

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5687524号
(P5687524)

(45) 発行日 平成27年3月18日 (2015. 3. 18)

(24) 登録日 平成27年1月30日 (2015. 1. 30)

(51) Int. Cl.

F I

H O 4 J 99/00 (2009. 01)

H O 4 J 15/00

H O 4 J 11/00 (2006. 01)

H O 4 J 11/00

Z

H O 4 W 16/28 (2009. 01)

H O 4 W 16/28

H O 4 W 28/18 (2009. 01)

H O 4 W 28/18

H O 4 W 88/02 (2009. 01)

H O 4 W 88/02

請求項の数 5 (全 31 頁)

(21) 出願番号 特願2011-43755 (P2011-43755)
 (22) 出願日 平成23年3月1日 (2011. 3. 1)
 (65) 公開番号 特開2012-182627 (P2012-182627A)
 (43) 公開日 平成24年9月20日 (2012. 9. 20)
 審査請求日 平成26年2月27日 (2014. 2. 27)

(73) 特許権者 000005049
 シャープ株式会社
 大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号
 (74) 代理人 100091096
 弁理士 平木 祐輔
 (74) 代理人 100102576
 弁理士 渡辺 敏章
 (74) 代理人 100108394
 弁理士 今村 健一
 (72) 発明者 中野 博史
 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 留場 宏道
 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

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 送信装置、受信装置、通信システム、通信方法、および集積回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数の受信装置に対して同一時刻・同一周波数でデータ信号を送信する送信装置であって、

第1の受信装置宛の復調用参照信号と、前記第1の受信装置とは異なる第2の受信装置宛の復調用参照信号とを、同一時刻・同一周波数で送信する送信部と、

前記復調用参照信号に対して、非線形プレコーディングを施す非線形プレコーディング部と、

前記非線形プレコーディングが施された前記復調用参照信号に対して、更に摂動ベクトルを加算するDMRS補正部と、を有し、

前記非線形プレコーディング部は、電力の正規化も含めて前記データ信号と同じ非線形プレコーディングを前記復調用参照信号に対しても施し、

前記DMRS補正部は、

前記復調用参照信号に2次元ユークリッド互除法を適用し、既約ベクトルを算出する2次元ユークリッド互除法部と、

前記2次元ユークリッド互除法部が算出する既約ベクトルと前記復調用参照信号の信号候補点を比較する既約ベクトル確認部と、

前記既約ベクトルが前記復調用参照信号の信号候補点の少なくとも1つと一致するように、前記復調用参照信号の少なくとも1つに対して、更に摂動ベクトルを加算する摂動ベクトル加算部と、を有し、

前記２次元ユークリッド互除法部は、第１の前記復調用参照信号に対して、第２の前記復調用参照信号、第２の前記復調用参照信号の位相を９０度回転させた信号、第２の前記復調用参照信号の位相を１８０度回転させた信号、および第２の前記復調用参照信号の位相を２７０度回転させた信号を加算する差分ベクトル算出部を有することを特徴とする送信装置。

【請求項２】

復調用参照信号にあらかじめ決めた所定の幅の整数倍の信号を加算する摂動ベクトル加算部と、

前記信号を加算した復調用参照信号を用いて伝搬路推定する仮伝搬路推定部と、

複数の異なる前記信号を選択する摂動ベクトル候補選択部と、

前記信号それぞれを用いて前記仮伝搬路推定部で伝搬路推定した伝搬路推定結果に基づいて、１つの前記信号を選択する摂動ベクトル推定部と、

複数の異なる前記信号に対応する前記伝搬路推定結果それぞれに基づいてデータ信号を軟推定して対数尤度比をそれぞれ算出する復調部と、

前記対数尤度比それぞれの分散を算出する摂動ベクトル評価値算出部と、を有し、

前記摂動ベクトル推定部は、前記分散のうち最も大きいものに対応する前記信号を選択することを特徴とする受信装置。

【請求項３】

複数の前記復調用参照信号に対して２次元ユークリッドの互除法を適用し、既約ベクトルを算出する２次元ユークリッドの互除法部を有することを特徴とする請求項２に記載の受信装置

【請求項４】

前記既約ベクトルを用いて伝搬路の複素利得を算出する複素利得算出部を有する請求項３に記載の受信装置。

【請求項５】

復調用参照信号にあらかじめ決めた所定の幅の整数倍の信号を加算するステップと、

前記信号を加算した復調用参照信号を用いて仮伝搬路推定するステップと、

前記信号それぞれを用いて前記仮伝搬路推定ステップで伝搬路推定した伝搬路推定結果に基づいて、１つの前記信号を選択するステップと、

複数の異なる前記信号に対応する前記伝搬路推定結果それぞれに基づいてデータ信号を軟推定して対数尤度比をそれぞれ算出するステップと、

前記対数尤度比それぞれの分散を算出するステップと、を有し、

前記１つの前記信号を選択するステップは、前記分散のうち最も大きいものに対応する前記信号を選択することであることを特徴とする受信方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

本発明は、送信装置、受信装置、通信システム、通信方法、および集積回路に関する。

【背景技術】

【０００２】

< MIMO >

近年、無線データ通信の高速化を限られた周波数帯域で実現するため、周波数利用効率向上のための研究が多くなされてきた。その中でも、複数のアンテナを同時に利用することにより、単位周波数当たりの伝送容量を増やすMIMO (Multi-Input Multi-Output; 多入力多出力) 技術は注目されている。

【０００３】

< LP MU-MIMO >

MIMOには、基地局装置 (Base Station: BS) が１つの端末装置 (Mobile Station: MS) に同一時刻・同一周波数で複数の信号を送信する

10

20

30

40

50

Single - User MIMO (SU - MIMO) と、異なる端末装置に同一時刻・同一周波数で信号を送信する Multi - User MIMO (MU - MIMO) がある。

【0004】

SU - MIMO は、端末装置が持つアンテナ数より多くのストリームを多重できないため、最大ストリーム数は端末装置の物理的なアンテナ数により制限される。一方で、基地局装置は端末装置よりも多くのアンテナを持つことができるため、基地局装置の余ったアンテナを最大限活かすためには、MU - MIMO も必須となる。既に LTE (Long Term Evolution) や LTE - Advanced では、線形プレコーディング (Linear Precoding: LP) を用いたダウンリンク (Downlink: DL) MU - MIMO が仕様化されている (下記非特許文献 1 参照)。

10

【0005】

<NLP MU - MIMO>

しかし、LP を用いた MU - MIMO (LP MU - MIMO) は、基地局装置が線形フィルタを乗算することで、送信信号を直交させて、端末装置間の干渉 (Multi - User Interference: MUI) を除去しなければならず、空間多重できる端末装置の組み合わせの柔軟性が低下してしまう。

【0006】

一方で、空間多重を実現する別の方法として、非線形プレコーディング (Nonlinear Precoding: NLP) MU - MIMO が提案されている。NLP MU - MIMO において、端末装置は、受信信号を同相成分 (In - phase channel: I - ch) と直交成分 (Quadrature channel: Q - ch) の方向に、一定の幅 (Modulo 幅) の整数倍だけ平行移動した点を同一の点とみなす Modulo 演算を行う。これにより、基地局装置は、Modulo 幅の任意の整数倍の信号 (摂動ベクトル) を変調信号に加算可能となり、摂動ベクトルを適切に選択して各端末装置宛の信号に加算して送信電力を低減する (下記非特許文献 2 参照)。

20

【0007】

<VP MU - MIMO>

端末装置が受信信号に対して Modulo 演算を施すことによって、基地局装置は、各変調信号に対して Modulo 幅の任意の整数倍の信号を加算する自由度を得る。この加算可能な信号を摂動ベクトル (Perturbation Vector) と呼ぶ。そして、この摂動ベクトルのうち最も電力効率を改善するものを、空間多重する全ての端末装置の伝搬路状態を考慮して、全探索する方法が VP (Vector Perturbation) MU - MIMO 方式である。VP MU - MIMO は基地局装置の演算量が大いものの、フル送信ダイバーシチ利得を得ることができ、非常に良好な特性を示す NLP MU - MIMO 方式である (下記非特許文献 2 参照)。

30

【0008】

<THP MU - MIMO>

VP MU - MIMO と異なり、各端末装置が受けるユーザ間干渉を考慮して、逐次的に各端末装置宛の信号に加算する摂動ベクトルを算出する方法を THP (Tomson - Harashima precoding) MU - MIMO と呼ぶ。THP MU - MIMO は、基地局装置の送信処理の複雑度が低いものの、全端末装置でフル送信ダイバーシチを得ることができない (下記非特許文献 3 参照)。

40

【0009】

<LR - THP>

また、THP MU - MIMO に、格子基底縮小 (Lattice Reduction: LR) という処理を加えることで、VP MU - MIMO より少ない演算量でフル送信ダイバーシチ利得を得ることができる方法が LR - THP である (下記非特許文献 3 参照)。

【0010】

50

< D M R S >

N L P MU - M I M O システムにおいては、基地局装置が、D M R S (D e M o d u l a t i o n R e f e r e n c e S i g n a l : 復調用参照信号) を各端末装置に対して送信する必要がある。しかし、基地局装置がデータ信号と同じ非線形プレコーディングをD M R S に施して送信しても、端末装置は、伝搬路推定することができないという問題がある。

【 0 0 1 1 】

D M R S は、基地局装置が、N L P MU - M I M O によってプレコーディングを施したデータ信号の振幅と位相を予め各端末装置に通知するための信号である。D M R S に非線形プレコーディングを施したとすると基地局装置は、D M R S に対して摂動ベクトルを加算して(またはM o d u l o 演算を施して)から送信するため、端末装置においてもD M R S に対してM o d u l o 演算を施す必要がある。そのため、端末装置は、M o d u l o 演算に必要なM o d u l o 幅をあらかじめ知っておく必要がある。M o d u l o 幅は、受信信号における変調信号の振幅に比例するため、端末装置は、非線形プレコーディング後のデータ信号の受信ゲイン(伝搬路の複素複素利得)を知る必要がある。しかし、端末装置は、D M R S を用いて伝搬路推定をしなければ、受信ゲイン(伝搬路の複素複素利得)を知ることができない。つまり、端末装置は、「D M R S から伝搬路推定しなければ受信ゲイン(伝搬路の複素複素利得)が得られないが、その受信ゲインを知らなければ、D M R S を伝搬路推定できない。」という状態となるため、上記問題が起こる。

【 0 0 1 2 】

そこで、特許文献1に記載の技術では、直交した無線リソース(時間方向および周波数方向に分割した領域であって、異なるデータ信号や参照信号を割り当てても互いに干渉しない領域)で、各端末装置にD M R S を送信する。この場合、端末装置は、D M R S にM o d u l o 演算を施す必要が無い場合、受信ゲインを得ることが出来る。

【先行技術文献】

【特許文献】

【 0 0 1 3 】

【特許文献1】特開2009-182894号公報

【非特許文献】

【 0 0 1 4 】

【非特許文献1】3 G P P T e c h n i c a l S p e c i f i c a t i o n 3 6 . 2 1 1 v 8 . 9 . 0

【非特許文献2】B . M . H o c h w a l d , C . B . P e e l , A . L . S w i n d l e h u r s t , “ A V e c t o r - P e r t u r b a t i o n T e c h n i q u e f o r N e a r - C a p a c i t y M U M I M O P a r t I I P e r t u r b a t i o n , ” I E E E T R A N S A C T I O N S O N C O M M U N I C A T I O N S , V O L . 5 3 , N O . 3 , M A R C H 2 0 0 5

【非特許文献3】F . L i u , L . J i a n g , C . H e , “ L o w c o m p l e x i t y l a t t i c e r e d u c t i o n a i d e d M M S E p r e c o d i n g d e s i g n f o r M I M O s y s t e m s , ” P r o c e e d i n g s o f I C C 2 0 0 7 , p p . 2 5 9 8 - 2 6 0 3 , J u n e 2 0 0 7 .

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 5 】

しかしながら、上記特許文献1に示したように、直交した無線リソースに各端末装置宛のD M R S を配置する方法は、D M R S 専用の無線リソースが端末装置数分だけ必要であるため、D M R S 挿入によるオーバーヘッドの増加が大きくなるという問題があった。

【 0 0 1 6 】

本発明は、係る事情に鑑みてなされたものであり、N L P MU - M I M O システムにおいてD M R S を空間多重してD M R S 挿入によるオーバーヘッドの増加を最小限に抑え

10

20

30

40

50

ながら、端末装置において正常にデータ信号の振幅および位相（複素利得・受信ゲイン）を推定できる技術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】

【0017】

本発明の一観点によれば、複数の受信装置に対して同一時刻・同一周波数でデータ信号を送信する送信装置であって、第1の受信装置宛の復調用参照信号と、前記第1の受信装置とは異なる第2の受信装置宛の復調用参照信号とを、同一時刻・同一周波数で送信する送信部、を有することを特徴とする送信装置が提供される。

【0018】

送信装置において、空間多重された復調用参照信号（DMRS）は、一つの無線リソースで全移動局装置に対して復調用参照信号を送信できるので、データ信号を配置するための無線リソースを十分確保しながら、複数の復調用参照信号を全移動局装置に送信することができる。また各移動局装置（下記受信装置）は、複数の復調用参照信号を用いて伝搬路推定することができる。そのため本発明を用いれば復調用参照信号の挿入損を大きく低減できる。

【0019】

前記復調用参照信号に対して、あらかじめ決めた所定の信号の整数倍の信号を加算する非線形プレコーディング部を有することが好ましい。また、前記復調用参照信号に対して、非線形プレコーディングを施す非線形プレコーディング部を有するようにしても良い。

【0020】

前記送信部は、同一時刻・同一周波数で複数のデータ信号を送信し、前記非線形プレコーディング部は、前記復調用参照信号を、前記データ信号と同じ非線形プレコーディング処理することが好ましい。これにより、データ信号と全く同じフィルタを用いて同じ原理で非線形プレコーディングを行うことができる。

【0021】

また、復調用参照信号を補正するDMRS補正部を有するようにしても良い。前記DMRS補正部は、前記復調用参照信号に2次元ユークリッド互除法を適用する2次元ユークリッド互除法部を有することが好ましい。また、前記2次元ユークリッド互除法部は、第1の前記復調用参照信号から、第2の前記復調用参照信号、第2の前記復調用参照信号の位相を90度回転させた信号、第2の前記復調用参照信号の位相を180度回転させた信号、および第2の前記復調用参照信号の位相を270度回転させた信号を減算して、差分ベクトル算出部を有するようにすると良い。

