

(19)日本国特許庁(JP)

## (12)特許公報(B2)

(11)特許番号

特許第6996496号

(P6996496)

(45)発行日 令和4年1月17日(2022.1.17)

(24)登録日 令和3年12月20日(2021.12.20)

(51)国際特許分類

F I

H 0 4 B 7/0413(2017.01)

H 0 4 B 7/0413 4 0 0

H 0 4 B 7/0413 2 0 0

請求項の数 15 (全25頁)

(21)出願番号	特願2018-513185(P2018-513185)	(73)特許権者	000004237
(86)(22)出願日	平成29年4月18日(2017.4.18)		日本電気株式会社
(86)国際出願番号	PCT/JP2017/015562		東京都港区芝五丁目7番1号
(87)国際公開番号	WO2017/183631	(74)代理人	100080816
(87)国際公開日	平成29年10月26日(2017.10.26)		弁理士 加藤 朝道
審査請求日	令和2年3月4日(2020.3.4)	(74)代理人	100098648
(31)優先権主張番号	特願2016-83552(P2016-83552)		弁理士 内田 潔人
(32)優先日	平成28年4月19日(2016.4.19)	(74)代理人	100119415
(33)優先権主張国・地域又は機関	日本国(JP)		弁理士 青木 充
		(74)代理人	100168310
			弁理士 高 橋 幹夫
		(72)発明者	神谷 典史
			東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内
		審査官	原田 聖子

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 LOS - MIMO復調装置、通信装置、LOS - MIMO伝送システム、LOS - MIMO復調方法及びプログラム

## (57)【特許請求の範囲】

## 【請求項1】

見通し内多入力多出力(LOS - MIMO; Line of Sight Multiple Input Multiple Output)により送信されたデータを受信する複数の受信アンテナと、

前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から、送信アンテナ及び前記受信アンテナにおいて生じた位相雑音に関連した第1の位相雑音情報と第2の位相雑音情報を算出する位相雑音推定部と、

前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々の位相を、前記第1の位相雑音情報によって補正する第1の補正部と、

前記補正後の受信信号に対し、前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から干渉による歪を補償する周波数領域等化処理を行う周波数領域等化部と、

離散逆フーリエ変換によって前記周波数領域等化処理後の信号を時間領域に戻した信号の位相を、前記第2の位相雑音情報によって補正する第2の補正部と、

前記補正後のデータの復号処理を行う復号処理部と、

を備えたLOS - MIMO復調装置。

## 【請求項2】

前記位相雑音推定部は、前記受信信号の組、又は、前記周波数領域等化処理後の信号を位相ロックループに入力して得られた信号の組から算出した位相差分を、前記第1の位相雑音情報として出力する位相差分算出部を備える請求項1のLOS - MIMO復調装置。

## 【請求項 3】

前記第 1 の位相雑音情報は、第 1 の受信アンテナに付随する位相雑音と、第 2 の受信アンテナに付随する位相雑音を、それぞれ  $R(1)$ 、 $R(2)$  としたとき、次式を満たしている請求項 1 の LOS - MIMO 復調装置。

## 【数 1】

$$\text{第 1 の位相雑音情報} = (\phi_R^{(1)} - \phi_R^{(2)})/2$$

## 【請求項 4】

前記位相雑音推定部は、

受信信号から MIMO 干渉成分を除去した後の信号を入力として、前記第 2 の位相雑音情報を出力する位相ロックループを備える請求項 1 から 3 いずれか一の LOS - MIMO 復調装置。

## 【請求項 5】

前記第 2 の位相雑音情報は、2 つの送信アンテナ及び 2 つの受信アンテナに付随する位相雑音を、それぞれ  $T(1)$ 、 $T(2)$ 、 $R(1)$ 、 $R(2)$  としたとき、次式を満たしている請求項 1 から 3 いずれか一の LOS - MIMO 復調装置。

## 【数 2】

$$\text{第 2 の位相雑音情報}^{(1)} = \phi_T^{(1)} + (\phi_R^{(1)} + \phi_R^{(2)})/2$$

$$\text{第 2 の位相雑音情報}^{(2)} = \phi_T^{(2)} + (\phi_R^{(1)} + \phi_R^{(2)})/2$$

## 【請求項 6】

前記位相雑音推定部は、前記第 2 の位相雑音情報を算出する前記受信アンテナの数と同数の位相ロックループと、該位相ロックループの出力から第 1 の位相雑音情報を算出する位相差分算出部と、前記受信信号を重み付けして加算する乗算器、加算器、及び乗算係数生成部と、を有し、

前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々の位相を、前記位相差分算出部の出力である第 1 の位相雑音情報によって補正し、該補正した受信信号の各々を前記重み付け加算処理した後、前記位相ロックループによって送信側の位相雑音に受信側の位相雑音の平均を加算した第 2 の位相雑音情報を算出すること、を特徴とする請求項 1 から 5 いずれか一の LOS - MIMO 復調装置。

## 【請求項 7】

前記位相雑音推定部は、前記受信信号から前記第 1 の位相雑音情報を算出する位相差分算出部と、前記第 2 の位相雑音情報を算出する前記受信アンテナの数と同数の位相ロックループと、前記受信信号を重み付けして加算する乗算器、加算器、及び乗算係数生成部と、を有し、

前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々の位相を、前記位相差分算出部の出力である第 1 の位相雑音情報によって補正し、該補正した受信信号の各々を前記重み付け加算処理した後、前記位相ロックループによって前記第 2 の位相雑音情報を算出すること、を特徴とする請求項 1 から 5 いずれか一の LOS - MIMO 復調装置。

## 【請求項 8】

通信路状態推定部として、前記送信アンテナ毎に送信される長さ  $N$  のトレーニング信号の複素共役からなる信号系列と、該トレーニング信号を LOS - MIMO 伝送路への送信信号とし等倍でサンプリングした長さ  $N$  の受信信号とを、畳込み演算して得られる長さ  $N$  の信号系列において、そのうち半数の  $N/2$  個の信号をゼロにマスクした長さ  $N$  の信号系列を算出する手段と、

該長さNの信号系列をフーリエ変換した信号を生成する手段と、  
該フーリエ変換した信号をLOS-MIMO伝送路の周波数応答として、平均自乗誤差が最小となる等倍サンプリング周波数等化のタップ係数を算出する手段と、を備える請求項1から7いずれか一のLOS-MIMO復調装置。

【請求項9】

通信路状態推定部として、前記送信アンテナ毎に送信される長さNのトレーニング信号の複素共役からなる信号系列と、該トレーニング信号をLOS-MIMO伝送路への送信信号とし2倍でサンプリングした長さ2Nの受信信号とを、Nを法として畳込み演算して得られる長さ2Nの信号系列において、そのうち半数のN個の信号をゼロにマスクした長さ2Nの信号系列を算出する手段と、

10

該長さ2Nの信号系列をフーリエ変換した信号を生成する手段と、  
該フーリエ変換した信号をLOS-MIMO伝送路の周波数応答として、平均自乗誤差が最小となる2倍サンプリング周波数等化のタップ係数を算出する手段と、を備える請求項1から7いずれか一のLOS-MIMO復調装置。

【請求項10】

複数の固定的に配置された送信アンテナと受信アンテナを使い、アンテナ間の離隔距離によって調整された伝送遅延の差を利用して伝送路の多重化を行う見通し内多入力多出力(LOS-MIMO; Line of Sight Multiple Input Multiple Output)無線通信システムにおいて使用され、複数の受信アンテナにおいてそれぞれ受信された受信信号から送信データを推定するLOS-MIMO復調装置であって、

20

前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から干渉による歪を補償する周波数領域等化部と、前記周波数領域等化のタップ係数を算出する通信路状態推定部と、前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から、前記送信アンテナ及び受信アンテナにおいて生じた位相雑音に関連した第1の位相雑音情報と第2の位相雑音情報を算出する位相雑音推定部と、を有し、

前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々の位相を、前記第1の位相雑音情報によって補正し、該補正した受信信号の各々を長さNの離散フーリエ変換によって周波数領域に変換して周波数領域等化処理を行った後、長さNの離散逆フーリエ変換によって時間領域に戻した周波数領域等化後の信号の位相を、前記第2の位相雑音情報によって補正すること、を特徴としたLOS-MIMO復調装置。

30

【請求項11】

請求項1から10いずれか一に記載のLOS-MIMO復調装置を含む通信装置。

【請求項12】

請求項1から10いずれか一に記載のLOS-MIMO復調装置を含み、  
複数の固定的に配置された送信アンテナと受信アンテナを使い、アンテナ間の離隔距離によって調整された伝送遅延の差を利用して伝送路の多重化を行うLOS-MIMO伝送システム。

【請求項13】

前記LOS-MIMO復調装置で算出された前記第2の位相雑音情報を送信側にフィードバックする機能を有し、

40

送信側が、複数の送信アンテナから送信される信号の各々に対し、前記第2の位相雑音情報を使用して位相回転処理を行った後、送信することを特徴とした請求項12のLOS-MIMO伝送システム。

【請求項14】

見通し内多入力多出力(LOS-MIMO; Line of Sight Multiple Input Multiple Output)を構成するLOS-MIMO復調装置の複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から、送信アンテナ及び前記受信アンテナにおいて生じた位相雑音に関連した第1の位相雑音情報と第2の位相雑音情報を算出するステップと、

50

前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々の位相を、前記第 1 の位相雑音情報によって補正するステップと、

前記補正後の受信信号に対し、前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から干渉による歪を補償する周波数領域等化処理を行うステップと、

離散逆フーリエ変換によって前記周波数領域等化処理後の信号を時間領域に戻した信号の位相を、前記第 2 の位相雑音情報によって補正するステップと、

を含む LOS - MIMO 復調方法。

#### 【請求項 15】

見通し内多入力多出力 (LOS - MIMO ; Line of Sight Multiple Input Multiple Output) を構成する LOS - MIMO 復調装置を構成するコンピュータに、

複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から、送信アンテナ及び前記受信アンテナにおいて生じた位相雑音に関連した第 1 の位相雑音情報と第 2 の位相雑音情報を算出する処理と、

前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々の位相を、前記第 1 の位相雑音情報によって補正する処理と、

前記補正後の受信信号に対し、前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から干渉による歪を補償する周波数領域等化処理を行う処理と、

