

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5859913号  
(P5859913)

(45) 発行日 平成28年2月16日(2016.2.16)

(24) 登録日 平成27年12月25日(2015.12.25)

(51) Int.Cl. F I  
 HO4J 99/00 (2009.01) HO4J 15/00  
 HO4B 7/04 (2006.01) HO4B 7/04

請求項の数 9 (全 27 頁)

(21) 出願番号	特願2012-109623 (P2012-109623)	(73) 特許権者	000005049
(22) 出願日	平成24年5月11日(2012.5.11)		シャープ株式会社
(65) 公開番号	特開2013-239774 (P2013-239774A)		大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号
(43) 公開日	平成25年11月28日(2013.11.28)	(74) 代理人	100114258
審査請求日	平成27年4月27日(2015.4.27)		弁理士 福地 武雄
		(74) 代理人	100125391
			弁理士 白川 洋一
		(72) 発明者	留場 宏道
			大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号
			シャープ株式会社内
		(72) 発明者	小野寺 毅
			大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号
			シャープ株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線受信装置、無線送信装置、無線通信システム、プログラムおよび集積回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数のアンテナを備え、無線送信装置から非線形プリコーディングが施され空間多重された無線信号を受信する無線受信装置であって、

第1の参照信号に基づいて、前記無線送信装置との間の伝搬路状態を推定し、伝搬路情報を出力する一方、前記非線形プリコーディングが施された第2の参照信号に基づいて、前記無線送信装置との間の伝搬路状態を推定し、固有等価伝搬路情報を出力する伝搬路推定部と、

前記無線送信装置における非線形プリコーディングで送信データに加算された摂動項の事前確率を示す情報を取得し、前記取得した事前確率を示す情報と、前記固有等価伝搬路情報に基づいて、前記受信した無線信号から所望の信号を復調する空間分離処理部と、

前記第1の参照信号に基づいて推定した伝搬路情報を前記無線送信装置に送信する無線送信部と、を備えることを特徴とする無線受信装置。

【請求項2】

前記空間分離処理部は、前記摂動項が加算された送信データの信号候補点が含まれる複素平面の象限に基づいて、前記事前確率を示す情報を取得することを特徴とする請求項1記載の無線受信装置。

【請求項3】

前記空間分離処理部は、前記無線送信装置から通知され前記事前確率に関連付けられた制御情報により、前記事前確率を示す情報を取得することを特徴とする請求項1記載の無

線受信装置。

【請求項 4】

前記空間分離処理部は、前記摂動項の事前確率を示す情報に基づいて、前記送信データの軟推定値を算出する順序を決定することを特徴とする請求項 1 記載の無線受信装置。

【請求項 5】

前記空間分離処理部は、前記固有等価伝搬路情報に基づいて算出した線形フィルタを受信信号ベクトルに乗算する空間フィルタリングを行なって、前記受信した無線信号から所望の信号を復調することを特徴とする請求項 1 記載の無線受信装置。

【請求項 6】

複数のアンテナを備え、複数の無線受信装置宛てのデータ信号を空間多重して送信する無線送信装置であって、

前記各無線受信装置に対して送信した第 1 の参照信号に基づいて前記各無線受信装置で作成された伝搬路情報を、前記各無線受信装置から取得する伝搬路情報取得部と、

前記取得した伝搬路情報に基づいて、データ信号に非線形プリコーディングを施し、第 2 の参照信号に前記非線形プリコーディングの一部を施すプリコーディング部と、

前記非線形プリコーディングにおいて、前記データ信号に加算される摂動項の事前確率を示す制御情報を生成する制御情報生成部と、

前記事前確率を示す制御情報と、前記非線形プリコーディングが施された前記第 2 の参照信号およびデータ信号を前記各無線受信装置に送信する無線送信部と、を備えることを特徴とする無線送信装置。

【請求項 7】

前記データ信号に加算される摂動項の事前確率を示す制御情報は、前記プリコーディング部が前記摂動項を加算しないデータ信号を示す情報であることを特徴とする、請求項 6 に記載の無線送信装置。

【請求項 8】

複数のアンテナを備え、無線送信装置から非線形プリコーディングが施され空間多重された無線信号を受信する無線受信装置に実装されることにより、前記無線受信装置に複数の機能を発揮させる集積回路であって、

第 1 の参照信号に基づいて、前記無線送信装置との間の伝搬路状態を推定し、伝搬路情報を出力する機能と、

前記非線形プリコーディングが施された第 2 の参照信号に基づいて、前記無線送信装置との間の伝搬路状態を推定し、固有等価伝搬路情報を出力する機能と、

前記無線送信装置における非線形プリコーディングで送信データに加算された摂動項の事前確率を示す情報を取得する機能と、

前記取得した事前確率を示す情報と、前記固有等価伝搬路情報に基づいて、前記受信した無線信号から所望の信号を復調する機能と、

前記第 1 の参照信号に基づいて推定した伝搬路情報を前記無線送信装置に送信する機能と、の一連の機能を、前記無線受信装置に発揮させることを特徴とする集積回路。

【請求項 9】

複数のアンテナを備え、複数の無線受信装置宛てのデータ信号を空間多重して送信する無線送信装置に実装されることにより、前記無線送信装置に複数の機能を発揮させる集積回路であって、

前記各無線受信装置に対して送信した第 1 の参照信号に基づいて前記各無線受信装置で作成された伝搬路情報を、前記各無線受信装置から取得する機能と、

前記取得した伝搬路情報に基づいて、データ信号に非線形プリコーディングを施す機能と、

第 2 の参照信号に前記非線形プリコーディングの一部を施す機能と、

前記非線形プリコーディングにおいて、前記データ信号に加算される摂動項の事前確率を示す制御情報を生成する機能と、

前記事前確率を示す制御情報と、前記非線形プリコーディングが施された前記第 2 の参

10

20

30

40

50

照信号およびデータ信号を前記各無線受信装置に送信する機能と、の一連の機能を、前記無線送信装置に発揮させることを特徴とする集積回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、マルチユーザ多重入力多重出力伝送を行なう技術に関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信システムでは、多様なブロードバンド情報サービスの提供のために、伝送速度の向上が常に望まれている。伝送速度の向上は通信帯域幅の拡大により実現可能だが、利用可能な周波数帯域には限りがあるため、周波数利用効率の改善が必須となる。周波数利用効率を大幅に改善できる技術として、複数の送受信アンテナを用いて無線伝送を行なう多重入力多重出力(Multiple Input Multiple Output (MIMO))技術が注目を集めており、セルラーシステムや無線LANシステムなどで実用化されている。MIMO技術による周波数利用効率改善量は送受信アンテナ数に比例する。しかし、端末装置に配置できる受信アンテナ数には限りがある。そこで、同時接続する複数端末装置を仮想的な大規模アンテナアレーとみなし、基地局装置から各端末装置への送信信号を空間多重させるマルチユーザMIMO(Multi User-MIMO(MU-MIMO))が周波数利用効率の改善に有効である。

【0003】

MU-MIMOでは、各端末装置宛ての送信信号同士がユーザ間干渉(Inter-User-Interference(IUI))として端末装置に受信されてしまうため、IUIを抑圧する必要がある。例えば、第3.9世代移動無線通信システムの一つとして採用されているLong term evolutionにおいては、各端末装置より通知される伝搬路情報に基づき算出される線形フィルタを基地局装置にて予め乗算することでIUIを抑圧する線形プリコーディングが採用されている。

【0004】

また、一層の周波数利用効率の改善が望めるMU-MIMOの実現方法として、非線形処理を基地局装置側で行なう非線形プリコーディングを用いるMU-MIMO技術が注目を集めている。端末装置において、剰余(Modulo、モジュロ)演算が可能である場合、送信信号に対して、任意のガウス整数に一定の実数が乗算された複素数(摂動項)を要素とする摂動ベクトルの加算が可能となる。そこで、基地局装置と複数端末装置の間の伝搬路状態に応じて、摂動ベクトルを適切に設定してやれば、線形プリコーディングと比較して、所要送信電力を大幅に削減することが可能となる。非線形プリコーディングとして、最適な伝送特性を実現できる方式として非特許文献1記載のVector perturbation(VP)や、非特許文献2記載のTomlinson Harashima precoding(THP)が良く知られている。

【0005】

ところで、プリコーディングは基地局装置と端末装置間の伝搬路状態に応じて行なわれるから、プリコーディングの精度は基地局装置が把握できる伝搬路情報(Channel state information(CSI))の精度に大きく依存する。下りリンク伝送と上りリンク伝送とで、異なる搬送波周波数を用いる周波数分割複信による無線通信システムにおいては、端末装置が推定したCSIを基地局装置に対してフィードバックすることにより、基地局装置はCSIを把握することができる。しかし、基地局装置が把握できるCSIと、実際のCSIとの間には誤差が生ずる可能性がある。図10を参照しながらこのことを簡単に説明する。

【0006】

図10は、プリコーディングを施す基地局装置と端末装置間の通信の様子を表すシーケンスチャートである。はじめに基地局装置は、端末装置に対してCSIを推定するための参照信号を送信する(ステップS1)。また、基地局装置は、送信データと復調用参照信号を生成する(ステップS2)。参照信号は、基地局装置と端末装置とでお互いに既知で

10

20

30

40

50

あるから、端末装置は受信された参照信号に基づいてCSIを推定することができる(ステップS3)。しかし、実際には、受信信号には必ず雑音が付加されるから、推定されたCSIと真のCSIとの間には誤差が生ずる。これを伝搬路推定誤差と呼ぶ。端末装置は推定したCSIを基地局装置に通知可能な情報に変換し、基地局装置に通知する(ステップS4)。通知可能な情報としては、推定された情報を直接デジタル情報に量子化した情報や、基地局装置と端末装置とで共用しているコードブックに記載されたコードを示す番号などが挙げられる。基地局装置は通知された情報より、CSIを復元するが、復元されたCSIと真のCSIとの間にはやはり誤差が生ずる。これを量子化誤差と呼ぶ。その後、復元されたCSIに基づきプリコーディングが施されることになるが(ステップS5)、端末装置がCSIを推定してから、基地局装置がプリコーディング処理を施し、信号を送信するまでには、一定の処理遅延時間(ラウンドトリップ遅延とも呼ばれる)が発生する。通常、伝搬路には時間選択性が存在するから、プリコーディングが施された信号が伝搬するCSIと、端末装置が推定したCSIには誤差が生ずることになる。以上、説明してきたように基地局装置が高精度なCSIを取得するのは極めて困難である。以降では、量子化誤差等によって発生する、基地局装置が把握するCSIと、実際のCSIとの誤差を、総じてフィードバック誤差と呼ぶこととする。

10

## 【0007】

非特許文献3では、プリコーディングが施された受信信号が(ステップS6)、端末装置に受信された時点における伝搬路情報を端末装置が改めて推定し(ステップS7)、その伝搬路情報に基づいて、受信された信号に対して、改めて適切なチャネル等化処理を行なうことにより(ステップS8、S9)、フィードバック誤差による伝送特性の劣化を改善する方法が議論されている。しかし、非特許文献3による方法は、各端末装置に1データストリームのみを送る場合を想定しており、またプリコーディングも線形プリコーディングのみを考慮している。

20

## 【先行技術文献】

## 【非特許文献】

## 【0008】

【非特許文献1】B. M. Hochwald, et. al., "A vector-perturbation technique for near-capacity multi-antenna multiuser communication-Part II: Perturbation," IEEE Trans. Commun., Vol. 53, No. 3, pp.537-544, March 2005.

30

【非特許文献2】M. Joham, et. al., "MMSE approaches to multiuser spatio-temporal Tomlinson-Harashima precoding", Proc. 5th Int. ITG Conf. on Source and Channel Coding, Erlangen, Germany, Jan. 2004.

