

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6021668号
(P6021668)

(45) 発行日 平成28年11月9日 (2016. 11. 9)

(24) 登録日 平成28年10月14日 (2016. 10. 14)

(51) Int. Cl.		F I	
HO 4 J	11/00	(2006. 01)	HO 4 J 11/00 Z
HO 4 B	7/005	(2006. 01)	HO 4 B 7/005
HO 4 B	3/10	(2006. 01)	HO 4 B 3/10 A

請求項の数 12 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2013-19052 (P2013-19052)	(73) 特許権者	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(22) 出願日	平成25年2月4日 (2013. 2. 4)	(74) 代理人	100083840 弁理士 前田 実
(65) 公開番号	特開2014-150469 (P2014-150469A)	(74) 代理人	100116964 弁理士 山形 洋一
(43) 公開日	平成26年8月21日 (2014. 8. 21)	(74) 代理人	100135921 弁理士 篠原 昌彦
審査請求日	平成27年8月26日 (2015. 8. 26)	(72) 発明者	伊藤 尚祐 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三 菱電機株式会社内
		(72) 発明者	中山 裕之 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三 菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 等化装置及び等化方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

シンボル毎にキャリア方向に巡回シフトされて配置されるパイロットキャリアを含む受信信号を周波数領域の信号に変換するフーリエ変換部と、

前記フーリエ変換部で変換された周波数領域の信号に基づいて、前記パイロットキャリアに作用する伝送路特性を算出する伝送路特性算出部と、

前記伝送路特性算出部で算出された伝送路特性を、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上において、複数の領域の成分に分割する伝送路特性分割部と、

前記伝送路特性分割部で分割された、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上での複数の領域の成分の物理量を算出する伝送路特性分布算出部と、

前記伝送路特性分布算出部で算出された物理量が、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上での所望の成分の物理量と、前記パイロットキャリアの配置で定まる、遅延時間及び変動周波数において巡回シフトした領域の当該所望の成分の物理量との和であること、並びに、分割された遅延時間の領域が等しく、分割された変動周波数の領域のうち絶対値領域が等しく符号が逆となるそれぞれの領域の物理量の比、を用いて、前記伝送路特性分布算出部で算出された物理量と、当該所望の成分の物理量との変動周波数の符号が等しい領域における行列式を算出し、当該行列式と前記伝送路特性分布算出部で算出された物理量とから当該所望の成分の物理量を算出する所望伝送路特性分布算出部と、

前記所望伝送路特性分布算出部で算出された、前記所望の成分の物理量に基づいて、前記伝送路特性分割部で分割された、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上での複数の領域

10

20

の成分から、前記所望の成分が含まれる領域の成分を抽出する所望伝送路特性抽出部と、
前記所望伝送路特性抽出部で抽出された成分を結合することで、周波数領域の伝送路特性を生成する伝送路特性結合部と、

前記伝送路特性結合部で生成された周波数領域の伝送路特性を用いて、前記フーリエ変換部で変換された周波数領域の信号の伝送路歪みを補償する等化部と、を備えることを特徴とする等化装置。

【請求項 2】

前記所望伝送路特性分布算出部は、

第 1 の領域の成分の物理量と、当該第 1 の領域に対して、遅延時間が等しく変動周波数の符号が逆となる第 2 の領域の成分の物理量と、の間の比を算出し、

前記所望の成分の物理量を、前記伝送路特性分布算出部で算出された物理量に当該算出された比を用いて算出すること

を特徴とする請求項 1 に記載の等化装置。

【請求項 3】

前記第 1 の領域は、変動周波数の絶対値が予め定められた閾値よりも小さい領域であること

を特徴とする請求項 2 に記載の等化装置。

【請求項 4】

シンボル毎にキャリア方向に巡回シフトされて配置されるパイロットキャリアを含む受信信号を周波数領域の信号に変換するフーリエ変換部と、

前記フーリエ変換部で変換された周波数領域の信号に基づいて、前記パイロットキャリアに作用する伝送路特性を算出する伝送路特性算出部と、

前記伝送路特性算出部で算出された伝送路特性を、変動周波数軸と遅延時間軸との 2 軸上において、複数の領域の成分に分割する伝送路特性分割部と、

前記伝送路特性分割部で分割された、変動周波数軸と遅延時間軸との 2 軸上での複数の領域の成分の物理量を算出する伝送路特性分布算出部と、

前記伝送路特性分布算出部で算出された物理量から、前記伝送路特性算出部で算出された伝送路特性の繰り返し成分の物理量を、当該繰り返し成分の、変動周波数軸と遅延時間軸との 2 軸上での分布の規則性と、前記伝送路特性算出部で算出された、変動周波数軸と遅延時間軸との 2 軸上での伝送路特性の所望の成分の統計的性質とを用いて削減し、変動周波数軸と遅延時間軸との 2 軸上での当該所望の成分の物理量を算出する所望伝送路特性分布算出部と、

前記所望伝送路特性分布算出部で算出された、変動周波数軸と遅延時間軸との 2 軸上での所望の成分の物理量に基づいて、前記伝送路特性分割部で分割された、変動周波数軸と遅延時間軸との 2 軸上での複数の領域の成分から、前記所望の成分が含まれる領域の成分を抽出する所望伝送路特性抽出部と、

前記所望伝送路特性抽出部で抽出された成分を結合することで、周波数領域の伝送路特性を生成する伝送路特性結合部と、

前記伝送路特性結合部で生成された周波数領域の伝送路特性を用いて、前記フーリエ変換部で変換された周波数領域の信号の伝送路歪みを補償する等化部と、を備え、

前記所望伝送路特性抽出部は、

前記複数の領域の各々において、前記伝送路特性分布算出部で算出された物理量から、前記所望の成分の物理量を差し引くことで、前記繰り返し成分の物理量を算出し、

前記複数の領域の各々において、前記繰り返し成分の物理量に対する前記所望の成分の物理量の割合が高いほど、前記伝送路特性分割部で分割された複数の領域の成分から、前記所望の成分が含まれる領域の成分を抽出する抽出割合を高くすること

を特徴とする等化装置。

【請求項 5】

前記伝送路特性分布算出部は、

前記伝送路特性分割部で分割された複数の領域の成分の中から選択された領域の成分の

10

20

30

40

50

物理量を算出することで、雑音成分の物理量を算出し、

前記伝送路特性分割部で分割された複数の領域の成分の物理量から、前記雑音成分の物理量を減算し、

前記所望伝送路特性分布算出部は、前記雑音成分の物理量が減算された後の物理量を用いて、前記所望の成分の物理量を算出すること

を特徴とする請求項 1 から 4 の何れか一項に記載の等化装置。

【請求項 6】

前記物理量は、電力又は振幅であること

を特徴とする請求項 1 から 5 の何れか一項に記載の等化装置。

【請求項 7】

シンボル毎にキャリア方向に巡回シフトされて配置されるパイロットキャリアを含む受信信号を周波数領域の信号に変換するフーリエ変換過程と、

前記フーリエ変換過程で変換された周波数領域の信号に基づいて、前記パイロットキャリアに作用する伝送路特性を算出する伝送路特性算出過程と、

前記伝送路特性算出過程で算出された伝送路特性を、変動周波数軸と遅延時間軸との 2 軸上において、複数の領域の成分に分割する伝送路特性分割過程と、

前記伝送路特性分割過程で分割された、変動周波数軸と遅延時間軸との 2 軸上での複数の領域の成分の物理量を算出する伝送路特性分布算出過程と、

前記伝送路特性分布算出過程で算出された物理量が、変動周波数軸と遅延時間軸との 2 軸上での所望の成分の物理量と、前記パイロットキャリアの配置で定まる、遅延時間及び変動周波数において巡回シフトした領域の当該所望の成分の物理量との和であること、並びに、分割された遅延時間の領域が等しく、分割された変動周波数の領域のうち絶対値領域が等しく符号が逆となるそれぞれの領域の物理量の比、を用いて、前記伝送路特性分布算出過程で算出された物理量と、当該所望の成分の物理量との変動周波数の符号が等しい領域における行列式を算出し、当該行列式と前記伝送路特性分布算出過程で算出された物理量とから当該所望の成分の物理量を算出する所望伝送路特性分布算出過程と、

前記所望伝送路特性分布算出過程で算出された、前記所望の成分の物理量に基づいて、前記伝送路特性分割過程で分割された、変動周波数軸と遅延時間軸との 2 軸上での複数の領域の成分から、前記所望の成分が含まれる領域の成分を抽出する所望伝送路特性抽出過程と、

前記所望伝送路特性抽出過程で抽出された成分を結合することで、周波数領域の伝送路特性を生成する伝送路特性結合過程と、

前記伝送路特性結合過程で生成された周波数領域の伝送路特性を用いて、前記フーリエ変換過程で変換された周波数領域の信号の伝送路歪みを補償する等化過程と、を有すること

を特徴とする等化方法。

【請求項 8】

前記所望伝送路特性分布算出過程は、

第 1 の領域の成分の物理量と、当該第 1 の領域に対して、遅延時間が等しく変動周波数の符号が逆となる第 2 の領域の成分の物理量と、の間の比を算出し、

前記所望の成分の物理量を、前記伝送路特性分布算出過程で算出された物理量に当該算出された比を用いて算出すること

を特徴とする請求項 7 に記載の等化方法。

【請求項 9】

前記第 1 の領域は、変動周波数の絶対値が予め定められた閾値よりも小さい領域であること

を特徴とする請求項 8 に記載の等化方法。

【請求項 10】

シンボル毎にキャリア方向に巡回シフトされて配置されるパイロットキャリアを含む受信信号を周波数領域の信号に変換するフーリエ変換過程と、

10

20

30

40

50

前記フーリエ変換過程で変換された周波数領域の信号に基づいて、前記パイロットキャリアに作用する伝送路特性を算出する伝送路特性算出過程と、

前記伝送路特性算出過程で算出された伝送路特性を、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上において、複数の領域の成分に分割する伝送路特性分割過程と、