離散逆フーリエ変換によって前記周波数領域等化処理後の信号を時間領域に戻した信号の位相を、前記第 2 の位相雑音情報によって補正する処理と、

を実行させるプログラム。

#### 【発明の詳細な説明】

#### 【技術分野】

#### 【0001】

(関連出願についての記載)

本発明は、日本国特許出願：特願 2016 - 083552 号 (2016 年 4 月 19 日出願) の優先権主張に基づくものであり、同出願の全記載内容は引用をもって本書に組み込み記載されているものとする。

本発明は、多入力多出力 (MIMO ; Multiple - Input Multiple - Output) 無線通信システムに用いる復調装置、通信装置、LOS - MIMO 伝送システム、LOS - MIMO 復調方法及びプログラムに関し、特に、マイクロ波帯及びミリ波帯を用いた見通し内 (LOS ; Line - Of - Sight) MIMO 無線通信システムに用いる復調装置、通信装置、LOS - MIMO 伝送システム、LOS - MIMO 復調方法及びプログラムに関する。

#### 【背景技術】

#### 【0002】

近年、送受信局が物理的に固定された見通し内通信システムであるマイクロ波・ミリ波通信システムは、モバイル通信インフラストラクチャとしての需要が飛躍的に増加している。このため、モバイル通信のトラフィックの増大に伴い、更なる伝送容量の大容量化が求められている。このような要求に応じて、偏波多重の利用、変調多値数の増加、あるいは帯域幅の拡大によって伝送容量を増加する手段が知られているが、これらの手段を駆使しても、今後予想されるトラフィック増大には十分とは言えず、これらに加えて更に通信容量の増大を可能とする技術の開発が期待されている。

#### 【0003】

そのような技術として、複数の送信・受信アンテナを使用した MIMO 伝送システムに注目が集まっている。この技術はこれまで携帯電話、あるいは無線 LAN (Local Area Network) 等、見通し外の移動体通信システムへの応用を中心に発展してきたが、最近では、マイクロ波及びミリ波を用いた見通し内固定無線通信システムへの適用が検討されており、トラフィックの増大に伴うさらなる大容量化への要請に応える技術として注目されている。

## 【 0 0 0 4 】

見通し内固定無線通信における MIMO (以下 LOS-MIMO と呼称) 伝送の原理については非特許文献 1 に開示されている。非特許文献 1 及び非特許文献 2 では、複数の送信アンテナと受信アンテナを適切に配置することによって伝送遅延の差を調整し、調整された伝送遅延の差によって生じるキャリアの位相回転量が信号対雑音比の向上に貢献して、通信容量の増大が可能となることが示されている。例えば送信アンテナと受信アンテナが各 2 つずつのケースでは、送信アンテナと受信アンテナが 1 つずつの通常の一入力出力 (SISO; Single-Input Single-Output) 伝送と比較して、2 倍の通信容量が見込める。このような見通し内 MIMO 通信は、電波の反射、回折、錯乱により、多数の信号が重なり合っ

10

## 【 0 0 0 5 】

て、送受信アンテナ数が各々二つずつの  $2 \times 2$  LOS-MIMO に関する信号分離手段を、フェージングによる符号間干渉を補償する時間領域等化器と一体化した LOS-MIMO 復調方法が提供されている。

## 【 0 0 0 6 】

特許文献 1 及び 2 には、マイクロ波帯又はミリ波帯を利用した見通し内固定無線システムにおける LOS-MIMO 通信の実現手段が示されている。これらの文献では、LOS-MIMO 伝送によって多重化された受信信号から所望の信号を分離抽出する手段と、従来の単一送信アンテナ、単一受信アンテナによる SISO 伝送における通常

20

の復調手段とがタンデムに配置された構成を採用している。この LOS-MIMO に関する信号分離抽出手段は、LOS-MIMO 伝送路モデルを表現するパラメータを、直交するパターンを形成する数シンボルからなるパイロット信号系列を伝送することによって推定し、MIMO 伝送路で生じた多重化の逆変換を信号処理によって施す事で実現している。

## 【 0 0 0 7 】

その他、背景技術を構成する文献として、特許文献 3、4 を挙げておく。本発明との関係性については、後に説明する。

## 【 先行技術文献 】

## 【 特許文献 】

30

## 【 0 0 0 8 】

【 文献 】 特許第 5 3 1 7 0 2 1 号公報

特許第 5 3 2 2 2 7 4 号公報

国際公開第 2 0 1 3 / 1 6 1 8 0 1 号

特開 2 0 1 0 - 1 1 9 0 7 0 号公報

## 【 非特許文献 】

## 【 0 0 0 9 】

【 文献 】 P. F. Driessen and G. J. Foschini, " On the Capacity Formula for Multiple Input - Multiple Output Wireless Channels: A Geometric Interpretation, " IE

EE Transactions on Communications, Vol.47, No.2, pp.173-176, February 1999.

I. Sarris and A. R. Niz, " Maximum MIMO Capacity in Line-of-Sight, " IEEE International Conference on Information, Communications and Signal Processing (

ICIS), Proceedings, pp.1236-1240, December 2005.

T. Ingason, H. Liu, M. Coldrey, A. Wolfgang, and J. Hansryd, " Impact of Frequency Selective Channels on a Line-of-Sight MIMO Microwave Radio Link, " IEEE

Vehicular Technology Conference (VTC), Proceedings, May 2010.

## 【 発明の概要 】

## 【 発明が解決しようとする課題 】

## 【 0 0 1 0 】

以下の分析は、本発明によって与えられたものである。

50

マイクロ波帯又はミリ波帯（以下、マイクロ波とミリ波を特に区別しない場合、「マイクロ波／ミリ波帯」と記す。）を利用した見通し内固定無線通信においては、前記の様に、通信容量増大のため1024値以上の信号多値数を利用した超多値伝送が既に使用されている。従って、さらなる大容量化を達成するためには、LOS-MIMO伝送技術は、このような超多値変調と併用して適用可能である必要がある。ところが、マイクロ波／ミリ波帯固定無線通信においてLOS-MIMO伝送を行う場合、各送信アンテナ（及び受信アンテナ）間隔の制約から、各アンテナに付随する位相雑音はアンテナ毎に独立と仮定するのが自然であり、この独立な位相雑音はLOS-MIMO伝送の通信品質を著しく劣化させるという問題がある。このような位相雑音による劣化に加え、LOS-MIMO伝送における信号の多重化によって生じる干渉、さらにはフェージングによって生じる符号間干渉が受信時の信号品質を劣化させる主な要因となる。

10

#### 【0011】

特許文献1、2の構成において、前述の位相雑音による信号品質の劣化に関する補償を行う場合、前記直交するパターンを形成する既知の数シンボルからなるパイロット信号系列を、より高い頻度で伝送して通信路特性の時間変動に追従する必要がある。しかしながら、これは本来の目的であった通信容量の増大を著しく制限することになり、適切な方法とは言えない。

#### 【0012】

非特許文献3の方法によれば、前記の直交するパターンを形成する既知の数シンボルからなるパイロット信号系列を必要とせず、単なる既知の信号からなるパイロット信号系列でよく、干渉除去処理後の誤差信号を使ってLOS-MIMOに関する信号処理と符号間干渉補償のための時間領域等化器のタップ係数を制御することにより復調が行える。位相雑音に関しては、例えば特許文献3の方法を組み合わせることは可能であるが、これはSISO伝送を対象とした技術であって、LOS-MIMO伝送において送受信各アンテナで独立に生じる位相雑音の補償への効果は限定的である。結果として、この方法によってもSISO伝送時と比較して多くの制御信号が必要となる。

20

#### 【0013】

また、非特許文献3の方法では、SISO伝送の場合の4倍に相当する時間領域等化器が必要となり、演算量及び装置規模の増大が問題となる。これは送受信アンテナ数を倍にすることによって伝送パス数が4倍になり、符号間干渉だけでなく、MIMO伝送における信号多重化に起因する干渉を除去する必要があることによる。さらに水平・垂直偏波を利用した偏波多重伝送を適用するケースにおいては、等化器の数は16倍となり、実装コストの課題が強調される。

30

#### 【0014】

一般に、等化器の実装コスト削減には時間領域等化よりも周波数領域等化が有効であることが知られている。マイクロ波帯／ミリ波帯を利用した見通し内固定無線に関しては、シングルキャリア伝送が広く用いられているため、シングルキャリア周波数領域等化を適用することになるが、これにはLOS-MIMO伝送の伝送パス数に応じた量の通信路推定用のトレーニングブロックやサイクリックプレフィックス等の冗長データを導入する必要がある。通信容量低下への影響を抑えるためには、このような冗長データ量を少なくする必要があるが、これは伝送品質に悪影響を与える。シングルキャリア周波数領域等化と位相雑音補償については、例えば特許文献4の方法が知られているが、これはSISO伝送を対象とした技術であって、LOS-MIMO伝送への効果は限定的である。

40

#### 【0015】

以上のように、マイクロ波／ミリ波帯を利用した見通し内固定無線MIMO伝送においては、信号多重化に起因する干渉除去に加え、フェージングによる符号間干渉の除去、及びアンテナ毎に独立な位相雑音補償の全てを、高精度に、なおかつ伝送容量の低下と実装コストの大幅な増加を伴うことなく、行う必要がある。

#### 【0016】

マイクロ波帯／ミリ波帯を利用した固定無線システムにおけるLOS-MIMOシングル

50

キャリア伝送において、MIMO伝送による信号多重化に伴う干渉に加え、フェージングによる符号間干渉とアンテナ毎に独立な位相雑音に起因する伝送品質の劣化がある場合、背景技術として挙げたLOS-MIMO復調方法では、これら劣化の補償に要する計算コストの増大、及び制御信号（トレーニング系列、パイロット信号）の増大による通信容量の低下が不可避であり、LOS-MIMO伝送技術導入のメリットが制限される。

【0017】

本発明は、アンテナ毎、偏波毎に独立な位相雑音に加え、フェージングによる符号間干渉がある伝送環境下にあっても、LOS-MIMO伝送による大容量かつ高品質なデータ伝送が可能な構成の提供に貢献する復調装置及び復調方法を提供する。