【非特許文献3】IEEE 802.11-09/1234r1, "Interference cancellation for downlink MU-MIMO," Qualcomm, March 2010

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0009】

非特許文献3では、プリコーディングが施された受信信号が、端末装置に受信された時点における伝搬路情報を端末装置が改めて推定し、その伝搬路情報に基づいて、受信された信号に対して、改めて適切なチャネル等化処理を行なうことにより、フィードバック誤差による伝送特性の劣化を改善する方法が議論されている。しかし、非特許文献3による方法では、各端末装置に複数のデータストリームを送信することができず、また適用できるプリコーディングも線形プリコーディングに限定されてしまう。つまり、各端末装置に複数のデータストリームを送信し、かつ非線形プリコーディングが施された場合における、フィードバック誤差による伝送特性の劣化を改善する方法は、未だ明らかとなっていないのが実状である。

40

## 【0010】

本発明は、このような事情に鑑みてなされたものであり、非線形プリコーディングを行なう無線通信システムにおいて、フィードバック誤差に起因する伝送特性の劣化を改善す

50

ることができる無線受信装置、無線送信装置、無線通信システム、プログラムおよび集積回路を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0011】

(1)上記の目的を達成するために、本発明は、以下のような手段を講じた。すなわち、本発明の無線受信装置は、複数のアンテナを備え、無線送信装置から非線形プリコーディングが施され空間多重された無線信号を受信する無線受信装置であって、第1の参照信号に基づいて、前記無線送信装置との間の伝搬路状態を推定し、伝搬路情報を出力する一方、前記非線形プリコーディングが施された第2の参照信号に基づいて、前記無線送信装置との間の伝搬路状態を推定し、固有等価伝搬路情報を出力する伝搬路推定部と、前記固有等価伝搬路情報に基づいて、前記受信した無線信号から所望の信号を復調する空間分離処理部と、を備えることを特徴とする。

10

【0012】

このように、固有等価伝搬路情報に基づいて、受信した無線信号から所望の信号を復調するので、量子化誤差等によって無線送信装置が把握する伝搬路情報と、無線受信装置が送信した伝搬路情報との誤差に起因する伝送特性の劣化を改善することが可能となる。

【0013】

(2)また、本発明の無線受信装置は、前記第1の参照信号に基づいて推定した伝搬路情報を前記無線送信装置に送信することを特徴とする。

【0014】

20

このように、第1の参照信号に基づいて推定した伝搬路情報を前記無線送信装置に送信するので、非線形プリコーディングが施された第2の参照信号に基づいて、前記無線送信装置との間の伝搬路状態を推定し、固有等価伝搬路情報を出力することが可能となる。

【0015】

(3)また、本発明の無線受信装置において、前記空間分離処理部は、前記無線送信装置における非線形プリコーディングで送信データに加算された摂動項の事前確率を示す情報を取得し、前記取得した事前確率を示す情報に基づいて、前記無線信号の軟推定値を算出することを特徴とする。

【0016】

このように、無線送信装置における非線形プリコーディングで送信データに加算された摂動項の事前確率を示す情報を取得し、前記取得した事前確率を示す情報に基づいて、前記無線信号の軟推定値を算出するので、事前確率の値に応じて、摂動項の探査を行なったり行なわなかったりする制御を行なうことが可能となる。これにより、処理量を削減して効率化を図ることが可能となる。

30

【0017】

(4)また、本発明の無線受信装置において、前記空間分離処理部は、前記摂動項が加算された送信データの信号候補点が含まれる複素平面の象限に基づいて、前記事前確率を示す情報を取得することを特徴とする。

【0018】

このように、摂動項が加算された送信データの信号候補点が含まれる複素平面の象限に基づいて、前記事前確率を示す情報を取得するので、摂動項の探査の効率化を図ることが可能となる。

40

【0019】

(5)また、本発明の無線受信装置において、前記空間分離処理部は、前記無線送信装置から通知され前記事前確率に関連付けられた制御情報により、前記事前確率を示す情報を取得することを特徴とする。

【0020】

このように、無線送信装置から通知され前記事前確率に関連付けられた制御情報により、前記事前確率を示す情報を取得するので、事前確率の値に応じて、摂動項の探査を行なったり行なわなかったりする制御を行なうことが可能となる。これにより、処理量を削減

50

して効率化を図ることが可能となる。

【0021】

(6)また、本発明の無線受信装置において、前記空間分離処理部は、前記摂動項の事前確率を示す情報に基づいて、前記送信データの軟推定値を算出する順序を決定することを特徴とする。

【0022】

このように、摂動項の事前確率を示す情報に基づいて、前記送信データの軟推定値を算出する順序を決定するので、無線送信装置から使用しているアンテナポート番号を通知されれば、無線受信装置は、自装置宛ての送信データを取得することが可能となる。

【0023】

(7)また、本発明の無線受信装置において、前記空間分離処理部は、前記固有等価伝搬路情報に基づいて算出した線形フィルタを受信信号ベクトルに乗算する空間フィルタリングを行なって、前記受信した無線信号から所望の信号を復調することを特徴とする。

【0024】

このように、固有等価伝搬路情報に基づいて算出した線形フィルタを受信信号ベクトルに乗算する空間フィルタリングを行なうので、最も簡易に所望の信号を復調することが可能となる。

【0025】

(8)また、本発明の無線送信装置は、複数のアンテナを備え、複数の無線受信装置宛てのデータ信号を空間多重して送信する無線送信装置であって、前記各無線受信装置に対して送信した第1の参照信号に基づいて前記各無線受信装置で作成された伝搬路情報を、前記各無線受信装置から取得する伝搬路情報取得部と、前記取得した伝搬路情報に基づいて、第2の参照信号およびデータ信号に非線形プリコーディングを施すプリコーディング部と、前記非線形プリコーディングが施された前記第2の参照信号およびデータ信号を前記各無線受信装置に送信する無線送信部と、を備えることを特徴とする。

【0026】

このように、非線形プリコーディングが施された第2の参照信号およびデータ信号を各無線受信装置に送信するので、無線受信装置では、非線形プリコーディングが施された第2の参照信号に基づいて、無線送信装置との間の伝搬路状態を推定し、固有等価伝搬路情報に基づいて、受信した無線信号から所望の信号を復調するので、量子化誤差等によって無線送信装置が把握する伝搬路情報と、無線受信装置が送信した伝搬路情報との誤差に起因する伝送特性の劣化を改善することが可能となる。

【0027】

(9)また、本発明の無線送信装置は、前記非線形プリコーディングにおいて、前記データ信号に加算される摂動項の事前確率を示す制御情報を生成する制御情報生成部を更に備え、前記無線送信部は、前記事前確率を示す制御情報を前記各無線受信装置に送信することを特徴とする。

【0028】

このように、非線形プリコーディングにおいて、前記データ信号に加算される摂動項の事前確率を示す制御情報を生成する制御情報生成部を更に備え、前記無線送信部は、前記事前確率を示す制御情報を前記各無線受信装置に送信するので、無線受信装置において、事前確率の値に応じて、摂動項の探査を行ったり行なわなかったりする制御を行なうことが可能となる。これにより、処理量を削減して効率化を図ることが可能となる。

【0029】

(10)また、本発明の無線送信装置は、前記非線形プリコーディングにおいて、前記第2の参照信号には摂動項を加算しないことを特徴とする。

【0030】

このように、非線形プリコーディングにおいて、前記第2の参照信号には摂動項を加算しないので、無線受信装置において、第2の参照信号に基づいて、無線送信装置との間の伝搬路状態を推定し、固有等価伝搬路情報を得ることが可能となる。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 3 1 】

( 1 1 ) また、本発明の無線通信システムは、複数の上記 ( 1 ) 記載の無線受信装置と、上記 ( 8 ) 記載の無線送信装置と、から構成されることを特徴とする。

## 【 0 0 3 2 】

この構成により、固有等価伝搬路情報に基づいて、受信した無線信号から所望の信号を復調するので、量子化誤差等によって無線送信装置が把握する伝搬路情報と、無線受信装置が送信した伝搬路情報との誤差に起因する伝送特性の劣化を改善することが可能となる。

## 【 0 0 3 3 】

( 1 2 ) また、本発明のプログラムは、複数のアンテナを備え、無線送信装置から非線形プリコーディングが施され空間多重された無線信号を受信する無線受信装置のプログラムであって、第 1 の参照信号に基づいて、前記無線送信装置との間の伝搬路状態を推定し、伝搬路情報を出力する処理と、前記非線形プリコーディングが施された第 2 の参照信号に基づいて、前記無線送信装置との間の伝搬路状態を推定し、固有等価伝搬路情報を出力する処理と、前記固有等価伝搬路情報に基づいて、前記受信した無線信号から所望の信号を復調する処理と、の一連の処理を、コンピュータに実行させることを特徴とする。

10

## 【 0 0 3 4 】

このように、固有等価伝搬路情報に基づいて、受信した無線信号から所望の信号を復調するので、量子化誤差等によって無線送信装置が把握する伝搬路情報と、無線受信装置が送信した伝搬路情報との誤差に起因する伝送特性の劣化を改善することが可能となる。

20

## 【 0 0 3 5 】

( 1 3 ) また、本発明のプログラムは、複数のアンテナを備え、複数の無線受信装置宛てのデータ信号を空間多重して送信する無線送信装置のプログラムであって、前記各無線受信装置に対して送信した第 1 の参照信号に基づいて前記各無線受信装置で作成された伝搬路情報を、前記各無線受信装置から取得する処理と、前記取得した伝搬路情報に基づいて、第 2 の参照信号およびデータ信号に非線形プリコーディングを施す処理と、前記非線形プリコーディングが施された前記第 2 の参照信号およびデータ信号を前記各無線受信装置に送信する処理と、の一連の処理を、コンピュータに実行させることを特徴とする。

## 【 0 0 3 6 】

このように、非線形プリコーディングが施された第 2 の参照信号およびデータ信号を各無線受信装置に送信するので、無線受信装置では、非線形プリコーディングが施された第 2 の参照信号に基づいて、無線送信装置との間の伝搬路状態を推定し、固有等価伝搬路情報に基づいて、受信した無線信号から所望の信号を復調するので、量子化誤差等によって無線送信装置が把握する伝搬路情報と、無線受信装置が送信した伝搬路情報との誤差に起因する伝送特性の劣化を改善することが可能となる。

30

## 【 0 0 3 7 】

( 1 4 ) また、本発明の集積回路は、複数のアンテナを備え、無線送信装置から非線形プリコーディングが施され空間多重された無線信号を受信する無線受信装置に実装されることにより、前記無線受信装置に複数の機能を発揮させる集積回路であって、第 1 の参照信号に基づいて、前記無線送信装置との間の伝搬路状態を推定し、伝搬路情報を出力する機能と、前記非線形プリコーディングが施された第 2 の参照信号に基づいて、前記無線送信装置との間の伝搬路状態を推定し、固有等価伝搬路情報を出力する機能と、前記固有等価伝搬路情報に基づいて、前記受信した無線信号から所望の信号を復調する機能と、の一連の機能を、前記無線受信装置に発揮させることを特徴とする。

40

## 【 0 0 3 8 】

( 1 5 ) また、本発明の集積回路は、複数のアンテナを備え、複数の無線受信装置宛てのデータ信号を空間多重して送信する無線送信装置に実装されることにより、前記無線送信装置に複数の機能を発揮させる集積回路であって、前記各無線受信装置に対して送信した第 1 の参照信号に基づいて前記各無線受信装置で作成された伝搬路情報を、前記各無線受信装置から取得する機能と、前記取得した伝搬路情報に基づいて、第 2 の参照信号およ

50

びデータ信号に非線形プリコーディングを施す機能と、前記非線形プリコーディングが施された前記第2の参照信号およびデータ信号を前記各無線受信装置に送信する機能と、の一連の機能を、前記無線送信装置に発揮させることを特徴とする。

【0039】

このように、非線形プリコーディングが施された第2の参照信号およびデータ信号を各無線受信装置に送信するので、無線受信装置では、非線形プリコーディングが施された第2の参照信号に基づいて、無線送信装置との間の伝搬路状態を推定し、固有等価伝搬路情報に基づいて、受信した無線信号から所望の信号を復調するので、量子化誤差等によって無線送信装置が把握する伝搬路情報と、無線受信装置が送信した伝搬路情報との誤差に起因する伝送特性の劣化を改善することが可能となる。

10

【発明の効果】

【0040】

本発明によれば、非線形プリコーディングを行なう無線通信システムにおいて、フィードバック誤差に起因する伝送特性の劣化を改善することができるため、周波数利用効率の大幅な改善に寄与できる。

