

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2012-120064
(P2012-120064A)

(43) 公開日 平成24年6月21日 (2012. 6. 21)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO4J 99/00 (2009.01)	HO4J 15/00	5K022
HO4J 11/00 (2006.01)	HO4J 11/00	

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 26 頁)

(21) 出願番号 特願2010-269879 (P2010-269879)
(22) 出願日 平成22年12月3日 (2010. 12. 3)

(71) 出願人 000005108
株式会社日立製作所
東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
(74) 代理人 100100310
弁理士 井上 学
(74) 代理人 100098660
弁理士 戸田 裕二
(74) 代理人 100094271
弁理士 渡邊 孝弘
(74) 代理人 100091720
弁理士 岩崎 重美
(72) 発明者 桑原 幹夫
神奈川県横浜市戸塚区戸塚町216番地
株式会社日立製作所通信ネットワーク事業
部内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線信号処理方法および無線通信装置

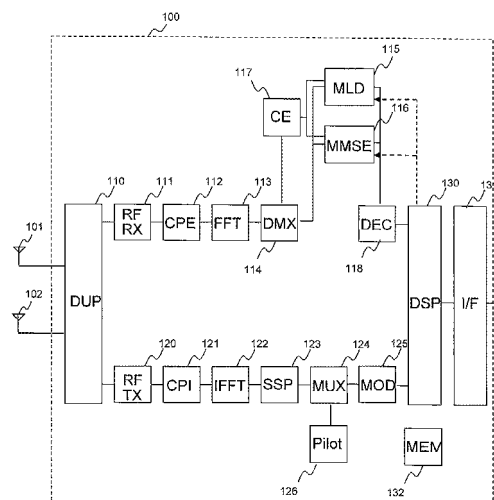
(57) 【要約】

【課題】 MIMOにより無線信号の伝送を行なう場合に、送信側の無線機の状態を考慮しつつ、受信側の処理能力に応じた適切な信号処理方法が選択されるようにする。また、通信容量が高い信号処理を経済的に実現する。

【解決手段】 MIMOにより信号の伝送を行なう無線通信装置であって、複数のアンテナから受信した信号の処理を行なう受信信号処理部と、前記複数のアンテナから送信する信号の処理を行なう送信信号処理部と、装置全体の制御を行なう制御部と、送受信信号処理プログラムおよび送受信信号処理情報を格納するメモリを備え、受信信号処理部は、複数の種類の受信信号処理方式に対応するものであり、制御部は、伝送路を介して対向する無線通信装置の状況および受信信号処理状況に応じて、複数の受信信号処理方式のひとつを対向する無線信号装置から受信した信号の受信処理方式として割り当てる。

【選択図】 図1

図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

複数のアンテナを有し、MIMOにより信号の伝送を行なう無線通信装置であって、前記複数のアンテナから受信した信号の処理を行なう受信信号処理部と、前記複数のアンテナから送信する信号の処理を行なう送信信号処理部と、装置全体の制御を行なう制御部と、送受信信号処理プログラムおよび送受信信号処理情報を格納するメモリを備え、前記受信信号処理部は、複数の種類の受信信号処理方式に対応するものであり、前記制御部は、伝送路を介して対向する無線通信装置の状況および前記受信信号処理部の処理状況に応じて、前記複数の受信信号処理方式のうちの一つを前記対向する無線通信装置から受信した信号の受信処理方式として割り当てることを特徴とする無線通信装置。

10

【請求項 2】

請求項 1 記載の無線通信装置であって、前記複数の受信信号処理方式として、最尤判定法 (MLD) と、最小平均二乗誤差法 (MMSE) に対応しているものであり、また、前記対向する無線通信装置が複数であり、前記制御部は、該複数の無線通信装置から送信されてきた伝搬路状態のレポート情報および前記受信信号処理部の処理状況の情報に基づいて、前記複数の対向する無線通信装置それぞれに対し、MLD または MMSE を受信信号処理方式として割り当てることを特徴とする無線通信装置。

20

【請求項 3】

請求項 1 の無線通信装置であって、前記複数の受信信号処理方式として、最尤判定法 (MLD)、最小平均二乗誤差法 (MMSE)、干渉除去機能を備えた最小平均二乗誤差法 (MMSE-SIC) に対応しているものであり、前記制御部は、該複数の無線通信装置から送信されてきた伝搬路状態のレポート情報と MIMO 伝送の種別と前記受信信号処理部の処理状況の情報とに基づいて、前記複数の対向する無線通信装置それぞれに対し、MLD または MMSE または MMSE-SIC を受信信号処理方式として割り当てることを特徴とする無線通信装置。

【請求項 4】

請求項 3 記載の無線通信装置であって、複数のコードワードが含まれる MIMO 送信信号を分離する際には、対向する無線通信装置に対し MMSE-SIC を受信信号処理方式として割り当てることを特徴とする無線通信装置。

30

【請求項 5】

複数のアンテナを有し、MIMOにより信号の伝送を行なう無線通信装置における無線信号処理方法であって、伝送路を介して対向する無線通信装置の状況および受信信号処理状況に応じて、複数の受信信号処理方式のうちの一つを前記対向する無線通信装置から受信した信号の受信処理方式として割り当てることを特徴とする無線信号処理方法。

【請求項 6】

請求項 5 記載の無線信号処理方法であって、前記複数の受信信号処理方式として、最尤判定法 (MLD) と、最小平均二乗誤差法 (MMSE) に対応しているものであり、また、前記対向する無線通信装置が複数であり、複数の無線通信装置から送信されてきた伝搬路状態のレポート情報および前記受信信号処理部の処理状況の情報に基づいて、前記複数の対向する無線通信装置それぞれに対し、MLD または MMSE を受信信号処理方式として割り当てることを特徴とする無線信号処理方法。

40

【請求項 7】

請求項 5 の無線信号処理方法であって、前記複数の受信信号処理方式として、最尤判定法 (MLD)、最小平均二乗誤差法 (M

50

MSE)、干渉除去機能を備えた最小平均二乗誤差法(MMSE-SIC)に対応しているものであり、

複数の無線通信装置から送信されてきた伝搬路状態のレポート情報とMIMO伝送の種類と前記受信信号処理部の処理状況の情報とに基いて、前記複数の対向する無線通信装置それぞれに対し、MLDまたはMMSEまたはMMSE-SICを受信信号処理方式として割り当てることを特徴とする無線信号処理方法。

【請求項8】

請求項7記載の無線信号処理方法であって、複数のコードワードが含まれるMIMO送信信号を分離するには、対向する無線通信装置に対しMMSE-SICを受信信号処理方式として割り当てることを特徴とする無線信号処理方法。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信技術に関し、特に、無線機が複数のアンテナからなるマルチアンテナを用いて無線通信を行なう移動体無線通信技術に関する。

【背景技術】

【0002】

移動体無線通信の分野では、無線信号の送受信を行なう無線機双方が、それぞれ複数のアンテナを持つMIMO(Multi-Input Multi-Output)システムが普及している。MIMOシステムでは、送信情報は複数のアンテナから送信され、複数の伝搬路(マルチパス)を経由して複数のアンテナによって受信される。MIMOシステムでは、このマルチパス環境において、信号を空間的に多重化し、複数の異なる情報を同時に同じ周波数に伝送し、複数のアンテナによって受信、分離することで、高効率な信号伝送が可能となる。

20

【0003】

MIMOシステムにおける信号の受信処理は、受信アンテナに入力される多重化信号から複数の符号化信号を分離するMIMOの分解処理と、分解された各符号化信号を情報に戻す復号処理に分けられる。分解処理と復号処理を同時に行う、最尤判定法(MLD:Maximum Likelihood detection)に基づくMIMOチャンネルの受信処理が、最適な解を与えることが知られている。しかしながら、MLDは状態数やアンテナ数によって指数的に演算量が増えるため、信号処理のリソースに限界がある現状においては、実施は困難である。

30

【0004】

演算量を現実的なものに抑えるため、復号処理とMIMOの分解処理を段階的に行う最小平均二乗誤差法(MMSE:Minimum Mean Square Error)が知られている。MMSEは演算処理の軽さにおいてMLDより優位であるが、フェージング状態においては、同等のパケットエラー率を得るための信号品質(SINR)が、MLDに比べ3~10dB程度の劣化が見られる。MLDとMMSEの比較については、非特許文献1に説明されている。

40

【0005】

MIMOでは複数のアンテナを使って仮想的に複数の伝搬路を空間上に構築する。この空間軸上に構築された1つの伝搬路をストリームと呼ぶ。コードワードはストリーム上に乗せる情報の単位に関する名称である。1コードワードは1つの符号器で生成される。2つのコードワードは2つの符号器で生成される。例えば符号器で生成した1つのコードワードを2つのストリームに分割して送信することもでき、これをシングルコードワード伝送と呼ぶ。複数の符号器で生成された複数のコードワードを複数のアンテナから送信するマルチコードワード伝送も可能である。マルチコードワード伝送では、複数のユーザがそれぞれ1つの符号器でコードワードを伝送することもできる。これは、MU-MIMO(

