tilde{\mathbf{R}}(k) + \hat{\mathbf{R}}_B(k) \quad \dots \quad \text{式 (8)}$$

【0044】

ここでは、マルチパス分割後の信号数を N_B とする。第 1 ～ 第 R の受信アンテナ 201-1 ～ 201-R における分割数、すなわち分割後の信号数をそれぞれ $N_1 \sim N_R$ とすると、 $N_B = N_1 + \dots + N_R$ である。

10

$\mathbf{R}_B(k)$ は、マルチパス分割後の伝搬路推定値を用いて生成した受信レプリカを要素に持つ N_B 次元ベクトルである。

また、 $\tilde{\mathbf{R}}(k)$ は各受信アンテナ 201-1 ～ 201-R における受信信号レプリカを除去した信号の各受信アンテナ成分を分割数だけコピーした N_B 次元のベクトルである。

受信信号から受信信号レプリカを除去するには以下の式 (9) を用いる。

【0045】

【数 9】

$$\mathbf{R}_{\text{res}}(k) = \mathbf{R}(k) - \hat{\mathbf{h}}(k) \hat{\mathbf{S}}(k) \quad \dots \quad \text{式 (9)}$$

20

【0046】

ただし、式 (9) において、 $\hat{\mathbf{h}}(k)$ は N_R 行 T 列の伝搬路推定値行列である。また、 $\hat{\mathbf{S}}(k)$ は、各送信アンテナ 109-1 ～ 109-T におけるシンボルレプリカを要素に持つ T 次元のベクトルである。

【0047】

N_B 次元のベクトルである $\tilde{\mathbf{R}}(k)$ は、例えば $\mathbf{R}_{\text{res}}(k)$ の第 1 要素を N_1 個コピーして第 1 要素～第 N_1 要素とし、 $\mathbf{R}_{\text{res}}(k)$ の第 2 要素を N_2 個コピーして第 ($N_1 + 1$) 要素～第 ($N_1 + N_2$) 要素とし、 $\dots$ 、 $\mathbf{R}_{\text{res}}(k)$ の第 R 要素を N_R 個コピーして第 ($N_1 + \dots + N_R - 1 + 1$) 要素～第 N_B 要素として、生成する。また、 $\hat{\mathbf{R}}_B(k)$ は、分割したマルチパスで生成した受信レプリカを要素に持つ N_B 次元のベクトルである。すなわち、受信アンテナ 201-1 における受信信号レプリカであって分割数 N_1 で分割したマルチパスで生成した受信レプリカを $\hat{\mathbf{R}}_B(k)$ の第 1 ～ 第 N_1 要素とし、 $\dots$ 受信アンテナ 201-R における受信信号レプリカであって分割数 N_R で分割したマルチパスで生成した受信レプリカを $\hat{\mathbf{R}}_B(k)$ の第 ($N_1 + \dots + N_R - 1 + 1$) 要素～第 N_B 要素として、生成する。

30

【0048】

MMSE 重みは、 $\|\mathbf{W}^H(k) \mathbf{R}_B(k) - \mathbf{S}(k)\|^2$ が最小となる $\mathbf{W}(k)$ とする。なお、行列の右肩の記号 H は行列の複素共役転置を表わしており、 $\|\mathbf{x}\|$ は $\mathbf{x}$ のノルムを表している。

40

MMSE 重みである $\mathbf{W}^H(k)$ は、以下の式 (10) ～ 式 (12) により表される。

【0049】

【数 10】

$$\mathbf{W}^H(k) = \mathbf{H}_B^H(k) (\mathbf{H}_B(k) \mathbf{P}(k) \mathbf{H}_B^H(k) + \hat{\mathbf{H}}(k) \mathbf{\Lambda}(k) \hat{\mathbf{H}}^H(k) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_B})^{-1} \quad \dots \quad \text{式 (10)}$$

50

【 0 0 5 0 】

【 数 1 1 】

$$\mathbf{P}(k) = \hat{\mathbf{S}}(k)\hat{\mathbf{S}}^H(k) \quad \cdot \cdot \cdot \quad \text{式 (11)}$$

【 0 0 5 1 】

【 数 1 2 】

$$\mathbf{\Lambda}(k) = \mathbf{I}_{N_T} - \hat{\mathbf{S}}(k)\hat{\mathbf{S}}^H(k) \quad \cdot \cdot \cdot \quad \text{式 (12)}$$

【 0 0 5 2 】

式 (11) の左辺の $\mathbf{P}(k)$ は、シンボルレプリカ生成の信頼度を示す。従って、信頼性が 100% であれば、 $\mathbf{P}(k)$ は $\mathbf{I}_{N_T}$ 、すなわち T 行 T 列の単位行列となり、式 (12) の左辺の $\mathbf{\Lambda}(k)$ は T 行 T 列の零行列となる。理解の容易のために、 $\mathbf{P}(k)$ が単位行列、 $\mathbf{\Lambda}(k)$ が零行列という極限の状態を考えれば、式 (10) は $\mathbf{W}^H(k) = \mathbf{H}_B^H(k) (\mathbf{H}_B(k) \mathbf{H}_B^H(k))^{-1}$ となる。 $\mathbf{W}^H(k)$ は T 行 N_B 列の行列であり、 $\mathbf{R}_B(k)$ N_B 次元のベクトルであるから、 $\mathbf{W}^H(k) \mathbf{R}_B(k)$ は T 次元のベクトルであり、 $\mathbf{S}(k) = \mathbf{W}^H(k) \mathbf{R}_B(k)$ となる。この $\mathbf{W}^H(k) \mathbf{R}_B(k)$ は信号分離部 302 の出力であるから、この $\mathbf{W}^H(k) \mathbf{R}_B(k)$ は極限の状態において、送信信号である情報ビットが完全に再現されたことを示す。極限の状態でなくても、本実施形態によれば、受信アンテナの本数が少ない状態において、送信信号である情報ビットを広い伝送環境において完全に再現することができ、さらに誤り訂正符号との併用により、この特性は格段に改善される。なお、式 (10) において、 $\tilde{\mathbf{H}}(k)$ は、 $\mathbf{H}(k)$ の第 1 行を N_1 個コピーし、第 2 行を N_2 個コピーし、 $\cdot \cdot \cdot$ 、第 R 行を N_R 個コピーしたものであり、 N_B 行 T 列の行列である。 $\mathbf{H}_B(k)$ は、分割後のマルチパスの伝達関数を要素に持つ N_B 行 T 列の行列である。また、 σ_n^2 は、雑音電力である。また、 $\mathbf{I}_N$ は、 N 行 N 列の単位行列を表す。

【 0 0 5 3 】

図 3 は、本発明の第 1 の実施形態による無線受信装置 200 の信号検出部 206a (図 2) の構成を示す概略ブロック図である。信号検出部 206a は、受信信号分割部 301、信号分離部 302、シンボルレプリカ生成部 303、分割用レプリカ生成部 304、マルチパス分割部 305 を備えている。

【 0 0 5 4 】

受信信号分割部 301 は、FFT 部 205-1 ~ 205-R から得られる周波数領域の受信信号を、分割用レプリカ生成部 304 から得られる分割用レプリカを用いて、マルチパスに基づいて分割する。受信信号分割部 301 は、式 (8) を用いて、マルチパス分割後の受信信号である $\mathbf{R}_B(k)$ を生成している。

【 0 0 5 5 】

信号分離部 302 は、受信信号分割部 301 の出力を受信アンテナ 201-1 ~ 201-R で受信した受信信号とみなして MIMO の信号分離を行う。例えば、MMSE のような線形処理を行う場合は、伝搬路推定値から入力される伝搬路推定値と、マルチパス分割部 305 から入力されるマルチパス分割後の伝搬路推定値と、シンボルレプリカ生成部 303 で生成されるシンボルレプリカとを用いて、式 (10) のような MMSE 重み $\mathbf{W}^H(k)$ を用いて、MIMO の信号分離を行う。

シンボルレプリカ生成部 303 で生成されるシンボルレプリカである $\mathbf{X}$ は、ビット b_0 、 b_1 で構成されている QPSK 変調の場合、以下の式 (13) のように表わされる。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 6 】

【 数 1 3 】

$$X = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh(\lambda(b_0)/2) + \frac{j}{\sqrt{2}} \tanh(\lambda(b_1)/2) \quad \dots \quad \text{式 (13)}$$

【 0 0 5 7 】

ただし、式 (13) において、Xは、変調シンボルの期待値を表すシンボルレプリカである。また、 $\tanh$ は、双曲線正接関数である。また、jは、 $j^2 = -1$ を満たす虚数単位である。 10

分割用レプリカ生成部304は、シンボルレプリカ生成部303より得られるシンボルレプリカと、マルチパス分割部305より得られるマルチパス分割後の伝搬路推定値を用いてマルチパス分割用の受信レプリカを生成する。

【 0 0 5 8 】

図4(a)～図4(d)は、本発明の第1の実施形態によるマルチパス分割部305のマルチパス分割の処理の一例を示す図である。図4(a)～図4(d)では、横軸に時間を取り、縦軸に電力をとっている。

図4(a)は、マルチパスの遅延プロファイルの一例を示しており、p1～p6は先行波および遅延波を表している。以降の説明では、先行波および遅延波を合わせて遅延波と称する。 20