【図面の簡単な説明】

【0041】

【図1】本発明の第1の実施形態に係る無線通信システムの概略を示す図である。

【図2】本発明の第1の実施形態に係る基地局装置1の構成を示すブロック図である。

【図3】本発明の第1の実施形態に係るプリコーディング部107の装置構成を示すブロック図である。

20

【図4】本発明の第1の実施形態に係るアンテナ部109の装置構成を示すブロック図である。

【図5】本発明の第1の実施形態に係る端末装置の構成を示すブロック図である。

【図6】本発明の第1の実施形態に係る端末アンテナ部401の構成を示すブロック図である。

【図7】本発明の第1の実施形態に係る伝搬路補償部407における信号処理について説明するフローチャートである。

【図8】本発明の第2の実施形態に係るプリコーディング部107の摂動ベクトル探索部203で行なわれる摂動項の加算を行なわないデータ信号を決定するための信号処理を説明するフローチャートである。

30

【図9】本発明の第2の実施形態に係る伝搬路補償部407における固有伝搬路行列 $G_u$ に対するオーダリング処理を説明するフローチャートである。

【図10】プリコーディングを施す基地局装置1と端末装置間の通信の様子を表すシーケンスチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0042】

以下、図面を参照して本発明の無線通信システムを適用した場合における実施形態について説明する。なお、本実施形態において説明した事項は、発明を理解するための一態様であり、実施形態に限定して発明の内容が解釈されるものではない。

40

【0043】

以下では、 $A^T$ は行列Aの転置行列、 $A^H$ は行列Aの随伴(エルミート転置)行列、 $A^{-1}$ は行列Aの逆行列、 $A^+$ は行列Aの疑似(もしくは一般)逆行列、 $\text{diag}(A)$ は行列Aの対角成分のみを抽出した対角行列、 $\text{floor}(c)$ は実部と虚部がそれぞれ複素数cの実部と虚部の値を超えない最大のガウス整数を返す床関数、 $E[x]$ はランダム変数xのアンサンブル平均、 $\text{abs}(c)$ は複素数cの振幅を返す関数、 $\text{angle}(c)$ は複素数cの偏角を返す関数、 $\|a\|$ はベクトルaのノルム、 $x \% y$ は整数xを整数yで除算したときの余り、 ${}_n C_m$ は異なるn個から異なるm個を選択する組み合わせの総数、をそれぞれ表すものとする。また、 $[A; B]$ は二つの行列AおよびBを行方向に結合した行列、 $[A, B]$ は行列AおよびBを列方向に結合した行列を、それぞれ表すも

50

のとする。

【 0 0 4 4 】

[ 1 . 第 1 の実施形態 ]

図 1 は、本発明の第 1 の実施形態に係る無線通信システムの概略を示す図である。第 1 の実施形態においては、 $N_t$  本の送信アンテナを有し、非線形プリコーディングが可能な基地局装置 1 (無線送信装置とも呼ぶ) に対して、 $N_r$  本の受信アンテナを有する端末装置 3 (無線受信装置とも呼ぶ。図 1 では、端末装置 3 - 1 ~ 3 - 4 を示す。以下、これらを合わせて端末装置 3 とも表す) が  $U$  個接続している MU - MIMO 伝送を対象とする。各端末装置 3 にはそれぞれ  $L$  個のデータを同時に送信するものとし (同時送信するデータ数のことをランク数とも呼ぶ)、 $U \times L = N_t$  および  $L = N_r$  であるものとする。以下では簡単のために、各端末装置 3 の受信アンテナ数およびランク数は全て同一として説明を行なうが、端末装置 3 毎に異なる受信アンテナ数およびランク数となっても構わない。また、 $U \times L = N_t$  および  $L = N_r$  が満たされているのであれば、ランク数と受信アンテナ数が同一である必要も無い。伝送方式としては、 $N_c$  個の副搬送波 (サブキャリア) を有する直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)) を仮定する。基地局装置 1 は各端末装置 3 より通知される制御情報により各端末装置 3 までの伝搬路情報を取得し、その伝搬路情報に基づき、送信データに対してサブキャリア毎にプリコーディングを行なうものとする。

10

【 0 0 4 5 】

はじめに基地局装置 1 と端末装置 3 の間の CSI について定義する。本実施形態においては、準静的周波数選択性フェージングチャネルを仮定する。第  $n$  送信アンテナ ( $n = 1 \sim N_t$ ) と第  $u$  端末装置 3 -  $u$  ( $u = 1 \sim U$ ) の第  $m$  受信アンテナ ( $m = 1 \sim N_r$ ) の間の第  $k$  サブキャリアの複素チャネル利得を  $h_{u,m,n}(k)$  としたとき、伝搬路行列  $H(k)$  を式 (1) のように定義する。

20

【 0 0 4 6 】

【数 1】

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{H}(k) = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_1(k) \\ \vdots \\ \mathbf{h}_U(k) \end{pmatrix} \\ \mathbf{h}_u(k) = \begin{pmatrix} h_{u,1,1}(k) & \cdots & h_{u,1,N_t}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{u,N_r,1}(k) & \cdots & h_{u,N_r,N_t}(k) \end{pmatrix} \end{array} \right.$$

30

40

... (1)

$h_u(k)$  は第  $u$  端末装置 3 -  $u$  で観測される複素チャネル利得により構成される  $N_r \times N_t$  の行列を表す。本実施形態において、特に断りが無い限り、CSI は複素チャネル利得により構成される行列の事を指す。ただし、空間相関行列や、コードブック記載のフィルタを並べた行列を CSI と見なして、後述する信号処理を行なうことも可能である。第  $u$  端末装置 3 -  $u$  が推定する CSI は、 $h_u(k)$  ということになる。

【 0 0 4 7 】

[ 1 . 1 . 基地局装置 1 ]

図 2 は、本発明の第 1 の実施形態に係る基地局装置 1 の構成を示すブロック図である。

50

図2に示すように、基地局装置1は、チャンネル符号化部101と、データ変調部103と、マッピング部105と、プリコーディング部107と、アンテナ部109と、制御情報取得部111と、伝搬路情報取得部113と、制御情報生成部115とを含んで構成されている。プリコーディング部107はサブキャリア数 $N_c$ 、アンテナ部109は送信アンテナ数 $N_t$ だけそれぞれ存在する。チャンネル符号化部101が各端末装置3宛ての送信データ系列に対してチャンネル符号化を行なったのち、データ変調部103が、QPSK、16QAM等のデジタルデータ変調を施す。データ変調部103はデータ変調を施したデータ信号をマッピング部105に入力する。

【0048】

マッピング部105は、各データを指定された無線リソース(リソースエレメント、もしくは単にリソースとも呼ぶ)に配置するマッピング(スケジューリングもしくはリソースアロケーションとも呼ぶ)を行なう。ここでの無線リソースとは、周波数、時間、符号および空間を主に指す。使用される無線リソースは、端末装置3で観測される受信品質や、空間多重される端末同士の伝搬路の直交性等に基づいて決定される。本実施形態においては、使用される無線リソースは予め定められているものとし、基地局装置1と各端末装置3の双方で把握できているものとする。なお、マッピング部105は、各端末装置3において伝搬路推定を行なうための既知参照信号系列の多重も行なう。

【0049】

各端末装置3宛ての参照信号については、受信した端末装置3において分離可能なように、それぞれが直交するように多重されるものとする。また、参照信号には、伝搬路推定の参照信号であるCSI-reference signal(CSI-RS)と復調用の固有参照信号であるDemodulation reference signal(DMRS)の二つの参照信号が多重されるものとするが、別の参照信号を更に多重する構成としても構わない。CSI-RSは、各端末装置3で観測される伝搬路行列を推定するためのものであり、DMRSは後述するプリコーディングの結果が反映された伝搬路情報を推定するためのものである。本発明において、マッピング部105は、データ信号、DMRSおよびCSI-RSを、それぞれ異なる時間もしくは周波数で送信するようにマッピングするものとする。また、マッピング部105はCSI-RSを送信アンテナ間で直交するように配置する。また、マッピング部105は、DMRSを、端末装置間および関連付けられているデータストリーム間で直交するように配置する。マッピング部105は、マッピングしたデータ情報等を、それぞれ対応するサブキャリアのプリコーディング部107に入力する。

【0050】

図3は、本発明の第1の実施形態に係るプリコーディング部107の装置構成を示すブロック図である。図3に示すように、プリコーディング部107は、線形フィルタ生成部201と、摂動ベクトル探索部203と、送信信号生成部205とを含んで構成されている。プリコーディング部107には、第kサブキャリアで送信される各端末装置3宛ての送信データを含むマッピング部105の出力 $\{d_u = [d_{u,1}, \dots, d_{u,L}]^T; u = 1 \sim U\}$ と、伝搬路情報取得部113の出力の第kサブキャリアの伝搬路行列 $H(k)$ が入力される。以下の説明では、 $H(k)$ は理想的に伝搬路情報取得部113にて取得されるものとし、簡単のため、インデックスkは省略して記述する。

【0051】

プリコーディング部107は、初めに線形フィルタ生成部201において、IUIを抑圧するための線形フィルタWを算出する。生成する線形フィルタWについて、各端末装置3に複数のデータを同時送信することを考慮する必要はあるものの、何かに限定されるものではない。以下では、ブロック対角化方式に基づく線形フィルタを算出するものとして説明を行なう。

【0052】

各端末装置3にそれぞれ複数のデータストリームを送信するMU-MIMO伝送では、各端末装置3には、他の端末装置3宛てのデータ信号がIUIとして受信されるとともに

10

20

30

40

50

、自装置宛ての複数のデータも互いに干渉となる。これをアンテナ間干渉 (Inter-Antenna-Interference (IAI)) と呼ぶ。ブロック対角化に基づく線形フィルタは、 $I U I$  のみを抑圧するフィルタである。具体的には、線形フィルタ  $W$  は伝搬路行列  $H$  を式 (2) のように変換するフィルタである。

【0053】

【数2】

$$HW = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_U \end{pmatrix} (\mathbf{w}_1 \cdots \mathbf{w}_U) = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_1 \mathbf{w}_1 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}_2 \mathbf{w}_2 & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{h}_{U-1} \mathbf{w}_{U-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{h}_U \mathbf{w}_U \end{pmatrix} \quad \dots(2)$$

ここで、 $\{\mathbf{w}_u; u = 1 \sim U\}$  は  $N_t \times L$  の行列となり、線形フィルタ  $W$  から、第  $u$  端末装置 3 -  $u$  宛ての送信データベクトル  $\mathbf{d}_u$  に乗算される成分を抜き出したものとなる。以下では  $\mathbf{h}_u \mathbf{w}_u = G_u$  で表される  $N_r \times L$  の行列のことを固有等価伝搬路行列と呼ぶこととする。なお、実際にプリコーディングを行なう場合、後述する電力正規化係数  $\beta$  が送信信号に乗算される。そのため、 $\beta$  がさらに乗算された  $\mathbf{h}_u \mathbf{w}_u = G_u$  が、実際の固有等価伝搬路行列となる。なお、 $I U I$  を完全抑圧することなく、送信信号と受信信号との平均二乗誤差を最小とする  $MMSE$  規範に基づいて、 $W$  を算出することも可能である。

【0054】

線形フィルタ生成部 201 で算出された  $W$  を、各端末装置 3 宛ての送信データベクトル  $\mathbf{d}_u$  を並べて表現される送信データベクトル  $\mathbf{d} = [\mathbf{d}_1^T, \dots, \mathbf{d}_U^T]^T$  に乗算することで送信信号ベクトル  $\mathbf{s} = W \mathbf{d}$  が算出される。しかし、送信電力を一定とするために、プリコーディング前の送信データベクトル  $\mathbf{d}$  と送信信号ベクトル  $\mathbf{s}$  との電力を同一とするための電力正規化係数  $\beta$  も乗算された  $\mathbf{s} = \beta W \mathbf{d}$  が実際の送信信号ベクトルとなる。電力正規化係数  $\beta$  は式 (3) で与えられる。

【0055】

【数3】

$$\beta = \sqrt{\frac{P}{\text{tr}(WE[\mathbf{d}\mathbf{d}^H])W^H}} \quad \dots(3)$$