【0022】

また、本発明は、復調用参照信号にあらかじめ決めた所定の幅の整数倍の信号を加算する摂動ベクトル加算部を有することを特徴とする受信装置である。前記信号を加算した復調用参照信号を用いて伝搬路推定する仮伝搬路推定部を有することが好ましい。複数の異なる前記信号を選択する摂動ベクトル候補選択部と、前記信号それぞれを用いて前記仮伝搬路推定部で伝搬路推定した伝搬路推定結果に基づいて、1つの前記信号を選択する摂動ベクトル推定部を有するようにすると良い。また、複数の異なる前記信号に対応する前記伝搬路推定結果それぞれに基づいてデータ信号を軟推定して対数尤度比をそれぞれ算出する復調部と、前記対数尤度比それぞれの分散を算出する摂動ベクトル評価値算出部と、を有し、前記摂動ベクトル推定部は、前記分散のうち最も大きいものに対応する前記信号を選択することが好ましい。複数の前記復調用参照信号に対して2次元ユークリッドの互除法を適用し、既約ベクトルを算出する2次元ユークリッドの互除法部を有することが好ましい。前記既約ベクトルを用いて伝搬路の複素利得を算出する複素利得算出部を有することが好ましい。

【0023】

また、本発明は、復調用参照信号に対して、あらかじめ決めた所定の信号の整数倍の信号を加算する非線形プレコーディング部と、復調用参照信号と他の信号を、同一時刻・同一周波数で送信する送信部とを有する送信装置と、復調用参照信号にあらかじめ決めた所

10

20

30

40

50

定の幅の整数倍の信号を加算する摂動ベクトル加算部を有する受信装置と、を有することを特徴とする通信システムである。

【0024】

また、本発明は、復調用参照信号に対して、あらかじめ決めた所定の信号の整数倍の信号を加算するステップと、復調用参照信号と他の信号を、同一時刻・同一周波数で送信するステップを有する送信方法と、復調用参照信号にあらかじめ決めた所定の幅の整数倍の信号を加算するステップを有する受信方法と、を有することを特徴とする通信方法である。

【0025】

また、本発明は、復調用参照信号に対して、あらかじめ決めた所定の信号の整数倍の信号を加算する非線形プレコーディング部と、復調用参照信号と他の信号を、同一時刻・同一周波数で送信するステップを有する送信部と、を有することを特徴とする集積回路である。

10

【0026】

また、本発明は、復調用参照信号にあらかじめ決めた所定の幅の整数倍の信号を加算する摂動ベクトル加算部を有することを特徴とする集積回路である。

【0027】

まあ、本発明は、上記に記載の通信方法を、コンテンツに実行させるためのプログラムであっても良く、当該プログラムを記録するコンピュータ読み取り可能な記録媒体であっても良い。

20

【図面の簡単な説明】

【0028】

【図1】本発明の第1の実施形態に係る通信システムの一構成例を示す概念図である。

【図2】本実施形態に係る通信システムの動作の一例を示すシーケンス図である。

【図3】本実施形態に係る基地局装置の概略構成例を示す機能ブロック図である。

【図4】本実施形態に係る固有信号の構成の一例を示す概略図である。

【図5A】本実施形態に係るフレームの構成の一例を示す概略図である。

【図5B】第1から第Nまでの各アンテナa101-nで送信するフレームの第1の構成例を示す図である。

【図5C】第1から第Nまでの各アンテナa101-nで送信するフレームの第2の構成例を示す図である。

30

【図6】本実施形態に係る端末装置の一構成例を示す機能ブロック図である。

【図7】DMRS伝搬路推定部の詳細な構成を示す機能ブロック図である。

【図8】2つのDMRS(DMRS1およびDMRS2と呼ぶ。)の位置の一例を信号点平面上に示す図である。

【図9】既約ベクトルが、QPSKの信号点と一致しない位置の一例を信号点平面上に示す図である。

【図10】2次元ユークリッドの互除法部の一構成例を示す図である。

【図11】DMRS補正部の一構成例を示す図である。

【図12】DMRS伝搬路推定部(a)と、複素利得算出部(b)、とを示す図である。

40

【図13】非線形プレコーディング部の一構成例を示す図である。

【図14】非線形プレコーディング部の動作を示すフローチャート図である。

【図15】本発明の第2の実施の形態による基地局装置の概略構成例を示す機能ブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0029】

以下、本発明を実施するための形態について、図面を参照しながら詳細に説明する。

【0030】

(第1の実施形態： 対数尤度比の分散ベース)

<通信システム1について>

50

図 1 は、本発明の第 1 の実施形態に係る通信システム 1 の一構成例を示す概念図である。通信システム 1 は、基地局装置 A 1、および、第 1 から第 N までの端末装置 B 1 1 ~ B 1 N を具備する（図 1 は、基地局装置 A 1 が、第 1 から第 4 までの端末装置 B 1 1、B 1 2、B 1 3、および B 1 4 を選択した場合の一例（N = 4）を示す図である。）。

【0031】

基地局装置 A 1 は、共通参照信号（Common Reference Signal：CRS）を送信する。なお、CRS は、基地局装置 A 1 と第 1 から第 4 までの端末装置 B 1 1 ~ B 1 4 とが、その基準信号を予め記憶する信号である。第 1 から第 4 までの端末装置 B 1 1 ~ B 1 4 各々は、基地局装置 A 1 が送信した CRS に基づいて伝搬路状態を推定し、推定した伝搬路状態に基づいて伝搬路状態情報を、基地局装置 A 1 に通知する。

10

【0032】

基地局装置 A 1 は、第 1 から第 4 までの端末装置 B 1 1 ~ B 1 4 に対して、DMRS およびデータ信号を送信する。ここで、基地局装置 A 1 は、DMRS およびデータ信号に対して、プレコーディングを施し、乗算後の DMRS およびデータ信号を送信する。

【0033】

多重された第 1 から第 4 までの端末装置 B 1 1 ~ B 1 4 は、基地局装置 A 1 から受信した DMRS に基づいて、プレコーディング処理を伝搬路の一部とみなした等価伝搬路（以下、単に等価伝搬路と称する。）の伝搬路状態を推定し、推定した等価伝搬路の伝搬路状態を示す等価伝搬路状態情報に基づいてデータ信号を取得する。

【0034】

20

図 2 は、本実施形態に係る通信システム 1 の動作の一例を示すシーケンス図である。この図は、図 1 の場合の通信システム 1 の動作の例を示す図である。

【0035】

（ステップ S 1 0 1） 基地局装置 A 1 は、第 1 から第 4 までの端末装置 B 1 1 ~ B 1 4 に、CRS を送信する。その後、ステップ S 1 0 2 に進む。

（ステップ S 1 0 2） 第 1 から第 4 までの端末装置 B 1 1 ~ B 1 4 は、ステップ S 1 0 1 で送信された CRS に基づいて伝搬路状態を推定する。その後、ステップ S 1 0 3 に進む。

（ステップ S 1 0 3） 第 1 から第 4 までの端末装置 B 1 1 ~ B 1 4 は、ステップ S 1 0 2 で推定した伝搬路状態に基づいて伝搬路状態情報を算出する。その後、ステップ S 1 0 4 に進む。

30

（ステップ S 1 0 4） 第 1 から第 4 までの端末装置 B 1 1 ~ B 1 4 は、ステップ S 1 0 3 で算出した伝搬路状態情報を、基地局装置 A 1 へ通知する。その後、ステップ S 1 0 5 に進む。

【0036】

（ステップ S 1 0 5） 基地局装置 A 1 は、ステップ S 1 0 4 で通知された伝搬路状態情報に基づいて、非線形プレコーディングに用いるフィルタを算出する。基地局装置 A 1 は、生成した DMRS およびデータ信号に対して、当該フィルタを用いて非線形プレコーディングを行い、DMRS およびデータ信号を生成する。その後、ステップ S 1 0 6 に進む。

40

（ステップ S 1 0 6） 基地局装置 A 1 は、ステップ S 1 0 5 で生成した DMRS の信号を、第 1 から第 4 までの端末装置 B 1 1、B 1 2、B 1 3、および B 1 4 へ送信する。その後、ステップ S 1 0 7 に進む。

（ステップ S 1 0 7） 第 1 から第 4 までの端末装置 B 1 1 ~ B 1 4 は、ステップ S 1 0 6 で送信された DMRS の信号に基づいて、等価伝搬路の伝搬路状態を推定する。その後、ステップ S 1 0 8 に進む。

（ステップ S 1 0 8） 基地局装置 A 1 は、ステップ S 1 0 5 で生成したデータ信号を、各端末装置 B 1 1 ~ B 1 4 へ送信する。その後、ステップ S 1 0 9 に進む。

（ステップ S 1 0 9） 第 1 から第 4 までの端末装置 B 1 1 ~ B 1 4 は、ステップ S 1 0 8 で推定した等価伝搬路の伝搬路状態を示す等価伝搬路状態情報に基づいて、データ信号

50

を検出して取得する。

【0037】

以下、図1・2では端末装置B11～B14まで4個多重したが、以降N個の第1から第Nまでの端末装置B11～B1Nを多重するとする。また、端末装置B11～B1Nを総称して端末装置B1nと呼ぶ。

【0038】

<基地局装置A1について>

図3は、本実施形態に係る基地局装置A1の概略構成例を示す機能ブロック図である。この図において、基地局装置A1は、第1から第Nまでのアンテナa101-1～a101-N、第1から第Nまでの受信部a102-1～a102-N、第1から第NまでのGI(Guard Interval; ガードインターバル)除去部a103-1～a103-N、第1から第NまでのFFT(Fast Fourier Transform; 高速フーリエ変換)部a104-1～a104-N、伝搬路状態情報取得部a105、フィルタ算出部a11、第1から第Nまでの符号部a121-1～a121-N、第1から第Nまでの変調部a122-1～a122-N、DMRS生成部a124、固有信号構成部a125、非線形プレコーディング部a13、CRS生成部a141、フレーム構成部a142、第1から第NまでのIFFT(Inverse Fast Fourier Transform; 逆高速フーリエ変換)部a143-1～a143-N、第1から第NまでのGI挿入部a144-1～a144-N、および、第1から第Nまでの送信部a145-1～a145-Nを含んで構成される。

【0039】

なお、図3の基地局装置A1は、N本のアンテナa101-1～a101-Nを備え、N個の端末装置を多重する場合の基地局装置である(例えば、図1、2の例では、N=4)。また、図3の基地局装置A1では、一例として上りリンクおよび下りリンクともに直交周波数分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM)方式を用いる場合について説明するが、本発明はこれに限らず、基地局装置A1は、上りリンクおよび下りリンクの一方又は両方で、時間分割多重(Time Division Multiplexing: TDM)方式や周波数分割多重(Frequency Division Multiplexing: FDM)方式を用いてもよい。

【0040】

第1から第Nまでの受信部a102-n(n=1、2、・・・、N)は、第1から第Nまでのアンテナa101-nを介して、各端末装置B1nから送信された信号(搬送波周波数の信号)を受信する。この信号には、伝搬路状態情報が含まれる。第1から第Nまでの受信部a102-nは、受信した信号をダウンコンバージョンし、A/D(アナログ/デジタル)変換することで、ベースバンドのデジタル信号を生成する。第1から第Nまでの受信部a102-nは、生成したデジタル信号を第1から第NまでのGI除去部a103-nに出力する。

【0041】

第1から第NまでのGI除去部a103-nは、第1から第Nまでの受信部a102-nから入力されたデジタル信号からGIを除去し、除去後の信号を第1から第NまでのFFT部a104-nに出力する。

【0042】

第1から第NまでのFFT部a104-nは、第1から第NまでのGI除去部a103-nから入力された信号に対して、FFTを行うことで、周波数領域の信号を生成する。第1から第NまでのFFT部a104-nは、生成した周波数領域の信号を伝搬路状態情報取得部a105に出力する。

【0043】

伝搬路状態情報取得部a105は、第1から第NまでのFFT部a104-nから入力された信号を復調し、復調した情報から伝搬路状態情報を抽出する。伝搬路状態情報取得

10

20

30

40

50

部 a 1 0 5 は、抽出した伝搬路状態情報をフィルタ算出部 a 1 1 に出力する。なお、第 1 から第 N までの F F T 部 a 1 0 4 - n が出力する信号のうち伝搬路状態情報の信号以外の信号は、制御部（図示せず）で復調される。復調された情報のうち制御情報は基地局装置 A 1 の制御に用いられ、また、制御情報以外のデータは他の基地局装置やサーバ装置等へ送信される。

【 0 0 4 4 】

フィルタ算出部 a 1 1 は、伝搬路状態情報取得部 a 1 0 5 から入力された伝搬路状態情報に基づいて、非線形プレコーディングに用いるフィルタを算出する。フィルタ算出部 a 1 1 が行うフィルタ算出処理の詳細については、後述する。フィルタ算出部 a 1 1 は、算出したフィルタを非線形プレコーディング部 a 1 3 に入力する。

10

【 0 0 4 5 】

第 1 から第 N までの符号部 a 1 2 1 - n には、各端末装置 B 1 n 宛（例えば、図 1、2 の例では、N = 4）の情報ビット（データ）が入力される。第 1 から第 N までの符号部 a 1 2 1 - n は、入力された情報ビットを誤り訂正符号化し、符号化後の符号化ビットを第 1 から第 N までの変調部 a 1 2 2 - n に出力する。

【 0 0 4 6 】

第 1 から第 N までの変調部 a 1 2 2 - n は、第 1 から第 N までの符号部 a 1 2 1 - n から入力された符号化ビットを変調することで、端末装置 B 1 n 宛のデータ信号を生成する。第 1 から第 N までの変調部 a 1 2 2 - n は、生成したデータ信号を固有信号構成部 a 1 2 5 に出力する。なお、基地局装置 A 1 は、伝搬路状態情報に基づいて第 1 から第 N までの変調部 a 1 2 2 - n で用いる変調方式を決定し、決定した変調方式を示す変調情報を、変調部 a 1 2 2 - n に出力し、基地局装置 A 1 から第 1 から第 N までの端末装置 B 1 n へ通知する。

