

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5995703号
(P5995703)

(45) 発行日 平成28年9月21日 (2016. 9. 21)

(24) 登録日 平成28年9月2日 (2016. 9. 2)

(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 N 5/14 (2006. 01)	HO 4 N 5/14 B

請求項の数 16 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2012-277190 (P2012-277190)	(73) 特許権者	000006013
(22) 出願日	平成24年12月19日 (2012. 12. 19)		三菱電機株式会社
(65) 公開番号	特開2014-121070 (P2014-121070A)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(43) 公開日	平成26年6月30日 (2014. 6. 30)	(74) 代理人	100083840
審査請求日	平成27年8月6日 (2015. 8. 6)		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	北村 智彦

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 等化装置及び等化方法並びに受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

L s p シンボル毎にパイロットサブキャリアが挿入された直交周波数分割多重化信号をシンボル単位で受信し、当該受信信号をシンボル毎に直交変換して周波数領域信号を生成する受信装置において伝送路の歪みを補償する等化装置であって、

前記周波数領域信号から前記パイロットサブキャリアを抽出するパイロット抽出部と、
当該抽出されたパイロットサブキャリアに基づいて周波数領域の伝送路特性を推定する伝送路特性推定部と、

当該推定された伝送路特性に逆直交変換を施して推定遅延プロファイルを算出する逆直交変換部と、

L s p × C (C は正の整数) のシンボル数で前記推定遅延プロファイルをシンボル方向に平滑化して平滑化遅延プロファイルを生成する平滑化部と、

前記平滑化遅延プロファイルに直交変換を施して周波数領域の平滑化伝送路特性を算出する直交変換部と、

前記平滑化伝送路特性を用いて前記周波数領域信号の歪みを補正する等化处理部と、

前記推定遅延プロファイルに現れる到来波成分を検出する到来波検出部と、

前記推定遅延プロファイルに基づいて前記到来波成分に対応する最大ドップラー周波数を検出するドップラー検出部と、

前記最大ドップラー周波数に基づいて前記平滑化部のフィルタ特性を決定するフィルタ特性決定部と

10

20

を備え、

前記平滑化部は、可変のフィルタ係数群を用いて前記推定遅延プロファイルをシンボル方向に平滑化する平滑化フィルタを有し、

前記フィルタ特性決定部は、前記フィルタ係数群を前記最大ドップラー周波数に応じた係数群に設定する

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、前記フィルタ特性決定部は、前記フィルタ係数群を、前記最大ドップラー周波数以下の周波数の低域成分を通過させ且つ前記最大ドップラー周波数よりも高い周波数の高域成分を減衰させる低域通過型フィルタを定める係数群に設定することを特徴とする等化装置。

10

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載の等化装置であって、

前記平滑化遅延プロファイルの閾値未満のサンプル値を零値に置き換える閾値処理を実行する閾値処理部と、

前記閾値を前記最大ドップラー周波数に応じた値に設定する閾値設定部とをさらに備え、

前記直交変換部は、前記閾値処理部の出力に直交変換を施して前記平滑化伝送路特性を算出し、

前記閾値設定部は、前記閾値を前記最大ドップラー周波数が高いほど低い値に設定することを特徴とする等化装置。

20

【請求項 4】

請求項 1 から 3 のうちのいずれか 1 項に記載の等化装置であって、

前記ドップラー検出部は、

前記推定遅延プロファイルに基づいてドップラー周波数スペクトルを算出するスペクトル算出部と、

前記ドップラー周波数スペクトルに現れる周波数成分の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジの組を検出するエッジ検出部と、

当該検出された組のうち当該周波数成分の中心周波数が最も零に近い組を選択し、当該選択された組の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジのうちの一方のエッジの周波数の絶対値を前記最大ドップラー周波数として与える最大ドップラー周波数検出部とを含むことを特徴とする等化装置。

30

【請求項 5】

L s p シンボル毎にパイロットサブキャリアが挿入された直交周波数分割多重化信号をシンボル単位で受信し、当該受信信号をシンボル毎に直交変換して周波数領域信号を生成する受信装置において伝送路の歪みを補償する等化装置であって、

前記周波数領域信号から前記パイロットサブキャリアを抽出するパイロット抽出部と、当該抽出されたパイロットサブキャリアに基づいて周波数領域の伝送路特性を推定する伝送路特性推定部と、

当該推定された伝送路特性に逆直交変換を施して推定遅延プロファイルを算出する逆直交変換部と、

40

L s p × C (C は正の整数) のシンボル数で前記推定遅延プロファイルをシンボル方向に平滑化して平滑化遅延プロファイルを生成する平滑化部と、

前記平滑化遅延プロファイルに直交変換を施して周波数領域の平滑化伝送路特性を算出する直交変換部と、

前記平滑化伝送路特性を用いて前記周波数領域信号の歪みを補正する等化处理部と、

前記推定遅延プロファイルの遅延時間領域を複数の区間に分割し、前記複数の区間に現れる複数の到来波成分を検出する到来波検出部と、

前記推定遅延プロファイルに基づいて、当該検出された複数の到来波成分にそれぞれ対応する複数の最大ドップラー周波数を検出するドップラー検出部と、

50

前記複数の最大ドップラー周波数に応じて前記平滑化部のフィルタ特性を決定するフィルタ特性決定部と
を備え、

前記平滑化部は、前記複数の区間にそれぞれ対応する複数のフィルタ係数群を用いて前記推定遅延プロファイルを前記区間毎にシンボル方向に平滑化する平滑化フィルタを含み、

前記フィルタ特性決定部は、前記区間毎に前記各フィルタ係数群を前記各最大ドップラー周波数に応じた係数群に設定す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、前記フィルタ特性決定部は、前記各フィルタ係数群を、前記各最大ドップラー周波数以下の周波数の低域成分を通過させ且つ前記各最大ドップラー周波数よりも高い周波数の高域成分を減衰させる低域通過型のフィルタを定める係数群に設定することを特徴とする等化装置。

【請求項 7】

請求項 6 に記載の等化装置であって、前記フィルタ特性決定部は、前記複数の区間が前記到来波成分が存在する有効区間と前記到来波成分が存在しない非有効区間とを含むときに、前記非有効区間に対応する当該フィルタ係数群を、前記有効区間に対応する当該フィルタ係数群で定まるフィルタの通過帯域よりも狭い通過帯域を有するフィルタを定める係数群に設定することを特徴とする等化装置。

【請求項 8】

請求項 5 から 7 のうちのいずれか 1 項に記載の等化装置であって、
前記複数の区間にそれぞれ対応する複数の閾値を設定する閾値設定部と、
前記区間毎に前記平滑化遅延プロファイルの当該閾値未満のサンプル値を零値に置き換える閾値処理を実行する閾値処理部と
をさらに備え、

前記閾値設定部は、前記区間毎に前記各閾値を前記各最大ドップラー周波数が高いほど低い値に設定し、

前記直交変換部は、前記閾値処理部の出力に直交変換を施して前記平滑化伝送路特性を算出することを特徴とする等化装置。

【請求項 9】

請求項 8 に記載の等化装置であって、
前記閾値設定部は、前記複数の区間が前記到来波成分が存在する有効区間と前記到来波成分が存在しない非有効区間とを含むときに、前記非有効区間に対応する閾値を前記有効区間に対応する当該閾値よりも低い値に設定し、
前記閾値処理部は、前記平滑化遅延プロファイルの前記非有効区間における前記非有効区間に対応する当該閾値未満のサンプル値を零値に置き換えることを特徴とする等化装置。

【請求項 10】

請求項 5 から 9 のうちのいずれか 1 項に記載の等化装置であって、
前記ドップラー検出部は、
前記推定遅延プロファイルに基づいて前記複数の区間にそれぞれ対応する複数のドップラー周波数スペクトルを算出するスペクトル算出部と、
前記複数のドップラー周波数スペクトルにそれぞれ現れる周波数成分の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジの組を検出するエッジ検出部と、
前記区間毎に当該検出された組のうち当該周波数成分の中心周波数が最も零に近い組を選択し、当該選択された組の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジのうちの一方のエッジの周波数の絶対値を前記最大ドップラー周波数として与える最大ドップラー周波数検出部と

を含むことを特徴とする等化装置。

【請求項 1 1】

請求項 5 から 1 0 のうちのいずれか 1 項に記載の等化装置であって、前記到来波検出部は、前記推定遅延プロファイルの領域を前記複数の区間に分割し、前記推定遅延プロファイルのサンプル値の前記区間毎の総和を判定閾値と比較することで、前記複数の区間の中から前記到来波成分が存在する有効区間を検出することを特徴とする等化装置。

【請求項 1 2】

請求項 1 から 1 1 のうちのいずれか 1 項に記載の等化装置であって、
前記周波数領域信号を所定のシンボル数分の時間だけ遅延させる信号遅延部をさらに備え、

前記等化処理部は、前記平滑化伝送路特性を用いて前記信号遅延部の出力の歪みを補正する

ことを特徴とする等化装置。

【請求項 1 3】

L s p シンボル毎にパイロットサブキャリアが挿入された直交周波数分割多重化信号をシンボル単位で受信する受信装置であって、

当該受信信号をシンボル毎に直交変換して周波数領域信号を生成する主直交変換部と、
前記周波数領域信号から前記パイロットサブキャリアを抽出するパイロット抽出部と、
当該抽出されたパイロットサブキャリアに基づいて周波数領域の伝送路特性を推定する伝送路特性推定部と、