50

マルチユーザMIMO)と呼ばれている。コードワードは符号器(伝搬路符号器)と関係して、誤り訂正は、コードワード単位で適用される。従って、例えば2つのコードワードを送信する場合、1つのコードワードは誤り訂正の効果で誤りが訂正できて正しく受信でき、もう1つのコードワードは誤り訂正に失敗して正しく受信できないということもあり得る。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0006】

【非特許文献1】NTT DoCoMoテクニカル・ジャーナルVol.14 No.1, マルチアンテナ無線
伝送技術

10

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

前述の通り、MLDはパケットエラー率を低くする最適な性能のMIMOの特性を得られるものの、演算量が指数関数的に増大し信号処理負荷が重いという課題があった。無線回線に要求されるスループットは近年急激に増加しており、それに伴って無線機における信号処理量も急激に増加している。そのため、無線機がMLDを具備することは、現在のハードウェアおよびソフトウェアの処理能力および装置の経済性からも困難である。

一方、MMS Eを具備する無線機を使った通信では、例えば列車内での通信のような高速移動環境などにおいて、十分な通信を行うことができない問題があり、演算量が少なく
処理負荷および経済性に優れるものの性能的に不十分であった。

20

また、基地局の送信電力に対して、無線端末の送信電力が小さいことを勘案すると、無線端末から基地局への通信においては、基地局側で十分な信号強度での受信が難しいという問題があった。さらには端末から送信された上り信号が基地局まで届かないといった問題があった。

【0008】

本発明は上記課題を解決するためになされたもので、MIMOにより無線信号の伝送を行なう場合に、送信側の無線機の状態を考慮しつつ、受信側の処理能力に応じた適切な信号処理方法が選択されるようにすることを目的とする。また、通信容量が高い信号処理を
経済的に実現することを目的とする。

30

【課題を解決するための手段】

【0009】

上記課題を解決するために、本発明は、一例として、複数のアンテナから受信した信号の処理を行なう受信信号処理部と、複数のアンテナから送信する信号の処理を行なう送信
信号処理部と、装置全体の制御を行なう制御部と、送受信信号処理プログラムおよび送受信信号処理情報を格納するメモリを備え、MIMOにより信号の伝送を行なう無線通信装置において、受信信号処理部を複数の種類の受信信号処理方式に対応するものとし、制御部が、伝送路を介して対向する無線通信装置の状態と、受信信号処理部の状態に応じて、前記複数の受信信号処理方式のうちの一つを前記対向する無線通信装置から受信した信号の
受信処理方式として割り当てるようにしたものである。

40

【発明の効果】

【0010】

本発明によれば、送信側の無線機の状態を考慮しつつ、受信側の処理能力に応じた適切な信号処理方法を選択することができる。また、通信容量が高い信号処理を経済的に実現
することができる。

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】本発明の一実施例における装置の構成を説明する図である。

【図2】本発明の一実施例における装置の構成をデバイスイメージで示した図である。

【図3】MLDの処理を説明するフローチャートである。

50

- 【図4】M M S Eの処理を説明するフローチャートである。
- 【図5】 2×2 M I M OのQ P S K送信時のコンスタレーションの一例を示す図である。
- 【図6】 2×2 M I M Oのチャネル行列の一例を示す図である。
- 【図7】 2×2 M I M OのQ P S K受信信号の一例を示す図である。
- 【図8】 2×2 M I M OのQ R分解後の受信信号の一例を示す図である。
- 【図9】第2式に関する推定受信点と実際の受信点の一例を示す図である。
- 【図10】推定受信点の候補の数が、絞りこみにより減ることを説明する図である。
- 【図11】 2×2 M I M OのQ P S K送信のコンスタレーションの一例を示す図である。
- 【図12】 2×2 M I M OのQ P S K受信信号の一例を示す図である。
- 【図13】 2×2 M I M OのQ R分解後の受信信号の一例を示す図である。 10
- 【図14】推定受信点と実際の受信点の一例を示す図である。
- 【図15】 s_1 が0xの場合のコンスタレーションの一例を示す図である。
- 【図16】 s_1 が0xの場合の受信信号の一例を示す図である。
- 【図17】 s_1 が1xの場合のコンスタレーションの一例を示す図である。
- 【図18】 s_1 が1xの場合の受信信号の一例を示す図である。
- 【図19】本発明の一実施例における装置の構成を説明する図である。
- 【図20】本発明の一実施例におけるM L DとM M S Eの選択処理を説明するフローチャートである。
- 【図21】複数の端末からレポートされるパワーヘッドルームを示す図である。
- 【図22】本発明の一実施例におけるM L DとM M S EおよびM M S E - S I Cの選択処理を説明するフローチャートである。 20
- 【発明を実施するための形態】
- 【実施例1】
- 【0012】
- 無線通信分野では、複数のアンテナを用いたM I M O (Multi-Input Multi-Output) が採用されている。M I M Oでは、複数の送信アンテナからそれぞれ異なるデータを同時に送信し、そのデータが空間上で合成された信号が、複数の受信アンテナによって受信される。受信された信号は方程式を解く要領で分解され、元のストリームが再生される。M I M Oを解く方法には、推定されたチャネル行列を用い、空間分離を先に行ってからビットの対数尤度比 (L L R : Log Likelihood Ratio) を求める最小平均二乗誤差法 (M M S E) が知られている。また、最尤判定法 (M L D) と呼ばれる空間分離と尤度計算を組み合わせて同時に行う方法が最適解を導くことが既知である。 30
- 【0013】
- しかしながら、M L Dは全レプリカに関するメトリック計算 (受信点とレプリカとの距離計算 : 候補となる送信符号の尤度に関連する計算) を行う必要があり、アンテナ数が増えた場合や64 Q A Mなど、レプリカの候補点数が多い場合に階乗的に演算量が増えてしまうことが知られている。こうした演算量の課題を解決するために、Q R分解 - M L Dと呼ばれる方法が知られている。
- 【0014】
- Q R分解 - M L Dはチャネル行列をQ R分解することで、上三角化し、その部分行列を用いて尤度計算を行い、尤度計算結果からレプリカの候補点にランキングを付けて、レプリカの候補点を絞る方法である。特にアンテナ数が増加する場合に計算量を大幅に削減しながら、性能劣化を抑制できる方法として注目されている。 40
- 以下では、F D D (Frequency Division Duplex) のシステムを例に説明しているが、T D Dのシステムにおいても、本発明の効果は変わらない。
- ・装置全体の構成
- 図1に、本発明の第1の実施例における装置構成を示す。
- 図1は本発明が実施される装置 (100) のブロック図である。図に示されていない送信機から送信された信号は、2つのアンテナ (101、102) に受信される。受信した信号はデプレクサ110により、装置内の受信側に送られる。受信側のR F (Radio Freq 50

uency) 回路 1 1 1 では、受信信号はダウンコンバートなど必要な処理の後にデジタル信号に変換される。変換されたデジタル信号は C P 除去部 1 1 2 で、C P (Cyclic Prefix) が取り除かれる。C P とは O F D M (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 信号でマルチパス性能を向上させるために挿入された信号である。デジタル信号は、次に F F T (Fast Fourier Transform) 回路 1 1 3 で時間領域から周波数領域に変換され、サブキャリア毎の信号に分離される。サブキャリア毎の信号に分離された信号は、デマルチプレクサ 1 1 4 によって、パイロット信号などの機能別に分離される。分離されたパイロット信号は、チャンネル推定 1 1 7 にて伝搬路が推定され、チャンネル行列が生成される。チャンネル行列の生成結果を使い、デマルチプレクサ 1 1 4 で、分離されたデータトラヒックのシンボル情報に対し M L D 処理 1 1 5 あるいは M M S E 処理 1 1 6 を行ない、対数尤度比 (L L R) を求める。M L D 処理 1 1 5 あるいは M M S E 処理 1 1 6 のどちらの処理を選択するかは、後述する本発明のアルゴリズムに基づき D S P (Digital Signal Processor) 1 3 0 から指定される。得られた対数尤度比はメモリーなどの蓄積手段 1 3 2 に蓄積された後、デコーダ 1 1 8 に入力される。デコーダ 1 1 8 は入力される対数尤度比から、T U R B O 符号などの誤り訂正を解いて尤も確からしい復元信号を出力する。この際に内挿された C R C (Cyclic Redundancy Check) 符号をチェックして、正しく復号されているかをチェックする。正しく復号されていれば、復号された信号は D S P 1 3 0 を解して M A C (Media Access Control) など上位の処理を経た後にインターフェース 1 3 1 を介してネットワークあるいは上位レイヤに渡される。正しく復号できない場合には、D S P に復号失敗であることが報告され、H A R Q (Hybrid ARQ (Automatic Report Request)) などの上位の再送機能が働く。

【 0 0 1 5 】

図 3 に、M L D の処理内容を説明するフローチャートを示す。

図 3 を用いて開示する M L D 処理は、図 1 では M L D 処理 1 1 5 に内蔵される。実施形態としては、A S I C (Application Specific Integrated Circuit) や F P G A (Field-Programmable Gate Array) によるハード処理でも実施可能であるし、D S P によるソフト処理でも実施可能である。

