

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4367276号  
(P4367276)

(45) 発行日 平成21年11月18日(2009.11.18)

(24) 登録日 平成21年9月4日(2009.9.4)

(51) Int. Cl.		F I			
HO4J	11/00	(2006.01)	HO4J	11/00	Z
HO4B	7/08	(2006.01)	HO4B	7/08	D
HO4L	27/36	(2006.01)	HO4L	27/00	F

請求項の数 30 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2004-219740 (P2004-219740)	(73) 特許権者	000005821
(22) 出願日	平成16年7月28日(2004.7.28)		パナソニック株式会社
(65) 公開番号	特開2006-41980 (P2006-41980A)		大阪府門真市大字門真1006番地
(43) 公開日	平成18年2月9日(2006.2.9)	(74) 代理人	100097445
審査請求日	平成19年6月18日(2007.6.18)		弁理士 岩橋 文雄
		(74) 代理人	100109667
			弁理士 内藤 浩樹
		(74) 代理人	100109151
			弁理士 永野 大介
		(72) 発明者	谷口 友彦
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下
			電器産業株式会社内
		(72) 発明者	間山 圭一
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下
			電器産業株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ダイバーシティ型受信装置、ダイバーシティ型受信装置を用いた受信方法および受信プログラム、ダイバーシティ型受信装置を用いた受信プログラムを格納した記録媒体

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

デジタル多値変調方式によりキャリア変調された信号を複数のアンテナで受信し、復調処理するダイバーシティ型受信装置であって、

前記複数のアンテナから受信した受信信号の信号点を示す複素情報およびその信号が送られたキャリアの電力を示す電力情報を出力する復調手段と、前記複素信号から算出される受信信号の信号点間距離と予め記憶している閾値を比較し、判定結果を出力する信頼性判定手段と、前記復調手段から入力した複素情報を用いて前記受信信号を前記電力情報の比率に従って合成する合成手段と、合成された受信信号からビットデータを復元するとともに、ビット毎の尤度を算出し、前記信頼性判定手段の判定結果に基づいて補正した尤度を出力するデマッピング手段と、前記尤度に従ってビットデータの誤り訂正を行なう誤り訂正手段を有することを特徴とするダイバーシティ型受信装置。

【請求項2】

前記合成手段は、合成された受信信号の複素情報を前記信頼性判定手段に出力し、前記信頼性判定手段は、受信信号の信号点間距離に替えて、前記合成された受信信号と受信信号の信号点との間の距離を測定し、これと予め記憶している閾値を比較することで判定結果を出力することを特徴とする請求項1に記載のダイバーシティ型受信装置。

【請求項3】

前記合成手段は、合成された受信信号の複素情報を前記信頼性判定手段に出力し、前記信頼性判定手段は、受信信号の信号点間距離に替えて、前記合成された受信信号と受信信号

の信号点との間の距離に前記電力情報を乗算した値を算出し、これと予め記憶している閾値を比較することで判定結果を出力することを特徴とする請求項 1 に記載のダイバーシティ型受信装置。

【請求項 4】

前記信頼性判定手段は、過去に受信した受信信号点間距離を記憶し、受信信号点間距離の平均値を算出するとともに、この平均値と予め記憶している閾値を比較することで判定結果を出力することを特徴とする請求項 1 に記載のダイバーシティ型受信装置。

【請求項 5】

前記信頼性判定手段は、デジタル多値変調方式によりキャリア変調された信号を復元する際に用いるマッピング点のうち受信信号点にもっとも近接するマッピング点を推定し、このマッピング点間の距離と予め記憶している閾値を比較することで判定結果を出力することを特徴とする請求項 1 に記載のダイバーシティ型受信装置。

10

【請求項 6】

前記復調手段は、電力情報に替えて、その信号が送られたキャリアの振幅量を示す振幅情報を出力し、前記合成手段は、前記振幅情報の比率に従って合成処理を行なうことを特徴とする請求項 1 から 5 に記載のダイバーシティ型受信装置。

【請求項 7】

前記信頼性判定手段は、前記信号点間距離が前記閾値以上であるか否かを示す判定結果を出力し、前記デマッピング手段は、前記判定結果が閾値以上の場合に尤度を低く、判定結果が閾値未満の場合に尤度を高く補正することを特徴とする請求項 1 から 6 に記載のダイバーシティ型受信装置。

20

【請求項 8】

前記信頼性判定手段は、さらに、受信信号点間距離を示す情報を出力し、前記デマッピング手段は、前記判定結果に替えて、受信信号点間距離に基づいて尤度を補正することを特徴とする請求項 1 から 6 に記載のダイバーシティ型受信装置。

【請求項 9】

デジタル多値変調方式によりキャリア変調された信号を複数のアンテナで受信し、復調処理するダイバーシティ型受信装置であって、

前記複数のアンテナから受信した受信信号の信号点を示す複素情報およびその信号が送られたキャリアの電力を示す電力情報を出力する復調手段と、前記複素信号を用いて受信信号点それぞれについて他の受信信号点との間の距離の総和を算出し、予め記憶している閾値と比較することで受信信号点それぞれについて距離判定結果を出力するとともに、前記距離判定結果が受信信号点の過半数において閾値未満である場合に合格の判定結果を出力する信頼性判定手段と、前記復調手段から入力した複素情報を用いて前記受信信号を前記電力情報および前記距離判定結果から算出される比率に従って合成する合成手段と、合成された受信信号からビットデータを復元するとともに、ビット毎の尤度を算出し、前記信頼性判定手段の判定結果に基づいて補正した尤度を出力するデマッピング手段と、前記尤度に従ってビットデータの誤り訂正を行なう誤り訂正手段を有することを特徴とするダイバーシティ型受信装置。

30

【請求項 10】

前記信頼性判定手段は、過去に受信した受信信号点間距離の総和を記憶し、受信信号点間距離の総和の平均値を算出するとともに、この平均値と予め記憶している閾値を比較することで距離判定結果を出力することを特徴とする請求項 9 に記載のダイバーシティ型受信装置。

40

【請求項 11】

前記信頼性判定手段は、デジタル多値変調方式によりキャリア変調された信号を復元する際に用いるマッピング点のうち受信信号点にもっとも近接するマッピング点を推定し、このマッピング点間の距離の総和と予め記憶している閾値を比較することで距離判定結果を出力することを特徴とする請求項 9 に記載のダイバーシティ型受信装置。

【請求項 12】

50



前記信頼性判定手段は、さらに、受信信号点間距離を示す情報を出し、前記デマッピング手段は、前記判定結果に替えて、前記受信信号点間距離に基づいて尤度を補正することを特徴とする請求項 16 から 18 に記載のダイバーシティ型受信装置。

【請求項 22】

前記閾値は、デジタル多値変調方式におけるマッピング点間距離の倍数であることを特徴とする請求項 1 から 21 に記載のダイバーシティ型受信装置。

【請求項 23】

前記閾値は、受信信号の C/N 特性から算出されるノイズ信号の平均パワーの倍数であることを特徴とする請求項 1 から 21 に記載のダイバーシティ型受信装置。

【請求項 24】

さらに、受信信号点間の距離情報を一定期間蓄積するとともに、一定期間ごとに前記距離情報の平均値を出力する蓄積手段を設けた請求項 1 から 21 に記載のダイバーシティ型受信装置であって、