20

【 0 0 4 7 】

D M R S 生成部 a 1 2 4 は、第 1 から第 N までの各端末装置 B 1 n 宛の D M R S を生成する。D M R S 生成部 a 1 2 4 は、生成した D M R S を、固有信号構成部 a 1 2 5 に出力する。

【 0 0 4 8 】

固有信号構成部 a 1 2 5 は、第 1 から第 N までの各変調部 a 1 2 2 - n から入力された第 1 から第 N までの端末装置 B 1 n 宛のデータ信号と D M R S 生成部 a 1 2 4 から入力された第 1 から第 N までの端末装置 B 1 n 宛の D M R S とを関係付ける。固有信号構成部 a 1 2 5 が関係付けた第 1 から第 N までの端末装置 B 1 n 宛の情報各々を、第 1 から第 N までの端末装置 B 1 n の固有信号という。固有信号構成部 a 1 2 5 は、関係付けることで生成した第 1 から第 N までの端末装置 B 1 n の固有信号各々を、非線形プレコーディング部 a 1 3 に出力する。

30

【 0 0 4 9 】

非線形プレコーディング部 a 1 3 は、固有信号構成部 a 1 2 5 から入力された第 1 から第 N までの端末装置 B 1 n の固有信号（データ信号および D M R S）に対して非線形プレコーディングを行う。非線形プレコーディング部 a 1 3 が行う非線形プレコーディングの詳細については、後述する。非線形プレコーディング部 a 1 3 は、非線形プレコーディングを行った固有信号を、フレーム構成部 a 1 4 2 に出力する。

40

【 0 0 5 0 】

C R S 生成部 a 1 4 1 は、基地局装置 A 1 と第 1 から第 N までの端末装置 B 1 n で既知の基準信号を有する C R S を生成し、生成した C R S をフレーム構成部 a 1 4 2 に出力する。

【 0 0 5 1 】

フレーム構成部 a 1 4 2 は、非線形プレコーディング部 a 1 3 から入力された固有信号、および、C R S 生成部 a 1 4 1 から入力された C R S をマッピングする。なお、フレーム構成部 a 1 4 2 は、固有信号と C R S とを別のフレームにマッピングしてもよいし、同じフレームにマッピングしてもよい。例えば、C R S のみのあるフレームにマッピングし

50

、C R Sおよび固有信号を他のフレームにマッピングしてもよい。なお、基地局装置 A 1 は、あらかじめ決められたマッピングに従ってC R Sと固有信号をフレームにマッピングし、第 1 から第 N までの端末装置 B 1 n は、マッピングをあらかじめ把握しているものとする。

【 0 0 5 2 】

フレーム構成部 a 1 4 2 は、マッピング後の信号のうちアンテナ a 1 0 1 - n で送信する信号を、第 1 から第 N までの I F F T 部 a 1 4 3 - n に、フレーム単位で出力する。

【 0 0 5 3 】

第 1 から第 N までの I F F T 部 a 1 4 3 - n は、フレーム構成部 a 1 4 2 から入力された信号に対して、I F F T を行うことで、時間領域の信号を生成する。第 1 から第 N までの I F F T 部 a 1 4 3 - n は、生成した時間領域の信号を第 1 から第 N までの G I 挿入部 a 1 4 4 - n に出力する。

10

【 0 0 5 4 】

第 1 から第 N までの G I 挿入部 a 1 4 4 - n は、第 1 から第 N までの I F F T 部 a 1 4 3 - n から入力された信号に対して、ガードインターバルを付与し、付与後の信号を第 1 から第 N までの送信部 a 1 4 5 - n に出力する。

【 0 0 5 5 】

第 1 から第 N までの送信部 a 1 4 5 - n は、第 1 から第 N までの G I 挿入部 a 1 4 4 - n から入力された信号（ベースバンドのデジタル信号）を D / A （デジタル / アナログ）変換する。第 1 から第 N までの送信部 a 1 4 5 - n は、変換後の信号をアップコンバージョンすることで搬送波周波数の信号を生成する。第 1 から第 N までの送信部 a 1 4 5 - n は、生成した信号を第 1 から第 N までのアンテナ a 1 0 1 - n を介して送信する。

20

【 0 0 5 6 】

図 4 は、本実施形態に係る固有信号の構成の一例を示す概略図である。この図において、横軸は時間を表す。この図は、固有信号構成部 a 1 2 5 が出力した固有信号を表す。また、この図は、同一の周波数で送信する、第 1 から第 N までの端末装置 B 1 n の固有信号の配置を時間軸を揃えて表したものである。

【 0 0 5 7 】

なお、図 4 では、第 1 から第 N までの端末装置 B 1 n 宛の D M R S を「D M R S - M S n」との表記で表している。この図は、固有信号が、第 1 から第 N までの端末装置 B 1 n 毎の信号であって D M R S とデータ信号とから構成されることを示す。例えば、符号 S 1 を付した信号は、端末装置 B 1 1 宛の D M R S （D M R S - M S 1 1）を示す。

30

【 0 0 5 8 】

図 4 は、第 1 から第 N までの端末装置 B 1 n 宛の D M R S 各々が、固有信号構成部 a 1 2 5 から全て同じ時間に出力されることを示す。また、この図は、第 1 から第 N までの各端末装置 B 1 n 宛のデータ信号も、固有信号構成部 a 1 2 5 から同じ時間に出力されることを示す。なお、上述のように、同時刻に割り当てられたデータ信号同士、D M R S 同士はともに非線形プレコーディング a 1 3 で空間多重され、基地局装置 A 1 から同一時刻・同一周波数（つまり同一 O F D M シンボルの同一サブキャリア）で送信される。また、図 4 は、D M R S とデータ信号とが、固有信号構成部 a 1 2 5 から異なる時間に出力されることを示す。例えば、第 1 から第 N までの端末装置 B 1 n 宛の D M R S は時間 t_1 と時間 t_2 に出力され、データ信号は $t_3 \sim t_L$ に出力される。

40

【 0 0 5 9 】

なお、図 4 における固有信号の構成は一例であり、本発明はこれに限られない。例えば、図 4 では、端末装置 B 1 n 宛の D M R S が出力された後（ t_3 以降）にデータ信号が出力されているが、固有信号構成部 a 1 2 5 は、データ信号を出力後に D M R S を出力してもよい。また、固有信号構成部 a 1 2 5 は、データ信号と D M R S を時間軸上で交互に出力してもよいし、その他の順序で出力してもよい。

【 0 0 6 0 】

また、図 5 A は、本実施形態に係るフレームの構成の一例を示す概略図である。この図

50

は、フレーム構成部 a 1 4 2 が信号をマッピングしたフレームの構成を示す。また、この図は、第 1 から第 N までの各アンテナ a 1 0 1 - n で送信するフレームの構成を、時間軸を揃えて表したものである。

【 0 0 6 1 】

なお、図 5 A では、第 1 から第 N までのアンテナ a 1 0 1 - n から送信する C R S を「C R S - T x n」との表記で表している。この図は、第 1 から第 N までのアンテナ a 1 0 1 - n 毎のフレーム各々が、C R S と固有信号（データ信号と D M R S から構成される非線形プレコーディング後の固有信号）とから構成されることを示す。例えば、符号 S 2 1 を付した信号は、アンテナ a 1 0 1 - 1 で送信する C R S（C R S - T x 1）を示す。また、符号 S 2 2 を付した信号は、アンテナ a 1 0 1 - 1 で送信する固有信号であって、非

10

【 0 0 6 2 】

図 5 A は、アンテナ a 1 0 1 - n で送信する C R S 各々が、フレーム構成部 a 1 4 2 で互いに異なる時間帯域に配置され、基地局装置 A 1 から送信されることを示す。例えば、アンテナ a 1 0 1 - 1 で送信される C R S は時間 t_1 に送信され、アンテナ a 1 0 1 - 2 で送信される C R S は時間 t_2 に送信される。

【 0 0 6 3 】

また、図 5 A は、C R S と固有信号とが、フレーム構成部 a 1 4 2 で異なる時間帯域に配置されることを示す。例えば、アンテナ a 1 0 1 - n で送信する C R S は時間 $t_1 \sim t_N$ に送信される時間帯域に配置され、固有信号は t_{N+1} 以降の帯域に配置される。また、この図は、第 1 から第 N までのアンテナ a 1 0 1 - n で送信する固有信号が、全てフレーム構成部 a 1 4 2 で同じ時間帯域に配置されることを示す。

20

【 0 0 6 4 】

なお、図 5 A におけるフレームの構成は一例であり、本発明はこれに限られない。例えば、図 5 A では、アンテナ a 1 0 1 - n で送信する C R S の全てが先の時間帯域（ t_{N+1} より前）に配置され、後の時間帯域（ t_{N+1} 以降）に固有信号が配置されているが、フレーム構成部 a 1 4 2 は、固有信号を先の時間帯域に配置して C R S を後の時間帯域に配置してもよい。また、フレーム構成部 a 1 4 2 は、固有信号と C R S とを交互する時間帯域に配置してもよいし、他の順序で配置してもよい。例えば、フレーム構成部 a 1 4 2 は、アンテナ a 1 0 1 - 1 で送信する C R S を時間 t_{N+1} 以降の時間帯域に配置し、固有信号を時間 t_{N+1} より前の時間帯域に配置してもよい。なお、基地局装置 A 1 は、固有信号の送信を開始する前には、C R S のみを配置したフレームを送信する。

30

【 0 0 6 5 】

さらに図 5 B および図 5 C に、第 1 から第 N までの各アンテナ a 1 0 1 - n で送信するフレームの一構成例を示す。図 4 および図 5 A では、D M R S とデータ信号、または、C R S と固有信号（D M R S とデータ信号が含まれる。）を時間方向に並べた例を図示したが、図 5 B および図 5 C に示すように、時間方向（ t ）および周波数方向（ f ）の 2 次元マトリックス上に C R S、D M R S、およびデータ信号を配置してもよい。

【 0 0 6 6 】

< 端末装置 B 1 n について >

40

図 6 は、本実施形態に係る端末装置 B 1 n の一構成例を示す機能ブロック図である。この図において、端末装置 B 1 n は、アンテナ b 1 0 1、受信部 b 1 0 2、G I 除去部 b 1 0 3、F F T 部 b 1 0 4、信号分離部 b 1 0 5、C R S 用伝搬路推定部 b 1 0 7、D M R S 用伝搬路推定部 b 1 2、伝搬路補償部 b 1 0 6、M o d u l o 演算部 b 1 0 9、復調部 b 1 1 0、復号部 b 1 1 1、伝搬路状態情報生成部 b 1 0 8、I F F T 部 b 1 3 1、G I 挿入部 b 1 3 2、および、送信部 b 1 3 3 を含んで構成される。

【 0 0 6 7 】

受信部 b 1 0 2 は、アンテナ b 1 0 1 を介して、各端末装置 B 1 n から送信された信号（搬送波周波数の信号）を受信する。受信部 b 1 0 2 は、受信した信号をダウンコンバージョンし、A / D（アナログ / デジタル）変換することで、ベースバンドのデジタル信号

50

を生成する。受信部 b 1 0 2 は、生成したデジタル信号を G I 除去部 b 1 0 3 に出力する。

【 0 0 6 8 】

G I 除去部 b 1 0 3 は、受信部 b 1 0 2 から入力されたデジタル信号から G I を除去し、除去後の信号を F F T 部 b 1 0 4 に出力する。

【 0 0 6 9 】

F F T 部 b 1 0 4 は、G I 除去部 b 1 0 3 から入力された信号に対して、高速フーリエ変換を行うことで、周波数領域の信号を生成する。F F T 部 b 1 0 4 は、生成した周波数領域の信号を信号分離部 b 1 0 5 に出力する。

【 0 0 7 0 】

信号分離部 b 1 0 5 は、基地局装置 A 1 から通知されたマッピング情報に基づいて、F F T 部 b 1 0 4 から入力された信号をデマッピングする。信号分離部 b 1 0 5 は、デマッピングした信号のうち、C R S を C R S 用伝搬路推定部 b 1 0 7 に出力し、D M R S を D M R S 用伝搬路推定部 b 1 2 に出力する。信号分離部 b 1 0 5 は、データ信号を伝搬路補償部 b 1 0 6 に出力する。さらに信号分離部 b 1 0 5 は、データ信号を D M R S 用伝搬路推定部 b 1 2 に入力する。

【 0 0 7 1 】

C R S 用伝搬路推定部 b 1 0 7 は、信号分離部 b 1 0 5 から入力された C R S に基づいて伝搬路状態を推定し、推定した伝搬路状態を示す情報を伝搬路状態情報生成部 b 1 0 8 に出力する。

【 0 0 7 2 】

D M R S 用伝搬路推定部 b 1 2 は、信号分離部 b 1 0 5 から入力された D M R S に基づいて非線形プレコーディングに用いるフィルタを伝搬路の一部とみなした等価伝搬路の伝搬路状態を推定する。なお、D M R S 用伝搬路推定部 b 1 2 の詳細については後述する。D M R S 用伝搬路推定部 b 1 2 は、推定した等価伝搬路の伝搬路状態を示す等価伝搬路状態情報を伝搬路補償部 b 1 0 6 に出力する。伝搬路補償部 b 1 0 6 は、D M R S 用伝搬路推定部 b 1 2 から入力された等価伝搬路状態情報を用いて、信号分離部 b 1 0 5 から入力された信号に対して伝搬路補償を行う。伝搬路補償部 b 1 0 6 は、伝搬路補償後の信号を M o d u l o 演算部 b 1 0 9 に出力する。

【 0 0 7 3 】

M o d u l o 演算部 b 1 0 9 は、基地局装置 A 1 から通知された変調情報に基づいて、伝搬路補償部 b 1 0 6 から入力された信号に対して、M o d u l o 演算を行う。M o d u l o 演算は、下式で表すことができる。

$$\text{mod}(\quad) = -\text{floor}((\quad + \quad/2)/\quad) - i \times \text{floor}((\quad + \quad/2)/\quad) \quad (1 - 1)$$

