

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5896795号  
(P5896795)

(45) 発行日 平成28年3月30日 (2016. 3. 30)

(24) 登録日 平成28年3月11日 (2016. 3. 11)

(51) Int. Cl.

F I

H O 4 L 27/01 (2006. 01)

H O 4 L 27/00 K

H O 4 B 7/005 (2006. 01)

H O 4 B 7/005

請求項の数 13 (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2012-57811 (P2012-57811)  
 (22) 出願日 平成24年3月14日 (2012. 3. 14)  
 (65) 公開番号 特開2013-192107 (P2013-192107A)  
 (43) 公開日 平成25年9月26日 (2013. 9. 26)  
 審査請求日 平成26年12月17日 (2014. 12. 17)

(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 羽岡 さやか

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 等化装置、受信装置及び等化方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

既知信号系列と情報信号を含む有効シンボルとを有する伝送シンボルが連続的に送信装置から送信されたときに、受信装置で受信された前記伝送シンボルの受信信号の歪みを補正する等化装置であって、

既知信号系列を供給する既知信号系列生成部と、

前記伝送シンボル毎に前記既知信号系列と前記受信信号との間の相互相関を計算して相互相関値の系列を得る相関演算部と、

前記相互相関値の系列から、当該受信装置で受信された複数の到来波にそれぞれ対応する複数の相関ピーク値の位置を前記伝送シンボル毎に検出する到来波検出部と、

前記相互相関値のそれぞれの位置に基づいて、前記相互相関値の系列に対して、前記複数の相関ピーク値のうちの少なくとも1つに対応する区間を含む、複数の区間を設定する区間設定部と、

前記複数の相関ピーク値の時間変動を検出する変動量検出部と、

前記相互相関値の系列に対してシンボル方向の平滑化フィルタリングを前記複数の区間の区間毎に実行して推定遅延プロファイルを生成するフィルタ部と、

前記変動量検出部により検出された当該時間変動に応じて前記フィルタ部の平滑化フィルタリング特性を前記複数の区間の区間毎に変化させるフィルタ制御部と、

前記推定遅延プロファイルに基づいて前記受信信号の歪みを補正する等化処理を実行する等化処理部と

10

20

を備え、

前記フィルタ制御部は、前記時間変動が大きい程、前記フィルタ部の通過帯域が広くなるように前記平滑化フィルタリング特性を変化させることを特徴とする等化装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の等化装置であって、前記複数の区間は、前記複数の相関ピーク値にそれぞれ対応し且つ互いに重複しないことを特徴とする等化装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載の等化装置であって、

前記フィルタ部により生成された推定遅延プロファイルから閾値未満の値を切り捨てる閾値処理を実行する閾値処理部と、

前記変動量検出部により検出された当該時間変動に応じて前記閾値を変化させる閾値設定部と

をさらに備え、

前記等化処理部は、前記閾値処理の実行後の当該推定遅延プロファイルに基づいて前記受信信号の歪みを補正する

ことを特徴とする等化装置。

【請求項 4】

請求項 1 または 2 に記載の等化装置であって、

前記変動量検出部は、

前記複数の相関ピーク値の各々の瞬時電力または相関ピーク値を複数の伝送シンボル分保持する信号保持部と、

前記瞬時電力または前記相関ピーク値を前記複数の伝送シンボルに亘ってサンプリングし、当該サンプリングされた瞬時電力または相関ピーク値を直交変換して周波数スペクトルを生成する直交変換部と、

前記周波数スペクトルのエッジの周波数値を検出するエッジ検出部とを含み、

前記フィルタ制御部は、前記エッジの周波数値に応じて前記平滑化フィルタリング特性を変化させる

ことを特徴とする等化装置。

【請求項 5】

請求項 4 に記載の等化装置であって、前記フィルタ制御部は、前記エッジの周波数値が大きい程、前記フィルタ部の前記通過帯域が広くなるように前記平滑化フィルタリング特性を変化させることを特徴とする等化装置。

【請求項 6】

請求項 5 に記載の等化装置であって、

前記フィルタ部により生成された推定遅延プロファイルから閾値未満の値を切り捨てる閾値処理を実行する閾値処理部と、

前記閾値を前記エッジの周波数値に応じた値に設定する閾値設定部とをさらに備え、

前記閾値設定部は、前記エッジの周波数値が小さい程、前記閾値を小さくし、

前記等化処理部は、前記閾値処理の実行後の当該推定遅延プロファイルに基づいて前記受信信号の歪みを補正する

ことを特徴とする等化装置。

【請求項 7】

請求項 1 または 2 に記載の等化装置であって、

前記変動量検出部は、

前記複数の到来波の各々に対応する当該相関ピーク値または当該相関ピーク値の瞬時電力を複数の伝送シンボル分保持する信号保持部と、

前記信号保持部に保持されている当該瞬時電力または当該相関ピーク値の時間変動量を

10

20

30

40

50

検出する時間変動量算出部と  
を含み、

前記フィルタ制御部は、前記時間変動量算出部により検出された前記時間変動量に応じて前記平滑化フィルタリング特性を変化させる  
ことを特徴とする等化装置。

【請求項 8】

請求項 1 または 2 に記載の等化装置であって、

前記変動量検出部の出力に基づいて最大ドップラー周波数を算出するドップラー周波数算出部をさらに備え、

前記変動量検出部は、

前記複数の到来波の各々に対応する当該相関ピーク値または当該相関ピーク値の瞬時電力を複数の伝送シンボル分保持する信号保持部と、

前記信号保持部に保持されている当該瞬時電力または当該相関ピーク値の時間変動量を検出する時間変動量算出部と

を含み、

前記ドップラー周波数算出部は、前記時間変動量に基づいて前記最大ドップラー周波数を算出し、

前記フィルタ制御部は、前記最大ドップラー周波数に応じて前記平滑化フィルタリング特性を変化させる

ことを特徴とする等化装置。

【請求項 9】

請求項 7 または 8 に記載の等化装置であって、前記フィルタ制御部は、前記時間変動量算出部により検出された前記時間変動量が大い程、前記フィルタ部の前記通過帯域が広くなるように前記平滑化フィルタリング特性を変化させることを特徴とする等化装置。

【請求項 10】

請求項 9 に記載の等化装置であって、

前記フィルタ部により生成された推定遅延プロファイルから閾値未満の値を切り捨てる閾値処理を実行する閾値処理部と、

前記閾値を前記時間変動量に応じた値に設定する閾値設定部と  
をさらに備え、

前記閾値設定部は、前記時間変動量が小さい程、前記閾値を小さくし、

前記等化処理部は、前記閾値処理の実行後の当該推定遅延プロファイルに基づいて前記受信信号の歪みを補正する

ことを特徴とする等化装置。

【請求項 11】

請求項 1 から 10 のうちのいずれか 1 項に記載の等化装置であって、

前記フィルタ部は、可変フィルタ係数群を有するデジタルフィルタであり、

前記フィルタ制御部は、前記可変フィルタ係数群の値を更新することで前記平滑化フィルタリング特性を変化させる

ことを特徴とする等化装置。

【請求項 12】

既知信号系列と情報信号を含む有効シンボルとを有する伝送シンボルが連続的に送信装置から送信されたとき、前記伝送シンボルの信号を受信する信号受信部と、

前記信号受信部で受信された当該受信信号の歪みを補正する請求項 1 から 11 のうちのいずれか 1 項に記載の等化装置と

を備えることを特徴とする受信装置。

【請求項 13】

既知信号系列と情報信号を含む有効シンボルとを有する伝送シンボルが連続的に送信装置から送信されたときに、受信装置で受信された前記伝送シンボルの受信信号の歪みを補正する等化方法であって、

前記伝送シンボル毎に前記既知信号系列と前記受信信号との間の相互相関を計算して相互相関値の系列を得るステップと、

前記相互相関値の系列から、当該受信装置で受信された複数の到来波にそれぞれ対応する複数の相関ピーク値の位置を前記伝送シンボル毎に検出するステップと、

前記相互相関値のそれぞれの位置に基づいて、前記相互相関値の系列に対して、前記複数の相関ピーク値のうちの少なくとも1つに対応する区間を含む、複数の区間を設定するステップと、

前記複数の相関ピーク値の時間変動を検出するステップと、

前記相互相関値の系列に対してシンボル方向の平滑化フィルタリングを前記複数の区間の区間毎に実行して推定遅延プロファイルを生成するステップと、

当該検出された時間変動に応じて前記平滑化フィルタリングの特性を前記複数の区間の区間毎に変化させるステップと、

前記推定遅延プロファイルに基づいて前記受信信号の歪みを補正するステップとを備え、

前記平滑化フィルタリングの特性を変化させる前記ステップは、前記時間変動が大きい程、前記平滑化フィルタリングにおける通過帯域が広くなるように前記平滑化フィルタリングの特性を変化させる