前記伝送路特性分割過程で分割された、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上での複数の領域の成分の物理量を算出する伝送路特性分布算出過程と、

前記伝送路特性分布算出過程で算出された物理量から、前記伝送路特性算出過程で算出された伝送路特性の繰り返し成分の物理量を、当該繰り返し成分の、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上での分布の規則性と、前記伝送路特性算出過程で算出された、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上での伝送路特性の所望の成分の統計的性質とを用いて削減し、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上での当該所望の成分の物理量を算出する所望伝送路特性分布算出過程と、

10

前記所望伝送路特性分布算出過程で算出された、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上での所望の成分の物理量に基づいて、前記伝送路特性分割過程で分割された、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上での複数の領域の成分から、前記所望の成分が含まれる領域の成分を抽出する所望伝送路特性抽出過程と、

前記所望伝送路特性抽出過程で抽出された成分を結合することで、周波数領域の伝送路特性を生成する伝送路特性結合過程と、

前記伝送路特性結合過程で生成された周波数領域の伝送路特性を用いて、前記フーリエ変換過程で変換された周波数領域の信号の伝送路歪みを補償する等化過程と、を有し、

20

前記所望伝送路特性抽出過程は、

前記複数の領域の各々において、前記伝送路特性分布算出過程で算出された物理量から、前記所望の成分の物理量を差し引くことで、前記繰り返し成分の物理量を算出し、

前記複数の領域の各々において、前記繰り返し成分の物理量に対する前記所望の成分の物理量の割合が高いほど、前記伝送路特性分割過程で分割された複数の領域の成分から、前記所望の成分が含まれる領域の成分を抽出する抽出割合を高くすること

を特徴とする等化方法。

【請求項11】

前記伝送路特性分布算出過程は、

前記伝送路特性分割過程で分割された複数の領域の成分の中から選択された領域の成分の物理量を算出することで、雑音成分の物理量を算出し、

30

前記伝送路特性分割過程で分割された複数の領域の成分の物理量から、前記雑音成分の物理量を減算し、

前記所望伝送路特性分布算出過程は、前記雑音成分の物理量が減算された後の物理量を用いて、前記所望の成分の物理量を算出すること

を特徴とする請求項7から10の何れか一項に記載の等化方法。

【請求項12】

前記物理量は、電力又は振幅であること

を特徴とする請求項7から11の何れか一項に記載の等化方法。

【発明の詳細な説明】

40

【技術分野】

【0001】

本発明は、等化装置及び等化方法に関する。

【背景技術】

【0002】

多くの無線通信システム及び地上デジタル放送は、1つのシンボル内に複数の直交する搬送波（キャリア）を多重化して伝送する直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式を用いている。このOFDM信号を、車等の移動体において受信する場合、建物等の障害物による反射、回折、散乱、及び、移動に伴う電波環境の変動等により信号に歪みが生じる。

【0003】

50

上記歪みを補償するために、受信機は、電波環境を推定し、その逆特性を受信信号に乗算する。ここで、電波環境を推定するため、送信機は、有効データの他に既知信号を送信信号に挿入しており、受信機は、その既知信号を用いて伝送路歪みを算出し、キャリア間及びシンボル間に補間することで、データ区間の電波環境の推定（以下、伝送路推定と呼ぶ）を行う。激しい変動を伴う劣悪な電波環境であっても正確な受信を行うためには、伝送路推定技術の向上が必要である。

【 0 0 0 4 】

特許文献 1 には、パイロットキャリアである S P (S c a t t e r e d P i l o t) での伝送路特性を算出し、2次元離散フーリエ変換を行い、伝送路を推定する手法が記載されている。この従来技術は、まず、S P で算出した伝送路特性に、キャリア周波数とシンボル時間に対して2次元フーリエ変換を施すことで、遅延時間と変動周波数を変数に持つ伝送路特性を生成する。図 1 は、2波ライス伝送路（直接波は時間変動なし、遅延波はレイリー波）の場合の2次元フーリエ変換の変換結果を示す概略図である。図 1 において、符号 7 0 0 は所望の伝送路特性、符号 8 0 0 は不要な繰り返し成分である。なお、図 1 においては、不要な繰り返し成分 8 0 0 にハッチングが施されている。従来技術は、2次元離散フーリエ変換を行った信号について、予め定められた第 1 のフィルタ抽出領域 9 0 0 から電力の大きい成分を含むように第 2 のフィルタ抽出領域 9 0 1 を選択することで、不要な繰り返し成分 8 0 0 を抑圧して、所望の伝送路特性 7 0 0 を抽出する。そして、従来技術は、上記の抽出結果に2次元逆フーリエ変換を施すことで、伝送路特性を推定している。このように、従来技術は、遅延時間領域と変動周波数領域とにおける不要な繰り返し成分 8 0 0 を抑圧することで、S P で算出された伝送路特性をキャリア間及びシンボル間に補間し、S P 以外の有効データ区間に対して伝送路推定を行なっている。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 0 5 】

【 特許文献 1 】 特許第 3 8 0 2 0 3 1 号公報

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 6 】

特許文献 1 に記載された従来技術は、2次元フーリエ変換を用いたフィルタ抽出処理により適応的に繰り返し成分及びガウス雑音の影響を抑圧することができる。しかしながら、この従来技術は、変動周波数が大きい時、注目する領域に繰り返し成分が入り込むため、正確な伝送路特性を得ることができないという課題がある。例えば、図 2 に示されているように、時間変動が大きい2波ライス伝送路の場合、所望の伝送路特性を抽出するための第 1 のフィルタ抽出領域 9 0 2 に、不要な繰り返し成分 8 0 1 が含まれるため、特許文献 1 に記載の従来技術では、正確な伝送路を推定することができない。

【 0 0 0 7 】

そこで、本発明は、変動周波数が大きい電波環境であっても適応的に伝送路推定を行うことができるようにすることを目的とする。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 8 】

本発明の一態様に係る等化装置は、

シンボル毎にキャリア方向に巡回シフトされて配置されるパイロットキャリアを含む受信信号を周波数領域の信号に変換するフーリエ変換部と、

前記フーリエ変換部で変換された周波数領域の信号に基づいて、前記パイロットキャリアに作用する伝送路特性を算出する伝送路特性算出部と、

前記伝送路特性算出部で算出された伝送路特性を、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上において、複数の領域の成分に分割する伝送路特性分割部と、

前記伝送路特性分割部で分割された、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上での複数の領域の成分の物理量を算出する伝送路特性分布算出部と、

前記伝送路特性分布算出部で算出された物理量が、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上での所望の成分の物理量と、前記パイロットキャリアの配置で定まる、遅延時間及び変動周波数において巡回シフトした領域の当該所望の成分の物理量との和であること、並びに、分割された遅延時間の領域が等しく、分割された変動周波数の領域のうち絶対値領域が等しく符号が逆となるそれぞれの領域の物理量の比、を用いて、前記伝送路特性分布算出部で算出された物理量と、当該所望の成分の物理量との変動周波数の符号が等しい領域における行列式を算出し、当該行列式と前記伝送路特性分布算出部で算出された物理量とから当該所望の成分の物理量を算出する所望伝送路特性分布算出部と、

前記所望伝送路特性分布算出部で算出された、前記所望の成分の物理量に基づいて、前記伝送路特性分割部で分割された、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上での複数の領域の成分から、前記所望の成分が含まれる領域の成分を抽出する所望伝送路特性抽出部と、

前記所望伝送路特性抽出部で抽出された成分を結合することで、周波数領域の伝送路特性を生成する伝送路特性結合部と、

前記伝送路特性結合部で生成された周波数領域の伝送路特性を用いて、前記フーリエ変換部で変換された周波数領域の信号の伝送路歪みを補償する等化部と、を備えることを特徴とする。

【0009】

本発明の一態様に係る等化方法は、

シンボル毎にキャリア方向に巡回シフトされて配置されるパイロットキャリアを含む受信信号を周波数領域の信号に変換するフーリエ変換過程と、

前記フーリエ変換過程で変換された周波数領域の信号に基づいて、前記パイロットキャリアに作用する伝送路特性を算出する伝送路特性算出過程と、

前記伝送路特性算出過程で算出された伝送路特性を、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上において、複数の領域の成分に分割する伝送路特性分割過程と、

前記伝送路特性分割過程で分割された、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上での複数の領域の成分の物理量を算出する伝送路特性分布算出過程と、

前記伝送路特性分布算出過程で算出された物理量が、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上での所望の成分の物理量と、前記パイロットキャリアの配置で定まる、遅延時間及び変動周波数において巡回シフトした領域の当該所望の成分の物理量との和であること、並びに、分割された遅延時間の領域が等しく、分割された変動周波数の領域のうち絶対値領域が等しく符号が逆となるそれぞれの領域の物理量の比、を用いて、前記伝送路特性分布算出過程で算出された物理量と、当該所望の成分の物理量との変動周波数の符号が等しい領域における行列式を算出し、当該行列式と前記伝送路特性分布算出過程で算出された物理量とから当該所望の成分の物理量を算出する所望伝送路特性分布算出過程と、

前記所望伝送路特性分布算出過程で算出された、前記所望の成分の物理量に基づいて、前記伝送路特性分割過程で分割された、変動周波数軸と遅延時間軸との2軸上での複数の領域の成分から、前記所望の成分が含まれる領域の成分を抽出する所望伝送路特性抽出過程と、

前記所望伝送路特性抽出過程で抽出された成分を結合することで、周波数領域の伝送路特性を生成する伝送路特性結合過程と、

前記伝送路特性結合過程で生成された周波数領域の伝送路特性を用いて、前記フーリエ変換過程で変換された周波数領域の信号の伝送路歪みを補償する等化過程と、を有することを特徴とする。

【発明の効果】

【0010】

本発明の一態様によれば、変動周波数が大きい電波環境であっても適応的に伝送路推定を行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】2波ライス伝送路で時間変動が小さい時の伝送路特性の変動周波数軸と遅延時間