ここでは、図4(a)の遅延波p1～p6を、3ブロックにマルチパス分割する。マルチパス分割後の伝搬路は、図4(b)、図4(c)、図4(d)に示されているブロックb1、b2、b3のようになる。ブロックb1は遅延波p1～p6のうち遅延波p1、p2で構成され、ブロックb2は遅延波p3、p4で構成され、ブロックb3は遅延波p5、p6で構成されている。

【 0 0 5 9 】

受信信号分割部301では、受信信号をブロックb1、b2、b3の伝搬路を通った信号に分割する。このため、分割用レプリカ生成部304では、例えば、ブロックb1の伝搬路を通った受信信号を生成する場合は、遅延波p3～p6の伝搬路を用いて受信レプリカを生成する。 30

受信信号分割部301は、受信信号から遅延波p3～p6から生成した受信レプリカを減算して、ブロックb1の伝搬路を通った受信信号を生成する。同様に、ブロックb2の場合は遅延波p1、p2、p5、p6を用いて受信レプリカを生成し、ブロックb3の場合は遅延波p1～p4を用いて受信レプリカを生成する。

なお、一度も復号処理が行われていない場合は、受信レプリカが生成できないためマルチパス分割処理は行わず、従来のMIMO信号分離処理を行う。

【 0 0 6 0 】

図5は、本発明の第1の実施形態による無線受信装置200の受信処理を示すフローチャートである。 40

始めに、信号検出部206aの受信信号分割部301(図3)は、FFT部205-1～205-Rから出力される周波数領域の受信信号を、ステップS508で生成される分割用レプリカを用いて、マルチパスに基づいて分割する(ステップS501)。

そして、信号検出部206aの信号分離部302(図3)は、ステップS501で分割した受信信号を受信アンテナ201-1～201-Rで受信した信号とみなし、MIMO信号分離を行う(ステップS502)。

【 0 0 6 1 】

そして、復調部207-1～207-T(図2)は、ステップS502でMIMO分離した信号に対して復調処理を行い(ステップS503)、符号化ビットLLRを算出する。 50

そして、復号部 208-1~208-T (図 2) は、算出された符号化ビット LLR に対して誤り訂正復号処理を行う (ステップ S504)。

そして、復号部 208-1~208-T (図 2) は、ステップ S504 での誤り訂正復号処理の結果に対して、誤りが検出されたか、及び、既定の処理回数に達していないか否かを判定する (ステップ S505)。ステップ S505 で、誤りが検出されなかった場合、又は、既定の処理回数に達した場合には (ステップ S505 で「NO」)、復号部 208-1~208-T は、情報ビットを出力して、図 5 のフローチャートの処理を終了する。

一方、ステップ S505 で、誤りが検出された場合、及び、既定の処理回数に達していない場合には (ステップ S505 で「YES」)、復号部 208-1~208-T は、符号化ビット LLR を信号検出部 206a のシンボルレプリカ生成部 303 に出力する。

【0062】

そして、信号検出部 206a のシンボルレプリカ生成部 303 (図 3) は、ステップ S505 で復号部 208-1~208-T から出力される符号化ビット LLR を用いてシンボルレプリカを生成する (ステップ S506)。

そして、信号検出部 206a のマルチパス分割部 305 (図 3) は、伝搬路推定部 209 (図 2) から出力される伝搬路推定値を、マルチパスに分割する (ステップ S507)。

そして、信号検出部 206a の分割用レプリカ生成部 304 (図 3) は、ステップ S506 で生成したシンボルレプリカと、ステップ S507 で分割したマルチパスを用いて受信信号の分割に用いる分割用レプリカを生成する (ステップ S508)。そして、ステップ S501 に進む。

【0063】

図 6 は、本発明の第 1 の実施形態による受信信号分割部 301 の処理を示すフローチャートである。受信信号分割部 301 は、受信信号から分割用レプリカを減算して (ステップ S2001)、受信信号に対しマルチパス分割を行う。分割用レプリカは、抽出したいマルチパス以外のパスの受信レプリカである。なお、式 (8) のように、受信信号から受信信号レプリカを減算した後に、抽出したいパスの受信レプリカを加算してもよい。

【0064】

図 7 は、本発明の第 1 の実施形態による信号分離部 302 の処理を示すフローチャートである。始めに、信号分離部 302 は、伝搬路推定値、マルチパス分割後の伝搬路推定値に基づき、例えば式 (10) のような MMSE 重みを生成する (ステップ S2101)。そして、信号分離部 302 は、ステップ S2101 で生成した重みを、マルチパス分割後の受信信号に乗算して (ステップ S2102)、MIMO 信号分離を行う。

【0065】

図 8 は、本発明の第 1 の実施形態による分割用レプリカ生成部 304 の処理を示すフローチャートである。分割用レプリカ生成部 304 は、シンボルレプリカと分割用伝搬路推定値から、抽出したいパス以外のレプリカである分割用レプリカを生成する (ステップ S2201)。

【0066】

なお、マルチパス分割は、例えば、分割後の伝搬路の電力がほぼ等しくなるように分割しても良いし、分割後の伝搬路のパス数が等しくなるように分割しても良いし、分割後のパス間の最大時間差が等しくなるように分割しても良いし、その他の基準に基づいて分割しても良い。

また、マルチパス分割数は、各受信アンテナ 201-1~201-R で任意に設定することができ、例えば、各受信アンテナ 201-1~201-R で分割数を等しくしても良い。また、分割しない受信アンテナがあっても良く、少なくとも 1 本の受信アンテナでマルチパス分割が行われれば良い。

【0067】

なお、第 1 の実施形態では、MIMO の信号分離に線形演算の MMSE を用いる場合に

10

20

30

40

50

ついて説明したが、これに限定されるものではなく、その他のMIMO信号の分離方法を用いても良い。

例えば、式(7)に示しているマルチパス分割後の受信信号 $R(k)$ に対して、MLD(Maximum Likelihood Detection: 最尤検出)や、演算量削減型のMLDを行う方法である球内復号化(Sphere Decoding)や、QRM-MLD(QR decomposition and M algorithm - MLD: QR分割とMアルゴリズムを用いて演算量を削減したMLD)を用いることも可能である。例えば、MLDは送信信号の全パターンのうち、式(14)で表される α が最小となるパターンを送信信号として検出する。

【0068】

【数14】

$$\alpha = ||R_B(k) - H_B(k) S_C(k)||^2 \dots \quad (14)$$

【0069】

なお、式(14)において、 $S_C(k)$ は送信信号のパターンの1つを表す。

このように受信信号をマルチパスに基づいて分割して、分割した信号のそれぞれを受信アンテナで受信した信号とみなしてMIMO信号分離を行うことで、無線受信装置200の受信アンテナ数を増やすことなくMIMOの信号分離の性能を向上させることができる。

また、無線受信装置200の受信アンテナ数がMIMOの分離を行うのに十分にあったとしても、送受信アンテナ間のフェージング相関が高くなると、MIMOの信号分離の性能は劣化してしまう。これに対して、受信信号をマルチパスに基づいて分割すると、受信側の相関を下げる効果もあり、例えば上りリンクの基地局のような受信相関の高い環境でも有効である。

【0070】

上述したように、本発明の第1の実施形態による無線通信システム(通信システムとも称する)は、無線送信装置100(送信装置とも称する)と、無線受信装置200(受信装置とも称する)とを備える。

無線送信装置100(図1)は、複数本の送信アンテナ109-1~109-Tを備えている。

無線送信装置100の無線部108-1~108-T(送信部とも称する)は、複数本の送信アンテナ109-1~109-Tから、無線受信装置200にそれぞれ送信信号を送信する。

【0071】

無線受信装置200(図2)は、無線送信装置100の複数の送信アンテナ109-1~109-Tから送信された複数の送信信号を受信する複数の受信アンテナ201-1~201-Rを備えている。なお、本実施形態では、無線受信装置200が複数の受信アンテナ201-1~201-Rを備えている場合について説明しているが、これに限定されるものではなく、無線受信装置200は、少なくとも1本の受信アンテナを備えていれば良い。

【0072】

無線受信装置200のFFT部205-1~205-R(フーリエ変換部とも称する)は、受信アンテナ201-1~201-Rで受信した信号を時間領域から周波数領域に変換する。

無線受信装置200の伝搬路推定部209は、無線送信装置100の複数本の送信アンテナ109-1~109-Tと、無線受信装置200の受信アンテナ201-1~201-Rとの間の伝搬路を推定して、伝搬路推定値を算出する。

【0073】

無線受信装置200の信号検出部206aは、FFT部205-1～205-Rが周波数領域に変換した信号からマルチパスを分割して、複数の送信信号を検出する。

より具体的には、信号検出部206aは、FFT部205-1～205-Rが周波数領域に変換した信号から、復号部208-1～208-Tが出力する符号化ビット対数尤度比を用いて、マルチパスに基づいて分割したマルチパス分割信号を生成し、そのマルチパス分割信号を用いて、複数の送信信号を検出する。

信号分離部206aは、伝搬路推定値と、マルチパス分割部305が分割した伝搬路推定値と、シンボルレプリカとを用いて線形重みを生成し、その線形重みを用いて、複数の送信信号を検出する。