ことを特徴とする等化方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、受信信号が伝送路から受けた歪みを補償する等化技術に関し、特に、受信信号が伝送路から受けた歪みを既知信号系列を用いて補償する等化技術に関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信システムや地上デジタル放送システムにおいて、受信機は、送信機から直接到来する到来波（直接波）を受信するだけでなく、送信機から送信された後に建物などの障害物で反射、回折あるいは散乱を受けた到来波（非直接波）をも受信することがある。遅延プロファイルは、このような複数の到来波の遅延時間、振幅及び位相に関する情報を示すものである。特開2011-199391号（特許文献1）には、遅延プロファイルの推定結果を用いて伝送路応答を推定する伝送路応答推定器が開示されている。

【0003】

特許文献1に開示されている伝送路応答推定器は、受信信号に含まれる疑似ランダム系列（PN系列：Pseudo-random Noise series）と自己発生させた既知の疑似ランダム系列との時間相関を算出して相関波形を生成する相関部と、この相関波形を時間（シンボル）方向に平滑化する平滑化部と、この平滑化部の出力のうちのピーク部分のみを選択して遅延プロファイルを推定する有効パス判定部とを有している。平滑化部は相関波形を時間（シンボル）方向に平滑化するので、遅延プロファイルの推定結果に含まれる雑音成分を抑圧することができる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2011-199391号公報（段落0051～0057、図7及び図11など）

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、特許文献1に開示されている技術では、受信機が送信機に対して移動する受信環境下では、遅延プロファイルの推定精度が低下するという問題がある。

【0006】

10

20

30

40

50

上記に鑑みて本発明の目的は、受信機が移動する環境下でも、遅延プロファイルの推定精度の低下を抑制することができる等化装置、受信装置及び等化方法を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0007】

本発明の第1の態様による等価装置は、既知信号系列と情報信号を含む有効シンボルとを有する伝送シンボルが連続的に送信装置から送信されたときに、受信装置で受信された前記伝送シンボルの受信信号の歪みを補正する等化装置であって、既知信号系列を供給する既知信号系列生成部と、前記伝送シンボル毎に前記既知信号系列と前記受信信号との間の相互相関を計算して相互相関値の系列を得る相関演算部と、前記相互相関値の系列から、当該受信装置で受信された複数の到来波にそれぞれ対応する複数の相関ピーク値の位置を前記伝送シンボル毎に検出する到来波検出部と、前記相互相関値のそれぞれの位置に基づいて、前記相互相関値の系列に対して、前記複数の相関ピーク値のうちの少なくとも1つに対応する区間を含む、複数の区間を設定する区間設定部と、前記複数の相関ピーク値の時間変動を検出する変動量検出部と、前記相互相関値の系列に対してシンボル方向の平滑化フィルタリングを前記複数の区間の区間毎に実行して推定遅延プロファイルを生成するフィルタ部と、前記変動量検出部により検出された当該時間変動に応じて前記フィルタ部の平滑化フィルタリング特性を前記複数の区間の区間毎に変化させるフィルタ制御部と、前記推定遅延プロファイルに基づいて前記受信信号の歪みを補正する等化处理を実行する等化处理部とを備え、前記フィルタ制御部は、前記時間変動が大きい程、前記フィルタ部の通過帯域が広くなるように前記平滑化フィルタリング特性を変化させることを特徴とする。

【0008】

本発明の第2の態様による受信装置は、既知信号系列と情報信号を含む有効シンボルとを有する伝送シンボルが連続的に送信装置から送信されたとき、前記伝送シンボルの信号を受信する信号受信部と、前記信号受信部で受信された当該受信信号の歪みを補正する第1の態様による等化装置とを備えることを特徴とする。

【0009】

本発明の第3の態様による等価方法は、既知信号系列と情報信号を含む有効シンボルとを有する伝送シンボルが連続的に送信装置から送信されたときに、受信装置で受信された前記伝送シンボルの受信信号の歪みを補正する等化方法であって、前記伝送シンボル毎に前記既知信号系列と前記受信信号との間の相互相関を計算して相互相関値の系列を得るステップと、前記相互相関値の系列から、当該受信装置で受信された複数の到来波にそれぞれ対応する複数の相関ピーク値の位置を前記伝送シンボル毎に検出するステップと、前記相互相関値のそれぞれの位置に基づいて、前記相互相関値の系列に対して、前記複数の相関ピーク値のうちの少なくとも1つに対応する区間を含む、複数の区間を設定するステップと、前記複数の相関ピーク値の時間変動を検出するステップと、前記相互相関値の系列に対してシンボル方向の平滑化フィルタリングを前記複数の区間の区間毎に実行して推定遅延プロファイルを生成するステップと、当該検出された時間変動に応じて前記平滑化フィルタリングの特性を前記複数の区間の区間毎に変化させるステップと、前記推定遅延プロファイルに基づいて前記受信信号の歪みを補正するステップとを備え、前記平滑化フィルタリングの特性を変化させる前記ステップは、前記時間変動が大きい程、前記平滑化フィルタリングにおける通過帯域が広くなるように前記平滑化フィルタリングの特性を変化させることを特徴とする。

【発明の効果】

【0010】

本発明によれば、フィルタ制御部は、変動量検出部により検出された相関ピーク値の時間変動に応じてフィルタ特性を変化させるので、伝送路特性が時間とともに変化する環境下でも、遅延プロファイルの推定精度の低下を抑制することができる。このため、受信機が移動する環境下でも、遅延プロファイルの推定精度の低下を抑制することが可能である

10

20

30

40

50

。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 1 】

【図 1】本発明に係る実施の形態 1 の受信装置の構成例を概略的に示す機能ブロック図である。

【図 2】( A ) , ( B ) は、複数の到来波 ( 直接波と遅延波 ) の例を概略的に示す図である。

【図 3】実施の形態 1 の伝送路推定部の構成を概略的に示す機能ブロック図である。

【図 4】2 波モデル伝送路に対する相関係列の一例を示すグラフである。

【図 5】実施の形態 1 の変動量検出部の構成を概略的に示す機能ブロック図である。

10

【図 6】( A ) , ( B ) は、相関係列 ( 遅延プロファイル ) を概略的に例示する図である。

。

【図 7】( A ) は、シンボル方向における相関ピーク値の系列の例を概略的に示す図であり、( B ) は、( A ) の相関ピーク値の系列に対応する周波数スペクトルを概略的に示す図である。

【図 8】( A ) は、シンボル方向における相関ピーク値の系列の他の例を概略的に示す図であり、( B ) は、( A ) の相関ピーク値の系列に対応する周波数スペクトルを概略的に示す図である。

【図 9】( A ) , ( B ) は、実施の形態 1 の区間設定部により設定された区間の例を示す図である。

20

【図 10】実施の形態 1 の平滑化部の構成例を概略的に示す図である。

【図 11】実施の形態 1 のフィルタ部の構成例を概略的に示す図である。

【図 12】実施の形態 1 のフィルタ制御部の構成例を概略的に示す機能ブロック図である。

。

【図 13】2 波モデル伝送路に対する閾値処理部の出力の一例を概略的に示すグラフである。

【図 14】( A ) は、マルチキャリア変調方式に対応する等化处理部の構成を概略的に示す図であり、( B ) は、シングルキャリア変調方式に対応する等化处理部の構成を概略的に示す図である。

【図 15】本発明に係る実施の形態 2 の伝送路推定部の構成を概略的に示す機能ブロック図である。

30

【図 16】実施の形態 2 の変動量検出部の構成を概略的に示す機能ブロック図である。

【図 17】実施の形態 2 の平滑化部の構成例を概略的に示す機能ブロック図である。

【図 18】本発明に係る実施の形態 3 の平滑化部の構成を概略的に示す機能ブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 2 】

以下、本発明に係る種々の実施の形態について図面を参照しつつ説明する。

【 0 0 1 3 】

実施の形態 1 .