当該推定された伝送路特性に逆直交変換を施して推定遅延プロファイルを算出する逆直交変換部と、

L s p × C (C は正の整数) のシンボル数で前記推定遅延プロファイルをシンボル方向に平滑化して平滑化遅延プロファイルを生成する平滑化部と、

前記平滑化遅延プロファイルに直交変換を施して周波数領域の平滑化伝送路特性を算出する直交変換部と、

前記平滑化伝送路特性を用いて前記周波数領域信号の歪みを補正する等化処理部と、
前記推定遅延プロファイルにおける到来波成分を検出する到来波検出部と、

前記推定遅延プロファイルに基づいて前記到来波成分に対応する最大ドップラー周波数を検出するドップラー検出部と、

前記最大ドップラー周波数に基づいて前記平滑化部のフィルタ特性を決定するフィルタ特性決定部と

を備え、

前記平滑化部は、フィルタ係数群を用いて前記推定遅延プロファイルをシンボル方向に平滑化する平滑化フィルタを含み、

前記フィルタ特性決定部は、前記フィルタ係数群を前記最大ドップラー周波数に応じた係数群に設定する

ことを特徴とする受信装置。

【請求項 1 4】

L s p シンボル毎にパイロットサブキャリアが挿入された直交周波数分割多重化信号をシンボル単位で受信する受信装置であって、

当該受信信号をシンボル毎に直交変換して周波数領域信号を生成する主直交変換部と、
前記周波数領域信号から前記パイロットサブキャリアを抽出するパイロット抽出部と、
当該抽出されたパイロットサブキャリアに基づいて周波数領域の伝送路特性を推定する伝送路特性推定部と、

当該推定された伝送路特性に逆直交変換を施して推定遅延プロファイルを算出する逆直交変換部と、

L s p × C (C は正の整数) のシンボル数で前記推定遅延プロファイルをシンボル方向に平滑化して平滑化遅延プロファイルを生成する平滑化部と、

前記平滑化遅延プロファイルに直交変換を施して周波数領域の平滑化伝送路特性を算出

10

20

30

40

50

する直交変換部と、

前記平滑化伝送路特性を用いて前記周波数領域信号の歪みを補正する等化処理部と、

前記推定遅延プロファイルの遅延時間領域を複数の区間に分割し、前記複数の区間に現れる複数の到来波成分を検出する到来波検出部と、

前記推定遅延プロファイルに基づいて、当該検出された複数の到来波成分にそれぞれ対応する複数の最大ドップラー周波数を検出するドップラー検出部と、

前記複数の最大ドップラー周波数に応じて前記平滑化部のフィルタ特性を決定するフィルタ特性決定部と

を備え、

前記平滑化部は、前記複数の区間にそれぞれ対応する複数のフィルタ係数群を用いて前記推定遅延プロファイルを前記区間毎にシンボル方向に平滑化する平滑化フィルタを有し

10

、
前記フィルタ特性決定部は、前記区間毎に前記各フィルタ係数群を前記各最大ドップラー周波数に応じた係数群に設定する

ことを特徴とする受信装置。

【請求項 15】

L s p シンボル毎にパイロットサブキャリアが挿入された直交周波数分割多重化信号をシンボル単位で受信し、当該受信信号をシンボル毎に直交変換して周波数領域信号を生成する受信装置において伝送路特性の歪みを補償する等化方法であって、

前記周波数領域信号から前記パイロットサブキャリアを抽出するステップと、

20

当該抽出されたパイロットサブキャリアに基づいて周波数領域の伝送路特性を推定するステップと、

当該推定された伝送路特性に逆直交変換を施して推定遅延プロファイルを算出するステップと、

L s p × C (C は正の整数) のシンボル数で前記推定遅延プロファイルにシンボル方向の平滑化を施して平滑化遅延プロファイルを生成するステップと、

前記平滑化遅延プロファイルに直交変換を施して周波数領域の平滑化伝送路特性を算出するステップと、

前記平滑化伝送路特性を用いて前記周波数領域信号の歪みを補正するステップと、

前記推定遅延プロファイルにおける到来波成分を検出するステップと、

30

前記推定遅延プロファイルに基づいて前記到来波成分に対応する最大ドップラー周波数
を検出するステップと、

前記最大ドップラー周波数に基づいて前記シンボル方向の平滑化のフィルタ特性を決定
するステップと

を備え、

前記シンボル方向の平滑化は、フィルタ係数群を用いたフィルタリングにより実行され

、
前記フィルタ係数群は、前記最大ドップラー周波数に応じた係数群に設定される

ことを特徴とする等化方法。

【請求項 16】

40

L s p シンボル毎にパイロットサブキャリアが挿入された直交周波数分割多重化信号をシンボル単位で受信し、当該受信信号をシンボル毎に直交変換して周波数領域信号を生成する受信装置において伝送路特性の歪みを補償する等化方法であって、

前記周波数領域信号から前記パイロットサブキャリアを抽出するステップと、

当該抽出されたパイロットサブキャリアに基づいて周波数領域の伝送路特性を推定するステップと、

当該推定された伝送路特性に逆直交変換を施して推定遅延プロファイルを算出するステップと、

L s p × C (C は正の整数) のシンボル数で前記推定遅延プロファイルにシンボル方向の平滑化を施して平滑化遅延プロファイルを生成するステップと、

50

前記平滑化遅延プロファイルに直交変換を施して周波数領域の平滑化伝送路特性を算出するステップと、

前記平滑化伝送路特性を用いて前記周波数領域信号の歪みを補正するステップと、

前記推定遅延プロファイルの遅延時間領域を複数の区間に分割し、前記複数の区間に現れる複数の到来波成分を検出するステップと、

前記推定遅延プロファイルに基づいて、当該検出された複数の到来波成分にそれぞれ対応する複数の最大ドップラー周波数を検出するステップと、

前記複数の最大ドップラー周波数に応じて前記シンボル方向の平滑化のフィルタ特性を決定するステップと

を備え、

10

前記シンボル方向の平滑化は、前記複数の区間にそれぞれ対応する複数のフィルタ係数群を用いて前記推定遅延プロファイルを前記区間毎にシンボル方向に平滑化することで実行され、

前記各フィルタ係数群は、前記区間毎に前記各最大ドップラー周波数に応じた係数群に設定される

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、伝送路の歪みを補償する等化技術に関し、特に、フェージングにより無線信号が伝送路で受けた歪みを補正する等化技術に関する。

20

【背景技術】

【0002】

無線通信システム及び地上デジタル放送システムなどでは、送信機から出力された電波は、受信機に到着するまでの間に、建物などの障害物または大気の大気層で反射、回折もしくは散乱し、あるいは、移動体通信によるドップラーシフトの影響を受ける場合がある。この場合、受信機は、送信機から直接的に到来した直接波（希望波）だけでなく、当該直接波とは別の経路を伝搬した遅延波を受信し得る。このように送信機から複数経路（マルチパス）を伝搬した送信波は、互いに干渉して受信信号の振幅及び位相の一方または双方を時間的に変動させる現象を引き起こす。この種の現象は、フェージングと呼ばれている。

30

【0003】

マルチパス妨害に耐性のある伝送方式としては、直交周波数分割多重化（OFDM：Orthogonal Frequency Division Multiplexing）伝送方式が知られている。OFDM伝送方式は、互いに直交関係のある複数の副搬送波（サブキャリア）を多重化して1つのOFDMシンボルを生成する方式である。OFDM伝送方式は、たとえば、日本及び欧州の地上デジタル放送規格であるISDB-T（Integrated Digital Services Digital Broadcasting - Terrestrial）及びDVB-T（Digital Video Broadcasting - Terrestrial）で採用されている。通常、OFDMシンボルには、既知の振幅及び位相を有するパイロットサブキャリアがサブキャリアの一部として周期的に挿入されている。特に、OFDMシンボルの中に分散配置されたパイロットサブキャリアは、スカタード・パイロット（SP：Scattered Pilots）と呼ばれている。

40

【0004】

パイロットサブキャリアは、受信機での等化処理に広く使用されている。受信機がパイロットサブキャリアを用いた等化機能を有する場合、この受信機は、受信信号からパイロットサブキャリアを抽出し、当該抽出されたパイロットサブキャリアを参照して伝送路特性の推定値をサブキャリア毎に算出する。受信機は、当該伝送路特性の推定値を用いて、伝送路から受信信号が受けた歪みをサブキャリア単位で補正することができる。この種の

50

等化技術は、たとえば、特開 2 0 0 7 - 1 4 3 1 0 6 号公報（特許文献 1）及び特開 2 0 0 8 - 2 7 1 0 1 8 号公報（特許文献 2）に開示されている。

【 0 0 0 5 】

特許文献 1 に開示されている等化回路は、1 シンボル分の S P（スキタード・パイロット）信号から推定された周波数領域の伝送路のインパルス応答に逆離散フーリエ変換を施すことで伝送路の時間領域の第 1 のインパルス応答の推定（1 シンボル推定）を行うとともに、4 シンボル分の S P 信号を用いて時間領域の第 2 のインパルス応答を推定する。周波数軸方向に 1 2 サブキャリア毎に 1 つの S P 信号が配置されている場合、上記逆離散フーリエ変換の実行により、有効シンボル長 T_u の $1/12$ の整数倍の時間 $T_u/6$, $T_u/4$, $T_u/3$ にそれぞれ現れる遅延波成分がエリアジング成分となって第 1 のインパルス応答の $0 \sim T_u/12$ の時間領域内に流入する。特許文献 1 に開示されている等化回路は、このようなエリアジング成分の推定量（エリアジング量）を第 2 のインパルス応答を用いて算出し、当該エリアジング量を用いて第 1 のインパルス応答中のエリアジング成分を抑圧している。

10

【 0 0 0 6 】

一方、特許文献 2 に開示されている OFDM 受信装置は、受信信号から抽出されたパイロット信号に基づいて周波数領域の伝送路伝達関数を推定し、当該推定された伝送路伝達関数に逆高速フーリエ変換を施すことで時間領域の伝送路インパルス応答を算出する。この OFDM 受信装置は、当該時間領域の伝送路インパルス応答に対してシンボル方向のフィルタ処理を施す LPF（ローパスフィルタ）部を備えている。外部ノイズまたはフェージングなどの外乱により受信信号が乱れた場合、前述の時間領域の伝送路インパルス応答においては、直接波及び遅延波と、外乱に起因するノイズとの間の区別が明確では無い。特許文献 2 に開示されている LPF 部は、このようなノイズを抑圧することができる。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【 0 0 0 7 】