【 0 0 1 6 】

図 4 に、M M S E の処理内容を説明するフローチャートを示す。

図 4 を用いて開示する M M S E 処理は、図 1 では M M S E 処理 1 1 6 に内蔵される。実施形態としては、M L D 処理と同様に、A S I C や F P G A によるハード処理でも実施可能であるし、D S P によるソフト処理でも実施可能である。

【 0 0 1 7 】

機能ブロック 1 2 0 ~ 1 2 6 は送信側の機能ブロックで、受信側の機能ブロックと対をなしている。先に説明した H A R Q を実施する場合には、データ受信が失敗したことを示す N A C K (Negative Acknowledgment) 信号が、これらのブロックを通じて生成され、対向する送信機に送信される。

【 0 0 1 8 】

図 2 に、デバイスを意識した本発明の装置構成例を示す。

図 2 は、本発明が実施される装置を、デバイスを意識したチップレベルのブロックで記載したものである。アンテナ (1 0 1、1 0 2) が受信した信号は、デプレクサ (1 4 0) を介して上りと下りの周波数に分離され、R F チップ (1 4 1) に入力される。R F チップ内では、図示されていないアンブにより受信信号が増幅され、図示されていないミキサによって周波数変換が行われベースバンド信号の周波数に変換される。さらに A D 変換によってデジタル信号に変換される。R F チップに続くベースバンドチップ (1 4 2) では復調・復号処理が行われ、送信情報が推定される。D S P チップ (1 4 3) は装置全体の管理や上位層の処理を行う。受信側は、I / F (1 4 4) を介して、基地局であるならばネットワークに、また、端末であるならばアプリケーションなどの上位層に接続している。受信側は、推定された復号結果のエラーチェックに問題がなかった場合、I / F を経由して受信情報を上位層あるいはネットワークに送信する。本発明が開示する M L D の処

理およびM M S Eの処理は、ベースバンドチップ(142)内に実装される。また、本発明のアルゴリズムによるM L DとM M S Eを選択するプログラムはD S P(143)に実装される。また、プログラムや処理情報などはメモリー(145)に格納される。

・QR分解 - M L D

QR分解 - M L Dの流れを図3、図5ないし図18を用いて説明する。図3はQR分解 - M L Dの演算の流れを示す。ここでは説明を判りやすくするため、 2×2 のM I M Oを例にとって説明しているが、本発明はこの範疇に留まるものではなく、 $N \times N$ のM I M Oについても同じ効果を持っている。

【0019】

〔ステップ301〕

図3で、まず複数のシンボルからなる受信信号系列は、各シンボルに分解される。ここでシンボルとは、O F D Mの場合には、1 O F D Mシンボル \times 1サブキャリアで構成される送信情報の最小単位である。S I S O (Single-Input Single-Output)のケースでは、送信情報は1つのアンテナから送信されるため、1シンボルの送信情報はQ P S K (Quadrature Phase Shift Keying)や16 Q A Mなどのコンスタレーションをもつ1つの符号として表される。 2×2 M I M O (Q P S Kの場合)では、2本のアンテナから同時に異なる情報が送信されるため、1シンボルの送信情報は、図5に例が示されるような、S1とS2の2つのコンスタレーションからなる2つの符号である。ここで「コンスタレーション」とは星座を意味する単語である。符号理論では位相空間上(あるいはI Q平面上)の符号配置を意味する。

【0020】

図5は、変調方式としてQ P S Kを用いた場合の 2×2 M I M Oのコンスタレーションの例を示す図である。

図5では、アンテナ毎に4つの符号点が表示されている。Q P S Kを用いた場合、1シンボルのビット数は2ビットである。これら4つの符号点は、それぞれが2ビットの情報伝達が可能であり、4つの点でそれぞれ「00」、「01」、「11」、「10」の2ビットの情報を表す。

【0021】

図6は、 2×2 M I M Oのチャネル行列の一例を示す図である。

【0022】

図7は、 2×2 M I M OのQ P S K受信信号の一例を示す図である

送信された各符号(信号)は伝搬路(例えば図6に示すチャネル行列で表される伝搬路)を経由し、2つの送信符号(信号)が合成されて受信アンテナに受信される。図6では、伝搬路の応答は原点と点を結ぶベクトルとして表される。送信信号は伝搬路による重み付け後に合成されるため、図7に示すような信号点として受信される。送信符号の4点もベクトルとして定義することができ、「重み付け」は送信符号(ベクトル)に伝搬路(ベクトル)を掛けたベクトル積として理解できる。

【0023】

以下、より詳しく説明する。

2×2 M I M Oにおいて2本のアンテナから送信された符号は、 $h_{11} \times s_1$ というベクトル積から表現される4点と、 $h_{12} \times s_2$ というベクトル積で表現される4点の和で表される。そのため、受信側のアンテナでは、その4点 \times 4点の組み合わせとなる16点の信号点として信号が受信される。図7に受信側の信号点を示す。2つの受信アンテナでは、それぞれが独立した4つの伝搬路を経由した信号が受信されるため、16点の候補をもつコンスタレーションが2種得られる。M I M Oにおいては、その方程式を解くことにより、送信信号を推定するといったやり方で、信号の受信処理を行う。

【0024】

図7では、受信処理の概念を判りやすくするために、受信機ノイズや干渉の影響を入れずにプロットしている。このようなノイズの影響を考慮していない受信点を以降では推定受信点(あるいはレプリカ)と呼ぶことにする。実際の受信点はノイズ等の影響を受ける

10

20

30

40

50

ため、上記の推定受信点から離れた点となる。実際の受信点を式で表すと、

【 0 0 2 5 】

【 数 1 】

数1

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} = \mathbf{HS} + \mathbf{N}$$

10

となる。ここで x は受信信号であり、 s は送信信号である。 h は伝搬路を表すチャネル、 n は雑音電力を意味する。受信機は2つのアンテナで受信しているため、2元のベクトルの形で表現される。送信機も2つのアンテナで送信するため、2元のベクトルで表現される。伝搬路である h は2アンテナから2アンテナへの4経路からなり、 2×2 の行列の形で表現される。ノイズは、受信機の熱雑音が主たる要因であるため、受信機の2アンテナそれぞれに加える形のベクトルで表現される。推定受信点を生成するためには、上記の伝搬路 h を推定する必要がある。そのため、送信機は適当なシンボルに既知の情報であるパイロット信号を埋め込んで信号を送信している。受信側では、パイロット信号を検出して伝搬路を推定する。パイロットがない時間や周波数についてもパイロット信号があるシンボルで行った伝搬路推定の結果を補間演算して伝搬路推定することができる。その結果、式1で H で表すチャネル行列を推定することができる。

20

【 0 0 2 6 】

〔ステップ302〕

図3のステップ302では、チャネル行列をQR分解し上三角化を行う。QR分解後の式は、

【 0 0 2 7 】

【 数 2 】

30

数2

$$\mathbf{Y} = \mathbf{GX} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ 0 & r_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{RS} + \mathbf{GN}$$

40

となる。式2を左側から第1項と呼ぶとすると、第1項のベクトル Y は変換された受信信号を表す。変換式は第2項であり、受信信号のベクトル X に対して変換行列 G をかけることで得られる。ここで、 G は上三角化を実現する変換演算子であり、唯一とは限らず、様々な演算子が考えられる。例えば *Given s* 回転行列も上三角化を実現する変換演算子の1つとして知られている。第4項は、演算子 G により、 GH が R に変換されていることを表す。ここで R の特長は、第2式の左側の要素 r_{21} が0となっている点である。これの形式から上三角化と呼ばれる。

【 0 0 2 8 】

50

【数 3】

数3

$$\mathbf{G} = \frac{1}{\sqrt{|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2}} \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{21}^* \\ -h_{21} & h_{11} \end{bmatrix}$$

10

を使うと、 $\mathbf{R} = \mathbf{G} \mathbf{H}$ は

【0 0 2 9】

【数 4】

数4

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ 0 & r_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{|h_{00}|^2 + |h_{01}|^2}} \begin{bmatrix} |h_{00}|^2 + |h_{01}|^2 & h_{00}^* h_{10} + h_{01}^* h_{11} \\ 0 & h_{00} h_{11} - h_{01} h_{10} \end{bmatrix}$$

20

と書くことができる。本ステップでは、式 3 を使い、式 2 の \mathbf{Y} 、および式 4 の \mathbf{R} を求める演算を実施する。

【0 0 3 0】

〔ステップ 3 0 3〕

30

図 3 のステップ 3 0 3 に移る。式 2 は上下 2 つの式からなる方程式と解釈できる。まず、下側の第 2 式は下記のように表される。

【0 0 3 1】

【数 5】

数5

$$y_2 = r_{22} s_2 + \tilde{n}_2$$

40

この第 2 式は上三角化により、 s_1 に関する項目が抹消されている。従ってコンスタレーションは図 9 の 示すように 4 点に集約される。 s_2 の候補 R_2 を仮定すると (QPSK の場合、 R_2 は図 5 に示す s_2 の「00」「01」「11」「10」のいずれか)、メトリックは