【課題を解決するための手段】

10

【0018】

第1の視点によれば、見通し内多入力多出力(LOS-MIMO; Line of Sight Multiple Input Multiple Output)により送信されたデータを受信する複数の受信アンテナを備えるLOS-MIMO復調装置が提供される。このLOS-MIMO復調装置は、さらに、前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から、送信アンテナ及び前記受信アンテナにおいて生じた位相雑音に関連した第1の位相雑音情報と第2の位相雑音情報を算出する位相雑音推定部を備える。このLOS-MIMO復調装置は、さらに、前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々の位相を、前記第1の位相雑音情報によって補正する第1の補正部を備える。このLOS-MIMO復調装置は、さらに、前記補正後の受信信号に対し、前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から干渉による歪を補償する周波数領域等化処理を行う周波数領域等化部を備える。このLOS-MIMO復調装置は、さらに、離散逆フーリエ変換によって前記周波数領域等化処理後の信号を時間領域に戻した信号の位相を、前記第2の位相雑音情報によって補正する第2の補正部を備える。このLOS-MIMO復調装置は、さらに、前記補正後のデータの復号処理を行う復号処理部を備える。

20

【0019】

第2の視点によれば、上記したLOS-MIMO復調装置を含む通信装置が提供される。

【0020】

第3の視点によれば、上記したLOS-MIMO復調装置で算出された前記第2の位相雑音情報を送信側にフィードバックする機能を有し、送信側が、前記複数の送信アンテナから送信される信号の各々に対し、前記第2の位相雑音情報を使用して位相回転処理を行った後、送信するLOS-MIMO伝送システムが提供される。

30

【0021】

第4の視点によれば、見通し内多入力多出力(LOS-MIMO; Line of Sight Multiple Input Multiple Output)を構成するLOS-MIMO復調装置の複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から、前記送信アンテナ及び受信アンテナにおいて生じた位相雑音に関連した第一の位相雑音情報と第二の位相雑音情報を算出するステップと、前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々の位相を、前記第一の位相雑音情報によって補正するステップと、前記補正後の受信信号の各々を長さNの離散フーリエ変換によって周波数領域に変換した信号を入力とし、前記タップ係数を用いて、受信信号の各々から干渉による歪を補償するための周波数領域等化処理を行うステップと、離散逆フーリエ変換によって前記周波数領域等化処理後の信号を時間領域に戻した信号の位相を、前記第2の位相雑音情報によって補正するステップと、を含むLOS-MIMO復調方法が提供される。本方法は、LOS-MIMO復調装置という、特定の機械に結びつけられている。

40

【0022】

第5の視点によれば、上記したLOS-MIMO復調装置の機能を実現するためのコンピュータプログラムが提供される。なお、このプログラムは、コンピュータが読み取り可能な（非トランジエントな）記憶媒体に記録することができる。即ち、本発明は、コンピュータプログラム製品として具現することも可能である。

50

## 【発明の効果】

## 【0023】

本発明によれば、アンテナ毎、偏波毎に独立な位相雑音に加え、フェージングによる符号間干渉がある伝送環境下にあっても、LOS-MIMO伝送による大容量かつ高品質なデータ伝送をすることが可能となる。即ち、本発明は、背景技術に示したLOS MIMO伝送システムを、大容量かつ高品質なデータ伝送をなしうるLOS MIMO伝送システムへと変換するものとなっている。

## 【図面の簡単な説明】

## 【0024】

【図1】本発明の一実施形態の構成を示す図である。

10

【図2】本発明の一実施形態のLOS-MIMO復調装置の構成を示す図である。

【図3】図1の位相雑音推定部の詳細構成を示す図である。

【図4】本発明の第1の実施形態のLOS-MIMO伝送システムの構成を示す図である。

【図5】LOS-MIMO伝送（フィードバック伝送路なし）をベースバンド信号モデルで表した図である。

【図6】LOS-MIMO伝送（フィードバック伝送路あり）をベースバンド信号モデルで表した図である。

【図7】本発明の第1の実施形態で用いる伝送信号フレームのフォーマットの一例を示す図である。

【図8】本発明の第1の実施形態の位相差分算出部の詳細構成を示すブロック図である。

20

【図9】本発明の第1の実施形態の動作を表したフローチャートである。

【図10】本発明の第2の実施形態のLOS-MIMO復調装置の位相雑音推定部の詳細構成を示す図である。

【図11】本発明の第2の実施形態の位相差分算出部の詳細構成を示すブロック図である。

【図12】本発明の第2の実施形態の動作を表したフローチャートである。

【図13】本発明のLOS-MIMO復調装置の変形実施形態を示す図である。

## 【発明を実施するための形態】

## 【0025】

はじめに本発明の一実施形態の概要について図面を参照して説明する。なお、この概要に付記した図面参照符号は、理解を助けるための一例として各要素に便宜上付記したものであり、本発明を図示の態様に限定することを意図するものではない。また、以下の説明で用いる図面中のブロック間の接続線は、双方向及び単方向の双方を含む。一方向矢印については、主たる信号（データ）の流れを模式的に示すものであり、双方向性を排除するものではない。

30

## 【0026】

本発明は、その一実施形態において、図1に示すように、LOS-MIMOにより送信されたデータを受信する複数の受信アンテナと、位相雑音推定部12と、第1の補正部11と、前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から干渉による歪を補償する周波数領域等化处理を行う周波数領域等化部13と、第2の補正部14と、前記補正後のデータの復号処理を行う復号処理部15と、を備える構成（LOS-MIMO復調装置10）にて実現できる。

40

## 【0027】

より具体的には、位相雑音推定部12は、複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から、送信アンテナ及び前記受信アンテナにおいて生じた位相雑音に関連した第1の位相雑音情報と第2の位相雑音情報を算出する。そして、第1の補正部11は、前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々の位相を、前記第1の位相雑音情報によって補正する。周波数領域等化部13は、前記補正後の受信信号に対し、前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から干渉による歪を補償する周波数領域等化处理を行う。第2の補正部14は、離散逆フーリエ変換によって前記周波数領域等化处理後の信号を時間領域に戻した信号の位相を、前記第2の位相雑音情報によって補正する。

50



## 【 0 0 2 8 】

以上のように２段階の補正を行うことで、送受信アンテナ毎に独立に生じた位相雑音の推定を時間領域で行い、周波数領域等化处理によってMIMO伝送による干渉と符号間干渉を除去することができる。このため、LOS-MIMO伝送による大容量かつ高品質なデータ伝送を可能とすることができる。

## 【 0 0 2 9 】

続いて、LOS-MIMO復調装置１０のより詳細な構成について、図２、図３を用いて説明する。LOS-MIMO復調装置１００は、二つのアンテナから各々独立にデータ列を送信し、二つのアンテナで受信するLOS-MIMO伝送路（図４）において、二つのアンテナによって得られる受信信号から、本来送信した二つの送信データを復元する装置である。

10

## 【 0 0 3 0 】

図２に示すように、LOS-MIMO復調装置１００は、位相雑音推定部１０１と、通信路状態推定部１０２と、位相回転用乗算器１０３、１０８と、高速フーリエ変換器（FFT）１０４と、周波数領域等化器１０５と、加算器１０６と、逆高速フーリエ変換器（IFFT）１０７と、誤り訂正復号部１０９と、を含む。

## 【 0 0 3 1 】

位相雑音推定部１０１には、二つの受信アンテナから得られる受信信号１及び受信信号２が入力される。位相雑音推定部１０１は、前記受信信号１、２と通信路状態推定部１０２、誤り訂正復号部１０９の出力情報から、二つの送信アンテナに付随する位相雑音  $T(1)$ 、 $T(2)$  と、二つの受信アンテナに付随する位相雑音  $R(1)$ 、 $R(2)$  とによって定まる三パターンの位相雑音情報  $\phi_T(1)$ 、 $\phi_T(2)$ 、 $\phi_R(1)$ 、 $\phi_R(2)$  を推定し、出力する。この位相雑音情報  $\phi_T(1)$ 、 $\phi_T(2)$ 、 $\phi_R(1)$ 、 $\phi_R(2)$  は、次式によって表される。

20

## 【数１】

$$\Delta = (\phi_R^{(1)} - \phi_R^{(2)})/2$$

$$\psi^{(1)} = \phi_T^{(1)} + (\phi_R^{(1)} + \phi_R^{(2)})/2$$

30

$$\psi^{(2)} = \phi_T^{(2)} + (\phi_R^{(1)} + \phi_R^{(2)})/2$$

## 【 0 0 3 2 】

以下、 $\psi^{(1)}$  を第一の位相雑音情報、 $\psi^{(2)}$  を第二の位相雑音情報と呼称する。なお、以下、数式中の各項の右上に示すカッコ付きの数字は、送信アンテナ又は受信アンテナの番号によりデータを区別するためのものである。例えば、[数１]からも明らかとなり、 $\phi_T^{(1)}$  は、第１の送信アンテナに付随する位相雑音  $T(1)$  が反映され、 $\phi_T^{(2)}$  は、第２の送信アンテナに付随する位相雑音  $T(2)$  が反映されている。同様に、M本のアンテナやFFT出力の組み合わせを特に区別する場合、 $(p, p)$  の形式（但し、 $p$  はMの整数）でカッコ付きで表示する。なお、上記したカッコを用いた表記に代えて、 $T(1)$ 、 $T(2)$  は、 $T_1$ 、 $T_2$  と表すこともできる。同様に、 $h(p_1, p_2)$  は、 $h_{p_1 p_2}$  と表すこともできる。

40

## 【 0 0 3 3 】

位相回転用乗算器１０３は、前記位相雑音推定部１０１の出力である第一の位相雑音情報によって、受信信号１と受信信号２の位相を回転し、補正する。

## 【 0 0 3 4 】

50

二つの高速フーリエ変換器（FFT）104は、前記位相回転用乗算器103の出力結果を入力し、その周波数成分をフーリエ変換によって算出して出力する。

【0035】

周波数領域等化器（FDE）105は、通信路状態推定部102から供給される情報を前記高速フーリエ変換器の出力に乗算し、出力する。この周波数領域等化器（FDE）105は、送信受信各二本ずつのアンテナによって構成される四つの伝送パスにおいて生じたフェージングによる符号間干渉を除去する役割を果たす。図2中にあるように、四つの周波数領域等化器（FDE）105の出力データは、二つのペアに分類され、各ペアは加算器106で加算された後、逆高速フーリエ変換器（IFFT）107によって周波数領域から時間領域データに変換される。