【 0 0 7 4 】

ここで、式 (1 - 1) は信号 に M o d u l o 幅 の M o d u l o 演算を施した場合を示している。また、 $\text{floor}(x)$ は x を超えない最大の整数を示し、 i は虚数単位である。また、 \quad は M o d u l o 幅を表す。データ信号の変調方式が Q P S K ならば \quad は、Q P S K 信号の平均振幅の 2 2 倍、1 6 Q A M ならば 1 6 Q A M 信号の 8 / 1 0 倍、6 4 Q A M ならば 6 4 Q A M 信号の 1 6 / 4 2 倍にすることが望ましい。ただし、基地局装置と端末装置とで共通の値を用いれば M o d u l o 幅は他の値でもよい。

【 0 0 7 5 】

M o d u l o 演算部 b 1 0 9 は、M o d u l o 演算後の信号を復調部 b 1 1 0 に出力する。

復調部 b 1 1 0 は、基地局装置 A 1 から通知された変調情報が示す変調方式で、M o d u l o 演算部 b 1 0 9 から入力された信号を復調する。復調部 b 1 1 0 は、復調後の情報 (硬判定した符号化ビット又は符号化ビットの軟推定値) を復号部 b 1 1 1 に出力する。

【 0 0 7 6 】

復号部 b 1 1 1 は、復調部 b 1 1 0 から入力された情報を復号することで、情報ビットを取得し、取得した情報ビットを出力する。

【 0 0 7 7 】

伝搬路状態情報生成部 b 1 0 8 は、C R S 用伝搬路推定部 b 1 0 7 から入力された伝搬路状態から伝搬路状態情報を生成する（伝搬路状態情報生成処理という）。ここで、推定した伝搬路状態を行ベクトル $h_n = [h_{n1}, h_{n2}, \dots, h_{nN}]$ とおく。 $h_{n1}, h_{n2}, \dots, h_{nN}$ はそれぞれアンテナ a 1 0 1 - 1、アンテナ a 1 0 1 - 2、...、アンテナ a 1 0 1 - N と端末装置 B 1 n の間の伝搬路状態である。伝搬路状態情報生成部 b 1 0 8 は、必ずしも行ベクトル $|h_n|$ をそのまま伝搬路状態情報にして基地局装置 A 1 に通知する必要は無い。例えば、行ベクトルのノルム $|h_n|$ を、所定の数 C に正規化した行ベクトル $C \times h_n / |h_n|$ を伝搬路状態情報として、基地局装置 A 1 に通知しても良いし、あらかじめ決められた値に近似したものを伝搬路状態情報として基地局装置 A 1 に通知してもよい。

10

【 0 0 7 8 】

伝搬路状態情報生成部 b 1 0 8 は、生成した伝搬路状態情報を変調し、変調後の伝搬路状態情報の信号を I F F T 部 b 1 3 1 に出力する。

【 0 0 7 9 】

I F F T 部 b 1 3 1 は、伝搬路状態情報生成部 b 1 0 8 から入力された信号に対して、逆高速フーリエ変換を行うことで、時間領域の信号を生成する。I F F T 部 b 1 3 1 は、生成した時間領域の信号を G I 挿入部 b 1 3 2 に出力する。

【 0 0 8 0 】

G I 挿入部 b 1 3 2 は、I F F T 部 b 1 3 1 から入力された信号に対して、ガードインターバルを付与し、付与後の信号を送信部 b 1 3 3 に出力する。

20

【 0 0 8 1 】

送信部 b 1 3 3 は、G I 挿入部 b 1 3 2 から入力された信号（ベースバンドのデジタル信号）を D / A（デジタル / アナログ）変換する。送信部 b 1 3 3 は、変換後の信号をアップコンバージョンすることで搬送波周波数の信号を生成する。送信部 b 1 3 3 は、生成した信号を、アンテナ b 1 0 1 を介して送信する。

【 0 0 8 2 】

< フィルタ算出部 a 1 1 >

図 3 に示すフィルタ算出部 a 1 1 は、伝搬路状態情報取得部 a 1 0 5 から入力された伝搬路状態情報から伝搬路行列 H を構成する。H は、N 行 N 列の行列であり、p 行 q 列成分が、p 番目の端末装置 B 1 p と基地局装置の q 番目のアンテナ a 1 0 1 - q の間の伝搬路の複素利得を示す（ここで p と q は 1 から N までの任意の整数である。）。つまり、各端末装置 B 1 p から通知された伝搬路状態情報から取得した伝搬路状態が行ベクトルとなり、全端末装置に対応する行ベクトルを各行に持つ行列を生成することで伝搬路行列 H を生成できる。また端末装置 B 1 n で伝搬路状態情報のノルムが正規化されていても基地局装置 A 1 は、端末装置 B 1 n から通知された伝搬路状態情報をそのまま、つまり、正規化後の伝搬路状態を各行に用いて伝搬路行列 H を生成する。

30

【 0 0 8 3 】

フィルタ算出部 a 1 1 は、伝搬路行列 H の逆行列 $W (= H^{-1})$ を算出し、非線形プレコーディング部 a 1 3 に入力する。

40

【 0 0 8 4 】

< 非線形プレコーディング部 a 1 3 詳細 >

固有信号構成部 a 1 2 5 から入力された各固有信号を s_n とおき、全 $s_1 \sim s_N$ を各成分に持つ縦ベクトルを s とする。ここで固有信号とは、データ信号および D M R S 生成部 a 1 2 4 で生成された D M R S を示す。ここで D M R S 信号はデータ信号とは独立に値を決めることが出来るが、基地局装置と端末装置とで共通の値を用いる必要がある。例えば D M R S 信号が Q P S K 信号の 1 点に一致するとすれば、データ信号が 1 6 Q A M で変調されていても $\theta = 2 \pi$ とする。非線形プレコーディング部 a 1 3 は、フィルタ W を乗算後の送信信号のノルムが最小となるような N 次元整数縦ベクトル z_1 と z_2 の組み合わせを探索する。これを式で表すと以下ようになる。

50

$$(Z_1, Z_2) = \arg \min (z_1, z_2) |W(s + z_1 + i z_2)| \quad (1-2)$$

【0085】

右辺のノルム $|W(s + z_1 + i z_2)|$ を最小にする (z_1, z_2) の組み合わせを (Z_1, Z_2) とおく。 z_1 と z_2 の各成分はいかなる整数をも取り得るので、総当たりで探索するのは不可能である。そこで、 z_1 と z_2 の各成分の探索範囲を、あらかじめ決められた範囲（たとえば絶対値が L_{BS} 以下の整数： $[-L_{BS}, -L_{BS} + 1, \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots, L_{BS} - 1, L_{BS}]$ ）に限定する。このように信号点 W_s を中心とした点を候補にして探索を行うのが望ましいが、これ以外の方法で、ノルムを最小とする点を探索してもよい。いま $z_1 + i z_2$ を摂動ベクトルと呼ぶ。算出した (Z_1, Z_2) を用いた信号 $x = W(s + Z_1 + i Z_2)$ の、電力正規化を行う。

10

【0086】

基地局装置 A 1 は、送信電力を一定にするために、一定数のサブキャリアおよび一定数の OFDM シンボル（「電力正規化単位」と呼ぶ。）内のデータ信号の総送信電力を正規化しなければならない。電力正規化単位は、例えば図 5 B や図 5 C に示したフレーム単位全体を示す。まず、非線形プレコーディングにより算出したデータ信号 x の電力の電力正規化単位に亘る総和 P_x を算出する。1つの電力正規化単位のデータ信号の送信に基地局装置 A 1 が割り当てられる総電力が P_{tr} であるとする、電力正規化係数 $g = (P_x / P_{tr})^{1/2}$ を算出する。非線形プレコーディング部 a 1 3 は電力正規化係数 g の逆数を固有信号 x （データ信号および DMRS）に乗算し、乗算後のデータ信号をフレーム構成部 a 1 4 2 に入力する。ここで、信号 x の各成分は、順番に第 1 から第 N までの各アンテナ a 1 0 1 - 1 ~ a 1 0 1 - N で送信する送信信号を示す。

20

【0087】

なお、端末装置 B 1 n では、DMRS 信号自体が g^{-1} 倍されているので、DMRS 用伝搬路推定部 b 1 2 で伝搬路推定し、伝搬路補償部 b 1 0 6 で、データ信号に対して振幅を g 倍して補償することが出来る。すなわち受信したデータ信号を g 倍することで正しく信号を検出できる。

【0088】

以上のように、本発明に係る非線形プレコーディング部 a 1 3 は電力の正規化も含めてデータ信号と同じ非線形プレコーディングを DMRS に対しても施す。

30

【0089】

< DMRS 伝搬路推定部 b 1 2 詳細 >

基地局装置 B 1 で $W (= H^{-1})$ をデータ信号に乘算しているので理想的な環境では受信信号が $HW_s = s$ となり、データ信号を伝搬路補償する必要が無い。しかし、1) 基地局装置 A 1 で電力の正規化を行っており、2) 端末装置 B 1 n が伝搬路状態情報をフィードバックした時と基地局装置 A 1 がデータ信号を送信する時とで伝搬路状態が変動するため、あらためて、データ信号受信時に、データ信号と同じプレコーディング処理が施された DMRS を使ってデータ信号の受信ゲイン（プレコーディングも含めた等価的な伝搬路の複素利得）を推定する必要がある。

40

【0090】

DMRS 伝搬路推定部 b 1 2 の詳細な構成を図 7 に示す。DMRS 伝搬路推定部 b 1 2 は、摂動ベクトル候補選択部 b 1 2 1、摂動ベクトル加算部 b 1 2 2、仮伝搬路推定部 b 1 2 3、伝搬路補償部 b 1 2 4、Modulo 演算部 b 1 2 5、復調部 b 1 2 6、摂動ベクトル評価値算出部 b 1 2 7、および摂動ベクトル推定部 b 1 2 8 から構成される。

【0091】

（ステップ S 2 1） まず、摂動ベクトル候補選択部 b 1 2 1 が、候補となる摂動ベクトル候補を選択して、選択した摂動ベクトルを摂動ベクトル加算部 b 1 2 2 に入力する。ここで候補となる摂動ベクトル Z_a は、

$$Z_a = (z_{1a} + i z_{2a}) \quad (1-3)$$

50

で表される。ここで $z_1 a$ と $z_2 a$ は、 N 次元縦ベクトルであり、各成分があらかじめ決められた範囲（たとえば絶対値が L_{MS} 以下の整数： $[-L_{MS}, -L_{MS} + 1, \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots, L_{MS} - 1, L_{MS}]$ ）をとる。そのため式（1-3）の摂動ベクトルの候補は、 $(2L_{MS} + 1)^{2N}$ 個存在する。ここでは、基地局装置 A1 と端末装置 B1n で共通の DMR S 用の Modulo 幅を用いる。

【0092】

なお、式（1-3）において、基地局装置でも摂動ベクトルの候補を同様に制限したが、ここでは $L_{BS} = L_{MS}$ であることが望ましいが、端末装置 B1n の演算量低減のため $L_{BS} > L_{MS}$ としても良い。

【0093】

また、第3の実施形態で後述する THP や LR-THP の場合においては、 L_{BS} を決めることが出来ないので、端末装置 B1n の演算量によって L_{MS} を決めても良い。

【0094】

（ステップ S22） 次に、摂動ベクトル加算部 b122 は、基準信号 g （基地局装置から送信される信号であって、非線形プレコーディング前の DMR S 信号） q に摂動ベクトル候補 $Za = (Z_1 a + i Z_2 a)$ を加算して信号 $q + Za$ を算出する。摂動ベクトル加算部 b122 は、信号 $q + Za$ を仮伝搬路推定部 b123 に入力する。

【0095】

（ステップ S23） 次に、仮伝搬路推定部 b123 は、信号 $q + Za$ で受信した DMR Sp を除算する。すると複素利得は、 $h = p / (q + Za)$ と推定できる。

【0096】

仮伝搬路推定部 b123 は、複素利得 h の振幅 $|h|$ と位相 $\arg(h)$ とを伝搬路補償部 b124、および、摂動ベクトル推定部 b128 に入力する。

【0097】

（ステップ S24） 伝搬路補償部 b124 は、仮伝搬路推定部 b123 から入力された振幅および位相を用いて、当該 DMR S が配置されたフレーム内のデータ信号を伝搬路補償する。つまり受信信号を複素利得 h で除算する。伝搬路補償後のデータ信号を Modulo 演算部 b125 に入力する。

【0098】

（ステップ S25） Modulo 演算部 b125 は、伝搬路補償部 b124 が伝搬路補償したデータ信号に対して Modulo 演算を行う。基地局装置 A1 と端末装置 B1n で共通のデータ信号用の Modulo 幅を用いる。Modulo 演算部 b125 は Modulo 演算後のデータ信号を復調部 b126 に入力する。

【0099】

（ステップ S26） 復調部 b126 は、入力された Modulo 演算後のデータ信号に対して、軟推定を行い、軟推定値を摂動ベクトル評価値算出部 b127 に入力する。

【0100】

なお、復調部 b126 は軟推定値を対数尤度比（Log Likelihood Ratio: LLR）で算出するとする。LLR は次式で算出する。

【0101】

【数1】

$$L_m = \log \frac{\sum_{s_k \in S_m^+} p[y|s_k]}{\sum_{s_k \in S_m^-} p[y|s_k]} \quad (1-4)$$

【0102】

10

20

30

40

【数 2】

$$p(y|s_k) = \frac{1}{\pi\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{(y-s_k)^2}{\sigma_n^2}\right) \quad (1-5)$$

【0103】

ここで、 y は M o d u l o 演算部 b 1 2 5 から入力された M o d u l o 演算後のデータ信号であり、 s_k は各変調方式の各々の信号点を示す。 s_m^+ は各変調方式に変調された m 番目のビットが +1 となる信号点であり、 s_m^- は各変調方式に変調された m 番目のビットが 0 となる信号点である。また σ_n^2 は各変調信号の I - c h と Q - c h に乗る雑音の分散の和である（つまり複素ガウス雑音電力を示す）。

10

【0104】

復調部 b 1 2 6 は式 (1-4) と式 (1-5) に基づいて、各データ信号に割り当てられた各ビットに対応する L L R を摂動ベクトル評価値算出部 b 1 2 7 に入力する。すなわち、Q P S K の場合はデータ信号の数 × 2 個、1 6 Q A M の場合はデータ信号の数 × 4 個の L L R を算出して、摂動ベクトル評価値算出部 b 1 2 7 に入力する。