ここで、 $P$  は総送信電力を表す。 $\beta = 1$  であれば、プリコーディングを施したことによる所要送信電力の増加は発生しないことを意味し、 $\beta < 1$  であることは、所要送信電力が増加してしまうことを意味している。 $\beta = 1$  となるのは、線形フィルタ  $W$  が直交行列となる場合である。

【0056】

線形フィルタ  $W$  を直交行列とするためには、空間多重する端末装置 3 の組み合わせを適切に行なえば良いが、そのように制御を行なうことは、各端末装置 3 の通信機会の公平性を低下させてしまうから、端末装置 3 の組み合わせには制限を与えない方が望ましい。ま

10

20

30

40

50

た、基地局装置 1 に接続されている端末装置 3 の数が少ない場合、線形フィルタ  $W$  を直交行列とするような端末装置 3 の組み合わせが存在しない場合もある。所要送信電力の増加を回避する方法として、摂動項を送信データに対して加算する方法が考えられる。送信データに摂動項を加算することを前提としたプリコーディングを非線形プリコーディングと呼ぶ。

#### 【 0 0 5 7 】

摂動項は予め決められた実数  $2$  が任意のガウス整数に乗算された複素数として表現される。摂動項は、端末装置 3 において、 $\text{modulo}$  演算（モジュロ演算、または剰余演算とも呼ぶ）と呼ばれる信号処理を受信信号に施すことで、取り除けられる。実数  $2$  は  $\text{modulo}$  幅とも呼ばれ、基地局装置 1 と端末装置間で共有されているのであれば、如何なる値でも構わない。ただし、平均の伝送品質を最良とする  $\text{modulo}$  幅は、変調方式毎に既に求められている。例えば QPSK 変調であれば  $= 2^{1/2}$  であることが知られている。無数に存在する摂動項から、電力正規化項を最も大きくできる摂動項を探索し、送信データに加算することで、端末装置 3 の組み合わせに依らず、常に一定の受信品質を保つことができる。周波数利用効率を最大化しようとした場合、探索すべき摂動項は所要送信電力を最小化するものであるが、所望の周波数利用効率や受信品質が予め設定されている場合、所望の品質を達成できる摂動項を探索すれば十分である。

#### 【 0 0 5 8 】

本実施形態の場合、空間多重される全送信データ数は  $U \times L$  個であり、それぞれに対して摂動項を加算することが可能である。また、摂動項は任意のガウス整数から選択できるから、仮に選択可能なガウス整数の数を  $K$  個に制限したとしても、送信データに加算できる摂動項の組み合わせは全部で  $K^{U \times L}$  通りにもおよび、全てを探索するのは現実的ではない。そこで、選択可能なガウス整数の数を極端に少なくしたり、所要送信電力が一定以上となる摂動項は探索候補から除外したり（この方法は Sphere encoding と呼ばれる）するなどして、考慮すべき組み合わせの数を限定する必要がある。

#### 【 0 0 5 9 】

本実施形態においては、摂動項の探索方法としては何かに限定されるものではない。例えば、Sphere encoding に基づいて、摂動項を探索すれば良い。以下では、摂動ベクトル探索部 203 は何かしらの方法により最適な摂動項を探索できたものとして説明を行なう。摂動ベクトル探索部 203 は探索した最適な摂動項の組み合わせ（摂動ベクトル）である  $2 \times z_t = 2 \times [z_{t,1}^T, \dots, z_{t,U}^T]^T$ 、 $z_{t,u} = [z_{t,u,1}, \dots, z_{t,u,L}]^T$  を送信信号生成部 205 に入力する。なお、 $2 \times z_{t,u,1}$  は第  $u$  端末装置 3 -  $u$  宛ての第 1 番目の送信データに加算される摂動項を表す。

#### 【 0 0 6 0 】

送信信号生成部 205 は、線形フィルタ生成部 201 で算出された線形フィルタ  $W$  と、摂動ベクトル探索部 203 において算出された摂動ベクトル  $z_t$  と、送信データベクトル  $d$  に基づいて、送信信号ベクトル  $s = W(d + 2 \times z_t)$  を算出する。なお、このときの電力正規化項は、摂動ベクトル  $z_t$  を考慮して改めて算出されたものである。

#### 【 0 0 6 1 】

なお、以上の説明では、送信電力の正規化はサブキャリア毎に行なっているが、複数のサブキャリアおよび OFDM 信号の合計の送信電力を一定とするように電力正規化を行なっても良い。この場合、摂動ベクトル  $z_t$  の探索も合計の所要送信電力を考慮して制御しても良い。

#### 【 0 0 6 2 】

送信信号生成部 205 において算出された送信信号ベクトルは、プリコーディング部 107 の出力として、アンテナ部 109 に入力される。なお、CSI-RS がプリコーディング部 107 に入力された場合、プリコーディング処理は施されず、送信電力の調整だけが行なわれて、アンテナ部 109 に向けて出力されることになる。一方、DMRS が入力された場合、線形フィルタ  $W$  だけが乗算される事になり、摂動項の加算は行なわれない。

このとき、電力正規化項はデータ信号に乗算されたものと同じものを用いる必要がある。そのため、DMRSとプリコーディングが施されるデータ信号は、纏めて送信電力を正規化するように制御してもよい。

#### 【0063】

なお、これまで説明してきた方法によれば、プリコーディング部107は送信信号ベクトルのみを出力する。本実施形態においては、プリコーディング部107は送信信号ベクトルに加えて、プリコーディング部107でデータ信号に加算された摂動項の事前確率に関連付けられた制御情報も出力するような構成としても良い。制御情報としては、実際に $z_{t,u}$ の発生確率を測定したものを量子化したものや、一定の発生確率以上となった $z_{t,u}$ の値が考えられる。発生確率は、複素平面における象限毎に算出しても良い。また、単に摂動項の加算の有無を示す1ビットの情報でも良い。発生確率を算出する頻度も、何かに限定されるものではなく、OFDM信号毎や複数OFDM信号で構成される信号フレーム毎でも良いし、チャンネル符号化を行なう際の1符号語毎でも良い。このようにして生成された制御情報は、送信信号ベクトルとは別に、後述するアンテナ部109の無線送信部305に入力され、各端末装置3に向けて送信される。

#### 【0064】

図4は、本発明の第1の実施形態に係るアンテナ部109の装置構成を示すブロック図である。図4に示すように、アンテナ部109は、IFFT部301と、GI挿入部303と、無線送信部305と、無線受信部307と、アンテナ309とを含んで構成されている。各アンテナ部109では、初めに、IFFT部301が、対応するプリコーディング部107より出力される信号に対して、 $N_c$ ポイントの逆高速フーリエ変換（IFFT）、もしくは逆離散フーリエ変換（IDFT）を適用し、 $N_c$ サブキャリアを有するOFDM信号を生成し、GI挿入部303に入力する。ここでは、サブキャリア数とIFFTのポイント数は同じものとして説明しているが、周波数領域にガードバンドを設定する場合、ポイント数はサブキャリア数よりも大きくなる。GI挿入部303は入力されたOFDM信号にガードインターバルを付与したのち、無線送信部305に入力する。無線送信部305は、入力されたベースバンド帯の送信信号を無線周波数（RF）帯の送信信号に変換し、アンテナ309に入力する。アンテナ309は入力されたRF帯の送信信号を送信する。なお、本実施形態においては、無線受信部307には、端末装置3にて推定されるCSIに関連付けられた情報が受信され、制御情報取得部111に向けて出力される事になる。

#### 【0065】

##### [1.2. 端末装置3]

図5は、本発明の第1の実施形態に係る端末装置3の構成を示すブロック図である。図5に示すように、端末装置3は端末アンテナ部401と、伝搬路推定部403と、フィードバック情報生成部405と、伝搬路補償部407と、デマッピング部409とデータ復調部411と、チャンネル復号部413とを含んで構成されている。そのうち、端末アンテナ部401は受信アンテナ数 $N_r$ だけ存在する。また、伝搬路補償部407には、空間離れ処理部415が含まれる。

#### 【0066】

図6は、本発明の第1の実施形態に係る端末アンテナ部401の構成を示すブロック図である。図6に示すように、端末アンテナ部401は、無線受信部501と、無線送信部503と、GI除去部505と、FFT部507と、参照信号分離部509とを含んで構成されている。基地局装置1より送信された送信信号は、はじめに各端末アンテナ部401のアンテナで受信されたのち、無線受信部501に入力される。無線受信部501は入力された信号を、ベースバンド帯の信号に変換し、GI除去部505に入力する。GI除去部505は、入力された信号から、ガードインターバルを取り除き、FFT部507に入力する。FFT部507は、入力された信号に対して、 $N_c$ ポイントの高速フーリエ変換（FFT）もしくは離散フーリエ変換（DFT）を適用し、 $N_c$ 個のサブキャリア成分に変換したのち、参照信号分離部509に入力する。参照信号分離部509は、入力された信号を、データ信号成分とCSI-RS成分と、DMRS成分とに分離する。参照信号分離部

509は、データ信号成分については、伝搬路補償部407に入力し、CSI-RSとDMRSについては、伝搬路推定部403に入力する。以下で説明する信号処理は基本的にはサブキャリア毎に行なわれることになる。

【0067】

伝搬路推定部403は、入力された既知参照信号であるCSI-RSおよびDMRSに基づいて伝搬路推定を行なう。はじめにCSI-RSを用いた伝搬路推定について説明する。CSI-RSは、プリコーディングを適用されずに送信されているため、式(1)で表されている伝搬路行列 $H(k)$ のうち、各端末装置3に対応する行列 $h_u(k)$ を推定することが可能である。通常、CSI-RSは無線リソースに対して間欠的に多重されるため、全てのサブキャリアの伝搬路情報を直接推定することはできないが、標本化定理を満すような時間間隔、および周波数間隔でCSI-RSを送信することで、適切な補間による全サブキャリアの伝搬路情報の推定が可能となる。具体的な伝搬路推定方法については、特に限定しないが、例えば二次元MMSSE伝搬路推定を用いれば良い。

10

【0068】

伝搬路推定部403はCSI-RSに基づいて推定した伝搬路情報をフィードバック情報生成部405に入力する。フィードバック情報生成部405は、入力された伝搬路情報と各端末装置3がフィードバックする伝搬路情報形式に応じて、基地局装置1にフィードバックする情報を生成する。本発明においては、伝搬路情報形式については何かに限定されるものではない。例えば、推定された伝搬路情報について、有限ビット数にて量子化を行ない、その量子化情報をフィードバックする方法が考えられる。また、基地局装置1との間で予め取り決めておいたコードブックに基づいてフィードバックを行なっても良い。しかし、いずれの伝搬路情報形式を用いたとしても、フィードバックする情報から復元される伝搬路情報と、真の伝搬路情報との間には誤差(量子化誤差)が生ずる。特に、オーバーヘッドを減少させることを目的として、量子化ビット数を小さくする場合、フィードバック誤差の影響が大きくなることになる。フィードバック情報生成部405は、生成した信号を、各端末アンテナ部401の無線送信部503に入力する。無線送信部503は入力された信号を基地局装置1に通知するのに適した信号に変換し、端末アンテナ部401のアンテナに入力する。端末アンテナ部401のアンテナは入力された信号を基地局装置1に向けて送信する。なお、DMRSを用いた伝搬路推定については後述する。

20

【0069】

伝搬路補償部407における信号処理について説明する。今、第 $u$ 端末装置3- $u$ の第 $m$ 受信アンテナに受信されるデータ信号成分を $r_{u,m}$ で表すものとしたとき、第 $u$ 端末装置3- $u$ で把握できる受信信号ベクトル $\mathbf{r}_u = [r_{u,1}, \dots, r_{u,N_r}]^T$ は式(4)で与えられる。

30

【0070】

【数4】

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_u &= \mathbf{h}_u \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}_u = \beta \mathbf{h}_u \mathbf{W}(\mathbf{d} + 2\delta \mathbf{z}_t) + \boldsymbol{\eta}_u \\ &= \beta \mathbf{h}_u \mathbf{w}_u (\mathbf{d}_u + 2\delta \mathbf{z}_t) + \boldsymbol{\eta}_u \\ &= \mathbf{G}_u (\mathbf{d}_u + 2\delta \mathbf{z}_t) + \boldsymbol{\eta}_u \end{aligned}$$