10

【0036】

位相回転用乗算器108は、前記逆高速フーリエ変換器107の出力信号の位相を、前記位相雑音推定部101の出力である第二の位相雑音情報（1）、（2）に従って回転し、出力する。

【0037】

誤り訂正復号部（DEC）109は、前記位相回転用乗算器108の出力信号を入力し、誤り訂正符号の復号処理を行って訂正後のデータを出力する。誤り訂正復号部109の出力はLOS-MIMO復調装置100の出力データとなる。

【0038】

図3は、前記位相雑音推定部101の一実施形態を示したブロック図である。図3を参照すると、位相回転用乗算器201、MIMO干渉除去用乗算器202、乗算係数生成部203、MIMO干渉除去用加算器204、位相ロックループ205、位相差分算出部206を含む構成が示されている。

20

【0039】

二つの受信アンテナから得られる受信信号1及び受信信号2の受信データは、位相回転用乗算器201によって、位相差分算出部206が出力する第一の位相雑音情報によって位相補正を施される。乗算器202と加算器204は、前記位相補正後の受信データからMIMO干渉成分を除去する。乗算器202の乗算係数は、乗算係数生成部203より供給される。二つのMIMO干渉除去用加算器204の出力信号 $y(1)$ 、 $y(2)$ は、各々位相ロックループ205に入力される。即ち、乗算器202、乗算係数生成部203及び加算器204が、受信信号を重み付けして加算する動作を行うことになる。位相ロックループ205は、残留する位相雑音の推定結果である第二の位相雑音情報 $e_j((1)-(2))$ を算出し、出力する。

30

【0040】

以上の構成によれば、送受信アンテナ毎に独立に生じた位相雑音の推定を時間領域で行い、周波数領域等化处理によってMIMO伝送による干渉と符号間干渉を除去することができる。このため、LOS-MIMO伝送による大容量かつ高品質なデータ伝送を可能とすることができる。

【0041】

[第1の実施形態]

続いて、本発明の第1の実施形態について図面を参照して詳細に説明する。はじめに、LOS-MIMO復調装置100を含む無線伝送方式について説明する。以下の説明においては、位相情報をデータの識別に使用する変調方式を対象とし、一例として直交振幅変調（QAM: Quadrature Amplitude Modulation）である場合を説明する。

40

【0042】

図4は、送信アンテナ数が2、受信アンテナ数が2のLOS-MIMO無線伝送システムの構成を表すブロック図である。図4を参照すると、それぞれ2つの屋外装置302（Outdoor Unit; ODU）が接続された屋内装置301（Indoor Unit; IDU）間で、屋外装置302のアンテナを用いてデータを送受信する構成が示さ

50

れている。

【 0 0 4 3 】

図 5 は、上述の屋内装置 3 0 1 に含まれる変復調処理部と、屋外装置 3 0 2 において生じる雑音源、及び LOS - MIMO 伝送路をベースバンド信号処理モデルで表したブロック図であり、送信データと LOS - MIMO 復調装置 1 0 0 の入力信号の関係を示している。

【 0 0 4 4 】

図 5 のモデルにおいて、送信側は 2 つの変調器 4 0 1 と送信側位相雑音源 4 0 2 を含み、LOS - MIMO 伝送路は、四つの伝送パスからなるフェージング通信路 4 0 4 と MIMO 干渉 4 0 5 によって構成される。受信側は、受信側位相雑音源 4 0 6、熱雑音源 4 0 7、及び本発明の LOS - MIMO 復調装置 1 0 0 を含む。

10

【 0 0 4 5 】

QAM 方式において、信号点数が  $2^m$  個の場合 ( $m$  は正整数)、変調器 4 0 1 において、送信データを  $m$  ビット毎に区切り、 $m$  ビットを  $2^m$  個の信号点の一つにマッピングする。マッピングされた信号点は複素数値で表すことができ、従ってベースバンドモデルにおける信号は複素数で表現される。

【 0 0 4 6 】

図 6 は、受信器から送信器へのフィードバック伝送路がある LOS - MIMO 伝送のベースバンド信号処理モデルを示す。図 5 との違いはフィードバック伝送路があることである。図 6 のベースバンド信号処理モデルでは、LOS - MIMO 復調装置 1 0 0 よりフィードバックされた情報を使用して、送信側では LOS - MIMO 伝送路への送信信号に処理を施す。この処理の詳細については後述する。

20

【 0 0 4 7 】

図 7 は、LOS - MIMO 伝送路を通して伝達する信号に関する典型的な信号フォーマットの一例を示す。信号フォーマットは、通信路状態を推定するためのトレーニングブロックとデータブロックからなる。トレーニングブロックとデータブロックは、各々長さ  $N$  のトレーニング系列、データ系列と、長さ  $L_p$ ,  $L_s$  のサイクリックプレフィックスとサイクリックサフィックスを含む。ここで、後述のように、 $N$  は高速フーリエ変換のブロック長を表すため 2 の冪とし、 $L_p$ ,  $L_s$  は 0 以上の整数とする。以下、LOS - MIMO 復調装置 1 0 0 への二つの入力信号は、図 7 のフォーマットに従うものとして説明する。

【 0 0 4 8 】

以下、再度図 1 を参照して、LOS - MIMO 復調装置 1 0 0 の各部について説明する。LOS - MIMO 復調装置 1 0 0 への入力信号のうち、トレーニングブロック部分は、通信路状態推定部 1 0 2 へ入力され、処理される。トレーニングブロック以外のデータブロックについては位相雑音推定部 1 0 1 に入力されると共に、第一の位相雑音情報によって補正を行うための位相回転用乗算器 1 0 3 に入力される。通信路状態推定部 1 0 2 及び位相雑音推定部 1 0 1 の動作については後述する。

30

【 0 0 4 9 】

LOS - MIMO 復調装置 1 0 0 への入力信号  $r^{(1)}(n)$ ,  $r^{(2)}(n)$  は、前記のように位相回転用乗算器 1 0 3 に入力される。位相回転用乗算器 1 0 3 のもう一方の入力は位相雑音推定部 1 0 1 の出力である第一の位相雑音情報  $FPN$  である。第一の位相雑音情報  $FPN$  は [ 数 2 ] によって表される。位相回転用乗算器 1 0 3 は、それぞれ  $r^{(1)'}(n) = e^{-j\Delta(n)} r^{(1)}(n)$ ,  $r^{(2)'}(n) = e^{j\Delta(n)} r^{(2)}(n)$  を出力する。その後、前記位相回転用乗算器 1 0 3 の出力  $r^{(1)'}(n)$ ,  $r^{(2)'}(n)$  は高速フーリエ変換器 (FFT) 1 0 4 に入力される。高速フーリエ変換器 (FFT) 1 0 4 の出力  $R^{(1)}(n)$ ,  $R^{(2)}(n)$  は、次の [ 数 3 ] で示される ( $n$  は 0 から  $N - 1$  の間の整数を表す)。

40

【 数 2 】

$$FPN = e^{j\Delta(n)}$$

【 数 3 】

50

$$R^{(1)}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} r^{(1)'}(k) e^{-j2\pi kn/N}, \quad R^{(2)}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} r^{(2)'}(k) e^{-j2\pi kn/N}$$

【 0 0 5 0 】

高速フーリエ変換器 1 0 4 の出力は、四つの周波数領域等化器 ( F D E ) 1 0 5 に入力される。周波数領域等化器 1 0 5 は、前記  $R^{(1)}(n)$  ,  $R^{(2)}(n)$  と通信路状態推定部 1 0 2 から提供される信号  $Q^{(1,1)}(n)$  ,  $Q^{(1,2)}(n)$  ,  $Q^{(2,1)}(n)$  ,  $Q^{(2,2)}(n)$  とを乗算し、出力する。四つの周波数領域等化器 1 0 5 の出力データは、二つのペアに分類され、各ペアは加算器 1 0 6 で加算される。二つの加算器 1 0 6 の出力  $Y^{(1)}(n)$  ,  $Y^{(2)}(n)$  は、次の [ 数 4 ] で表すことができる。

10

【 数 4 】

$$Y^{(1)}(n) = Q^{(1,1)}(n)R^{(1)}(n) + Q^{(1,2)}(n)R^{(2)}(n)$$

$$Y^{(2)}(n) = Q^{(2,1)}(n)R^{(1)}(n) + Q^{(2,2)}(n)R^{(2)}(n)$$

【 0 0 5 1 】

上記 [ 数 3 ] の出力  $Y^{(1)}(n)$  ,  $Y^{(2)}(n)$  は、逆高速フーリエ変換器 ( I F F T ) 1 0 7 に入力される。逆高速フーリエ変換器 1 0 7 は、次の [ 数 5 ] に示す  $y^{(1)}(n)$  ,  $y^{(2)}(n)$  を算出して出力する。

20

【 数 5 】

$$y^{(1)}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} Y^{(1)}(k) e^{j2\pi kn/N}, \quad y^{(2)}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} Y^{(2)}(k) e^{j2\pi kn/N}$$

【 0 0 5 2 】

逆高速フーリエ変換器 ( I F F T ) 1 0 7 の出力は、位相回転用乗算器 1 0 8 に入力され、各々位相雑音推定部 1 0 1 の出力である次の [ 数 6 ] に示す第二の位相雑音情報  $SPN^{(1)}$  ,  $SPN^{(2)}$  と乗算される。位相回転用乗算器 1 0 8 の出力信号  $SPN^{(1)} y^{(1)}(n)$  ,  $SPN^{(2)} y^{(2)}(n)$  に対し、誤り訂正復号部 1 0 9 において誤り訂正処理を行い、送信データを推定して出力する。誤り訂正復号部の出力は、後述する位相雑音推定部 1 0 2 において、前記第一の位相雑音情報  $FPN$  と第二の位相雑音情報  $SPN^{(1)}$  ,  $SPN^{(2)}$  に関する計算精度を高める役割を果たすことができる。

30

【 0 0 5 3 】

【 数 6 】

$$SPN^{(1)} = e^{-j\psi^{(1)}(n)}, \quad SPN^{(2)} = e^{-j\psi^{(2)}(n)}$$

【 0 0 5 4 】

40

次に、位相雑音推定部 1 0 1 の動作について、再度図 3 を用いて説明する。図 5 あるいは図 6 に示したベースバンド信号伝送モデルにおいて、アンテナ 1 から送信する信号を  $s^{(1)}(n)$ 、アンテナ 2 から送信する信号を  $s^{(2)}(n)$  と記すと ( $n$  は時点を表す整数とする)、対応する受信信号  $r^{(1)}(n)$  ,  $r^{(2)}(n)$  は行列表現を使って、次の [ 数 7 ] で表現できる。