40

図 1 は、本発明に係る実施の形態 1 の受信装置 1 の構成例を概略的に示す機能ブロック図である。図 1 に示されるように、この受信装置 1 は、受信アンテナ素子 R x 、フロントエンド部 10 、 P N 除去部 11 、等化部 12 、デインターリーバ 15 、デマッピング部 16 及び誤り訂正部 17 を備えている。

【 0 0 1 4 】

フロントエンド部 10 は、受信アンテナ素子 R x を介して無線信号を受信する。フロントエンド部 10 は、その無線信号に対して同調処理などのアナログ信号処理を施して搬送波帯域信号を生成し、さらにこの搬送波帯域信号に A / D 変換及び直交復調を施してベースバンド受信信号 ( 複素デジタル信号 ) R s を生成し出力する。

【 0 0 1 5 】

50

図2(A),(B)は、受信装置1で受信される複数の到来波(直接波と遅延波)の例を概略的に示す図である。図2に示されるように到来波は、既知信号系列であるPN系列と情報信号を含む有効シンボルとで構成される伝送シンボルを1単位として送信されたものである。ここで、PN(Pseudo-random Noise)系列は、疑似ランダム系列とも呼ばれており、連続した数百個のシンボル(時間領域信号)で構成されている。一方、有効シンボルは、単一搬送波を用いて情報を伝送するシングルキャリア変調方式で生成された信号群、あるいは、複数の搬送波(副搬送波)を用いて情報を伝送するマルチキャリア変調方式(特に、直交周波数分割多重化方式)で生成された信号群からなる。このような伝送シンボルのフォーマットは、たとえば、中国の地上デジタル放送規格であるDTMB(Digital Terrestrial Multimedia Broadcasting)規格で採用されている。

10

#### 【0016】

PN除去部11は、ベースバンド受信信号Rsの系列からPN系列を除去し、ベースバンド受信信号Rsのうち有効シンボルのみの時間領域信号Re(以下、有効シンボル信号Reと呼ぶ。)を等化部12に出力する。

#### 【0017】

等化部12は、ベースバンド受信信号Rsの系列から伝送路特性(チャネルインパルス応答)を推定する伝送路推定部14と、伝送路推定部14から供給された伝送路特性の推定値Heを用いて有効シンボル信号Reに対して周波数軸等化(周波数領域での等化)を実行する等化处理部13とを有する。

20

#### 【0018】

図2(A),(B)に示されるように、受信装置1は、送信装置(図示せず)から直接到来した直接波と、建物などの障害物で反射、回折あるいは散乱を受けたために直接波に対して遅延して到来した遅延波とを受信する場合がある。この場合、直接波の伝送シンボルと遅延波の伝送シンボルとが重畳された信号を受信装置1は受信する。図2(B)には、遅延波が1つだけ示されているが、これに限定されない。2個以上の遅延波と直接波とが重畳された信号を受信装置1が受信する場合もある。等化部12は、遅延波の影響によるベースバンド受信信号Rsの歪み(位相回転量や振幅変化)を適正に補正する機能を有している。

#### 【0019】

図1を参照すると、デインターリーバ15は、等化处理部13から出力された等化信号Esにデインターリーブ処理を施す。デマッピング部16は、デインターリーバ15の出力にデマッピング処理を施す。具体的には、デマッピング部16は、送信装置で使用されたキャリア変調方式に従って、デインターリーバ15の出力(データシンボル)をビット列に変換する。キャリア変調方式としては、たとえば、QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)や $2^M$ 値QAM(Quadrature Amplitude Modulation; Mは正整数)といったデジタル変調方式が挙げられるが、これらに限定されるものではない。誤り訂正部17は、デマッピング部16の出力系列に対して、たとえば、公知のリードソロモン(Reed-Solomon)復号や畳み込み復号を施してデータ信号系列を生成し出力する。

30

40

#### 【0020】

図3は、実施の形態1の伝送路推定部14の構成を概略的に示す機能ブロック図である。図3に示されるように、伝送路推定部14は、相関演算部21、PN系列生成部22、平滑化部26及び閾値処理部28を有する。伝送路推定部14は、さらに、到来波検出部23、変動量検出部24、区間設定部25及び閾値設定部27を有することを特徴とする。

#### 【0021】

PN系列生成部22は、ベースバンド受信信号Rsの系列として受信PN系列が入力されるとき、この受信PN系列に対応するPN系列を自己生成して相関演算部21に供給する。相関演算部21は、伝送シンボル毎にベースバンド受信信号RsとPN系列との相互

50

相関を計算して相互相関値の系列（以下「相関係列」とも呼ぶ。）を得る。相互相関は、2つの信号波形のうち一方の信号波形を他方の信号波形に対して時間 だけ遅延させたときのずらし時間（遅延時間） に関する関数として表現することができる。

【0022】

今、受信装置1への到来波が1つしか存在しないAWGN（Additive white Gaussian noise：白色ガウス雑音）伝送路の場合を想定する。遅延時間 に相当するサンプル番号を整数  $k$  とし、伝送シンボル番号を整数  $j$  とし、サンプル数を整数  $L$  で表すとき、ベースバンド受信信号  $R_s$  とPN系列との相関係列  $R_j(k)$  は、次式（1）で表現され得る。

【数1】

10

$$R_j(k) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} [pn(i-k) + f_j(i-k) + n_j(i-k)] \times pn(i) \quad \dots(1)$$

【0023】

ここで、 $pn(i-k)$  は、送信PN系列を示し、 $f_j(i-k)$  は、 $j$  番目伝送シンボルにおける有効シンボル中の有効データ信号を表し、 $n_j(i-k)$  は、 $j$  番目伝送シンボルが受けたガウス雑音を表し、 $pn(i)$  は、自己生成されたPN系列を表している。

【0024】

20

上式（1）を整理すると、次式（2）を得ることができる。

【数2】

$$R_j(k) = \delta(k) + \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} [f_j(i-k) + n_j(i-k)] \times pn(i) \quad \dots(2)$$

【0025】

ここで、式（2）の右辺第1項の  $\delta(k)$  は、次式（3）で定義される。

【数3】

$$\delta(k) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} pn(i-k) \times pn(i) \quad \dots(3)$$

30

【0026】

上式（2）の右辺第1項の  $\delta(k)$  は、到来波が受信装置1に到来した時刻に対応する  $k=0$  のときに非常に鋭い相関ピーク値を有し、 $k=0$  以外のときはほとんど零に近い値を有する関数である。

【0027】

到来波が複数存在する場合には、受信装置1は、これら複数の到来波が互いに重畳された信号を受信するので、複数の到来波に対応する複数の時刻では複数の鋭いピークが相関係列に現れ、その他の時刻に対応する範囲では、上式（2）の右辺第2項に示したような雑音成分が相関係列に現れることとなる。図4は、2波モデル伝送路に対する相関係列  $R(k)$  の一例をグラフで示す図である。この2波モデル伝送路では、DU比（Desired to Undesired signal ratio）は6dB、遅延時間 に関するサンプル数は100サンプルとされた。図4において、 $k=0$  と  $k=100$  でそれぞれ主波と遅延波の受信レベルを示すピークが存在し、その他の範囲では、上式（1）の第2項の雑音成分が存在する。

40

【0028】

送信装置は、図2（A）に示したフォーマットを有する伝送シンボルを送信単位とした信号を送信するので、受信装置1の相関演算部21は、伝送シンボル間隔毎に相関係列  $R_1(k)$ 、 $R_2(k)$ 、 $R_3(k)$ 、...を算出することとなる。これら相関係列  $R_1(k)$

50



),  $R_2(k)$ ,  $R_3(k)$ , ... は、平滑化部 26 と到来波検出部 23 とに与えられる。  
【0029】

到来波検出部 23 は、相関演算部 21 から出力される信号のサンプル毎の瞬時電力または振幅（相互相関値）に基づいて、各到来波に対応する相関ピーク値の位置を伝送シンボル毎に検出する機能を有する。具体的には、到来波検出部 23 は、相関係列から瞬時電力の分布を算出し、各瞬時電力を予め決められた閾値と比較し、この比較結果から閾値以上となった瞬時電力の位置と、この位置における瞬時電力を示す信号  $WD$  を出力する。なお、本実施の形態では、瞬時電力の値を示す信号  $WD$  が出力されるが、これに代えて振幅（相関ピーク値）を示す信号が出力されてもよい。

【0030】

10

変動量検出部 24 は、到来波検出部 23 から出力された信号  $WD$  に基づいて、各到来波の相関ピーク値（またはその瞬時電力）の時間変動を検出する機能を有する。変動量検出部 24 は、その検出結果を示す信号  $FD$  を平滑化部 26 と閾値設定部 27 とに与える。