【0105】

(ステップ S 2 7) 摂動ベクトル評価値算出部 b 1 2 7 は、入力された L L R の分散を算出し、算出した L L R の分散および対応する L L R を摂動ベクトル推定部 b 1 2 8 に入力する。なお L L R の分散は下式で算出する。

20

【0106】

【数 3】

$$\sigma_{LLR}^2 = \frac{1}{VM} \sum_{v=1}^V \sum_{m=1}^M L_m^2 \quad (1-6)$$

【0107】

ここで、 V は摂動ベクトルの候補毎に軟推定したデータ信号の個数である。また M は各変調方式に割り当てられたビット数であり、Q P S K で 2、1 6 Q A M で 4 となる。また L_m^v は第 v 番目のデータ信号に割り当てられた m 番目のビットの L L R を示す。

30

【0108】

(ステップ S 2 8) 摂動ベクトル推定部 b 1 2 8 は、摂動ベクトル評価値算出部 b 1 2 7 から入力された各摂動ベクトル候補に対応する L L R の分散の中で最も大きいものを選択し、最大の分散を有する摂動ベクトルに対応するデータ信号の振幅と位相（「等価伝搬路状態情報」と呼ぶ。）を出力し、D M R S 伝搬路推定部 b 1 2 の外の伝搬路補償部 b 1 0 6 (図 6) に入力する。

【0109】

L L R の分散が大きいということは、各摂動ベクトル候補を仮定した時に、基地局装置 A 1 から伝わった相互情報量が最も大きいことを示す。L L R は、各ビットが 1 か 0 かという「確からしさ・確率」が高いほど、絶対値が大きくなる。そのため、各摂動ベクトル候補を仮定した中で、それぞれの L L R の分散を算出し、L L R の分散が最も大きい摂動ベクトルを選ぶことで、その摂動ベクトルが最も「確からしさ・確率」が高い摂動ベクトルであると推定できる。

40

【0110】

尚、D M R S 伝搬路推定部 b 1 2 内の伝搬路補償部 b 1 2 4、M o d u l o 演算部 b 1 2 5、および復調部 b 1 2 6 は、D M R S 伝搬路推定部 b 1 2 外の伝搬路補償部 b 1 0 6、M o d u l o 演算部 b 1 0 9、および復調部 b 1 1 0 とそれぞれ同じ動作を行うので、回路規模低減のため、両構成部分を共通の回路としても良い。また、一度復調部 b 1 2 6 で算出した軟推定値のうち摂動ベクトル推定部 b 1 2 8 で推定された摂動ベクトルに対応する軟推定値を復号部 b 1 1 1 で用いることで、二重に軟推定値を算出することを避けて

50

演算量を低減しても良い。

【 0 1 1 1 】

< 効果 >

本実施形態で示したように、基地局装置が D M R S を N L P M U - M I M O により、空間多重して送信することで、電力効率良く、D M R S 挿入によるオーバーヘッドを低減できる。

【 0 1 1 2 】

尚、摂動ベクトルの推定のために軟推定するデータ信号は、フレームの一部のデータ信号でもよい。また、L L R の分散以外の指標を用いて摂動ベクトルを推定してもよい。

【 0 1 1 3 】

(第 2 の実施形態： 2 次元ユークリッドの互除法)

第 1 の実施形態では、端末装置 B 1 n が摂動ベクトルの候補から最尤な摂動ベクトルを推定した。これにより D M R S を N L P M U - M I M O によって空間多重することが可能となった。本実施形態では、本実施形態に係る基地局装置 A 2 と本実施形態に係る端末装置 B 2 n の両装置が、「2次元ユークリッドの互除法」という処理を導入することで、端末装置 B 2 n の演算量を第 1 の実施形態よりも低減する。

【 0 1 1 4 】

また本実施形態に係る基地局装置 A 2 は D M R S 補正部 a 2 2 6 を有すること以外、本実施形態に係る端末装置 B 2 n においては D M R S 伝搬路推定部 b 2 2 の動作以外、第 1 の実施形態の基地局装置 A 1、端末装置 B 1 n と全く同じ構成を有するので、相違する部分を除き詳細な説明は省略する。図 1 5 に基地局装置 A 2 の構成を示す。上述の通り、図 3 に対して、D M R S 補正部 a 2 2 6 が新たに追加されている。

【 0 1 1 5 】

以降、基地局装置 A 2 の D M R S 補正部 a 2 2 6 と端末装置 B 2 n の D M R S 伝搬路推定部 b 2 2 について詳細に説明する。

【 0 1 1 6 】

< 2 次元ユークリッドの互除法 >

本実施形態に係る基地局装置 A 2 および端末装置 B 2 n は、両方とも「2次元ユークリッドの互除法」という処理を行う 2 次元ユークリッドの互除法部を有する。2次元ユークリッドの互除法部は、本実施形態の特徴部分の 1 つであるため、原理を先に説明する。

【 0 1 1 7 】

2 次元ユークリッドの互除法は、通常のユークリッドの互除法を 2 次元に拡張したアルゴリズムである。ここでは通常のユークリッドの互除法を 1 次元ユークリッドの互除法と呼ぶ。1次元ユークリッドの互除法は、異なる 2 つの整数の最大公約数を求めるアルゴリズムである。一例として 1 5 と 3 6 の最大公約数を求める。まず、1 5 と 3 6 のうち大きい方から小さい方を減算する。すると、 $36 - 15 = 21$ となり、21 が得られる。次は 1 5 と 3 6 のうち小さい方である 1 5 と 2 1 を対象として、大きい方から小さい方を減算する。すると $21 - 15 = 6$ となる。この処理を順に繰り返す。すると、以下のように算出できる。

(3 6 , 1 5) (2 1 , 1 5) (1 5 , 6) (9 , 6) (6 , 3) (3 , 3)
(3 , 0)

【 0 1 1 8 】

最後に 0 が出てきたところでアルゴリズムは終了する。残った数の 0 以外の数「3」が最大公約数となる。以上が 1 次元ユークリッドの互除法である。

【 0 1 1 9 】

次に、これを複素数に拡張する。複素数に拡張したものが、2次元ユークリッドの互除法である。対象とするのは、実部および虚部が整数の複素数(ガウス整数)が 2 つ有る場合に、両ガウス整数の最大公約数に対応する「基底ベクトル」を算出する方法である。一例として、ガウス整数 $3 + i$ と $-1 + i$ に 2 次元ユークリッドの互除法を適用する例について説明する。

【 0 1 2 0 】

まず、 $3 + i$ と $-1 + i$ のノルム（絶対値）が大きいガウス整数と、 $+1$ 倍、 -1 倍、 $+i$ 倍および $-i$ 倍した小さいガウス整数を加算する（ガウス整数を -1 倍、 $+i$ 倍および $-i$ 倍することは、それぞれガウス整数の位相を $+180$ 度、 $+90$ 度、 $+270$ 度回転させることに対応する。）。

すると、

$$(3 + i) + (+1)(-1 + i) = 2 + 2i$$

$$(3 + i) + (-1)(-1 + i) = 4$$

$$(3 + i) + (+i)(-1 + i) = 2$$

$$(3 + i) + (-i)(-1 + i) = 4 + 2i$$

10

となる。この4つの値（ $2 + 2i$ 、 4 、 2 、 $4 + 2i$ ）の中で最もノルムが小さいガウス整数は2となる。次に、 $3 + i$ と $-1 + i$ のノルムが小さい方と2を用いて同様の処理を繰り返す。

【 0 1 2 1 】

$$2 + (+1)(-1 + i) = 1 + i$$

$$2 + (-1)(-1 + i) = 3 - i$$

$$2 + (+i)(-1 + i) = 1 - i$$

$$2 + (-i)(-1 + i) = 3 + i$$

この4つの値の中で最もノルムが小さいのは $1 + i$ と $1 - i$ である。ノルムが同じものが2つ以上ある時は、どちらを選択しても良い。例えば $1 + i$ を選択したとして、 $-1 + i$ と $1 + i$ で同様の処理を行うと、

20

$$(-1 + i) + (+1)(1 + i) = 2i$$

$$(-1 + i) + (-1)(1 + i) = -2$$

$$(-1 + i) + (+i)(1 + i) = -2 + 2i$$

$$(-1 + i) + (-i)(1 + i) = 0$$

となる（2つのガウス整数のノルムが等しい時はどちらを、 $+1$ 倍、 -1 倍、 $+i$ 倍および $-i$ 倍してもよい。）。

【 0 1 2 2 】

よって、0が出てきたので、 $1 + i$ または $-1 + i$ が1次元ユークリッドの互除法における最大公約数に相当するもの（「既約ベクトル」と呼ぶ。）であり、以上で2次元ユークリッドの互除法は終了となる。

30

【 0 1 2 3 】

本実施形態は、前に述べたように2次元ユークリッドの互除法を使ってDMRSの伝搬路推定を行うことが特徴であるが、この伝搬路推定の原理を説明する。本実施形態では基準となるDMRSは、必ずQPSK信号の各点のうち1つであるとする。

【 0 1 2 4 】

図8に、2つのDMRS（DMRS1およびDMRS2と呼ぶ。）の位置の一例を信号点平面上に示す。ここで、基地局装置は、DMRS1を $3 + i$ の位置で送信し、DMRS2が $-1 + i$ の位置で送信したとする。また本信号点平面の単位は、QPSK信号の振幅が2となるようにする。すなわち、QPSKの各信号点は、 $(\pm 1 \pm i)$ の点であり、Modulo幅は4となる（便宜上、実施形態1と振幅の単位を変えている。）。また、DMRS1およびDMRS2を示す点とそれ以外の点はすべてQPSKの信号点、およびQPSKの信号点に対して任意の摂動ベクトルが加算された点であり、図8に示したように格子点上に整列した点となっている。DMRS1は、QPSK信号の $-1 + i$ に摂動ベクトル $+4$ が加算された信号である。

40

【 0 1 2 5 】

このような信号点平面において、 $3 + i$ と $-1 + i$ に対して、先ほどの2次元ユークリッドの互除法を実行すれば、「最大公約数」の複素数 $1 + i$ を得ることが出来る。これは、図8に示した格子点群（および）の最小の格子ベクトル（既約ベクトル）を算出したことを意味する。そして、この既約ベクトルはQPSKの4点のうちいずれかに相当

50

する。また、最初の信号が $a(3+i)$ と $a(-1+i)$ というように、「 a 」という複素数の共通因数が乗算されている場合は、既約ベクトルも a 倍されて、 $a(1+i)$ という既約ベクトルを得ること出来る。

【0126】

ここで、端末装置においては、DMRS1およびDMRS2は伝搬路の複素利得 h が乗算された $h(3+i)$ と $h(-1+i)$ である。ここで雑音は無視している。この2つの信号に対して、前述の2次元ユークリッドの互除法を適用すると既約ベクトル $h(1+i)$ が得られる。これは、摂動ベクトルが加算されていないQPSK信号の4点のうち1点に伝搬路の複素利得が乗算された信号である。QPSKの各点はノルムが2であることが分かっているので、伝搬路の複素利得の絶対値 $|h|$ を求めることが出来る。また $\arg(h)$ も求めることが出来るので、伝搬路の複素利得 h の位相を求めることが出来る。

10

【0127】

ただし、端末装置はDMRS伝搬路推定時に2次元ユークリッドの互除法で得た信号 $h(1+i)$ は、QPSKの4点 $(\pm 1 \pm i)$ と h が乗算されたものか判断できないので、仮に $(1+i)$ とおいて位相 $\arg(h)$ を求める。もし、他の3点 $(-1+i)$ 、 $(1-i)$ および $(-1-i)$ であったとしても、実際の複素利得の位相差は必ず $+90$ 度、 $+180$ 度または $+270$ 度のうちいずれかとなる。

【0128】

次に、DMRS1とDMRS2に対してModulo演算を行う。ここでModulo演算は、 $I-ch$ 、 $Q-ch$ ともに同様の処理を行い、各軸に線対称な処理であって、 90 度の回転に対称な演算である。そのため $\arg(h)$ が 90 度 \times 整数倍だけ回転しても問題無く、DMRS1とDMRS2に対してModulo演算を施すことが出来る。

20

【0129】

この場合、Modulo演算後のDMRS1は $h(1+i)$ に、DMRS2は $h(-1+i)$ となる。雑音 μ_1 、 μ_2 を考慮すれば、DMRS1は $h(1+i) + \mu_1$ 、DMRS2は $h(-1+i) + \mu_2$ となる。ここで端末装置は、非線形プレコーディング前、DMRS1は $(1+i)$ 、DMRS2は $(-1+i)$ という形となっていることを知っている

$$\{h(1+i) + \mu_1\} / (1+i) = h + \mu_1 / (1+i)$$

$$\{h(-1+i) + \mu_2\} / (-1+i) = h + \mu_1 / (-1+i)$$

30

という形で伝搬路推定をすることができる。 $\mu_1 / (1+i)$ と $\mu_1 / (-1+i)$ は伝搬路推定誤差であり、DMRS1とDMRS2の伝搬路推定結果を最大比合成することで伝搬路推定誤差を低減できる。

【0130】

ここで、注意すべきなのが、一部のDMRSの組み合わせにおいては、2次元ユークリッドの互除法によって、既約ベクトルに対応する $h(\pm 1 \pm i)$ を算出することができないことがある点である。DMRSが図9のような配置になったときは、既約ベクトルが $3+3i$ となり、QPSKの信号点と一致しない。このような状態を回避すべく、基地局装置においても、2次元ユークリッドの互除法を用いて、図9のような場合が起こることを判断し、信号点を変えて問題のない2点を送信する。

40

【0131】

以上が、本実施形態の2次元ユークリッド互除法部の処理の概要である。これらの処理を、2次元ユークリッドの互除法部の構成を示した図10を用いて再度説明する。前述のように、2次元ユークリッドの互除法部300は、基地局装置と端末装置との両方に存在するが、まず、端末装置の2次元ユークリッドの互除法部について説明する。

【0132】

図10に示した2次元ユークリッドの互除法部300は、ベクトル保存部301、差分ベクトル算出部303、差分ベクトルノルム算出部305、収束判定部307、ノルム算出部309からなる。

【0133】

50

(ステップS31) まず、ベクトル保存部301は、入力された2つのDMRSをノルム算出部309に入力する。ここで2つのDMRSには、基地局装置から送信されたDMRSに、伝搬路の複素利得 h が乗算され、さらに雑音を加算されている。