【特許文献 1】特開 2 0 0 7 - 1 4 3 1 0 6 号公報（図 2 , 図 4 (a) ~ (c) 及び段落 0 0 6 3 ~ 0 0 7 1)

【特許文献 2】特開 2 0 0 8 - 2 7 1 0 1 8 号公報（図 1 及び段落 0 0 3 6 ~ 0 0 4 1)

【発明の概要】

30

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 8 】

上述の通り、特許文献 1 に開示されている等化回路は、4 シンボル分の S P 信号に基づいて算出された第 2 のインパルス応答を用いてエリアジング量を推定する。しかしながら、特許文献 1 に開示されている等化回路は、第 2 のインパルス応答の $0 \sim T_u/3$ の時間領域を、第 1 のインパルス応答の $0 \sim T_u/3$ の時間領域と対応付けて第 1 のインパルス応答のエリアジング成分を推定している。当該推定されたエリアジング成分（エリアジング量）の位相は、第 1 のインパルス応答に実際に現れるエリアジング成分の位相とは異なるため、特許文献 1 に開示されている等化回路では、エリアジング成分を正確に推定することができないという問題がある。

40

【 0 0 0 9 】

特許文献 2 に開示されているような LPF 部は、外乱に起因するノイズを抑圧することはできるが、LPF 部のフィルタ特性が S P 信号の周期配列に起因するエリアジング成分の特性に適合していないため、当該エリアジング成分を十分に抑圧することは難しい。

【 0 0 1 0 】

上記に鑑みて本発明の目的は、S P などのパイロットサブキャリアの周期配列に起因して発生する非希望波成分を効果的に抑圧することができる等化装置及び等化方法並びに受信装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 1 】

50

本発明の第1の態様による等化装置は、 Lsp シンボル毎にパイロットサブキャリアが挿入された直交周波数分割多重化信号をシンボル単位で受信し、当該受信信号をシンボル毎に直交変換して周波数領域信号を生成する受信装置において伝送路の歪みを補償する等化装置であって、前記周波数領域信号から前記パイロットサブキャリアを抽出するパイロット抽出部と、当該抽出されたパイロットサブキャリアに基づいて周波数領域の伝送路特性を推定する伝送路特性推定部と、当該推定された伝送路特性に逆直交変換を施して推定遅延プロファイルを算出する逆直交変換部と、 $Lsp \times C$ (C は正の整数)のシンボル数で前記推定遅延プロファイルをシンボル方向に平滑化して平滑化遅延プロファイルを生成する平滑化部と、前記平滑化遅延プロファイルに直交変換を施して周波数領域の平滑化伝送路特性を算出する直交変換部と、前記平滑化伝送路特性を用いて前記周波数領域信号の歪みを補正する等化处理部と、前記推定遅延プロファイルに現れる到来波成分を検出する到来波検出部と、前記推定遅延プロファイルに基づいて前記到来波成分に対応する最大ドップラー周波数を検出するドップラー検出部と、前記最大ドップラー周波数に基づいて前記平滑化部のフィルタ特性を決定するフィルタ特性決定部とを備え、前記平滑化部は、可変のフィルタ係数群を用いて前記推定遅延プロファイルをシンボル方向に平滑化する平滑化フィルタを有し、前記フィルタ特性決定部は、前記フィルタ係数群を前記最大ドップラー周波数に応じた係数群に設定することを特徴とする。

10

【0012】

本発明の第2の態様による受信装置は、 Lsp シンボル毎にパイロットサブキャリアが挿入された直交周波数分割多重化信号をシンボル単位で受信する受信装置であって、当該受信信号をシンボル毎に直交変換して周波数領域信号を生成する主直交変換部と、前記周波数領域信号から前記パイロットサブキャリアを抽出するパイロット抽出部と、当該抽出されたパイロットサブキャリアに基づいて周波数領域の伝送路特性を推定する伝送路特性推定部と、当該推定された伝送路特性に逆直交変換を施して推定遅延プロファイルを算出する逆直交変換部と、 $Lsp \times C$ (C は正の整数)のシンボル数で前記推定遅延プロファイルをシンボル方向に平滑化して平滑化遅延プロファイルを生成する平滑化部と、前記平滑化遅延プロファイルに直交変換を施して周波数領域の平滑化伝送路特性を算出する直交変換部と、前記平滑化伝送路特性を用いて前記周波数領域信号の歪みを補正する等化处理部と、前記推定遅延プロファイルにおける到来波成分を検出する到来波検出部と、前記推定遅延プロファイルに基づいて前記到来波成分に対応する最大ドップラー周波数を検出するドップラー検出部と、前記最大ドップラー周波数に基づいて前記平滑化部のフィルタ特性を決定するフィルタ特性決定部とを備え、前記平滑化部は、フィルタ係数群を用いて前記推定遅延プロファイルをシンボル方向に平滑化する平滑化フィルタを含み、前記フィルタ特性決定部は、前記フィルタ係数群を前記最大ドップラー周波数に応じた係数群に設定することを特徴とする。

20

30

【0013】

本発明の第3の態様による等化方法は、 Lsp シンボル毎にパイロットサブキャリアが挿入された直交周波数分割多重化信号をシンボル単位で受信し、当該受信信号をシンボル毎に直交変換して周波数領域信号を生成する受信装置において伝送路特性の歪みを補償する等化方法であって、前記周波数領域信号から前記パイロットサブキャリアを抽出するステップと、当該抽出されたパイロットサブキャリアに基づいて周波数領域の伝送路特性を推定するステップと、当該推定された伝送路特性に逆直交変換を施して推定遅延プロファイルを算出するステップと、 $Lsp \times C$ (C は正の整数)のシンボル数で前記推定遅延プロファイルにシンボル方向の平滑化を施して平滑化遅延プロファイルを生成するステップと、前記平滑化遅延プロファイルに直交変換を施して周波数領域の平滑化伝送路特性を算出するステップと、前記平滑化伝送路特性を用いて前記周波数領域信号の歪みを補正するステップと、前記推定遅延プロファイルにおける到来波成分を検出するステップと、前記推定遅延プロファイルに基づいて前記到来波成分に対応する最大ドップラー周波数を検出するステップと、前記最大ドップラー周波数に基づいて前記シンボル方向の平滑化のフィルタ特性を決定するステップとを備え、前記シンボル方向の平滑化は、フィルタ係数群を

40

50

用いたフィルタリングにより実行され、前記フィルタ係数群は、前記最大ドップラー周波数に応じた係数群に設定されることを特徴とする。

【発明の効果】

【0014】

本発明によれば、パイロットサブキャリアのシンボル方向における挿入周期の正整数倍のサンプル数で推定遅延プロファイルをシンボル方向に平滑化することで平滑化遅延プロファイルが生成される。それ故、パイロットサブキャリアのシンボル方向の周期配列に起因する非希望成分を抑圧することができ、ノイズをも効果的に抑圧することが可能となる。したがって、当該平滑化遅延プロファイルに基づいて周波数領域信号の歪みを良好に補正することができる。

10

【図面の簡単な説明】

【0015】

【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図である。

【図2】伝送シンボル（OFDMシンボル）の構成を概略的に示す図である。

【図3】伝送シンボルに挿入されるスキャタード・パイロット（SP：Scattered Pilots）の配置例を概略的に示す図である。

【図4】遅延時間及びドップラー周波数に関する特性の一例を概略的に示す図である。

【図5】推定遅延プロファイルの一例を示す図である。

【図6】連続する推定遅延プロファイルの例を示す図である。

【図7】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。

20

【図8】平滑化遅延プロファイルの一例を示す図である。

【図9】閾値処理により得られた平滑化遅延プロファイルを概略的に示す図である。

【図10】移動平均フィルタの振幅特性の一例を示す図である。

【図11】本発明に係る実施の形態2の等化部の概略構成を示すブロック図である。

【図12】遅延時間及びドップラー周波数に関する特性の一例を概略的に示す図である。

【図13】推定遅延プロファイルの一例を示す図である。

【図14】複数の区間に分割された推定遅延プロファイルの一例を示す図である。

【図15】第1平滑化部を構成するフィルタの通過帯域（カットオフレートより低い帯域）PB1の一例を示す図である。

【図16】平滑化遅延プロファイルの一例を示す図である。

30

【図17】ドップラー検出部の構成例を概略的に示すブロック図である。

【図18】図14に示した区間 Z_0 に対応するドップラー周波数スペクトルの一例を示す図である。

【図19】図14に示した区間 Z_2 に対応するドップラー周波数スペクトルの一例を示す図である。

【図20】第2平滑化部を構成するフィルタの通過帯域PB2の一例を示す図である。

【図21】本発明に係る実施の形態3の演算装置の一例を示す図である。

【図22】実施の形態1に係る等化方法と同じ等化方法を示すフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0016】

40

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。

【0017】

実施の形態1.