10

【0074】

無線受信装置200の復調部207-1～207-Tは、信号検出部206aが検出した信号を復調処理して、ビットの信頼度情報である符号化ビット対数尤度比を生成する。

無線受信装置200の復号部208-1～208-Tは、復調部207-1～207-Tが生成した符号化ビット対数尤度比に対して、誤り訂正復号処理を行う。

【0075】

信号検出部206aは、図3に示すように、符号化ビット対数尤度比から変調シンボルのレプリカであるシンボルレプリカを生成するシンボルレプリカ生成部303と、伝搬路推定値をマルチパスに基づいて分割するマルチパス分割部305と、シンボルレプリカとマルチパス分割部305が分割した伝搬路推定値とから、マルチパス分割信号を生成するための分割用レプリカを生成する分割用レプリカ生成部304と、FFT部205-1～205-Rが周波数領域に変換した信号から分割用レプリカを減算し、マルチパス分割信号を生成する受信信号分割部301と、マルチパス分割信号から複数の送信信号を検出する信号分離部302とを備えている。

20

【0076】

本発明の第1の実施形態では、上述したような構成とすることにより、無線受信装置200の受信アンテナ数を増やすことなく、無線送信装置100と無線受信装置200との間で良好な伝送特性を得ることができる。

特に、本実施形態においては、必要な信号の処理を周波数軸上で行っているため、処理は格段に容易となる。

30

【0077】

(第2の実施形態)

次に、本発明の第2の実施形態について説明する。本発明の第2の実施形態による無線通信システムは、無線送信装置と無線受信装置とを備えている。第2の実施形態による無線送信装置と無線受信装置は、第1の実施形態による無線送信装置100(図1)と無線受信装置200(図2)と同様の構成を有するので、それらの説明を省略する。ただし、第2の実施形態による無線受信装置は、無線受信装置200の信号検出部206aの代わりに、信号検出部206bを備えている。

【0078】

第1の実施形態では、無線受信装置200の信号検出部206aが、シンボルレプリカ生成の信頼度を用いてMIMOの信号分離を行うが、第2の実施形態では、無線受信装置200の信号検出部206bが、後述する式(18)を用いて、MIMOの信号分離を行う。

40

第1の実施形態で説明した式(10)を、逆行列の補助定理を用いて変形すると、以下の式(15)～式(17)のようになる。

【0079】

【数 1 5】

$$\mathbf{W}^H(k) = \mathbf{P}^{-1}(k)(\mathbf{P}^{-1}(k) + \mathbf{\Gamma}(k))^{-1} \mathbf{H}_B^H(k) \mathbf{\Sigma}^{-1}(k) \quad \dots \quad \text{式 (15)}$$

【0080】

【数 1 6】

$$\mathbf{\Sigma}(k) = \mathbf{H}(k) \mathbf{\Lambda}(k) \mathbf{H}^H(k) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{RN_B} \quad \dots \quad \text{式 (16)}$$

10

【0081】

【数 1 7】

$$\mathbf{\Gamma}(k) = \mathbf{H}_B^H(k) \mathbf{\Sigma}^{-1}(k) \mathbf{H}_B(k) \quad \dots \quad \text{式 (17)}$$

20

【0082】

これにより、MIMO分離後の出力 $\mathbf{Z}(k)$ は、以下の式 (18) のようになる。

【0083】

【数 1 8】

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}(k) &= \mathbf{W}^H(k) \tilde{\mathbf{R}}(k) \\ &= \mathbf{P}^{-1}(k)(\mathbf{P}^{-1}(k) + \mathbf{\Gamma}(k))^{-1} (\mathbf{\Gamma}(k) \hat{\mathbf{S}}(k) + \mathbf{H}_B^H(k) \mathbf{\Sigma}^{-1}(k) \tilde{\mathbf{R}}(k)) \quad \dots \quad \text{式 (18)} \end{aligned}$$

【0084】

30

式 (18) では、まず受信信号から受信信号レプリカを除去し、その後に信号を再生することで、MIMO分離後の信号を生成している。第1の実施形態のように式 (10) を用いる場合には、受信信号レプリカを除去する際にマルチパスを分割することを考慮しなければならないが、第2の実施形態のように式 (18) を用いる場合には、受信信号レプリカを除去するときはマルチパスの分割を考慮しなくて良い。

第2の実施形態では、受信信号レプリカを除去した後の信号を用いて、マルチパス分割のブロックサイズや分割数等のマルチパス分割に必要な情報を決定することができる。

【0085】

図9は、本発明の第2の実施形態による無線受信装置200の信号検出部206bの構成を示す概略ブロック図である。信号検出部206bは、レプリカ除去部401、信号再生部402、シンボルレプリカ生成部403、受信信号レプリカ生成部404、マルチパス分割部405を備えている。信号検出部206bでは、式 (18) に基づいた処理が行われる。

40

【0086】

FFT部205-1～205-Rから受信信号レプリカ生成部404に入力される受信信号は、レプリカ除去部401で、受信信号レプリカ生成部404で生成される受信信号レプリカが減算される。レプリカ除去部401は、式 (9) を用いて受信信号から受信信号レプリカを除去する。

マルチパス分割部405は、伝搬路推定部209 (図2) から得られた伝搬路推定値を用いて、マルチパスを分割した後の伝搬路推定値を求める。シンボルレプリカ生成部40

50

3は、復号部208-1~208-T(図2)から入力されるビットLLRから、変調シンボルのレプリカであるシンボルレプリカを生成する。

【0087】

受信信号レプリカ生成部404は、伝搬路推定値とシンボルレプリカとを用いて、受信信号レプリカを生成し、レプリカ除去部401に出力する。信号再生部402は、レプリカ除去部401の出力と、マルチパス分割後の伝搬路推定値と、シンボルレプリカを用いて、所望信号を再構成し、MIMOの信号分離後の信号を求め、復調部208-1~208-T(図2)に出力する。信号再生部402は、式(15)を用いて、MMS E重み $W^H(k)$ を求めている。

【0088】

図10は、本発明の第2の実施形態による無線受信装置200の受信処理を示すフローチャートである。

始めに、信号検出部206bのレプリカ除去部401(図9)は、FFT部205-1~205-Rから出力される周波数領域の受信信号から、ステップS708で生成する受信信号レプリカを除去する(ステップS701)。

そして、信号検出部206bのマルチパス分割部405(図9)は、マルチパスの伝搬路推定値を分割する(ステップS702)。

【0089】

そして、信号検出部206bの信号再生部402(図9)は、ステップS701で受信レプリカを除去した信号と、ステップS702で分割した伝搬路推定値とに基づいて、MIMO信号分離後の信号を生成する(ステップS703)。

そして、復調部207-1~207-T(図2)は、MIMO信号分離後の信号に対して復調処理を行い(ステップS704)、符号化ビットLLRを求める。

そして、復号部208-1~208-T(図2)は、求められた符号化ビットLLRに対して誤り訂正復号処理を行う(ステップS705)。

【0090】

そして、復号部208-1~208-T(図2)は、ステップS705での誤り訂正復号処理の結果に対して、誤りが検出されたか、及び、既定の処理回数に達していないかを判定する(ステップS706)。ステップS706で、誤りが検出されなかった場合、又は、既定の処理回数に達した場合には(ステップS706で「NO」)、復号部208-1~208-Tは、情報ビットを出力して、図10のフローチャートの処理を終了する。

一方、ステップS706で、誤りが検出された場合、及び、既定の処理回数に達していない場合には(ステップS706で「YES」)、復号部208-1~208-Tは、符号化ビットLLRを信号検出部206bのシンボルレプリカ生成部403に出力する。

【0091】

そして、信号検出部206bのシンボルレプリカ生成部403(図9)は、符号化ビットLLRからシンボルレプリカを生成する(ステップS707)。

そして、信号検出部206bの受信信号レプリカ生成部404(図9)は、受信信号のレプリカを生成する(ステップS707)。そして、ステップS701に進む。

【0092】

図11は、本発明の第2の実施形態によるレプリカ除去部401の処理を示すフローチャートである。レプリカ除去部401は、受信信号から受信信号レプリカを除去し(ステップS2301)、分割数だけ拡張した信号を生成する。ステップS2301は、例えば式(8)の $R \sim(k)$ を生成している。

【0093】

図12は、本発明の第2の実施形態による信号再生部402の処理を示すフローチャートである。信号再生部402は、伝搬路推定値から、例えば式(16)の重み $\Sigma^{-1}(k)$ を生成する(ステップS2401)。そして、信号再生部402は、受信信号レプリカが除去された受信信号、例えば $R \sim(k)$ に対し、マルチパス分割後の伝搬路推定値 H_B

10

20

30

40

50

(k) とステップ S 2 4 0 1 で生成した重み $\Sigma^{-1}(k)$ の積、 $H_B(k) \Sigma^{-1}(k)$ を乗算する (ステップ S 2 4 0 2)。そして、信号再生部 4 0 2 は、ステップ S 2 4 0 2 で得られる信号に、シンボルレプリカを加算して、例えば式 (18) のように、MIMO 信号分離後の信号を生成する (ステップ S 2 4 0 3)。

【0094】

上述したように、第 2 の実施形態による無線通信システムは、無線送信装置 1 0 0 と無線受信装置 2 0 0 とを備える。

無線送信装置 1 0 0 (図 1) は、複数本の送信アンテナ 1 0 9-1 ~ 1 0 9-T を備えている。

無線送信装置 1 0 0 の無線部 1 0 8-1 ~ 1 0 8-T は、複数本の送信アンテナ 1 0 9-1 ~ 1 0 9-T から、無線受信装置 2 0 0 にそれぞれ送信信号を送信する。 10

