

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6410747号
(P6410747)

(45) 発行日 平成30年10月24日(2018.10.24)

(24) 登録日 平成30年10月5日(2018.10.5)

(51) Int.Cl. F I
 HO 4 L 27/26 (2006.01) HO 4 L 27/26 4 2 0
 HO 4 L 27/233 (2006.01) HO 4 L 27/233
 HO 4 L 27/38 (2006.01) HO 4 L 27/38

請求項の数 12 (全 23 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2016-35368 (P2016-35368) (22) 出願日 平成28年2月26日(2016.2.26) (65) 公開番号 特開2017-153013 (P2017-153013A) (43) 公開日 平成29年8月31日(2017.8.31) 審査請求日 平成29年10月16日(2017.10.16)</p>	<p>(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 (74) 代理人 100083840 弁理士 前田 実 (74) 代理人 100116964 弁理士 山形 洋一 (74) 代理人 100135921 弁理士 篠原 昌彦 (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 太田 龍一</p>
---	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 受信装置及び受信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

移動体に搭載され、直交する複数のキャリアで、位相基準シンボル及び多値数M(Mは2以上の整数)の差動位相変調シンボルを送信する直交周波数分割多重信号を受信する受信装置であって、

前記位相基準シンボルに基づいて遅延プロファイルを算出する遅延プロファイル算出部と、

前記遅延プロファイル及び前記移動体の速度に基づいて、シンボル方向及びキャリア方向の2次元フィルタ処理で使用される2次元フィルタ係数を特定するフィルタ制御部と、各サブキャリアの受信信号のM乗を算出する第1の算出部と、

前記第1の算出部の算出結果に対して、前記フィルタ制御部で特定された2次元フィルタ係数を用いて、前記2次元フィルタ処理を施す2次元フィルタ部と、

前記2次元フィルタ部の処理結果のM乗根を算出する第2の算出部と、

前記第2の算出部の算出結果に基づいて、前記各サブキャリアの受信信号として取り得る全ての候補信号を算出する候補算出部と、

前記全ての候補信号の各々と、前記各サブキャリアの受信信号との差の絶対値をそれぞれ計算する減算部と、

前記絶対値のうち、最も小さい絶対値に対応する候補信号を特定する最小差検出部と、

前記特定された候補信号に対して遅延検波を行う遅延検波部と、を備えること

を特徴とする受信装置。

【請求項 2】

前記フィルタ制御部は、

前記遅延プロファイルから最大遅延時間 $m_{a x}$ を算出する最大遅延時間算出部と、
前記速度から最大ドップラー周波数 $f_{m a x}$ を算出する最大ドップラー周波数算出部と

、
遅延時間方向の通過帯域を $(2M + 1) \times m_{a x}$ 、ドップラー周波数方向の通過帯域を $(4M + 2) \times f_{m a x}$ とする 2 次元フィルタ係数を算出するフィルタ係数算出部と、
を備えること

を特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 3】

10

前記フィルタ制御部は、

前記遅延プロファイルから最大遅延時間 $m_{a x}$ を算出する最大遅延時間算出部と、
前記速度から最大ドップラー周波数 $f_{m a x}$ を算出する最大ドップラー周波数算出部と

、
予め用意しておいた複数の 2 次元フィルタ係数の中から、遅延時間方向の通過帯域が $(2M + 1) \times m_{a x}$ 、ドップラー周波数方向の通過帯域が $(4M + 2) \times f_{m a x}$ に最も近い 2 次元フィルタ係数を選択するフィルタ係数選択部と、
を備えること

を特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 4】

移動体に搭載され、直交する複数のキャリアで、位相基準シンボル及び多値数 M (M は 2 以上の整数) の差動位相変調シンボルを伝送する直交周波数分割多重信号を受信する受信装置であって、

20

前記移動体の速度に基づいて、シンボル方向のフィルタ処理で使用されるフィルタ係数を特定するシンボル方向フィルタ制御部と、

各サブキャリアの受信信号の M 乗を算出する第 1 の算出部と、

前記第 1 の算出部の算出結果に対して、前記シンボル方向フィルタ制御部で特定されたフィルタ係数を用いて、前記フィルタ処理を施すシンボル方向フィルタ部と、

前記シンボル方向フィルタ部の処理結果の M 乗根を算出する第 2 の算出部と、

前記第 2 の算出部の算出結果に基づいて、前記各サブキャリアの受信信号として取り得る全ての候補信号を算出する候補算出部と、

30

前記全ての候補信号の各々と、前記各サブキャリアの受信信号との差の絶対値をそれぞれ計算する減算部と、

前記絶対値のうち、最も小さい絶対値に対応する候補信号を特定する最小差検出部と、

前記特定された候補信号に対して遅延検波を行う遅延検波部と、
を備えること

を特徴とする受信装置。

【請求項 5】

前記シンボル方向フィルタ制御部は、

前記速度から最大ドップラー周波数 $f_{m a x}$ を算出する最大ドップラー周波数算出部と

、
ドップラー周波数方向の通過帯域を $(4M + 2) \times f_{m a x}$ とするフィルタ係数を算出するシンボル方向フィルタ係数算出部と、
を備えること

40

を特徴とする請求項 4 に記載の受信装置。

【請求項 6】

前記シンボル方向フィルタ制御部は、

前記速度から最大ドップラー周波数 $f_{m a x}$ を算出する最大ドップラー周波数算出部と

、
予め用意しておいた複数のフィルタ係数の中から、ドップラー周波数方向の通過帯域が $(4M + 2) \times f_{m a x}$ に最も近いフィルタ係数を選択するシンボル方向フィルタ係数選択部と、
を備えること

を特徴とする請求項 4 に記載の受信装置。

50

【請求項 7】

移動体に搭載され、直交する複数のキャリアで、位相基準シンボル及び多値数 M (M は 2 以上の整数) の差動位相変調シンボルを伝送する直交周波数分割多重信号を受信する受信装置であって、

前記位相基準シンボルに基づいて遅延プロファイルを算出する遅延プロファイル算出部と、

前記遅延プロファイルに基づいて、キャリア方向のフィルタ処理で使用されるフィルタ係数を特定するキャリア方向フィルタ制御部と、

各サブキャリアの受信信号の M 乗を算出する第 1 の算出部と、

前記第 1 の算出部の算出結果に対して、前記キャリア方向フィルタ制御部で特定されたフィルタ係数を用いて、前記フィルタ処理を施すキャリア方向フィルタ部と、

前記キャリア方向フィルタ部の処理結果の M 乗根を算出する第 2 の算出部と、

前記第 2 の算出部の算出結果に基づいて、前記各サブキャリアの受信信号として取り得る全ての候補信号を算出する候補算出部と、

前記全ての候補信号の各々と、前記各サブキャリアの受信信号との差の絶対値をそれぞれ計算する減算部と、

前記絶対値のうち、最も小さい絶対値に対応する候補信号を特定する最小差検出部と、

前記特定された候補信号に対して遅延検波を行う遅延検波部と、を備えること

を特徴とする受信装置。

【請求項 8】

前記キャリア方向フィルタ制御部は、

前記遅延プロファイルから最大遅延時間 $m_{a x}$ を算出する最大遅延時間算出部と、

遅延時間方向の通過帯域を $(2M + 1) \times m_{a x}$ とするフィルタ係数を算出するキャリア方向フィルタ係数算出部と、を備えること

を特徴とする請求項 7 に記載の受信装置。

【請求項 9】

前記キャリア方向フィルタ制御部は、

前記遅延プロファイルから最大遅延時間 $m_{a x}$ を算出する最大遅延時間算出部と、

予め用意しておいた複数のフィルタ係数の中から、遅延時間方向の通過帯域が $(2M + 1) \times m_{a x}$ に最も近いフィルタ係数を選択するキャリア方向フィルタ係数選択部と、

を備えること

【請求項 10】

移動体に搭載される受信装置において、直交する複数のキャリアで、位相基準シンボル及び多値数 M (M は 2 以上の整数) の差動位相変調シンボルを伝送する直交周波数分割多重信号を受信する受信方法であって、

前記位相基準シンボルに基づいて遅延プロファイルを算出し、

前記遅延プロファイル及び前記移動体の速度に基づいて、シンボル方向及びキャリア方向の 2 次元フィルタ処理で使用される 2 次元フィルタ係数を特定し、

各サブキャリアの受信信号の M 乗を算出し、

前記 M 乗の算出結果に対して、前記特定された 2 次元フィルタ係数を用いて、前記 2 次元フィルタ処理を施し、

前記 2 次元フィルタ処理の結果の M 乗根を算出し、

前記 M 乗根の算出結果に基づいて、前記各サブキャリアの受信信号として取り得る全ての候補信号を算出し、

前記全ての候補信号の各々と、前記各サブキャリアの受信信号との差の絶対値をそれぞれ計算し、

前記絶対値のうち、最も小さい絶対値に対応する候補信号を特定し、

前記特定された候補信号に対して遅延検波を行うこと

を特徴とする受信方法。

【請求項 1 1】

移動体に搭載される受信装置において、直交する複数のキャリアで、位相基準シンボル及び多値数 M (M は 2 以上の整数) の差動位相変調シンボルを伝送する直交周波数分割多重信号を受信する受信方法であって、