【0031】

図 5 は、実施の形態 1 の変動量検出部 24 の構成を概略的に示す機能ブロック図である。図 5 に示されるように、この変動量検出部 24 は、 $N$  個の到来波にそれぞれ対応する  $N$  個の瞬時電力  $W_1, \dots, W_N$  を複数の伝送シンボル分保持する  $N$  個（ $N$  は 2 以上の整数）の瞬時電力保持部（信号保持部） $241_1, \dots, 241_N$  を含む。たとえば、図 2 (A), (B) に示したように到来波が 2 つ存在する場合には、直接波の瞬時電力（または振幅）の系列が瞬時電力保持部  $241_1$  に保持され、遅延波の瞬時電力の系列は瞬時電力保持部  $241_2$  に保持されればよい。ここで、瞬時電力保持部  $241_1 \sim 241_N$  の個数  $N$  は、想定される到来波の数だけ必要となる。

20

【0032】

変動量検出部 24 は、さらに、瞬時電力保持部  $241_1, \dots, 241_N$  からそれぞれ供給された瞬時電力に対して時間軸方向（シンボル方向）のフーリエ変換を実行して  $N$  個の周波数スペクトルを生成する時間軸方向フーリエ変換部  $242_1, \dots, 242_N$  と、これら  $N$  個の周波数スペクトルのエッジの周波数値（すなわち、最大ドップラー周波数） $Fd_1, \dots, Fd_N$  を検出するエッジ検出部  $243_1, \dots, 243_N$  とを含む。なお、時間軸方向フーリエ変換部  $242_1, \dots, 242_N$  に代えて、フーリエ変換以外の直交変換を行う処理部を使用してもよい。

30

【0033】

図 6 (A), (B) は、受信装置 1 が 2 波の到来波を受信する環境での相関係列（遅延プロファイル）を概略的に例示する図である。図 6 (A), (B) では、時刻  $T_1, T_2, T_3$  にそれぞれ生成された相関係列が示されており、時刻  $T_1$  の相関係列は、直接波と遅延波とにそれぞれ対応する相関ピーク値  $P_1(1), P_2(1)$  を有し、時刻  $T_2$  の相関係列は、2 つの相関ピーク値  $P_1(2), P_2(2)$  を有し、時刻  $T_3$  の相関係列は、2 つの相関ピーク値  $P_1(3), P_2(3)$  を有する。図 6 (A) は、送信装置に対して受信装置 1 が静止している場合、図 6 (B) は、受信装置 1 に対して受信装置 1 が移動している場合の相関係列をそれぞれ示す図である。受信装置 1 が静止している場合は、図 6 (A) に示されるように、いずれの時刻の相関係列の遅延プロファイル特性も同じである。これに対し、移動受信時には、図 6 (B) に示されるように、相関係列の遅延プロファイル特性は時々刻々と変化し、直接波及び遅延波のそれぞれの相関ピーク値及び位相は時間とともに変化する。

40

【0034】

図 7 (A) は、 $j$  番目の到来波の相関ピーク値の時間軸方向（シンボル方向）の系列を概略的に例示する図であり、図 7 (B) は、図 7 (A) の相関ピーク値  $P_j(1), P_j(2), \dots$  の瞬時電力値をフーリエ変換して得られる周波数スペクトルを概略的に示す図である。図 7 (B) の周波数スペクトルは、 $-Fd_j \sim +Fd_j$  の周波数範囲に分布している。この周波数スペクトルのエッジの周波数値（絶対値） $Fd_j$  は、最大ドップラー周波数と呼ばれている。

50

## 【0035】

一方、図8(A)は、図7(A)、(B)の場合とは異なる受信環境時での、j番目の到来波の相関ピーク値の時間軸方向(シンボル方向)の系列を概略的に例示する図であり、図8(B)は、図8(A)の相関ピーク値 $P_j(1)$ 、 $P_j(2)$ 、...の瞬時電力値をフーリエ変換して得られる周波数スペクトルを概略的に示す図である。図7(A)及び図8(A)に示されるように、図8(A)の場合の到来波が伝送路から受ける歪みは、図7(A)の場合の到来波が伝送路から受ける歪みよりも大きい。このため、図8(B)の周波数スペクトルは、図7(B)の周波数スペクトルよりも周波数方向に広い範囲( $-Fd_j \sim +Fd_j$ )に分布し、図7(B)の周波数スペクトルの最大ドップラー周波数よりも大きな最大ドップラー周波数を有している。

10

## 【0036】

たとえば、到来波の到来方向が受信装置1の移動方向と垂直の場合、最大ドップラー周波数はほぼ0Hzとなる。また、到来波の到来方向が受信装置1の移動方向と同じ場合には、その移動速度に対応した最大ドップラー周波数だけ周波数スペクトルが広がる。よって、受信装置1の相対移動速度が大きい程、到来波が伝送路から受ける歪みは大きくなる。このため、相対移動速度が大きい程、最大ドップラー周波数 $Fd_j$ が大きくなる傾向がある。

## 【0037】

図5のエッジ検出部243<sub>1</sub>、...、243<sub>N</sub>は、N個の到来波にそれぞれ対応する最大ドップラー周波数 $Fd_1$ 、...、 $Fd_N$ を検出することができる。これら最大ドップラー周波数 $Fd_1$ 、...、 $Fd_N$ を示す信号FDは、平滑化部26と閾値設定部27とに与えられる。

20

## 【0038】

なお、本実施の形態では、変動量検出部24は、瞬時電力 $W_1$ 、...、 $W_N$ に基づいて最大ドップラー周波数 $Fd_1$ 、...、 $Fd_N$ を検出しているが、これに代えて、相関ピーク値に基づいてドップラー周波数を検出するように構成されてもよい。また、本実施の形態では、変動量検出部24は、最大N個の到来波にそれぞれ対応するN個の瞬時電力系列を並列に処理する構成を有しているが、これに代えて、N個の瞬時電力系列を時分割処理して最大ドップラー周波数 $Fd_1$ 、...、 $Fd_N$ を検出するように構成されてもよい。時分割処理を採用することで、回路規模を小さくすることが可能となる。

30

## 【0039】

区間設定部25は、到来波検出部23の出力に基づいて、相関係列に対して遅延時間方向に複数の区間を設定し、これら区間を示す信号SCを平滑化部26と閾値設定部27とに供給する機能を有する。各区間は、到来波検出部23で検出される複数の相関ピークのうちの少なくとも1つに対応するように定めてもよいし、あるいは、複数の相関ピーク値にそれぞれ対応し且つ互いに重複しないように複数の区間を定めることもできる。図9(A)は、2つの相関ピークにそれぞれ対応する区間A、Bを示す図である。また、図9(B)は、2つの相関ピークにそれぞれ対応する区間B、Dと、これら以外の区間A、C、Eとを示す図である。

## 【0040】

次に、平滑化部26は、区間設定部25により設定された区間毎に、複数の相関係列 $R_1(k)$ 、 $R_2(k)$ 、 $R_3(k)$ 、...に対してシンボル方向の平滑化フィルタリングを実行して推定遅延プロファイルFR(k)を生成する機能を有する。平滑化部26は、最大ドップラー周波数 $Fd_1$ 、...、 $Fd_N$ を示す信号SDに基づいて、相関係列(相関ピーク値)の時間変動に追従するように自己の平滑化フィルタリング特性を変化させる機能をも有する。

40

## 【0041】

図10は、この平滑化部26の構成例を概略的に示す機能ブロック図である。図10に示されるように、平滑化部26は、複数の伝送シンボル分の相関係列 $R_1(k)$ 、 $R_2(k)$ 、 $R_3(k)$ 、...を一時的に保持する相関保持部260と、この相関保持部260が

50

ら読み出された複数の相関係列に対して区間ごとの平滑化フィルタリングを実行するフィルタ部 261 と、フィルタ制御部 265 とを含む。相関保持部 260 で保持される相関係列のデータ量は、後段のフィルタ部 261 のタップ数に依存する。たとえば、後段のフィルタ部 261 が T タップ (T は正整数) を有する FIR フィルタの場合、T シンボル分の相関係列を保持すればよい。

#### 【0042】

フィルタ制御部 265 は、信号 FD, SC に応じて、フィルタ部 261 のフィルタ特性 (平滑化フィルタリング特性) を区間変化や相関係列の時間変動に追従させるようにフィルタ部 261 のフィルタ係数群 FC を設定する機能を有する。

#### 【0043】

具体的には、フィルタ制御部 265 は、最大ドップラー周波数が多い程、フィルタ部 261 の通過帯域が広くなるように可変フィルタ係数群 FC を設定することができる。なお、特許文献 1 に記載されている技術では、平滑化のフィルタ係数を変化させることができないため、最大ドップラー周波数の広がり大きさが変化したとき、この変化にフィルタ特性を追従させることができない。