10

20

30

40

50

軸での電力分布を示す概略図である。

【図 2】2 波ライス伝送路で時間変動が大きい時の伝送路特性の変動周波数軸と遅延時間軸での 2 次元電力分布を示す概略図である。

【図 3】実施の形態 1 ~ 3 に係る等化装置の構成を概略的に示す機能ブロック図である。

【図 4】実施の形態 1 における OFDM シンボルの構成を示す概略図である。

【図 5】実施の形態 1 におけるパイロットキャリア (SP) の配置を示す概略図である。

【図 6】実施の形態 1 における伝送路特性の変動周波数軸と遅延時間軸での繰り返し成分の間隔を示す概略図である。

【図 7】実施の形態 1 における変動周波数軸と遅延時間軸での伝送路特性の分割を示す概略図である。

10

【図 8】実施の形態 1 におけるシンボル時間補間フィルタの通過帯域例を示す概略図である。

【図 9】実施の形態 1 において、変動周波数軸と遅延時間軸での伝送路特性の変動周波数領域での分割を示す概略図である。

【図 10】実施の形態 1 において、変動周波数軸と遅延時間軸での SP 伝送路特性の 2 次元電力分布を示す概略図である。

【図 11】実施の形態 1 において、変動周波数軸と遅延時間軸での所望伝送路特性の 2 次元電力分布を示す概略図である。

【図 12】実施の形態 1 において、変動周波数の符号が逆の領域の電力比 m_u と m を示す概略図である。

20

【図 13】実施の形態 2 において、変動周波数領域の分割数が「5」の時の 2 次元 2 次元電力分布を示す概略図である。

【図 14】実施の形態 2 において、変動周波数領域の分割数が「5」の時ににおける、所望成分の 2 次元 2 次元電力分布を示す概略図である。

【図 15】実施の形態 4 に係る等化装置の構成を概略的に示す機能ブロック図である。

【図 16】実施の形態 4 において、3 波ライス伝送路における変動周波数軸と遅延時間軸での SP 伝送路特性の 2 次元電力分布を示す概略図である。

【図 17】実施の形態 4 において、4 波ライス伝送路における変動周波数軸と遅延時間軸での SP 伝送路特性の 2 次元電力分布を示す概略図である。

【発明を実施するための形態】

30

【0012】

実施の形態 1 .

図 3 は、実施の形態 1 に係る等化装置 100 の構成を概略的に示す機能ブロック図である。等化装置 100 は、フーリエ変換部 110 と、SP 伝送路特性算出部 120 と、伝送路特性分割部 130 と、SP 伝送路特性分布算出部 140 と、所望伝送路特性分布算出部 150 と、所望伝送路特性抽出部 160 と、伝送路特性結合部 170 と、等化部 180 とを備える。なお、図 3 の括弧内の符号は、実施の形態 2 及び 3 における構成である。

【0013】

本実施の形態では、等化装置 100 を備える受信装置 (図示せず) は、図 4 に示すような、有効シンボルの前に GI (Guard Interval) を挿入した OFDM シンボル SBL を受信するものとする。ここで、図 4 に示されているように、有効シンボル間隔を T_u 、シンボル間隔を T_s 、GI 長を T_{gi} とする。また、OFDM シンボル SBL は、 N_{DFT} ポイント逆離散フーリエ変換することで生成され、図 5 に示すような SP 配置を持つ。図 5 に示されているように、SP は、時間方向に 4 シンボル毎に挿入され、周波数方向に 12 キャリア毎に挿入される。また、SP は、シンボル毎に 3 キャリアずつ巡回シフトされる。以降の実施の形態においても、上記信号を受信するものとする。ここで、本実施の形態は、前記受信信号に限るものではないが、SP 配置は、シンボル毎に巡回シフトされる必要がある。また、図 5 で示されている SP 配置を持つ場合、SP で算出された伝送路特性は、図 6 に示されているように、変動周波数領域と遅延時間領域とにおいて、変動周波数方向に $1/4 T_s$ 及び遅延時間方向に $T_u/12$ 巡回シフトする繰り返し

40

50

成分を持ち、さらに、遅延時間方向に $T_u / 3$ 巡回シフトする繰り返し成分を持つ。

【 0 0 1 4 】

図 3 の説明に戻り、フーリエ変換部 1 1 0 は、パイロットキャリアを含む受信信号を周波数領域の信号に変換する。例えば、フーリエ変換部 1 1 0 は、受信信号に対して 1 シンボル毎に N_{DFT} ポイント離散フーリエ変換を行い、各キャリアの信号を得る。

【 0 0 1 5 】

S P 伝送路特性算出部 1 2 0 は、フーリエ変換部 1 1 0 で変換された周波数領域の信号に基づいて、パイロットキャリアに作用する伝送路特性を算出する伝送路特性算出部である。例えば、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 は、フーリエ変換部 1 1 0 で取得された各キャリアの信号から、S P 信号を抽出し、既知の値で除算することで、S P に作用する伝送路特性（以下、S P 伝送路特性と呼ぶ）を得る。そして、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 は、S P が配置されない変調信号が存在するキャリアに関してはゼロ値を挿入する。ここで、S P 伝送路特性は、キャリア周波数インデックス k とシンボル時間インデックス l を変数に持つ複素関数 $h(k, l)$ として考えることができる。

【 0 0 1 6 】

以降において、S P で求められた複素関数である伝送路特性を、時間軸及び周波数軸の変換によらず、伝送路特性と呼ぶこととする。

【 0 0 1 7 】

伝送路特性分割部 1 3 0 は、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 で算出された伝送路特性を、変動周波数軸と遅延時間軸との 2 軸上において、複数の領域の成分に分割する。例えば、伝送路特性分割部 1 3 0 は、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 で算出された伝送路特性を、図 7 に示すように、遅延時間領域で N 分割、変動周波数領域で M 分割する。ここで、 N 及び M は、2 以上の自然数である。また、伝送路特性分割部 1 3 0 で分割される領域は、遅延時間軸に対して対称に配置されていることが望ましい。これは、特許文献 1 における 2 次元フーリエ変換部での処理に対応する。特許文献 1 と同様に伝送路特性の分割に 2 次元離散フーリエ変換を用いた場合、伝送路特性分割部 1 3 0 は、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 で求められた 1 シンボルあたり N_{DFT} ポイントの伝送路特性の M_{SYM} シンボルに対して、キャリア周波数領域で離散逆フーリエ変換（ここで、離散フーリエ変換ではなく、離散逆フーリエ変換を行うのは、変換後の領域に物理的な意味を持たせるためである）を行い、シンボル時間領域で離散フーリエ変換を行うことで、 N_{DFT} ポイントの遅延時間インデックス及び M_{SYM} ポイントの変動周波数インデックスを変数に持つ複素関数の伝送路特性を算出する。つまり、伝送路特性分割部 1 3 0 は、遅延時間領域で $N = N_{DFT}$ 分割、変動周波数領域で $M = M_{SYM}$ 分割を行う。この場合、後段において、所望伝送路特性抽出部 1 6 0 で所望の伝送路特性を抽出した後、伝送路特性結合部 1 7 0 において 2 次元逆フーリエ変換、つまり遅延時間領域で離散フーリエ変換、変動周波数領域で離散逆フーリエ変換を行うことで、等化部 1 8 0 での歪み補償に用いる M_{SYM} シンボルの伝送路特性を算出することができる。なお、図 7 において、符号 7 0 2 は、所望の成分であり、符号 8 0 2 は、不要な繰り返し成分である。

【 0 0 1 8 】

また、伝送路特性分割部 1 3 0 は、複数のフィルタを用いて遅延時間領域もしくは変動周波数領域の分割を行なってもよい。

従来より、S P で求めた伝送路特性をキャリア周波数方向及びシンボル時間方向にフィルタ処理することで、S P 以外の変調データの伝送路特性を求める技術が知られている。ここで、キャリア周波数方向のフィルタは、遅延時間領域に通過帯域を持ち、シンボル時間方向のフィルタは、変動周波数領域に通過帯域を持つ。

【 0 0 1 9 】

そのため、伝送路特性分割部 1 3 0 は、通過帯域が隣り合う N 個のキャリア周波数方向フィルタと、通過帯域が隣り合う M 個のシンボル時間方向フィルタとを用いて S P で求めた伝送路特性を演算することで、S P 伝送路特性を、図 7 に示されているように、遅延時間領域で N 分割、変動周波数領域で M 分割することができる。この場合、キャリア周波数

10

20

30

40

50

インデックス k と、シンボル時間インデックス l とで規定される各信号点において、 $N \times M$ 点の分割された伝送路特性情報が得られる。言い換えれば、キャリア周波数インデックス k とシンボル時間インデックス l とを変数に持つ複素関数が $N \times M$ 個得られる。この場合、後段において、所望伝送路特性抽出部 160 で所望の伝送路特性を抽出した後、伝送路特性結合部 170 において各キャリア周波数インデックス k と、各シンボル時間インデックス l とで、 $N \times M$ 点の分割された伝送路特性情報を加算し結合することで、等化部 180 での歪み補償に用いる伝送路特性が算出できる。

【0020】

また、伝送路特性分割部 130 は、フーリエ変換と、フィルタとを組み合わせで分割処理を行なってもよい。具体的には、伝送路特性分割部 130 は、キャリア方向に対してはフーリエ変換を行うことで、遅延時間領域での分割を行い、シンボル時間方向に対してはフィルタ処理を行うことで、変動周波数領域での分割を行うことができる。以下、詳しく説明する。

【0021】

まず、伝送路特性分割部 130 は、 M 個のシンボル時間方向フィルタを、 SP で算出された複素シンボルの伝送路特性に施すことで、変動周波数領域で M 分割する。

【0022】

第 m ($1 \leq m \leq M$) のシンボル時間方向フィルタに FIR フィルタを用いた場合、伝送路特性分割部 130 は、下記の (1) 式により、フィルタ処理を行う。