【0134】

(ステップS32) ノルム算出部309は、入力された2つのDMRSのノルムをそれぞれ算出し、各ノルムをベクトル保存部301に入力する。

【0135】

(ステップS33) ベクトル保存部301は、入力された2つのDMRSと対応するノルムを差分ベクトル算出部303に入力する。

【0136】

(ステップS34) 差分ベクトル算出部303は、入力された2つのベクトル(以降、DMRSおよびDMRSに対して再帰的に差分ベクトル算出部303で算出した信号を「ベクトル」と呼ぶ。)のうちノルムが大きいベクトルを a とし、小さいベクトルを b として、 $c_1 = a + b$, $c_2 = a - b$, $c_3 = a + ib$, $c_4 = a - ib$ の4つのベクトルを算出し、差分ベクトルノルム算出部305に入力する。またベクトル b とベクトル b のノルムをベクトル保存部301に入力する。

【0137】

(ステップS35) 差分ベクトルノルム算出部305は、入力された4つのベクトル $c_1 \sim c_4$ のノルムを算出し、最もノルムが小さいベクトルとそのベクトルに対応するノルムをベクトル保存部301に入力し、最もノルムが小さいベクトルのノルムを収束判定部307に入力する。

【0138】

(ステップS36) 収束判定部307は、入力されたノルムと所定の正の数 T との大小関係を比較する。 T よりノルムが大きい場合、入力されたノルムとベクトルをベクトル保存部301に入力する。 T よりノルムが小さい場合、ベクトル保存部301に、2次元のユークリッドの互除法が終了したことを示す情報を入力する。

【0139】

ここで、前述の2次元ユークリッド互除法の原理のように、ノルムが0になったときを収束条件としないのは、端末装置側では、DMRSが雑音を含むことから、最終的に、収束判定部307のノルムが0にならないからである。しかし、雑音は、DMRSよりも通常小さいので、所定の定数 T を用いて、ノルムが T より小さくなったときに収束したと判定する。

【0140】

T の値は、次の2つの要素のトレードオフで、事前にコンピュータシミュレーションによってあらかじめ決定しておく。

1) T が大きくなると、収束判定条件が緩くなり、雑音による誤差が無い時に0でないのに収束していると判定してしまう確率が上昇する。

2) T が小さくなると、収束判定条件が厳しくなり、雑音による誤差のために、収束したと判定すべきであるにもかかわらず、まだ収束していないと判定してしまうことがある。

そのため、この2つの要素のトレードオフで事前に決めておく。

【0141】

(ステップS37) ベクトル保存部301は、

1) 差分ベクトル算出部303から入力されたベクトルと対応するノルム、

2) 差分ベクトルノルム算出部305から入力されたベクトルと対応するノルム

の2つを差分ベクトル算出部303に入力し、再びステップS34から処理を繰り返す。

【0142】

(ステップS38) ベクトル保存部301は、収束判定部307から、2次元のユークリッドの互除法が終了したことを示す情報が入力された場合、ベクトル b (既約ベクトル)を出力する。

【0143】

10

20

30

40

50

また、基地局装置における２次元ユークリッドの互除法部３００は、ＤＭＲＳに対して伝搬路の複素利得 h が乗算されておらず、雑音も加算されていないので収束判定部３０７は判定条件としている $T = 0$ とする。

【０１４４】

< ＤＭＲＳ補正部 a 2 2 6 詳細 >

次に、基地局装置 A 2 において２次元ユークリッドの互除法を行う ＤＭＲＳ補正部 a 2 2 6 の詳細な構成と動作を説明する。図 1 1 は、ＤＭＲＳ補正部 a 2 2 6 の構成を示したものである。ＤＭＲＳ補正部 a 2 2 6 は、２次元ユークリッドの互除法部３００、既約ベクトル確認部３２０、および摂動ベクトル加算部３４０、からなる。

【０１４５】

この ＤＭＲＳ補正部 a 2 2 6 は、前述の、既約ベクトルが最小の格子ベクトルと一致しない問題を、基地局装置 A 2 で処理することで、あらかじめ回避することを目的とする。

【０１４６】

ＤＭＲＳ補正部 a 2 2 6 は、まず非線形プレコーディング部 a 1 3 から摂動ベクトルが加算された ＤＭＲＳを取得する。ここで、ＤＭＲＳ補正部 a 2 2 6 が取得する ＤＭＲＳは、摂動ベクトルが加算されている。フィルタ W を加算する前の信号 $(q + z_1 + i z_2)$ とする。また、取得する ＤＭＲＳは１度に２つであり、この２つは、あらかじめ２つずつ対になっており、どの２つを対にするかは基地局装置 A 2 と端末装置 B 2 n とで既知である。

【０１４７】

次に２次元ユークリッドの互除法部３００が、この２つの ＤＭＲＳに対して２次元ユークリッドの互除法を適用して得た既約ベクトル（「 d 」とおく。）と非線形プレコーディング部 a 1 3 から取得した２つの ＤＭＲＳを既約ベクトル確認部３２０に入力する。

【０１４８】

既約ベクトル確認部３２０は、既約ベクトル d が摂動ベクトル加算前の ＤＭＲＳ信号 q すなわち $QPSK$ 信号のうちの１つ（ $\pm 1 \pm i$ ）であれば、非線形プレコーディング部 a 1 3 から取得した２つの ＤＭＲＳを再び非線形プレコーディング部 a 1 3 に入力する。

【０１４９】

一方、既約ベクトル確認部３２０は、既約ベクトル d が摂動ベクトル加算前の ＤＭＲＳすなわち $QPSK$ 信号のうちの１つ（ $\pm 1 \pm i$ ）でない場合、非線形プレコーディング部 a 1 3 から取得した ＤＭＲＳを２つとも摂動ベクトル加算部３４０に入力する。

【０１５０】

摂動ベクトル加算部３４０は、非線形プレコーディング部 a 1 3 から取得した ＤＭＲＳのうちどちらか一方に対して摂動ベクトル（または $-$ 、 i 、 $-i$ ）を加算する。ここで、どの摂動ベクトルをどちらの ＤＭＲＳに加算するかは、乱数などを用いてランダムに選択する。摂動ベクトル加算部３４０は、摂動ベクトルを加算した ＤＭＲＳを含む２つの ＤＭＲＳを再び２次元ユークリッド互除法部３００に入力する。

【０１５１】

２次元ユークリッド互除法部３００は、新たな ＤＭＲＳを用いて再び２次元ユークリッドの互除法を行う。以降、既約ベクトル確認部３２０が、既約ベクトル d が摂動ベクトル加算前の ＤＭＲＳすなわち $QPSK$ 信号のうちの１つ（ $\pm 1 \pm i$ ）であると判定するまで、２次元ユークリッドの互除法部３００、既約ベクトル確認部３２０、摂動ベクトル加算部３４０の処理を続ける。

【０１５２】

最終的に、既約ベクトル確認部３２０が、補正後の ＤＭＲＳを２つ出力し、非線形プレコーディング部 a 1 3 に入力する。

【０１５３】

また、非線形プレコーディング部 a 1 3 は、ＤＭＲＳ補正部 a 2 2 6 で ＤＭＲＳが補正された場合、新たに摂動ベクトルを探索することなく、当該 ＤＭＲＳにフィルタ W を乗算し、電力正規化係数 g の逆数 g^{-1} を乗算する。

10

20

30

40

50

【 0 1 5 4 】

< D M R S 伝搬路推定部 b 1 0 7 詳細 >

次に、端末装置 b 2 に係る D M R S 伝搬路推定部 b 1 2 の詳細な構成と動作とを説明する。図 1 2 (a) は、D M R S 伝搬路推定部 b 1 2 の詳細な構成を示したものである。D M R S 伝搬路推定部 b 1 2 は、2 次元ユークリッドの互除法部 3 0 0 と複素利得算出部 3 5 0 から構成される。

【 0 1 5 5 】

また複素利得算出部 3 5 0 は、図 1 2 (b) に示したように、内部に仮複素利得算出部 3 5 1、D M R S 伝搬路補償部 3 5 2、D M R S - M o d u l o 部 3 5 3、およびベクトル除算部 3 5 4 を有する。

10

【 0 1 5 6 】

まず、D M R S 伝搬路推定部 b 1 2 は、端末装置 B 2 n が受信した 2 つの D M R S を取得する。この 2 つは、基地局装置における D M R S 補正部 a 2 2 6 でも説明した対となる D M R S (ここでは p_1 と p_2 とおく。)である。

【 0 1 5 7 】

この 2 つの D M R S に対して 2 次元ユークリッドの互除法部 3 0 0 で 2 次元ユークリッドの互除法を行い、既約ベクトル p_{red} を算出する。なお、既約ベクトル p_{red} は、複素利得 h が乗算されているため、D M R S 補正部 a 2 2 6 で算出した既約ベクトル d とは異なる。ここで前述のように、既約ベクトル p_{red} は、摂動ベクトルが加算されていない Q P S K 信号の 4 点のうち 1 点に伝搬路の複素利得 h が乗算され、さらに雑音による誤差を加算した信号である。

20

【 0 1 5 8 】

仮複素利得算出部 3 5 1 は、この既約ベクトル p_{red} が、Q P S K 信号の 4 点のうち $(1 + i)$ に複素利得が乗算されたものと仮定して、位相 $(\angle = \arg(p_{red} / (1 + i)))$ を求める(前述のように、もし、他の $(-1 + i)$ 、 $(1 - i)$ および $(-1 - i)$ であったとしても、実際の複素利得の位相差は必ず $+90$ 度、 -90 度または $+180$ 度となる。)。Q P S K の各点はノルムが $\sqrt{2}$ であることが分かっているので、伝搬路の複素利得の絶対値 $|h|$ ($= |p_{red}| / \sqrt{2}$) も求めることができる。仮複素利得算出部 3 5 1 は、ここで算出した伝搬路の複素利得の絶対値 $|h|$ と位相 $(\angle = \arg(p_{red} / (1 + i)))$ を D M R S 伝搬路補償部 3 5 2 に入力する。

30

【 0 1 5 9 】

D M R S 伝搬路補償部 3 5 2 は、入力された伝搬路の複素利得の絶対値 $|h|$ と位相とを用いて各 D M R S p_1 と p_2 の伝搬路補償を行う。具体的には、D M R S の振幅を $1 / |h|$ 倍し、位相を $-\angle$ だけ回転する。つまり、

$$q_1 = p_1 / |h| \times \exp(-2 \angle)$$

$$q_2 = p_2 / |h| \times \exp(-2 \angle)$$

とする。D M R S 伝搬路補償部 3 5 2 は、伝搬路補償後の D M R S q_1 と q_2 、伝搬路の複素利得の絶対値 $|h|$ 、および位相 \angle を D M R S - M o d u l o 部 3 5 3 に入力する。

D M R S - M o d u l o 部 3 5 3 は、入力された伝搬路補償後の各 D M R S q_1 と q_2 に対して M o d u l o 演算を行って信号 e_1 、 e_2 を算出する。D M R S は振幅・位相ともに伝搬路補償されているため、通常の Q P S K 信号に対応する M o d u l o 幅 $(= \sqrt{2})$ を用いた M o d u l o 演算を行うことができる。D M R S - M o d u l o 部 3 5 3 は M o d u l o 演算を行った信号 e_1 、 e_2 に対して、D M R S 伝搬路補償部 3 5 2 から入力された複素利得の絶対値 $|h|$ と位相 \angle を用いて、信号 p_{mod1} ($= |h| \times e_1 \times \exp(2 \angle)$) および p_{mod2} ($= |h| \times e_2 \times \exp(2 \angle)$) を算出する。その後信号 p_{mod1} と p_{mod2} をベクトル除算部 3 5 4 に入力する。

40

【 0 1 6 0 】

ベクトル除算部 3 5 4 は、信号 p_{mod1} と p_{mod2} を、端末装置が受信した D M R S をあらかじめ端末装置が把握している各 D M R S の基準信号 q (すなわち基地局装置で摂動ベクトルが加算される前の D M R S の信号点であり、ここでは Q P S K の信号点 4 点

50

のうちいずれか1つ。)で除算することで伝搬路の複素利得 $h (= p_{mod1} / q$ または $p_{mod2} / q)$ を推定する。ここでDMRSが2つあるため、同じ伝搬路の複素利得 h に対する推定値が2つ得られるが、最大比合成することで雑音の影響による誤差を抑えてもよい。ベクトル除算部354は、推定した伝搬路の複素利得 h を、伝搬路補償部b106に入力する。

【0161】

<効果>

本実施形態に示したように基地局装置A2と端末装置B2nでそれぞれ2次元ユークリッド互除法に基づく処理を行うことにより、比較的少ない端末装置B2nの演算量によってDMRSをNLPMU-MIMOによる空間多重することが可能となる。これによりDMRSを挿入することによるオーバーヘッドを低減することが可能となる。

10

【0162】

(第3の実施形態: VP THPなど)

第1の実施形態、第2実施形態に係る基地局装置B1n、B2nは、いずれも非線形プレコーディング部a13およびフィルタ算出部a11でVPを行っていた。本実施形態は、VPより演算量の低いTHPを用いた方式である。本実施形態に係る基地局装置を基地局装置A3とし、本実施形態に係る端末装置を端末装置B31~B3Nと呼び、任意の1つを端末装置B3nと呼ぶ。

【0163】

本実施形態に係る非線形プレコーディング部を非線形プレコーディング部a33と呼び、本実施形態に係るフィルタ算出部をフィルタ算出部a31と呼ぶ。

20

【0164】

まず、フィルタ算出部a31では、実施形態1と同じ伝搬路行列Hを算出した後、HをQR分解する。

$$H^H = QR \quad (3-1)$$

【0165】

ここでRは上三角行列、Qはユニタリ行列である。また H^H を行列の共役転置とする。Rの対角成分だけ取り出した対角行列をAとおく。AとQを用いて線形フィルタ P_0 を下式により算出する。

$$P_0 = QA^{-1} \quad (3-2)$$

30

【0166】

また、AとRを用いて干渉係数フィルタFを下式により算出する。

$$F = R^H A^{-1} - I \quad (3-3)$$

ここで、Iはn行n列の単位行列とする。最後に、フィルタ算出部a31は線形フィルタPと干渉係数フィルタFを非線形プレコーディング部a33に入力する。

【0167】

なお、電力正規化を行うために、フィルタ算出部a31で、

$$g = \text{trace} \{ (P_0^H C_v P_0) / P_{tr} \}^{1/2} \quad (3-4)$$

により電力正規化係数gを算出する。ここで、 P_s を変調信号の平均電力、 P_v をModulo演算後のデータ信号の平均電力とすると、 C_v は対角成分が左上から順に