図1は、本発明に係る等化方法を実現する実施の形態1の受信装置1の構成例を概略的に示す図である。この受信装置1は、受信アンテナ素子 R_x 、チューナ部10、A/D変換器（ADC）11、直交復調部12、局部発振器13、離散フーリエ変換（DFT）部14、等化部15、キャリア復調部16、誤り訂正部17及びデコード部18を備えている。

【0018】

チューナ部10は、受信アンテナ素子 R_x で受信された無線信号に対して同調処理など

50

のアナログ信号処理を施してアナログ受信信号を生成し、そのアナログ受信信号をA/D変換器11に出力する。A/D変換器11は、アナログ受信信号をディジタル受信信号に変換し、直交復調部12に出力する。本実施の形態では、アナログ受信信号は、複数のサブキャリア（副搬送波）を用いて生成されたマルチキャリア信号であり、特に、互いに直交関係にある複数のサブキャリアを用いて生成された直交周波数分割多重化（OFDM：Orthogonal Frequency Division Multiplexing）信号である。

【0019】

直交復調部12は、局部発振器13から供給された発振周波数信号LOを用いてA/D変換器11の出力を直交復調してベースバンド（基底帯域）受信信号を生成する。このベースバンド受信信号は、同相成分と直交成分とを含む複素信号である。なお、当該複素信号で表される複素数を $I + jQ$ （ j は、虚数単位）と表すとき、同相成分は、当該複素数の実部 I を表す信号であり、直交成分は、当該複素数の虚部 Q を表す信号である。

【0020】

図2は、伝送シンボル（OFDMシンボル）の構成を概略的に示す図である。図2に示されるように、伝送シンボルは、周波数多重化された複数のサブキャリア（副搬送波）を含む有効シンボルと、この有効シンボルの末尾部分の信号と同一の冗長信号（サイクリック・プレフィックス）からなるガードインターバル部（GI部）とを含む。1シンボル期間（1シンボル長） T_s は、有効シンボル期間 T_u と、GI部の長さであるガード期間 T_g とからなる。なお、本実施の形態では、GI部は、有効シンボルの直前に配置されているが、これに限定されるものではない。たとえば、GI部が有効シンボルの直後に配置されてもよい。

【0021】

受信装置1は、図2に示した伝送シンボル単位で送信信号を受信する。これら伝送シンボルには、送信側で既知の振幅及び位相を有するパイロットサブキャリアが周期的に挿入されている。図3は、スカタード・パイロット（SP：Scattered Pilots）とデータ伝送に使用されるデータ・サブキャリアとの配置例を概略的に示す図である。図3に示されるように、サブキャリアは、周波数方向に所定の間隔 f で配列されている。SPは、時間方向（シンボル方向）に L_{sp} 個のシンボル毎に挿入され、且つ、周波数方向（サブキャリア方向）に a 個のサブキャリア毎に挿入される。また、互いに隣接するシンボル間でSPの配置パターンが周波数方向に b 個のサブキャリア分の周波数（ $= b \times f$ ）だけずれている。図3のSPの配置は、ISDB-T規格に従って定められたものであるため、 $L_{sp} = 4$ 、 $a = 12$ 、 $b = 3$ 、である。

【0022】

図1を参照すると、DFT部14は、ベースバンド受信信号に N 点の離散高速フーリエ変換（直交変換）を施して周波数領域のサブキャリア信号 F_s を生成する。ここで、離散高速フーリエ変換に代えて他の種類の直交変換が使用されてもよい。

【0023】

等化部15は、DFT部14から入力されたサブキャリア信号から抽出されたSP信号に基づいて周波数領域の伝送路特性の推定値を算出し、当該推定値を用いてサブキャリア信号の歪みを補正することができる。補正された周波数領域信号すなわち等化信号 E_s は、キャリア復調部16に供給される。この等化部15の構成及び動作については後述する。

【0024】

キャリア復調部16は、等化信号 E_s に対してサブキャリア毎にキャリア復調（ディジタル復調）を実行して受信データ信号系列を生成する。キャリア変調方式としては、たとえば、QPSK（Quadrature Phase Shift Keying）もしくは M 値QAM（ M -ary Quadrature Amplitude Modulation； M は2以上の整数）を挙げることができるが、これらに限定されるものではない。誤り訂正部17は、キャリア復調部16の出力系列に対して誤り訂正を実行する。

そして、デコード部 18 は、誤り訂正部 17 の出力に復号処理を施して復号データを得る。

【0025】

次に、図 1 に示される等化部 15 の構成について説明する。

【0026】

図 1 に示されるように、等化部 15 は、パイロット抽出部 21、伝送路特性推定部 22、逆離散フーリエ変換 (IDFT) 部 23、平滑化部 24、閾値処理部 25、離散フーリエ変換 (DFT) 部 26、信号遅延部 30 及び等化処理部 31 を有する。

【0027】

パイロット抽出部 21 は、入力されたサブキャリア信号 F_s から SP 信号を抽出する。伝送路特性推定部 22 は、抽出された SP 信号に基づいて、SP に作用する伝送路特性を推定する。たとえば、伝送路特性推定部 22 は、抽出された SP 信号を既知の SP 信号で除算することで伝送路特性を算出することができる。

【0028】

SP に作用する伝送路特性 $H_p(f, mT_s)$ は、次式 (1) で表される。

【数 1】

$$H_p(f, mT_s) = H(f, mT_s) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - n \cdot a \cdot \Delta f - m \cdot b \cdot \Delta f) \quad \cdots (1)$$

【0029】

ここで、 $H(f, mT_s)$ は、 m 番目のシンボルにおける周波数特性であり、 T_s は、OFDM シンボルの長さ (単位は秒) である。また、 f は、サブキャリア間隔 (単位は Hz)、 a は、周波数方向における SP の挿入周期 (単位はサブキャリア数)、 b は、隣接するシンボル間での SP の配置のシフト量 (単位はサブキャリア数)、 (x) は、変数 x に関するディラックのデルタ関数である。

【0030】

上式 (1) の伝送路特性 $H_p(f, mT_s)$ を周波数 f について逆フーリエ変換すると、時間 mT_s 及び遅延時間に関する特性である推定遅延プロファイルを得ることができる。具体的には、推定遅延プロファイル $R(\tau; m)$ は、次式 (2) で表される。

【数 2】

$$R(\tau; m) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h\left(\tau - \frac{k}{a \cdot \Delta f}, mT_s\right) \times \exp\left(j2\pi \frac{b}{a} mk\right) \quad \cdots (2)$$

【0031】

ここで、 τ は、遅延時間であり、 j は、虚数単位である。また、 $h(\tau, mT_s)$ は、 m 番目シンボルの遅延プロファイルであり、上式 (1) の右辺の伝送路特性 $H(f, mT_s)$ を周波数 f について逆フーリエ変換することで得られるものである。上式 (2) の右辺の $k = 0$ の項は、所望の遅延プロファイルを表し、右辺の $k \neq 0$ の項は、繰り返し成分 (非希望成分) を表す。ここで、上式 (2) の右辺の $\exp[j2\pi (b/a) mk]$ の項に着目すると、繰り返し成分は、変数 k が非零の項を含むため、シンボル方向に位相回転していることが分かる。具体的には、図 3 の SP の配置の場合には、 $a = 12$ 、 $b = 3$ であり、位相回転量は $\exp(jmk/4)$ となり、シンボル番号 m が 1 つ増加すると、 $k/4$ ずつ位相が回転する。

【0032】

上式 (2) の遅延プロファイル $R(\tau; m)$ に対してシンボル方向 (シンボル番号 m) に離散フーリエ変換を施すことにより、遅延時間及びドップラー周波数の特性を表すドップラー周波数スペクトルを求めることができる。ドップラー周波数スペクトルは、ドッ

10

20

30

40

50

プラー広がりを表す関数 $D(\tau, h/N T_s)$ を用いて次式 (3) で表すことができる。
【数 3】

$$\begin{aligned} DFT[R(\tau; m)] &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} D\left(\tau - \frac{k}{a \cdot \Delta f}, \frac{h}{N \cdot T_s} - \frac{b \cdot k}{a \cdot T_s}\right) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} D\left(\tau - \frac{T_u}{a} k, \frac{h}{N \cdot T_s} - \frac{b \cdot k}{a \cdot T_s}\right) \quad \dots(3) \end{aligned}$$

10

【0033】

ここで、 $DFT[R(\tau; m)]$ は、シンボル方向（時間 $t = m T_s$ ）について遅延プロファイル $R(\tau; m)$ に N 点の離散フーリエ変換を施すことを意味する。関数 $D(\tau, h/N T_s)$ は、シンボル方向（時間 $t = m T_s$ ）について関数 $h(\tau, m T_s)$ に N 点の離散フーリエ変換を施すことで得られるものである。

【0034】

今、2 波ライス伝送路（時間変動しない直接波とレイリー波である遅延波とが存在する伝送路）の場合を想定する。図 4 は、2 波ライス伝送路の場合に上式 (3) で表される特性の一例を概略的に示す図である。図 4 において、横軸は、遅延時間を表し、縦軸は、ドップラー周波数を表している。

20

【0035】

図 4 に示されるように、ドップラー方向に広がっていない所望の直接波成分 S_{00} 、 S_{04} と、ドップラー方向に広がる遅延波成分 D_{10} 、 D_{14} とが存在する。これら希望波成分 S_{00} 、 S_{04} 、 D_{10} 、 D_{14} は、式 (3) の右辺の $k = 0$ の項に対応するものである。また、直接波成分 S_{00} に対して $T_u/12$ の整数倍の位相のズレを有する繰り返し成分 s_{11} 、 s_{22} 、 s_{33} 、 s_{44} が現れ、遅延波成分 D_{10} に対して $T_u/12$ の整数倍の位相のズレを有する繰り返し成分 d_{21} 、 d_{32} が現れている。さらに、遅延波成分 D_{14} に対しても $T_u/12$ の位相のズレを有する繰り返し成分 d_{03} が現れている。SP に作用する伝送路特性から、全サブキャリアについての伝送路特性を高精度に推定するためには、このような繰り返し成分を除去する必要がある。

30

【0036】

IDFT 部 23 は、伝送路特性推定部 22 で算出された SP の伝送路特性に逆離散フーリエ変換を施して推定遅延プロファイル $R(\tau; m)$ を生成する。ここで、逆離散フーリエ変換に代えて他の種類の逆直交変換が使用されてもよい。

【0037】

平滑化部 24 は、シンボル方向における SP の挿入周期 L_{sp} の正整数倍のサンプル数で推定遅延プロファイル $R(\tau; m)$ をシンボル方向に平滑化する。この結果得られた平滑化遅延プロファイルは、閾値処理部 25 に出力される。なお、周波数方向における SP の挿入間隔は、図 3 に示されるように $a \times f = 1/2 \times f$ である。IDFT 部 23 による逆離散フーリエ変換のサンプリング間隔は $3 \times f$ とされ、SP 以外のサンプル値は零値とされる。よって、IDFT 部 23 のサンプリング点数は、 $N/3$ である。