【数1】

$$g_m(k, l) = \sum_p h(k, l-p) a_m(p) \quad (0 \leq k \leq N_{DFT} - 1) \quad (1)$$

ここで、 $h(\cdot)$ は、 SP で算出された伝送路特性である。 k は、キャリア周波数インデックスである。 l は、シンボル時間インデックスである。 a_m は、第 m のシンボル時間方向フィルタのフィルタ係数である。 $g_m(\cdot)$ は、第 m のシンボル時間方向フィルタの処理結果である。

【0023】

ここで、各フィルタの通過帯域の例を図 8 に示す。最大変動周波数 $f_{d_{max}}$ と最小変動周波数 $f_{d_{min}}$ に挟まれる区間を M 分割していることがわかる。また後段において、所望の伝送路特性を抽出後に各フィルタ出力を結合するため、第 1 ~ M のシンボルフィルタ特性の和が一定になるように係数を設定するのが望ましい。上記特性を持つシンボル時間方向フィルタを用いることで、図 9 に示すように、遅延時間軸と変動周波数軸において、変動周波数方向に M 分割された領域に対応する伝送路特性が得られる。図 9 において、符号 703 は、所望の成分であり、符号 803 は、不要な繰り返し成分である。

【0024】

次に、伝送路特性分割部 130 は、下記の (2) 式に示すように、 M 個のシンボル時間方向フィルタの出力それぞれに、キャリア周波数に対して $N = N_{DFT}$ ポイント逆フーリエ変換を施すことで、変動周波数領域で M 分割された伝送路特性それぞれに対して、遅延時間で N 分割することができる。

【0025】

【数2】

$$f_m(\tau, l) = \sum_{k=0}^{N_{DFT}-1} g_m(k, l) e^{jk\tau} \quad (2)$$

ここで、 $f_m(\cdot)$ は、第 m のシンボル時間方向フィルタ結果 $g_m(\cdot)$ をキャリア逆フーリエ変換した結果である。 τ は、遅延時間インデックスである。

【0026】

これらの処理により、各シンボル (l) に対し、遅延時間インデックス τ 及び変動周波数に対応するフィルタインデックス m 毎の伝送路特性 $f_m(\cdot)$ を算出することができる

10

20

30

40

50

。

【0027】

ここで分割数Mとしては、対応しようとする伝送路によって予め定められた値が用いられる。分割数を増やすことで、より細かい帯域の制御が可能となり、伝送路特性の所望成分と、繰り返し及びガウス雑音等の不要成分とを詳細に分離して、不要成分を抑圧することができる。また、想定する伝送路の時間変動量に合わせて、予め、 $f_{d_{max}}$ 及び $f_{d_{min}}$ を設定すればよい。

【0028】

以上で示したように、SP伝送路特性算出部120で求められた伝送路特性を、遅延時間領域でN分割、変動周波数領域でM分割する方法は、フーリエ変換とフィルタ処理とのどちらが用いられてもよい。また、フィルタ処理とフーリエ変換の処理とは、逆の順番で行われてもよい。さらに、キャリア周波数方向にフィルタ処理を行い、シンボル時間方向にフーリエ変換を行うことで、分割が行われてもよい。

【0029】

また、伝送路特性分割部130は、SP伝送路特性算出部120で求められた伝送路特性の内、伝送路特性の所望の成分が含まれる予め定められた領域（区間）の成分を分割する。

例えば、図5に示されているようなSP配置の場合、図1に示されているように、遅延時間方向の繰り返し成分は、 $T_u/3$ の周期で発生する。このため、所望成分のみが含まれる幅 $T_u/3$ の領域（区間）が、伝送路特性分割部130で分割される。なお、伝送路特性分割部130は、 $T_u/3$ を超える領域（区間）を分割して、 $T_u/3$ を超える領域の成分がゼロ値をとるような処理を行なってもよい。または、伝送路特性分割部130は、想定される遅延時間（ T_d ）が $T_u/3$ より小さい環境では、 T_d の幅の領域を分割して残りの領域をゼロ値としてもよい。また、遅延時間が負の領域に遅延波（先行波）が存在する場合、伝送路特性分割部130は、分割する領域を負の方向にずらしてもよい。

また、図2に示されているように、変動周波数方向の繰り返し成分は、 $1/4 T_s$ 周期で現れ、さらに変動周波数の広がり大きい場合、 $\pm 1/2 T_s$ を超えて隣の繰り返し成分からの影響を受ける。本実施の形態は、 $\pm 1/2 T_s$ を超えた変動周波数の広がりを判別し除去するものであるため、 $\pm 1/2 T_s$ よりも大きな範囲（判別に用いる範囲）で分割を行う必要がある。なお、 $\pm 1/4 T_s$ を超える領域は、変動周波数が小さい場合でも、繰り返し成分が生じるため、伝送路特性分割部130は、分割領域に含めない方が望ましい。

【0030】

図3の説明に戻り、次に、SP伝送路特性分布算出部140、所望伝送路特性分布算出部150及び所望伝送路特性抽出部160について説明する。伝送路特性分割部130で得られた伝送路特性には、SPの配置に起因する不要な繰り返し成分が存在する。そのため、所望成分のみを抽出する必要がある。本実施の形態は、所望成分を抽出するために、伝送路の統計的性質に起因する遅延時間が等しく変動周波数の符号が逆となる領域の電力比と、SP配置に起因する所望成分の2次元電力分布が繰り返される規則性とを用いて、伝送路特性のうち、繰り返し成分を含まない所望成分の2次元電力分布を推定する。

【0031】

SP伝送路特性分布算出部140は、伝送路特性分割部130で分割された複数の領域の成分の物理量を算出する伝送路特性分布算出部である。例えば、SP伝送路特性分布算出部140は、伝送路特性分割部130により分割された、各分割領域の伝送路特性の電力を求め、変動周波数領域及び遅延時間領域での2次元電力分布を算出する。ここで、電力は、複数シンボルの各分割領域の伝送路特性を用いて求めてもよい。なお、SP伝送路特性分布算出部140は、電力ではなく、振幅又は複数シンボルの振幅を平均した値を用いて、伝送路特性の分布を算出してもよい。以降においても、SP伝送路特性分布算出部140は、電力ではなく、振幅を用いて演算を行なってもよい。言い換えると、SP伝送路特性分布算出部140で算出される物理量は、電力又は振幅であってもよい。

【 0 0 3 2 】

またさらに、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 は、雑音成分が重畳されていることを考慮して、物理量を算出してよい。例えば、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 は、伝送路特性分割部 1 3 0 で分割された複数の領域の成分の中から選択された領域の成分の物理量を算出することで、雑音成分の物理量を算出して、伝送路特性分割部 1 3 0 で分割された複数の領域の成分の物理量から、算出された雑音成分の物理量を減算してもよい。より詳細には、まず、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 は、電力値が最も小さい領域、又は、電力値が予め定められた閾値よりも小さい領域、つまり所望成分も繰り返し成分も存在しない分割領域の電力値を雑音電力として求める。その後、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 は、各分割領域の伝送路特性に対して求めた電力値から雑音電力を減算することで、雑音成分の含まれない伝送路特性の 2 次元電力分布を算出して、この雑音成分の含まれない伝送路特性の 2 次元電力分布を、以降の処理に用いることができる。これは、雑音成分と伝送路特性とが相関を持たないため、検出される電力値が両者の加算となることを利用したものである。以上により、雑音が大きい環境においても、所望成分の 2 次元電力分布を正確に求めることができる。

10

【 0 0 3 3 】

所望伝送路特性分布算出部 1 5 0 は、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 で算出された伝送路特性分布を用いて、伝送路特性の繰り返し成分を含まない所望成分の分布を求める。例えば、所望伝送路特性分布算出部 1 5 0 は、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 で算出された物理量から、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 で算出された伝送路特性の繰り返し成分の物理量を、当該繰り返し成分の分布の規則性と、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 で算出された伝送路特性の所望の成分の統計的性質とを用いて削減し、当該所望の成分の物理量を算出する。より詳細には、所望伝送路特性分布算出部 1 5 0 は、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 で算出された物理量が、伝送路特性の所望の成分の物理量と、パイロットキャリアの配置で定まる、遅延時間及び変動周波数において巡回シフトした領域の伝送路特性の所望の成分の物理量との和であること、並びに、遅延時間が等しく、変動周波数の符号が逆となる領域の物理量の比、を用いて、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 で算出された物理量と、伝送路特性の所望の成分の物理量との関係式を算出し、この関係式を用いて、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 で算出された物理量から伝送路特性の所望の成分の物理量を算出する。一例として、本実施の形態においては、所望伝送路特性分布算出部 1 5 0 は、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 で算出された物理量に応じて算出される値を、当該物理量が算出された領域から予め定められた遅延時間巡回シフトされた領域の物理量から減算することで、パイロットキャリアの所望の成分の物理量を算出する。以降において、詳しく説明していく。

20

30

【 0 0 3 4 】

まず、図 1 0 及び図 1 1 を用いて、繰り返し成分を含む 2 次元電力分布と、繰り返し成分を含まない所望成分の 2 次元電力分布との関係を述べる。

【 0 0 3 5 】

図 1 0 は、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 で求められる繰り返し成分を含む電力分布を示す概略図である。また、図 1 1 は、所望伝送路特性分布算出部 1 5 0 で求めようとしている繰り返し成分を含まない所望成分の 2 次元電力分布を示す概略図である。図 1 0 及び図 1 1 では、変動周波数が大きい 2 波ライス伝送路での受信が想定されている。また、図 1 0 及び図 1 1 は、伝送路特性分割部 1 3 0 で、遅延時間領域で $T_u / 3$ の区間を $N = 8$ で分割し、変動周波数領域で $\pm 3 / 16 T_s$ の区間を $M = 3$ で分割した場合である。想定する伝送路において、図 1 0 及び図 1 1 に示されているように、変動周波数領域を $M = 3$ で分割された領域において、変動周波数 = 0 を含む変動周波数に対応する領域には、不要な繰り返し成分が含まれず、所望の成分のみが含まれ、当該領域の両側の領域、言い換えると、分割が行われた領域のうち、変動周波数の絶対値の最大値を含む帯域に対応する領域には、所望の成分及び不要な繰り返し成分が含まれる。