前記信頼性判定手段は、前記蓄積手段が出力する平均値を閾値として判定を行なうことを特徴とするダイバーシティ型受信装置。

【請求項 25】

前記信頼性判定手段は、前記蓄積手段が出力する平均値の倍数を閾値として判定を行なうことを特徴とする請求項 24 に記載のダイバーシティ型受信装置。

【請求項 26】

デジタル多値変調方式によりキャリア変調された信号を複数のアンテナで受信し、復調処理するダイバーシティ型受信方法であって、

前記複数のアンテナから受信した受信信号の信号点を示す複素情報およびその信号が送られたキャリアの電力を示す電力情報を出し、前記複素情報から算出される受信信号の信号点間距離と予め記憶している閾値を比較し、判定結果を出し、信頼性判定ステップと、前記復調ステップから入力した複素情報を用いて前記受信信号を前記電力情報の比率に従って合成する合成ステップと、合成された受信信号からビットデータを復元するとともに、ビット毎の尤度を算出し、前記信頼性判定ステップの判定結果に基づいて補正した尤度を出し、前記尤度に従ってビットデータの誤り訂正を行なう誤り訂正ステップを有することを特徴とするダイバーシティ型受信方法。

【請求項 27】

デジタル多値変調方式によりキャリア変調された信号を複数のアンテナで受信し、復調処理するダイバーシティ型受信方法であって、

前記複数のアンテナから受信した受信信号の信号点を示す複素情報およびその信号が送られたキャリアの電力を示す電力情報を出し、前記複素情報を用いて受信信号点それぞれについて他の受信信号点との間の距離の総和を算出し、予め記憶している閾値と比較することで受信信号点それぞれについて距離判定結果を出し、前記距離判定結果が受信信号点の過半数において閾値未満である場合に合格の判定結果を出し、前記復調ステップから入力した複素情報を用いて前記受信信号を前記電力情報の比率および前記距離判定結果に従って合成する合成ステップと、合成された受信信号からビットデータを復元するとともに、ビット毎の尤度を算出し、前記信頼性判定ステップの判定結果に基づいて補正した尤度を出し、前記尤度に従ってビットデータの誤り訂正を行なう誤り訂正ステップを有することを特徴とするダイバーシティ型受信方法。

【請求項 28】

デジタル多値変調方式によりキャリア変調された信号を複数のアンテナで受信し、復調処理するダイバーシティ型受信方法であって、

前記複数のアンテナから受信した受信信号の信号点を示す複素情報およびその信号が送られたキャリアの電力を示す電力情報を出し、前記複素情報を用いて受信信号点それぞれについて他の受信信号点との間の距離を算出し、予め記憶している閾

10

20

30

40

50

値と比較することで他の受信信号点それぞれとの間の距離について閾値以上か否かを示す個別距離判定結果を算出し、前記個別距離判定結果の少なくとも1つが閾値以上であった場合に前記距離判定結果を不合格として不合格情報を出力するとともに、前記距離判定結果が受信信号点の過半数において不合格である場合に不合格の判定結果を出力する信頼性判定ステップと、前記復調ステップから入力した複素情報を用いて前記受信信号を前記電力情報の比率および前記距離判定結果に従って合成する合成ステップと、合成された受信信号からビットデータを復元するとともに、ビット毎の尤度を算出し、前記信頼性判定ステップの判定結果に基づいて補正した尤度を出力するデマッピングステップと、前記尤度に従ってビットデータの誤り訂正を行なう誤り訂正ステップを有することを特徴とするダイバーシティ型受信方法。

10

【請求項29】

請求項26から28に記載の方法をハードウェアを用いて実現させるための手順をハードウェアで読み取り可能な言語により記述したプログラム。

【請求項30】

請求項29に記載のプログラムを格納したハードウェアで読み取り可能な記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、デジタル多値変調方式により変復調がなされたデータ信号系列をダイバーシティ受信する技術に関するものである。

20

【背景技術】

【0002】

地上放送波を自動車や携帯電話機などの移動体において安定して受信する目的でダイバーシティ受信が用いられることが多い。

【0003】

ダイバーシティ受信方式としては、送受信アンテナ間の空間的な配置の違いを利用するスペースダイバーシティ方式、同じ信号を複数回送信し受信確率を向上させる時間ダイバーシティ方式、複数の周波数帯域で同一の信号を送信し、フェージングの発生状況が周波数帯域により異なる特性を利用し、いずれかの帯域で安定受信することをねらった周波数ダイバーシティ方式、送信信号の偏波特性の違いを利用する偏波ダイバーシティ方式などが挙げられる。

30

【0004】

このうち、時間ダイバーシティ方式、周波数ダイバーシティ方式、偏波ダイバーシティ方式については、送信側において同一の情報を複数回もしくは複数の手段により送信する必要がある。このため、地上放送波の受信特性改善の目的においては、限られた周波数資源を有効に利用するために、受信側の受信形態を変更することで実現できるスペースダイバーシティ方式が用いられることが多い。

【0005】

例えば、アナログテレビ放送を自動車で移動受信する場合に、複数アンテナを自動車に設定し、複数得られる受信信号の中から最も受信信号レベルが大きい入力信号を選択するスペースダイバーシティ受信方式が実用化されている。

40

【0006】

ところで、現在、放送のデジタル化が進められている。例えば、日本や欧州において、地上デジタルテレビジョン放送方式として直交周波数分割多重（以下、OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing））伝送方式が採用されている。

【0007】

また、OFDM変調されて送信される送信データはMPEG2情報符号化方式に基づいた情報源符号化が行われている。

【0008】

50

そして、信号の受信時に、誤り訂正処理を行うことで、受信誤り耐性を向上させている。さらに、キャリア変調方式をより誤りに強い変調方式へと変更することにより、誤り耐性を向上させることも可能である。例えば、キャリア変調方式を64QAMと呼ばれる変調方式から16QAMと呼ばれる変調方式へと変更することで、伝送する信号の情報レートは低下するが、信号の耐ノイズ性能を向上させることができる。

【0009】

なお、日本の地上デジタルテレビジョン放送の伝送方式の詳細は、以下に示す非特許文献1に記載されている。

【0010】

上記のOFDM変調された信号に対してスペースダイバーシティ受信方式を適用する場合には、複数アンテナにより信号を複数受信し、各受信信号個別にA/D変換、同期検波、FFT演算、復調処理までを行う。この結果、複数のアンテナで受信した信号それぞれについて多数のキャリアから構成されるOFDM信号が生成される。

10

【0011】

スペースダイバーシティ受信方式は、複数のアンテナで受信した信号をOFDMキャリア単位に処理することが最も有効である。OFDMキャリア毎に複数のアンテナで受信した信号の中から最適な信号を1つ選択したり、OFDMキャリア毎に複数のアンテナで受信した信号の合成を行なう。

【0012】

最適な信号を1つ選択する場合には、たとえばOFDMキャリアの電力を選択基準とすることができる。すなわち、OFDMキャリア毎の電力量を比較し、最も値が大きいものを1つ選択する。

20

【0013】

また、信号を合成する場合には、OFDMキャリア毎に、複数入手した信号に対して重み付け量を算出し、重み付け量から算出した比率に従い信号を加算する。この際、OFDMキャリア毎の電力量の比率に応じて重み付けする最大比合成ダイバーシティ受信方式と呼ばれる方法を取ると、信号に対するノイズ量を最も小さくできるため、受信特性の改善効果が高い(最大比合成ダイバーシティ受信方式については、非特許文献2を参照)。

【0014】

なお、上記では、複数得られたOFDM信号に対してOFDMキャリア毎に信号を選択または合成する方法について説明したが、A/D変換より前の段階で信号を合成するスペースダイバーシティ受信技術も提案されている(例えば、特許文献1を参照)。

30

【特許文献1】特開2001-156689号公報

【非特許文献1】社団法人電波産業会標準規格「地上デジタルテレビジョン放送の伝送方式」、ARIB STD-B31 1.0版、平成13年5月31日策定

【非特許文献2】D.G.Brennan「Linear diversity combining techniques」Proc.IRE、471075-1102、June-1959