40

【0038】

図 5 は、2 波ライス伝送路の場合に、IDFT 部 23 で生成される推定遅延プロファイル $R(\tau; m)$ の一例を示す図である。図 5 は、図 4 に示した遅延時間及びドップラー周波数の特性を遅延時間の軸側から見た場合の図である。推定遅延プロファイル $R(\tau; m)$ の値は、複素数で表現されるところ、図 5 の縦軸は、推定遅延プロファイル $R(\tau; m)$ の振幅を表している。図 5 に示されるように、直接波成分（希望波成分） S_0 に対して $T_u/12$ の間隔で繰り返し成分 s_1 、 s_2 、 s_3 、 s_4 、... が発生し、遅延波成分（希望波成分） D_1 に対しても $T_u/12$ の間隔で繰り返し成分 d_2 、 d_3 、 d_4 、... が発生する。これら繰り返し成分 s_1 、 s_2 、 s_3 、 s_4 、 d_2 、 d_3 、 d_4 は、上式 (2) の右辺

50

の $k = 0$ の項に対応するものである。よって、繰返し成分は、希望波成分から遅延時間方向に $k \times T_u / 12$ (k は整数) だけシフトした位置に現れる。また、受信信号に含まれるガウス雑音の影響により、推定遅延プロファイル $R(\quad; m)$ には雑音成分 N_s が含まれている。

【0039】

平滑化部 24 は、繰返し成分の上記性質を利用して、推定遅延プロファイル $R(\quad; m)$ を、連続する $L_{sp} (= 4)$ 個のシンボル分の実部と虚部をそれぞれ平滑化することで繰返し成分を抑圧する。平滑化部 24 は、たとえば、移動平均フィルタで構成することができるが、これに限らず、ブロック平均フィルタで構成してもよい。

【0040】

図 6 は、4 シンボル分の連続する推定遅延プロファイル $R(\quad; m)$, $R(\quad; m+1)$, $R(\quad; m+2)$, $R(\quad; m+3)$ の例を示す図である。図 6 において、縦軸は、推定遅延プロファイル $R(\quad; m)$, $R(\quad; m+1)$, $R(\quad; m+2)$, $R(\quad; m+3)$ の実部を表している。平滑化部 24 は、遅延時間 に関して、時間方向すなわちシンボル方向に連続的に配列された推定遅延プロファイルのサンプル値を平滑化することで繰返し成分を抑圧することができる。なお、平滑化部 24 でのシンボル方向のサンプル数は、 $L_{sp} (= 4)$ 個に限らず、 L_{sp} の正整数倍であればよい。

【0041】

平滑化部 24 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 7 は、平滑化部 24 の構成例を概略的に示す図である。図 7 に示されるように、平滑化部 24 は、遅延素子 $242_1 \sim 242_{4L-1}$ と乗算器 $243_1 \sim 243_{4L}$ と総和演算器 244 とを含む。ここで、 L は正整数である。平滑化部 24 は、フィルタ係数 w_1, w_2, \dots, w_{4L} と推定遅延プロファイル $R(\quad; n)$, $R(\quad; n-1), \dots, R(\quad; n-4L+1)$ とを積和演算することにより平滑化遅延プロファイル $FR(\quad; n)$ を算出することができる。

【0042】

図 8 は、平滑化遅延プロファイルの一例を示す図である。図 8 に示されるように、図 5 に示した繰返し成分 $d_0, s_1 \sim s_4, d_2 \sim d_4$ は効果的に抑圧され、希望波成分 FS_0, FD_1 が明瞭に現れている。また、図 5 の雑音成分 N_s も抑圧されたため、図 8 の平滑化遅延プロファイルでは、雑音成分 FN_s の振幅は低いレベルに抑えられる。これにより、遅延プロファイルの推定精度が向上することが分かる。

【0043】

次に、図 1 の閾値処理部 25 は、平滑化部 24 から出力された平滑化遅延プロファイルのうち閾値 Th 以下の振幅を有するサンプル値を零値に置き換える閾値処理を実行する。ここで、閾値 Th を超える振幅を有するサンプル値の前後所定数のサンプル値を零値に置き換えないようにしてもよい。図 8 の例では、雑音成分 FN_s の振幅は閾値 Th 以下にあり、希望波成分 FS_0, FD_1 の振幅は閾値 Th を超えているので、閾値処理により、雑音成分 FN_s を除去することができる。図 9 は、閾値処理により得られた平滑化遅延プロファイルを概略的に示す図である。

【0044】

次に、DFT 部 26 は、閾値処理部 25 から出力された平滑化遅延プロファイルに N 点の離散フーリエ変換を施すことで周波数領域の伝送路特性を算出する。ここで、各シンボルの平滑化遅延プロファイルは、 $N/3$ 点のサンプル値しか持たないため、DFT 部 26 は、平滑化遅延プロファイルの $N/3$ 点のサンプル値に $2N/3$ 点の零値を追加して得られる N 点の値を離散フーリエ変換する。これにより、DFT 部 14 から出力される N 点のサブキャリア信号全てに対応する伝送路特性を得ることができる。

【0045】

一方、信号遅延部 30 は、入力されたサブキャリア信号 F_s を所定のシンボル数分の遅延時間だけ遅延させた後に等化処理部 31 に出力する。この遅延時間を定める所定のシン

10

20

30

40

50

ボル数は、平滑化部 24 での群遅延に依存する。たとえば、4 シンボルの移動平均の群遅延量は、2.5 シンボルなので、この場合、信号遅延部 30 は、2 シンボルから 3 シンボル分の遅延時間だけサブキャリア信号 F_s を遅延させればよい。信号遅延部 30 は、伝送路特性が時間変動する環境において、DFT 部 14 から出力される信号と DFT 部 26 から出力される信号との互いのタイミングをシンボル単位で一致させることができる。

【0046】

等化処理部 31 は、DFT 部 26 から出力された伝送路特性を用いて、たとえば、公知の ZF (Zero-Forcing) 基準に従ってサブキャリア信号を等化 (信号の歪みを補正) し、その結果得られた等化信号 E_s を出力する。ZF 基準の場合、信号遅延部 30 から出力されたサブキャリア信号を、当該サブキャリア信号に対応する伝送路特性で除算することで当該サブキャリア信号の歪みを補正することができる。なお、ZF 基準の等化方法に限らず、たとえば、MMSE (Minimum Mean Square Error) 基準の等化方法を採用してもよい。

【0047】

以上に説明したように、実施の形態 1 の等化部 15 は、パイロットサブキャリアの挿入周期 L_{sp} の正整数倍のサンプル数で推定遅延プロファイル R (; m) をシンボル方向に平滑化するので、推定精度の高い平滑化遅延プロファイルを得ることができる。それ故、パイロットサブキャリアのシンボル方向の周期配列に起因する非希望波成分を抑圧することができ、併せて雑音成分も効果的に抑圧することが可能となる。

【0048】

図 10 は、4 シンボル分の移動平均フィルタで構成された平滑化部 24 の振幅特性の一例を示す図である。図 10 から分かるように、カットオフレートは約 $1/(8T_s)$ である。よって、図 10 のフィルタ特性を有する移動平均フィルタは、最大ドップラー周波数が約 $1/(8T_s)$ 以下となる環境で有効な手法であることが分かる。

【0049】

よって、実施の形態 1 の受信装置 1 は、当該平滑化遅延プロファイルに基づいて周波数領域のサブキャリア信号の歪みを良好に補正することができる。したがって、マルチパス環境下での受信性能が向上するという効果を得ることができる。

【0050】

なお、本実施の形態では、 $N/3$ 点のサンプル分の推定遅延プロファイル R (; m) が算出されているが、この代わりに、対応する遅延時間以内の推定遅延プロファイルのみが算出されてもよい。たとえば、GI 部が有効シンボル長 T_u の $1/4$ 程度のガード期間 T_g を有し且つ GI 部内の遅延波だけに対応する場合、 $N/4$ 点のサンプル分の推定遅延プロファイルを推定してもよい。推定される遅延プロファイルの範囲を限定することで、その範囲外の雑音成分と繰返し成分とを切捨てることのできるため、遅延プロファイルの推定精度を向上させることができる。

【0051】

実施の形態 2 .

次に、本発明に係る等化方法を実現する実施の形態 2 について説明する。図 11 は、実施の形態 2 の等化部 15 B の概略構成を示すブロック図である。本実施の形態の受信装置の構成は、図 1 の等化部 15 に代えて図 11 の等化部 15 B を有する点を除いて、上記実施の形態 1 の受信装置 1 (図 1) の構成と同じである。

【0052】

図 11 に示されるように、実施の形態 2 の等化部 15 B は、パイロット抽出部 21、伝送路特性推定部 22、IDFT 部 23、ドップラー検出部 41、第 1 平滑化部 42、到来波検出部 43、フィルタ特性決定部 44、閾値設定部 45、第 2 平滑化部 24 B、閾値処理部 25 B、DFT 部 26、信号遅延部 30 及び等化処理部 31 を有する。

【0053】

図 11 に示したパイロット抽出部 21、伝送路特性推定部 22、IDFT 部 23、DFT 部 26、信号遅延部 30 及び等化処理部 31 の構成は、図 1 に示したパイロット抽出部

10

20

30

40

50

21、伝送路特性推定部22、IDFT部23、DFT部26、信号遅延部30及び等化処理部31の構成とそれぞれ同じである。ただし、信号遅延部30での遅延時間は、第2平滑化部24Bで生ずる群遅延量に応じた時間に設定される。

【0054】

第2平滑化部24Bは、IDFT部23から出力された推定遅延プロファイル $R(\quad; m)$ の遅延時間領域をD個の区画 Z_0, \dots, Z_{D-1} に分割する。そして、第2平滑化部24Bは、区間毎に個別に、パイロットサブキャリアの挿入周期 L_{sp} の正整数倍のサンプル数で推定遅延プロファイル $R(\quad; m)$ をシンボル方向に平滑化することができる。