【0095】

無線受信装置 2 0 0 は、無線送信装置 1 0 0 の複数の送信アンテナ 1 0 9-1 ~ 1 0 9-T から送信された複数の送信信号を受信する受信アンテナ 2 0 1-1 ~ 2 0 1-R を備えている。なお、本実施形態では、無線受信装置 2 0 0 が複数本の受信アンテナを備えている場合について説明しているが、これに限定されるものではなく、無線受信装置 2 0 0 は、少なくとも 1 本の受信アンテナを備えていれば良い。

【0096】

無線受信装置 2 0 0 の FFT 部 2 0 5-1 ~ 2 0 5-R は、受信アンテナ 2 0 1-1 ~ 2 0 1-R で受信した信号を、時間領域から周波数領域に変換する。 20

無線受信装置 2 0 0 の伝搬路推定部 2 0 9 は、無線送信装置 1 0 0 の複数本の送信アンテナと、無線受信装置 2 0 0 の受信アンテナ 2 0 1-1 ~ 2 0 1-R との間の伝搬路を推定して、伝搬路推定値を算出する。

無線受信装置 2 0 0 の信号検出部 2 0 6 b は、FFT 部 2 0 5-1 ~ 2 0 5-R が周波数領域に変換した信号からマルチパスを分割して、所望の送信信号ごとに複数の送信信号を検出する。

【0097】

信号検出部 2 0 6 b は、復号部 2 0 8-1 ~ 2 0 8-T が誤り訂正復号処理を行った符号化ビット対数尤度比から、変調シンボルのレプリカであるシンボルレプリカを生成するシンボルレプリカ生成部 4 0 3 と、シンボルレプリカと伝搬路推定値とから受信信号レプリカを生成する受信信号レプリカ生成部 4 0 4 と、FFT 部 2 0 5-1 ~ 2 0 5-R が周波数領域に変換した信号から受信信号レプリカを除去するレプリカ除去部 4 0 1 と、伝搬路推定値をマルチパスに基づいて分割するマルチパス分割部 4 0 5 と、レプリカ除去部 4 0 1 が受信信号レプリカを除去した信号と、伝搬路推定値と、マルチパス分割部 4 0 5 が分割した伝搬路推定値と、シンボルレプリカとを用いて、複数の送信信号を検出する信号再生部 4 0 2 とを備える。 30

【0098】

無線受信装置 2 0 0 の復調部 2 0 7-1 ~ 2 0 7-T は、信号検出部 2 0 6 b が検出した信号を復調処理して、ビットの信頼度情報である符号化ビット対数尤度比を生成する。

無線受信装置 2 0 0 の復号部 2 0 8-1 ~ 2 0 8-T は、復調部 2 0 7-1 ~ 2 0 7-T が生成した符号化ビット対数尤度比に対して、誤り訂正復号処理を行う。 40

【0099】

本発明の第 2 の実施形態では、上述したような構成とすることにより、無線受信装置 2 0 0 の受信アンテナ数を増やすことなく、無線送信装置 1 0 0 と無線受信装置 2 0 0 との間で良好な伝送特性を得ることができる。

また、第 2 の実施形態では、まず受信信号から受信信号レプリカの除去を行い、その後、信号を再生するようにした。このため、レプリカ生成時にマルチパスをどのように分割するかを決定する必要がなくなり、レプリカ除去後にマルチパスをどのように分割するかを決定することができるので、マルチパス分割の精度を向上させることが可能となる。

【0100】

（第３の実施形態）

次に、本発明の第３の実施形態について説明する。本発明の第３の実施形態による無線通信システムは、無線送信装置と無線受信装置とを備えている。第３の実施形態による無線送信装置と無線受信装置は、第２の実施形態による無線送信装置１００（図１）と無線受信装置２００（図２）と同様の構成を有するので、それらの説明を省略する。

【０１０１】

第１、第２の実施形態は、受信信号をマルチパスに基づいて分割し、分割した信号を受信アンテナ２０１－１～２０１－Ｒで受信した信号とみなしてＭＩＭＯ信号分離していた。これにより、無線受信装置２００の受信アンテナ数を増やさなくても、受信アンテナ数が増えたとみなせるため、ＭＩＭＯの分離性能を向上させることができていた。

第３の実施形態では、ＭＩＭＯのストリーム間干渉を除去するストリーム間干渉キャンセラを無線受信装置２００が用いて、ＭＩＭＯの信号分離性能を向上させる。ここでは、ストリーム間干渉キャンセラとしてＰＩＣ（Parallel Interference Canceller：並列型干渉キャンセラ）を用いる場合について説明する。

【０１０２】

なお、ストリーム間干渉キャンセラは、第１の実施形態に適用しても良い。また、ＭＩＭＯのストリーム間干渉は、無線送信装置１００で送信された異なるデータストリームの干渉を表しているが、ここでは、無線送信装置１００の各送信アンテナ１０９－１～１０９－Ｔから異なるデータが送信される場合について説明する。

【０１０３】

第２の実施形態にＭＩＭＯの並列型干渉キャンセラ（ＰＩＣ）を適用した場合の、第ｔ送信アンテナから送信された信号のＭＩＭＯ信号分離後の出力である $Z_t(k)$ は、以下の式（１９）、式（２０）のようになる。

【０１０４】

【数１９】

$$Z_t(k) = \frac{1}{1 + \gamma_t(k)|\hat{S}_t(k)|^2} (\gamma_t(k)\hat{S}_t(k) + (\mathbf{H}_B(k))_t^H \mathbf{\Sigma}^{-1}(k) \hat{\mathbf{R}}(k)) \quad \dots \quad (19)$$

【０１０５】

【数２０】

$$\gamma_t(k) = (\mathbf{H}_B(k))_t^H \mathbf{\Sigma}^{-1}(k) (\mathbf{H}_B(k))_t \quad \dots \quad (20)$$

【０１０６】

なお、式（１９）において、 $\hat{S}_t(k)$ 、 $(\mathbf{H}_B(k))_t$ は、式（１８）の $\hat{S}(k)$ 、 $\mathbf{H}_B(k)$ の第ｔ送信アンテナ成分を表す。式（１９）では、受信信号から受信信号レプリカを除去し、その後に所望アンテナの信号を再生することで、所望アンテナにおけるＭＩＭＯ信号分離後の信号を生成している。

第２の実施形態と第３の実施形態では、受信信号から受信信号レプリカを除去する処理までは同様の処理が行われる。ただし、第２の実施形態と第３の実施形態とでは、レプリカ除去後に所望アンテナの信号のみの再生を行うか、送信アンテナから送信された信号の全てを再生するかという点が異なる。

【０１０７】

図１３は、本発明の第３の実施形態による無線受信装置２００の受信処理を示すフローチャートである。

始めに、信号検出部 206b のレプリカ除去部 401 (図 9) は、FFT 部 205-1 ~ 205-R (図 2) から出力される周波数領域の受信信号から、ステップ S808 で生成される受信信号レプリカを除去する (ステップ S801)。

そして、信号検出部 206b のマルチパス分割部 405 は、マルチパスの伝搬路推定値を分割する (ステップ S802)。

そして、信号検出部 206b の信号再生部 402 (図 9) は、ステップ S801 で受信信号レプリカを除去した信号と、ステップ S802 で分割した伝搬路推定値とに基づき、送信アンテナ毎に MIMO 信号分離後の信号を生成する (ステップ S803)。

【0108】

そして、復調部 207-1 ~ 207-T は、MIMO 信号分離後の信号に対して、復調処理を行い (ステップ S804)、符号化ビット LLR を求める。

そして、復号部 208-1 ~ 208-T は、求めた符号化ビット LLR に対して誤り訂正復号処理を行う (ステップ S805)。

そして、復号部 208-1 ~ 208-T (図 2) は、ステップ S805 の誤り訂正復号処理の結果に対して、誤りが検出されたか、及び、既定の処理回数に達していないか否かを判定する (ステップ S806)。ステップ 806 で、誤りが検出されなかった場合、又は、既定の処理回数に達した場合には (ステップ S806 で「NO」)、復号部 208-1 ~ 208-T は、情報ビットを出力して、図 13 のフローチャートの処理を終了する。

一方、ステップ S806 で、誤りが検出された場合、及び、既定の処理回数に達していない場合には (ステップ S806 で「YES」)、復号部 208-1 ~ 208-T は、符号化ビット LLR を信号検出部 206b のシンボルレプリカ生成部 403 に出力する。

【0109】

そして、信号検出部 206b のシンボルレプリカ生成部 403 は、符号化ビット LLR からシンボルレプリカを生成する (ステップ S807)。

そして、信号検出部 206b の受信信号レプリカ生成部 404 は、受信信号のレプリカを生成する (ステップ S808)。

【0110】

このように、第 3 の実施形態では、受信信号をマルチパスに基づいて分割した信号を用いて MIMO の信号分離を行うと共に、MIMO のストリーム間干渉を除去するようにした。このため、さらに MIMO の信号分離性能を向上させることができる。

【0111】

なお、第 3 の実施形態では、MIMO のストリーム間干渉キャンセラに並列型干渉キャンセラ (PIC) を適用する場合について説明したが、これに限定されるものではなく、SIC (Successive Interference Canceller: 逐次型干渉キャンセラ) を適用しても良い。