【0 0 3 2】

【数 6】

数6

$$L(R_2) = \frac{|r_{22}R_2 - y_2|^2}{|\tilde{n}_2|^2}$$

10

で表される。これをR2のすべての候補について演算する。

【0033】

〔ステップ304〕

図3のステップ304に移る。式2で全部分行列に関する処理が完了したかをチェックする。ここまでの処理では、式5に関する処理は終了したが、第1式である

【0034】

【数7】

数7

20

$$y_1 = r_{11}s_1 + r_{12}s_2 + \tilde{n}_1$$

に於ける処理が完了していないため、ステップ305に移る。

【0035】

〔ステップ305〕

図3のステップ305に移る。ステップ303で計算された全ての候補に関するメトリックを、式6の値が小さい順（尤度の高い順）にランキングをつける。ランキング1位は最も式6のメトリックが小さいものとなる。ランキングで、上位K位までの候補を残し、その他の候補はあり得ないものとして、候補から外す。

30

【0036】

図8は、QR分解後の受信信号、すなわちYの値をプロットしたものである。

y2はs2の影響しか受けなため4点だけに縮退している。この縮退した状態で、s2の候補点を予め決められた数に絞る。絞る方法としては、メトリックを基準とする。メトリックは推定受信点と実際の受信点との距離に関係し、距離が遠いほどメトリックの値が大きくなることを利用する。すなわちメトリックが小さい上位K位までの候補を残す。

40

【0037】

図9は、第2式に関する推定受信点と実際の受信点の一例を示す図である。

チャンネル行列とレプリカ（図5に示すs2の候補点R2）から得られた推定受信点（黒丸：4点）と実際の受信点（白丸：1点）が描かれている。実際の受信点は雑音や干渉の影響を受けているため、図8のコンスタレーションからずれている。この受信点はノイズの影響を受けるが、ノイズがガウス分布に従うとするならば、実際の受信点に距離が最も近い推定受信点の尤度が最も高くなると考えられ、メトリックは小さい値となる。図9では最も距離が近い（11）の点が尤もらしく、メトリックが一番小さい値となる。逆に（00）（10）（01）はメトリックが大きく、恐らくあり得ない点と判断できる。よって例えばK=1とするならば、（11）を選択し、（00）（10）（01）は候補から外す

50

。選択後、式7に関する処理ができるようにMを更新する。

【0038】

〔ステップ303-2〕

図3のステップ303(2回目)に戻る。式2の上下2つの式のうち、今回は、上側の第1式(式7)に関する処理を行う。式7ではs1およびs2からの寄与がy1に影響する。s1およびs2の候補をR1、R2と仮定すると、尤度は

【0039】

【数8】

数8

10

$$L(R_1, R_2) = \frac{|r_{11}R_1 + r_{12}R_2 - y_1|^2}{|\tilde{n}_1|^2} + \frac{|r_{22}R_2 - y_2|^2}{|\tilde{n}_2|^2}$$

で表される。但し、R2の候補は、ステップ305において絞られている点に注意が必要である。R2が(11)だけに絞られているとすると、R2は1つの候補だけとなるので、(R1, R2)の組合せは4通りだけであり、計算量が1/4に削減される。

20

【0040】

図10は、式1における推定受信点の候補の数が、絞りこみにより減ることを説明する図である。

図10に、チャンネル行列とレプリカ(図14に示すs2の候補点R2)から得られた推定受信点を示す。(R1, R2)の候補は16点あり、白丸と黒丸で示されているが、先にR2は(11)に絞られているため、黒丸で示す4点が(R1, R2)の候補となる。

【0041】

〔ステップ304-2〕

図3のステップ304に移る。式2で全部分行列に関する処理が完了したかをチェックする。ここまでの処理では、式5および式7に関する処理を終了し、全部分行列の処理が完了しているため、ステップ306に移る。

30

【0042】

〔ステップ306〕

図3のステップ306に移る。ここでは、得られたメトリックから対数尤度比(LLR)を算出する。図5の例では、2ビットの情報を送信可能なQPSKシンボルを、2つのアンテナそれぞれから同時に送信するため、合計4ビットの情報を1度に送ることが可能である。その各ビットについて対数尤度比を、以下の手順で求める。すなわち、4ビットの各ビットに注目し、送信側が0を送ったと仮定した場合の確率P0を計算する。また、送信側が1を送ったと仮定した場合の確率P1を計算する。そして、それら確率の比をとり、更に対数をとったもの、 $\log(P0/P1)$ を計算する。

40

ここで、各ビットに注目するとは、送信情報(s1, s2)をビット情報に分割し、(b0, b1)、(b2, b3)のように4ビットとして表したとすると、その内の1ビットに注目することを意味する、例えばb0のビットだけに注目すると、他のビット(b1, b2, b3)の組合せ8通り全てについて考え、P0およびP1の確率計算を行う。ただし、8通り全てについて確率を計算することは大変であるため、計算量を削減するために、MAX log MAP近似がよく知られている。これは、本来は上記の8通り全てを考えるべきところを、メトリックが最小となるビットの組合せだけを選択して、そのビット組合せによる確率でP0あるいはP1を近似する方法である。

50

【 0 0 4 3 】

ノイズがガウス分布であると仮定すれば、確率は $\exp(-x^2)$ の形で表される。この式で x^2 の部分がこれまで計算してきたメトリックに相当する。したがって、尤度比は、対数演算により、 $P0/P1$ を、単に $\log(P0) - \log(P1)$ という差に置き換えられる効果だけでなく、 $P0$ あるいは $P1$ の計算に必要となる \exp の演算も消すことができる。結局、対数尤度比は、あるビットに注目し、そのビットが0あるいは1と仮定した場合に、他のビットの組合せを全て考え、メトリックが最小となるものを選択し、そのメトリックが、 $\log(P0)$ あるいは $\log(P1)$ になることを利用し、その差を計算したものとなる。この演算を4つのビット全てについて行う。

【 0 0 4 4 】

得られた4つのビットに対応する4つの対数尤度比は、正負の値をとる実数である。その意味は、正の値をとるならば、0が送られたと考える確率の方が高い情報であったことを示す指標であり、その正の値が大きくなるほど、送信情報が0であることが確からしいことを意味する。逆に、負の値をとるならば、1が送られたと考える確率の方が高い情報であったことを意味する指標であり、その負の値が小さくなるほど、送信情報が1であることが確からしいことを意味する。得られた対数尤度比は、上記の例では、4つあるビット毎、順に正負の実数として、メモリーなどに蓄積される。

10

【 0 0 4 5 】

図11ないし図18を用いて、具体例を1例挙げ、上記の説明を補足する。

図11は、 2×2 MIMOのQPSK送信のコンスタレーションの一例を示す図である

20

。図12は、 2×2 MIMOのQPSK受信信号の一例を示す図である。

図13は、 2×2 MIMOのQR分解後の受信信号の一例を示す図である。

図14は、推定受信点と実際の受信点の一例を示す図である。

図15は、 s_1 が0xの場合のコンスタレーション例を示す図である。

図16は、 s_1 が0xの場合の受信信号の一例を示す図である。

図17は、 s_1 が1xの場合のコンスタレーション例を示す図である。

図18は、 s_1 が1xの場合の受信信号の一例を示す図である。

【 0 0 4 6 】

図5を送信符号とする。具体的には $(s_1, s_2) = ("00", "00")$ が送られていたとする。平面上では、 $s_1 = (0.70, 0.70)$ と $s_2 = (0.70, 0.70)$ の情報が送信されていたとする(図11の黒丸)。受信される信号は、それぞれに伝搬路が掛かり合成され $x_1 = (-0.77, 0.63)$ と $x_2 = (-0.84, -0.28)$ となる(図12の黒丸)。QR分解後の受信点では、 $y_1 = (0.67, 1.06)$ と $y_2 = (-0.11, 0.43)$ となる(図13の黒丸)。実際には、受信信号には雑音が乗ってしまうため、図13の黒点からはずれ $y_1 = (0.77, 1.06)$ と $y_2 = (-0.01, 0.43)$ (ノイズとして、両アンテナとも $(0.1, 0.0)$ を仮定、図14の黒丸)となる。このとき、 $S1$ の第1ビットについて $P0$ を考える。 $(s_1, s_2) = ("0x", "xx")$ 、 x は任意、が送られていたとすると、 $P0$ には、図15に示す s_1 は2通り、 s_2 は4通りの合計8通りの組合せが考えられる。伝搬路を掛けて、レプリカを作り、QR分解すると、図16に示す y_1 として8通り、 y_2 として4通りのレプリカが出来上がる。これらのレプリカを使い、受信点(図14の黒丸)とのメトリックを計算する。本例では $(s_1, s_2) = ("00", "00")$ を送ったとしたレプリカが最もメトリックが小さい。MAX log MAP近似では、最も距離の近いレプリカだけを考えるため、 $P0$ は

30

40

【 0 0 4 7 】

【数 9】

数9

$$\begin{aligned}
 P0 &= \exp\{-L(R_1, R_2)\} \\
 &= \exp\left\{-\frac{|0.1|^2}{|\tilde{n}_1|^2} - \frac{|0.1|^2}{|\tilde{n}_2|^2}\right\}
 \end{aligned}$$