【0055】

ここで、第2平滑化部24Bは、フィルタ特性決定部44から区画 Z_0, \dots, Z_{D-1} にそれぞれ対応するフィルタ係数群 $F(0), \dots, F(D-1)$ の供給を受けるので、区画毎に異なるフィルタ係数群を使用した平滑化フィルタリングを実行することができる。たとえば、第d番目の区画 Z_d 内の平滑化フィルタリングには、d番目のフィルタ係数群 $F(d)$ が使用される。このような第2平滑化部24Bは、単数または複数のFIR型またはIIR型のデジタルフィルタで構成されればよい。第2平滑化部24Bが単数のデジタルフィルタで構成される場合、このデジタルフィルタを時分割で使用すればよい。

【0056】

図12は、2波ライス伝送路の場合に上式(3)で表される特性の一例を概略的に示す図である。図12において、横軸は、遅延時間を表し、縦軸は、ドップラー周波数を表している。また、図12の例では、ドップラー周波数が約 $1/(5T_s)$ [単位: Hz] の場合が想定されている。図12に示されるように、ドップラー方向に広がっていない所望の直接波成分 S_{00}, S_{04} と、ドップラー方向に広がる遅延波成分 D_{10}, D_{14} とが存在する。また、直接波成分 S_{00} に対して $T_u/12$ の整数倍の位相のズレを有する繰返し成分 $s_{11}, s_{22}, s_{33}, s_{44}$ が存在し、遅延波成分 D_{10} に対して $T_u/12$ の整数倍の位相のズレを有する繰返し成分 d_{21}, d_{32} が存在する。さらに、遅延波成分 D_{14} に対しても $T_u/12$ の位相のズレを有する繰返し成分 d_{03} が存在する。

【0057】

図13は、図12の特性を有する2波ライス伝送路の場合に、IDFT部23で生成される推定遅延プロファイル $R(\quad; m)$ の一例を示す図である。図14は、図13に示した推定遅延プロファイル $R(\quad; m)$ の遅延時間領域が複数の区間 Z_0, \dots, Z_9 に分割された様子を示している。第2平滑化部24Bは、このような区間 Z_0, \dots, Z_9 について個別にシンボル方向の平滑化を実行することができる。

【0058】

閾値処理部25Bは、第2平滑化部24Bから出力された平滑化遅延プロファイルに区間毎に個別に閾値処理を施す。ここで、閾値処理部25Bは、閾値設定部45から区間 Z_0, \dots, Z_{D-1} にそれぞれ対応する閾値 $Th(0), \dots, Th(D-1)$ の供給を受けるので、区画毎に異なる閾値を使用した閾値処理を実行することができる。たとえば、閾値処理部25Bは、第d番目の区画 Z_d 内のサンプル値が閾値 $Th(d)$ 以下である場合には、当該サンプル値を零値に置き換える。

【0059】

一方、第1平滑化部42は、上記実施の形態1の平滑化部24と同じ構成を有する。このため、第1平滑化部42は、 SP の挿入周期 L_{sp} の正整数倍のサンプル数で推定遅延プロファイル $R(\quad; m)$ をシンボル方向に平滑化することができる。

【0060】

図15は、この第1平滑化部42を構成するフィルタの通過帯域(カットオフレートより低い帯域)PB1の一例を示す図である。四角形の点線で囲まれた範囲が通過帯域PB1である。注意すべきことは、このフィルタのカットオフレートは約 $1/(8T_s)$ [単位: Hz] であり、本実施の形態で想定されている伝送路の最大ドップラー周波数約 $1/(5T_s)$ [単位: Hz] の方が高いことである。図15に示されるように、所望の遅延

10

20

30

40

50

波成分 $D10$, $D14$ の一部が通過帯域 $PB1$ に含まれず、また、遅延波成分 $D10$, $D14$ に対応する繰返し成分 $d21$, $d03$ の一部が通過帯域 $PB1$ に含まれていることが分かる。図 12 は、この場合の第 1 平滑化部 42 から出力される平滑化遅延プロファイルを概略的に示す図である。図 12 に示される平滑化遅延プロファイルでは、所望の遅延波成分 $FD1$ がやや減衰し、繰返し成分が抑圧されずに残留している。この平滑化遅延プロファイルは、後述する到来波成分の検出には十分利用可能な信号である。

【0061】

到来波検出部 43 は、第 1 平滑化部 42 から出力された平滑化遅延プロファイルの遅延時間領域を上記 D 個の区間 Z_0, \dots, Z_{D-1} に分割し、区間毎に、到来波成分を検出することができる。具体的には、たとえば、到来波検出部 43 は、図 16 に示されるように、区間 Z_0, \dots, Z_9 内のサンプル値のそれぞれを共通の判定閾値 $Th1$ と比較し、その比較結果に基づいて区間毎に到来波成分（たとえば、希望波成分または残留繰返し成分）の存在を検出することができる。到来波検出部 43 は、たとえば、区間 Z_0 内のサンプル値のいずれかが判定閾値 $Th1$ 以上であるときは、当該区間 Z_0 は、到来波成分が存在する有効区間であると判定し、区間 Z_1 内のサンプル値が判定閾値 $Th1$ 未満のときは、当該区間 Z_1 は、到来波成分が存在しない非有効区間であると判定することが可能である。

10

【0062】

あるいは、到来波検出部 43 は、区間 Z_0, \dots, Z_{D-1} にそれぞれ個別に割り当てられた判定閾値 $DTh(0), \dots, DTh(D-1)$ を用いて、区間 Z_0, \dots, Z_{D-1} 内のサンプル値の D 個の総和を判定閾値 $DTh(0), \dots, DTh(D-1)$ とそれぞれ比較し、その比較結果に基づいて区間毎に到来波成分の存在を検出することもできる。図 16 の例では、到来波検出部 43 は、区間 Z_0, Z_2 は、到来波成分 $FS0, FD1$ が存在する有効区間であると判定することができ、それ以外の区間 $Z_1, Z_3 \sim Z_9$ は、到来波成分が存在しない非有効区間であると判定することができる。区間毎の到来波成分の検出結果（到来波成分の位置情報）は、フィルタ特性決定部 44 と閾値設定部 45 とにそれぞれ与えられる。

20

【0063】

ドップラー検出部 41 は、IDFT 部 23 から出力された推定遅延プロファイル $R(\quad; m)$ の $N/3$ 点のサンプル値に基づいて、上記 D 個の区間 Z_0, \dots, Z_{D-1} における最大ドップラー周波数 FD_0, \dots, FD_{D-1} を検出する。これら最大ドップラー周波数 FD_0, \dots, FD_{D-1} は、フィルタ特性決定部 44 と閾値設定部 45 とに与えられる。より具体的には、ドップラー検出部 41 は、区間毎に推定遅延プロファイル $R(\quad; m)$ のサンプル値の総和を算出し、当該総和を時間方向に観測することで最大ドップラー周波数を検出することができる。

30

【0064】

図 17 は、ドップラー検出部 41 の構成例を概略的に示すブロック図である。図 17 に示されるように、ドップラー検出部 41 は、スペクトル算出部 $411_0, \dots, 411_{D-1}$ と、エッジ検出部 $414_0, \dots, 414_{D-1}$ と、ドップラー周波数検出部 $415_0, \dots, 415_{D-1}$ とを有する。各スペクトル算出部 411_d (d は、0 から $D-1$ の範囲内の任意整数) は、信号記憶部 412_d とプロファイル DFT 部 413_d とを有している。

40

【0065】

信号記憶部 412_d は、推定遅延プロファイル $R(\quad; m)$ の d 番目区間 Z_d 内のサンプル値の総和 $SUM_d(m)$ を算出し、連続する P 個 (P は 2 以上の正整数) のシンボル分の総和 $SUM_d(m), SUM_d(m+1), \dots, SUM_d(m+P-1)$ を記憶する。プロファイル DFT 部 413_d は、これら P 個の総和 $SUM_d(m), SUM_d(m+1), \dots, SUM_d(m+P-1)$ に離散フーリエ変換を施して、当該区間 Z_d のドップラー周波数スペクトル（ドップラー広がりを示す信号）を算出する。

【0066】

50

エッジ検出部 414_dは、プロファイル DFT 部 413_dで算出されたドップラー周波数スペクトルに現れる周波数成分の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジの組を検出することができる。ドップラー周波数検出部 415_dは、エッジ検出部 414_dで検出された組のうち当該周波数成分の中心周波数が最も零に近い組を選択し、当該選択された組の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジのうち一方のエッジの周波数の絶対値を最大ドップラー周波数 $F D_d$ として与える。

【0067】

図18は、図14に示した区間 Z_0 に対応するドップラー周波数スペクトルの一例を示す図である。図14に示されるように、区間 Z_0 には、所望の直接波成分 S_0 と、遅延波成分に対応する繰返し成分 d_0 とが含まれる。図18に示されるドップラー周波数スペクトルでは、ドップラー周波数が零の点に所望の直接波の周波数成分が存在し、ドップラー周波数 $3/(4T_s)$ の点に繰返し成分の周波数成分が存在する。図19は、図14に示した区間 Z_2 に対応するドップラー周波数スペクトルの一例を示す図である。図19に示されるように、ドップラー周波数が零の点に所望の遅延波の周波数成分が存在し、ドップラー周波数 $1/(4T_s)$ の点に直接波の繰返し成分の周波数成分が存在する。

【0068】

エッジ検出部 414₀, ..., 414_{D-1} は、ドップラー周波数スペクトルの隣接するサンプル間の差分を算出し、当該差分を立下りエッジ検出用の正の閾値及び立上りエッジ検出用の負の閾値と比較し、当該比較結果に基づいて周波数成分の立ち下がりエッジ及び立ち下がりエッジを検出することができる。たとえば、図18のドップラー周波数スペクトルについては、エッジ検出部 414₀ は、立上りエッジの位置 $U E_1$, $U E_2$ を検出し、立下りエッジの位置 $D E_1$, $D E_2$ を検出することができる。一方、図19のドップラー周波数スペクトルについては、エッジ検出部 414₂ は、立上りエッジの位置 $U E_3$, $U E_4$ を検出し、立下りエッジの位置 $D E_3$, $D E_4$ を検出することができる。