【 数 7 】

$$\begin{bmatrix} r^{(1)}(n) \\ r^{(2)}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\Delta(n)} & 0 \\ 0 & e^{-j\Delta(n)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h^{(1,1)}(0) & h^{(1,2)}(0) \\ h^{(2,1)}(0) & h^{(2,2)}(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\psi^{(1)}(n)} & 0 \\ 0 & e^{j\psi^{(2)}(n)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s^{(1)}(n) \\ s^{(2)}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z^{(1)}(n) \\ z^{(2)}(n) \end{bmatrix}$$

【 0 0 5 5 】

ここで、 $z^{(1)}(n)$ 、 $z^{(2)}(n)$ は熱雑音成分を表す。第一の位相雑音情報の指数部  $(n)$  及び第二の位相雑音情報の指数部  $(1)(n)$ 、 $(2)(n)$ は、送信アンテナ1、2に付随する位相雑音  $\tau^{(1)}(n)$ 、 $\tau^{(2)}(n)$ と、受信アンテナ1、2に付随する位相雑音  $R^{(1)}(n)$ 、 $R^{(2)}(n)$ によって、次の[数8]、[数9]で表すことができる。

10

【数8】

$$\Delta(n) = (\phi_R^{(1)}(n) - \phi_R^{(2)}(n))/2$$

【数9】

$$\psi^{(1)}(n) = \phi_T^{(1)}(n) + (\phi_R^{(1)}(n) + \phi_R^{(2)}(n))/2$$

20

$$\psi^{(2)}(n) = \phi_T^{(2)}(n) + (\phi_R^{(1)}(n) + \phi_R^{(2)}(n))/2$$

【 0 0 5 6 】

図3の位相雑音推定部101は、受信信号 $r^{(1)}(n)$ 、 $r^{(2)}(n)$ を入力し、前記[数8]、[数9]に示した第一の位相雑音情報の指数部  $(n)$ と第二の位相雑音情報の指数部  $(1)(n)$ 、 $(2)(n)$ を推定し、出力する。以下、その動作について説明する。

【 0 0 5 7 】

30

受信信号 $r^{(1)}(n)$ 、 $r^{(2)}(n)$ は、位相回転用乗算器201によって、位相差分算出部206の出力情報分の位相回転処理を施される。位相差分算出部206の出力は、後述のように[数8]の第一の位相雑音情報の指数部  $(n)$ の推定結果であり、二つの位相回転用乗算器201の出力は、各々 $e^{-j\psi^{(1)}(n)}r^{(1)}(n)$ 、 $e^{-j\psi^{(2)}(n)}r^{(2)}(n)$ となる。次いで、位相回転用乗算器201の出力は、乗算係数生成部203によって供給される乗算係数と四つの乗算器202によって乗算され、その後、加算器204によって加算される。乗算係数生成部203によって供給される定数は、例えば次の[数10]で表される $2 \times 2$ 行列 $q$ の四つの成分 $q^{(1,1)}$ 、 $q^{(1,2)}$ 、 $q^{(2,1)}$ 、 $q^{(2,2)}$ となる。

【 0 0 5 8 】

40

【数10】

$$q = \begin{bmatrix} q^{(1,1)} & q^{(1,2)} \\ q^{(2,1)} & q^{(2,2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h^{(1,1)}(0) & h^{(1,2)}(0) \\ h^{(2,1)}(0) & h^{(2,2)}(0) \end{bmatrix}^{-1}$$

【 0 0 5 9 】

尚、 $h^{(1,1)}(0)$ 、 $h^{(1,2)}(0)$ 、 $h^{(2,1)}(0)$ 、 $h^{(2,2)}(0)$ は通信路状態推定部102より提供される。従って、前記乗算器202と加算器204による演算結果 $y^{(1)}(n)$ 、 $y^{(2)}(n)$ は、位相差分算出部206が出力する第一の位相雑音情報の指数部  $(n)$ がほとんど誤差を含まない場合、各々 $y^{(1)}(n)$

50

$= \text{SPN}(1) s(1)(n) + w(1)'(n)$ ,  $y(2)(n) = \text{SPN}(2) s(2)(n) + w(2)'(n)$ となる。ここで、 $w(1)'(n)$ ,  $w(2)'(n)$ は熱雑音成分を表す。従ってこの場合、前記加算器204の出力データの各々を位相ロックループ205に入力することによって、 $\text{SPN}(1)$ ,  $\text{SPN}(2)$ を推定することができる。

【0060】

尚、図3中の位相ロックループ205のもう一つの入力、前記誤り訂正復号部109の出力から供給される。誤り訂正処理後のデータとの比較によって位相誤差を推定することで、位相ロックループの精度向上が期待できるが、これは、より高い精度が要求される場合に対処するための措置であって、必須ではない。誤り訂正復号部の出力結果を利用しない場合には、通常の位相ロックループが行うように、入力信号の硬判定結果との比較から位相誤差を推定することとする。また、図3の位相雑音推定装置は第二の位相雑音情報 $\text{SPN}(1)$ ,  $\text{SPN}(2)$ の他に、その差分値によって定まる[数11]の位相雑音情報 $\text{PNFEEDBACK}$ を出力するが、これは図5に示したブロック図でモデル化される $\text{LOS-MIMO}$ 伝送システムでは使用せず、図6に示したブロック図でモデル化されるようなフィードバック伝送路のある $\text{LOS-MIMO}$ 伝送システムにおいて使用する。

【数11】

$$\text{PN}_{\text{FEEDBACK}} = e^{j(\Psi^{(1)}(n) - \Psi^{(2)}(n))/2} = e^{j\Psi(n)}$$

【0061】

図6は受信器から送信器へのフィードバック伝送路がある $\text{LOS-MIMO}$ 伝送のベースバンド信号処理モデルを示す。前記の様に図5との違いはフィードバック伝送路があることであり、フィードバック伝送路は、前記位相雑音推定部101の出力である位相雑音情報 $\text{PNFEEDBACK}$ を送信側に伝送する。送信側では位相回転用乗算器501を備え、これを用いて前記送信データ $s(1)(n)$ ,  $s(2)(n)$ と前記位相雑音情報とを乗算し、各々 $e^{-j\Psi(n)} s(1)(n)$ ,  $e^{-j\Psi(n)} s(2)(n)$ として送信する。

【0062】

次に位相差分算出部206の動作について説明する。図8に位相差分算出部206の一実施形態を表すブロック図を示す。図8の位相差分算出部206は、乗算器701、加算器702、位相比較器703、ローパスフィルタ704を含む。前記二つの位相ロックループ内で算出される信号 $y(1)' = \text{SPN}(1) y(1)(n)$ ,  $y(2)' = \text{SPN}(2) y(1)(n)$ 及び前記信号 $y(1)'$ ,  $y(2)'$ の各々について最も近い送信信号 $s(1)$ ,  $s(2)$ を入力する。これら入力信号は、乗算器701、加算器702を通して、位相比較器703への入力 $a = y(1)' h(1, 1)(0) + y(2)' h(1, 2)(0)$ ,  $b = s(1) h(1, 1)(0) + s(2) h(1, 2)(0)$ へ変換される。位相比較器703は、前記二つの入力 $a$ ,  $b$ の位相差を出力する。尚、煩雑となることを避けるため、図中での記述を省略したが、 $h(1, 1)(0)$ ,  $h(1, 2)(0)$ ,  $h(2, 1)(0)$ ,  $h(2, 2)(0)$ は、前記の様に通信路状態推定部102より提供されるものである。位相比較器703の出力は、ローパスフィルタ704によって高周波成分をカットされ、位相差分を表す信号 $e^{j\Psi(n)}$ として出力される。以上の様に、位相雑音推定部101は、 $\text{LOS-MIMO}$ 復調装置100への入力となる受信信号 $r(1)(n)$ ,  $r(2)(n)$ から、第一及び第二の位相雑音情報 $\text{FPN}$ ,  $\text{SPN}(1)$ ,  $\text{SPN}(2)$ を算出し、出力する。

【0063】

次に、通信路状態推定部102の動作について説明する。通信路状態推定部102は、図7に示した伝送フレームフォーマットにおける受信データ1のトレーニング系列部分列( $r_T(1)(0)$ ,  $r_T(1)(1)$ ,  $\dots$ ,  $r_T(1)(N-1)$ と記述)と、受信データ2のトレーニング系列部分列( $r_T(2)(0)$ ,  $r_T(2)(1)$ ,  $\dots$ ,  $r_T(2)(N-1)$ と記述)とから、長さ $N$ の四つの系列( $Q(u, v)(0)$ ,  $Q(u$

10

20

30

40

50

,  $v$  ) ( 1 ) ,  $\dots$  ,  $Q ( u , v ) ( N - 1 )$  ;  $u , v$  は各々 1 または 2 を表す ) を算出し、出力する。

【 0 0 6 4 】

図 9 は、通信路状態推定部 1 0 2 の機能である通信路状態推定方法の手順を示すフローチャートである。[ 数 1 2 ] は、送信アンテナ 1 から送信されるトレーニング系列  $p ( 1 ) ( 0 )$  ,  $p ( 1 ) ( 1 )$  ,  $\dots$  ,  $p ( 1 ) ( N - 1 )$  及び、送信アンテナ 2 から送信されるトレーニング系列  $p ( 2 ) ( 0 )$  ,  $p ( 2 ) ( 1 )$  ,  $\dots$  ,  $p ( 2 ) ( N - 1 )$  を示す。

【 数 1 2 】

$$p^{(1)}(k) = \sqrt{P} \exp \left( -\frac{j\pi(n - N/4)^2}{N} \right), \quad k = 0, 1, \dots, N - 1$$

10

$$p^{(2)}(k) = \sqrt{P} \exp \left( -\frac{j\pi(n + N/4)^2}{N} \right), \quad k = 0, 1, \dots, N - 1$$