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

40

【0015】

上記のように、複数アンテナにより複数受信したOFDM変調された信号を、受信信号ごとにOFDMキャリアまで復調し、アンテナの本数分だけ得られたOFDMキャリアを選択または合成するダイバーシティ受信方式をとる場合、OFDMキャリアの電力量を選択時の選択規準や、合成時の合成比率の算出規準として用いる。

【0016】

OFDMキャリアの電力量は、OFDM信号に周波数および時間方向に一定間隔で配置されているパイロットキャリアより算出する。パイロットキャリアの振幅と位相は既知であるため、振幅と位相の変化が伝送路の変動により与えられたものとみなして、伝送路特性(振幅と位相のずれの程度)を推定し、これを用いてOFDMキャリアの電力量を算出

50

する。

【 0 0 1 7 】

しかしながら、ノイズ信号、特に、周波数選択性妨害信号がOFDM信号のパイロット信号に加算された場合には、パイロットキャリアの振幅や位相に変動が生じ、伝送路特性の推定に誤差が生じる。また、OFDM信号のデータキャリアで送信される信号は、パイロットキャリアより推定した伝送路特性で、受信データを除算して算出する。このため、データキャリアの信号についても誤差が発生する。

【 0 0 1 8 】

また、OFDM信号とは異なる特性を持つノイズ信号がOFDM信号のデータキャリアの信号のみに加算された場合にも、データキャリアの信号に誤差が発生する。

10

【 0 0 1 9 】

複数のアンテナで受信したOFDM変調された信号をスペースダイバーシティ受信方式により選択または合成して利用する場合に、少なくとも1つのアンテナで受信した信号が上記のノイズ信号の影響を受けた場合には、誤った情報を持つ信号を選択または合成することとなり、かえって受信特性が悪くなる可能性がある。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 2 0 】

上記課題を解決するために、本発明にかかるダイバーシティ型受信装置は、デジタル多値変調方式によりキャリア変調された信号を複数のアンテナで受信し、復調処理するダイバーシティ型受信装置であって、前記複数のアンテナから受信した受信信号の信号点を示す複素情報およびその信号が送られたキャリアの電力を示す電力情報を出力する復調手段と、前記複素信号から算出される受信信号の信号点間距離と予め記憶している閾値を比較し、判定結果を出力する信頼性判定手段と、前記復調手段から入力した複素情報を用いて前記受信信号を前記電力情報の比率に従って合成する合成手段と、合成された受信信号からビットデータを復元するとともに、ビット毎の尤度を算出し、前記信頼性判定手段の判定結果に基づいて補正した尤度を出力するデマッピング手段と、前記尤度に従ってビットデータの誤り訂正を行なう誤り訂正手段を有することを特徴としている。

20

【 0 0 2 1 】

また、デジタル多値変調方式によりキャリア変調された信号を複数のアンテナで受信し、復調処理するダイバーシティ型受信装置であって、前記複数のアンテナから受信した受信信号の信号点を示す複素情報およびその信号が送られたキャリアの電力を示す電力情報を出力する復調手段と、前記複素情報を用いて受信信号点それぞれについて他の受信信号点との間の距離の総和を算出し、予め記憶している閾値と比較することで受信信号点それぞれについて距離判定結果を出力するとともに、前記距離判定結果が受信信号点の過半数において閾値未満である場合に合格の判定結果を出力する信頼性判定手段と、前記復調手段から入力した複素情報を用いて前記受信信号を前記電力情報の比率および前記距離判定結果に従って合成する合成手段と、合成された受信信号からビットデータを復元するとともに、ビット毎の尤度を算出し、前記信頼性判定手段の判定結果に基づいて補正した尤度を出力するデマッピング手段と、前記尤度に従ってビットデータの誤り訂正を行なう誤り訂正手段を有することを特徴としている。

30

40

【 0 0 2 2 】

さらに、デジタル多値変調方式によりキャリア変調された信号を複数のアンテナで受信し、復調処理するダイバーシティ型受信装置であって、前記複数のアンテナから受信した受信信号の信号点を示す複素情報およびその信号が送られたキャリアの電力を示す電力情報を出力する復調手段と、前記複素情報を用いて受信信号点それぞれについて他の受信信号点との間の距離を算出し、予め記憶している閾値と比較することで他の受信信号点それぞれとの間の距離について閾値以上か否かを示す個別距離判定結果を算出し、前記個別距離判定結果の少なくとも1つが閾値以上であった場合に前記距離判定結果を不合格として不合格情報を出力するとともに、前記距離判定結果が受信信号点の過半数において不合格である場合に不合格の判定結果を出力する信頼性判定手段と、前記復調手段から入力した

50

複素情報を用いて前記受信信号を前記電力情報の比率および前記距離判定結果に従って合成する合成手段と、合成された受信信号からビットデータを復元するとともに、ビット毎の尤度を算出し、前記信頼性判定手段の判定結果に基づいて補正した尤度を出力するデマッピング手段と、前記尤度に従ってビットデータの誤り訂正を行なう誤り訂正手段を有することを特徴としている。

【0023】

なお、本発明におけるダイバーシティ受信方法は、前述の各手段をステップとしたものであり、また、本発明にかかるプログラムはかかる方法をハードウェアで読み取り可能な言語により記述したものである。また、本発明にかかる記録媒体はこのようなプログラムを格納したものである。

【発明の効果】

【0024】

上記の方法により、デジタル多値変調方式により変調・送信された信号を複数のアンテナで受信し、それぞれの信号に対して復調処理まで行った後に選択または合成するダイバーシティ処理を行う場合に、少なくとも1つの受信信号がノイズ信号の影響を受けた場合であってもダイバーシティアンテナの受信性能を維持することが可能になる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0025】

(実施の形態1)

まず、本発明のダイバーシティ受信方法を具現化する装置構成の一例を説明する。本実施の形態1において、ダイバーシティ受信装置は2本のアンテナを有するものとして説明する。

【0026】

図1は、本発明の実施の一例の構成を示すブロック図である。

【0027】

図1において、101aはアンテナ手段、102aはチューナ手段、103aはA/D変換手段、104aは直交検波手段、105aはFFT演算手段、106aは復調手段、107は信頼性判定手段、108は合成手段、109はデインタリーブ手段、110はデマッピング手段、111はビットインタリーブ手段、112は誤り訂正手段である。

【0028】

また、101bは、101aとは異なるアンテナ手段であり、102bはチューナ手段、103bはA/D変換手段、104bは直交検波手段、105bはFFT演算手段、106bは復調手段である。

【0029】

以下、受信信号がOFDM伝送信号のようにマルチキャリアにより伝送され、各キャリアは16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)変調方式により変調されている信号を合成するダイバーシティ受信方式を一例として動作を説明する。

【0030】

アンテナ手段101aは、放送局から送信される放送電波を電気信号に変換し出力する。チューナ手段102aは、アンテナ手段101aより得られた信号から、特定の周波数帯域の信号を抽出し、ベースバンドもしくは一定の周波数帯域の信号へと変換する。A/D変換手段103aは、チューナ手段から得られたアナログ信号をデジタル信号へと変換する。

【0031】

直交検波手段104aは、OFDM伝送信号の検波を行い、送信信号と復調手段の持つ周波数基準信号との周波数誤差を算出し補正したり、周波数OFDMシンボル期間とガードインターバル期間を算出し、OFDMシンボル期間の信号を出力する。また、OFDM伝送信号の伝送モードやガードインターバル期間の長さも判定する。

【0032】

10

20

30

40

50

FFT演算手段105aは、直交検波手段104aから得られたOFDMシンボル期間の時間領域の信号をFFT演算処理し周波数領域の信号へと変換する。

【0033】

復調手段106aは、OFDM信号に挿入されたTMCC(Transmission and Multiplexing Configuration and Control)信号を復調し、OFDM伝送信号の各種パラメータ情報を入手する。