10

となる。同様にP1を計算する。図17の黒点で示した、y1として8通り、y2として4通りのレプリカが出来上がる。

【0048】

これらのレプリカを使い、受信点(図14の黒丸)とのメトリックを計算する。本例では(s1, s2) = ("10", "10")を送ったとしたレプリカy1=(1.06, -0.67)とy2=(0.43, 0.11)が最も距離が近い(図18の黒点)。MAX log MAP近似では、最も距離の近いレプリカだけを考えるため、P1は

20

【0049】

【数10】

数10

$$\begin{aligned}
 P1 &= \exp\{-L(R_1, R_2)\} \\
 &= \exp\left\{-\frac{(1.06 - 0.77)^2 + (-0.67 - 1.06)^2}{|\tilde{n}_1|^2}\right\} \\
 &\quad \times \exp\left\{-\frac{(0.43 + 0.01)^2 + (0.11 - 0.43)^2}{|\tilde{n}_2|^2}\right\} \\
 &= \exp\left\{-\frac{3.09}{|\tilde{n}_1|^2} - \frac{1.25}{|\tilde{n}_2|^2}\right\}
 \end{aligned}$$

30

40

となる。対数尤度比は

【0050】

【数 1 1】

数11

$$\log\{P0/P1\} = -\frac{0.01}{|\tilde{n}_1|^2} - \frac{0.01}{|\tilde{n}_2|^2} - \left\{ -\frac{3.09}{|\tilde{n}_1|^2} - \frac{1.25}{|\tilde{n}_2|^2} \right\}$$

10

となる。

【0051】

〔ステップ307〕

図3のステップ307に移る。ここでは、全シンボルに関する処理が完了したかをチェックする。全てのシンボルに関する処理が終わっていない場合はステップ308に移り、対象とするシンボルを更新し、ステップ301に戻る。また、全てのシンボルに関する処理が終わった場合は、ステップ306でメモリーなどに蓄積した対数尤度比を次の処理をおこなうブロックであるデコーダ116に渡し処理を終了する。

・MMSE

20

次に、MMSEの流れを図4を用いて説明する。

【0052】

〔ステップ401〕

図4で、まず複数のシンボルからなる受信信号系列は、各シンボルに分解される。ここでの処理は、ステップ301での説明と同じである。

2×2MIMO(QPSKの場合)では、2本のアンテナから同時に異なる情報が送信されるため、1シンボルの情報は図5に例が示されるような、S1とS2の2つのコンスタレーションからなる2つの符号である。

送信された各符号(信号)は伝搬路(例えば図6)を經由し、2つの送信符号(信号)が合成されて受信アンテナに受信される。図6では、伝搬路の応答は、原点と点を結ぶベクトルで表される。受信信号は伝搬路による重み付け後に合成されるため、図7に示すような信号点として受信される。2の受信アンテナは、それぞれが独立した4つの伝搬路を經由した信号を受信する。そのため、16点の候補をもつコンスタレーションが2種得られ、その方程式を解くことにより、送信信号を推定するといったやり方で受信を行う。

30

【0053】

〔ステップ402〕

MMSEでは、方程式を解くために、受信信号xにMMSEの重みを掛けて元の符号点を推定する。

【0054】

【数 1 2】

数12

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y} &= \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \mathbf{W}^H \mathbf{X} \\
 &= \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \\
 &= \mathbf{R}\mathbf{S} + \tilde{\mathbf{N}}
 \end{aligned}$$

10

20

ここでWはMMSEの重みであり、

【0055】

【数 1 3】

数13

$$\begin{aligned}
 \mathbf{W}^H &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + |\mathbf{N}|^2)^{-1} \\
 &= \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{21}^* \\ h_{12}^* & h_{22}^* \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{21}^* \\ h_{12}^* & h_{22}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 \\ 0 & \sigma_2 \end{bmatrix} \right)^{-1}
 \end{aligned}$$

30

で示される。式12のRおよびNは

【0056】

【数 1 4】

数14

$$\mathbf{R} = \mathbf{W}^H \mathbf{H} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix}$$

40

【0057】

【数 1 5】

$$\text{数15}$$

$$\tilde{\mathbf{N}} = \mathbf{W}^H \mathbf{N} = \begin{bmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2 \end{bmatrix}$$

により計算される。

10

【0 0 5 8】

〔ステップ 4 0 3〕

図 4 のステップ 4 0 3 に移る。s1 について、式 1 2 により、

【0 0 5 9】

【数 1 6】

数16

$$y_1 = r_{11}s_1 + \tilde{n}_1$$

20

が得られる。この式はs2に関する項目が抹消されている。s1の候補R1を仮定すると（QP
SKの場合、R1は図5に示すs1の「00」「01」「11」「10」のいずれか）、メトリックは

【0 0 6 0】

【数 1 7】

数17

$$L(R_1) = \frac{|r_{11}R_1 - y_1|^2}{|\tilde{n}_1|^2}$$

30

で表される。これをR1のすべての候補について演算する。

同様に、s2について、式 1 2 により、

【0 0 6 1】

【数 1 8】

40

数18

$$y_2 = r_{22}s_2 + \tilde{n}_2$$

が得られる。この式はs1に関する項目が抹消されている。S2の候補R2を仮定すると（QP
SKの場合、R2は図5に示すs1の「00」「01」「11」「10」のいずれか）、メトリックは

50

【 0 0 6 2 】

【 数 1 9 】

数19

$$L(R_2) = \frac{|r_{22}R_2 - y_2|^2}{|\tilde{n}_2|^2}$$

10

で表される。これをR2のすべての候補について演算する。

【 0 0 6 3 】

得られたメトリックから対数尤度比 (LLR) を算出する。図5の例では、2ビットの情報を送信可能なQPSKシンボルを、2つのアンテナそれぞれから同時に送信するため、合計4ビットの情報を1度に送ることが可能である。その各ビットについて対数尤度比を、以下の手順で求める。すなわち、4ビットの各ビットに注目し、送信側が0を送ったと仮定した場合の確率P0を計算する。また、送信側が1を送ったと仮定した場合の確率P1を計算する。そして、それら確率の比をとり、更に対数をとったもの、 $\log(P0/P1)$ を計算する。

20

ここで、各ビットに注目するとは、送信情報 (s1、s2) をビット情報に分割し、(b0、b1)、(b2、b3) のように4ビットとして表したとすると、その内の1ビットに注目することを意味する、例えばb0のビットだけに注目すると、他のビット (b1、b2、b3) の組合せ8通り全てについて考え、P0およびP1の確率計算を行う。ただし、8通り全てについて確率を計算することは大変であるため、計算量を削減するために、MAX log MAP近似がよく知られている。これは、本来は上記の8通り全てを考えるべきところを、メトリックが最小となるビットの組合せだけを選択して、そのビット組合せによる確率でP0あるいはP1を近似する方法である。

【 0 0 6 4 】

ノイズがガウス分布であると仮定すれば、確率は $\exp(-x^2)$ の形で表される。この式で x^2 の部分がこれまで計算してきたメトリックに相当する。したがって、尤度比は、対数演算により、 $P0/P1$ を、単に $\log(P0) - \log(P1)$ という差に置き換えられる効果だけでなく、P0あるいはP1の計算に必要となるexpの演算も消すことができる。結局、対数尤度比は、あるビットに注目し、そのビットが0あるいは1と仮定した場合に、他のビットの組合せを全て考え、メトリックが最小となるものを選択し、そのメトリックが、 $\log(P0)$ あるいは $\log(P1)$ になることを利用し、その差を計算したものとなる。この演算を4つのビット全てについて行う。

30

【 0 0 6 5 】

得られた4つのビットに対応する4つの対数尤度比は、正負の値をとる実数である。その意味は、正の値をとるならば、0が送られたと考える確率の方が高い情報であったことを示す指標であり、その正の値が大きくなるほど、送信情報が0であることが確からしいことを意味する。逆に、負の値をとるならば、1が送られたと考える確率の方が高い情報であったことを意味する指標であり、その負の値が小さくなるほど、送信情報が1であることが確からしいことを意味する。得られた対数尤度比は、上記の例では、4つあるビット毎、順に正負の実数として、メモリーなどに蓄積される。

40

【 0 0 6 6 】

〔ステップ404〕

図4のステップ404に移る。ここでは、全シンボルに関する処理が完了したかをチェックする。全てのシンボルに関する処理が終わっていない場合はステップ405に移り、対象とするシンボルを更新し、ステップ401に戻る。また、全てのシンボルに関する処

50

理が終わった場合は、ステップ403でメモリーなどに蓄積した対数尤度比を次の処理をおこなうブロックでなるデコーダ116に渡し処理を終了する。

・MLDとMMSEの選択

本発明の特徴は、MLD（あるいはQR分解-MLD）と、MMSEの2つの受信機を1つの装置内に持ち、MLDの装置規模は抑えた形にすること、さらには、制御手段により、受信したパケットの受信方法を、MLDを使うか、あるいはMMSEを使うかを選択する仕組みを持つことである。