【 0 0 6 5 】

尚、[ 数 1 2 ] において、送信データの平均電力値を  $P$  と記した。通信路状態推定部 1 0 2 は、まず図 9 のフローチャート中の 8 0 1 に示した演算方法に従って ( 8 0 1 中の \* は複素共役を表す )、長さ  $N$  の四つの系列  $h ( u , v ) ( 0 )$  ,  $h ( u , v ) ( 1 )$  ,  $\dots$  ,  $h ( u , v ) ( N - 1 )$  を算出する (  $u , v$  は各々 1 または 2 を表す )。これは、送信したトレーニング信号系列とそれに対応する受信信号の畳込み演算によって定まる長さ  $N$  の系列のうち、半数の  $N / 2$  個の信号部分を 0 にマスクして得られる系列である。即ち、以上の処理が、前記送信アンテナ毎に送信される長さ  $N$  のトレーニング信号の複素共役からなる信号系列  $p ( v ) ^*$  と、該トレーニング信号を  $L O S - M I M O$  伝送路への送信信号とし等倍でサンプリングした長さ  $N$  の受信信号  $r_T ( u )$  とを、畳込み演算して得られる長さ  $N$  の信号系列において、そのうち半数の  $N / 2$  個の信号をゼロにマスクした長さ  $N$  の信号系列を算出する処理に相当する ( 図 9 の 8 0 1 参照 )。

20

【 0 0 6 6 】

次に、図 9 のフローチャート中の 8 0 2 に示したように、通信路状態推定部 1 0 2 は、これら四つの長さ  $N$  の系列  $h ( u , v ) ( 0 )$  ,  $h ( u , v ) ( 1 )$  ,  $\dots$  ,  $h ( u , v ) ( N - 1 )$  を各々フーリエ変換して、長さ  $N$  の四つの系列  $H ( u , v ) ( 0 )$  ,  $H ( u , v ) ( 1 )$  ,  $\dots$  ,  $H ( u , v ) ( N - 1 )$  を算出する。

【 0 0 6 7 】

最後に図 9 のフローチャート中の 8 0 3 に示すように、通信路状態推定部 1 0 2 は、前記四つの系列  $H ( u , v ) ( 0 )$  ,  $H ( u , v ) ( 1 )$  ,  $\dots$  ,  $H ( u , v ) ( N - 1 )$  を処理し、長さ  $N$  の四つの系列  $Q ( u , v ) ( 0 )$  ,  $Q ( u , v ) ( 1 )$  ,  $\dots$  ,  $Q ( u , v ) ( N - 1 )$  を算出して出力する。

30

【 0 0 6 8 】

尚、 $H ( k )$  は、前記  $H ( u , v ) ( k )$  を (  $u , v$  ) 成分とする行列であって、 $H ( k ) ^H$  は行列  $H ( k )$  の共役転置行列を表す。図 9 の 8 0 3 に示した処理は、 $L O S - M I M O$  伝送路の周波数応答を  $H ( k )$  ,  $k = 0 , 1 , \dots , N - 1$  として平均自乗誤差が最小となる周波数領域等化のタップ係数を算出する手段に相当する。図 9 の例では、前記長さ  $N$  の四つの系列  $Q ( u , v ) ( 0 )$  ,  $Q ( u , v ) ( 1 )$  ,  $\dots$  ,  $Q ( u , v ) ( N - 1 )$  が周波数領域等化器 1 0 5 のタップ係数となる。

40

【 0 0 6 9 】

以上の様に、図 9 の通信路状態推定方法によって、伝送容量あたりのトレーニング信号比率を  $S I S O$  伝送と比較して増加させることなく、周波数領域等化に必要なタップ係数を

50

算出することができる。尚、図9のフローチャート中の801に示した処理によって得られる四つのデータ $h(1, 1)(0)$ ,  $h(1, 2)(0)$ ,  $h(2, 1)(0)$ ,  $h(2, 2)(0)$ は、前述のように位相雑音推定部101に供給される。図3の位相雑音推定装置における乗算係数生成部203は、[数10]によって、これら四つのデータから、乗算係数 $q(1, 1)$ ,  $q(1, 2)$ ,  $q(2, 1)$ ,  $q(2, 2)$ を算出する。

【0070】

以上説明したLOS-MIMO復調装置は、LOS-MIMO伝送方式に対応した携帯端末装置、基幹無線装置を含むデジタル無線通信装置全般に好適に適用可能である。

【0071】

[第2の実施形態]

続いて、位相雑音推定部に変更を加えた第2の実施形態について、図10を用いて説明する。図10は、本発明の第2の実施形態の位相雑音推定部の構成を示すブロック図である。図10の位相雑音推定部における構成要素は、位相差分算部901の違いを除いて、図3に示した第1の実施形態の位相雑音推定部の構成と同一である。図10の位相雑音推定部101aは、伝送する信号フレームの信号フォーマット中に(図7)、位相雑音補償用のパイロット信号を含む場合に好適である。

【0072】

図11は位相差分算部901の構成を示すブロック図である。図10の位相差分算部901は、前記パイロット信号に関する位相回転用乗算器201の出力を入力し、位相比較器1001でその位相差に関する情報を算出した後、ローパスフィルタ1002で高周波成分をカットして第一の位相雑音情報 $e_j = FPN$ を出力する。図10の位相雑音推定部101aに関するその他の動作は、前記図3の装置に関する動作と同様であるので説明を省略する。

【0073】

図12は、第2の実施形態の通信路状態推定部102の機能である通信路状態推定方法の手順を示すフローチャートである。図12は、受信信号をシンボルレートの2倍でサンプリング(ダブルサンプリング)した2倍サンプリング周波数領域等化に関するものであり、基本的な動作は図9の通信路状態推定方法の手順と同様である。

【0074】

各送信アンテナから送信するトレーニング系列も同様であるが、これに対応する受信系列は長さが $2N$ であり、 $r_T(u)(0)$ ,  $r_T(u)(1)$ ,  $\dots$ ,  $r_T(u)(2N-1)$ と記述する( $u$ は1または2を表す)。2倍サンプリング用の通信路状態推定部102は、図12のフローチャート中の1101に示した演算方法に従って、長さ $2N$ の四つの系列 $h(u, v)(0)$ ,  $h(u, v)(1)$ ,  $\dots$ ,  $h(u, v)(2N-1)$ を算出する( $u, v$ は各々1または2を表す)。これは送信したトレーニング信号系列とそれに対応する受信信号の畳込み演算によって定まる長さ $2N$ の系列のうち、半数の $N$ 個の信号部分を0にマスクして得られる系列である。即ち、以上の処理が、送信アンテナ毎に送信される長さ $N$ のトレーニング信号の複素共役からなる信号系列 $p(v)^*$ と、該トレーニング信号をLOS-MIMO伝送路への送信信号とし2倍でサンプリングした長さ $2N$ の受信信号 $r_T(u)$ とを、 $N$ を法として畳込み演算して得られる長さ $2N$ の信号系列において、そのうち半数の $N$ 個の信号をゼロにマスクした長さ $2N$ の信号系列を算出する処理に相当する(図12の1101参照)。

【0075】

次に、通信路状態推定部102は、図12中の1102に示したように、これら四つの長さ $2N$ の系列 $h(u, v)(0)$ ,  $h(u, v)(1)$ ,  $\dots$ ,  $h(u, v)(2N-1)$ を各々フーリエ変換して、長さ $2N$ の四つの系列 $H(u, v)(0)$ ,  $H(u, v)(1)$ ,  $\dots$ ,  $H(u, v)(2N-1)$ を算出する。

【0076】

最後に、通信路状態推定部102は、図12のフローチャート中の1103に示した処理によって、長さ $2N$ の四つの系列 $Q(u, v)(0)$ ,  $Q(u, v)(1)$ ,  $\dots$ ,  $Q$

10

20

30

40

50



( $u, v$ )( $2N - 1$ )を算出して出力する。尚、1103に示した処理は、LOS-MIMO伝送路の周波数応答を $H(k)$ 、 $k = 0, 1, \dots, 2N - 1$ として平均自乗誤差が最小となる周波数領域等化のタップ係数を算出する手段に相当する。具体的には、前記長さ $2N$ の四つの系列 $Q(u, v)(0)$ 、 $Q(u, v)(1)$ 、 $\dots$ 、 $Q(u, v)(2N - 1)$ が周波数領域等化器105のタップ係数となる。

【0077】

以上説明したように、本発明は、信号フレームの信号フォーマットに、位相雑音補償用のパイロット信号が含まれる場合にも好適な形態に変形することが可能である。

【0078】

以上、本発明の各実施形態を説明したが、本発明は、上記した実施形態に限定されるものではなく、本発明の基本的技術的思想を逸脱しない範囲で、更なる変形・置換・調整を加えることができる。例えば、各図面に示したネットワーク構成、各要素の構成、メッセージの表現形態は、本発明の理解を助けるための一例であり、これらの図面に示した構成に限定されるものではない。

【0079】

例えば、実施形態では、送信アンテナ数と受信アンテナの数がそれぞれ2である例を挙げて説明したが、送信アンテナ数と受信アンテナの数は3本以上とすることができる。この場合、受信アンテナの数と同数の位相ロックループを用意し、その中の2つを選択して上記した実施形態の第1、第2のアンテナとすることで、第1、第2の位相雑音情報による干渉の除去を行うことができる。

【0080】

なお、各図に示したLOS-MIMO復調装置の各部(処理手段)は、LOS-MIMO復調装置を構成するコンピュータに、そのハードウェアを用いて、上記した各処理を実行させるコンピュータプログラムにより実現することもできる。例えば、図13に示すように、位相雑音推定部及び通信路状態推定部は、プロセッサ1201及び作業メモリ1202を備えるDSP(Digital Signal Processor)1200と、プロセッサ1201に上記した処理を行わせるプログラムを格納したメモリ1203とを含む構成にて実現できる。具体的には、プロセッサ1201が、メモリ1203から位相雑音推定部及び通信路状態推定部の処理に対応するプログラムを読み出して、受信信号1、2に基づいて、第1、第2の位相雑音情報を算出し、出力する構成を得ることができる。

【0081】

最後に、本発明の好ましい形態を要約する。

[第1の形態]

(上記第1の視点によるLOS-MIMO復調装置参照)

[第2の形態]

第1の形態のLOS-MIMO復調装置において、

前記位相雑音推定部は、前記受信信号の組、又は、前記周波数領域等化処理後の信号を位相ロックループに入力して得られた信号の組から算出した位相差分を、前記第1の位相雑音情報として出力する位相差分算出部を備えるLOS-MIMO復調装置。