【0034】

さらに、復調手段106aは、OFDM信号に周波数および時間方向に一定間隔で配置されているパイロット信号を抽出する。復調手段106aは、抽出したパイロット信号を基準値(既知の振幅と位相)と比較し、振幅と位相の変化からパイロット信号の存在したキャリアの伝送路特性(振幅と位相のずれの程度)を算出する。次に、前記パイロット抽出手段で算出したパイロット信号の存在したキャリアの伝送路特性を時間方向および周波数方向に補間し、全てのOFDMキャリアの伝送路特性の推定値を算出し出力する。補間はパイロットキャリアの伝送路特性を用い、パイロットキャリア間に存在するデータキャリアの数に応じて順次増加または順次減少するよう、あるいは平均値で統一すること等により行なう。そして、前記FFT演算手段105aより入手した信号を、伝送路特性の推定値で除算し、除算結果に基づく複素信号を算出、信頼性判定手段107aおよび合成手段108aに出力する。

10

【0035】

また、復調手段106aは、パイロット信号より推定した伝送路特性を用いて算出した各OFDMキャリアの電力情報を信頼性判定手段107aおよび合成手段108aに出力する。

20

【0036】

101b乃至106bの構成についても、個々の説明は上記101a乃至106aと同一となるため省略する。

【0037】

信頼性判定手段107は、復調手段106aおよび106bからの複素信号とそのデータが送られてきたOFDMキャリアのパワーを示す電力情報を入手し、出力信号点間の距離を算出する。

【0038】

ここで、図2、図3は復調手段106aおよび106bから入力した複素信号を平面図上にマッピングしたものである。

30

【0039】

以下、復調手段106aと106bの出力信号が共に大きなノイズ信号の影響を受けなかった場合について、図2a、図2bおよび図2cを用いて説明する。

【0040】

図2におけるAは、101aのアンテナで受信し106aより入手した複素信号であり、図2におけるBは、101bのアンテナで受信し106bより入手した複素信号であり、図2におけるYは、図2aと図2bの信号A、Bを合成した結果である。

【0041】

信頼性判定手段107は、復調手段106aの出力信号点Aと、106bの出力信号点Bとの距離を算出する。そして、信号点Aと信号点B間の距離をあらかじめ設定した閾値と比較する。ここでは閾値は16QAMマッピング点間の最小距離の2倍であるものとする。

40

【0042】

16QAMマッピング点の座標を+3、+1、-1、-3とすると、マッピング点間の最小距離は2であり、閾値は4となる。この閾値と、信号点Aおよび信号点B間の距離を比較する。

【0043】

受信信号点が図2aおよび図2bの場合には、信頼性判定手段107は、受信信号点間

50

の距離があらかじめ設定した閾値よりも小さいと判断し、判定結果を合成手段108に対して出力する。この場合の判定結果は、受信信号点間距離が閾値より小さいことを示す情報や合格判定等、どのようなものであってもよい。

【0044】

合成手段108は、信頼性判定手段107と同様に、復調手段106aから複素信号と電力情報を入力する。また、106bからも複素信号と電力情報を入力する。そして、復調手段106aと、復調手段106bから得られた複素信号を合成する。合成時には、復調手段106aで算出した受信信号が送信されたキャリアの電力量と、復調手段106bで算出した受信信号が送信されたキャリアの電力量をもとに、重み付け処理を行い信号を加算する。電力量、電力量は量子化された値としてもよい。

10

【0045】

なお、図2aの受信信号点Aに対する重み付け量は、 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ となり、図2bの受信信号点Bに対する重み付け量は、 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ となる。そして、合成の結果得られる信号点Yは図2cのようになる。

【0046】

合成手段108は、後段のデインタリーブ手段109に対して、合成後の受信信号点Yの複素情報と、信頼性情報を出力する。図2a、図2b及び図2cの場合には、信頼性判定手段107より受信信号点間の距離が閾値よりも小さいとする判定結果を入力するため、信頼性情報としては、受信信号Aの受信電力と受信信号Bの受信電力それぞれ、またはどちらか大きい方の情報を入力する。

20

【0047】

次に復調手段106aと106bの出力信号の一方が大きなノイズ信号の影響を受けた場合について図3a、図3bおよび図3cを用いて説明する。

【0048】

図3におけるA'は、101aのアンテナで受信し106aより入手した複素信号であり、図3におけるB'は、101bのアンテナで受信し106bより入手した複素信号であり、図3におけるY'は、図3aと図3bの信号A', B'を合成した結果である。

【0049】

信頼性判定手段107は、106aの出力信号点A'と、106bの出力信号点B'との距離を算出する。そして、信号点A'と信号点B'間の距離をあらかじめ設定した閾値と比較する。上述の通り、本実施の形態1における閾値は4であるから、受信信号点が図3aおよび図3bの場合には、受信信号点間の距離があらかじめ設定した閾値よりも大きいと判断し、判定結果を合成手段108に対して出力する。この場合の判定結果が、受信信号点間距離が閾値より大きいことを示す情報や不合格判定等、どのようなものであってもよい点は上述と同様である。

30

【0050】

合成手段108は、信頼性判定手段107と同様に、復調手段106aから複素信号と電力情報を入力する。また、106bからも複素信号と電力情報を入力する。そして、復調手段106aと、復調手段106bから得られた複素信号を合成する。合成時には、106aで算出した受信信号A'が送信されたキャリアの電力量と、106bで算出した受信信号が送信されたキャリアの電力量をもとに、重み付け処理を行い信号を加算する。

40

【0051】

図3aの受信信号点A'に対する重み付け量は、 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ となり、図3bの受信信号点B'に対する重み付け量は、 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ となる。合成の結果得られる信号点Y'は図3cのようになる。

【0052】

合成手段108は、後段のデインタリーブ手段109に対して、合成後の受信信号点Y'の複素情報と、信頼性情報を出力する。図3a、図3b及び図3cの場合には、信頼性判定手段107より受信信号点間の距離が閾値よりも大きいとする判定結果を入力するた

50

め、信頼性情報としては、最も低いことを示す0を出力する。

【0053】

デインタリーブ手段109は、合成手段108より得られた合成後の受信信号点の複素信号を、周波数及び時間方向に並び替えを行う。並び替えの方法は、あらかじめ規定されており、送信側で施した並び替えを元に戻す。

【0054】

デマッピング手段110は、デインタリーブ手段109より得られた受信信号点の情報をもとに信号の持つビットデータを復元する。ビットデータの復元は、受信信号点から最も近いマッピング点に割り当てられた符号列が送信符号列であったと仮定して行なう。例えば本実施の形態1のように、受信信号が16QAM変調でキャリア変調された場合には、図4に示すような規則に従いビットデータの復元を行う。この際、ビット毎に、受信信号点に対し送信符号点か0であるマッピング点と、送信符号点か1であるマッピング点との最短距離を算出し、距離に応じて求まる値を尤度(0らしさ、1らしさ)として後段の誤り訂正手段に伝達する(軟判定と呼ばれる)。

10

【0055】

尤度を算出する場合には、合成手段108よりデインタリーブ手段109を経て入手した信頼性情報を用いて、上記尤度を補正する。図3a、図3bおよび図3cを用いて説明したように受信点間の距離が閾値よりも大きく、合成手段108にて信頼性が無いと判断された場合には、尤度を0(0らしさと1らしさが等しい)へと補正する。一方、図2a、図2b、図2cを用いて説明したように、受信点間の距離が閾値より小さく、信頼性が