また、第 3 の実施形態では、並列型干渉キャンセラ (PIC) として送信アンテナ毎に信号再生する場合について説明したが、複数の送信アンテナの信号を再生するようにしても良い。

【0112】

(第 4 の実施形態)

次に、本発明の第 4 の実施形態について説明する。第 4 の実施形態では、本発明をシングルキャリア伝送の 1 つの方式である、SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access: シングルキャリア周波数分割多重接続) に適用する場合について説明する。

本発明の第 4 の実施形態による無線通信システムは、無線送信装置 900 (図 14) と無線受信装置 1000 (図 15) とを備えている。

【0113】

図 14 は、本発明の第 4 の実施形態による無線送信装置 900 の構成を示す概略ブロック図である。無線送信装置 900 は、符号部 901-1 ~ 901-T、変調部 902-1 ~ 902-T、DFT (Discrete Fourier Transform: 離散

10

20

30

40

50

フーリエ変換)部903-1~903-T、サブキャリア割り当て部904-1~904-T、パイロット多重部905-1~905-T、IFFT部906-1~906-T、GI挿入部907-1~907-T、D/A変換部908-1~908-T、送信フィルタ部909-1~909-T、無線部910-1~910-T、送信アンテナ部911-1~911-T、パイロット信号生成部912を備えている。なお、図14において、Tは、2又は2よりも大きな整数である。

【0114】

無線送信装置900は、無線送信装置900の上位レイヤから出力される情報ビットを、符号部901-1で誤り訂正符号化する。符号部901-1で誤り訂正符号化された符号化ビットは、変調部902-1で変調シンボルにマッピングされる。

10

変調部902-1から出力される変調シンボルは、DFT部903-1で、時間領域の信号から周波数領域の信号に変換され、サブキャリア割り当て部904-1でサブキャリアにマッピングされる。

【0115】

サブキャリアへのマッピングパターンは、ランダムでも良いし、PAPR(Peak to Average Power Ratio:ピーク対平均電力比)を低くするためにある一定の規則を持たせても良い。

サブキャリア割り当て部904-1から出力される信号には、パイロット信号生成部912で生成されるパイロット信号がパイロット多重部905-1によって多重され、IFFT部906-1で周波数領域の信号から時間領域の信号に変換され、GI挿入部907-1でガードインターバル(GI)が付加され、D/A変換部908-1でD/A変換される。

20

【0116】

D/A変換部908-1でD/A変換されたアナログ信号は、送信フィルタ部909-1で波形整形され、無線部910-1で無線周波数に変換される。送信アンテナ911-1は、無線部910-1で無線周波数に変換された信号を無線受信装置1000(図15)に送信する。

このようにして生成される送信信号を並列に複数(T個)生成し、複数の送信アンテナ911-1~911-Tを用いて、同じ周波数、同一タイミングで無線受信装置1000に送信する。送信信号は、マルチパス伝搬路を通り、無線受信装置1000で受信される。

30

【0117】

なお、符号部901-2(図示省略)~901-T、変調部902-2(図示省略)~902-T、DFT部903-2(図示省略)~903-T、サブキャリア割り当て部904-2(図示省略)~904-T、パイロット多重部905-2(図示省略)~905-T、IFFT部906-2(図示省略)~906-T、GI挿入部907-2(図示省略)~907-T、D/A変換部908-2(図示省略)~908-T、送信フィルタ部909-2(図示省略)~909-T、無線部910-2(図示省略)~910-T、送信アンテナ911-2(図示省略)~911-Tの構成は、符号部901-1、変調部902-1、DFT部903-1、サブキャリア割り当て部904-1、パイロット多重部905-1、IFFT部906-1、GI挿入部907-1、D/A変換部908-1、送信フィルタ部909-1、無線部910-1、送信アンテナ911-1の構成と同じであるので、それらの説明を省略する。

40

【0118】

図15は、本発明の第4の実施形態による無線受信装置1000の構成を示す概略ブロック図である。無線受信装置1000は、受信アンテナ1001-1~1001-R、無線部1002-1~1002-R、受信フィルタ部1003-1~1003-R、A/D変換部1004-1~1004-R、FFT部1005-1~1005-R、信号検出部1006、復調部1007-1~1007-T、復号部1008-1~1008-T、伝搬路推定部1009を備えている。なお、図15において、Rは、1又は1よりも大きな

50

整数である。また、図 15 において、T は、2 又は 2 よりも大きな整数である。

【0119】

受信装置 1000 では、受信アンテナ 1001-1 ~ 1001-R で受信された信号を無線部 1002-1 ~ 1002-R で、無線周波数からベースバンド信号に変換する。

無線部 1002-1 ~ 1002-R が出力する受信ベースバンド信号は、受信フィルタ部 1003-1 ~ 1003-R で波形整形され、A/D 変換部 1004-1 ~ 1004-R でアナログ信号からデジタル信号に変換され、FFT 部 1005-1 ~ 1005-R で時間領域の信号から周波数領域の信号に変換され、受信信号として信号検出部 1006、伝搬路推定部 1009 に出力される。

【0120】

受信信号は、信号検出部 1006 において、復号部 1008-1 ~ 1008-T から得られるビット LLR と、伝搬路推定部 1009 で推定された伝搬路推定値を用いて、MIMO 多重された信号の分離が行われる。

信号検出部 1006 の出力は、復調部 1007-1 ~ 1007-T で復調処理が行われてビット LLR が算出され、復号部 1008-1 ~ 1008-T で、入力されるビット LLR に対して誤り訂正復号処理が行われ、情報ビット又はビット LLR が出力される。

ビット LLR が出力された場合には、信号検出部 1006 に入力される。伝搬路推定部 1009 は受信したパイロット信号を用いて伝搬路推定を行う。

受信信号であるベクトル R は、以下の式 (21)、式 (22) で表すことができる。

【0121】

【数 21】

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{S} + \mathbf{N} \quad \cdots \quad \text{式 (21)}$$

【0122】

【数 22】

$$\mathbf{S} = \mathbf{M}\mathbf{F}_K \mathbf{s} \quad \cdots \quad \text{式 (22)}$$

【0123】

ただし、ベクトル R は、 $R N_F$ 次元の受信信号ベクトルである。また、ベクトル H は、 $R N_F$ 行 T 列の伝搬路行列である。また、ベクトル F は、サイズ N_F の FFT 行列である。また、ベクトル N は、 $R N_F$ 次元の雑音ベクトルである。また、ベクトル F_K は、サイズ K の DFT 行列である。また、ベクトル s は、TK 次元の送信信号ベクトルである。

【0124】

なお、ベクトル F_K の行列サイズは、ベクトル F の行列サイズ以下である。また、ベクトル M は、サブキャリア割り当て情報を表している。また、ベクトル S は、ベクトル s に DFT を行い、サブキャリアに割り当てた後の信号である。

また受信側では、送信側でのサブキャリアマッピングを元に戻すサブキャリアデマッピングが行われる。サブキャリアデマッピング後の受信信号は、 $R_d(k) = M^T R$ で表わされるが、以下の説明ではベクトル R_d を、改めてベクトル R と置いて説明を続ける。なお T は転置行列を表す。

マルチパス分割後の受信信号であるベクトル $R_{B,t}$ を、以下の式 (23) のように表す。

【0125】

10

20

30

40

【数 2 3】

$$\mathbf{R}_{B,t} = \tilde{\mathbf{R}} + \hat{\mathbf{R}}_{B,t} \quad \dots \quad \text{式 (2 3)}$$

【0 1 2 6】

式 (2 3) において、ベクトル $\mathbf{R}_{B,t}$ は、マルチパス分割後の伝搬路推定値を用いて生成した受信信号レプリカを要素に持つ N_B 次元ベクトルである。また、ベクトル $\tilde{\mathbf{R}}$ は、各受信アンテナにおける受信レプリカを除去した信号の各受信アンテナ成分を分割数だけコピーした N_B 次元ベクトルである。 10

受信信号から受信信号レプリカを除去するには、式 (2 4) を用いる。

【0 1 2 7】

【数 2 4】

$$\mathbf{R}_{\text{res}} = \mathbf{R} - \hat{\mathbf{H}}\mathbf{F}\hat{\mathbf{S}} \quad \dots \quad \text{式 (2 4)}$$

【0 1 2 8】

20

ただし、ベクトル $\hat{\mathbf{H}}$ は、ベクトル $\mathbf{H}$ の伝搬路推定値である。また、ベクトル $\hat{\mathbf{S}}$ は、シンボルレプリカを時間周波数変換およびサブキャリア割り当てを行った信号を要素に持つ $T N_F$ 次元ベクトルである。

ベクトル $\tilde{\mathbf{R}}$ は、例えば、ベクトル $\mathbf{R}_{\text{res}}$ の第 1 要素を N_1 個コピーし、第 2 要素を N_2 個コピーし、 $\dots$ 、第 R 要素を N_R 個コピーして生成する。また、ベクトル $\mathbf{R}_{B,t}$ は、分割したマルチパスで生成した受信レプリカを要素に持つ $N_B N_F$ 次元ベクトルである。

信号検出部 1006 の出力は、 $\|\mathbf{W}^H \mathbf{R}_B - \mathbf{s}\|^2$ が最小となる MMSE 重みベクトル $\mathbf{W}$ を用いて求めると、以下の式 (2 5)、式 (2 6)、式 (2 7) のようになる。