【0067】

図20は、MLDとMMSEの選択処理を説明するフローチャートである。

MLDとMMSEの2つの受信機を選択する仕組みについて図20を用いて説明する。

装置が無線基地局装置であり、複数の端末装置とつながっている場合を例に挙げて説明する。

端末装置が無線基地局装置に情報を送信しようとする場合、端末装置は無線基地局装置に向かって、バンドワイズリクエスト（帯域要求）を送信する。無線基地局装置には、スケジューラが搭載されており、帯域要求を送信した端末装置に対し、その端末装置使用を許可する周波数リソースの割当てを行なう。無線基地局装置は下り回線を使い、該当する端末装置に対し、使用を許可する周波数リソースの割当て情報（MAP）を送信する（ステップ1）。MAPには、端末装置が使用する周波数リソースの位置やサイズ、MCS（符号化方法 Modulation Code Scheme）などの情報が含まれている。端末装置は、下り回線で通知されるこの割当て情報に従って動作する。また無線基地局装置は、複数の端末装置との過去の通信状態を把握している。通信状態には、端末装置が送信する電力情報も含まれる。端末装置は、最大送信電力が決まっており、現在の送信電力と、最大送信電力との差がパワーヘッドルームとして定期的に無線基地局装置に報告されている。

【0068】

図21は、無線基地局装置において複数の端末装置からレポートされるパワーヘッドルームの例を示している。

端末装置1～8は、その順にパワーヘッドルームが小さい。すなわち、端末装置1は送信電力が一番大きく、劣悪な環境に配置している。無線基地局装置では、この報告されているパワーヘッドルームを参考に、端末装置の状態を把握している。第1の実施例として、無線基地局装置は、次に受信することが予約されている端末装置のパワーヘッドルームを小さいものから大きい順に並べる（図21 ステップ2参照）。一般に、伝搬路の状況が悪い端末装置では、送信電力を高く出す必要がある。その結果パワーヘッドルームが小さい値となる。よって、上記の並び換えによって、伝搬路の状態が悪い端末装置が先に、伝搬路の状態が良好な端末装置が後となるように順位付けが可能となる。

【0069】

次に無線基地局装置では、MLD処理可能な情報量の把握が行われる。すなわち、決められた時間内に処理可能な残りの情報量を記録するレジスタを初期値にする（ステップ3）。上記の並び換えで、先となった端末から順に、MLD装置を割り当てていく。具体的には、未割り当てで、パワーヘッドルームが最小の端末を選択し（ステップ4）、割り当てが可能であるかの判断を行なう。割り当てが可能であるかどうかは、上記のレジスタと、新たに割り当てようとしている端末装置からの送信情報のMCSや割当てリソース量から判断する（ステップ5）。例えばQPSK/2アンテナMIMOであれば16のシンボル点があるため、MLD処理するために必要なMLDのリソースは単位時間×16倍となる。また、割当てられたリソースが16シンボルであるならば、 $16 \times 16 = 256$ 単位のMLDの受信機リソースを消費する。

【0070】

このリソース消費が、レジスタに記録されている処理可能な残処理量と比較して、処理可能であると判断される場合に、その端末装置に対しMLDを割り当てる（ステップ6）。そして、レジスタから、計算した消費する受信リソース量を減算し、割当てによって残る新たな処理可能な残処理量をレジスタに残す。処理不可と判断した場合には、その端末

10

20

30

40

50

装置に対しM M S Eを割り当てる(ステップ7)。このステップを繰り返し、上記の並び換えの最後の端末装置までM L DまたはM M S Eの割り当て処理を繰り返す(ステップ8)。これによって、受信状態が劣悪な端末から順に、受信機のリソースが許す限りにおいて、M L D受信機を割り当てることが可能となる。

【実施例2】

【0071】

・M L DとM M S E (S I C : Successive Interference Cancellerあり)とM M S E (S I Cなし)の選択

次に、図19、図22を用いて第2の実施例について説明する。

図19は、第2の実施例における装置の構成を説明する図である。

図22は、第2の実施例におけるM L DとM M S E (S I Cあり、なし)の選択処理を説明するフローチャートである。

【0072】

第1の実施例では、M L DとM M S Eのハイブリッド受信機を開示したが、第2の実施例では、M L D(あるいはQR分解-M L D)と、M M S E - S I Cの2つの受信機を1つの装置内に持ち、M L Dの装置規模を抑えた形にすること、さらには、制御手段により、受信したパケットの受信方法を、M L Dを使うか、あるいはM M S E (S I Cあり)を使うか、あるいはM M S E (S I Cなし)を使うかを選択する仕組みを持つことが特徴である。

【0073】

ここでは、M L D、M M S E (S I Cあり)、M M S E (S I Cなし)を選択する仕組みについて図22を使い説明する。ステップ8までは、実施例1と同じである。装置が無線基地局装置であり、複数の端末装置とつながっている場合を例に挙げて説明する。端末装置が無線基地局装置に情報を送信しようとする場合、端末装置は無線基地局装置に向かって、バンドワイズリクエスト(帯域要求)を送信する。無線基地局装置には、スケジューラが搭載され、帯域要求を送信した端末装置に対して使用を許可する周波数リソースの割り当てを行う。基地局装置は、端末装置に対して、下り回線を使い、使用を許可する周波数リソースの割当て情報(M A P)を送信する。M A Pには、端末装置が使用する周波数リソースの位置やサイズ、M C S (符号化方法)などの情報が含まれている。端末装置は、下り回線で通知されるこの割当て情報に従って動作する。

【0074】

また無線基地局装置は、複数の端末装置との過去の通信状態を把握している。通信状態には、端末装置が送信する電力情報も含まれる。端末装置は、最大送信電力が決まっており、現在の送信電力と、最大送信電力との差がパワーヘッドルームとして定期的に無線基地局装置に報告されている。無線基地局装置では、この報告されているパワーヘッドルームを参考に、端末装置の状態を把握している。第2の実施例として、無線基地局装置は、次に受信することが予約されている端末装置のパワーヘッドルームを小さいものから大きい順に並べる。一般に、伝搬路の状況が悪い端末装置では、送信電力を高く出す必要がある。その結果パワーヘッドルームが小さい値となる。よって、上記の並び換えによって、伝搬路の状況が悪い端末装置が先に、伝搬路の状況が良好な端末装置が後となるように順位付けが可能となる。

【0075】

次に無線基地局装置では、M L D処理可能な情報量の把握が行われる。すなわち、決められた時間内に処理可能な残りの情報量を記録するレジスタを初期値にする。上記の並び換えで、先となった端末から順に、M L D装置を割り当てていく。割当てが可能であるかは、上記のレジスタと、新たに割当てようとしている端末からの送信情報のM C Sや割当てリソース量から判断する。例えばQ P S K / 2アンテナM I M Oであれば16のシンボル点があるため、M L D処理するために必要なM L Dのリソースは単位時間×16倍となる。また、割当てられたリソースが16シンボルであるならば、 $16 \times 16 = 256$ 単位のM L Dの受信機リソースを消費する。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 6 】

このリソース消費が、レジスタに記録されている処理可能な残処理量と比較して、処理可能であると判断される場合に、その端末装置に対しMLDを割り当てる。そして、レジスタから、計算した消費する受信リソース量を減算し、割当てによって残る新たな処理可能な残処理量をレジスタに残す。処理不可と判断した場合には、その端末装置に対しMMSEを割り当てる。このステップを繰り返し、上記の並び換えの最後の端末装置までMLDまたはMMSEの割り当て処理を繰り返す。これによって、受信状態が劣悪な端末から順に、受信機のリソースが許す限りにおいて、MLD受信機を割り当てることが可能となる。次にMMSEのSICを使うかどうかの判定を行なう。SICは特にMU-MIMOなど、マルチコードワード伝送時に有効である。MLDの判定後、MMSE受信機を使うことになっているパケットに対してSICを行うかを判定する。SICはマルチコードワードのMIMO受信時に有効であるため、スケジューラで割り当てたリソースがマルチコードワードであるかを判定する。マルチコードワードでない信号はSICを実施しない。マルチコードワードであるもので、図21に示す送信電力の順に並び換えた端末装置のうち、送信電力が小さい端末装置から順（MLDの判定とは逆順）に、調査を行う。

10

【 0 0 7 7 】

SICは何度もMMSEとデコーダを通すため、全受信信号の処理が最低限できて、その上にある処理量のマージンで判断する。まず、全てのコードワードについて、1回目のデコード処理を実施する（ステップ9）。これにより、SICを実施したために、処理が間に合わなくなるコードワードをなくす。

20

次に、1回目の受信で、受信が成功しなかったコードワードについて（ステップ10）、そのコードワードと同一リソース（時間×周波数において）が割り当てられ、送信電力の小さい（あるいは推定SINRが大きい）コードワードから順に信号間干渉を除去する（ステップ11）。

信号間干渉が除去されて品質が向上したコードワードは、再度MMSEとデコード処理が行われる。干渉が除去されるため、2回目の信号処理（ステップ12）では受信に成功する確率は非常に高くなる。

【 0 0 7 8 】

図19を用いて、第2の実施例における装置の信号処理を説明する。デマルチプレクサ（114）で分解されたコードワードは、DSP（130）の指示により、MLD（115）か、MMSE（116）に入力される。MMSE（116）に入力された信号は、デコード処理（118）される。デコードに失敗したコードワードについては、ペアとなるコードワードがデコードに成功した場合、成功した信号と、伝搬路推定（117）の出力から、レプリカを生成する。デマルチプレクサ（114）から、再度同じコードワードを出力してもらい、受信に成功したレプリカを除去して、干渉の影響を取り除いた信号を作成する。干渉を除去した信号は再度MMSE（116）に入力され、またデコード（118-2）に入力される。受信に成功した場合はDSP（130）に情報が送られる仕組みである。