40

... (4)

ここで、 $\boldsymbol{\eta}_u = [ \eta_{u,1}, \dots, \eta_{u,N_r} ]^T$ は雑音ベクトルを表す。なお、 $\mathbf{h}_u \mathbf{w}_u = \mathbf{G}_u$ と表現するものとし、 $\mathbf{G}_u$ は既に説明した固有等価伝搬路行列である。つまり、第 $u$ 端末装置3- $u$ の受信信号は $N_r \times L$ のMIMO伝搬路を伝搬してきた信号と見なすことができる。

50

## 【 0 0 7 1 】

この受信信号から所望信号を復調するためには  $G_u$  を推定する必要がある。  $G_u$  は D M R S を用いた伝搬路推定により推定することができる。 D M R S は各端末装置間および各データストリーム間で直交するように多重され、また摂動項の加算は行なわれていない。例えば、第  $u$  端末装置 3 -  $u$  の第 1 データストリームに D M R S を送信した場合、その受信信号は式 ( 5 ) で与えられる。

## 【 0 0 7 2 】

【 数 5 】

$$\mathbf{r}_{u,p} = \mathbf{h}_u \mathbf{s}_p + \boldsymbol{\eta}_u = \mathbf{G}_u [0, \dots, 0, p_{u,l}, 0, \dots, 0]^T + \boldsymbol{\eta}_u \quad 10$$

$$\mathbf{s}_p = \beta \mathbf{W} [0, \dots, 0, p_{u,l}, 0, \dots, 0]^T$$

... (5)

ここで、  $p_{u,l}$  は第  $u$  端末装置 3 -  $u$  へ第 1 番目に送信されている D M R S を表し、  $\mathbf{s}_p$  は D M R S を送信する際に、基地局装置 1 から実際に送信される送信信号ベクトルである。  $p_{u,l}$  は基地局装置 1 と第  $u$  端末装置 3 -  $u$  とで既知であるから、伝搬路推定部 4 0 3 は  $G_u$  の第 1 列を推定することが可能である。さらに、伝搬路推定部 4 0 3 は他の D M R S による推定結果を全て結合し、固有等価伝搬路行列  $G_u$  を推定する。ただし、D M R S はお互いに直交している必要があり、またデータ信号や C S I - R S とも直交している必要がある。このことは、全てのサブキャリア成分の  $G_u$  を直接推定できないことを意味している。しかし、通常、伝搬路には時間および周波数方向に相関が存在するから、D M R S が適切な間隔で周期的に送信されていれば、D M R S が送られていない無線リソースの伝搬路を推定することができる。伝搬路推定部 4 0 3 は D M R S に基づいて推定した  $G_u$  を伝搬路補償部 4 0 7 に入力する。

## 【 0 0 7 3 】

伝搬路補償部 4 0 7 では、前述してきたように D M R S によって推定された固有等価伝搬路行列  $G_u$  に基づき、受信信号  $\mathbf{r}_u$  より所望の信号を復調する。従来の非線形 M U - M I M O であれば、基地局装置 1 は I U I だけではなく、I A I も抑圧するプリコーディング、つまり、固有等価伝搬路行列が単位行列となるようなプリコーディングを行っていた。よって、伝搬路補償部 4 0 7 で行なう信号処理は、単なる同期検波で十分であった。しかし、前述したように、実際にはフィードバック誤差が存在するから、I U I や I A I が残留し、伝送特性を大幅に劣化させてしまう。一方、本実施形態によれば、プリコーディングでは I U I のみを抑圧する。よって伝搬路補償部 4 0 7 では従来方式とは異なり、更に信号空間分離処理が必要となるから、端末装置 3 の複雑性は増加してしまう。しかし、D M R S によって推定された固有等価伝搬路行列  $G_u$  に基づいた伝搬路補償を行なうことで、フィードバック誤差によって生ずる残留 I U I や残留 I A I を抑圧できる。

## 【 0 0 7 4 】

このことに着目した従来技術として受信ダイバーシチ合成技術がある。この方法では、各端末装置 3 にはランク 1 の送信を行ない、またプリコーディングは線形プリコーディングを想定している。そのため、基地局装置 1 は各端末装置 3 の受信アンテナ数は 1 であるものとして、I U I を完全抑圧するプリコーディングを行なう。各端末装置 3 は、D M R S によって推定された固有等価伝搬路行列に基づいて適切な線形フィルタ ( この場合、線形フィルタは  $N_r \times 1$  の列ベクトルとなる ) を算出する。そして、その線形フィルタを受信信号に乗算することで、所望信号を検出している。このとき、線形フィルタは、固有等価伝搬路行列に基づくものであり、残留 I U I の影響を端末装置 3 で抑圧することが可能であった。しかし、従来技術では、ランク 1 伝送を対象としていたため、この方法では、

本実施形態が対象としているような、複数ランク伝送時に発生する残留 I A I を抑圧することができない。本実施形態における端末装置 3 の伝搬路補償部 4 0 7 では、固有等価伝搬路行列  $G_u$  に基づき、残留 I A I を考慮した信号空間検出処理を行なうことで、フィードバック誤差の影響を抑圧できる非線形 M U - M I M O 伝送を実現する。

【 0 0 7 5 】

本実施形態における伝搬路補償部 4 0 7 で行なわれる信号空間検出処理において、もっとも簡易な方法は、空間フィルタリングである。これは、 $G_u$  に基づいて算出される線形フィルタ  $W_r$  を受信信号ベクトル  $r_u$  に乗算するものである。線形フィルタの算出方法としては、残留 I A I を完全に抑圧する Z F 規範に基づくものと、送信信号と受信信号との平均二乗誤差を最小とする M M S E 規範に基づくものが考えられ、式 ( 6 ) でそれぞれ与えられる。

【 0 0 7 6 】

【数 6】

$$W_r = \begin{cases} (G_u^H G)^{-1} G^H, & ZF \\ (G_u^H G + \sigma^2 I)^{-1} G^H, & MMSE \end{cases}$$

... (6)

ここで、 $\sigma^2$  は端末装置 3 で印加される雑音の分散であり、 $I$  は単位行列を表す。伝搬路補償部 4 0 7 は  $W_r$  を受信信号ベクトルに乘算して得られる信号を出力する。

【 0 0 7 7 】

空間フィルタリングに基づく信号空間検出処理は簡単ではあるが、摂動項が考慮されていない。そのため、特に M M S E 規範に基づいた信号検出を行なうと、伝送特性が劣化してしまう場合がある。そこで、本実施形態における伝搬路補償部 4 0 7 では、最尤検出 ( Maximum Likelihood Detection (MLD) ) も行なえるものとする。

【 0 0 7 8 】

M L D は、送信信号ベクトルが取り得る全てのベクトル候補のうち、受信信号ベクトルに対して、尤度が最も大きくなるベクトルを検出する方法である。プリコーディングが非線形プリコーディングである場合、M L D は、式 ( 7 ) で表される最小化問題を解くことで実現できる。

【 0 0 7 9 】

【数 7】

$$\begin{aligned} & \mathbf{d}_{u,opt} + 2\delta\mathbf{z}_{t,u,opt} \\ = & \arg \min_{\substack{\mathbf{d}_u \in \mathcal{S}^L \\ \mathbf{z}_{t,u} \in \mathcal{C}_z^L}} \left\| \mathbf{r}_u - \mathbf{G}_u (\mathbf{d}_u + 2\delta\mathbf{z}_{t,u}) \right\|^2 \end{aligned}$$

... (7)

ここで、 $\mathcal{S}$  はデータ信号に施されている変調方式の候補点の集合を表す。 $\mathcal{C}_z$  はガウス整数の集合を表す。伝搬路補償部 4 0 7 は式 ( 7 ) を満たすベクトルを出力する。しかし、基地局装置 1 のプリコーディング部 1 0 7 における信号処理の説明でも述べたように、摂動項は任意のガウス整数で表されるから、全ての送信信号ベクトルの候補を探索するこ

10

20

30

40

50

とはほぼ不可能である。そのため、非線形プリコーディングが施されている場合、MLDにおいても、探査すべき候補数に制限を加えることが必須となる。

【0080】

候補数を制限するため、本実施形態においては、MLDにおいて階層型の検出を行なうことを考える。伝搬路補償部407では、はじめに $G_u$ にQR分解を適用し、 $G_u$ をユニタリ行列 $Q$ と上三角行列 $R$ の積（つまり、 $G_u = QR$ ）で表すことを考える。この場合、式(7)は式(8)のように置き換えることが可能である。

【0081】

【数8】

$$\begin{aligned} & \mathbf{d}_{u,opt} + 2\delta\mathbf{z}_{t,u,opt} && 10 \\ & = \arg \min_{\substack{\mathbf{d}_u \in \mathcal{S}^L \\ \mathbf{z}_{t,u} \in \mathcal{C}_z^L}} \left\| \mathbf{Q}^H \right\| \cdot \left\| \mathbf{r}_u - \mathbf{G}_u (\mathbf{d}_u + 2\delta\mathbf{z}_{t,u}) \right\|^2 \\ & = \arg \min_{\substack{\mathbf{d}_u \in \mathcal{S}^L \\ \mathbf{z}_{t,u} \in \mathcal{C}_z^L}} \left\| \mathbf{Q}^H \mathbf{r}_u - \mathbf{R} (\mathbf{d}_u + 2\delta\mathbf{z}_{t,u}) \right\|^2 && 20 \\ & = \arg \min_{\substack{\mathbf{d}_u \in \mathcal{S}^L \\ \mathbf{z}_{t,u} \in \mathcal{C}_z^L}} \left\| \mathbf{r}'_u - \mathbf{R} (\mathbf{d}_u + 2\delta\mathbf{z}_{t,u}) \right\|^2 \\ & \dots(8) && 30 \end{aligned}$$

ここで、 $\mathbf{Q}^H \mathbf{r}_u = \mathbf{r}'_u$ とした。このように変換すると、 $x_{u,L} = d_{u,L} + 2z_{t,u,L}$ の信号点候補として、他のデータを考慮せずに最も確からしい信号を検出することが可能となる。検出された信号を軟推定値とも呼ぶ。そして、 $x_{u,L}$ の信号点候補が検出されれば、今度は $x_{u,L-1} = d_{u,L-1} + 2z_{t,u,L-1}$ について、同様に信号点候補を検出できる。このとき、全ての候補点を探査すれば、最も確からしい信号候補点を検出することができるが、それでは探査数が膨大となってしまう。そのため、考慮すべき信号点候補を制限する必要がある。信号点候補の制限方法としては、何かに限定されるものではない。以下では、Mアルゴリズムに基づく方法を対象に説明を行なう。

【0082】

初めに、 $x_{u,L}$ の信号点候補について、 $\mathbf{r}'_{u,L}$ に近いものから順にM個の候補点を検出する。検出方法としては、メトリック値として $|\mathbf{r}'_{u,L} - \mathbf{R}_{L,L} x_{u,L}|^2$ を計算し、メトリック値の小さい順にM個の信号点候補 $x_{u,L,1} \sim x_{u,L,M}$ を求めれば良い。なお、 $R_{x,y}$ は行列 $R$ の $x$ 行 $y$ 列成分を表す。なお、計算すべき $x_{u,L}$ の信号点候補は無数に存在するが、ここでは、摂動項の候補点を一定数 $K$ に制限する。 $K$ や $M$ の値は、事前に計算機シミュレーション等により、最適な値を求めておけば良い。

【0083】

次いで、 $x_{u,L-1}$ の信号点候補の検出を行なう。 $x_{u,L}$ の候補を検出する場合と同様に、メトリック値として、 $|\mathbf{r}'_{u,L-1} - (\mathbf{R}_{L-1,L-1} x_{u,L-1} + \mathbf{R}_{L-1,L} x_{u,L})|^2$ を計算する。このとき、 $x_{u,L}$ については、既に検出された

M個の候補をそれぞれ用いてメトリック値を求める。求めた全てのメトリック値の小さい順にM個のメトリック値を与える $x_{u, L-1}$ と $x_{u, L}$ の信号点候補のペアを求める。以上の処理を $x_{u, 1}$ の信号点候補が検出されるまで繰り返し、最終的に最もメトリックの小さい信号点候補のペアを与える信号点候補が、自装置宛ての送信信号であるものとする。