#### 【0044】

フィルタ部 261 としては、たとえば、公知の FIR (Finite Impulse Response) フィルタあるいは IIR (Infinite Impulse Response) フィルタなどのデジタルフィルタを使用すればよい。図 11 は、フィルタ部 261 の構成例を概略的に示す図である。図 11 に示されるように、フィルタ部 261 は、遅延素子 262<sub>1</sub> ~ 262<sub>L-1</sub> と乗算器 263<sub>0</sub> ~ 263<sub>L-1</sub> と総和演算器 264 とを含む。フィルタ部 261 は、可変フィルタ係数 FC(0), FC(1), ..., FC(L-1) と入力信号 R<sub>j</sub>(k), R<sub>j-1</sub>(k), ..., R<sub>j-L+1</sub>(k) とを積和演算することにより推定遅延プロファイル FR(k) を算出することができる。区間設定部 25 により複数の区間が設定された場合には、フィルタ部 261 は、区間毎に可変フィルタ係数群 FC を切り替えることで平滑化フィルタリングを区間毎に実行する。

#### 【0045】

たとえば、フィルタ制御部 265 は、区間設定部 25 で決められた区間毎に、周波数スペクトルの広がり大きさに相当する最大ドップラー周波数の 2 倍 (= Fd<sub>j</sub> × 2) の通過帯域を持たせるように可変フィルタ係数群 FC を設定することができる。また、たとえば、図 9 (A) に示したように区間 A, B が設定されている場合には、区間 A の相関ピーク値の瞬時電力 (または相関ピーク値) の最大ドップラー周波数が Fa [Hz] の場合、2 × Fa [Hz] の通過帯域のローパスフィルタ特性の可変フィルタ係数群 FC を算出し、区間 B の相関ピーク値の瞬時電力 (または相関ピーク値) の最大ドップラー周波数が Fb [Hz] の場合には、2 × Fb [Hz] の通過帯域のローパスフィルタ特性の可変フィルタ係数群 FC を算出することができる。

#### 【0046】

フィルタ制御部 265 は、可変フィルタ係数群 FC を算出してもよいし、あるいは、予め用意された複数の可変フィルタ係数群の中から信号 FD, SC に対応する可変フィルタ係数群 FC を選択してもよい。図 12 は、予め用意された複数の可変フィルタ係数群の中から可変フィルタ係数群 FC を選択する場合のフィルタ制御部 265 の構成例を概略的に示す機能ブロック図である。図 12 のフィルタ制御部 265 は、K 個のフィルタ係数群 FC<sub>1</sub> ~ FC<sub>K</sub> を供給する K 個のフィルタ係数記憶部 266<sub>1</sub>, ..., 266<sub>K</sub> と、信号 FC, SC に応じて、フィルタ係数群 FC<sub>1</sub> ~ FC<sub>K</sub> の中から 1 つのフィルタ係数群 FC を選択するフィルタ係数選択部 267 とを有する。

#### 【0047】

上記のように平滑化部 26 は、各到来波に対応する相関係列の時間変動に応じて平滑化フィルタリング特性を変化させるので、受信装置 1 の移動速度の変化に追従した可変フィルタ係数 FC の制御を行うことができる。それ故、推定遅延プロファイル FR(k) の推定精度及び等化処理部 13 での等化精度を向上させることができる。また、複数の到来波

10

20

30

40

50

にそれぞれ対応した複数の相関ピーク値が互いに別の区間に含まれるように相関係列の遅延時間を複数の区間に分割し、区間毎に独立に平滑化フィルタリング特性を設定するので、到来波毎に相関係列の時間変動量が異なる受信環境でも、推定遅延プロファイル  $FR(k)$  の推定精度及び等化処理部 13 での等化精度を向上させることができる。

【0048】

なお、区間設定部 25 で設定された区間（たとえば、図 9（B）の区間 C）に相関ピーク値が存在しない場合は、フィルタ制御部 265 は、たとえば、最も通過帯域を狭くする可変フィルタ係数  $FC$  を選択すればよい。

【0049】

閾値処理部 28 は、平滑化部 26 の出力から閾値  $Th1$  未満の値を切り捨てる閾値処理を実行する機能を有する。具体的には、閾値処理部 28 は、平滑化部 26 の出力  $FR(k)$  の瞬時電力（または振幅）を閾値  $Th1$  と比較し、瞬時電力（または振幅）が当該閾値  $Th1$  より大きい場合は、平滑化部 26 の出力をそのまま等化処理部 13 に出力し、瞬時電力（または振幅）が当該閾値  $Th1$  以下の場合は、零値を出力することができる。ここで、閾値  $Th1$  より大きいサンプル値の前後の任意個数のサンプル値を零値に置き換えず、平滑化部 26 の出力をそのまま等化処理部 13 に出力してもよい。図 13 は、2 波モデル伝送路に対する閾値処理部 28 の出力の一例を概略的に示すグラフである。

【0050】

また、閾値処理部 28 は、区間設定部 25 で設定された区間毎に閾値処理部 28 で使用される閾値  $Th1$  を設定する機能をも有する。また、閾値設定部 27 は、その閾値  $Th1$  を最大ドップラー周波数に応じた値に設定する機能を有する。たとえば、最大ドップラー周波数  $F_{dj}$  の値が小さいために平滑化部 26 で狭い通過帯域の平滑化フィルタが使用される区間では、閾値  $Th1$  を基準値よりも低い値に設定することができ、一方で、最大ドップラー周波数  $F_{dj}$  の値が大きいために平滑化部 26 で広い通過帯域の平滑化フィルタが使用される区間では、閾値  $Th1$  を基準値よりも高い値に設定することができる。ここで、基準値としては、平滑化部 26 の最大出力値（ピーク値）よりも小さい値が使用される。このように、各区間で用いられる平滑化フィルタの通過帯域に応じて閾値  $Th1$  を設定することにより、受信レベルの小さな到来波を閾値処理で切り捨てることなく遅延プロファイルを推定することができるため、等化処理部 13 での等化精度を向上させることができる。

【0051】

等化処理部 13 は、閾値処理の実行後の当該推定遅延プロファイルを伝送路推定値  $He$  として用いて受信信号  $Re$  の歪みを補正することができる。図 14（A）は、受信信号  $Re$  がマルチキャリア変調方式で生成された場合の等化処理部 13 の構成を概略的に示す図であり、図 14（B）は、受信信号  $Re$  がシングルキャリア変調方式で生成された場合の等化処理部 13 の構成を概略的に示す図である。

【0052】

図 14（A）に示されるように、受信信号  $Re$  が OFDM 信号のようなマルチキャリア信号である場合には、等化処理部 13 は、受信信号  $Re$  をフーリエ変換して周波数領域の信号を生成する第 1 フーリエ変換部 131 と、伝送路推定値をフーリエ変換して周波数領域の伝送路推定値を生成する第 2 フーリエ変換部 132 と、第 1 フーリエ変換部 131 の出力を第 2 フーリエ変換部 132 の出力で除算して等化信号  $Es$  を生成する等化演算部 133 とを有する。一方、受信信号  $Re$  が OFDM 信号のようなマルチキャリア信号である場合には、図 14（B）に示されるように受信信号  $Re$  がシングルキャリア変調方式で生成された場合には、等化処理部 13 は、第 1 フーリエ変換部 131、第 2 フーリエ変換部 132 及び等化演算部 133 に加えて、等化演算部 133 の出力を逆フーリエ変換して等化信号  $Es$  を生成する逆フーリエ変換部 134 を有している。

【0053】

以上に説明したように実施の形態 1 では、平滑化部 26 は、相関係列の時間変動に追従して平滑化フィルタリング特性を変化させることができるので、伝送路特性が時間とともに

10

20

30

40

50

変化する環境下でも、推定遅延プロファイル  $FR(k)$  の推定精度の低下を抑制することができる。しかも、平滑化部 26 は、複数の到来波にそれぞれ対応する区間毎に個別に平滑化フィルタリング特性を変化させて区間毎の平滑化を実行することができるため、遅延プロファイルの推定を高い精度で行うことが可能である。したがって、従来技術と比べると、等化処理部 13 での等化精度を向上させることができる。

【0054】

実施の形態 2 .