20

【0056】

以上のように、デマッピング手段110は、合成手段108より得られた受信点の情報から求めたビットデータ列と、ビット毎の尤度を算出し出力する。

【0057】

次に、ビットデインタリーブ手段は、デマッピング手段110の出力の並び替えを行う。並び替えの方法は、あらかじめ規定されており、送信側で施した並び替えを元に戻す。

【0058】

誤り訂正手段112は、ビットデインタリーブ手段111より入手したビットデータ列と、各ビットデータの尤度の情報を用いて誤り訂正を行う。この際、ビタビ復号と呼ばれる誤り訂正方法が用いられることが多く、さらにリードソロモン訂正符号を組み合わせたことが多いが、これに限られるものではなく、前述の尤度を用いた誤り訂正であればどのような方法であってもよい。

30

【0059】

上記の方法により、16QAM変調方式により送信された信号を複数のアンテナで受信し、それぞれの信号に対して復調処理まで行った後に選択または合成するダイバーシティ処理を行う場合に、少なくとも1つの受信信号がノイズ信号の影響を受けたため受信点の位置が送信点と大きく離れ、前記ノイズ信号の影響を受けた信号を用いて信号を合成した結果、かえって受信点の位置を送信点から離れた所に推定してしまうことを防止することが可能となる。

40

【0060】

また、全受信信号が共に妨害信号の影響を受けている場合には、合成処理より後段の誤り訂正処理部に対して伝達する受信信号の信頼性情報を低く設定することができるので、妨害信号による受信性能の低下を防止することが可能となる。

【0061】

本実施の形態1においてはアンテナの本数を2本として説明したが、3本以上の場合であっても本発明を実現可能である。

【0062】

50

また、本実施の形態1においては、伝送方式をOFDM、デジタル変調方式を16QAMとして説明したが、これらに限定されるものではない。例えば、伝送方式はVSB(Vestigial Side Band)などのシングルキャリアによる伝送であっても構わない。また、変調方式は8QAM、32QAM、64QAM、256QAM、QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)など、受信点間の距離情報を確認し得るものであればどのような方式であってもよい。

【0063】

また、本実施の形態1において、復調手段106は信頼性判定手段107および合成手段108に対し、OFDMキャリアの電力情報を出力しているが、キャリアの伝送路特性の推定値で除算して入手したデータキャリアの振幅を出力するようにしてもよい。この場合、データキャリアの振幅量に基づいて合成手段108は複素信号の合成を行なうことになる。

10

【0064】

さらに、閾値は、16QAMマッピング点間距離の2倍として説明しているが、これに限定されるものではない。例えば、マッピング点間距離の3倍や1.5倍等、任意の値を設定することができる。受信状況や8QAM、32QAM、64QAM、256QAM、QPSK等のキャリア変調方式に応じてマッピング点間距離を任意の値に調整してもよい。

【0065】

また、受信信号のC/N特性をもとに閾値を算出してもよい。受信信号のC/N特性から閾値を算出する場合には、信号のC/N特性によりノイズ信号の平均パワーが求まるので、例えば、ノイズの平均パワーの2倍の値を閾値と設定することが可能となる。なお、例として平均パワーの2倍を閾値として設定すると述べたが、必ずしも2倍である必要は無く、平均パワーを基準とし、3倍や1.5倍等、任意の値を設定することが可能である。

20

【0066】

また、これまで、受信信号点間の距離を閾値と比較し、判定結果を用いて尤度を補正する方法について説明したが、合成手段にて、受信信号点間の距離に従い、信頼性情報を補正して出力することも可能である。この場合、信頼性判定手段107が算出した受信信号点間の距離を合成手段108が入力し、受信信号点間の距離が離れた場合には、受信信号の信頼性を低く補正し、受信信号点間の距離が近い場合には、受信信号の信頼性を高く補正する。もっとも、受信信号点間の距離に応じて受信信号の信頼性を低く補正するだけでもよい。

30

【0067】

さらに、受信信号点間の距離情報を、一定期間累積する蓄積手段を別途設けることも可能である。これにより、受信点間の距離の平均値を閾値と比較したり、受信点間距離の平均値を閾値として受信点間距離と比較することが可能となる。

【0068】

受信信号点間距離の平均値を閾値と比較する場合、蓄積手段は信頼性判定手段107が算出した受信信号点間の距離情報を一定期間蓄積するとともに、これを用いて受信点間の距離の平均値を常時算出する。信頼性判定手段107は蓄積手段から受取った受信信号点間距離の平均値を、あらかじめ設定した閾値と比較する。

40

【0069】

なお、蓄積手段が受信信号点間の距離情報を蓄積する期間および範囲は受信状況に応じて任意に設定可能である。例えば、周波数方向には、数キャリア分、時間方向には数百シンボル分の平均値を算出することで、周波数選択性を持つ妨害信号の検出精度を高めることが可能となる。

【0070】

また、受信点間距離の平均値を閾値として受信点間距離と比較することも可能である。受信信号がOFDM信号のように複数のキャリアから構成される場合には、信頼性判定手

50

段107にて用いる閾値として、受信信号点間距離を周波数軸および時間軸に向かって任意の数をピックアップし、これから平均値を算出することができる。例えば、周波数方向に数百あるいは数千キャリア分、時間方向に数百あるいは数千シンボル分の受信点間距離の情報を用いて平均値を算出する。これにより、受信した信号に含まれる妨害信号量に応じた平均値を算出し、これを閾値として設定することが可能となる。この場合、平均値をそのまま閾値として設定するのではなく、平均値の整数倍や端数倍を閾値として設定することも可能である。

【0071】

この例では信頼性判定手段107とは別に蓄積手段を設けたが、信頼性判定手段107内部にこの機能が備わっていてもよい。

10

【0072】

以上の結果、特定のキャリアに対し周波数選択性を有する妨害信号が連続して付加されている場合に、偶然、妨害信号の影響を受けた信号間の距離が互いに近くても、当該キャリアが妨害信号の影響を受けていると判別することが可能になる。

【0073】

また、本実施の形態1では、受信信号点間の距離を算出することとしているが、受信信号点を最も近いマッピング点と推定し(硬判定)、かかるマッピング点どうしの間で距離を算出、これと閾値とを比較することで判定結果を出力するようにしてもよい。

【0074】

さらに、合成手段は、合成された受信信号の複素情報を前記信頼性判定手段に出力し、信頼性判定手段は、受信信号の信号点間距離に替えて、合成された受信信号と受信信号の信号点との間の距離を測定し、これと予め記憶している閾値を比較することで判定結果を出力するようにしてもよい。これにより、合成後の受信信号点からの距離が大きい受信信号点のみを選択から排除することが可能となる。

20

【0075】

また、合成手段は、合成された受信信号の複素情報を前記信頼性判定手段に出力し、信頼性判定手段は、受信信号の信号点間距離に替えて、合成された受信信号と受信信号の信号点との間の距離に前記電力情報を乗算した値を算出し、これと予め記憶している閾値を比較することで判定結果を出力するようにしてもよい。電力情報の乗算により、キャリアの電力が小さいためにノイズの影響を受け、受信信号点が送信信号点より離れ、信号点間の距離を大きく示してしまうことを防止できる。また、周波数選択性妨害信号の影響を受けたキャリアについても、キャリアの電力量が大きいために距離情報が大きいと判断されることを防止できる。このように、周波数選択性妨害信号を受けたキャリアを正確に判別することが可能となる。

30

【0076】

(実施の形態2)

次に、ダイバーシティ受信装置が3本以上のアンテナを有する場合を例示して説明する。

【0077】

図5は本実施の形態2におけるダイバーシティ受信装置の構成を示したブロック図である。図5における各構成要素は、実施の形態1において説明したものと同様であるため省略する。