#### 【0084】

図7は、本発明の第1の実施形態に係る伝搬路補償部407における信号処理について説明するフローチャートである。はじめに $G_u$ にQR分解を適用し、 $G_u$ をユニタリ行列Qと上三角行列Rの積に分解する(ステップS101)。次いで、繰り返し処理を制御するパラメータ $l$ の値を $L$ に初期化する(ステップS102)。そして、 $l > 0$ であれば(ステップS103: Yes)、既に検出済みの信号点候補を考慮して、 $x_{u, l}$ のメトリック値を計算する(ステップS104)。その後、メトリック値の小さい順にM個の信号点候補のペアを検出し(ステップS105)、パラメータ $l$ の値をデクリメントし(ステップS106)、ステップS103に戻る。 $l = 0$ となった場合(ステップS103: No)、検出済みの信号点候補のうち、最も小さいメトリック値を与える信号点候補のペアを出力する(ステップS107)。

#### 【0085】

以上の説明では、Mアルゴリズムに基づく方法について説明したが、Sphere decodingに基づいた方法により、信号点候補を検出して良い。なお、いずれの場合においても、最初に検出される $d_{u, L+2} z_{t, u, L}$ の信号候補点の精度に伝送特性は大きく依存するから、上三角行列Rの対角成分の一番下の成分となる $R_{L, L}$ が可能な限り大きくなるような列の入れ替え(オーダリング)を $G_u$ に対して予め施せば良い。なお、 $d_{u, L+2} z_{t, u, L}$ が検出されたのち、再度オーダリングしなおすような構成としても構わない。

#### 【0086】

なお、基地局装置1が、摂動項の事前確率に関連付けられた制御情報を各端末装置3に通知する構成となった場合も考えられる。その場合、制御情報は伝搬路補償部407に入力され、摂動項の候補点の制限、すなわちKの値の設定に用いることができる。例えば、事前確率が一定値以下となる摂動項については探査を行なわないように制御することができる。特に、摂動項の加算の有無を示す1ビットの情報が通知されているような場合、摂動項の加算が行なわれていれば、式(7)に基づいて探査を行ない、加算が行なわれていなければ、従来の線形プリコーディングが施されている場合における探査(つまり、 $z_{t, u}$ を考慮しない探査)を行なえば良い。

#### 【0087】

事前確率は、信号点候補の制限ではなく、各候補点に対して算出された尤度への重みづけに用いることもできる。階層型の検出を行なっている場合、例えば $d_{u, L-1+2} z_{t, u, L-1}$ の信号点候補の検出は、 $d_{u, L+2} z_{t, u, L}$ の信号点候補を検出する際に算出された尤度も考慮して行なうことになる。このとき、 $d_{u, L+2} z_{t, u, L}$ の尤度について、 $z_{t, u, L}$ の事前確率を尤度に直接乗算したものを新たな尤度として用いることができる。このように制御すれば、階層型の検出を行なっていく際に、最初の信号点候補の検出を誤った場合の誤り伝搬の影響を小さくすることができる。尤度に対する重みづけは、事前確率が反映されてさえいれば、どのように行なっても構わない。

#### 【0088】

基地局装置1のプリコーディング装置より、摂動項の事前確率が送信されていない場合、端末装置3は摂動項の事前確率は全て等確率であるものとして信号処理を行なえば良い。なお、端末装置3において、摂動項の事前確率を別に算出して、空間信号検出に用いることもできる。非線形プリコーディングにおいて加算される摂動項は、基本的には所要送信電力を可能な限り小さくするものが選択され、送信データに加算される。よって、送信データの信号点が存在する象限と点対称の関係にある象限に存在する摂動項が加算される

確率が高い。例えば、送信データの信号点が第1象限に含まれている場合、加算される摂動項は第3象限に含まれている可能性が高い。よって、階層型の検出を行なっていく際に、送信データの候補点が第1象限に含まれている場合、第3象限に含まれている摂動項を他の象限に含まれている摂動項よりも詳細に探查する(つまり、候補数を多くする)ように制御しても良い。同様に、尤度の重みづけを行なっても良い。

#### 【0089】

以上が、本実施形態における伝搬路補償部407における信号処理の説明となる。伝搬路補償部407では、線形フィルタリングに基づく検出と、MLDに基づく検出のいずれかを用いることができるから、所望の伝送特性や、許容される複雑性に応じて切り替えて用いれば良い。もちろん、一方の検出のみが可能となる構成としても構わない。また、MLDに基づく検出を行なう場合、基地局装置1より通知される摂動項の事前確率を用いた信号検出を行なうことが可能であり、また基地局装置1より事前確率が通知されない場合も、伝搬路補償部407で事前確率を算出し、信号検出に用いることも可能である。

10

#### 【0090】

伝搬路補償部407の出力はその後デマッピング部409に入力される。各端末装置3のデマッピング部409は、自装置宛ての送信データの送信に使われている無線リソースより、自装置宛ての送信データを抽出する。デマッピング部409は抽出したデータをデータ復調部411に入力する。データ復調部411は入力されたデータに対して、データ復調を行ない、チャンネル復号部413に入力する。チャンネル復号部413は入力されたデータに対して、チャンネル復号を行なう。以上の信号処理により、端末装置3は自装置宛の情報を取得することができる。なお、参照信号分離部509の出力を、先にデマッピング部409に入力し、自装置に該当する無線リソース成分のみを伝搬路補償部407に入力し、伝搬路補償部407の出力をデータ復調部411に入力するような構成としても良い。

20

#### 【0091】

なお、伝搬路補償部407の出力は、基地局装置1が各端末装置3に送信した送信データに摂動項が加算された状態である。基地局装置1におけるプリコーディング処理の説明で述べたように、摂動項はmodulo演算を施すことで取り除くことができる。よって、データ復調部411において、入力された信号にmodulo演算を施せば良い。また、摂動項が加算されたデータ信号が取り得る信号候補点は、元々の変調信号の信号候補点が、信号点空間において周期的に繰り返されている信号点のうちのいずれかとなる。modulo演算は、その中で、伝搬路補償部407の出力に最も近い信号点を検出していることになる。modulo演算を行わずに、周期的に繰り返されている信号点と、伝搬路補償部407の出力との距離(尤度)に基づいて、対数尤度比を算出することができる。この対数尤度比に基づいて、データ復調や、チャンネル復号を行なう場合、modulo演算を行わなくても良い。

30

#### 【0092】

以上の説明では、上りリンク伝送と下りリンク伝送とで異なる搬送波周波数を用いる周波数分割複信を複信方式で用いていることを前提としている。本実施形態では、上りリンク伝送と下りリンク伝送とで同じ搬送波周波数を用いる時間分割複信を複信方式として用いる無線通信システムも対象となる。時間分割複信の場合、基地局装置1は上りリンク伝送より下りリンク伝送のCSI(本実施形態中式(1)記載のCSI)を推定することが可能であるが、各装置のアナログ回路では熱などによって信号に位相回転を生じさせてしまう。そのため、時間分割複信を用いる通信システムにおいても基地局装置1が把握できるCSIと実際のCSIとの間には誤差が存在する。本実施形態は、このようにして発生する特性劣化についても補償することが可能である。

40

#### 【0093】

本実施形態においては、OFDM信号伝送を仮定し、プリコーディングはサブキャリア毎に行なうことを仮定したが、伝送方式(もしくはアクセス方式)やプリコーディングの適用単位に制限は無い。例えば、複数サブキャリアを一纏めとしたリソースブロック毎に

50

プリコーディングが行なわれた場合も本実施形態は適用可能であり、同様に、シングルキャリアベースのアクセス方式（例えばシングルキャリア周波数分割多重アクセス（SC-FDMA）方式など）にも適用することが可能である。

【0094】

以上、説明してきた方法により、非線形プリコーディングを用いる下りリンクMU-MIMO伝送において、各端末装置3に対して、複数ランクの伝送を行なう場合において、DMRSに基づいて推定される固有等価伝搬路行列により残留干渉を抑圧することが可能となる。よって、フィードバック誤差に起因する伝送特性の劣化を改善することが可能となる。

【0095】

[2.第2の実施形態]

第1の実施形態においては、各端末装置3に複数の送信データを同時に送信するとともに、各送信データにそれぞれ摂動項が加算される非線形プリコーディングを行なうMU-MIMO伝送において、各端末装置3がDMRSによって推定する固有等価伝搬路行列に基づいて、空間信号検出処理を行なう場合を対象とした。

【0096】

ところで、摂動項の加算を行なう非線形プリコーディングは、modulo損失と呼ばれる特有の伝送特性劣化要因を有している。そのため、受信信号対雑音電力比が同一であった場合、摂動項が加算されている受信信号と、摂動項が加算されていない受信信号とでは、摂動項が加算されていない受信信号の方が、伝送特性は良好となる。第2の実施形態においては、modulo損失の影響を考慮した方法を対象とする。

【0097】

[2.1.基地局装置1]

第2の実施形態に係る基地局装置1の構成は、図2と同じである。ただし、プリコーディング部107における信号処理については、第1の実施形態と異なるため、以下では、プリコーディング部107の信号処理について説明する。

【0098】

プリコーディング部107の構成は図3と同じであるが、摂動ベクトル探査部203における信号処理が異なる。第1の実施形態においては、各データ信号のいずれにも摂動項の加算が可能であるものとして、摂動項の探査を行なうものとしていた。第2の実施形態においては、摂動項の加算が可能なデータ信号に制限を加える。

【0099】

具体的には、各端末装置3に同時送信しているL個のデータ信号のうち、M個のデータ信号には摂動項の加算を行なわないようにする。そして、各端末装置3は摂動項が加算されていないデータ信号から信号検出が行なわれるように固有等価伝搬路行列に対するオーダリングを施す。このことにより、階層型の空間信号検出を行なう際に、検出誤りから発生する誤り伝搬の影響を小さくすることができる。摂動項の加算を行なわないM個のデータ信号の選択方法についてはいくつかの方法が考えられる。

【0100】

第1の方法は、摂動項の加算を行なわないデータ信号を固定する方法である。各端末装置3に複数の送信データを送信する場合、基地局装置1は端末装置3に対して、データ信号を送信している順番を通知する必要がある。通知する方法として、アンテナポート番号と呼ばれる情報で制御する方法がある。例えば、第1の実施形態で第u端末装置3-u宛てのデータ信号は $d_u = [d_{u,1}, \dots, d_{u,L}]^T$ というベクトルで表現した。アンテナポート番号を用いて説明すると、 $d_{u,1}$ はアンテナポート1で送信し、 $d_{u,L}$ はアンテナポートLで送信したと表すことができる。通常、アンテナポート番号とデータ信号を送る順番の関係は基地局装置1と各端末装置3との間で事前に決められている。よって、基地局装置1は各端末装置3に対して、使用しているアンテナポート番号を通知してやれば、端末装置3は自装置宛ての送信データを取得することができる。

【0101】

10

20

30

40

50

よって、第1の方法において、アンテナポート1からアンテナポートL'までは摂動項の加算を行なわないように制御するような場合、端末装置3はアンテナポート1からアンテナポートL'までで送信された信号には摂動項は加算されていないものとして信号処理を行なうことができる。基地局装置1は端末装置3に対して、L'の値だけを通知してやれば良い。事前にL'の値を取りきめている場合、L'の通知は不要である。

#### 【0102】

第2の方法は、端末装置3が固有等価伝搬路行列に行なうオーダリング処理を想定して、摂動項の加算を行なわないデータ信号を決定する方法である。端末装置3の伝搬路補償部407が、階層型の推定を行なうMLDを空間信号検出処理として用いる場合、固有等価伝搬路行列に対して、オーダリングを施すことで、検出精度が向上することは既に述べた。基地局装置1は固有等価伝搬路行列を把握することができる。よって、各端末装置3がどのようなオーダリングを施すかについても基地局装置1は把握することができる。よって、基地局装置1は、各端末装置3の固有等価伝搬路行列に対してオーダリングを施し、オーダリング後の送信データベクトルにおいて、末尾からL'個までに配される送信データについては、摂動項の加算を行なわないように制御すれば良い。このとき、オーダリングの規範は、基地局装置1と端末装置3との間で予め決めておく必要がある。この場合、端末装置3は予め決めておいた規範に基づいて、固有等価伝搬路行列にオーダリングを施せば、摂動項が加算されていないデータ信号から検出を行なうことが可能となる。この場合、基地局装置1は端末装置3に対して、L'の値だけを通知してやれば良い。第1の方法と同様に、事前にL'の値を取り決めている場合、L'の通知は不要である。以上説明してきた、摂動項の加算を行なわないデータ信号の選択方法について図8を用いて説明する。