前記移動体の速度に基づいて、シンボル方向のフィルタ処理で使用されるフィルタ係数を特定し、

各サブキャリアの受信信号の M 乗を算出し、

前記 M 乗の算出結果に対して、前記特定されたフィルタ係数を用いて、前記フィルタ処理を施し、

前記フィルタ処理の結果の M 乗根を算出し、

前記 M 乗根の算出結果に基づいて、前記各サブキャリアの受信信号として取り得る全ての候補信号を算出し、

前記全ての候補信号の各々と、前記各サブキャリアの受信信号との差の絶対値をそれぞれ計算し、

前記絶対値のうち、最も小さい絶対値に対応する候補信号を特定し、

前記特定された候補信号に対して遅延検波を行うこと

を特徴とする受信方法。

10

【請求項 1 2】

移動体に搭載される受信装置において、直交する複数のキャリアで、位相基準シンボル及び多値数 M (M は 2 以上の整数) の差動位相変調シンボルを伝送する直交周波数分割多重信号を受信する受信方法であって、

前記位相基準シンボルに基づいて遅延プロファイルを算出し、

前記遅延プロファイルに基づいて、キャリア方向のフィルタ処理で使用されるフィルタ係数を特定し、

各サブキャリアの受信信号の M 乗を算出し、

前記 M 乗の算出結果に対して、前記特定されたフィルタ係数を用いて、前記フィルタ処理を施し、

前記フィルタ処理の結果の M 乗根を算出し、

前記 M 乗根の算出結果に基づいて、前記各サブキャリアの受信信号として取り得る全ての候補信号を算出し、

前記全ての候補信号の各々と、前記各サブキャリアの受信信号との差の絶対値をそれぞれ計算し、

前記絶対値のうち、最も小さい絶対値に対応する候補信号を特定し、

前記特定された候補信号に対して遅延検波を行うこと

を特徴とする受信方法。

20

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、受信装置及び受信方法に関し、特に、移動体に搭載され、直交する複数のキャリアで、位相基準シンボル及び多値数 M (M は 2 以上の整数) の差動位相変調シンボルを伝送する直交周波数分割多重信号を受信する受信装置及び受信方法に関する。

40

【背景技術】

【0002】

無線通信システムにおける移動受信では、電波の干渉によるマルチパスフェージング及び移動に伴う伝送路環境の激しい変動により、受信機に到来する信号の品質が劣化しやすいという問題がある。また、弱電界環境では受信信号電力と雑音電力とが拮抗するため、復調信号の信頼性が低下する。

【0003】

例えば、PSK (Phase Shift Keying) を適用する場合、位相平面上に設けられた絶対位相基準と受信したシンボルの位相とを比較して復調を行う方法が一

50

般的である。このため、マルチパスフェージング及び伝送路環境の時間変動により受信信号の位相が回転する場合に、正確な復調が原理上行えなくなる問題がある。

【0004】

このような問題による受信性能劣化を軽減するため、シンボル間の位相差分を用いて情報を伝達するDPSK(Differential Phase Shift Keying)が広く利用されている。例えば、欧州の地上デジタルラジオ放送規格であるDAB(Digital Audio Broadcasting)では、直交する複数のサブキャリアそれぞれに対して多値数4のDPSKを適用し、これらを多重化したOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)信号により音声データを伝送している。

10

【0005】

DPSK信号の受信時には、ある時刻に受信した信号(現シンボル)と、直前に受信した信号(1つ前のシンボル)の位相差分を検出する遅延検波により復調信号を生成するため、全ての受信信号に対し一定量の位相回転が印加されるような環境であっても正確な復調が行える特長がある。また、位相回転量の時間変動の速度が信号伝送速度に対し十分に小さい場合は、位相回転にほとんど依存することなく正確な復調を行うことができる。

【0006】

しかしながら、現シンボルと1つ前のシンボルとは、双方ともに熱雑音の影響が含まれているのが普通であるため、DPSKのビット誤り率は、PSKに対し劣化するという問題がある。このことは、例えば、非特許文献1において理論的に示されている。

20

【0007】

従って、欧州地上デジタルラジオ放送に代表されるようなDPSKを用いる信号を、弱電界環境下で高速移動しながら受信する場合、正確に信号を復調することができない。

【0008】

これに対し、特許文献1では、1つ前のシンボルを基準信号として現シンボルの全候補を算出し、現シンボルと最も差分が小さい候補に対して遅延検波を行う手法が開示されている。この手法において、基準信号が正確に算出されれば、DPSKの受信性能をPSKの受信性能に近づけることができる。しかしながら、この手法では、1つ前のシンボルを基準信号とするため、弱電界環境では正確な基準信号を算出することができない。

【0009】

30

特許文献2では、基準信号に含まれる雑音成分を抑圧する技術が開示されている。特許文献2では、多値数Mの差動位相変調波の受信信号をM乗して変調成分を除去した信号に対して、固定ウィンドウ幅ごとに複素平面上で足し合わせることで平均化し、雑音成分を抑圧させた後、1/M乗することで基準信号を生成する。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0010】

【特許文献1】特開平5-176007号公報(段落0007-0008、図1)

【特許文献2】国際公開第2014/115840号(段落0004-0011、図38)

40

【非特許文献】

【0011】

【非特許文献1】斉藤洋一著「デジタル無線通信の変復調」コロナ社、平成8年2月10日、pp.233-242

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

特許文献1と特許文献2を組み合わせることで、雑音耐性を向上させることができるものと思われる。

しかしながら、特許文献2では、受信信号をM乗した結果に対して固定ウィンドウ幅の

50

平均処理を行っているため、伝送路環境が変化した際に、基準信号の精度が劣化するという問題がある。そのため、高速移動時の受信性能が劣化する。

【0013】

そこで、本発明は、DPSKを用いる受信装置において、伝送路環境が変化する環境下で、受信性能を向上させることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0014】

本発明の第1の態様に係る受信装置は、移動体に搭載され、直交する複数のキャリアで、位相基準シンボル及び多値数 M (M は2以上の整数)の差動位相変調シンボルを伝送する直交周波数分割多重信号を受信する受信装置であって、前記位相基準シンボルに基づいて遅延プロファイルを算出する遅延プロファイル算出部と、前記遅延プロファイル及び前記移動体の速度に基づいて、シンボル方向及びキャリア方向の2次元フィルタ処理で使用される2次元フィルタ係数を特定するフィルタ制御部と、各サブキャリアの受信信号の M 乗を算出する第1の算出部と、前記第1の算出部の算出結果に対して、前記フィルタ制御部で特定された2次元フィルタ係数を用いて、前記2次元フィルタ処理を施す2次元フィルタ部と、前記2次元フィルタ部の処理結果の M 乗根を算出する第2の算出部と、前記第2の算出部の算出結果に基づいて、前記各サブキャリアの受信信号として取り得る全ての候補信号を算出する候補算出部と、前記全ての候補信号の各々と、前記各サブキャリアの受信信号との差の絶対値をそれぞれ計算する減算部と、前記絶対値のうち、最も小さい絶対値に対応する候補信号を特定する最小差検出部と、前記特定された候補信号に対して遅延検波を行う遅延検波部と、を備えることを特徴とする。

【0015】

本発明の第2の態様に係る受信装置は、移動体に搭載され、直交する複数のキャリアで、位相基準シンボル及び多値数 M (M は2以上の整数)の差動位相変調シンボルを伝送する直交周波数分割多重信号を受信する受信装置であって、前記移動体の速度に基づいて、シンボル方向のフィルタ処理で使用されるフィルタ係数を特定するシンボル方向フィルタ制御部と、各サブキャリアの受信信号の M 乗を算出する第1の算出部と、前記第1の算出部の算出結果に対して、前記シンボル方向フィルタ制御部で特定されたフィルタ係数を用いて、前記フィルタ処理を施すシンボル方向フィルタ部と、前記シンボル方向フィルタ部の処理結果の M 乗根を算出する第2の算出部と、前記第2の算出部の算出結果に基づいて、前記各サブキャリアの受信信号として取り得る全ての候補信号を算出する候補算出部と、前記全ての候補信号の各々と、前記各サブキャリアの受信信号との差の絶対値をそれぞれ計算する減算部と、前記絶対値のうち、最も小さい絶対値に対応する候補信号を特定する最小差検出部と、前記特定された候補信号に対して遅延検波を行う遅延検波部と、を備えることを特徴とする。

【0016】

本発明の第3の態様に係る受信装置は、移動体に搭載され、直交する複数のキャリアで、位相基準シンボル及び多値数 M (M は2以上の整数)の差動位相変調シンボルを伝送する直交周波数分割多重信号を受信する受信装置であって、前記位相基準シンボルに基づいて遅延プロファイルを算出する遅延プロファイル算出部と、前記遅延プロファイルに基づいて、キャリア方向のフィルタ処理で使用されるフィルタ係数を特定するキャリア方向フィルタ制御部と、各サブキャリアの受信信号の M 乗を算出する第1の算出部と、前記第1の算出部の算出結果に対して、前記キャリア方向フィルタ制御部で特定されたフィルタ係数を用いて、前記フィルタ処理を施すキャリア方向フィルタ部と、前記キャリア方向フィルタ部の処理結果の M 乗根を算出する第2の算出部と、前記第2の算出部の算出結果に基づいて、前記各サブキャリアの受信信号として取り得る全ての候補信号を算出する候補算出部と、前記全ての候補信号の各々と、前記各サブキャリアの受信信号との差の絶対値をそれぞれ計算する減算部と、前記絶対値のうち、最も小さい絶対値に対応する候補信号を特定する最小差検出部と、前記特定された候補信号に対して遅延検波を行う遅延検波部と、を備えることを特徴とする。