40

【0078】

本実施の形態2では、信頼性判定手段107は、復調手段106a~106nからパラレルに入力したN個の複素信号を入手し、複素信号A~Nそれぞれの間の距離を算出する。

【0079】

算出した信号点間距離のうち、自らが起算点となる距離を和算し、この値と閾値を比較して距離判定を行なう。距離判定は複素信号ごとに行なわれるので、半数以上の複素信号が距離判定で閾値以内であった場合、信頼性判定手段107は判定結果として合格の判定

50

結果を合成手段108に対して出力する(多数決判定)。半数未満が閾値以上であった場合は不合格判定を出力する。

【0080】

例えば、4ブランチダイバーシティの受信装置の場合、複素信号A、B、C、Dについてそれぞれ、

$$f(a) = 1(AB) + 1(AC) + 1(AD)$$

$$f(b) = 1(BA) + 1(BC) + 1(BD)$$

$$f(c) = 1(CA) + 1(CB) + 1(CD)$$

$$f(d) = 1(DA) + 1(DB) + 1(DC)$$

(1は受信信号点間の距離を示す)

の値が算出され、これらの値と予め定めた閾値との比較により距離判定が行なわれる。距離判定の結果、2つ以上が閾値内であれば合格の判定を行い、判定結果を合成手段108に出力する。

【0081】

また、信頼性判定手段107は、複素信号毎の距離判定結果も合成手段108に出力する。先の4ブランチダイバーシティの例では、 $f(a)$ 、 $f(b)$ 、 $f(c)$ 、 $f(d)$ それぞれと閾値との比較結果が距離判定結果として合成手段108に出力される。

【0082】

合成手段108は、復調手段106a~106nから入手した複素信号を、同じく復調手段106a~106nから入手したキャリアの電力量から算出した重み付けに従って合成処理するが、この際、信頼性判定手段107から受取った距離判定結果に基づいて重み付け量を調整する。例えば、距離判定結果が閾値以上であるとの情報を受取っている場合、電力量は0に設定する。図6、図7に示すように、先の4ブランチダイバーシティの例で、 $f(a)$ の距離判定結果のみが閾値以上となる場合、 $f(a) \sim f(d)$ それぞれの電力量を、 $0$ 、 $0$ 、 $0$ とすると、 $f(a) \sim f(d)$ の重み付け量は、それぞれ $0 / (0 + 0 + 0)$ 、 $0 / (0 + 0 + 0)$ 、 $0 / (0 + 0 + 0)$ 、 $0 / (0 + 0 + 0)$ となる。

【0083】

他にも、合成において、距離判定結果に基づいて合成する複素信号を選択することも可能である。先の4ブランチダイバーシティの例では、 $f(a)$ は合成のために用いず、電力量は重み付けにおいて考慮しないとしてもよい。

【0084】

合成手段108が、信頼性判定手段107から入手した判定結果に基づいて信頼性情報を出力する点は実施の形態1において説明したものと同様である。

【0085】

これにより、多値QAM変調方式により送信された信号を複数のアンテナで受信し、それぞれの信号に対して復調処理まで行った後に選択または合成するダイバーシティ処理を行う場合に、少なくとも1つの受信信号がノイズ信号の影響を受けたため受信点の位置が送信点と大きく離れ、前記ノイズ信号の影響を受けた信号を用いて信号を選択または合成した結果、かえって受信点の位置を送信点から離れた所に推定してしまうことを防止することが可能となる。

【0086】

また、一部の受信信号が妨害信号の影響を受けていた場合には、妨害信号の影響を受けていないと推定される受信信号を多数決判定により選択し、妨害信号の影響を受けていないと推定される受信信号の重み付け量を大きくしたり、妨害信号の影響を受けていないと推定される受信信号のみを用いて合成処理を行なうことで妨害信号による受信性能の低下を防止することが可能となる。

【0087】

なお、本実施の形態2では、信頼性判定手段107において、複素信号ごとに行なわれた距離判定結果の半数以上が閾値以内であった場合に合格の判定結果を合成手段108に

10

20

30

40

50

出力することとしているが、何%が閾値以内の場合に合格判定とするかは任意に決定できる事項である。閾値以内となる距離判定結果の%が高いほど合格判定は厳しくなる。

【0088】

また、本実施の形態2では、信頼性判定手段107において、算出した信号点間距離のうち自らが起算点となる距離を和算して、この値と閾値を比較することで距離判定を行なっているが、この方法に限られるものではない。他にも、複数入手した複素情報から信頼性の高い複素情報を選択できる手段であれば、どのような手段を用いることも可能である。例えば、他の複素信号との距離毎に閾値と比較して個別距離判定を行ない、個別距離判定の結果が合格であるものの数を根拠に複素信号の選択を行なうことも可能である。先の4ブランチダイバーシティの例において、A B間の距離のみが閾値を上回っていた場合、個別距離判定の結果を、 $\times$ で表すと、

$$A ; ( l ( A B ) , l ( B C ) , l ( A D ) ) = ( \times , \quad , \quad )$$

$$B ; ( l ( B A ) , l ( B C ) , l ( B D ) ) = ( \times , \quad , \quad )$$

$$C ; ( l ( C A ) , l ( C B ) , l ( C D ) ) = ( \quad , \quad , \quad )$$

$$D ; ( l ( D A ) , l ( D B ) , l ( D C ) ) = ( \quad , \quad , \quad )$$

となる。

【0089】

個別距離判定の結果が少なくとも1つ $\times$ であれば、受信信号の距離判定は不合格と設定すれば、上記A、Bは距離判定において不合格となる。そして、4つの受信信号点のうち2つの受信信号点の距離判定が合格となるため、判定結果は合格となる。

【0090】

この場合、受信信号点ごとに個別距離判定 $\times$ の数をカウントし、これに応じて距離判定結果に程度を設け、距離判定結果を入力した合成手段108における合成時の重み付け調整の目安としてもよい。例えば、 $(2/3) \times [ \quad / ( \quad + \quad + \quad ) ]$ 、 $(2/3) \times [ \quad / ( \quad + \quad + \quad ) ]$ 、 $(3/3) \times [ \quad / ( \quad + \quad + \quad ) ]$ 、 $(3/3) \times [ \quad / ( \quad + \quad + \quad ) ]$ といった重み付けが可能である。

【0091】

この場合、個別距離判定結果の $\times$ が半数以上の受信信号点については重み付けを0にしたり、選択から外すことも可能である。

【0092】

なお、本実施の形態2において、複数箇所に受信信号点が別れて集合した場合を検討する。前述の受信信号点との距離毎に個別に閾値と比較する場合の例を用いて検討すると、

$$A ; ( l ( A B ) , l ( B C ) , l ( A D ) ) = ( \times , \times , \quad )$$

$$B ; ( l ( B A ) , l ( B C ) , l ( B D ) ) = ( \times , \times , \quad )$$

$$C ; ( l ( C A ) , l ( C B ) , l ( C D ) ) = ( \quad , \times , \times )$$

$$D ; ( l ( D A ) , l ( D B ) , l ( D C ) ) = ( \quad , \times , \times )$$

となる。これは、A~Dの各点が長方形の四隅にマッピングされたような場合に生じ得るが、この場合、全ての受信信号点に2つずつの個別距離判定結果 $\times$ を含むことになり、距離判定結果はA~Dの全てにおいて不合格となる。この結果、信頼性判定手段107が出力する判定結果も不合格となる。この判定結果を用いて合成手段108は信頼性情報を0とし、デマッピング手段110における尤度を補正することになるため、受信性能の低下を防止することは可能である。