#### 【0103】

図8は、本発明の第2の実施形態に係るプリコーディング部107の摂動ベクトル探査部203で行なわれる摂動項の加算を行なわないデータ信号を決定するための信号処理を説明するフローチャートである。はじめに、選択方法を決定する(ステップS201)。第1の方法に基づく場合(ステップS201:第1の方法)、摂動項の加算を行なわないデータ数L'だけを出し(ステップS202)、処理は終了となる。第2の方法に基づく場合(ステップS203:第2の方法)、はじめに各端末装置3の固有伝搬路行列 $G_u$ を算出し(ステップS204)、 $G_u$ に対して、端末装置3との間で予め取り決めておいた方法に基づき、オーダリング処理を施し、オーダリング順を示す情報(順列行列等)を算出する(ステップS205)。そして、摂動項の加算を行なわないデータ数L'とオーダリング順を示す情報を出し、処理は終了となる。

#### 【0104】

以上説明してきた方法に基づき、プリコーディング部107の摂動ベクトル探査部203は、摂動項の加算を行なわないデータ信号を決定する。そして、この条件下において、所要送信電力を最も小さくすることができる摂動項を探査することになる。実際の摂動項の探査方法については、摂動項の加算を行なわないデータ信号には、常に0が摂動項として加算されているものと見なすこと以外は、第1の実施形態と同様となる。

#### 【0105】

その後、プリコーディング部107では、摂動ベクトル探査部203から出力される摂動項に基づいて、送信信号生成部205が、送信信号ベクトルを生成し、プリコーディング部107の出力として出力する。なお、摂動項の加算を行なわないデータ信号の選択方法、および摂動項の加算を行なわないデータ数を示すL'を基地局装置1は端末装置3に対して新たに制御情報として通知する必要がある。この場合、送信信号ベクトルに加えて、当該制御情報がアンテナ部109の無線送信部305に入力され、各端末装置3に向けて送信される。

#### 【0106】

なお、摂動項の加算を行なわないデータ信号の決定方法として、複数の方法について説明を行ってきたが、1つの方法を常に用いるように制御しても良いし、複数の方法を選

10

20

30

40

50

択的に用いるように制御しても良い。ただし、複数の方法を選択的に用いる場合、基地局装置 1 は端末装置 3 に対して、使用している方法を通知する必要がある。

【 0 1 0 7 】

[ 2 . 2 . 端末装置 3 ]

端末装置 3 の構成は図 5 と同じであり、各装置で行なわれる信号処理も伝搬路補償部 4 0 7 を除き同じである。以下では、伝搬路補償部 4 0 7 における信号処理についてのみ説明する。

【 0 1 0 8 】

伝搬路補償部 4 0 7 における信号処理において、第 1 の実施形態と異なるのは、固有等価伝搬路行列  $G_U$  に対するオーダリング方法である。第 1 の実施形態においては、 $G_U$  に QR 分解を施したとき、上三角行列 R の対角成分の末尾が可能な限り大きくなるようなオーダリングを施すものとしていた。第 2 の実施形態においては、プリコーディングの説明でも述べたように、摂動項の加算が行なわれていない送信データより、信号検出が行なわれるようにオーダリングを施す。

【 0 1 0 9 】

図 9 は、本発明の第 2 の実施形態に係る伝搬路補償部 4 0 7 における固有伝搬路行列  $G_U$  に対するオーダリング処理を説明するフローチャートである。基地局装置 1 で行なわれた摂動項の加算を行なわないデータ信号の選択方法として、第 1 の方法が用いられている場合 (ステップ S 3 0 1 : 第 1 の方法)、摂動項の加算が行なわれていないデータ信号  $d_{u,1} \sim d_{u,L'}$  のいずれかが、一番下になるように  $G_U$  に対してオーダリングを施す (ステップ S 3 0 2)。具体的には、第 1 の実施形態で説明した、M アルゴリズムに基づき階層型 MLD で検出する場合に、データ信号  $d_{u,1} \sim d_{u,L'}$  から、信号点候補の検出が行なわれるようにオーダリングを施す。その後、オーダリング順を示す情報を出力して (ステップ S 3 0 3)、処理は終了となる。一方、第 2 の方法が基地局装置 1 で用いられている場合 (ステップ S 3 0 1 : 第 2 の方法)、基地局装置 1 との間で、予め取り決めておいたオーダリング方法に基づき、固有伝搬路行列にオーダリングを施し (ステップ S 3 0 4)、オーダリング順を示す情報を出力して (ステップ S 3 0 3)、処理は終了となる。

【 0 1 1 0 】

以上のようにして求められたオーダリング順に基づき、階層型の検出を行なえば良いが、このとき最初に検出されるデータ信号から  $L'$  までのデータ信号までは摂動項が加算されていないものとして、送信データの検出を行なう。つまり、該当送信データには、摂動項として、常に 0 が加算されているものとして検出を行なえば良い。

【 0 1 1 1 】

以上が、第 2 の実施形態における、各端末装置 3 の伝搬路補償部 4 0 7 が行なう信号処理の説明である。なお、上記説明では、階層型の検出として、QR 分解を用いる MLD を主に対象としているが、別の階層型の検出方法を用いることもできる。

【 0 1 1 2 】

別の階層型の検出方法としては、逐次干渉キャンセラ (Successive Interference Canceller(SIC)) がある。これは、はじめに空間フィルタリングにより、複数送信データのうちの一つを検出、つまり軟推定値を得る。そして検出された軟推定値と固有等価伝搬路行列から算出される信号レプリカを、空間フィルタリングが行なわれる前の受信信号より減算し、再度空間フィルタリングを行なう。以上の信号処理を全送信データの軟推定値が検出されるまで繰り返していくのが SIC の基本的な考えである。

【 0 1 1 3 】

SIC では、最初に検出される軟推定値から算出される信号レプリカの精度が、伝送特性に大きく影響を与える。そのため、通常は、最も受信信号対干渉 + 雑音電力比が大きくなる軟推定値より信号レプリカの生成を行なう。よって、本実施形態において、SIC により空間信号検出を行なう場合は、摂動項が加算されていない送信データに関連付けられた軟推定値より検出を行なうようにすれば良い。

## 【 0 1 1 4 】

なお、階層型検出は、一度全ての送信データの検出を行なったのち、その検出結果に基づいて、再度検出を行なうことで、データ検出精度を更に向上させることができる。一連の検出は、何度でも繰り返すことができるから、このような検出を繰り返し信号検出とも呼ぶ。その際に、検出された送信データのチャンネル復号結果を、次の信号検出に用いることができる。この場合、チャンネル復号を行なう場合にも、送信データへの摂動項の加算の有無を考慮したチャンネル復号を行なうことで、信号検出精度を更に向上させることができる。なお、チャンネル復号を行なう際に、摂動項の加算の有無を考慮することは、空間信号検出処理の方法に依らず、伝送特性の改善に有効である。

## 【 0 1 1 5 】

本実施形態では、*modulo* 損失による伝送特性の劣化の改善を目的としたプリコーディング方法および空間信号検出処理方法について明らかにした。本実施形態の方法によれば、極端にオーバーヘッドを増加させることなく、*modulo* 損失の影響を抑圧することができる。

## 【 0 1 1 6 】

## [ 3 . 全実施形態共通 ]

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。

## 【 0 1 1 7 】

本発明に関わる移動局装置および基地局装置 1 で動作するプログラムは、本発明に関わる上記実施形態の機能を実現するように、CPU等を制御するプログラム（コンピュータを機能させるプログラム）である。そして、これら装置で取り扱われる情報は、その処理時に一時的にRAMに蓄積され、その後、各種ROMやHDDに格納され、必要に応じてCPUによって読み出し、修正・書き込みが行なわれる。プログラムを格納する記録媒体としては、半導体媒体（例えば、ROM、不揮発性メモリカード等）、光記録媒体（例えば、DVD、MO、MD、CD、BD等）、磁気記録媒体（例えば、磁気テープ、フレキシブルディスク等）等のいずれであってもよい。また、ロードしたプログラムを実行することにより、上述した実施形態の機能が実現されるだけでなく、そのプログラムの指示に基づき、オペレーティングシステムあるいは他のアプリケーションプログラム等と共同して処理することにより、本発明の機能が実現される場合もある。

## 【 0 1 1 8 】

また市場に流通させる場合には、可搬型の記録媒体にプログラムを格納して流通させたり、インターネット等のネットワークを介して接続されたサーバコンピュータに転送したりすることができる。この場合、サーバコンピュータの記憶装置も本発明に含まれる。また、上述した実施形態における移動局装置および基地局装置 1 の一部、または全部を典型的には集積回路であるLSIとして実現してもよい。移動局装置および基地局装置 1 の各機能ブロックは個別にプロセッサ化してもよいし、一部、または全部を集積してプロセッサ化してもよい。また、集積回路化の手法はLSIに限らず専用回路、または汎用プロセッサで実現しても良い。また、半導体技術の進歩によりLSIに代替する集積回路化の技術が出現した場合、当該技術による集積回路を用いることも可能である。

## 【 符号の説明 】

## 【 0 1 1 9 】

- 1 基地局装置
- 3、3 - 1 ~ 3 - 4 端末装置
- 1 0 1 チャンネル符号化部
- 1 0 3 データ変調部
- 1 0 5 マッピング部
- 1 0 7 プリコーディング部
- 1 0 9 アンテナ部

10

20

30

40

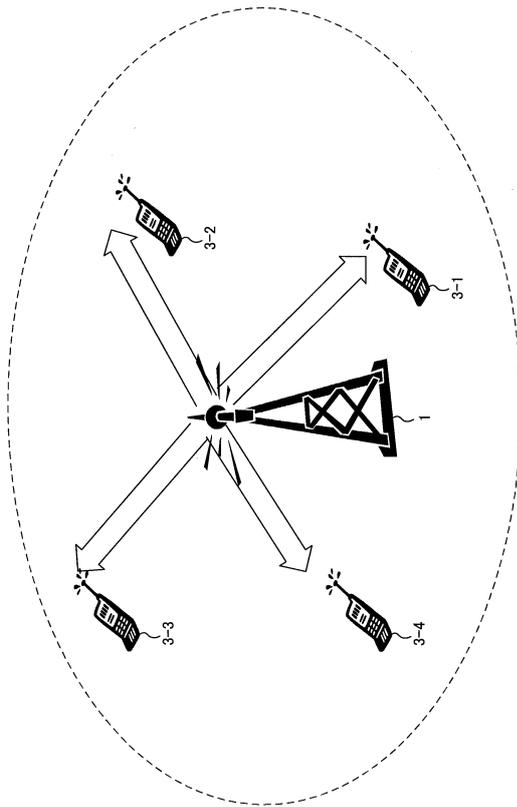
50

- 1 1 1 制御情報取得部
- 1 1 3 伝搬路情報取得部
- 1 1 5 制御情報生成部
- 2 0 1 線形フィルタ生成部
- 2 0 3 摂動ベクトル探查部
- 2 0 5 送信信号生成部
- 3 0 1 I F F T部
- 3 0 3 G I挿入部
- 3 0 5 無線送信部
- 3 0 7 無線受信部
- 3 0 9 アンテナ
- 4 0 1 端末アンテナ部
- 4 0 3 伝搬路推定部
- 4 0 5 フィードバック情報生成部
- 4 0 7 伝搬路補償部
- 4 0 9 デマッピング部
- 4 1 1 データ復調部
- 4 1 3 チャンネル復号部
- 4 1 5 空間分離処理部
- 5 0 1 無線受信部
- 5 0 3 無線送信部
- 5 0 5 G I除去部
- 5 0 7 F F T部
- 5 0 9 参照信号分離部