40

$$[P_s, P_v, P_v, \dots, P_v] \quad (3-5)$$

となる対角行列である。なお、 P_v はModulo幅によって変化し、 $P_s = 1$ とすると、QPSK($= 2/2$)では4/3、16QAM($= 8/10$)では16/15、64QAM($= 16/42$)では64/63となる。これは、Modulo演算後のデータ信号が統計的に原点を中心とするModulo幅の範囲に、等確率で分布することを利用したものである。フィルタ算出部a31は、式(3-2)で算出した線形フィルタ P_0 に g^{-1} を乗算した行列を新たに線形フィルタPとして非線形プレコーディング部a33に入力する。このときは第1の実施形態に示したような電力の正規化は行わない。

【0168】

非線形プレコーディング部a33の構成を、図13に、その動作を示すフローチャート

50

を図 14 に示した。以下、順番に非線形プレコーディング部 a 3 3 内の動作を説明する。

【0169】

(ステップ S 1) 干渉算出部 a 1 3 1 と線形フィルタ乗算部 a 1 3 4 は、それぞれ干渉係数フィルタ F と線形フィルタ乗算部 P とをフィルタ算出部 a 3 1 から取得する。

(ステップ S 2) 送信信号を計算中の端末装置の番号を示す番号 n に 1 を代入する。

(ステップ S 3) 端末装置 B 3 1 宛の固有信号 s 1 を v 1 とおく。

(ステップ S 4) n に n + 1 を代入する。すなわち n = 2 とする。

(ステップ S 5) 干渉算出部 a 1 3 1 は、v 1 を用いて端末装置 B 3 2 が受ける干渉信号 f 2 を下式により算出する。

$$f_2 = F(2, 1) * v_1$$

(3 - 6)

10

ここで、F(p, q) は行列 F の 2 行 1 列成分を表す。

【0170】

(ステップ S 6) 干渉減算部 a 1 3 3 - 2 は端末装置 B 3 2 宛の固有信号 s 2 から f 2 を減算し、信号 s 2 - f 2 を算出する。

(ステップ S 7) 第 1 の Modulo 演算部 a 1 3 2 - 2 が s 2 - f 2 に対して Modulo 演算を適用し、信号 v 2 を算出する。

(ステップ S 8) n = 2 なので、ステップ S 4 から再び次の端末装置 B 3 3 宛の信号の演算(ステップ S 4 ~ ステップ S 7)を行う。

【0171】

以降、ステップ S 4 ~ S 8 の処理を n = N になるまで繰り返すので、一例として n 番目の端末装置 B 3 n 宛の信号を算出する処理を説明する。

20

【0172】

(ステップ S 4) n の値を 1 増やす。

(ステップ S 5) 干渉算出部 a 1 3 1 は v 1 ~ v(n - 1) を用いて端末装置 n が受ける干渉信号 f n を下式により算出する。

$$f_n = F(n, 1 : n - 1) * [v_1, v_2, \dots, v(n - 1)]^H$$

(3 - 7)

ここで、F(n, 1 : n - 1) は、行列 F の n 行目の 1 ~ n - 1 列目の成分を示す横ベクトルを示す。

【0173】

30

(ステップ S 6) 第 n の干渉減算部 a 1 3 3 - n は、第 n の端末装置 B 3 n 宛の固有信号 s n から f n を減算し、信号 s n - f n を算出する。

(ステップ S 7) Modulo 演算部 a 1 3 2 - n が、s n - f n に対して Modulo 演算を適用し、信号 v n を算出する。この Modulo 演算によって各端末装置宛の送信信号電力を低減する。

(ステップ S 8) n < N のときは、再びステップ S 4 を行う。また n = N のときはステップ S 9 に進む。

(ステップ S 9) 信号 v = (v 1, v 2, ..., v N) ^t に線形フィルタ P を乗算して得た信号を x とおく。ここで第 1 の実施形態と同様に信号 x の各成分は、順番に各アンテナ a 1 0 1 - 1 ~ a 1 0 1 - N で送信する送信信号である。この信号 x をフレーム構成部 a 1 4 2 に入力する。

40

【0174】

THP は、VP と同様に摂動ベクトル探索アルゴリズムと考えることが出来ることを説明する。ただし、THP の場合は、真に最適な摂動ベクトルを探索するアルゴリズムではなく、VP と比較して少量の演算量で準最適な摂動ベクトルを探索するアルゴリズムである。

【0175】

まず、非線形プレコーディング部 a 3 3 の Modulo 演算部 a 1 3 2 - 2 ~ a 1 3 2 - N が無いものと仮定して信号を演算すると、電力の正規化係数が 1 であるとすれば、非線形プレコーディング部 a 3 3 は、

50

$$x = P_0 (I + F)^{-1} s \quad (3-8)$$

という演算を行っている。ここでPとFに式(3-2)と(3-3)を代入すると、

$$\begin{aligned} x &= Q A^{-1} \{ I + (R^H A^{-1} - I) \}^{-1} s \\ &= Q A^{-1} (R^H A^{-1})^{-1} s \\ &= Q (R^H)^{-1} s = (Q^H R^H)^{-1} s = \{ (Q R)^H \}^{-1} s \quad (3-9) \end{aligned}$$

3-9)

$$= \{ (H^H)^H \}^{-1} s = H^{-1} s = W s$$

となり、式(1-2)において $(z_1, z_2) = (0, 0)$ とした場合に対応する。

【0176】

さらに、Modulo演算部s132-2～s132-Nは、固有信号sにModulo幅の整数倍の信号をI-ch又はQ-chに加算する処理である。そのため、本実施形態に係る非線形プレコーディング部a33で算出した信号xも $x = W(s + z_1 + i z_2)$ という式で表すことが出来る。非線形プレコーディング部a33で算出した信号xは必ずしも式(1-2)で表される最適な摂動ベクトルを加算した信号ではないが、Modulo演算による電力抑圧を行っているため準最適な信号xとなり、Modulo演算を行わない場合Wsと比較して必ずノルムが小さくなる。

【0177】

以上、説明したようなアルゴリズムで信号xを算出することで、第1の実施形態のVPのように、候補となる摂動ベクトルを全探索する必要がなくなるため、演算量を低減することが出来る。

【0178】

なお、ここではTHPを用いた準最適な摂動ベクトル探索アルゴリズムを用いる場合について説明したが、オーダリングを用いたTHP、又はLR-THPでも同様に適用可能である。

【0179】

上記の実施の形態において、添付図面に図示されている構成等については、これらに限定されるものではなく、本発明の効果を発揮する範囲内で適宜変更することが可能である。その他、本発明の目的の範囲を逸脱しない限りにおいて適宜変更して実施することが可能である。

【0180】

また、本実施の形態で説明した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各部の処理を行ってもよい。尚、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。

【0181】

また、「コンピュータシステム」は、WWWシステムを利用している場合であれば、ホームページ提供環境(あるいは表示環境)も含むものとする。

【0182】

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。また前記プログラムは、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。

【産業上の利用可能性】

【0183】

10

20

30

40

50

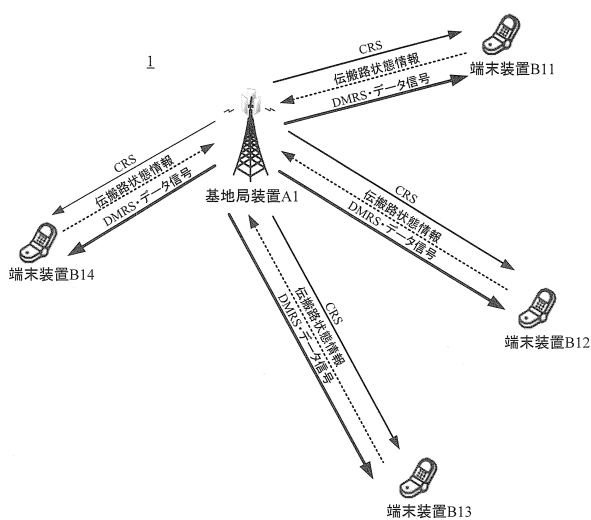
本発明は、通信装置に利用可能である。

【符号の説明】

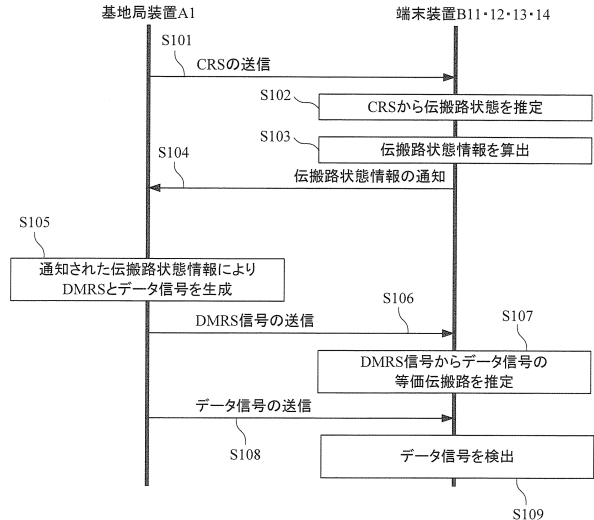
【0184】

A 1 ... 基地局装置、B 1 1 ~ B 1 4 ... 端末装置、a 1 1 ... フィルタ算出部、a 1 3 ... 非線形プレコーディング部、a 3 1 ... フィルタ算出部、a 3 3 ... 非線形プリコーディング部、a 1 0 1 ... アンテナ、a 1 0 2 ... 受信部、a 1 0 3 ... G I 除去部、a 1 0 4 ... F F T 部、a 1 0 5 ... 伝搬路状態情報取得部、a 1 2 1 ... 符号化部、a 1 2 2 ... 変調部、a 1 2 4 ... D R M S 生成部、a 1 2 5 ... 固有信号構成部、a 1 3 3 ... 干渉減算部、a 1 3 2 ... M o d u l o 演算部、a 1 3 4 ... 線形フィルタ乗算部、a 1 4 1 ... C R S 生成部、a 1 4 2 ... フレーム構成部、a 1 4 3 ... I F F T 部、a 1 4 4 ... G I 挿入部、a 1 4 5 ... 送信部、a 2 2 6 ... C R S 補正部、b 1 2 ... D M R S 用伝搬路推定部、b 1 0 1 ... アンテナ、b 1 0 2 ... 受信部、b 1 0 3 ... G I 除去部、b 1 0 4 ... F F T 部、b 1 0 5 ... 信号分離部、b 1 0 6 ... 伝搬路補償部、b 1 0 7 ... C R S 用伝搬路推定部、b 1 0 8 ... 伝搬路状態情報生成部、b 1 0 9 ... M o d u l o 演算部、b 1 1 0 ... 復調部、b 1 1 1 ... 復号部、b 1 2 1 ... 摂動ベクトル候補選択部、b 1 2 2 ... 摂動ベクトル加算部、b 1 2 3 ... 仮伝搬路推定部、b 1 2 4 ... 伝搬路補償部、b 1 2 5 ... M o d u l o 演算部、b 1 2 6 ... 復調部、b 1 2 7 ... 摂動ベクトル評価値算出部、b 1 2 8 ... 摂動ベクトル推定部、b 1 3 1 ... I F F T 部、b 1 3 2 ... G I 挿入部、b 1 3 3 ... 送信部、3 0 0 ... 2 次元ユークリッドの互除去部、3 0 1 ... ベクトル保存部、3 0 3 ... 差分ベクトル算出部、3 0 5 ... 差分ベクトルノルム算出部、3 0 7 ... 収束判定部、3 0 9 ... ノルム算出部、3 2 0 ... 既約ベクトル確認部、3 4 0 ... 摂動ベクトル加算部、3 5 0 ... 複素利得算出部、3 5 1 ... 仮複素利得算出部、3 5 2 ... D M R S 伝搬路補償部、3 5 3 ... D M R S - M o d u l o 部、3 5 4 ... ベクトル除算部。