【0093】

さらに、実施の形態1と同様に、受信信号点間の距離情報を一定時間累積する蓄積手段を別途設けることで、受信信号点間距離および受信信号点間距離の総和の平均値を閾値として設定することも可能である。この場合、平均値の整数倍または端数倍を基準としてもよい点は実施の形態1の場合と同様である。

【0094】

また、信頼性判定手段107は、過去に受信した受信信号点間距離の総和を記憶し、受信信号点間距離の総和の平均値を算出するとともに、この総和の平均値と予め記憶してい

10

20

30

40

50

る閾値を比較することで判定結果を出力するようにしてもよい。

【0095】

また、本実施の形態2においても、受信信号点間の距離およびこの距離の総和を算出することとしているが、受信信号点を最も近いマッピング点と推定し(硬判定)、かかるマッピング点どうしの間で距離および距離の総和を算出、これと閾値とを比較することで判定結果を出力するようにしてもよい。

【0096】

以上では、受信信号点間の距離を閾値と比較し、判定結果を用いて尤度を補正する方法について説明したが、実施の形態1と同様、合成手段において受信信号点間の距離および距離の総和に従って信頼性情報を補正することも可能である。

10

【0097】

図8は上記構成にさらに妨害検出手段113を付加したダイバーシティ受信装置の構成を示したブロック図である。

【0098】

この例において、復調手段106aは受信信号点と受信信号点に最も近いマッピング点との距離を算出するとともに、過去の距離情報から分散値を算出して出力する。妨害検出手段113aはこの分散値を復調手段106aから入力し、閾値と比較する。周波数選択性妨害を受けているキャリアは、マッピング点から離れる確率が高く分散値が大きくなる傾向があるので、分散値が閾値よりも大きいキャリアは妨害を受けていると判定することができる。

20

【0099】

妨害検出手段113aは、各OFDMキャリアが妨害を受けているかどうかを示す閾値との比較結果を2値または多値の情報として信頼性判定手段107に出力する。比較結果を多値の情報として出力する場合、妨害の程度を妨害量の情報として出力することができる。113b~113nについても動作は同様であるので、ここでは説明を省略する。

【0100】

信頼性判定手段107は、既述の判定結果と妨害検出手段113の比較結果の少なくとも一方において「妨害あり」と判断される場合、信頼性情報を低く設定する。これにより、受信信号点とマッピング点との距離および受信信号点間距離の双方を根拠として尤度を調整できるため、より妨害信号に強いダイバーシティ受信装置を実現することができる。

30

【0101】

この場合、合成手段108において、既述の判定結果と妨害検出手段113の比較結果の少なくとも一方において「妨害あり」と判断されたキャリアを合成しない、または合成の際の重み付けを低く設定することで同様の効果を得ることも可能である。

【0102】

なお、妨害検出手段113との組み合わせの例について、実施の形態2を用いて説明したが、実施の形態1においても妨害検出手段113と組み合わせることは可能である。

【0103】

(実施の形態3)

以上、実施の形態1および2において、本発明にかかるダイバーシティ受信装置および受信方法を説明したが、パーソナルコンピュータ(PC)やテレビ、ビデオ、その他STB(Set-top Box)等のアンテナを内蔵する、もしくはアンテナと接続された受信装置にこれらの受信方法をソフトウェアとして組み込み、これをPC等に備わるCPU(Central Processing Unit)に処理・実行させることで、選択や合成を行なうダイバーシティ受信を実現することが可能となる。

40

【0104】

また、実施の形態1および2の受信方法を上記PC等に備わるCPUで処理・実行させるために、これらの方法をCPUで処理可能な手順としてプログラムまたはプログラムに準ずるデータとしてCD-ROM等の記録媒体に格納することも可能である。これにより、読取装置を備えたPC等で上述の方法を実現することが可能となる。

50

## 【産業上の利用可能性】

## 【0105】

本発明によると、受信信号がノイズ信号の影響を受けた場合であっても、ダイバーシティ型受信装置の受信性能を維持させることが可能になる。従って、ダイバーシティ型受信装置、受信方法として産業上利用可能である。

## 【図面の簡単な説明】

## 【0106】

【図1】本発明の実施の形態1におけるダイバーシティ型受信装置の構成を示すブロック図

【図2】本発明の実施の形態1における複素信号を示した図

10

【図3】本発明の実施の形態1における複素信号を示した図

【図4】本発明の実施の形態1におけるビットデータの復元方法を示した図

【図5】本発明の実施の形態2におけるダイバーシティ型受信装置の構成を示すブロック図

【図6】本発明の実施の形態2における複素信号を示した図

【図7】本発明の実施の形態2における複素信号を示した図

【図8】本発明の実施の形態2におけるダイバーシティ型受信装置の構成を示すブロック図

## 【符号の説明】

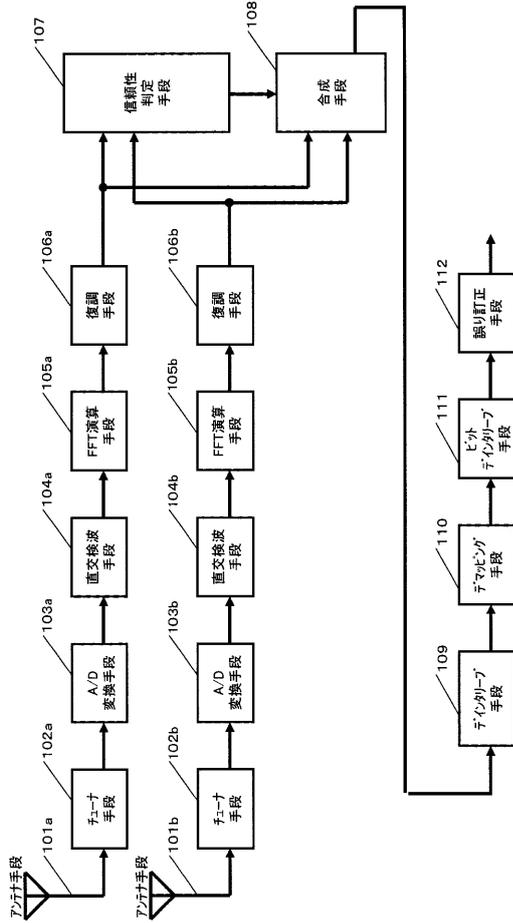
## 【0107】

20

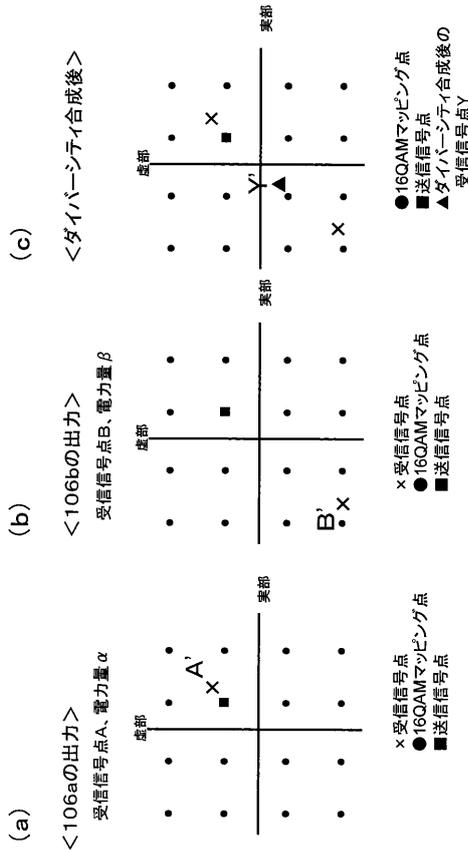
- 101 アンテナ手段
- 102 チューナ手段
- 103 A/D変換手段
- 104 直交検波手段
- 105 FFT演算手段
- 106 復調手段
- 107 信頼性判定手段
- 108 合成手段
- 109 デインタリーブ手段
- 110 デマッピング手段
- 111 ビットデインタリーブ手段
- 112 誤り訂正手段