【0069】

ドップラー周波数検出部 415_d は、隣合う立上りエッジと立下りエッジの検出位置を1つのペア(組)とする。ここで、立上りエッジの位置がドップラー周波数の低い位置になるようペアを決定する。図18の場合、 $(U E_1, D E_1)$, $(U E_2, D E_2)$ がこの条件に該当するペアである。次に、上記ペアの立上りエッジと立下りエッジの検出位置の中心値(当該周波数成分の中心周波数)を算出し、この中心値の絶対値が最も小さいペアを探索する。図18の場合、 $(U E_1, D E_1)$ がそれに該当する。最後に、立ち上がりエッジの位置の絶対値と、立下りエッジの位置の絶対値のうち、大きいほうを選択してこれを最大ドップラー周波数として出力する。図18と図19では、所望の成分はドップラー周波数が零となる軸を対称に広がっているため、立上りエッジと立下りエッジのどちらの位置の絶対値を出力してもよい。

【0070】

なお、図17のドップラー検出部 41 は、互いに並列に動作する D 個の処理系統を有しているが、これに限定されるものではない。1つの処理系統を時分割で使用して複数の区間 Z_0, \dots, Z_{D-1} のドップラー周波数 $F D_0, \dots, F D_{D-1}$ を算出してもよい。

【0071】

図11のフィルタ特性決定部 44 は、区間毎の到来波成分の検出結果と、ドップラー検出部 41 で検出されたドップラー周波数 $F D_0 \sim F D_{D-1}$ とに基づいて、第2平滑化部 24B で使用されるフィルタ係数群 $F(0) \sim F(D-1)$ の値を可変に設定することができる。たとえば、到来波成分が存在すると判断された有効区間(たとえば、図16の区間 Z_0)については、フィルタ特性決定部 44 は、当該有効区間に適用すべきフィルタ係数群を、当該有効区間の最大ドップラー周波数以下の周波数の低域成分を通過させ且つその最大ドップラー周波数よりも高い周波数の高域成分を減衰させる低域通過型のフィルタを定める係数群に設定することができる。一方、到来波成分が存在しないと判断された非有効区間(たとえば、図16の区間 Z_1)については、フィルタ特性決定部 44 は、当該非有効区間に適用すべきフィルタ係数群を、非常に狭い通過帯域のフィルタを定める係数

10

20

30

40

50

群に設定することができる。

【0072】

図20は、第2平滑化部24Bを構成するフィルタの通過帯域PB2の一例を示す図である。図中の点線で囲まれた範囲が通過帯域PB2である。図14の推定遅延プロファイルに応じて、有効区間 Z_0 では、ドップラー周波数 FD_1 を遮断周波数とする通過帯域のLPF（ローパスフィルタ）が使用されるため、繰返し成分 d_{03} を抑圧することができる。一方、有効区間 Z_2 では、ドップラー周波数 FD_2 を遮断周波数とする通過帯域のLPFが使用されることで、繰返し成分 s_{11} を抑圧することができる。有効区間 Z_0 、 Z_2 以外の非有効区間 Z_1 、 $Z_3 \sim Z_9$ では、有効区間 Z_0 、 Z_2 と比べて非常に狭い通過帯域のLPFが使用されるため、繰返し成分 d_{21} 、 d_{32} 、 s_{11} 、 s_{22} 、 s_{33} を抑圧することができる。このように、区間毎に所望の成分の最大ドップラー周波数を遮断周波数とする通過帯域のLPFすなわち平滑化フィルタを設定することができるため、所望の成分と繰返し成分とが互いに重なるような電波環境下でも精度よく遅延プロファイル

10

【0073】

次に、閾値設定部45は、到来波成分が存在しないと判断された非有効区間では、閾値を大きな値に設定し、到来波成分が存在すると判断された有効区間では、検出された最大ドップラー周波数が高いほど低い値の閾値を設定することができる。閾値設定部45は、各有効区間で可能な限り閾値を小さな値に設定するように動作することが望ましい。これは、受信電力の小さな到来波を切捨てないようにするためである。具体的には、第2平滑化部24Bで使用されるフィルタの通過帯域が狭い区間では、ガウス雑音の成分が十分に抑圧されることを利用して、閾値を小さな値に設定することができる。また、第2平滑化部24Bで使用されるフィルタの通過帯域が広い区間では、閾値を大きな値に設定することができる。

20

【0074】

たとえば、或る区間のフィルタの通過帯域幅を W とした場合、当該区間に対応する閾値を、 $A \times W + B$ 、との式で算出される値に設定すればよい。ここで、 A と B は任意の定数である。特別な場合として $A = 0$ とすれば、閾値は、通過帯域幅 W に依存せず一意に決められる。

【0075】

以上に説明したように本実施の形態の等化部15Bは、最大ドップラー周波数と到来波成分の検出結果とに応じて、第2平滑化部24Bのフィルタ特性を可変に制御することができるので、電波環境及び受信環境に応じて第2平滑化部24Bのフィルタ特性を最適化することができる。したがって、精度の高い遅延プロファイルを推定することができる。

30

【0076】

本実施の形態では、最大ドップラー周波数と到来波成分の検出は、複数の区間 $Z_0 \sim Z_{D-1}$ のそれぞれについて行われ、第2平滑化部24Bは、区間毎にシンボル方向の平滑化を実行するので、電波環境及び受信環境に応じて繰返し成分を効果的に抑圧することができる。特に、最大ドップラー周波数が大きく（たとえば、 $1/(8T_s)$ 以上であり）、所望の成分と繰返し成分とが互いに近接しあるいは重なる電波環境であっても、繰返し成分を効果的に抑圧することができる。

40

【0077】

なお、本実施の形態では、 $N/3$ 点のサンプル分の推定遅延プロファイル $R(\quad; m)$ が算出されているが、この代わりに、対応する遅延時間以内の推定遅延プロファイルのみが算出されてもよい。たとえば、GI部が有効シンボル長 T_u の $1/4$ 程度のガード期間 T_g を有し且つGI部内の遅延波だけに対応する場合、 $N/4$ 点のサンプル分の推定遅延プロファイルを推定してもよい。推定される遅延プロファイルの範囲を限定することで、その範囲外の雑音成分と繰返し成分とを切捨てることができるので、遅延プロファイルの推定精度を向上させることができる。

【0078】

50

実施の形態 3 .

次に、実施の形態 3 について説明する。上記実施の形態 1 , 2 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、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、CPU を含むマイクロプロセッサが、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。

【0079】

図 2 1 は、上記実施の形態 1 , 2 の等化装置 1 , 1 B をコンピュータプログラムで実現する場合の演算装置 5 0 の一例を示す図である。図 2 1 に示されるように、この演算装置 5 0 は、プロセッサ 5 1、RAM 5 2、不揮発性メモリ 5 3、記憶装置 5 4、入出力インタフェース 5 5 及びバス 5 6 を有する。たとえば、プロセッサ 5 1 は、ROM (Read Only Memory) などの不揮発性メモリ 5 3 から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等化装置 1 , 1 B の機能を実現することができる。

【0080】

図 2 2 は、上記実施の形態 1 に係る等化方法と同じ等化方法を示すフローチャートである。プロセッサ 5 1 は、上記パイロット抽出部 2 1 と同様に、入出力インタフェース 5 5 を介して入力された周波数領域のサブキャリア信号 F_s から SP 信号を抽出する (ステップ S 1 1)。次に、プロセッサ 5 1 は、上記伝送路特性推定部 2 2 と同様に、抽出された SP 信号に基づいて時間領域の伝送路特性を推定し、上記 IDFT 部 2 3 と同様に、当該推定された時間領域の伝送路特性に逆フーリエ変換を施して推定遅延プロファイル $R(; m)$ を生成する (ステップ S 1 2)。

【0081】

次に、プロセッサ 5 1 は、SP の挿入周期 L_{sp} の正整数倍のサンプル数で推定遅延プロファイル $R(; m)$ をシンボル方向に平滑化して平滑化遅延プロファイル $FR(; m)$ を生成し (ステップ S 1 3)、上記閾値処理部 2 5 と同様の閾値処理を実行する (ステップ S 1 4)。

【0082】

さらに、プロセッサ 5 1 は、上記 DFT 部 2 6 と同様に、平滑化遅延プロファイル $FR(; m)$ に N 点の離散フーリエ変換を施して周波数領域の伝送路特性を生成する (ステップ S 1 5)。その後、プロセッサ 5 1 は、RAM 5 2 に一時的に記憶されていたサブキャリア信号 F_s を所定の遅延時間の後に読み出し (ステップ S 1 6)、ステップ S 1 5 で算出された伝送路特性を用いて、当該サブキャリア信号 F_s に等化処理を施すことができる (ステップ S 1 7)。

【0083】

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。たとえば、上記実施の形態 1 , 2 の受信装置の構成の全部または一部は、LSI (Large Scale Integrated circuit) で実現することもできる。また、FPGA (Field - Programmable Gate Array) あるいはASIC (Application Specific Integrated Circuit) により実施の形態 1 , 2 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。

【0084】

また、上記実施の形態 1 , 2 の受信装置は、たとえば、デ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。)、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得る。

【符号の説明】

【0085】

1 , 1 B 受信装置、 1 0 チューナ部、 1 1 A / D 変換器 (ADC)、 1 2 直交復調部、 1 3 局部発振器、 1 4 DFT 部、 1 5 , 1 5 B 等化部、 1 6 キャリア復調部、 1 7 誤り訂正部、 1 8 デコード部、 2 1 パイロット抽