40

【 0 0 3 6 】

50

図 1 1 の P_p は、下記の (3) 式で示され、図 1 1 に示されているそれぞれの分割領域の電力値を示す。

【数 3】

$$P_p = \begin{bmatrix} p_{p0} \\ p_{p1} \\ p_{p2} \\ p_{p3} \\ p_{p4} \\ p_{p5} \\ p_{p6} \\ p_{p7} \end{bmatrix} \quad (3)$$

10

また、図 1 1 の P_n は、下記の (4) 式で示され、図 1 1 に示されているそれぞれの分割領域の電力値を示す。

【数 4】

$$P_n = \begin{bmatrix} p_{n0} \\ p_{n1} \\ p_{n2} \\ p_{n3} \\ p_{n4} \\ p_{n5} \\ p_{n6} \\ p_{n7} \end{bmatrix} \quad (4)$$

20

さらに、図 1 0 の rP_p は、下記の (5) 式で示され、図 1 0 に示されているそれぞれの分割領域の電力値を示す。

【数 5】

$$rP_p = \begin{bmatrix} rp_{p0} \\ rp_{p1} \\ rp_{p2} \\ rp_{p3} \\ rp_{p4} \\ rp_{p5} \\ rp_{p6} \\ rp_{p7} \end{bmatrix} \quad (5)$$

30

40

なお、 P_p 、 P_n 及び rP_p では、添字が大きいほど、長遅延の到来波に対応する。但し、 p_{p0} よりも先に到来する先行波が存在する場合、遅延時間方向に巡回シフトしていることを考慮すると、添字の大きな成分、例えば p_{p7} が負の遅延時間を持つ到来波、つまり先行波として扱われる。

【0037】

また、 P_p の領域は、変動周波数 $1/8Ts$ を中心とする領域であるとする。そして、 P_n の領域は、 P_p の領域を変動周波数方向に $-1/4Ts$ シフトした領域であり、さらに P_p の領域の変動周波数の符号を反転した領域でもあるとする。さらに、 rP_p の領域は、 P_p の領域と同じ領域である。ここで、 P_p の領域、 P_n の領域及び rP_p の領域は

50

、伝送路特性の所望の成分と不要な繰り返し成分とが含まれる可能性のある変動周波数帯に対応する領域である。なお、 P_p の領域と P_n の領域との間に挟まれた領域は、伝送路特性の所望の成分は含まれる可能性が有るが、不要な繰り返し成分は含まれない領域である。

【数 3】

まず、繰り返し成分 804 が存在する図 10 の $r p_{p_4}$ の分割領域に注目すると、所望の成分 704 の電力値 p_{p_4} に繰り返し成分 804 の電力値として p_{n_2} が重畳された電力値が $r p_{p_4}$ として算出される。ここで、所望の成分 704 と、シフトし重畳される繰り返し成分 804 には相関がないため、 $r p_{p_4}$ は、電力値の和として検出される。同様に、他の遅延時間成分についても考えると、下記の (6) 式及び (7) 式となる関係式が求まる。

$$r P_p = P_p + S \times P_n \quad (6)$$

【数 6】

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

ここで、 S は、遅延時間方向に $T_u / 12$ に巡回シフトする行列である。(7) 式は、変動周波数の符号が負の領域を巡回シフトし重畳していることを示している。また、 p_{p_i} と p_{n_i} との比を m_i (ここでは、 i は、 $0 \leq i < 8$ を満たす整数) とすると、 p_{n_i} を $m_i \times p_{p_i}$ に置き換えることができるため、下記の (8) 式の関係式が導かれる。

$$\begin{aligned} r P_p &= P_p + S \times R \times P_p \\ &= P_p + M \times P_p \\ &= (I + M) \times P_p \\ &= C \times P_p \end{aligned} \quad (8)$$

ここで、 I は、単位行列である。 R は、下記の (9) 式で算出される。 M は、下記の (10) 式及び (11) 式で算出される。 C は、下記の (12) 式及び (13) 式で算出される。

【数 7】

$$R = \begin{bmatrix} m_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_7 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$M = S \times R \quad (10)$$

【数 8】

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_7 \\ m_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_5 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

10

$$C = I + M \quad (12)$$

【数 9】

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_6 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_7 \\ m_0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_2 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_3 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m_4 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_5 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

20

なお、C は、繰り返し成分を重畳する行列（以下、繰り返し重畳行列と呼ぶ）である。

【0039】

また、 m_i は、伝送路の特性や、アンテナの指向性等により決まる。例えば、指向性のないアンテナで、レイリーフェージング環境下での移動受信を行う際、 $m_i = 1$ とすればよい。また、受信機の進行方向に対して感度の高い指向性アンテナを用いた場合、変動周波数が正となるように分布が偏るため、予め、 m_i が「1」よりも小さい値をとるように定めればよい。

30

【0040】

さらに、図12に示すように、変動周波数領域の分割数を増やして、変動周波数の絶対値が予め定められた閾値よりも小さい領域で電力比 m_u を算出し、所望の電力比 m として用いてもよい。ここで、変動周波数の絶対値が小さい領域は、繰り返し成分の影響を受けにくいいため、所望の成分の変動周波数の符号が逆となる領域の電力比を求めることができる。このように電波環境に合わせて m を算出することで、変動周波数領域での2次元電力分布が偏った場合でも、繰り返し成分を適応的に推定することができる。また、全てのシンボルで m が算出される必要はなく、伝送路特性の2次元電力分布の変化に合わせた時間間隔で m が求められればよい。

【0041】

40

このように m を決定することで繰り返し重畳行列 C が定まる。そして、所望伝送路特性分布算出部150は、(8)式を変形した下記の(14)式を算出することで、検出された繰り返し成分を含む電力分布 $r P_p$ から、所望の成分の電力分布 P_p を求めることができる。

$$P_p = C^{-1} \times r P_p \quad (14)$$

ここで、 C^{-1} は、 C の逆行列である。

【0042】

また、 P_n は、下記の(15)式により算出することができる。

$$P_n = R \times P_p \quad (15)$$

【0043】

50

つまり、SP伝送路特性分布算出部140で求められた2次元電力分布のうち、繰り返し成分が重畳されうる領域の電力値 rP_p に繰り返し重畳行列Cの逆行列を演算することで、繰り返し成分を含まない電力値 P_p を求めることができる。ここで、逆行列 C^{-1} は、「0」を多く含む行列であるため、分割数Nに比例した演算量で処理することができる。また、各成分で、同様な計算が行われるため、比較的簡単な演算回路を用いて繰り返し処理を行うことで、演算を行うことができる。また、逆行列が存在しない場合は、擬似逆行列が演算されてもよい。

【0044】

また、逆行列 C^{-1} は、想定される電波環境に対応するような m_i を用いて、予め求められていてもよい。また、電波環境に応じて適応的に逆行列を求める場合でも、各シンボルで逆行列演算が行われる必要はなく、伝送路特性の2次元電力分布の変化に合わせた時間間隔で演算が行われればよい。

10

【0045】

ここまで分割数を指定して説明してきたが、本実施の形態は、分割数を制限するものではない。遅延時間方向をN分割した場合、 P_p 、 rP_p 、 P_n は、N個からなる列ベクトルとなり、また、R、S、M、Iは、 $N \times N$ の行列となる。また、巡回シフト行列Sは、遅延時間方向に $T_u/12$ 巡回シフトさせる行列となる。変動周波数領域の分割数を増やした場合については、実施の形態2に示す。

【0046】

以上のように、所望伝送路特性分布算出部150は、変動周波数の絶対値が予め定められた値以上の変動周波数帯域に対応する領域の所望成分の電力値（図11では、 P_p 及び P_n ）については、上記の(14)式及び(15)式により算出する。また、所望伝送路特性分布算出部150は、変動周波数の絶対値が予め定められた値よりも小さい変動周波数帯域に対応する領域の所望成分の電力値については、SP伝送路特性分布算出部140で算出された電力値をそのまま用いる。これらにより、所望伝送路特性分布算出部150は、伝送路特性の所望の成分の2次元電力分布を求めることができる。

20

【0047】

所望伝送路特性抽出部160は、所望伝送路特性分布算出部150で算出された伝送路特性の所望の成分の物理量に基づいて、伝送路特性分割部130で分割された複数の領域の成分から、伝送路特性の所望の成分が含まれる領域の成分を抽出する。例えば、所望伝送路特性抽出部160は、所望伝送路特性分布算出部150で得られた、所望の伝送路特性の2次元電力分布をもとに、伝送路特性分割部130で分割された伝送路特性から、所望成分の電力値が大きい分割領域を抽出する。より詳細には、所望伝送路特性抽出部160は、所望伝送路特性分布算出部150で算出された2次元電力分布において、電力値が予め定められた閾値を超える分割領域には、所望成分が存在すると判断する。そして、所望伝送路特性抽出部160は、伝送路特性分割部130で分割された伝送路特性の内、所望成分が存在すると判断された分割領域の伝送路特性に「1」を乗算する。一方、所望伝送路特性抽出部160は、所望伝送路特性分布算出部150で算出された2次元電力分布において、電力値が予め定められた閾値を超えない場合、所望成分は存在しない、つまり繰り返し成分又は雑音成分しか存在し得ないと判断する。そして、所望伝送路特性抽出部160は、伝送路特性分割部130で分割された伝送路特性の内、所望成分が存在しないと判断された分割領域の伝送路特性に「0」を乗算する。ここで、閾値は、想定される雑音成分の大きさに合わせて設定されればよい。もしくは、SP伝送路特性の2次元電力分布から電力値が最も小さい領域、つまり、所望成分及び繰り返し成分のどちらも存在しない分割領域の電力値を雑音電力として、その雑音電力を上回る値が閾値として設定されてもよい。