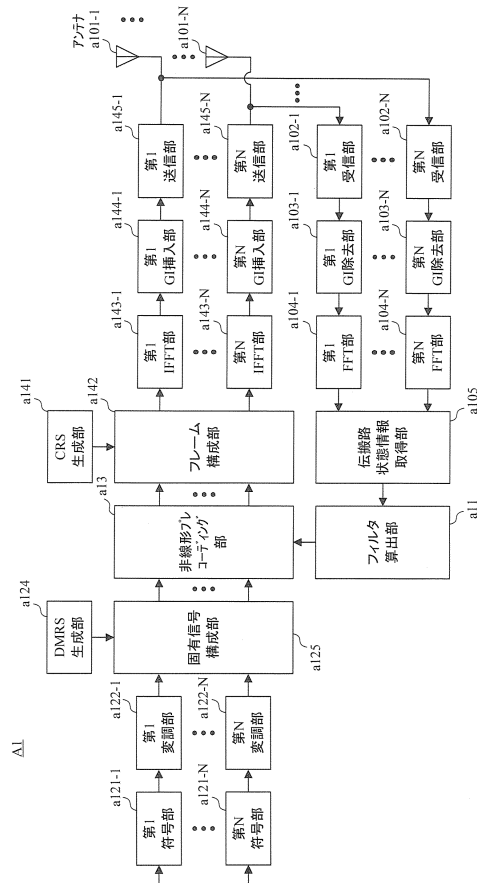
【図 1】



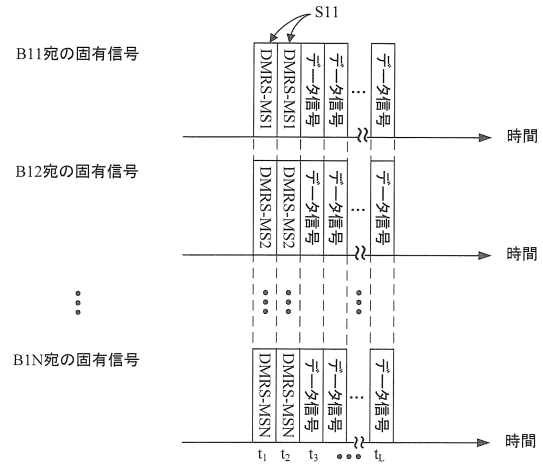
【図 2】



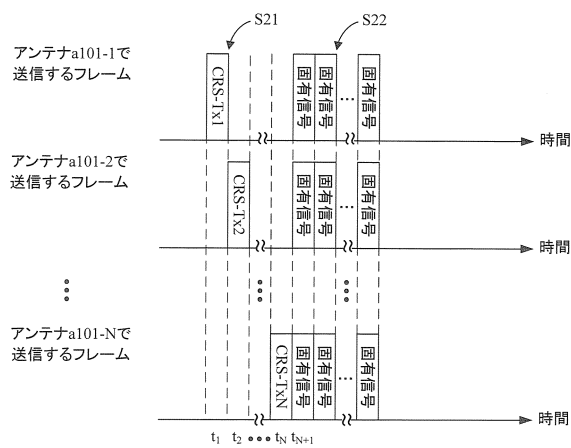
【図 3】



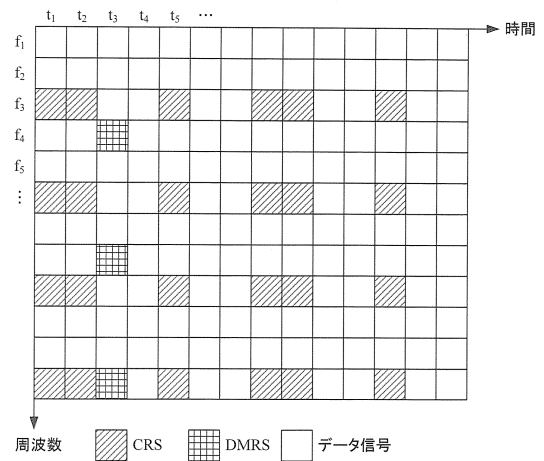
【図 4】



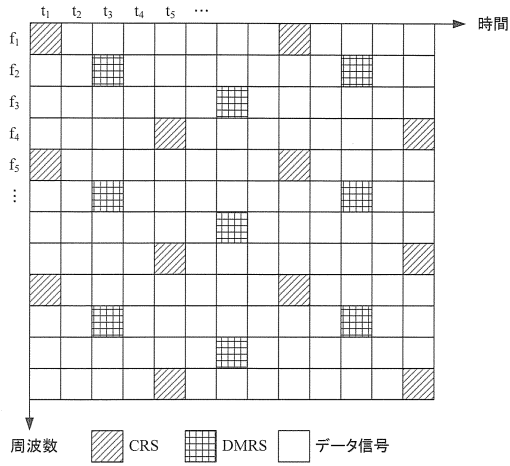
【図 5 A】



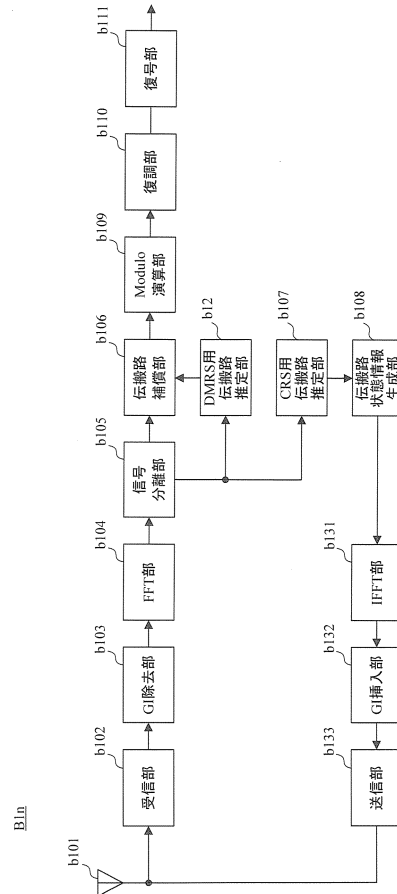
【図 5 B】



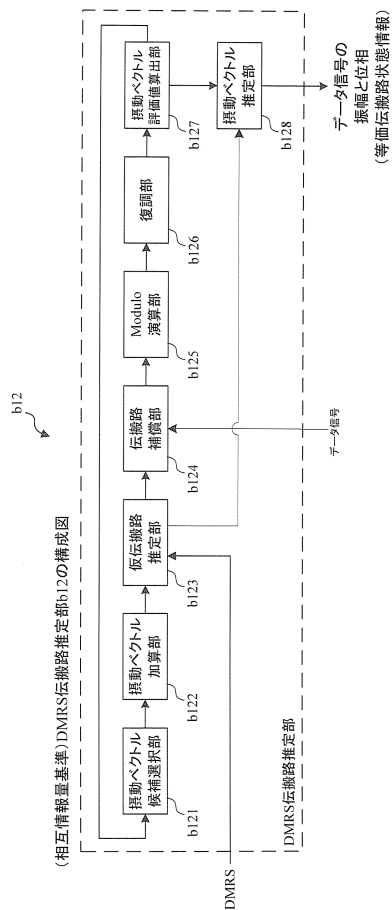
【図 5 C】



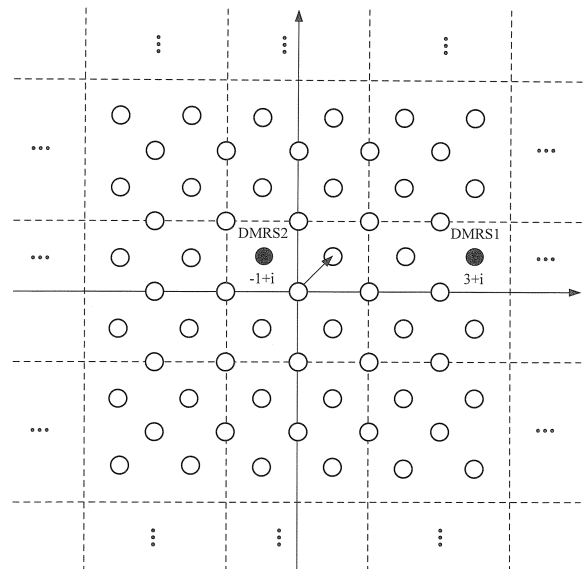
【図 6】



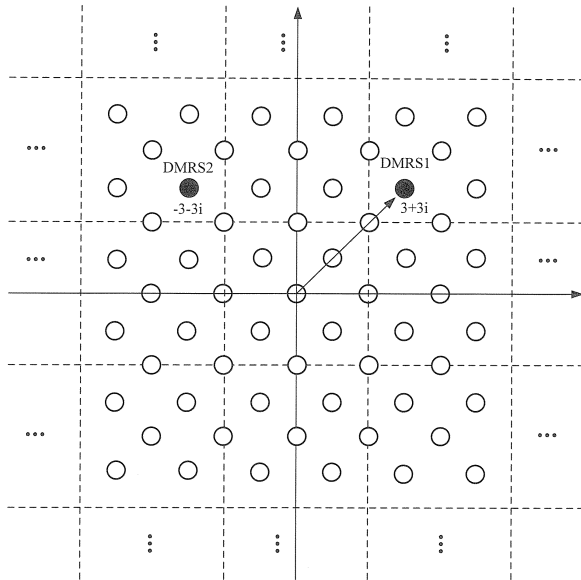
【図 7】



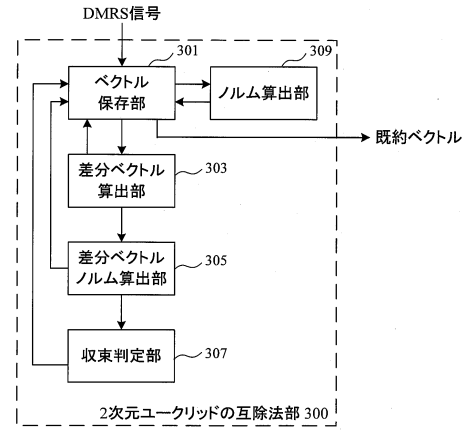
【図 8】



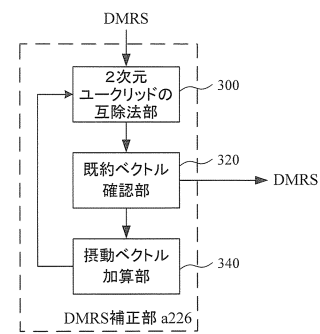
【図 9】



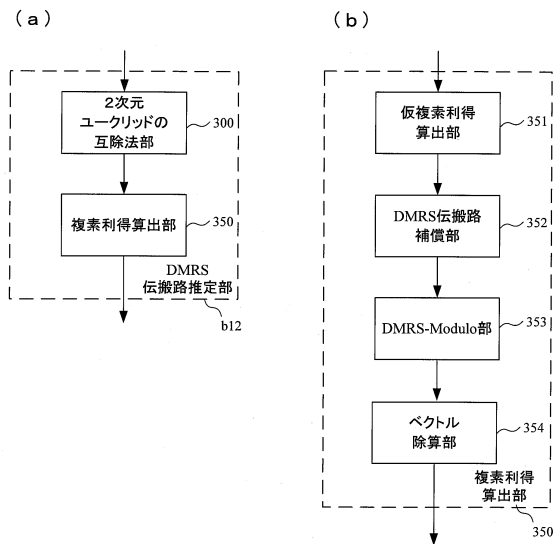
【図 10】



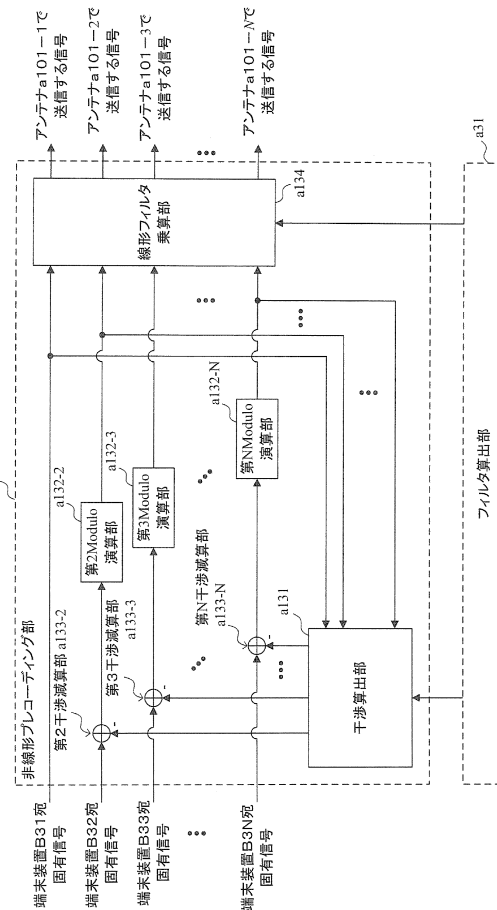
【図 11】



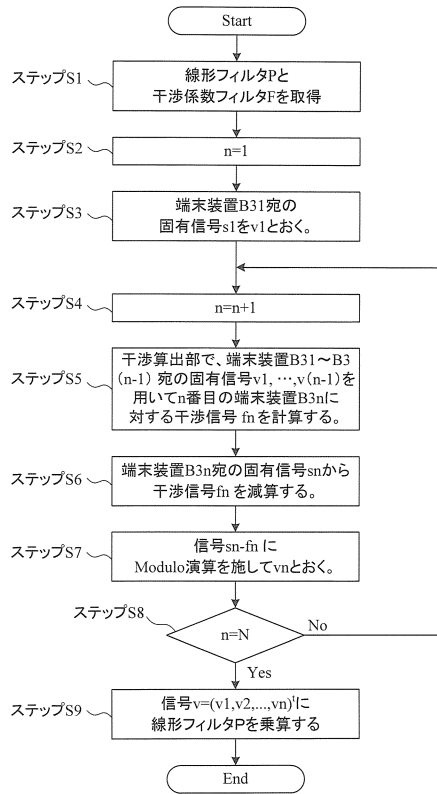
【図 12】



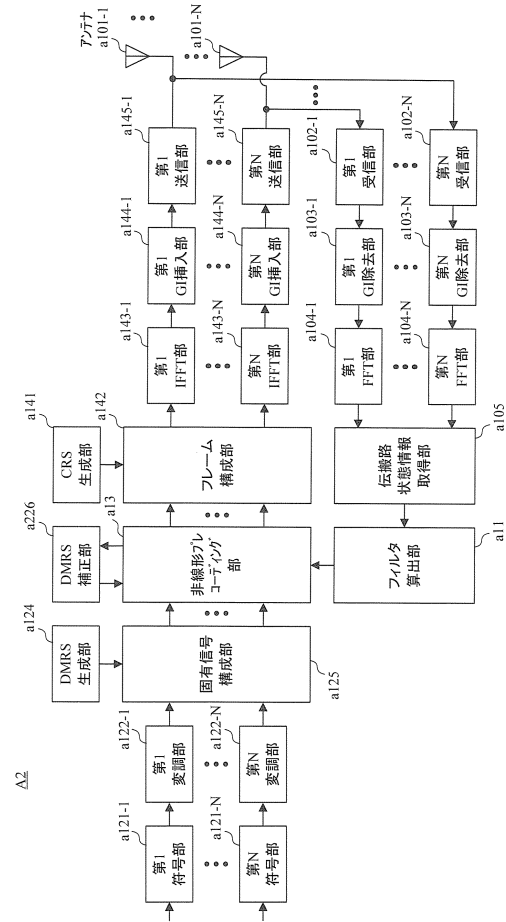
【図 13】



【図 14】



【図 15】



フロントページの続き

- (72)発明者 小野寺 毅
大阪府大阪市阿倍野区長池町2番22号 シャープ株式会社内
- (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22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2010/053059(WO, A1)
国際公開第2010/150313(WO, A1)
特開2009-182894(JP, A)
特開2010-114605(JP, A)
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
Tsuguhide Aoki et al., Pilot Signals for Multiuser Tomlinson-Harashima Precoding in MIMO-OFDM Systems, Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2011 IEEE, 2011年 9月 8日

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- | | |
|-------|--------|
| H04J | 99/00 |
| H04J | 11/00 |
| H04W | 16/28 |
| H04W | 28/18 |
| H04W | 88/02 |
| IEEE | Xplore |
| Cinii | |