【0 1 2 9】

30

【数 2 5】

$$\mathbf{Z}_t = \frac{1}{1 + \gamma_t p_t} (\gamma_t \hat{\mathbf{s}}_t + \mathbf{F}^H (\mathbf{H}_B)_t^H \Sigma^{-1} \tilde{\mathbf{R}}) \quad \dots \quad \text{式 (2 5)}$$

【0 1 3 0】

【数 2 6】

$$p_t = \frac{1}{K} \hat{\mathbf{s}}_t \hat{\mathbf{s}}_t^H \quad \dots \quad \text{式 (2 6)}$$

40

【0 1 3 1】

【数 2 7】

$$\gamma_t = (\mathbf{H}_B)_t^H \Sigma^{-1} (\mathbf{H}_B)_t \quad \dots \quad \text{式 (2 7)}$$

50

【0132】

なお、ベクトル F^H は、逆高速フーリエ変換 (IFFT) を表す。また、ベクトル H_B は、マルチパスを分割した後の、サブキャリア割り当てを考慮した伝搬路行列であり、第2の実施形態のようにサブキャリア割り当てを考慮しない伝搬路行列をベクトル H_B' とすると、サブキャリアマッピングを考慮したベクトル H_B は、 $M^T H_B' M$ となる。また、式 (25)、式 (26)、式 (27) の添え字の t は、第 t 送信アンテナ成分を表す。

【0133】

図16は、本発明の第4の実施形態による無線受信装置1000の信号検出部1006 (図15) の構成を示す概略ブロック図である。信号検出部1006は、レプリカ除去部1101、信号再生部1102、シンボルレプリカ生成部1103、受信信号レプリカ生成部1104、マルチパス分割部1105を備えている。信号検出部1006は、式 (25) に基づいた処理を行う。

10

【0134】

信号検出部1006は、レプリカ除去部1101で、受信信号レプリカ生成部1104で生成された受信信号レプリカを、式 (24) を用いて受信信号から除去する。マルチパス分割部1105は、伝搬路推定部1009から得られる伝搬路推定値から、マルチパスを分割した伝搬路推定値を生成する。

シンボルレプリカ生成部1103は、誤り訂正復号処理により得られるビットLLRからシンボルレプリカを生成する。信号再生部1102は、レプリカ除去部1101の出力と、伝搬路推定値と、マルチパス分割を行った伝搬路推定値と、シンボルレプリカとからMIMOの信号分離を行い、時間領域信号にする。信号再生部1102は、式 (25) で表されるMIMO信号分離後の信号を生成する。

20

【0135】

図17は、本発明の第4の実施形態による無線受信装置1000の受信処理を示すフローチャートである。

始めに、信号検出部1006のレプリカ除去部1101 (図16) は、受信信号から、ステップS1208で受信信号レプリカ生成部1104が生成する受信信号のレプリカを除去する (ステップS1201)。

そして、信号検出部1006のマルチパス分割部1105 (図16) は、伝搬路推定部1009 (図15) から出力される伝搬路推定値から、マルチパス分割後の伝搬路推定値を求める (ステップS1202)。

30

【0136】

そして、信号検出部1006の信号再生部1102 (図16) は、ステップS1201でレプリカを除去した信号から、MIMO信号分離して、時間領域に変換した信号を生成する (ステップS1203)。

そして、復調部1007-1~1007-T (図15) は、ステップS1203で得られた信号に対して、復調処理を行い (ステップS1204)、ビットLLRを算出する。

そして、復号部1008-1~1008-Tは、ステップS1204での復調処理後のビットLLRに対して誤り訂正復号を行う (ステップS1205)。

【0137】

40

そして、復号部1008-1~1008-T (図15) は、ステップS1205での誤り訂正復号処理の結果に対して、誤りが検出されたか、及び、既定の処理回数に達していないか否かを判定する (ステップS1206)。ステップS1206で、誤りが検出されなかった場合、又は、既定の処理回数に達した場合には (ステップS1206で「NO」)、復号部1008-1~1008-Tは、情報ビットを出力して、図17のフローチャートの処理を終了する。

一方、ステップS1206で、誤りが検出された場合、及び、既定の処理回数に達していない場合には (ステップS1206で「YES」)、復号部1008-1~1008-Tは、符号化ビットLLRを信号検出部1006のシンボルレプリカ生成部1103に出力する。

50

【0138】

そして、信号検出部1006のシンボルレプリカ生成部1103（図16）は、符号化ビットLLRからシンボルレプリカを生成する（ステップS1207）。

そして、受信信号レプリカ生成部1104は、受信信号のレプリカを生成する（ステップS1208）。そして、ステップS1201に進む。

なお、第4の実施形態では、シングルキャリア伝送方式として、SC-FDMAを用いる場合について説明したが、これに限定されるものではなく、周波数領域でMIMOの信号分離を行う方式であれば、その他の方式にも適用することができる。

【0139】

また、上述した第1～4の実施形態では、MIMO分離方式として、主にMMSEを用いる場合について説明したが、これに限定されるものではない。例えば、初回のMIMO分離性能を向上させるために、逐次型干渉キャンセラ（SIC）や最尤検出（MLD）を用いても良い。

10

また、初回のMIMO分離方式とマルチパス分割後のMIMO分離方式が異なっても良い。例えば、初回に最尤検出（MLD）を行い、分割後に最小平均二乗誤差検出（MMSE）を行っても良いし、初回に逐次型干渉キャンセラ（SIC）を行い、分割後に最尤検出（MLD）を行っても良い。

なお、上述した各実施形態において、無線受信装置は、シングルキャリア伝送を用いて無線送信装置と通信しても良いし、マルチキャリア伝送を用いて無線送信装置100と通信しても良い。

20

【0140】

なお、以上説明した第1～第4の実施形態において、無線送信装置（図1、図14）の各部や、無線受信装置（図2、図15）の各部の機能を実現するためのプログラムをコンピュータ読み取り可能な記録媒体に記録して、この記録媒体に記録されたプログラムをコンピュータシステムに読み込ませ、実行することにより無線送信装置や無線受信装置の制御を行っても良い。なお、ここでいう「コンピュータシステム」とは、OSや周辺機器等のハードウェアを含むものとする。

【0141】

また、「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、フレキシブルディスク、光磁気ディスク、ROM、CD-ROM等の可搬媒体、コンピュータシステムに内蔵されるハードディスク等の記憶装置のことをいう。さらに「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、インターネット等のネットワークや電話回線等の通信回線を介してプログラムを送信する場合の通信線のように、短時間の間、動的にプログラムを保持するもの、その場合のサーバやクライアントとなるコンピュータシステム内部の揮発性メモリのように、一定時間プログラムを保持しているものも含むものとする。また上記プログラムは、前述した機能の一部を実現するためのものであっても良く、さらに前述した機能をコンピュータシステムにすでに記録されているプログラムとの組み合わせで実現できるものであっても良い。

30

【0142】

以上、この発明の実施形態について図面を参照して詳述してきたが、具体的な構成はこの実施形態に限られるものではなく、この発明の要旨を逸脱しない範囲の設計等も特許請求の範囲に含まれる。