30

40

【0048】

伝送路特性結合部170は、所望伝送路特性抽出部160で抽出された成分を結合することで、周波数領域の伝送路特性を生成する。例えば、伝送路特性結合部170は、前述した伝送路特性分割部130の分割方法にあわせて、伝送路特性分割部130で分割され

50

、所望伝送路特性抽出部 160 で所望成分が抽出された伝送路特性を結合し、各シンボルの伝送路特性を算出する。

【0049】

等化部 180 は、伝送路特性結合部 170 で生成された周波数領域の伝送路特性を用いて、フーリエ変換部 110 で変換された周波数領域の信号の伝送路歪みを補償する。例えば、等化部 180 は、フーリエ変換部 110 でフーリエ変換されたキャリア周波数領域の受信信号を、伝送路特性結合部 170 で算出されたキャリア周波数領域の伝送路特性を用いて、対応するシンボル毎に伝送路歪みを補償する。伝送路歪みの補償方法としては、Z F (Zero Forcing) 等化や M M S E (Minimum Mean Square Error) 等化等が知られている。伝送路歪み補償方法については、既知の技術であるため説明を省略する。

10

【0050】

以上、実施の形態 1 に係る等化装置 100 は、伝送路特性の遅延時間軸及び変動周波数軸上での 2 次元電力分布を算出し、遅延時間が等しく変動周波数の符号が逆となる領域の電力比と、所望成分の 2 次元電力分布が繰り返される規則性ことから、繰り返し成分を含まない領域を推定し、伝送路特性の所望成分のみを抽出する。これにより、伝送路の時間変動が大きい場合においても適応的に伝送路推定することで正確な等化ができる。

【0051】

実施の形態 2 .

実施の形態 2 は、実施の形態 1 で示した所望伝送路特性分布算出部 150 の算出方法について、分割数を増やした場合の形態である。

20

図 3 に示されているように、実施の形態 2 に係る等化装置 200 は、フーリエ変換部 110 と、S P 伝送路特性算出部 120 と、伝送路特性分割部 230 と、S P 伝送路特性分布算出部 140 と、所望伝送路特性分布算出部 250 と、所望伝送路特性抽出部 160 と、伝送路特性結合部 170 と、等化部 180 とを備える。実施の形態 2 に係る等化装置 200 は、伝送路特性分割部 230 及び所望伝送路特性分布算出部 250 での処理において、実施の形態 1 に係る等化装置 100 と異なっている。

【0052】

実施の形態 1 では、変動周波数領域の分割数を「3」とし、さらに、変動周波数方向に $1/4 T_s$ シフトした領域が、変動周波数の符号を反転した領域と等しい場合を想定して、所望成分の 2 次元電力分布が算出されている。実施の形態 2 では、分割数を増やした時の、S P 伝送路特性の 2 次元電力分布と所望成分の 2 次元電力分布との関係を示し、その関係を用いて伝送路特性のうち、所望成分を抽出する方法を示す。

30

【0053】

伝送路特性分割部 230 は、S P 伝送路特性算出部 120 で算出された伝送路特性を、遅延時間領域及び変動周波数領域において分割する。実施の形態 1 における伝送路特性分割部 130 は、変動周波数領域の分割数を「3」としているが、図 13 に示されているように、実施の形態 2 における伝送路特性分割部 230 は、変動周波数領域の分割数を「6」としている。ここで、 $r P_{B_p}$ は、 $r P_{A_n}$ を変動周波数方向に $1/4 T_s$ シフトした領域であり、 $r P_{A_p}$ は、 $r P_{B_n}$ を変動周波数方向に $1/4 T_s$ シフトした領域である。なお、図 13 において、符号 705 は、所望の成分であり、符号 805 は、不要な繰り返し成分である。

40

また、実施の形態 2 においては、所望伝送路特性分布算出部 250 で求めようとしている繰り返し成分を含まない所望成分の 2 次元電力分布は、図 14 のようになっているものとする。ここで、 P_{A_p} の領域は、 $r P_{A_p}$ の領域と同じ領域である。 P_{B_p} の領域は、 $r P_{B_p}$ の領域と同じ領域である。 P_{A_n} の領域は、 $r P_{A_n}$ の領域と同じ領域である。 P_{B_n} の領域は、 $r P_{B_n}$ の領域と同じ領域である。

【0054】

この時、実施の形態 1 と同様に、図 5 で示されているように、変動周波数方向に $1/4 T_s$ 及び遅延時間方向に $T_u/12$ 巡回シフトして繰り返し成分を持つことと、遅延時間

50

が等しく周波数変動の符号が逆となる領域の電力比とを考慮して、下記の(16)式及び(17)式が得られる。

$$\begin{aligned} rP_{Ap} &= P_{Ap} + S \times P_{Bn} \\ &= P_{Ap} + S \times R \times P_{Bp} \\ &= P_{Ap} + M \times P_{Bp} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} rP_{Bp} &= P_{Bp} + S \times P_{An} \\ &= P_{Bp} + S \times R \times P_{Ap} \\ &= P_{Bp} + M \times P_{Ap} \end{aligned} \quad (17)$$

ここで、SP伝送路特性分布算出部140で算出された電力分布 rP_{Ap} において、所望の成分が含まれている P_{Ap} と P_{Bp} とが重畳された電力値が検出され、電力分布 rP_{Bp} においても、 P_{Ap} と P_{Bp} とが重畳された電力値が検出されることがわかる。

【0055】

また、 rP_{Ap} 、 rP_{Bp} 、 P_{Ap} 、 P_{Bp} 、 I 及び M を部分行列として、(16)式及び(17)式を、下記の(18)式及び(19)式と表すことができる。

【数10】

$$\begin{bmatrix} rP_{Ap} \\ rP_{Bp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & M \\ M & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{Ap} \\ P_{Bp} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$rP_p = C \times P_p \quad (19)$$

ここで、各行列は、下記の(20)式～(22)式のように表すことができる。

【数11】

$$rP_p = \begin{bmatrix} rP_{Ap} \\ rP_{Bp} \end{bmatrix} \quad (20)$$

【数12】

$$C = \begin{bmatrix} I & M \\ M & I \end{bmatrix} \quad (21)$$

【数13】

$$P_p = \begin{bmatrix} P_{Ap} \\ P_{Bp} \end{bmatrix} \quad (22)$$

また、 rP_p 及び P_p は、 $2N$ 個の成分を持つ列ベクトルであり、 C は、 $2N \times 2N$ 行列である。

【0056】

さらに、(19)式を変形することで、下記の(23)式が得られる。

$$P_p = C^{-1} \times rP_p \quad (23)$$

【0057】

所望伝送路特性分布算出部250は、実施の形態1と同様に、(23)式を演算することで、所望成分の電力分布を求めることができる。また、変動周波数が負の領域については、所望伝送路特性分布算出部250は、実施の形態1と同様に、下記の(24)式及び(25)式により、所望成分の電力分布を算出することができる。

$$P_{An} = R \times P_{Ap} \quad (24)$$

$$P_{Bn} = R \times P_{Bp} \quad (25)$$

【0058】

分割数をさらに増やした場合についても、所望伝送路特性分布算出部250は、ある領域について、遅延時間方向に $-12/T_u$ 及び変動周波数方向に $-1/4T_s$ シフトし、さらに変動周波数の符号を反転した領域を考え、上記と同様に両者の関係式を求めることで、所望成分の電力分布を算出することができる。また、変動周波数方向の分割の間隔に

10

20

30

40

50

については、伝送路特性分割部 230 は、各領域について、 $-1/4T_s$ シフトした領域が重なるように分割すればよい。さらに、所望伝送路特性分布算出部 250 は、想定される電波環境において、繰り返し成分が重畳されうる変動周波数の領域のみ、上記逆行列演算を行えばよい。

【0059】

以上のように、実施の形態 2 に係る等化装置 200 は、変動周波数領域での分割数 M が大きい場合でも、伝送路特性の遅延時間軸及び変動周波数軸上での 2 次元電力分布を算出し、遅延時間が等しく変動周波数の符号が逆となる領域の電力比と、所望成分の 2 次元電力分布が繰り返される規則性ことから、繰り返し成分を含まない領域を推定し、伝送路特性の所望成分のみを抽出することができる。これにより、伝送路の時間変動が大きい場合においても、適応的に伝送路推定することで正確な等化ができる。

10

【0060】

実施の形態 3 .

本実施の形態では、実施の形態 1 及び 2 で示した所望伝送路特性分布算出部 150 の算出方法について、逆行列演算処理を削減するものである。また、所望伝送路特性分布算出部 150 以外の機能は、実施の形態 1 と同様であるため、説明を省略する。

【0061】

実施の形態 1 及び 2 では、所望成分の電力分布が、遅延時間領域 $T_u/3$ にわたって、存在しうるとして、所望伝送路特性分布算出部 150、250 は計算を行なっている。実施の形態 3 では、想定される最大の遅延時間が $T_u/3$ より短い電波環境を考慮して、逆行列演算処理をより簡易にする方法を示す。

20

【0062】

図 3 に示されているように、実施の形態 3 に係る等化装置 300 は、フーリエ変換部 110 と、SP 伝送路特性算出部 120 と、伝送路特性分割部 130 と、SP 伝送路特性分布算出部 140 と、所望伝送路特性分布算出部 350 と、所望伝送路特性抽出部 160 と、伝送路特性結合部 170 と、等化部 180 とを備える。実施の形態 3 に係る等化装置 300 は、所望伝送路特性分布算出部 350 での処理において、実施の形態 1 に係る等化装置 100 と異なっている。

【0063】

実施の形態 1 において、所望伝送路特性分布算出部 150 は、 P_p 及び P_n が分割された全ての遅延時間で値を持つとして演算を行なったが、想定される最大の遅延時間が $T_u/3$ よりも短いような電波環境が考えられる。このような環境において、 P_p のうち、絶えずゼロ値をとる遅延時間の成分に乘算される繰り返し重畳行列 C のうち、行列 M に起因する成分のみを「0」にすることで、逆行列の演算量を削減することができる。

30

【0064】

例えば、(8) 式において、 P_{p6} 及び P_{p7} が絶えずゼロ値をとる電波環境を考える。この時、繰り返し重畳行列 C の 6 列目及び 7 列目は、ゼロ値との乗算となるので、任意の値に置き換えても問題ない。そのため、演算量を減らすために C の 6 列目及び 7 列目の値をゼロとしても、(6) 式は成り立つ。しかし、一方で、対角成分をゼロにすると、逆行列を求めることができない。よって、 M に起因する成分、つまり、 m_6 及び m_7 のみをゼロ値にし、繰り返し重畳行列 C を、下記の (26) 式とすることで、逆行列 C^{-1} の演算量を削減することができる。

40

【数 1 4】

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ m_0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_2 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_3 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m_4 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_5 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (26)$$

10

【 0 0 6 5】

このように、所望伝送路特性分布算出部 3 5 0 において、想定される電波環境において無視できる遅延時間に対応する繰り返し重畳行列 C の成分をゼロ値として逆行列を算出することで、所望成分の 2 次元電力分布を求める際の演算量を大幅に削減することができる。

【 0 0 6 6】

実施の形態 4 .