【 0 0 1 7 】

本発明の第1の態様に係る受信方法は、移動体に搭載される受信装置において、直交する複数のキャリアで、位相基準シンボル及び多値数 M (M は2以上の整数)の差動位相変調シンボルを伝送する直交周波数分割多重信号を受信する受信方法であって、前記位相基準シンボルに基づいて遅延プロファイルを算出し、前記遅延プロファイル及び前記移動体の速度に基づいて、シンボル方向及びキャリア方向の2次元フィルタ処理で使用される2次元フィルタ係数を特定し、各サブキャリアの受信信号の M 乗を算出し、前記 M 乗の算出結果に対して、前記特定された2次元フィルタ係数を用いて、前記2次元フィルタ処理を施し、前記2次元フィルタ処理の結果の M 乗根を算出し、前記 M 乗根の算出結果に基づいて、前記各サブキャリアの受信信号として取り得る全ての候補信号を算出し、前記全ての候補信号の各々と、前記各サブキャリアの受信信号との差の絶対値をそれぞれ計算し、前記絶対値のうち、最も小さい絶対値に対応する候補信号を特定し、前記特定された候補信号に対して遅延検波を行うことを特徴とする。

10

【 0 0 1 8 】

本発明の第2の態様に係る受信方法は、移動体に搭載される受信装置において、直交する複数のキャリアで、位相基準シンボル及び多値数 M (M は2以上の整数)の差動位相変調シンボルを伝送する直交周波数分割多重信号を受信する受信方法であって、前記移動体の速度に基づいて、シンボル方向のフィルタ処理で使用されるフィルタ係数を特定し、各サブキャリアの受信信号の M 乗を算出し、前記 M 乗の算出結果に対して、前記特定されたフィルタ係数を用いて、前記フィルタ処理を施し、前記フィルタ処理の結果の M 乗根を算出し、前記 M 乗根の算出結果に基づいて、前記各サブキャリアの受信信号として取り得る全ての候補信号を算出し、前記全ての候補信号の各々と、前記各サブキャリアの受信信号との差の絶対値をそれぞれ計算し、前記絶対値のうち、最も小さい絶対値に対応する候補信号を特定し、前記特定された候補信号に対して遅延検波を行うことを特徴とする。

20

【 0 0 1 9 】

本発明の第3の態様に係る受信方法は、移動体に搭載される受信装置において、直交する複数のキャリアで、位相基準シンボル及び多値数 M (M は2以上の整数)の差動位相変調シンボルを伝送する直交周波数分割多重信号を受信する受信方法であって、前記位相基準シンボルに基づいて遅延プロファイルを算出し、前記遅延プロファイルに基づいて、キャリア方向のフィルタ処理で使用されるフィルタ係数を特定し、各サブキャリアの受信信号の M 乗を算出し、前記 M 乗の算出結果に対して、前記特定されたフィルタ係数を用いて、前記フィルタ処理を施し、前記フィルタ処理の結果の M 乗根を算出し、前記 M 乗根の算出結果に基づいて、前記各サブキャリアの受信信号として取り得る全ての候補信号を算出し、前記全ての候補信号の各々と、前記各サブキャリアの受信信号との差の絶対値をそれぞれ計算し、前記絶対値のうち、最も小さい絶対値に対応する候補信号を特定し、前記特定された候補信号に対して遅延検波を行うことを特徴とする。

30

【 発明の効果 】

【 0 0 2 0 】

本発明の一態様によれば、DPSKを用いる受信装置において、伝送路環境が変化する環境下で、受信性能を向上させることができる。

40

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 2 1 】

【 図 1 】 実施の形態1に係る受信装置の構成を概略的に示すブロック図である。

【 図 2 】 実施の形態1における伝送フレームの構成を示す概略図である。

【 図 3 】 実施の形態1において、遅延時間及びドップラー周波数の分布する範囲を説明するための概略図である。

【 図 4 】 実施の形態1におけるフィルタ制御部の第1の構成例を概略的に示すブロック図である。

【 図 5 】 実施の形態1における最大遅延時間の算出方法を説明するための概略図である。

【 図 6 】 実施の形態1におけるフィルタ制御部の第2の構成例を概略的に示すブロック図

50

である。

【図 7】実施の形態 1 に係る受信装置の動作を示すフローチャートである。

【図 8】実施の形態 1 におけるフィルタ係数を特定する第 1 の処理例を示すフローチャートである。

【図 9】実施の形態 1 におけるフィルタ係数を特定する第 2 の処理例を示すフローチャートである。

【図 10】実施の形態 2 に係る受信装置の構成を概略的に示すブロック図である。

【図 11】実施の形態 2 におけるシンボル方向フィルタ制御部の第 1 の構成例を概略的に示すブロック図である。

【図 12】実施の形態 2 におけるシンボル方向フィルタ制御部の第 2 の構成例を概略的に示すブロック図である。

10

【図 13】実施の形態 2 に係る受信装置の動作を示すフローチャートである。

【図 14】実施の形態 2 におけるフィルタ係数を特定する第 1 の処理例を示すフローチャートである。

【図 15】実施の形態 2 におけるフィルタ係数を特定する第 2 の処理例を示すフローチャートである。

【図 16】実施の形態 3 に係る受信装置の構成を概略的に示すブロック図である。

【図 17】実施の形態 3 におけるキャリア方向フィルタ制御部の第 1 の構成例を概略的に示すブロック図である。

【図 18】実施の形態 3 におけるキャリア方向フィルタ制御部の第 2 の構成例を概略的に示すブロック図である。

20

【図 19】実施の形態 3 に係る受信装置の動作を示すフローチャートである。

【図 20】実施の形態 3 におけるフィルタ係数を特定する第 1 の処理例を示すフローチャートである。

【図 21】実施の形態 3 におけるフィルタ係数を特定する第 2 の処理例を示すフローチャートである。

【図 22】(A) 及び (B) は、実施の形態 1 ~ 3 に係る受信装置のハードウェア構成例を示す概略図である。

【発明を実施するための形態】

【0022】

30

実施の形態 1 .

図 1 は、実施の形態 1 に係る受信装置 100 の構成を概略的に示すブロック図である。

受信装置 100 は、移動体に搭載される。

【0023】

実施の形態 1 は、1 次変調に D P S K、2 次変調に O F D M を採用している放送システム又は通信システムの受信装置 100 に関するものである。O F D M 信号を構成する各サブキャリアがシンボル方向に差動位相変調されており、差動位相変調の多値数を M (M は 2 以上の整数) とする。

図 2 に示されているように、伝送フレーム F R M は、先頭に位相基準シンボル P S L と、それ以降に送信情報が変調された N - 1 (N は 2 以上の整数) 個の O F D M シンボル O S L とで構成され、このフレーム構成の信号が繰り返し伝送されているものとする。

40

【0024】

図 1 に示されているように、受信装置 100 は、フーリエ変換部 101 と、M 乗部 102 と、2 次元フィルタ部 103 と、遅延プロファイル算出部 104 と、フィルタ制御部 105 と、1 / M 乗部 106 と、候補算出部 107 と、減算部 108 と、最小差検出部 109 と、遅延検波部 110 とを備える。

【0025】

フーリエ変換部 101 は、受信する O F D M シンボル毎に、入力信号を時間領域から周波数領域に変換することで、サブキャリア毎の受信信号を得る。n 番目シンボルの k 番目キャリアの送信信号を $s(n, k)$ 、伝送路特性を $h(n, k)$ 、ガウス雑音成分を w (

50

n, k) とすると、フーリエ変換結果である受信信号 $r(n, k)$ は、下記の (1) 式で表される。

$$r(n, k) = s(n, k) \times h(n, k) + w(n, k) \quad (1)$$

ここで、送信信号 $s(n, k)$ は、振幅が 1、位相が $2\pi m/M$ ($m = 0, 1, \dots, M-1$) であり、 $k = 0, 1, \dots, K-1$ (K は OFDM のサブキャリア数) である。

【0026】

M乗部102は、各サブキャリアの受信信号を複素平面上でM乗して $r^M(n, k)$ を得る第1の算出部である。M乗部102で算出される $r^M(n, k)$ は、下記の(2)式で表される。

$$\begin{aligned} r^M(n, k) &= s^M(n, k) \times h^M(n, k) + W(n, k) \\ &= h^M(n, k) + W(n, k) \end{aligned} \quad (2)$$

(2)式において、 $W(n, k)$ は、ガウス雑音成分 $w(n, k)$ を含む全ての項をまとめたものである。(2)式より、 $s^M(n, k)$ は、振幅が 1、位相が $2\pi m$ ($m = 0, 1, \dots, M-1$) となるため、変調成分が除去されることが分かる。

【0027】

2次元フィルタ部103は、M乗部102での算出結果である信号に含まれる雑音成分 $W(n, k)$ を抑圧するために、シンボル方向及びキャリア方向の2次元フィルタ処理を行う。 n 番目のシンボルに対して、2次元フィルタ部103で処理された後の信号は、下記の(3)式で表される。

【数1】

$$u(n, k) = \sum_{i=-P}^P \sum_{l=-Q}^Q c(i, l) \times r^M(n+i, k+l) \quad (3)$$

ここで、 $c(i, l)$ ($i = -P, \dots, P, l = -Q, \dots, Q$) は、2次元フィルタ係数である。シンボル方向のタップ数は $2P+1$ であり、キャリア方向のタップ数は $2Q+1$ である (P と Q は任意の正の整数)。

【0028】

また、2次元フィルタ部103は、下記の(4)式で示されるシンボル方向の1次元フィルタ処理の後に、下記の(5)式で示されるキャリア方向の2次元フィルタ処理を行ってもよい。

【数2】

$$u_{\text{sym}}(n, k) = \sum_{i=-P}^P c_{\text{sym}}(i) \times r^M(n+i, k) \quad (4)$$