30

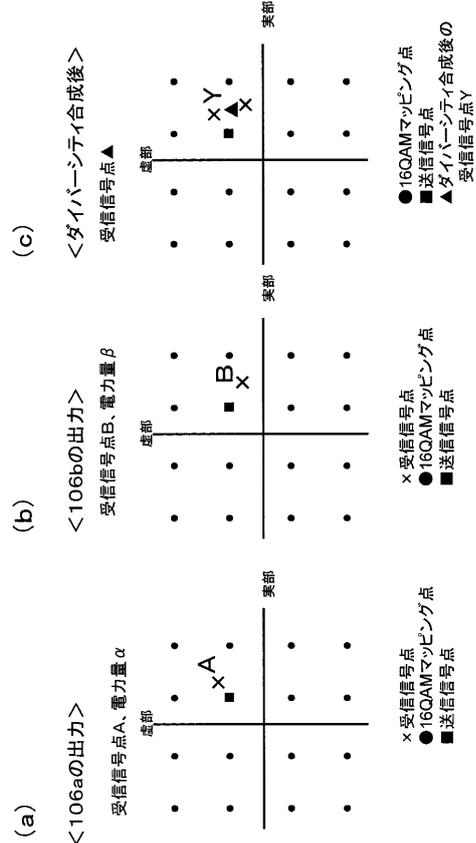
【図1】



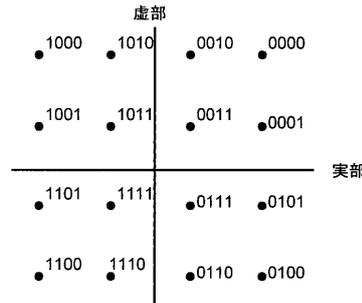
【図3】



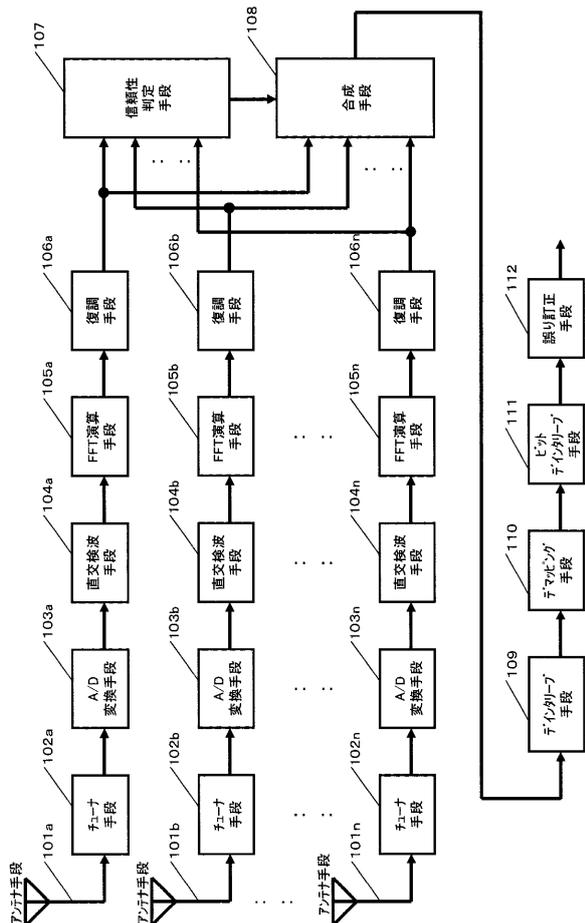
【図2】



【図4】

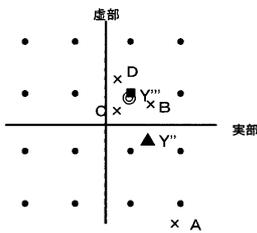


【図5】



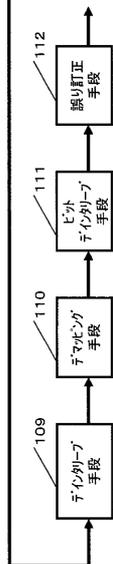
【図7】

<ダイバーシティ合成後>

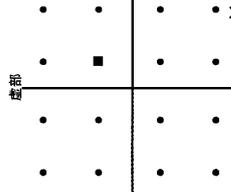


- × 受信信号点
- 16QAMマッピング点
- 送信信号点
- ▲ A~D合成後の受信信号点Y<sub>i</sub>
- ◎ A~C合成後の受信信号点Y<sub>i</sub>

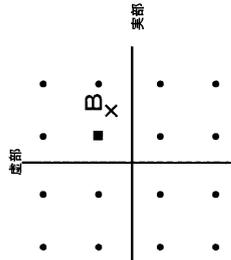
【図6】



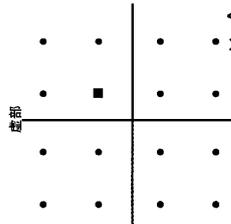
(a) <106aの出力>



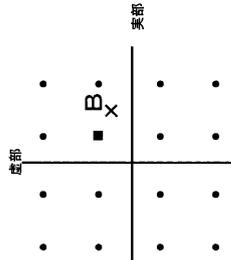
(b) <106bの出力>



(c) <106cの出力>

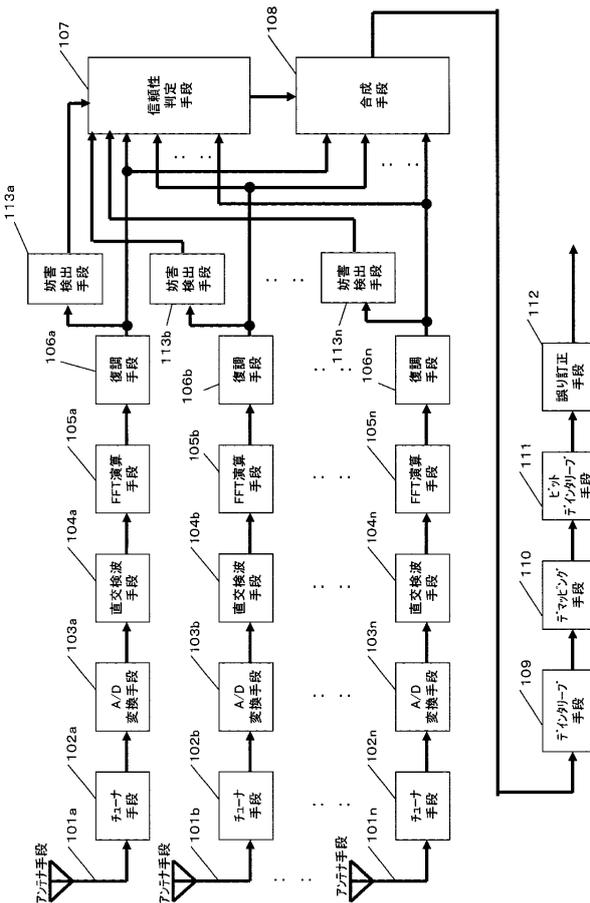


(d) <106dの出力>



- × 受信信号点
- 16QAMマッピング点
- 送信信号点

【図8】



---

フロントページの続き

(72)発明者 上田 和也  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

審査官 佐々木 洋

(56)参考文献 特開平07-050627(JP,A)  
特開2000-022613(JP,A)  
特開2000-209145(JP,A)  
特開平09-312602(JP,A)  
特開2006-041987(JP,A)  
特開2006-041983(JP,A)  
特開2006-041982(JP,A)  
特開2004-312612(JP,A)  
国際公開第2006/003964(WO,A1)  
特開2002-009737(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H04J 11/00