[第3の形態]

第1の形態のLOS-MIMO復調装置において、

前記第1の位相雑音情報は、第1の受信アンテナに付随する位相雑音と、第2の受信アンテナに付随する位相雑音を、それぞれ $R(1)$ 、 $R(2)$ としたとき、次式を満たしているLOS-MIMO復調装置。

[式1]

第1の位相雑音情報 $= (\phi_R^{(1)} - \phi_R^{(2)})/2$

[第4の形態]

第1から第3いずれか一の形態のLOS-MIMO復調装置において、

10

20

30

40

50

前記位相雑音推定部は、

受信信号から MIMO 干渉成分を除去した後の信号を入力として、前記第 2 の位相雑音情報を出力する位相ロックループを備える LOS - MIMO 復調装置。

[ 第 5 の形態 ]

第 1 から第 3 いずれか一の形態の LOS - MIMO 復調装置において、

前記第 2 の位相雑音情報は、2 つの送信アンテナ及び 2 つの受信アンテナに付随する位相雑音を、それぞれ  $T(1)$ 、 $T(2)$ 、 $R(1)$ 、 $R(2)$  としたとき、次式を満たしている LOS - MIMO 復調装置。

[ 式 2 ]

$$\text{第 2 の位相雑音情報}^{(1)} = \phi_T^{(1)} + (\phi_R^{(1)} + \phi_R^{(2)})/2$$

10

$$\text{第 2 の位相雑音情報}^{(2)} = \phi_T^{(2)} + (\phi_R^{(1)} + \phi_R^{(2)})/2$$

[ 第 6 の形態 ]

第 1 から第 5 いずれか一の形態の LOS - MIMO 復調装置において、

前記位相雑音推定部は、前記第二の位相雑音情報を算出する前記受信アンテナの数と同数の位相ロックループと、該位相ロックループの出力から第 1 の位相雑音情報を算出する位相差分算出部と、前記受信信号を重み付けして加算する乗算器、加算器、及び乗算係数生成部と、を有し、

20

前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々の位相を、前記位相差分算出部の出力である第 1 の位相雑音情報によって補正し、該補正した受信信号の各々を前記重み付け加算処理した後、前記位相ロックループによって送信側の位相雑音に受信側の位相雑音の平均を加算した第二の位相雑音情報を算出する LOS - MIMO 復調装置。

[ 第 7 の形態 ]

第 1 から第 5 いずれか一の形態の LOS - MIMO 復調装置において、

前記位相雑音推定部は、前記受信信号から前記第 1 の位相雑音情報を算出する位相差分算出部と、前記第 2 の位相雑音情報を算出する前記受信アンテナの数と同数の位相ロックループと、前記受信信号を重み付けして加算する乗算器、加算器、及び乗算係数生成部と、を有し、

30

前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々の位相を、前記位相差分算出部の出力である第 1 の位相雑音情報によって補正し、該補正した受信信号の各々を前記重み付け加算処理した後、前記位相ロックループによって前記第 2 の位相雑音情報を算出する LOS - MIMO 復調装置。

[ 第 8 の形態 ]

第 1 から第 7 いずれか一の形態の LOS - MIMO 復調装置において、

前記通信路状態推定部は、前記送信アンテナ毎に送信される長さ N のトレーニング信号の複素共役からなる信号系列と、該トレーニング信号を LOS - MIMO 伝送路への送信信号とし等倍でサンプリングした長さ N の受信信号とを、畳込み演算して得られる長さ N の信号系列において、そのうち半数の  $N/2$  個の信号をゼロにマスクした長さ N の信号系列を算出する手段と、

40

該長さ N の信号系列をフーリエ変換した信号を生成する手段と、

該フーリエ変換した信号を LOS - MIMO 伝送路の周波数応答として、平均自乗誤差が最小となる等倍サンプリング周波数等化のタップ係数を算出する手段と、を備える LOS - MIMO 復調装置。

[ 第 9 の形態 ]

第 1 から第 7 いずれか一の形態の LOS - MIMO 復調装置において、

前記通信路状態推定部は、前記送信アンテナ毎に送信される長さ N のトレーニング信号の

50

複素共役からなる信号系列と、該トレーニング信号をLOS-MIMO伝送路への送信信号とし2倍でサンプリングした長さ2Nの受信信号とを、Nを法として畳込み演算して得られる長さ2Nの信号系列において、そのうち半数のN個の信号をゼロにマスクした長さ2Nの信号系列を算出する手段と、

該長さ2Nの信号系列をフーリエ変換した信号を生成する手段と、

該フーリエ変換した信号をLOS-MIMO伝送路の周波数応答として、平均自乗誤差が最小となる2倍サンプリング周波数等化のタップ係数を算出する手段と、を備えるLOS-MIMO復調装置。

#### [第10の形態]

複数の固定的に配置された送信アンテナと受信アンテナを使い、アンテナ間の離隔距離によって調整された伝送遅延の差を利用して伝送路の多重化を行う見通し内多入力多出力(LOS-MIMO; Line of Sight Multiple Input Multiple Output)無線通信システムにおいて使用され、前記複数の受信アンテナにおいてそれぞれ受信された受信信号から送信データを推定するLOS-MIMO復調装置であって、

前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から干渉による歪を補償する周波数領域等化部と、前記周波数領域等化のタップ係数を算出する通信路状態推定部と、前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々から、前記送信アンテナ及び受信アンテナにおいて生じた位相雑音に関連した第1の位相雑音情報と第2の位相雑音情報を算出する位相雑音推定部と、を有し、

前記複数の受信アンテナで受信した受信信号の各々の位相を、前記第1の位相雑音情報によって補正し、該補正した受信信号の各々を長さNの離散フーリエ変換によって周波数領域に変換して周波数領域等化处理を行った後、長さNの離散逆フーリエ変換によって時間領域に戻した周波数領域等化後の信号の位相を、前記第2の位相雑音情報によって補正するLOS-MIMO復調装置。

#### [第11の形態]

(上記第2の視点による通信装置参照)

#### [第12の形態]

(上記第3の視点によるLOS-MIMO伝送システム参照)

#### [第13の形態]

(上記第4の視点によるLOS-MIMO復調方法参照)

#### [第14の形態]

(上記第5の視点によるプログラム参照)

なお、上記第11～第14の形態は、第1の形態と同様に、第2～第10の形態に展開乃至変形することが可能である。

#### 【0082】

なお、上記の特許文献および非特許文献の各開示を、本書に引用をもって繰り込むものとする。本発明の全開示(請求の範囲を含む)の枠内において、さらにその基本的技術思想に基づいて、実施形態ないし実施例の変更・調整が可能である。また、本発明の開示の枠内において種々の開示要素(各請求項の各要素、各実施形態ないし実施例の各要素、各図面の各要素等を含む)の多様な組み合わせ、ないし選択が可能である。すなわち、本発明は、請求の範囲を含む全開示、技術的思想にしたがって当業者であればなし得るであろう各種変形、修正を含むことは勿論である。特に、本書に記載した数値範囲については、当該範囲内に含まれる任意の数値ないし小範囲が、別段の記載のない場合でも具体的に記載されているものと解釈されるべきである。

#### 【符号の説明】

#### 【0083】

10、100 LOS-MIMO復調装置

11 第1の補正部

12、101、101a 位相雑音推定部

10

20

30

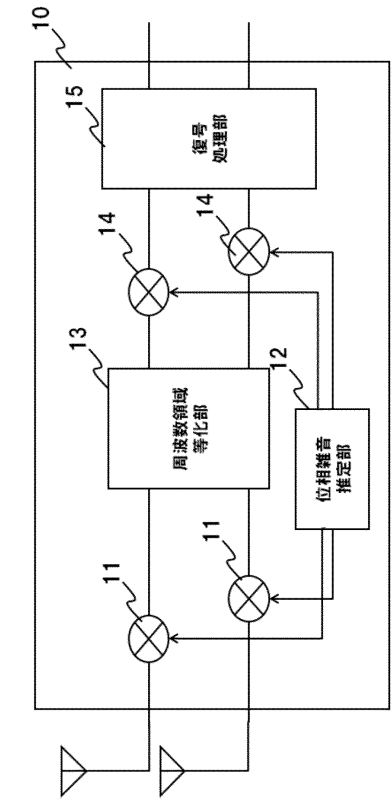
40

50

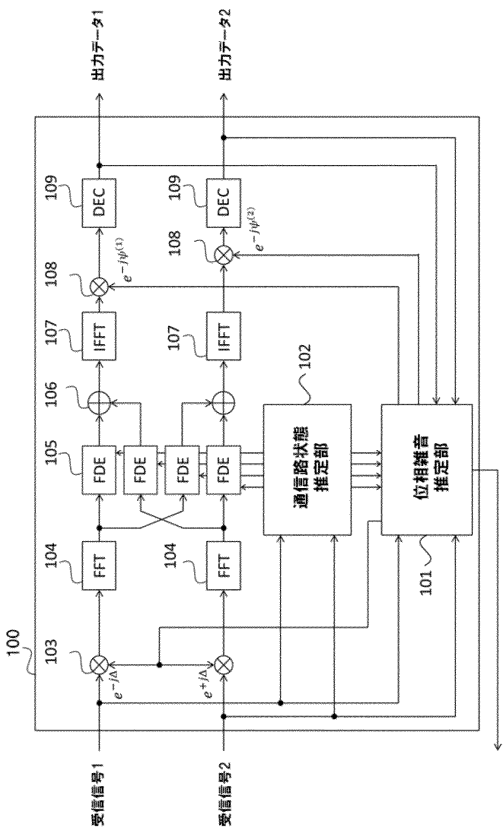
1 3	周波数領域等化部	
1 4	第 2 の補正部	
1 5	復号処理部	
1 0 2	通信路状態推定部	
1 0 3、1 0 8、2 0 1、5 0 1	位相回転用乗算器	
1 0 4	高速フーリエ変換器	
1 0 5	周波数領域等化器	
1 0 6、7 0 2	加算器	
1 0 7	逆高速フーリエ変換器	
1 0 9	誤り訂正復号部	10
2 0 2	M I M O 干渉除去用乗算器	
2 0 3	乗算係数生成部	
2 0 4	M I M O 干渉除去用加算器	
2 0 5	位相ロックループ	
2 0 6	位相差分算出部	
3 0 1	屋内装置 ( I D U )	
3 0 2	屋外装置 ( O D U )	
4 0 1	変調器	
4 0 2	送信側位相雑音源	
4 0 3	2 × 2 L O S - M I M O 伝送路	20
4 0 4	フェーディング通信路	
4 0 5	M I M O 干渉	
4 0 6	受信側位相雑音源	
4 0 7	熱雑音源	
7 0 1	乗算器	
7 0 3、1 0 0 1	位相比較器	
7 0 4、1 0 0 2	ローパスフィルタ	
8 0 1、8 0 2、8 0 3、1 1 0 1、1 1 0 2、1 1 0 3	通信路状態推定方法における演算手順	
9 0 1	位相差分算出部	30
1 2 0 0	D S P	
1 2 0 1	プロセッサ	
1 2 0 2	作業メモリ	
1 2 0 3	メモリ	