【数3】

$$u(n, k) = \sum_{l=-Q}^Q c_{\text{car}}(l) \times u_{\text{sym}}(n, k+l) \quad (5)$$

【0029】

さらに、2次元フィルタ部103は、下記の(6)式で示されるキャリア方向の1次元フィルタ処理の後に、下記の(7)式で示されるシンボル方向の2次元フィルタ処理を行ってもよい。

【数4】

$$u_{\text{car}}(n, k) = \sum_{l=-Q}^Q c_{\text{car}}(l) \times r^M(n, k+l) \quad (6)$$

【数5】

$$u(n, k) = \sum_{i=-P}^P c_{\text{sym}}(i) \times u_{\text{car}}(n+i, k) \quad (7)$$

【0030】

ここで、 $c_{\text{sym}}(i)$ ($i = -P, \dots, P$) は、シンボル方向の1次元フィルタ係数であり、 $c_{\text{car}}(j)$ ($j = -Q, \dots, Q$) は、キャリア方向の1次元フィルタ係数である。

10

20

30

40

50

【0031】

(3)式～(7)式において、雑音成分 $W(n, k)$ は、フィルタ処理により抑圧される。雑音成分 $W(n, k)$ が十分に抑圧されると、2次元フィルタ出力は、 $u(n, k)h^M(n, k)$ となる。

【0032】

遅延プロファイル算出部104は、フーリエ変換部101から与えられる受信信号のうち、フレームの先頭に存在する位相基準シンボルに対応するフーリエ変換結果をもとに、遅延プロファイルを算出する。

ここで、フーリエ変換部101から与えられる位相基準シンボルを $r(n_0, k)$ ($n_0 = N \times a$, a は任意の整数)とする。遅延プロファイル算出部104は、 $r(n_0, k)$ を既知信号である位相基準シンボルで除算して伝送路の周波数特性を算出し、その算出値を逆フーリエ変換することで、遅延プロファイルを算出することができる。

10

【0033】

フィルタ制御部105は、外部から供給される移動体の速度 v と、遅延プロファイル算出部104から与えられる遅延プロファイルをもとに、2次元フィルタ部103のフィルタ係数を特定する。

上記(2)式より、2次元フィルタ部103に与えられる r^M のうち、信号成分は、 $h^M(n, k)$ 、雑音成分は $W(n, k)$ である。2次元フィルタ部103は、信号成分を通過させ、雑音成分を抑圧するようなフィルタ係数を使用する。このフィルタ係数を特定するためには、信号成分の特性を理解する必要がある。以下に、信号成分の特性について述べる。

20

【0034】

伝送路特性 $h(n, k)$ のシンボル方向のインデックスは n であり、伝送路特性 $h(n, k)$ のシンボル方向のフーリエ変換対は、ドップラー周波数の特性を示す。また、伝送路特性 $h(n, k)$ のキャリア方向のインデックスは k であり、伝送路特性 $h(n, k)$ のキャリア方向のフーリエ変換対は、遅延時間の特性を示す。

【0035】

受信側の移動速度を v 、マルチパスの最大遅延時間を m_{max} とする。このとき、最大ドップラー周波数は、下記の(8)式で表される。

$$f_{max} = f_{RF} \times v / c \quad (8)$$

30

ここで、 f_{RF} は、搬送波周波数であり、 c は、光の速度である。

このとき、伝送路特性 $h(n, k)$ の遅延時間と、ドップラー周波数の分布する範囲 $AR1$ は、図3に示すように、それぞれ m_{max} と $2f_{max}$ の広がりを持つ。

【0036】

このような分布をもつ信号をシンボル及びキャリアの領域で M 乗することは、遅延時間とドップラー周波数の領域では M 回畳み込み演算を行うことと等化である。従って、 $h^M(n, k)$ の遅延時間とドップラー周波数の分布する範囲 $AR2$ は、図3に示すように、遅延時間方向に $(2M+1) \times m_{max}$ 、ドップラー周波数方向に $(2M+1) \times 2f_{max}$ の広がりを持つ。

40

【0037】

図4は、フィルタ制御部105の構成を概略的に示すブロック図である。

フィルタ制御部105は、最大ドップラー周波数算出部105aと、最大遅延時間算出部105bと、フィルタ係数算出部105cとを備える。

【0038】

最大ドップラー周波数算出部105aは、移動体の速度 v から、上記の(8)式により、最大ドップラー周波数 f_{max} を算出する。ここで、搬送波周波数 f_{RF} は、既知であるとしている。

【0039】

最大遅延時間算出部105bは、遅延プロファイル算出部104で算出された遅延プロファイルから最大遅延時間を算出する。具体的には、図5に示すように、最大遅延時間算

50

出部 105b は、遅延プロファイルの各サンプルの電力と、予め定められた閾値 TH とを比較し、閾値 TH より小さな成分は雑音と判断する。そして、最大遅延時間算出部 105b は、閾値 TH を超える成分のうち、最も遅延時間の短い成分 CP1 と、最も遅延時間の長い成分 CP2 との差の絶対値を、最大遅延時間 m_{ax} とする。

【0040】

フィルタ係数算出部 105c は、最大ドップラー周波数 f_{max} と最大遅延時間 m_{ax} に基づいて、シンボル方向の通過帯域が $(2M+1) \times 2f_{max}$ 、キャリア方向の通過帯域が $(2M+1) \times m_{ax}$ となるフィルタ係数を算出する。フィルタ係数の算出方法は、窓関数法等の一般に知られている公知の手法を用いる。

【0041】

また、図 1 のフィルタ制御部 105 は、図 6 に示されているように、最大ドップラー周波数算出部 105a と、最大遅延時間算出部 105b と、フィルタ係数選択部 105d とにより構成されてもよい。

ここで、最大ドップラー周波数算出部 105a 及び最大遅延時間算出部 105b は、図 4 と同様である。

図 6 に示されているフィルタ係数選択部 105d は、通過帯域の異なる複数のフィルタ係数を予め用意しておき、最大ドップラー周波数算出部 105a で算出された最大ドップラー周波数 f_{max} 及び最大遅延時間算出部 105b で算出された最大遅延時間 m_{ax} に基づいて、どのフィルタ係数を使用するかを選択する。

【0042】

例えば、フィルタ係数選択部 105d は、最大ドップラー周波数 f_{max} 及び最大遅延時間 m_{ax} の組み合わせ毎に、シンボル方向の通過帯域が $(2M+1) \times 2f_{max}$ 、キャリア方向の通過帯域が $(2M+1) \times m_{ax}$ となるフィルタ係数をメモリ 105e に予め記憶しておく。そして、フィルタ係数選択部 105d は、最大ドップラー周波数算出部 105a で算出された最大ドップラー周波数 f_{max} 及び最大遅延時間算出部 105b で算出された最大遅延時間 m_{ax} の組み合わせに最も近い組み合わせに対応付けられているフィルタ係数を選択する。なお、最大ドップラー周波数算出部 105a で算出された最大ドップラー周波数 f_{max} 及び最大遅延時間算出部 105b で算出された最大遅延時間 m_{ax} の組み合わせに最も近い組み合わせは、両者の座標上の距離が最も近いもの等の公知の方法で特定すればよい。

【0043】

フィルタ制御部 105 は、一定期間毎にフィルタ係数を更新することで、時間とともに変化する伝送路特性の変化に対応する。シンボル方向の通過帯域の変更は、外部から供給される移動体の速度 v の更新頻度に依存し、キャリア方向の通過帯域の変更は、位相基準シンボルの挿入間隔（フレーム長）に依存する。

【0044】

なお、特許文献 2 に記載の固定ウィンドウ平均化を用いた場合、平均化フィルタの通過帯域が、図 3 に示す $h^M(n, k)$ が分布する範囲 AR2 よりも狭くなるため、所望の信号成分を抑圧してしまうという問題がある。

【0045】

図 1 に示されている $1/M$ 乗部 106 は、2次元フィルタ部 103 での処理結果である信号 $u(n, k)$ を $1/M$ 乗することで、言い換えると、2次元フィルタ部 103 での処理結果の M 乗根を算出することで、基準信号を算出する第 2 の算出部である。この基準信号は、伝送路特性 $h(n, k)$ の位相を $\angle h(n, k)$ とすると、下記の (9) 式で表される。

$$x(n, k) = \cos(\angle h(n, k)) + j \sin(\angle h(n, k)) \quad (9)$$

【0046】

上記の基準信号は、 $u(n, k)$ を $1/M$ 乗する他に、 $u(n, k)$ の位相を算出し、これを M で除算して $\angle h(n, k)$ を求め、上記の (9) 式を計算することでも算出することができる。

10

20

30

40

50

【0047】

候補算出部107は、1/M乗部106での算出結果である基準信号に基づいて、各サブキャリアの受信信号 $r(n, k)$ として取り得るM個の候補信号を算出する。具体的には、候補算出部107は、基準信号 $x(n, k)$ に対して、位相を $2\pi m/M$ ($m=0, 1, \dots, M-1$)だけ回転させたM個の候補信号 $y(n, k, m)$ を算出する。

なお、図1では、M個の候補算出部107が設けられており、各々の候補算出部107は、各々に割り当てられた位相に対応する一つの候補信号 $y(n, k, m)$ を算出する。