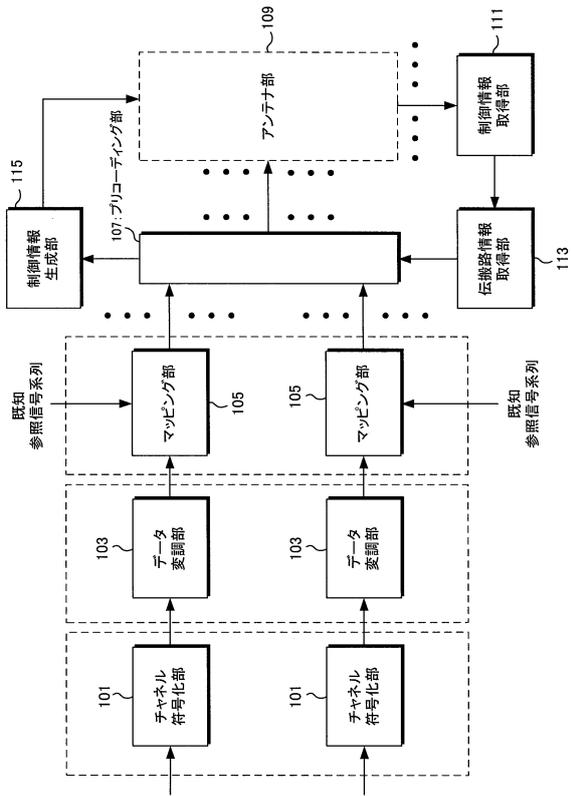
10

20

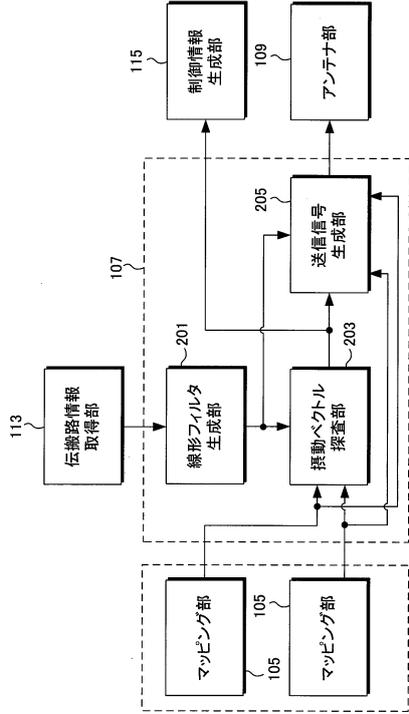
【図1】



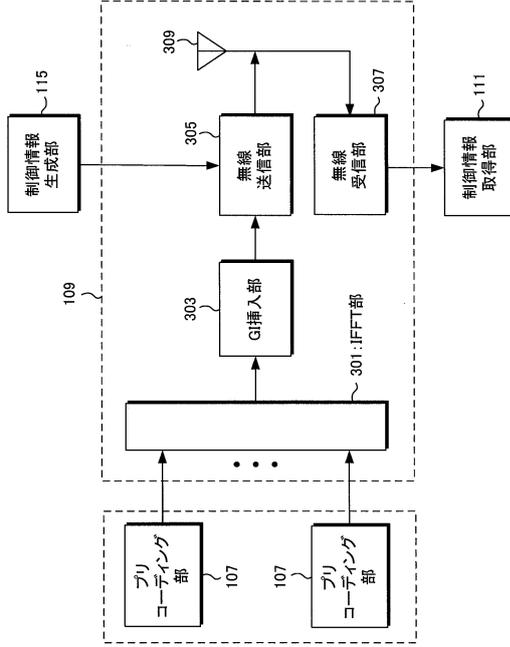
【図2】



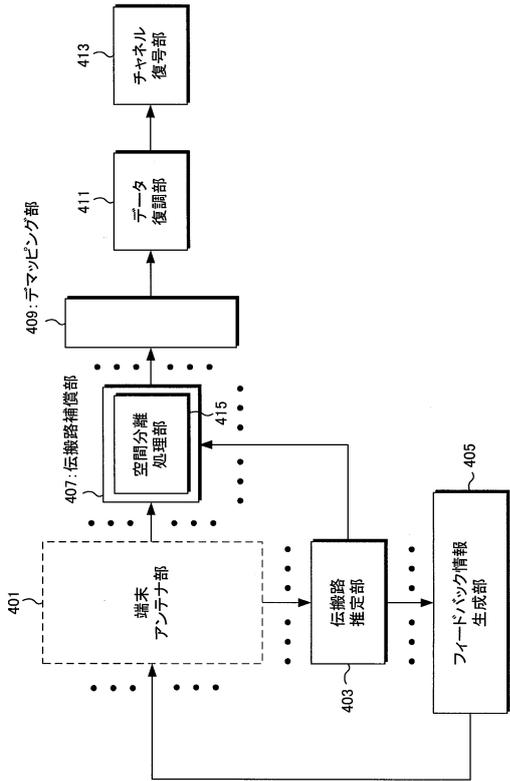
【図3】



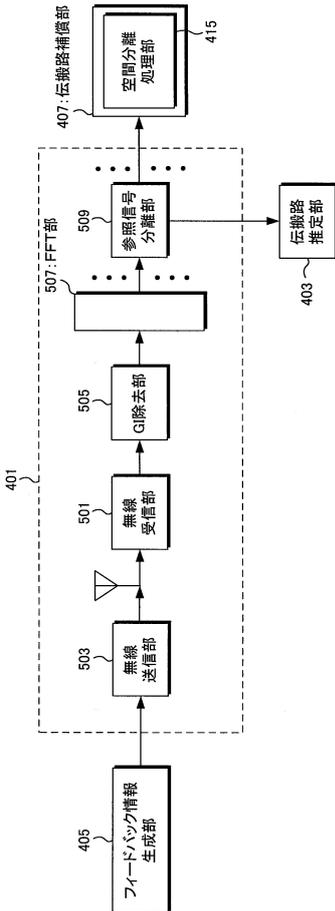
【図4】



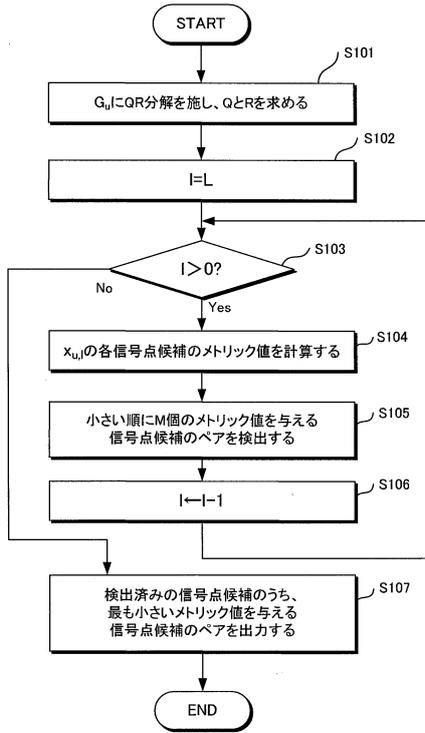
【図5】



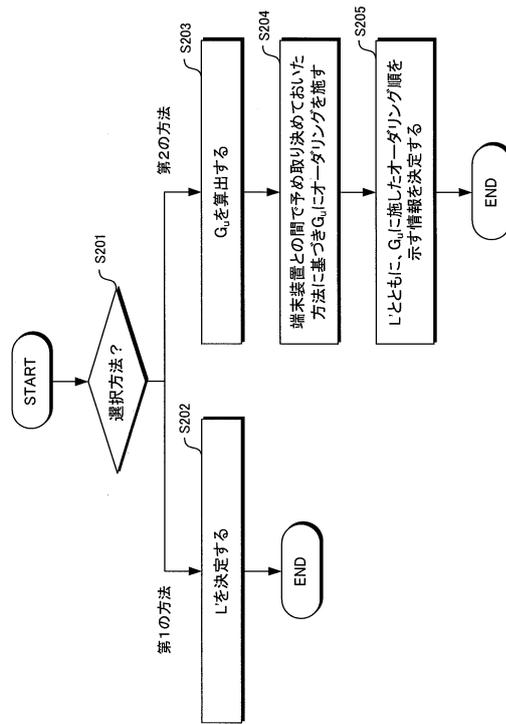
【図6】



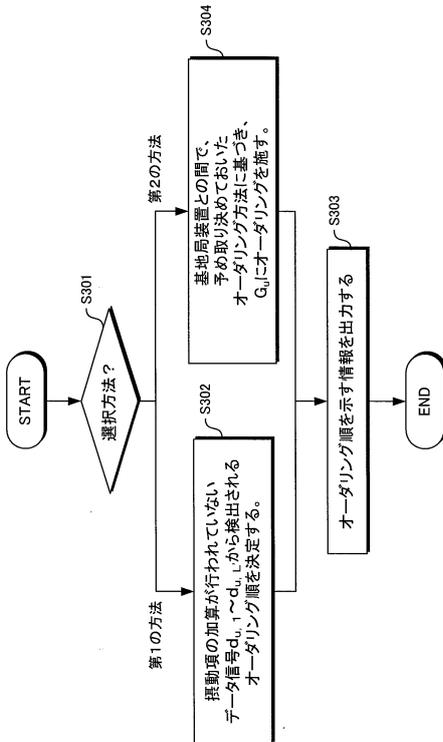
【図7】



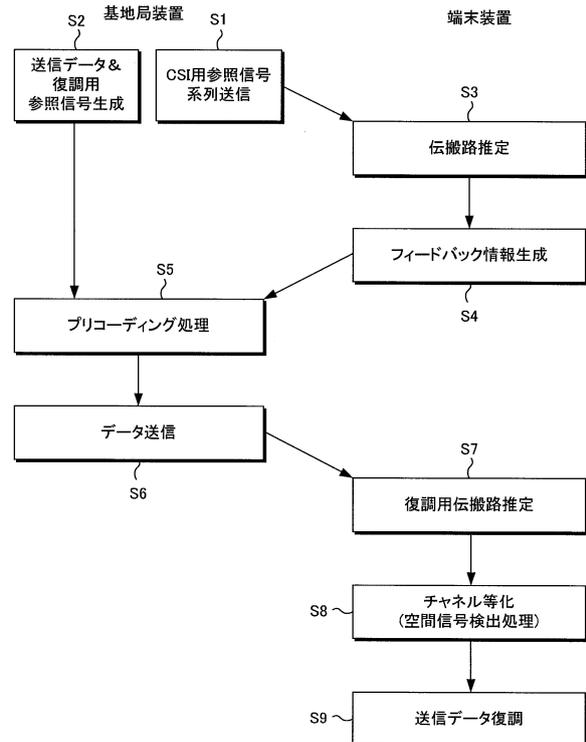
【図8】



【図9】



【図10】



---

フロントページの続き

- (72)発明者 ルイズ デルガド アルバロ  
大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号 シャープ株式会社内
- (72)発明者 窪田 稔  
大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号 シャープ株式会社内

審査官 岡 裕之

- (56)参考文献 国際公開第2012/060177(WO, A1)
- 山岸 誠也 他, 非線形多重DMRSを用いるTHP MU-MIMO, 2011年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会講演論文集1, 2011年 8月30日, p.416, B-5-37
- P. Ubaidulla et al., Robust THP Transceiver Designs for Multiuser MIMO Downlink, Wireless Communications and Networking Conference, 2009. WCNC 2009. IEEE, 2009年 4月8日
- WOASIS, MU-MIMO Scheme Based on Nonlinear Precoding, 3GPP TSG-RAN WG1#59b R1-100467, 2010年 1月22日
- Tsuguhide Aoki et al., Further Study on Non-linear Precoding with Guaranteed Gain over Linear Precoding, IEEE S802.16m-08/925, 2008年 9月15日
- 高田 雅人 他, Vector perturbationを用いる下りリンクMU-MIMOにおける摂動ベクトル探索技術に関する検討, 電子情報通信学会技術研究報告, 2013年 2月20日, Vol.112, No.443, pp.31-36, RCS2012-289

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- H04J 99/00
- H04B 7/04
- IEEE Xplore
- CiNii