40

【図面の簡単な説明】

【0143】

【図1】本発明の第1の実施形態による無線送信装置100の構成を示す概略ブロック図である。

【図2】本発明の第1の実施形態による無線受信装置200の構成を示す概略ブロック図である。

【図3】本発明の第1の実施形態による無線受信装置200の信号検出部206a（図2）の構成を示す概略ブロック図である。

50

【図４】本発明の第１の実施形態によるマルチパス分割部３０５のマルチパス分割の処理の一例を示す図である。

【図５】本発明の第１の実施形態による無線受信装置２００の受信処理を示すフローチャートである。

【図６】本発明の第１の実施形態による受信信号分割部３０１の処理を示すフローチャートである。

【図７】本発明の第１の実施形態による信号分離部３０２の処理を示すフローチャートである。

【図８】本発明の第１の実施形態による分割用レプリカ生成部３０４の処理を示すフローチャートである。

【図９】本発明の第２の実施形態による無線受信装置２００の信号検出部２０６ｂの構成を示す概略ブロック図である。

【図１０】本発明の第２の実施形態による無線受信装置２００の受信処理を示すフローチャートである。

【図１１】本発明の第２の実施形態によるレプリカ除去部４０１の処理を示すフローチャートである。

【図１２】本発明の第２の実施形態による信号再生部４０２の処理を示すフローチャートである。

【図１３】本発明の第３の実施形態による無線受信装置２００の受信処理を示すフローチャートである。

【図１４】本発明の第４の実施形態による無線送信装置９００の構成を示す概略ブロック図である。

【図１５】本発明の第４の実施形態による無線受信装置１０００の構成を示す概略ブロック図である。

【図１６】本発明の第４の実施形態による無線受信装置１０００の信号検出部１００６（図１５）の構成を示す概略ブロック図である。

【図１７】本発明の第４の実施形態による無線受信装置１０００の受信処理を示すフローチャートである。

【図１８】従来から知られているＭＩＭＯシステムの概略構成図である。

【符号の説明】

【０１４４】

１００・・・無線送信装置、１０１－１～１０１－Ｔ・・・符号部、１０２－１～１０２－Ｔ・・・変調部、１０３－１～１０３－Ｔ・・・ＩＦＦＴ部、１０４－１～１０４－Ｔ・・・パイロット多重部、１０５－１～１０５－Ｔ・・・ＧＩ挿入部、１０６－１～１０６－Ｔ・・・Ｄ／Ａ変換部、１０７－１～１０７－Ｔ・・・送信フィルタ部、１０８－１～１０８－Ｔ・・・無線部、１０９－１～１０９－Ｔ・・・送信アンテナ、１１０・・・パイロット信号生成部、２００・・・無線受信装置、２０１－１～２０１－Ｒ・・・受信アンテナ部、２０２－１～２０２－Ｒ・・・無線部、２０３－１～２０３－Ｒ・・・受信フィルタ部、２０４－１～２０４－Ｒ・・・Ａ／Ｄ変換部、２０５－１～２０５－Ｒ・・・ＦＦＴ部、２０６ａ、２０６ｂ・・・信号検出部、２０７－１～２０７－Ｔ・・・復調部、２０８－１～２０８－Ｔ・・・復号部、２０９・・・伝搬路推定部、３０１・・・受信信号分割部、３０２・・・信号分離部、３０３・・・シンボルレプリカ生成部、３０４・・・分割用レプリカ生成部、３０５・・・マルチパス分割部、４０１・・・レプリカ除去部、４０２・・・信号再生部、４０３・・・シンボルレプリカ生成部、４０４・・・受信信号レプリカ生成部、４０５・・・マルチパス分割部、９００・・・無線送信装置、９０１－１～９０１－Ｔ・・・符号部、９０２－１～９０２－Ｔ・・・変調部、９０３－１～９０３－Ｔ・・・ＤＦＴ部、９０４－１～９０４－Ｔ・・・サブキャリア割り当て部、９０５－１～９０５－Ｔ・・・パイロット多重部、９０６－１～９０６－Ｔ・・・ＩＦＦＴ部、９０７－１～９０７－Ｔ・・・ＧＩ挿入部、９０８－１～９０８－Ｔ・・・Ｄ／Ａ変換部、９０９－１～９０９－Ｔ・・・送信フィルタ部、９１０－１～９１０－Ｔ・・・

10

20

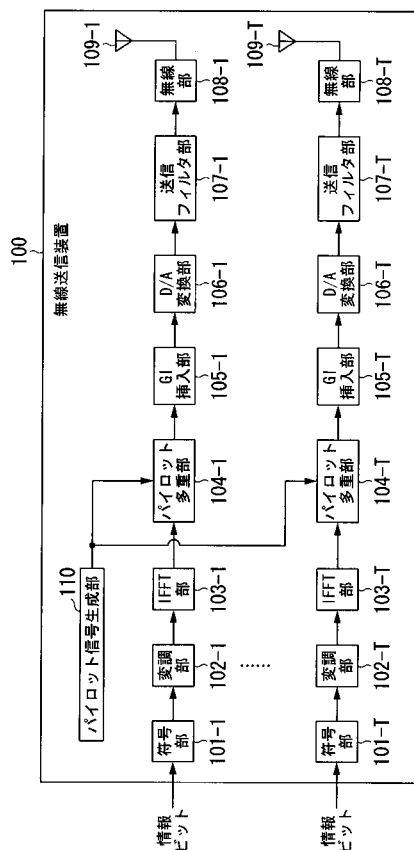
30

40

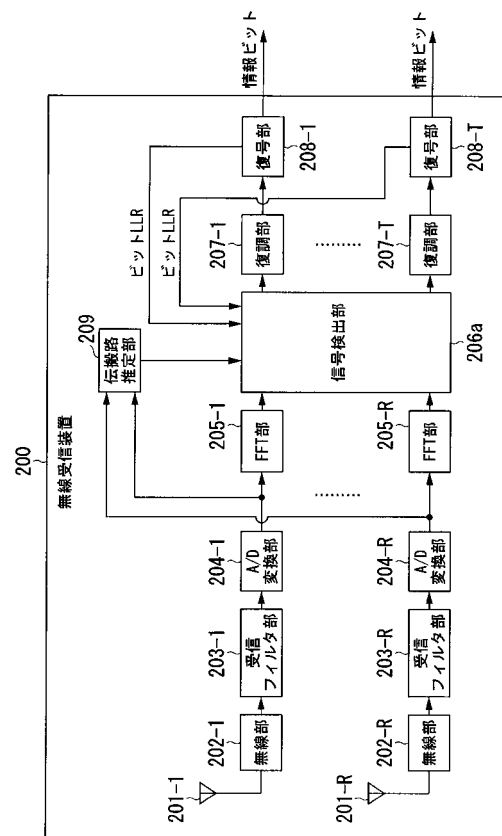
50

無線部、911-1～911-T・・・送信アンテナ部、912・・・パイロット信号生成部、1000・・・無線受信装置、1001-1～1001-R・・・受信アンテナ、1002-1～1002-R・・・無線部、1003-1～1003-R・・・受信フィルタ部、1004-1～1004-R・・・A/D変換部、1005-1～1005-R・・・FFT部、1006・・・信号検出部、1007-1～1007-T・・・復調部、1008-1～1008-T・・・復号部、1009・・・伝搬路推定部、1101・・・レプリカ除去部、1102・・・信号再生部、1103・・・シンボルレプリカ生成部、1104・・・受信信号レプリカ生成部、1105・・・マルチパス分割部