次に、本発明に係る実施の形態 2 について説明する。図 15 は、実施の形態 2 の伝送路推定部 14B の構成を概略的に示す機能ブロック図である。本実施の形態の受信装置の構成は、伝送路推定部 14B を除いて、実施の形態 1 の受信装置 1 の構成と同じである。

10

【0055】

また、図 15 に示されるように、本実施の形態の伝送路推定部 14B の構成は、変動量検出部 24B、平滑化部 26B 及び閾値設定部 27B を除いて、実施の形態 1 の伝送路推定部 14 (図 3) の構成と同じである。

【0056】

図 16 は、実施の形態 2 の変動量検出部 24B の構成を概略的に示す機能ブロック図である。変動量検出部 24B は、実施の形態 1 の変動量検出部 24 と同様に、N 個の到来波にそれぞれ対応する N 個の瞬時電力  $W_1, \dots, W_N$  を複数の伝送シンボル分保持する N 個の瞬時電力保持部 (信号保持部)  $241_1, \dots, 241_N$  を含む。変動量検出部 24B は、さらに、瞬時電力保持部  $241_1, \dots, 241_N$  に保持されている瞬時電力  $W_1, \dots, W_N$  のそれぞれの時間変動量  $S_1, \dots, S_N$  を検出する時間変動量算出部  $244_1, \dots, 244_N$  を含んでいる。時間変動量  $S_1, \dots, S_N$  を示す信号  $SD$  は、平滑化部 26B と閾値設定部 27B とに供給される。

20

【0057】

j 番目の到来波に対応する時間変動量算出部  $244_j$  は、たとえば、瞬時電力  $W_j$  の時間変化量の絶対値の平均値を時間変動量  $S_j$  として算出することができる。ここで、瞬時電力  $W_j$  に代えて、相関ピーク値  $P_j$  を使用して時間変動量  $S_j$  を算出してもよい。

【0058】

今、j 番目の到来波に対応する相関ピーク値を  $P_j(q)$  ( $q$  は、現在時刻  $T_q$  を表す番号) で表すとき、j 番目の到来波に対応する瞬時電力  $W_j(q)$  は、たとえば、相関ピーク値  $P_j(q)$  とその複素共役  $P_j(q)^*$  との積で与えられる。具体的には、次式 (4) に従って瞬時電力  $W_j(q)$  を計算することができる。

30

【数 4】

$$W_j(q) = |P_j(q)|^2 \quad \dots(4)$$

【0059】

現在時刻  $T_q$  での時間変動量  $S_j(q)$  は、たとえば、シンボル方向に連続する M 個の瞬時電力  $W_j(q), W_j(q-1), \dots, W_j(q-M+1)$  を用いて次式 (5) に従って算出することができる。

40

【数 5】

$$S_j(q) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} |W_j(q-i) - W_j(q-i-1)|^2 \quad \dots(5)$$

【0060】

上式 (5) の瞬時電力  $W_j$  に代えて相関ピーク値  $P_j$  が使用される場合には、上式 (5) に代えて次式 (6) に従って時間変動量  $S_j(q)$  を算出することができる。

【数 6】

$$S_j(q) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} |P_j(q-i) - P_j(q-i-1)|^2 \quad \dots(6)$$

【0061】

あるいは、上記上式(6)の相関ピーク値  $P_j$  に代えて、相関ピーク  $P_j$  の絶対値(相関ピーク絶対値)が使用される場合には、次式(7)に従って時間変動量  $S_j(q)$  を算出することができる。

【数 7】

$$S_j(q) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \left| |P_j(q-i)| - |P_j(q-i-1)| \right|^2 \quad \dots(7)$$

【0062】

上式(5)、(6)または(7)による演算は、たとえば、タップ数  $M$  の移動平均フィルタを用いて実現することが可能である。

【0063】

なお、上式(5)は、シンボル方向に連続する瞬時電力の差分絶対値の2乗の移動平均を算出する式であるが、これに代えて、シンボル方向に連続する瞬時電力の差分絶対値の移動平均を算出する式を用いてもよい。同様に、上式(6)は、シンボル方向に連続する相関ピーク値の差分絶対値の2乗の移動平均を算出する式であるが、これに代えて、シンボル方向に連続する相関ピーク値の差分絶対値の移動平均を算出する式を用いてもよい。同様に、上式(7)は、シンボル方向に連続する相関ピーク絶対値の差分絶対値の2乗の移動平均を算出する式であるが、これに代えて、シンボル方向に連続する相関ピーク絶対値の差分絶対値の移動平均を算出する式を用いてもよい。

【0064】

平滑化部26Bは、実施の形態1の平滑化部26と同様に、区間毎に、相関係列  $R_1(k)$ 、 $R_2(k)$ 、 $R_3(k)$ 、... に対してシンボル方向の平滑化フィルタリングを実行して推定遅延プロファイル  $FR(k)$  を生成する機能を有する。本実施の形態の平滑化部26Bは、さらに、時間変動量  $S_1, \dots, S_N$  に基づいて、相関係列(相関ピーク値)の時間変動に追従するように自己の平滑化フィルタリング特性を変化させる機能を有している。

【0065】

なお、本実施の形態では、変動量検出部24Bは、瞬時電力  $W_1, \dots, W_N$  に基づいて時間変動量  $S_1, \dots, S_N$  を検出しているが、これに代えて、相関ピーク値に基づいて時間変動量  $S_1, \dots, S_N$  を検出するように構成されてもよい。また、本実施の形態では、変動量検出部24Bは、最大  $N$  個の到来波にそれぞれ対応する  $N$  個の瞬時電力系列を並列に処理する構成を有しているが、これに代えて、 $N$  個の瞬時電力系列を時分割処理して時間変動量  $S_1, \dots, S_N$  を検出するように構成されてもよい。時分割処理を採用することで、回路規模を小さくすることが可能となる。

【0066】

次に、図17は、実施の形態2の平滑化部26Bの構成例を概略的に示す機能ブロック図である。この平滑化部26Bの構成は、フィルタ制御部265Bを除いて、実施の形態1の平滑化部26の構成と同じである。本実施の形態のフィルタ制御部265Bは、信号  $SD$ 、 $SC$  に応じて、フィルタ部261のフィルタ特性(平滑化フィルタリング特性)を区間変化や相関係列の時間変動に追従させるようにフィルタ部261のフィルタ係数群  $FC$  を設定する機能を有する。具体的には、フィルタ制御部265Bは、区間設定部25で決められた区間毎に、時間変動量  $S_j$  が大きい程、フィルタ部261の通過帯域が広くなるようにフィルタ係数群  $FC$  を設定することができる。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 6 7 】

閾値設定部 2 7 B は、実施の形態 1 の閾値設定部 2 7 と同様に、区間設定部 2 5 で設定された区間毎に閾値処理部 2 8 で使用される閾値  $T_{h1}$  を設定する機能を有し、さらに、その閾値  $T_{h1}$  を上記時間変動量  $S_j$  に応じた値に設定する機能を有する。たとえば、時間変動量  $S_j$  が小さいために平滑化部 2 6 で狭い通過帯域の平滑化フィルタが使用された区間では、閾値  $T_{h1}$  を基準値（平滑化部 2 6 の出力のピーク値よりも小さい値）よりも低い値に設定することができ、一方で、時間変動量  $S_j$  が大きいために平滑化部 2 6 で広い通過帯域の平滑化フィルタが使用された区間では、閾値  $T_{h1}$  を基準値よりも高い値に設定することができる。

## 【 0 0 6 8 】

10

以上に説明したように実施の形態 2 では、平滑化部 2 6 B は、相関係列の時間変動に追従して平滑化フィルタリング特性を変化させることができるので、伝送路特性が時間とともに変化する環境下でも、推定遅延プロファイル  $FR(k)$  の推定精度の低下を抑制することができる。しかも、平滑化部 2 6 B は、複数の到来波にそれぞれ対応する区間毎に個別に平滑化フィルタリング特性を変化させて区間毎の平滑化を実行することができるため、遅延プロファイルの推定を高い精度で行うことが可能である。したがって、従来技術と比べると、等化処理部 1 3 での等化精度を向上させることができる。

## 【 0 0 6 9 】

実施の形態 3 .