【0048】

減算部108は、下記の(10)式に示されているように、候補算出部107のM個の出力 $y(n, k, m)$ ($m=0, 1, \dots, M-1$)の各々と、フーリエ変換部101から与えられる受信信号 $r(n, k)$ との差の絶対値を計算する。

$$d(n, k, m) = |y(n, k, m) - r(n, k)| \quad (10)$$

【0049】

なお、減算部108は、下記の(11)式に示されているように、これらの差の絶対値の2乗を計算してもよい。

$$d(n, k, m) = |y(n, k, m) - r(n, k)|^2 \quad (11)$$

【0050】

図1では、M個の減算部108が設けられており、各々の減算部108は、対応する候補算出部107から与えられる一つの候補信号 $y(n, k, m)$ と、受信信号 $r(n, k)$ との差の絶対値を計算する。

【0051】

最小差検出部109は、減算部108から与えられるM個の値 $d(n, k, m)$ ($m=0, 1, \dots, M-1$)のうち、最も小さなものを検出し、その値に対応する候補信号を特定して、遅延検波部110に与える。例えば、 $m=m_0$ に対応する減算部108から与えられた値が最小となる場合、基準信号 $x(n, k)$ に対して、位相を $2\pi m_0/M$ だけ回転させた候補信号を遅延検波部110に与える。

【0052】

遅延検波部110は、最小差検出部109から与えられる候補信号に対して、遅延検波を実施し、伝送された情報を復調する。

【0053】

以下、実施の形態1に係る受信装置100の動作(受信方法)について説明する。

図7は、実施の形態1に係る受信装置100の動作を示すフローチャートである。

フーリエ変換部101は、受信するOFDMシンボル毎に、入力信号を時間領域から周波数領域に変換することで、サブキャリア毎の受信信号を生成する(S10)。フーリエ変換結果 $r(n, k)$ は上記の(1)式で表される。

【0054】

次に、遅延プロファイル算出部104は、フーリエ変換部101から与えられた受信信号のシンボルが、位相基準シンボルか否かを判定する(S11)。そのシンボルが位相基準シンボルである場合(S11でYes)には、処理はステップS12に進み、そのシンボルが位相基準シンボルではない場合(S11でNo)には、処理はステップS13に進む。

【0055】

ステップS12では、遅延プロファイル算出部104は、フーリエ変換部101から与えられた受信信号の位相基準シンボルから、遅延プロファイルを算出する。ここでは、遅延プロファイル算出部104は、位相基準シンボル $r(n_0, k)$ を既知信号である位相基準シンボルで除算して伝送路の周波数特性を算出し、それを逆フーリエ変換することで遅延プロファイルを算出する。

【0056】

ステップS13では、フィルタ制御部105は、外部から供給される速度情報で示される速度 v が更新されたか否かを判定する。速度 v が更新された場合(S13でYes)に

10

20

30

40

50

は、処理はステップS 1 4に進み、速度 v が更新されていない場合(S 1 3でNo)には、処理はステップS 1 5に進む。

【0057】

ステップS 1 4では、フィルタ制御部105は、2次元フィルタ部103で使用するフィルタ係数を更新する。例えば、フィルタ制御部105は、外部から供給される移動体の速度 v と、遅延プロファイル算出部104で算出された遅延プロファイルとに基づいて、2次元フィルタ部103のフィルタ係数を特定する。なお、ステップS 1 4での処理の詳細は、図8を用いて後述する。

【0058】

ステップS 1 5では、M乗部102は、各サブキャリアの受信信号を複素平面上でM乗して、信号 $r^M(n, k)$ を算出する。

10

【0059】

次に、2次元フィルタ部103は、M乗部102から与えられた信号 $r^M(n, k)$ に含まれる雑音成分 $W(n, k)$ を抑圧するために、シンボル方向とキャリア方向との2次元フィルタ処理を行う(S 1 6)。n番目のシンボルに対する2次元フィルタ処理の結果は、上記の(3)式で表される。

【0060】

また、2次元フィルタ部103は、上記の(4)式で示されるように、シンボル方向の1次元フィルタ処理の後に、上記の(5)式で示されるように、キャリア方向の2次元フィルタ処理を行ってもよい。

20

さらに、2次元フィルタ部103は、上記の(6)式で示されるように、キャリア方向の1次元フィルタ処理の後に、上記の(7)式で示されるように、シンボル方向の2次元フィルタ処理を行ってもよい。

【0061】

以上のように、雑音成分 $W(n, k)$ はフィルタ処理により抑圧される。雑音成分 $W(n, k)$ が十分に抑圧されると、2次元フィルタ処理の結果は、 $u(n, k) \approx hM(n, k)$ となる。

【0062】

次に、 $1/M$ 乗部106は、2次元フィルタ部103で計算された信号 $u(n, k)$ を $1/M$ 乗することで、基準信号を算出する(S 1 7)。この基準信号は、上記の(9)式で表される信号 $x(n, k)$ である。

30

【0063】

この基準信号は、 $u(n, k)$ を $1/M$ 乗する他に、 $u(n, k)$ の位相を算出し、これをMで除算して $\phi(n, k)$ を求め、上記の(9)式を計算することでも算出できる。

【0064】

次に、候補算出部107は、 $1/M$ 乗部106から与えられる基準信号に基づいて、各サブキャリアの受信信号 $r(n, k)$ が取り得るM個の候補信号を算出する(S 1 8)。具体的には、候補算出部107は、基準信号 $x(n, k)$ に対して、位相を $2\pi m/M$ ($m=0, 1, \dots, M-1$)だけ回転させたM個の候補信号 $y(n, k, m)$ を算出する。

40

【0065】

次に、減算部108は、上記の(10)式で示されているように、候補算出部107から与えられるM個の候補 $y(n, k, m)$ ($m=0, 1, \dots, M-1$)と、フーリエ変換部101から与えられる受信信号 $r(n, k)$ との差の絶対値を計算する。あるいは、減算部108は、上記の(11)式で示されているように、これらの差の絶対値の2乗を計算してもよい。

【0066】

次に、最小差検出部109は、減算部108から与えられるM個の値 $d(n, k, m)$ ($m=0, 1, \dots, M-1$)のうち、最も小さなものを検出し、それに対応する候補信号を選択する(S 2 0)。例えば、最小差検出部109は、 $m=m_0$ に対応する絶対値

50

が最小となる場合、基準信号 $x(n, k)$ に対して、位相を $2\pi m_0 / M$ だけ回転させた候補信号を選択する。

【0067】

次に、遅延検波部 110 は、最小差検出部 109 で選択された候補信号に対して、遅延検波を実施し、伝送された情報を復調する (S21)。

【0068】

図 8 は、図 7 のステップ S14 での処理を示すフローチャートである。

【0069】

最大ドップラー周波数算出部 105a は、移動体の速度 v から、上記の (8) 式に基づいて、最大ドップラー周波数 f_{max} を算出する (S30)。

10

【0070】

次に、最大遅延時間算出部 105b は、遅延プロファイル算出部 104 で算出された遅延プロファイルから、最大遅延時間 τ_{max} を算出する (S31)。

【0071】

次に、フィルタ係数算出部 105c は、最大ドップラー周波数 f_{max} と、最大遅延時間 τ_{max} とに基づいて、シンボル方向の通過帯域が $(2M+1) \times 2f_{max}$ 、キャリア方向の通過帯域が $(2M+1) \times \tau_{max}$ となるフィルタ係数を算出する (S32)。フィルタ係数の算出方法は、窓関数法等の一般に知られている公知の手法を用いる。

【0072】

なお、図 9 に示されているフローチャートのように、図 8 に示されているステップ S32 の代わりに、フィルタ係数選択部 105d が、通過帯域の異なる複数のフィルタ係数を予め用意しておき、最大ドップラー周波数及び最大遅延時間をもとに、どのフィルタ係数を使用するかを選択する (S32#) ようにしてもよい。

20

【0073】

実施の形態 1 によれば、移動に伴う伝送路環境の激しい変動、及び、電波の干渉によるマルチパスフェージングの影響を受ける環境下でも、移動速度と遅延プロファイルとに応じて、受信信号を M 乗した結果に対するシンボル方向とキャリア方向の 2 次元平滑化フィルタの係数を制御することにより、基準信号を精度良く推定し、受信性能を向上させることができる。

【0074】

実施の形態 2

図 10 は、実施の形態 2 に係る受信装置 200 の構成を概略的に示すブロック図である。

受信装置 200 は、フーリエ変換部 101 と、 M 乗部 102 と、シンボル方向フィルタ部 211 と、シンボル方向フィルタ制御部 212 と、 $1/M$ 乗部 106 と、候補算出部 107 と、減算部 108 と、最小差検出部 109 と、遅延検波部 110 とを備える。

実施の形態 2 に係る受信装置 200 の、フーリエ変換部 101、 M 乗部 102、 $1/M$ 乗部 106、候補算出部 107、減算部 108、最小差検出部 109 及び遅延検波部 110 は、実施の形態 1 に係る受信装置 100 と同様に構成されている。

【0075】

シンボル方向フィルタ制御部 212 は、外部から供給される移動体の速度 v をもとに、シンボル方向フィルタ部 211 のフィルタ係数を特定する。

40

【0076】

図 11 は、シンボル方向フィルタ制御部 212 の構成を概略的に示すブロック図である。

シンボル方向フィルタ制御部 212 は、最大ドップラー周波数算出部 212a と、シンボル方向フィルタ係数算出部 212b とを備える。

ここで、最大ドップラー周波数算出部 212a は、実施の形態 1 における最大ドップラー周波数算出部 105a (図 4) と同様に構成されている。

【0077】

50

シンボル方向フィルタ係数算出部 2 1 2 b は、最大ドップラー周波数算出部 2 1 2 a で算出された最大ドップラー周波数 f_{max} に基づいて、シンボル方向の通過帯域が $(2M + 1) \times 2 f_{max}$ となるフィルタ係数を算出する。フィルタ係数の算出方法は、窓関数法等の一般に知られている公知の手法を用いる。