30

【 0 0 7 9 】

本実施例では、電力値や推定SINRなどを使い、受信機を選択する方法の例を説明した。本発明の本質は、端末装置が複数の受信方式を持ち、端末装置の環境に応じて複数の受信方式を選択することである。端末装置からの報告情報や基地局装置側で測定できる環境判断測定結果のいずれか、あるいは複数の測定値に基づいて、その端末装置からの受信信号の受信方法を変えることは本特許の範疇である。

40

【 符号の説明 】

【 0 0 8 0 】

100...無線装置

101、102...アンテナ

110...デプレクサ

111...RF受信機

50

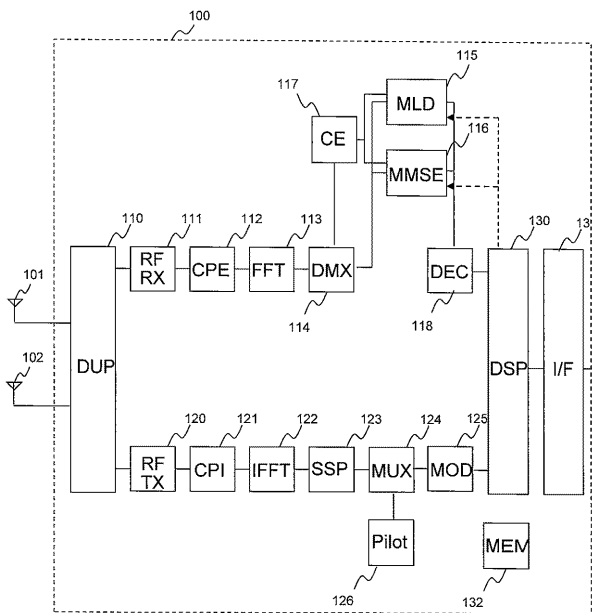
- 1 1 2 ... C P 除去
- 1 1 3 ... F F T
- 1 1 4 ... デマルチプレクサ
- 1 1 5 ... M L D
- 1 1 6 ... M M S E
- 1 1 7 ... チャンネル 推 定
- 1 1 8 ... デコーダ
- 1 2 0 ... R F 送 信 機
- 1 2 1 ... C P 付 加
- 1 2 2 ... I F F T
- 1 2 3 ... 空 間 信 号 处 理
- 1 2 4 ... コーダ
- 1 2 6 ... パイロット 生 成
- 1 3 0 ... D S P
- 1 3 1 ... 上 位 有 り は ネット ワ ー ク と の イン タ ー フェ ー ス
- 1 3 2 ... メモリ
- 1 4 0 ... デプレクサ
- 1 4 1 ... R F チ ッ プ
- 1 4 2 ... ベースバンドチップ
- 1 4 3 ... D S P
- 1 4 4 ... 上 位 有 り は ネット ワ ー ク と の イン タ ー フェ ー ス
- 1 4 5 ... メモリ