次に、本発明に係る実施の形態 3 について説明する。図 1 8 は、実施の形態 3 の平滑化部 2 6 C の構成を概略的に示す機能ブロック図である。本実施の形態の伝送路推定部の構成は、この平滑化部 2 6 C を除いて、実施の形態 2 の伝送路推定部 1 4 B（図 1 5）の構成と同じである。また、本実施の形態の受信装置の構成は、平滑化部 2 6 C を除いて、実施の形態 2 の受信装置の構成と同じである。

20

## 【 0 0 7 0 】

図 1 8 に示されるように、平滑化部 2 6 C は、実施の形態 1 の平滑化部 2 6（図 1 0）と同様に相関保持部 2 6 0、フィルタ部 2 6 1 及びフィルタ制御部 2 6 5 を有する。本実施の形態の平滑化部 2 6 C は、さらに、上記時間変動量  $S_1, \dots, S_N$  を上記最大ドップラー周波数  $Fd_1, \dots, Fd_N$  にそれぞれ変換するドップラー周波数算出部 2 6 8 を有している。このため、フィルタ制御部 2 6 5 は、最大ドップラー周波数  $Fd_1, \dots, Fd_N$  に応じて区間毎にフィルタ係数群  $FC$  を設定することができる。

30

## 【 0 0 7 1 】

ドップラー周波数算出部 2 6 8 は、時間変動量の値と最大ドップラー周波数の値との間の関係を一意に定めるルックアップテーブル（変換テーブル）を有することができる。この場合、ドップラー周波数算出部 2 6 8 は、ルックアップテーブルを参照して、入力された時間変動量  $S_j$  の値に対応する最大ドップラー周波数  $Fd_j$  の値を出力することが可能である。このようなドップラー周波数算出部 2 6 8 は、時間変動量  $S_j$  をアドレス入力とし、このアドレス入力に対応する記憶データの値を最大ドップラー周波数  $Fd_j$  の値として出力するメモリ回路を用いて実現することができる。

## 【 0 0 7 2 】

40

あるいは、ドップラー周波数算出部 2 6 8 は、時間変動量  $S_j$  を独立変数（引数）とする所定の単調増加関数を用いた演算により、入力された時間変動量  $S_j$  から最大ドップラー周波数  $Fd_j$  を算出してもよい。たとえば、次式（8）に示すような 1 次関数を用いて最大ドップラー周波数  $Fd_j$  を算出することができる。

## 【 数 8 】

$$Fd_j = \alpha \times S_j + \beta \quad \cdots (8)$$

## 【 0 0 7 3 】

ここで、 $\alpha$ 、 $\beta$  は、定数である（ただし、 $\alpha > 0$ ）。

## 【 0 0 7 4 】

50

実施の形態 3 の場合も、実施の形態 1 , 2 の場合と同様の効果を得ることができる。

【 0 0 7 5 】

以上、図面を参照して本発明に係る種々の実施の形態について述べたが、これらは本発明の例示であり、上記以外の様々な形態を採用することもできる。

【 0 0 7 6 】

上記実施の形態 1 乃至 3 の受信装置の機能の一部は、ハードウェア構成で実現されてもよいし、あるいは、CPUを含むマイクロプロセッサにより実行されるコンピュータプログラムで実現されてもよい。当該機能の一部がコンピュータプログラムで実現される場合には、マイクロプロセッサは、コンピュータ読み取り可能な記録媒体から当該コンピュータプログラムをロードし実行することによって当該機能の一部を実現することができる。

10

【 0 0 7 7 】

また、上記実施の形態 1 乃至 3 の受信装置の構成の全部または一部は、LSI (Large Scale Integrated circuit) で実現することができる。また、FPGA (Field-Programmable Gate Array) や ASIC (Application Specific Integrated Circuit) により実施の形態 1 乃至 3 の受信装置の構成の全部または一部を実現することも可能である。

【 0 0 7 8 】

さらに、上記実施の形態 1 乃至 3 の受信装置は、ディジタル放送受信装置 (テレビジョン放送受信機及び音声放送受信機を含む。) 、無線 LAN 機器、電力線通信 (PLC: Power-Line Communication) システムの受信装置、あるいは、移動体通信システムの受信端末といった通信装置として構成されてもよい。

20

【 符号の説明 】

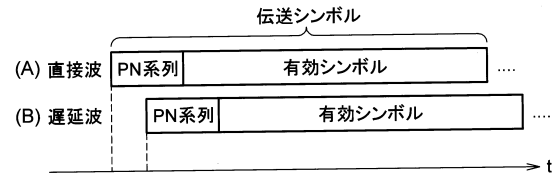
【 0 0 7 9 】

1 受信装置、 10 フロントエンド部、 11 PN除去部 (既知信号除去部)、  
12 等化部、 13 等化处理部、 14 , 14 B 伝送路推定部、 15 デイン  
ターリーバ、 16 デマッピング部、 17 誤り訂正部、 21 相関演算部、 2  
2 PN系列生成部 (既知信号系列生成部)、 23 到来波検出部、 24 , 24 B  
変動量検出部、 241<sub>1</sub> ~ 241<sub>N</sub> 瞬時電力保持部 (信号保持部)、 242<sub>1</sub> ~ 2  
42<sub>N</sub> 時間軸方向フーリエ変換部、 243<sub>1</sub> ~ 243<sub>N</sub> エッジ検出部、 244<sub>1</sub>  
~ 244<sub>N</sub> 時間変動量算出部、 25 区間設定部、 26 , 26 B , 26 C 平滑化  
部、 260 相関保持部、 261 フィルタ部、 265 , 265 B フィルタ制御  
部 (フィルタ係数設定部)、 266<sub>1</sub> ~ 266<sub>K</sub> フィルタ係数記憶部、 267 フ  
ィルタ係数選択部、 268 ドップラー周波数算出部、 27 , 27 B 閾値設定部、  
28 閾値処理部。