【図面】

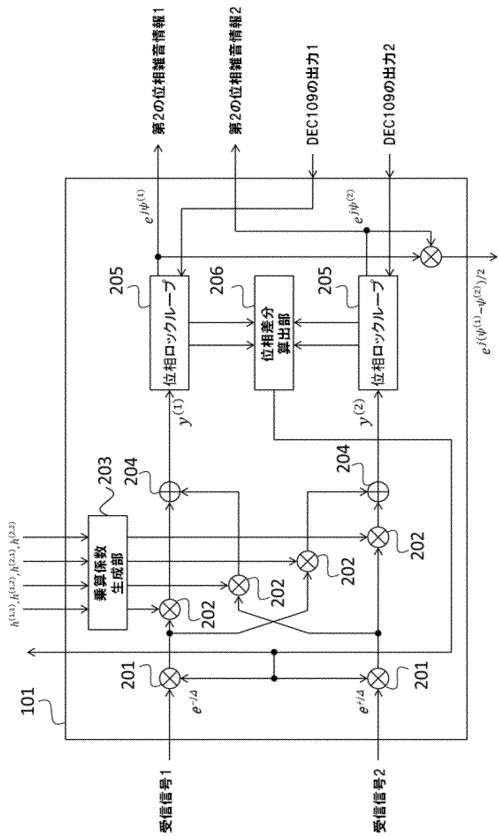
【図 1】



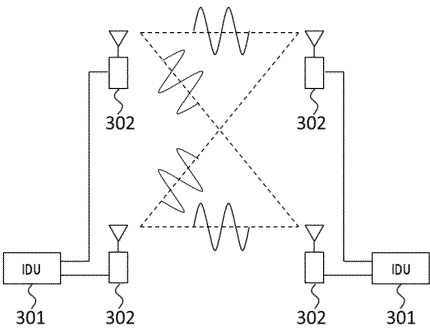
【図 2】



【図 3】



【図 4】



10

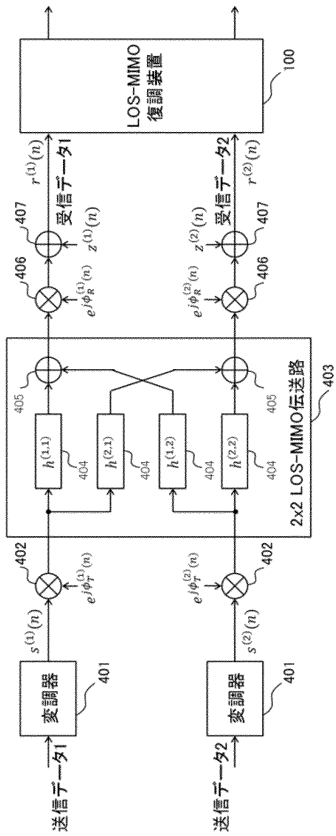
20

30

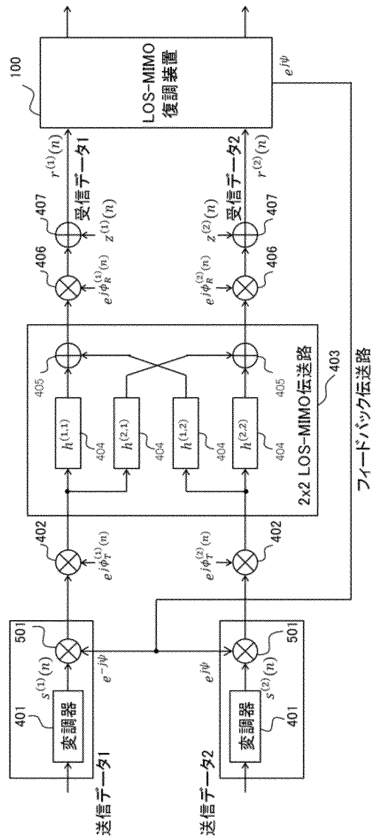
40

50

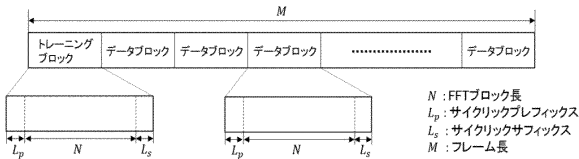
【図 5】



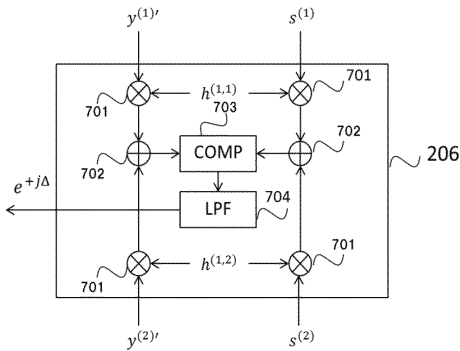
【図 6】



【図 7】



【図 8】



10

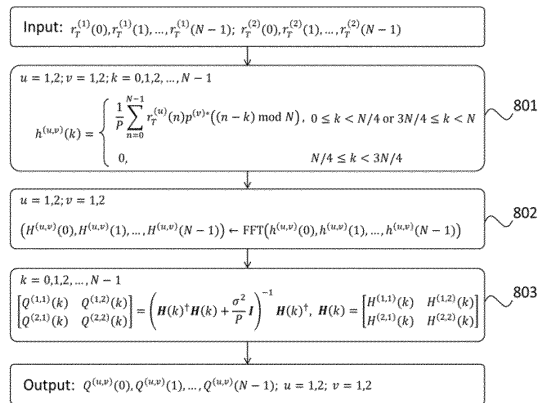
20

30

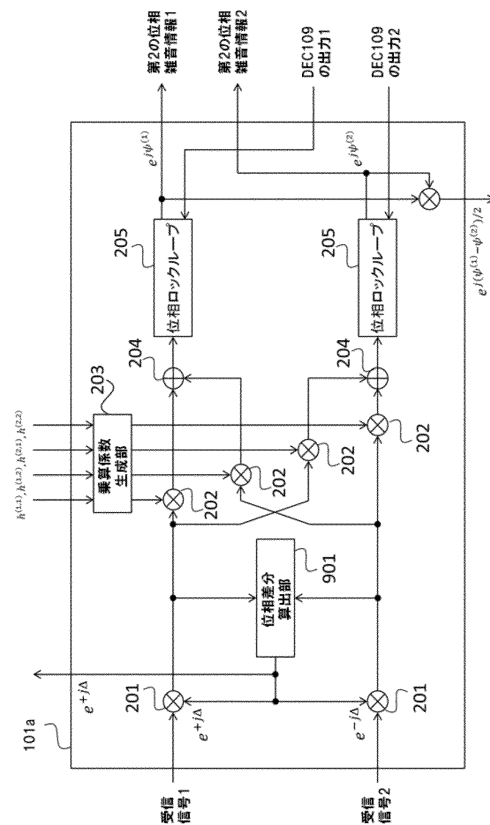
40

50

【図 9】



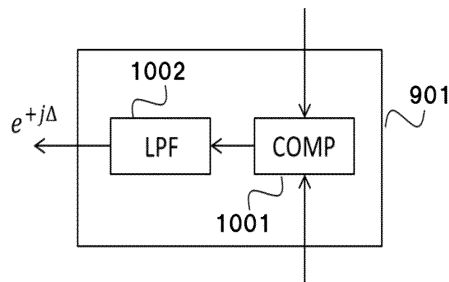
【図 10】



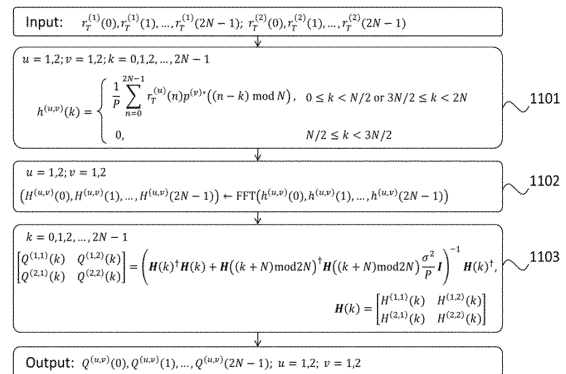
10

20

【図 11】



【図 12】

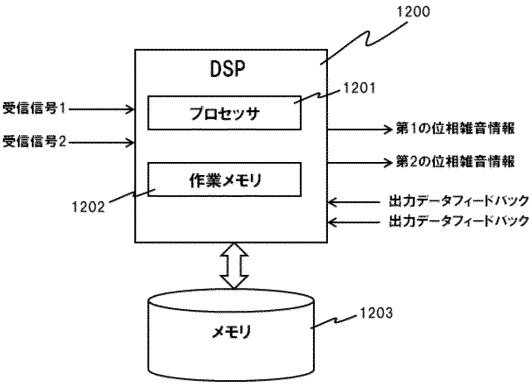


30

40

50

【図 13】



10

20

30

40

50



---

フロントページの続き

- (56)参考文献      特開 2 0 0 6 - 1 9 7 1 3 2 ( J P , A )  
                    特開 2 0 0 5 - 2 5 2 6 0 2 ( J P , A )  
                    Rui Lv, Meng Cai, Zihuan Chen, Jun Ma, Xiaodong Li , Phase noise suppression for realistic  
                    LOS-MIMO microwave backhaul systems , 2013 Asia-Pacific Microwave Conference Procee  
                    dings(APMC) , 2013年11月08日 , p.794-796
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)  
                    H 0 4 B      7 / 0 4 1 3