【0078】

また、図 10 のシンボル方向フィルタ制御部 2 1 2 は、図 1 2 に示されているように、最大ドップラー周波数算出部 2 1 2 a と、シンボル方向フィルタ係数選択部 2 1 2 c とにより構成されてもよい。

ここで、最大ドップラー周波数算出部 2 1 2 a は、図 1 1 と同様である。

図 1 2 に示されているシンボル方向フィルタ係数選択部 2 1 2 c は、通過帯域の異なる複数のフィルタ係数を予め用意しておき、最大ドップラー周波数算出部 2 1 2 a で算出された最大ドップラー周波数 f_{max} に基づいて、どのフィルタ係数を使用するかを選択する。

【0079】

例えば、シンボル方向フィルタ係数選択部 2 1 2 c は、最大ドップラー周波数 f_{max} 毎に、シンボル方向の通過帯域が $(2M + 1) \times 2 f_{max}$ となるフィルタ係数をメモリ 2 1 2 d に予め記憶しておく。そして、シンボル方向フィルタ係数選択部 2 1 2 c は、最大ドップラー周波数算出部 2 1 2 a で算出された最大ドップラー周波数 f_{max} に最も近い最大ドップラー周波数 f_{max} に対応付けられているフィルタ係数を選択する。なお、最大ドップラー周波数算出部 2 1 2 a で算出された最大ドップラー周波数 f_{max} に最も近い最大ドップラー周波数 f_{max} は、例えば、両者の差の絶対値の最も小さいもの等の公知の方法で特定すればよい。

【0080】

図 10 のシンボル方向フィルタ制御部 2 1 2 は、一定期間毎にフィルタ係数を更新することで、時間とともに変化する伝送路特性の変化に対応する。フィルタ係数の更新頻度は、外部から供給される移動体の速度 v の更新頻度に依存する。

【0081】

シンボル方向フィルタ部 2 1 1 は、M 乗部 1 0 2 から与えられる信号に含まれる雑音成分 $W(n, k)$ を抑圧するために、シンボル方向にフィルタ処理を行う。n 番目のシンボルに対して、シンボル方向フィルタ部 2 1 1 で処理された後の信号は、下記の (12) 式で表される。

【数 7】

$$u(n, k) = \sum_{i=-P}^P c_{sym}(i) \times r^M(n+i, k) \quad (12)$$

ここで、 $c_{sym}(i)$ ($i = -P, \dots, P$) は、シンボル方向フィルタの係数である。

【0082】

以下、実施の形態 2 に係る受信装置 2 0 0 の動作について説明する。

図 1 3 は、実施の形態 2 に係る受信装置 2 0 0 の動作を示すフローチャートである。

図 1 3 に示されているフローチャートの処理において、図 7 に示されている、実施の形態 1 に係る受信装置 1 0 0 の動作を示すフローチャートと同様の処理については、図 7 と同様の符号が付されている。

但し、図 1 3 では、ステップ S 1 0 の処理の後にステップ S 1 3 の処理が行われ、ステップ S 1 3 で Yes と判断された場合に、処理はステップ S 2 4 に進む。

また、図 1 3 では、ステップ S 1 5 の処理の後には、処理はステップ S 2 6 に進む。

【0083】

ステップ S 2 4 では、シンボル方向フィルタ制御部 2 1 2 は、シンボル方向フィルタ部 2 1 1 で使用するフィルタ係数を更新する。例えば、シンボル方向フィルタ制御部 2 1 2 は、外部から供給される移動体の速度 v に基づいて、シンボル方向フィルタ部 2 1 1 のフィルタ係数を特定する。なお、ステップ S 2 4 での処理の詳細は、図 1 4 を用いて後述す

10

20

30

40

50

る。

【0084】

ステップS26では、シンボル方向フィルタ部211は、M乗部102から与えられた信号 $r^M(n, k)$ に含まれる雑音成分 $W(n, k)$ を抑圧するために、シンボル方向にフィルタ処理を行う。n番目のシンボルに対するシンボル方向フィルタ処理の結果は、上記の(12)式で表される。

【0085】

図14は、図13のステップS24での処理を示すフローチャートである。

【0086】

最大ドップラー周波数算出部212aは、移動体の速度 v から、上記の(8)式に基づいて、最大ドップラー周波数 f_{max} を算出する(S40)。

10

【0087】

次に、シンボル方向フィルタ係数算出部212bは、最大ドップラー周波数 f_{max} に基づいて、シンボル方向の通過帯域が $(2M+1) \times 2f_{max}$ となるフィルタ係数を算出する(S41)。フィルタ係数の算出方法は、窓関数法等の一般に知られている公知の手法を用いる。

【0088】

なお、図15に示されているフローチャートのように、図14に示されているステップS41の代わりに、シンボル方向フィルタ係数選択部212cが、通過帯域の異なる複数のフィルタ係数を予め用意しておき、最大ドップラー周波数をもとに、どのフィルタ係数を使用するかを選択する(S41#)ようにしてもよい。

20

【0089】

実施の形態2によれば、移動に伴う伝送路環境の激しい変動を受ける環境下でも、移動速度に応じて、受信信号をM乗した結果に対するシンボル方向の平滑化フィルタの係数を制御することにより、基準信号を精度良く推定し、受信性能を向上させることができる。

【0090】

実施の形態3

図16は、実施の形態3に係る受信装置300の構成を概略的に示すブロック図である。

受信装置300は、フーリエ変換部101と、M乗部102と、遅延プロファイル算出部104と、キャリア方向フィルタ部313と、キャリア方向フィルタ制御部314と、 $1/M$ 乗部106と、候補算出部107と、減算部108と、最小差検出部109と、遅延検波部110とを備える。

30

実施の形態3に係る受信装置300の、フーリエ変換部101、M乗部102、遅延プロファイル算出部104、 $1/M$ 乗部106、候補算出部107、減算部108、最小差検出部109及び遅延検波部110は、実施の形態1に係る受信装置100と同様に構成されている。

【0091】

キャリア方向フィルタ制御部314は、遅延プロファイル算出部104から与えられる遅延プロファイルをもとに、キャリア方向フィルタ部313のフィルタ係数を特定する。

40

【0092】

図17は、キャリア方向フィルタ制御部314の構成を概略的に示すブロック図である。

キャリア方向フィルタ制御部314は、最大遅延時間算出部314aと、キャリア方向フィルタ係数算出部314bとを備える。

ここで、最大遅延時間算出部314aは、実施の形態1における最大遅延時間算出部105b(図4)と同様に構成されている。

【0093】

キャリア方向フィルタ係数算出部314bは、最大遅延時間算出部314aで算出された最大遅延時間 f_{max} をもとに、キャリア方向の通過帯域が $(2M+1) \times f_{max}$ と

50

なるフィルタ係数を算出する。フィルタ係数の算出方法は、窓関数法等の一般に知られている公知の手法を用いる。

【0094】

また、図16のキャリア方向フィルタ制御部314は、図18に示されているように、最大遅延時間算出部314aと、キャリア方向フィルタ係数選択部314cとにより構成されてもよい。

ここで、最大遅延時間算出部314aは、図17と同様である。

図18に示されているキャリア方向フィルタ係数選択部314cは、通過帯域の異なる複数のフィルタ係数を予め用意しておき、最大遅延時間算出部314aで算出された最大遅延時間 m_{max} に基づいて、どのフィルタ係数を使用するかを選択する。

10

【0095】

例えば、キャリア方向フィルタ係数選択部314cは、最大遅延時間 m_{max} 毎に、キャリア方向の通過帯域が $(2M+1) \times m_{max}$ となるフィルタ係数をメモリ314dに予め記憶しておく。そして、キャリア方向フィルタ係数選択部314cは、最大遅延時間算出部314aで算出された最大遅延時間 m_{max} に最も近い最大遅延時間 m_{max} に対応付けられているフィルタ係数を選択する。なお、最大遅延時間算出部314aで算出された最大遅延時間 m_{max} に最も近い最大遅延時間 m_{max} は、例えば、両者の差の絶対値が最も小さいもの等の公知の方法で特定すればよい。

【0096】

図16のキャリア方向フィルタ制御部314は、一定期間毎にフィルタ係数を更新することで、時間とともに変化する伝送路特性の変化に対応する。フィルタ係数の更新頻度は、位相基準シンボルの挿入間隔(フレーム長)に依存する。

20

【0097】

キャリア方向フィルタ部313は、M乗部102から与えられる信号に含まれる雑音成分 $W(n, k)$ を抑圧するために、キャリア方向にフィルタ処理を行う。n番目のシンボルに対して、キャリア方向フィルタ部313で処理された後の信号は、下記の(13)式で表される。

【数8】

$$u(n, k) = \sum_{l=-Q}^Q c_{car}(l) \times r^M(n, k+l) \quad (13)$$

30

ここで、 $c_{car}(i)$ ($i = -Q, \dots, Q$) は、キャリア方向フィルタの係数である。

【0098】

以下、実施の形態3に係る受信装置300の動作について説明する。

図19は、実施の形態3に係る受信装置300の動作を示すフローチャートである。

図19に示されているフローチャートの処理において、図7に示されている、実施の形態1に係る受信装置100の動作を示すフローチャートと同様の処理については、図7と同様の符号が付されている。