実施の形態 4 では、実施の形態 1、2 及び 3 で示した所望伝送路特性抽出部 1 6 0 の抽出方法に対して、繰り返し成分の含有割合を考慮に入れた抽出方法を説明する。実施の形態 1、2 及び 3 では、所望伝送路特性分布算出部 1 5 0、2 5 0、3 5 0 で求められた電力分布のみを用いて抽出領域を決めていたが、実施の形態 4 では、所望伝送路特性抽出部 4 6 0 は、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 で求められた電力分布も用いることで、繰り返し成分の 2 次元電力分布を算出し、各分割領域における所望成分と繰り返し成分の割合をもとに伝送路特性の抽出割合を決定する。

20

【 0 0 6 7】

図 1 5 は、実施の形態 4 に係る等化装置 4 0 0 の構成を概略的に示す機能ブロック図である。等化装置 4 0 0 は、フーリエ変換部 1 1 0 と、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 と、伝送路特性分割部 1 3 0 と、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 と、所望伝送路特性分布算出部 1 5 0 と、所望伝送路特性抽出部 4 6 0 と、伝送路特性結合部 1 7 0 と、等化部 1 8 0 とを備える。実施の形態 4 に係る等化装置 4 0 0 は、所望伝送路特性抽出部 4 6 0 での処理において、実施の形態 1 に係る等化装置 1 0 0 と異なっている。なお、実施の形態 4 においては、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 は、算出された伝送路特性の分布を所望伝送路特性抽出部 4 6 0 にも与える。

30

【 0 0 6 8】

所望伝送路特性抽出部 4 6 0 は、複数の領域の各々において、伝送路特性分布算出部 1 4 0 で算出された物理量から、伝送路特性の所望の成分の物理量を差し引くことで、伝送路特性の繰り返し成分の物理量を算出する。例えば、所望伝送路特性抽出部 4 6 0 は、所望伝送路特性分布算出部 1 5 0 で得られた所望の伝送路特性の電力分布と、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 で得られた繰り返し成分を含む伝送路特性の電力分布とをもとに、伝送路特性分割部 1 3 0 で分割された伝送路特性から、繰り返し成分の電力値と比較して所望成分の電力値が大きい分割領域を抽出する。

40

【 0 0 6 9】

ここで、各分割領域において、所望成分と繰り返し成分との間に相関がないため、繰り返し成分の 2 次元電力分布は、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 で求められた 2 次元電力分布から、所望伝送路特性分布算出部 1 5 0 で求められた 2 次元電力分布を、各分割領域毎に減算することで、求められる。もしくは、S P 伝送路特性分布算出部 1 4 0 で求められた 2 次元電力分布を用いずに、所望伝送路特性分布算出部 1 5 0 で求められた 2 次元電力分布を変動周波数方向に $1/4 T_s$ の整数倍、遅延時間方向に $T_u/12$ の整数倍シフ

50

トさせることで、繰り返し成分の２次元電力分布が求められてもよい。

【 0 0 7 0 】

そして、所望伝送路特性抽出部 4 6 0 は、複数の領域の各々において、伝送路特性の繰り返し成分の物理量に対する伝送路特性の所望の成分の物理量の割合が高いほど、伝送路特性分割部 1 3 0 で分割された複数の領域の成分から、伝送路特性の所望の成分が含まれる領域の成分を抽出する抽出割合を高くする。例えば、所望伝送路特性抽出部 4 6 0 は、各分割領域において所望成分の電力値と繰り返し成分の電力値とを用いて抽出割合を決定すればよい。この時、所望伝送路特性抽出部 4 6 0 は、繰り返し成分の電力値と比べて所望成分の電力値が大きい時、抽出割合が大きくなるように、つまり「１」に近い係数を分割された伝送路特性に乗算すればよい。また、所望伝送路特性抽出部 4 6 0 は、繰り返し成分の電力値と比べて所望成分の電力値が小さい時、抽出割合が小さくなるように、つまり「０」に近い係数を分割された伝送路特性に乗算すればよい。乗算する係数は、両者の比若しくは差、又はその両方を用いて算出されればよい。例えば、 $(\text{所望成分の電力値}) / (\text{所望成分の電力値} + \text{繰り返し成分の電力値})$ を用いればよい。言い換えると、両者の比若しくは差、又はその両方により、繰り返し成分の電力値と比べて所望成分の電力値が大きいほど、抽出割合が大きくなる（乗算する係数が「１」に近くなる）ようにすればよい。一方、両者の比若しくは差、又はその両方により、繰り返し成分の電力値と比べて所望成分の電力値が小さいほど、抽出割合が小さくなる（乗算する係数が「０」に近くなる）ようにすればよい。

10

【 0 0 7 1 】

20

実施の形態 1 では、所望成分の電力値が大きい分割領域の伝送路特性を抽出する。図 1 6 に示されているような伝送路の場合、所望成分の伝送路特性と、繰り返し成分の伝送路特性とが重なる領域 a において、所望成分の電力値が大きくなるため、所望成分だけでなく繰り返し成分も含めて抽出されてしまう。一方、実施の形態 4 では、所望成分の電力値と、繰り返し成分の電力値との両方を用いて抽出割合を変化させることにより、可能な限り繰り返し成分を抑圧することができるので、図 1 6 のような所望成分と繰り返し成分とを完全に分割できない伝送路であっても、等化精度の低下を抑えることができる。

【 0 0 7 2 】

また、実施の形態 4 に係る等化装置 4 0 0 は、図 1 7 に示されているように、変動周波数が正の領域 a にも、負の領域 b にも繰り返し成分が所望成分に重畳されている場合でも、所望成分と繰り返し成分との電力値を算出することができ、同様に所望成分を抽出することができる。

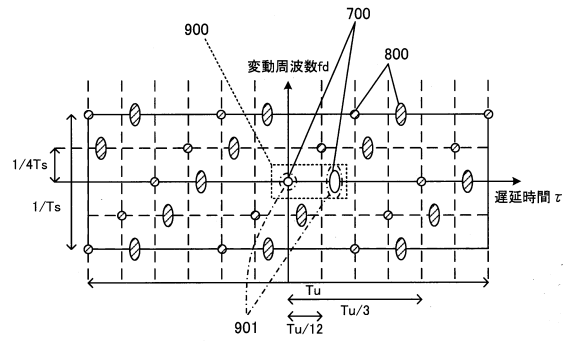
30

【符号の説明】

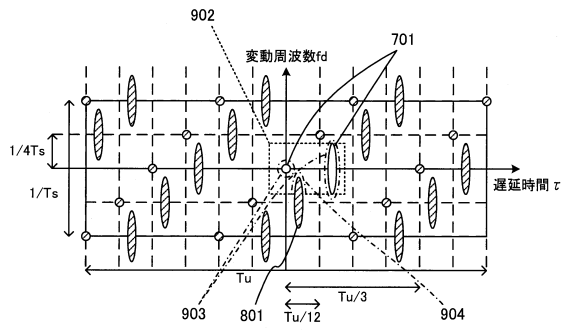
【 0 0 7 3 】

1 0 0 , 2 0 0 , 3 0 0 , 4 0 0 等化装置、 1 1 0 フーリエ変換部、 1 2 0 S P 伝送路特性算出部、 1 3 0 , 2 3 0 伝送路特性分割部、 1 4 0 S P 伝送路特性分布算出部、 1 5 0 , 2 5 0 , 3 5 0 所望伝送路特性分布算出部、 1 6 0 所望伝送路特性抽出部、 1 7 0 伝送路特性結合部、 1 8 0 等化部。