10

20

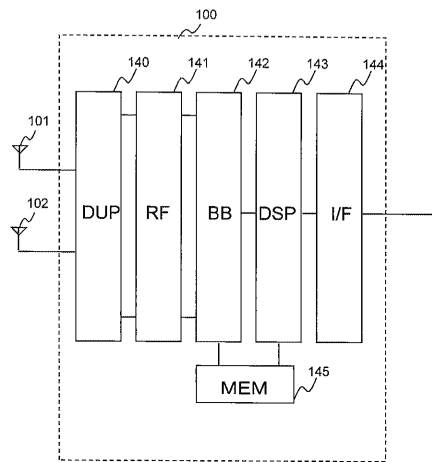
【 図 1 】

図1

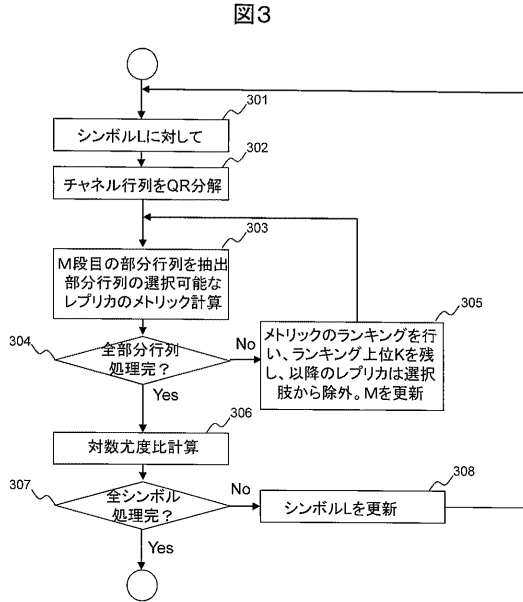


【 図 2 】

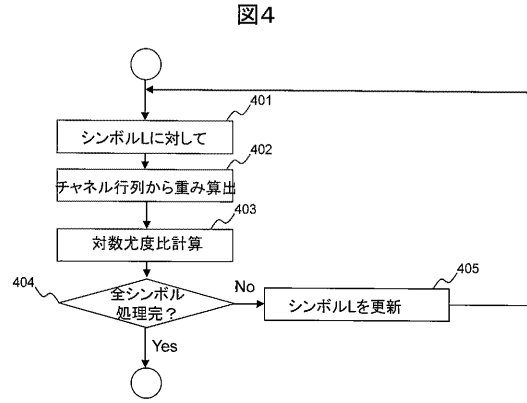
図2



【 図 3 】

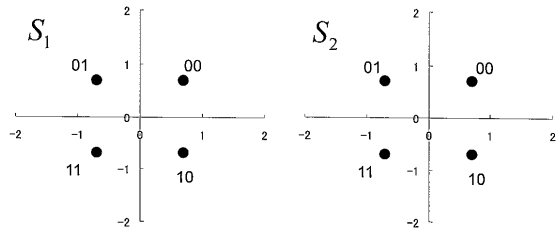


【 図 4 】



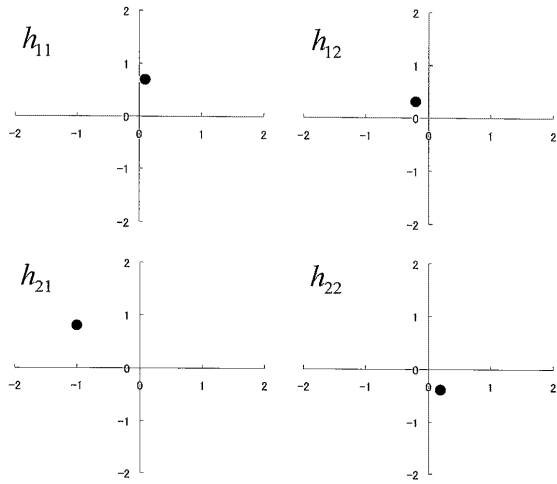
【 図 5 】

図5



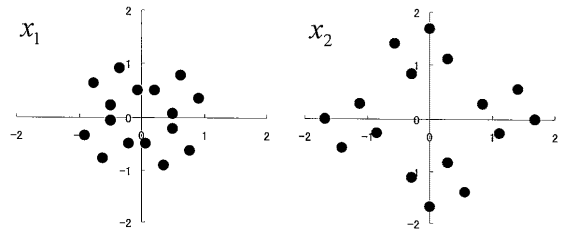
【 図 6 】

図6



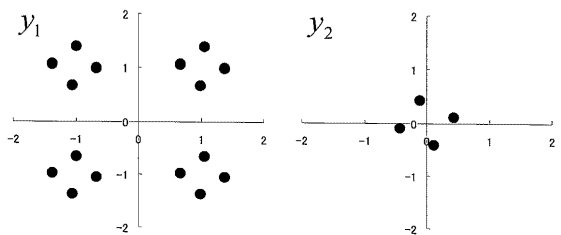
【 図 7 】

図7

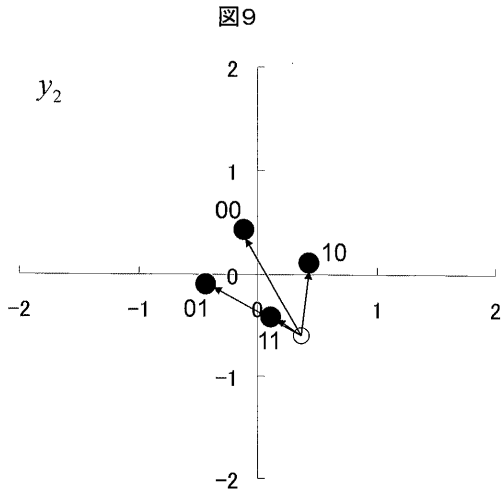


【 図 8 】

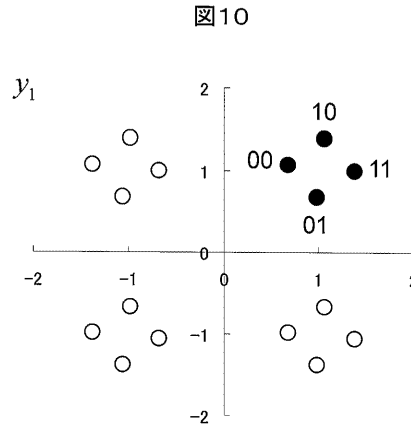
図8



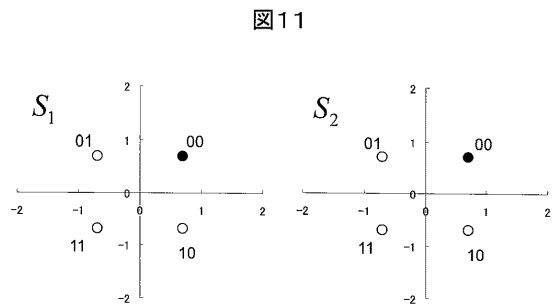
【 図 9 】



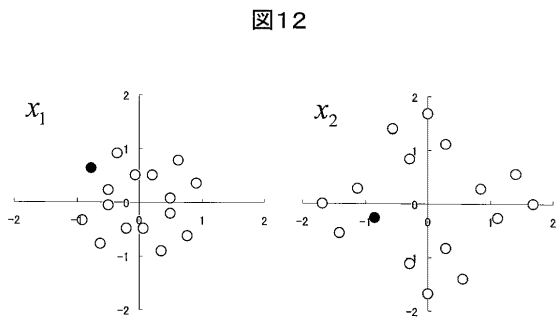
【 図 1 0 】



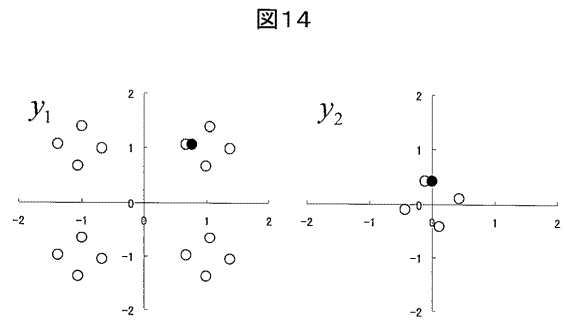
【 図 1 1 】



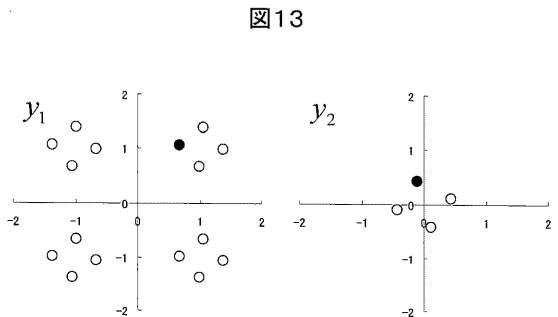
【 図 1 2 】



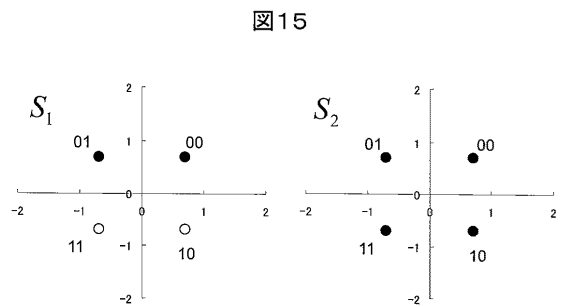
【 図 1 4 】



【 図 1 3 】

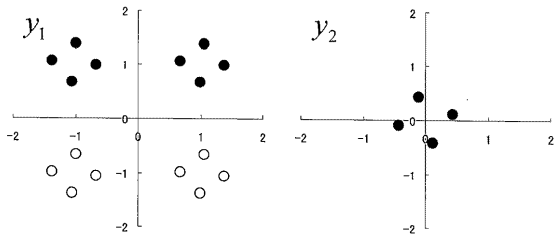


【 図 1 5 】



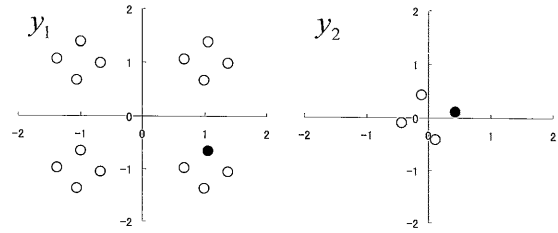
【図16】

図16



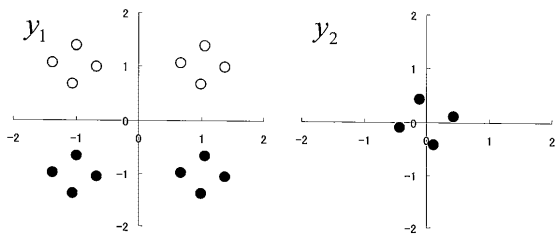
【図18】

図18



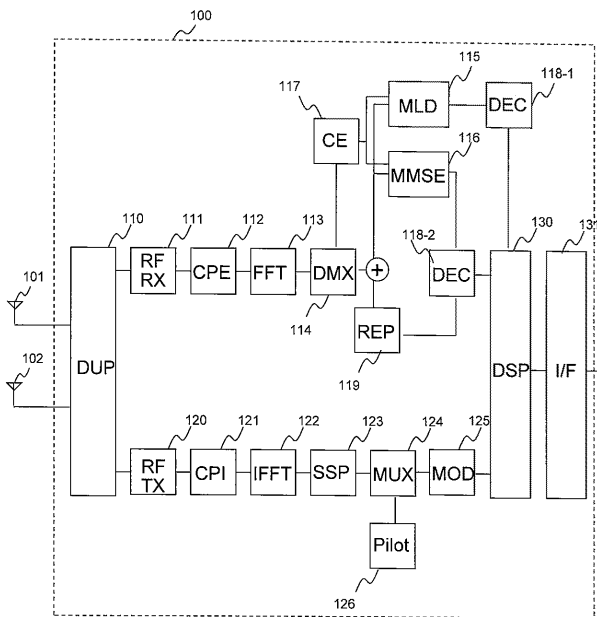
【図17】

図17



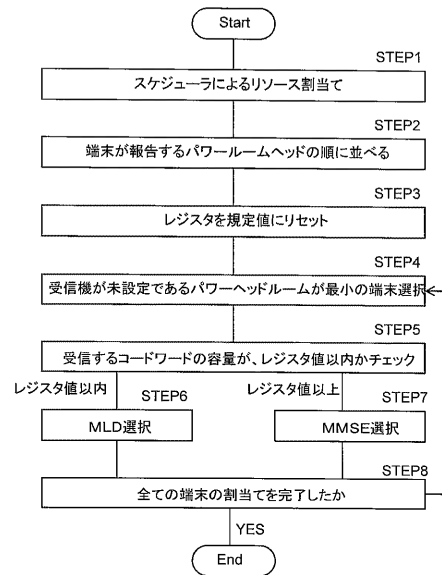
【図19】

図19

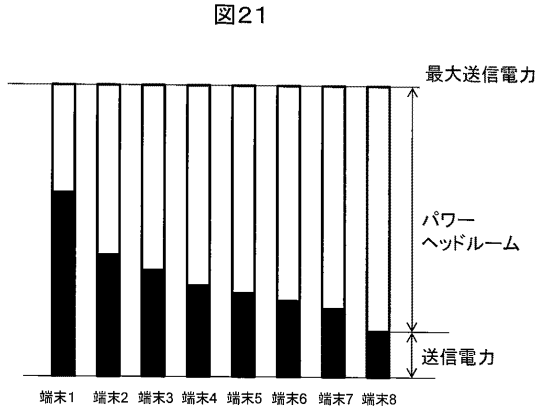


【図20】

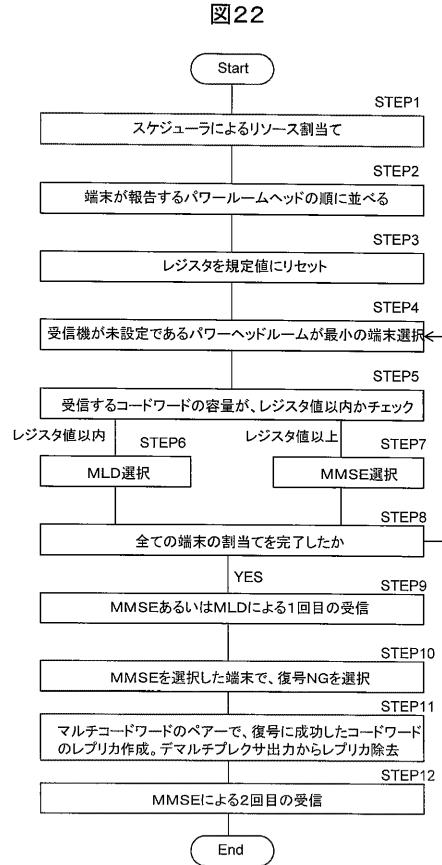
図20



【 図 2 1 】



【 図 2 2 】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD23 DD33 FF00