但し、図19では、ステップS11でNoと判断された場合に、処理はステップS15に進む。

40

また、図19では、ステップS12の処理の後には、処理はステップS54に進む。

さらに、図19では、ステップS15の処理の後には、処理はステップS56に進む。

【0099】

ステップS54では、キャリア方向フィルタ制御部314は、フーリエ変換されたシンボルが位相基準シンボルであると判定された場合(S11でYes)に、キャリア方向フィルタ部313で使用するフィルタ係数を更新する。例えば、キャリア方向フィルタ制御部314は、遅延プロファイル算出部104から供給される遅延プロファイルに基づいて、キャリア方向フィルタ部313のフィルタ係数を特定する。なお、ステップS54での処理の詳細は、図20を用いて後述する。

50

【 0 1 0 0 】

ステップ S 5 6 では、キャリア方向フィルタ部 3 1 3 は、M 乗部 1 0 2 から与えられた信号 $r^M(n, k)$ に含まれる雑音成分 $W(n, k)$ を抑圧するために、キャリア方向にフィルタ処理を行う。n 番目のシンボルに対するキャリア方向フィルタ処理の結果は、上記の (1 3) 式で表される。

【 0 1 0 1 】

図 2 0 は、図 1 9 のステップ S 5 4 での処理を示すフローチャートである。

【 0 1 0 2 】

最大遅延時間算出部 3 1 3 a は、遅延プロファイル算出部 1 0 4 で算出された遅延プロファイルに基づいて、最大遅延時間 $m_{a x}$ を算出する (S 6 0) 。

10

【 0 1 0 3 】

次に、キャリア方向フィルタ係数算出部 3 1 3 b は、最大遅延時間算出部 3 1 3 a で算出された最大遅延時間 $m_{a x}$ に基づいて、キャリア方向の通過帯域が $(2 M + 1) \times m_{a x}$ となるフィルタ係数を算出する (S 6 1) 。フィルタ係数の算出方法は、窓関数法等の一般に知られている公知の手法を用いる。

【 0 1 0 4 】

なお、図 2 1 に示されているフローチャートのように、図 2 0 に示されているステップ S 6 1 の代わりに、キャリア方向フィルタ係数選択部 3 1 3 c が、通過帯域の異なる複数のフィルタ係数を予め用意しておき、最大遅延時間をもとに、どのフィルタ係数を使用するかを選択する (S 6 1 #) ようにしてもよい。

20

【 0 1 0 5 】

実施の形態 3 によれば、電波の干渉によるマルチパスフェージングの影響を受ける環境下でも、遅延プロファイル推定結果に応じて、受信信号を M 乗した結果に対するキャリア方向の平滑化フィルタの係数を制御することにより、基準信号を精度良く推定し、受信性能を向上させることができる。

【 0 1 0 6 】

以上に記載された実施の形態 1 ~ 3 に係る受信装置 1 0 0 ~ 3 0 0 の一部又は全部は、例えば、図 2 2 (A) に示されているように、メモリ 1 2 0 と、メモリ 1 2 0 に格納されているプログラムを実行する CPU (Central Processing Unit) 等のプロセッサ 1 2 1 とにより構成することができる。このようなプログラムは、ネットワークを通じて提供されてもよく、また、記録媒体に記録されて提供されてもよい。

30

【 0 1 0 7 】

また、受信装置 1 0 0 ~ 3 0 0 の一部又は全部は、例えば、図 2 2 (B) に示されているように、単回路、復号回路、プログラム化したプロセッサ、並列プログラム化したプロセッサ、ASIC (Application Specific Integrated Circuits) 又は FPGA (Field Programmable Gate Array) 等の処理回路 1 2 3 で構成することもできる。

【 符号の説明 】

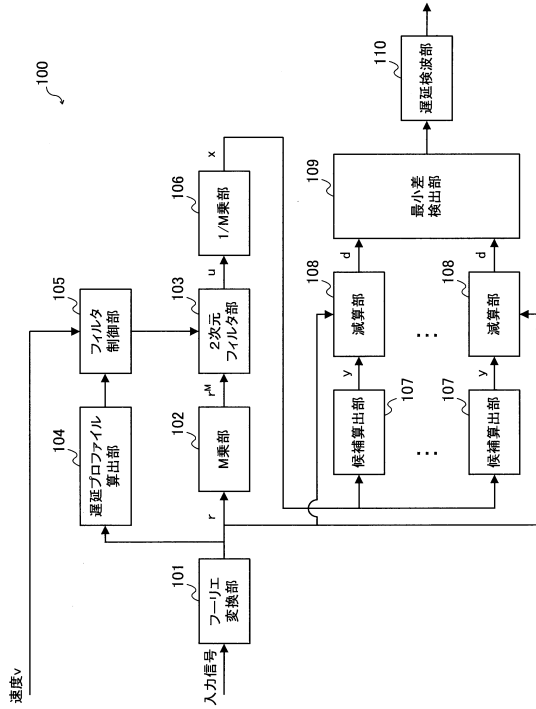
【 0 1 0 8 】

1 0 0 , 2 0 0 , 3 0 0 受信装置、 1 0 1 フーリエ変換部、 1 0 2 M 乗部、
1 0 3 2 次元フィルタ部、 1 0 4 遅延プロファイル算出部、 1 0 5 フィルタ
制御部、 1 0 5 a 最大ドップラー周波数算出部、 1 0 5 b 最大遅延時間算出部、
1 0 5 c フィルタ係数算出部、 1 0 5 d フィルタ係数選択部、 1 0 6 $1 / M$
乗部、 1 0 7 候補算出部、 1 0 8 減算部、 1 0 9 最小差検出部、 1 1 0
遅延検波部、 2 1 1 シンボル方向フィルタ部、 2 1 2 シンボル方向フィルタ制御
部、 2 1 2 a 最大ドップラー周波数算出部、 2 1 2 b シンボル方向フィルタ係
数算出部、 2 1 2 c シンボル方向フィルタ係数選択部、 3 1 3 キャリア方向フィル
タ部、 3 1 4 a 最大遅延時間算出部、 3 1 4 b キャリア方向フィルタ係数算出
部、 3 1 4 c キャリア方向フィルタ係数選択部、 3 1 4 キャリア方向フィルタ制御
部、 1 2 0 メモリ、 1 2 1 プロセッサ。