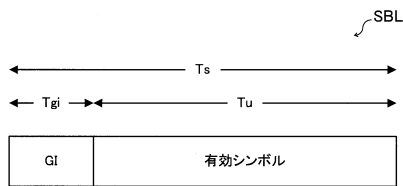
【図 1】



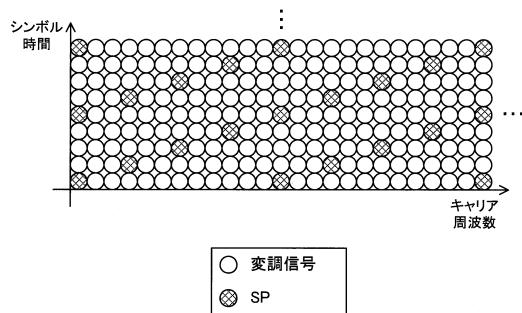
【図 2】



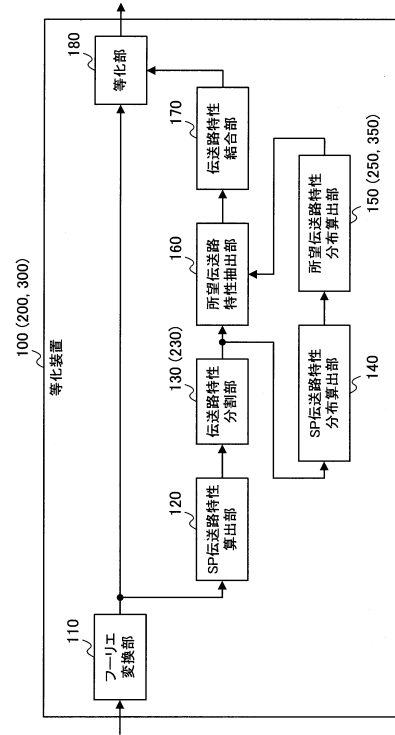
【図 4】



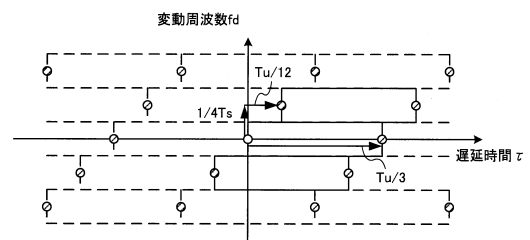
【図 5】



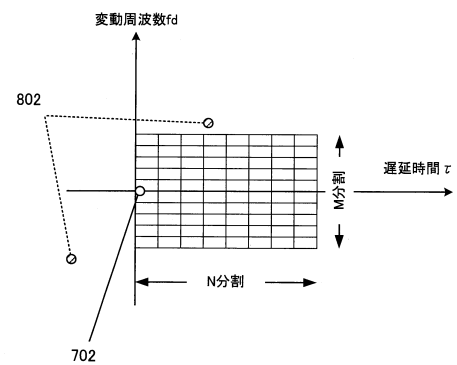
【図 3】



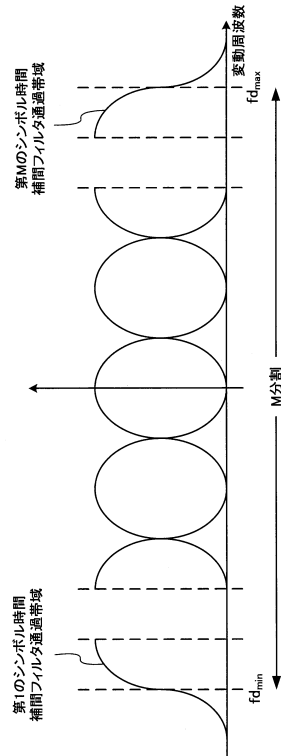
【図 6】



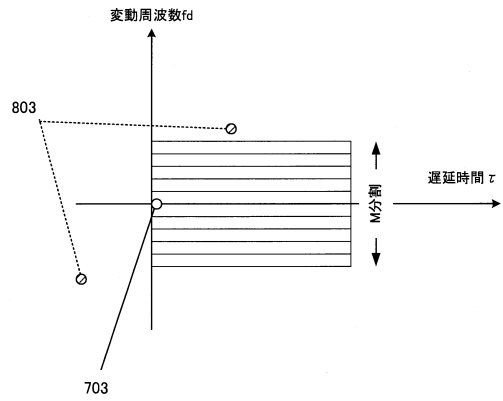
【図 7】



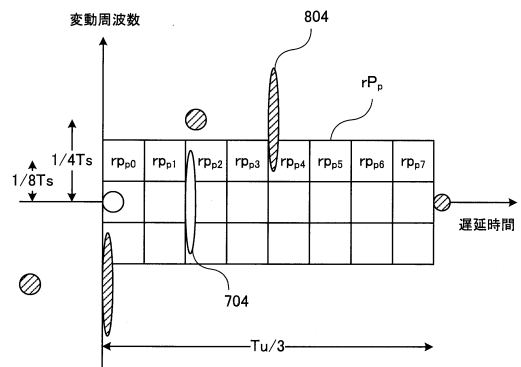
【図 8】



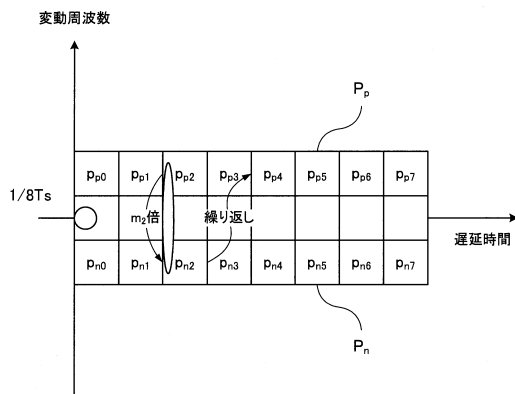
【図 9】



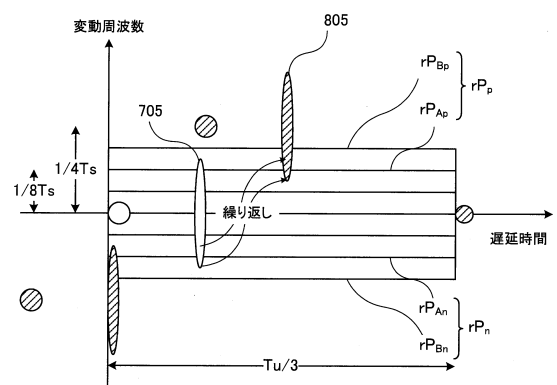
【図 10】



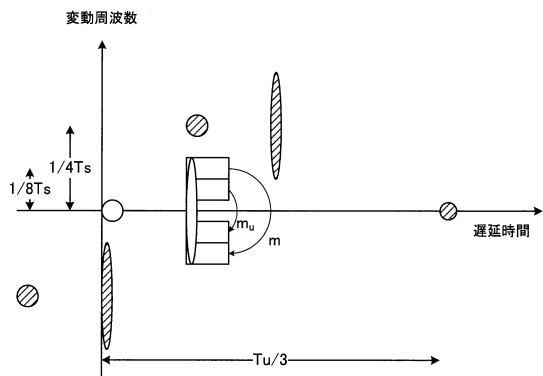
【図 11】



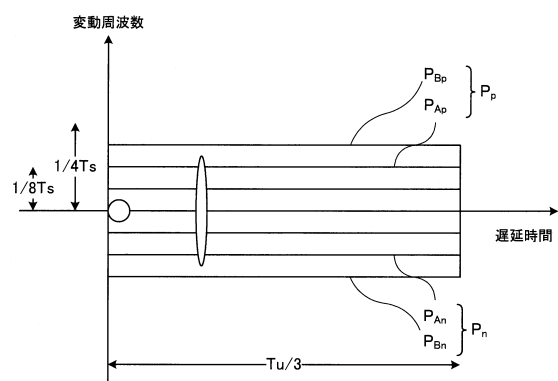
【図 13】



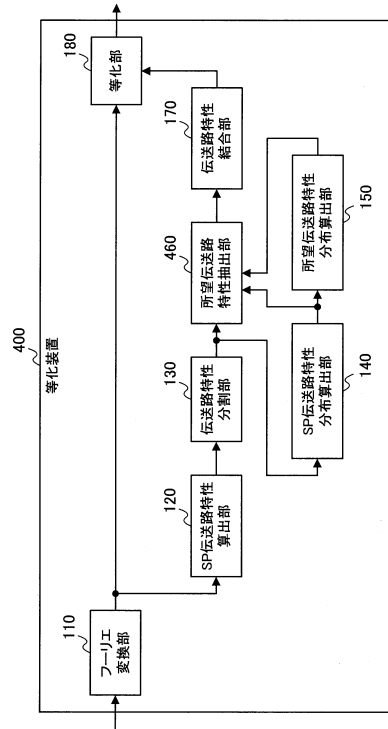
【図 12】



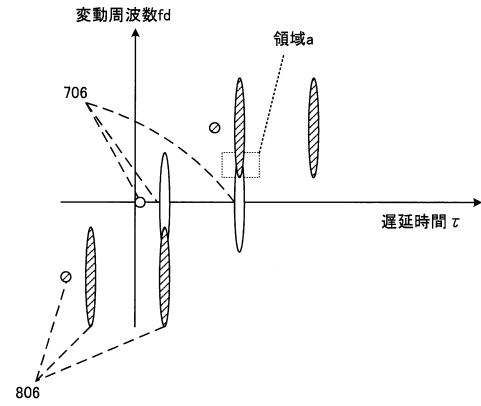
【図 14】



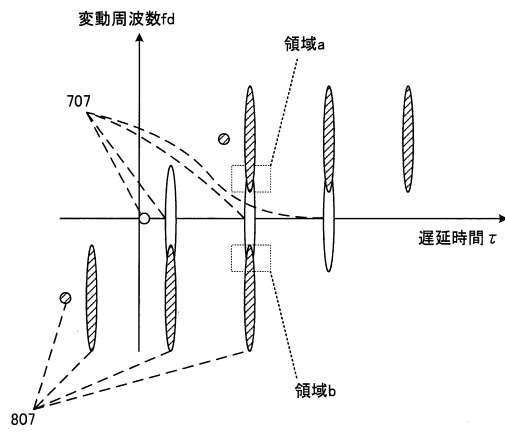
【図15】



【図16】



【図17】



フロントページの続き

(72)発明者 新保 大介

東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 大野 友輝

(56)参考文献 国際公開第2009/125500(WO, A1)

特開2014-132744(JP, A)

特開2005-229466(JP, A)

特開2007-151097(JP, A)

国際公開第2009/125502(WO, A1)

伊藤 尚祐 et al., 時変マルチパス環境下のOFDMにおけるパイロットキャリアを用いた伝送路推定手法, 第36回情報理論とその応用シンポジウム予稿集 [CD-ROM] 第36回情報理論とその応用シンポジウム予稿集 Proceedings of the 36th Symposium on Information Theory and its Applications (SITA2013) Proceedings of the 36th Symposium on Information Theory and its Applications (SITA2013), 2013年11月29日

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00

H04B 3/10

H04B 7/005

IEEE Xplore

Cinii