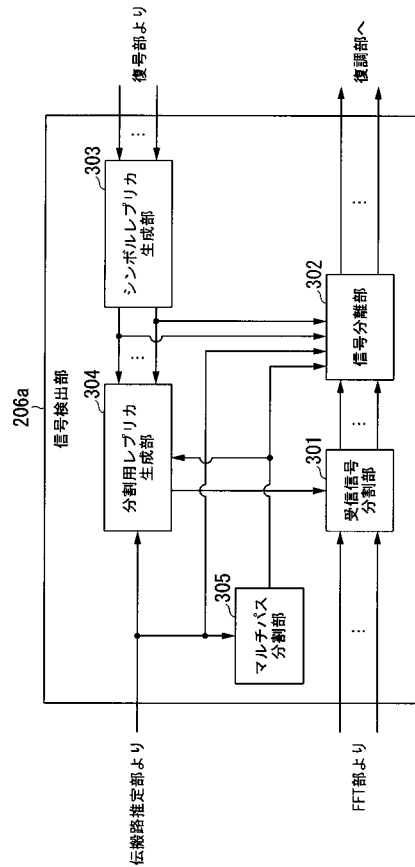
【図1】



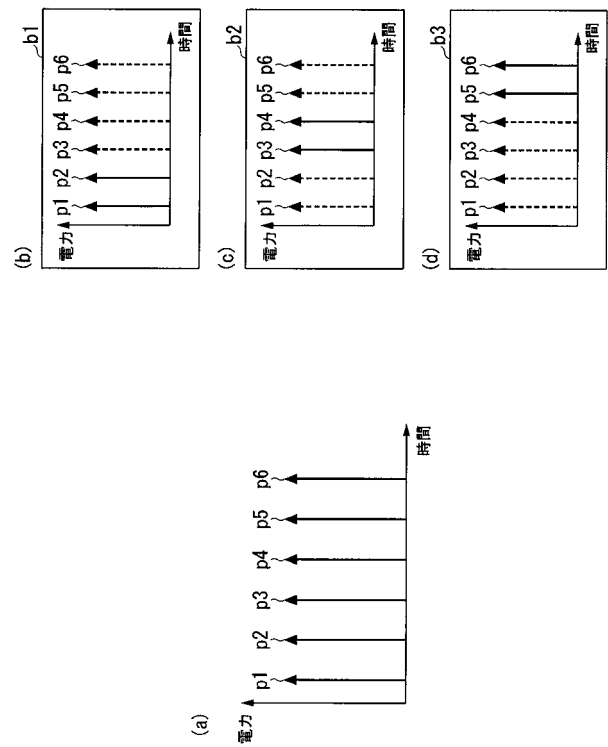
【図2】



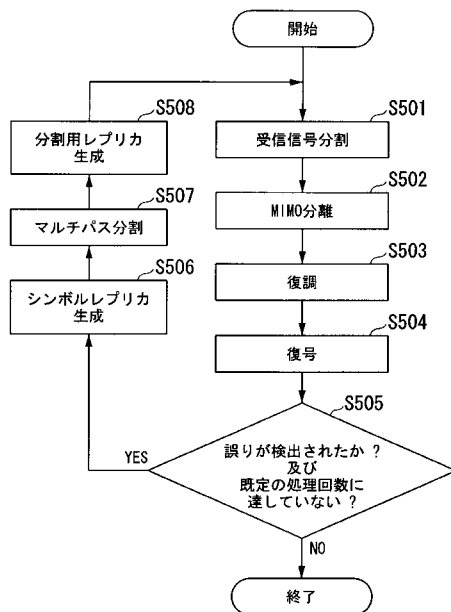
【図 3】



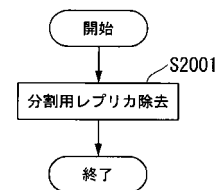
【図 4】



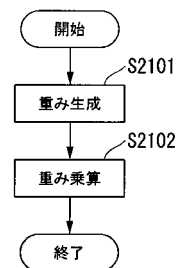
【図 5】



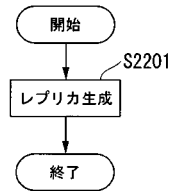
【図 6】



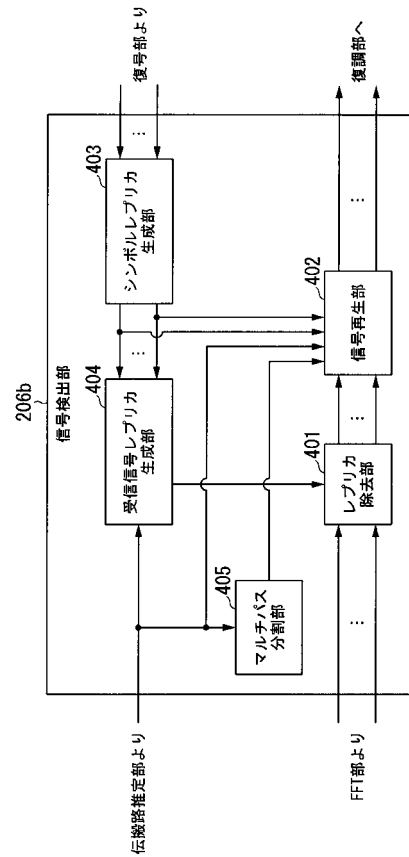
【図 7】



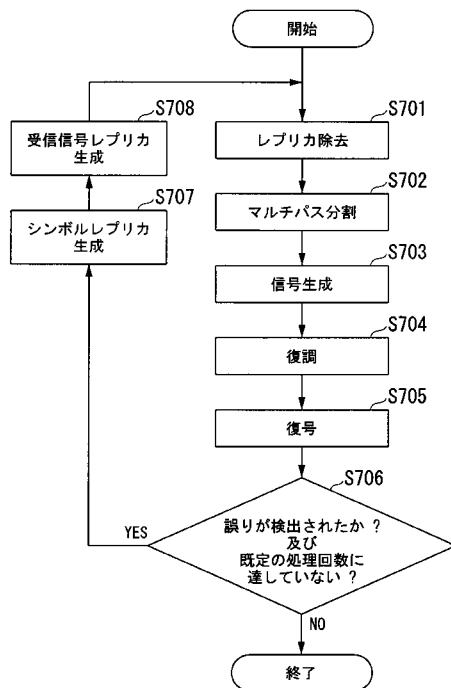
【図 8】



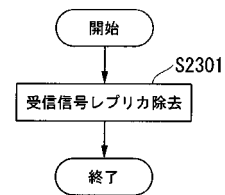
【図 9】



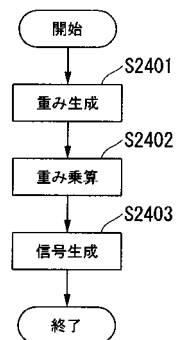
【図 10】



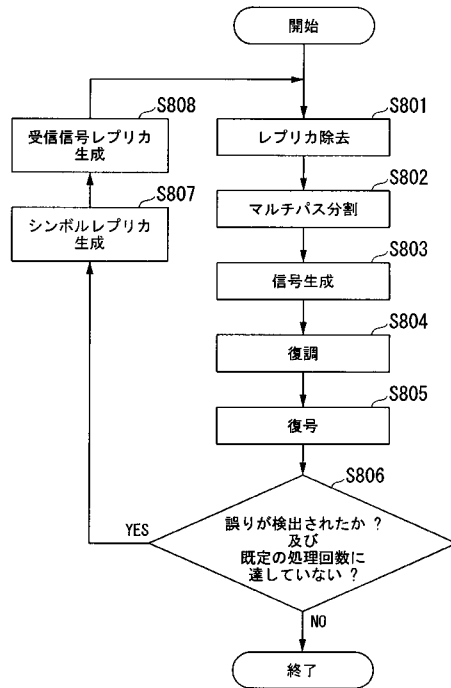
【図 11】



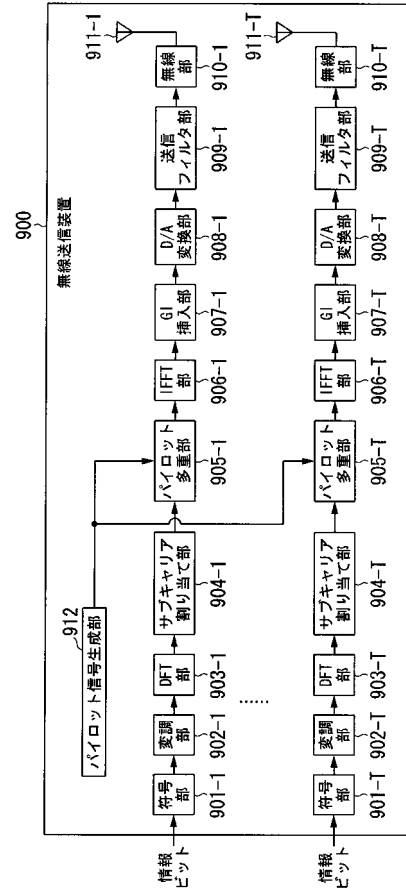
【図 12】



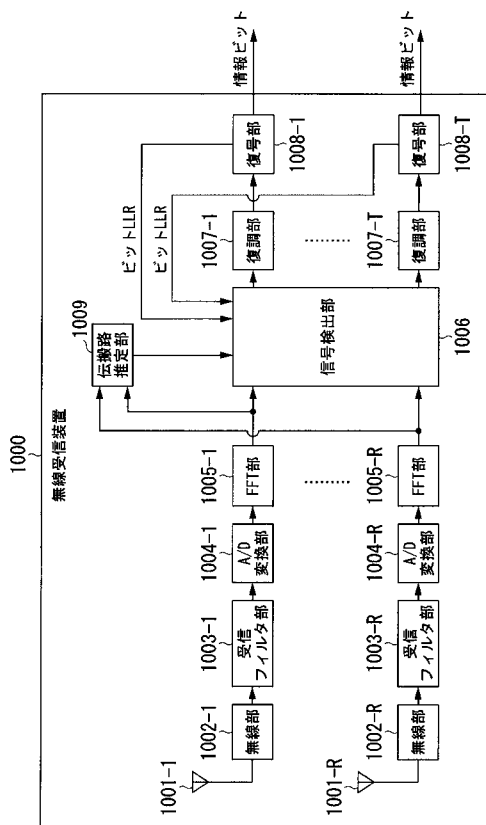
【図 13】



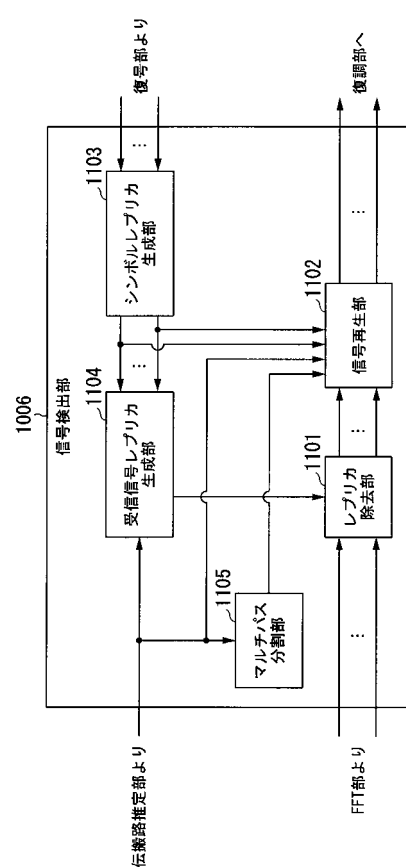
【図 14】



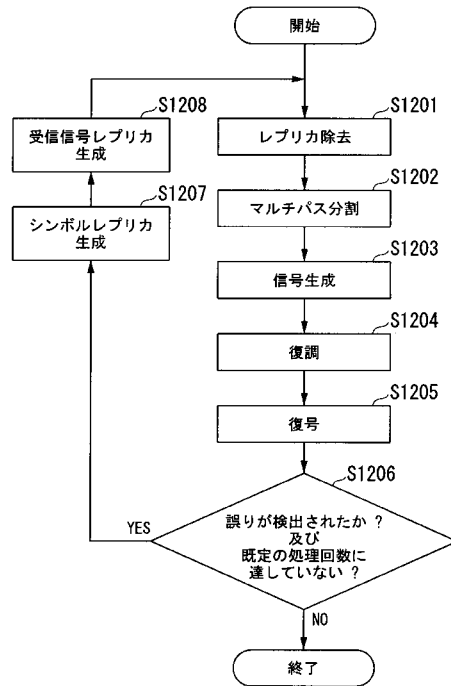
【図 15】



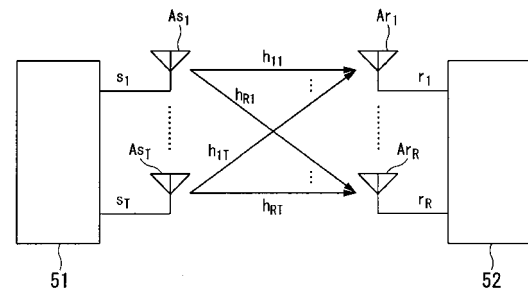
【図 16】



【図 17】



【図 18】



フロントページの続き

(72)発明者 山田 良太
大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

(72)発明者 吉本 貴司
大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

(72)発明者 示沢 寿之
大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD31 FF00

5K059 EE02

5K067 AA23 BB04 BB21 CC24 EE02 EE10 FF16 GG01 GG11 KK03