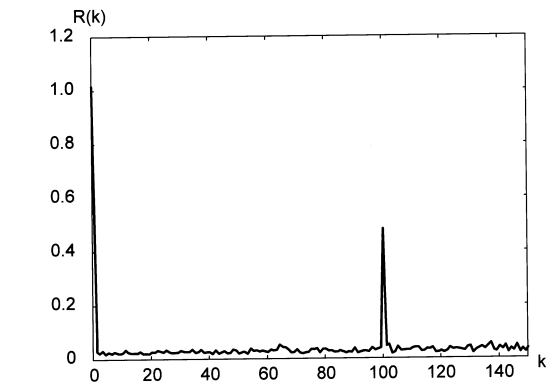
30



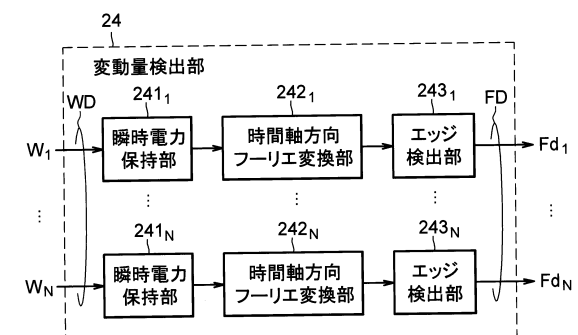
【圖 2】



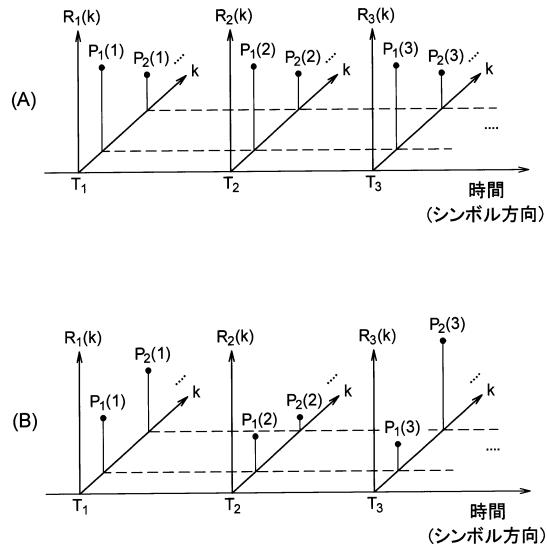
【 図 4 】



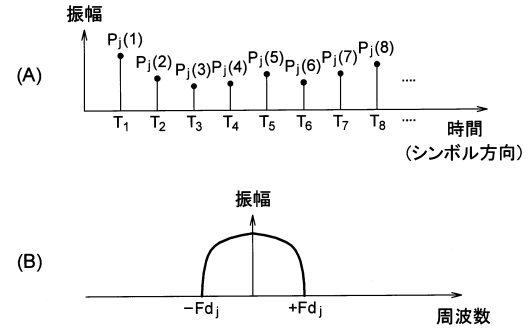
【 図 5 】



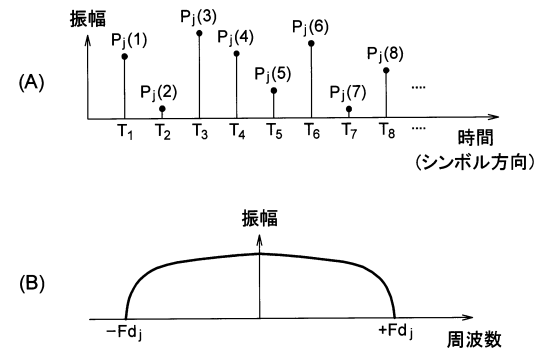
【図 6】



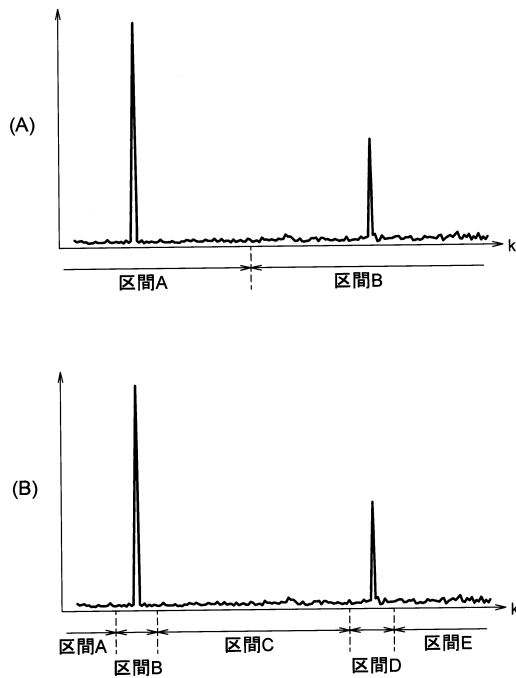
【図 7】



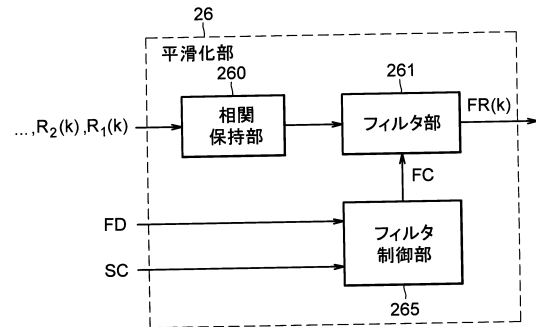
【図 8】



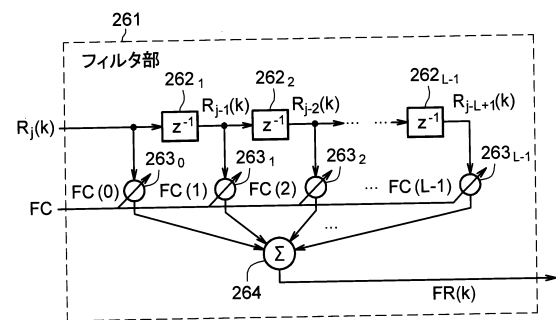
【図 9】



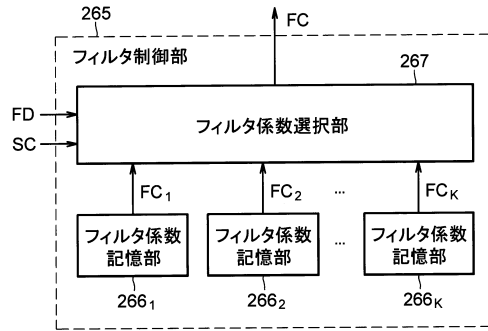
【図 10】



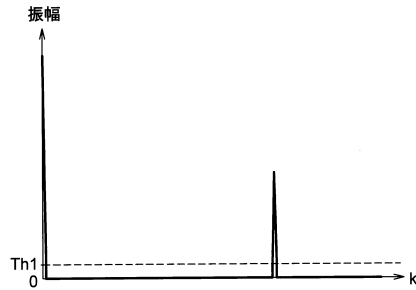
【図 11】



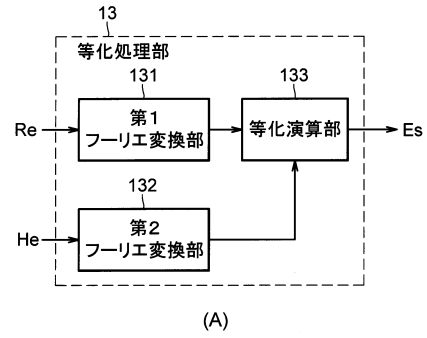
【図 1 2】



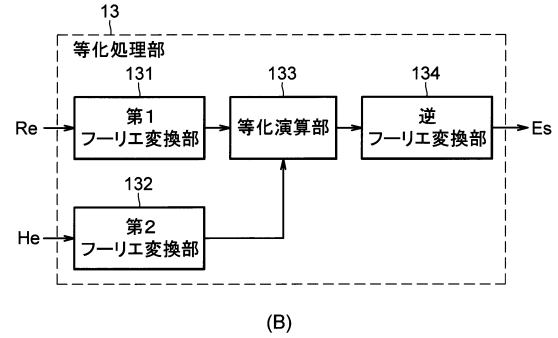
【図 1 3】



【図 1 4】

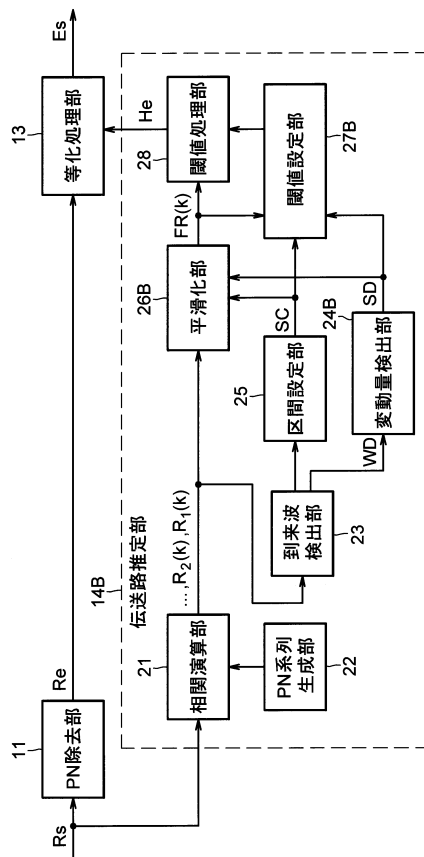


(A)

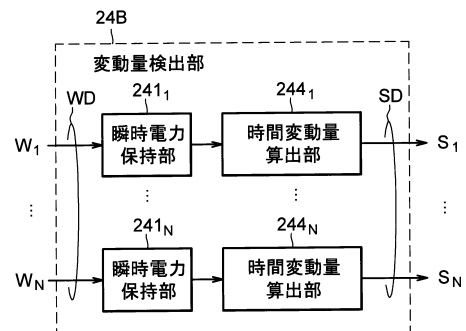


(B)

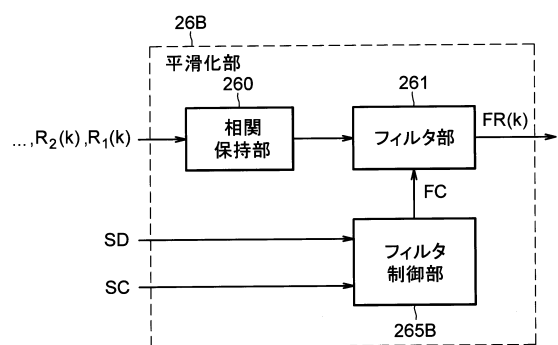
【図 1 5】



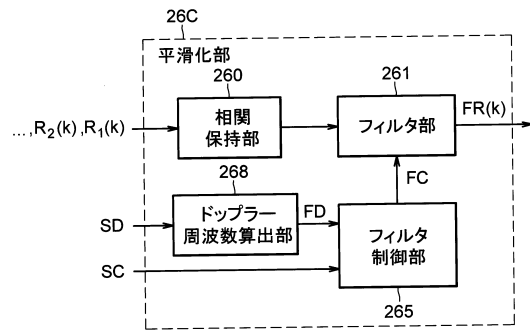
【図 1 6】



【図 1 7】



【図 18】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開2009-284036(JP,A)  
特開平10-051356(JP,A)  
特開2010-226161(JP,A)  
特開2002-261658(JP,A)  
特開2002-094412(JP,A)  
特開平10-065578(JP,A)  
特開2000-269926(JP,A)  
特開2004-235777(JP,A)  
特開2011-199391(JP,A)  
特開2008-072225(JP,A)  
特開2002-141885(JP,A)  
特開2001-251216(JP,A)  
特開2002-111549(JP,A)  
特開2012-244256(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 27/00 - 27/38  
H04B 7/005  
H04J 11/00