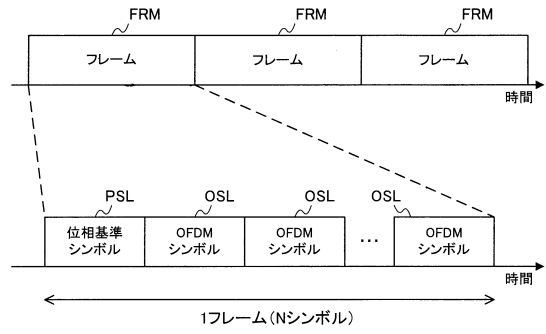
40

50

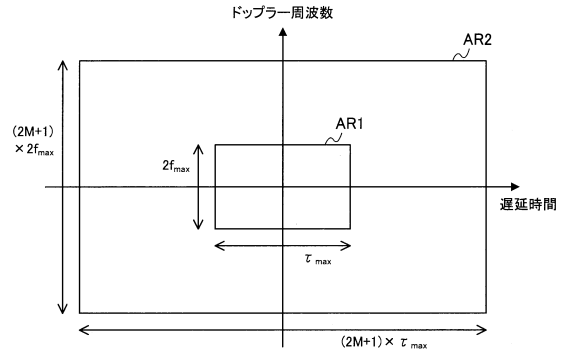
【図1】



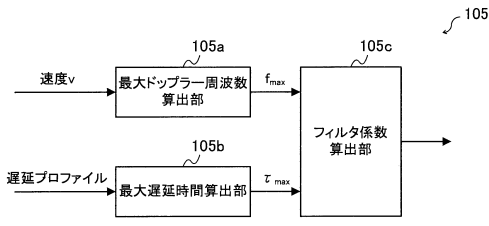
【図2】



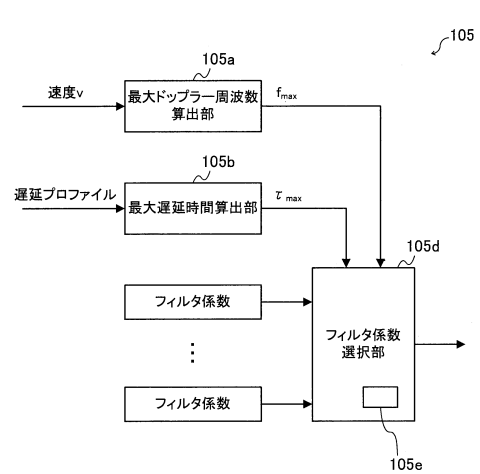
【図3】



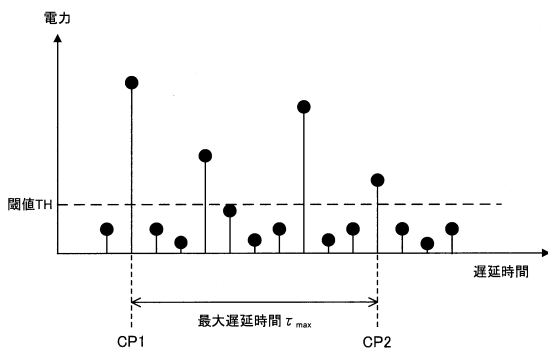
【図4】



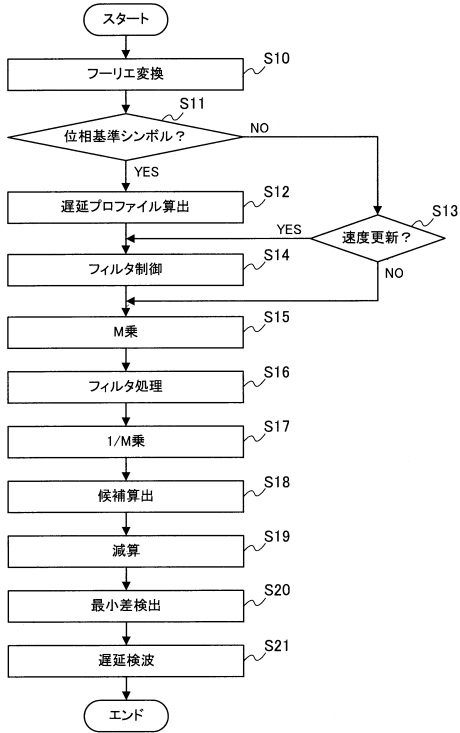
【図6】



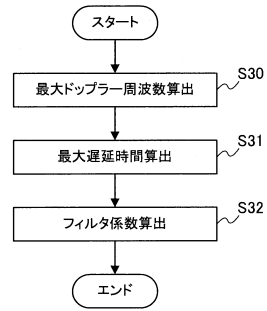
【図5】



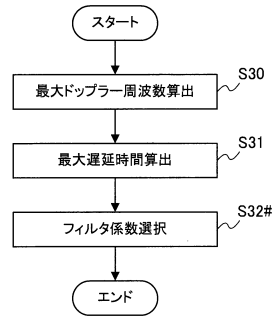
【図7】



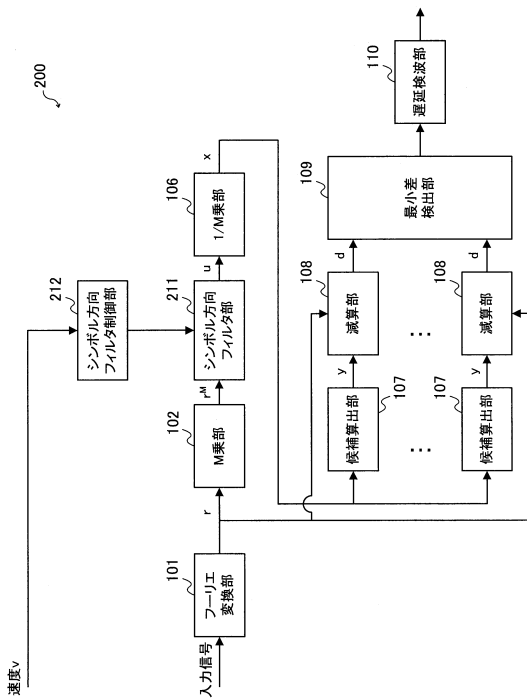
【図8】



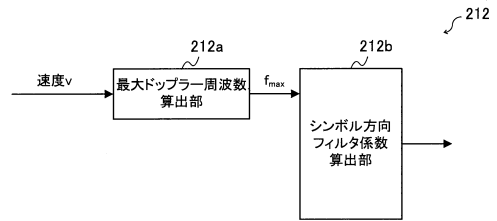
【図9】



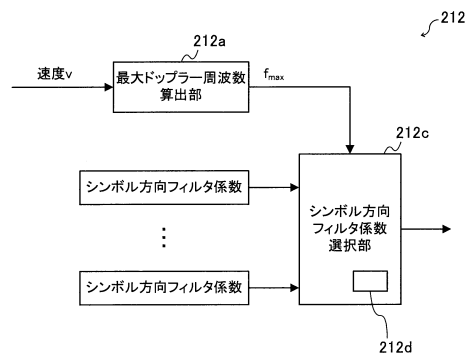
【図10】



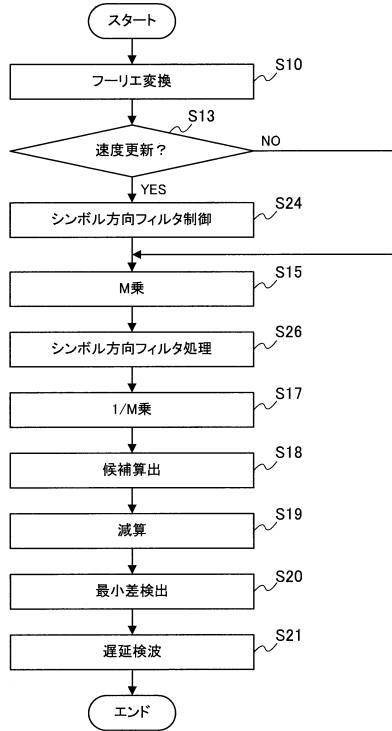
【図11】



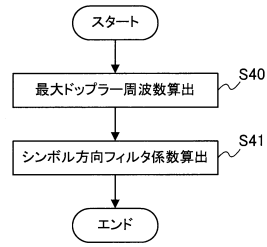
【図12】



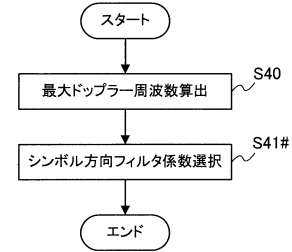
【図13】



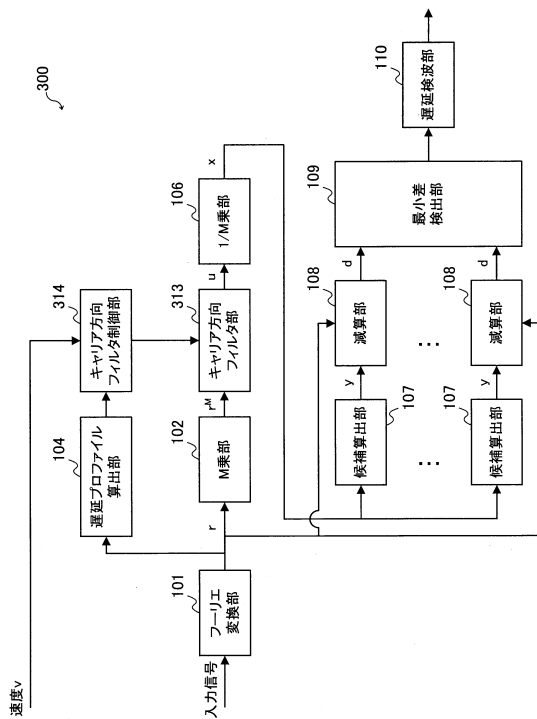
【図14】



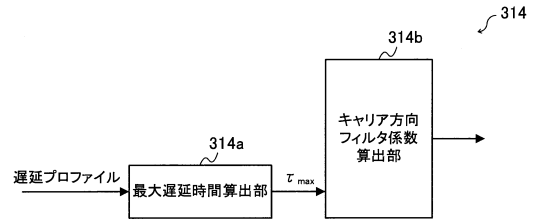
【図15】



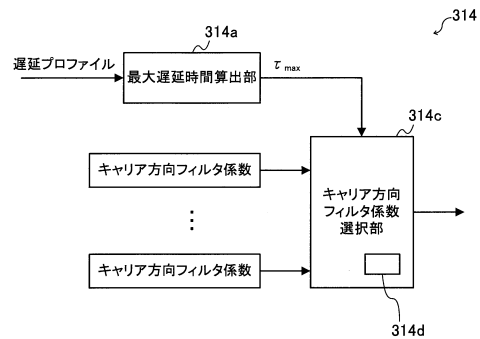
【図16】



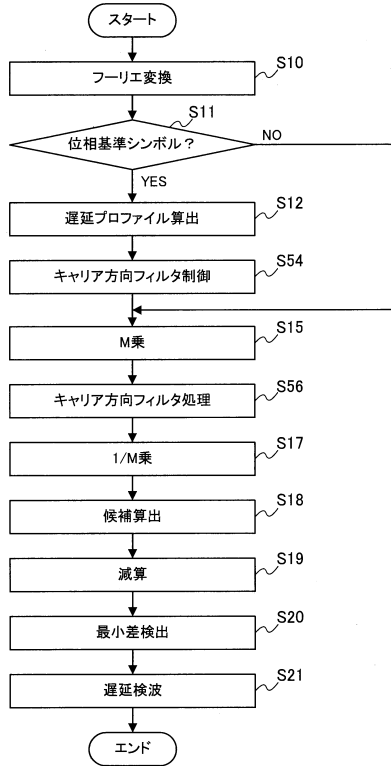
【図17】



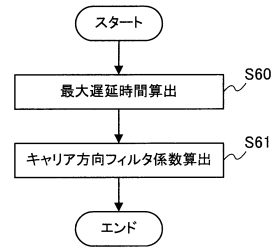
【図18】



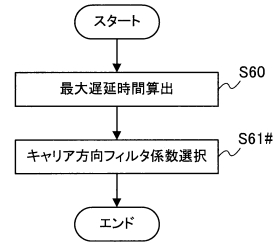
【図19】



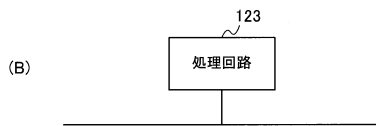
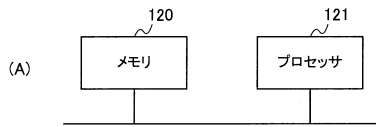
【図20】



【図21】



【図22】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2003-134010(JP,A)
特開2007-274217(JP,A)
国際公開第2014/115840(WO,A1)
特開平05-176007(JP,A)
特開2007-028201(JP,A)
米国特許出願公開第2005/0207334(US,A1)
特開2014-121070(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 27/00
H04J 11/00