10

20

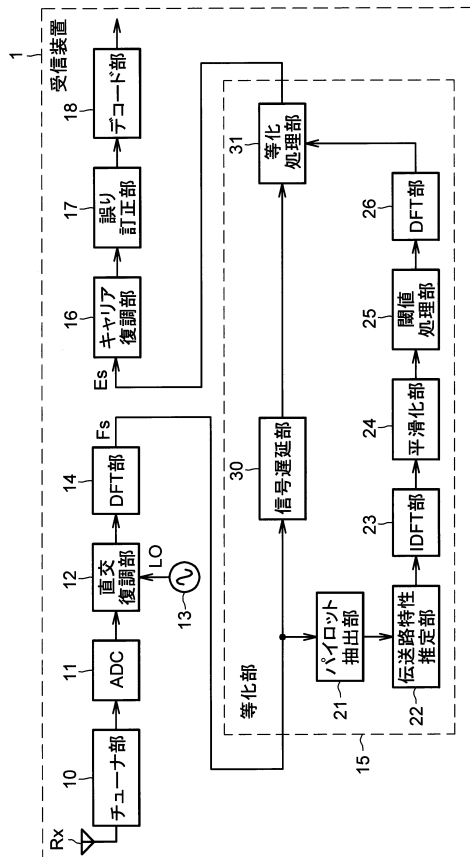
30

40

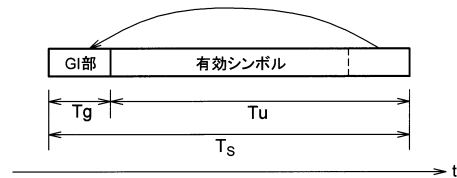
50

出部、 22 伝送路特性推定部、 23 IDFT部、 24, 24B 平滑化部、
 25, 25B 閾値処理部、 26 DFT部、 30 信号遅延部、 31 等化処
 理部、 41 ドップラー検出部、 411₀ ~ 411_{D-1} スペクトル算出部、 41
 2₀ ~ 412_{D-1} 信号記憶部、 413₀ ~ 413_{D-1} プロファイルDFT部、
 414₀ ~ 414_{D-1} エッジ検出部、 415₀ ~ 415_{D-1} ドップラー周波
 数検出部、 42 第1平滑化部、 43 到来波検出部、 44 フィルタ特性決定部
 、 45 閾値設定部、 50 演算装置、 51 プロセッサ、 52 RAM、 5
 3 不揮発性メモリ、 54 記憶装置、 55 入出力インタフェース、 56 バス
 。

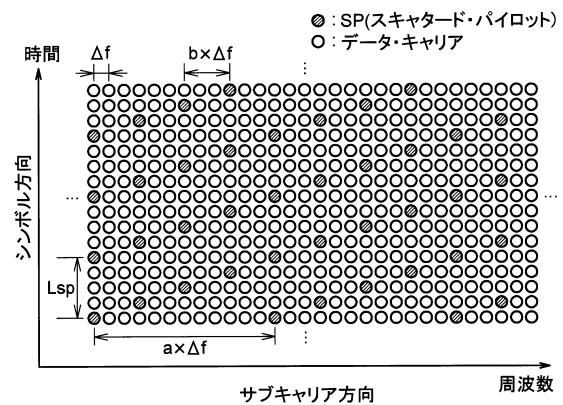
【図1】



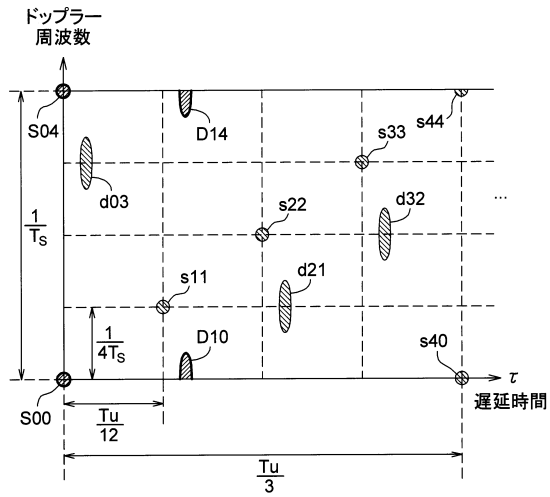
【図2】



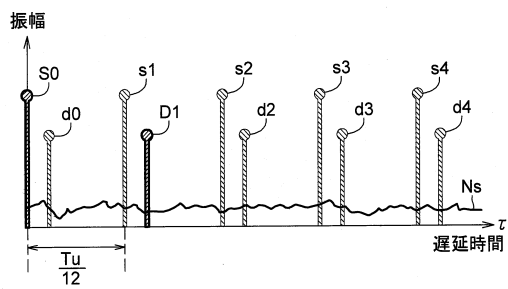
【図3】



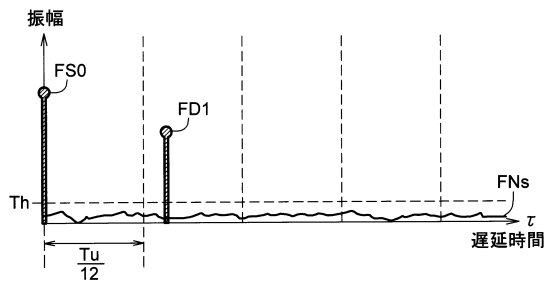
【図 4】



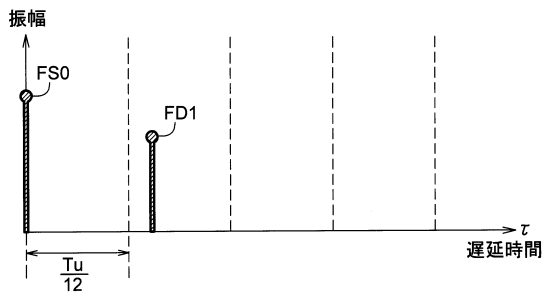
【図 5】



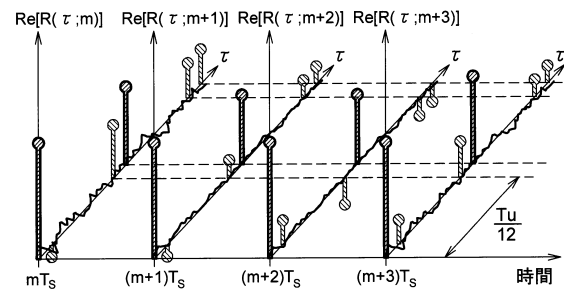
【図 8】



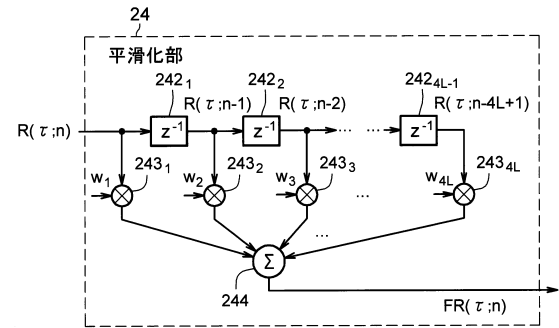
【図 9】



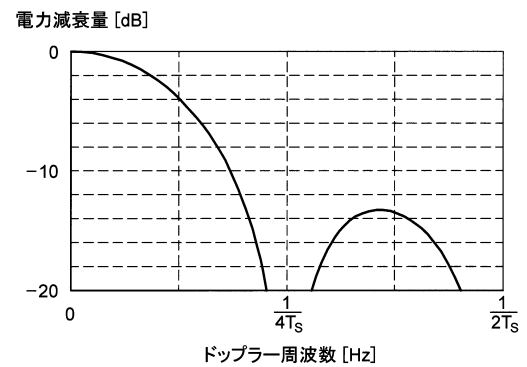
【図 6】



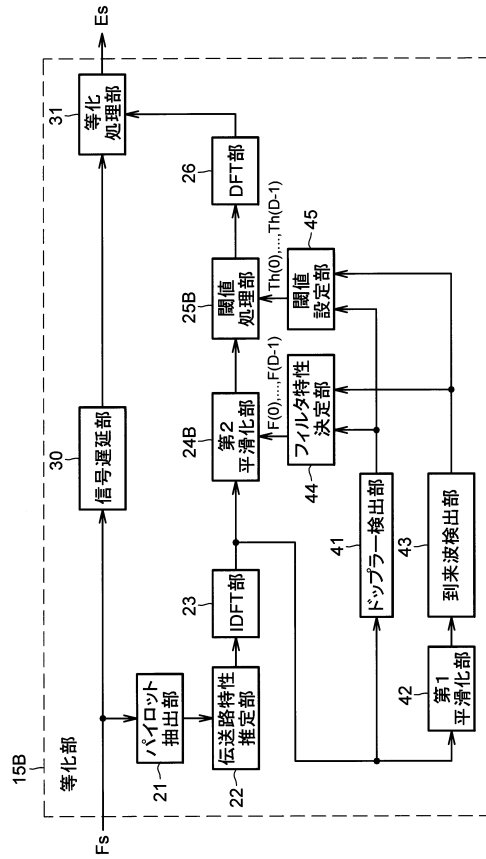
【図 7】



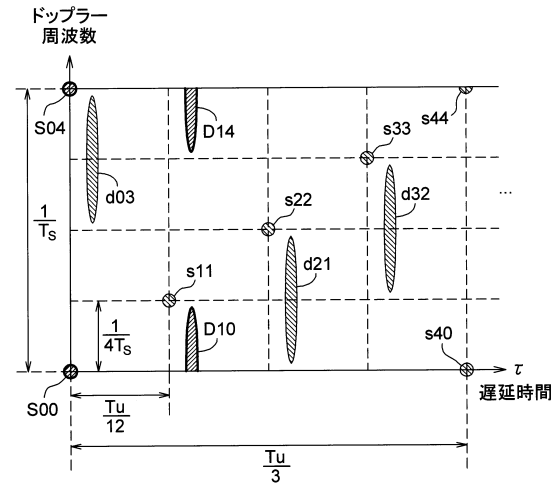
【図 10】



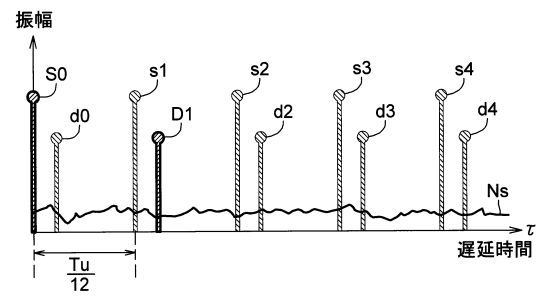
【図 1 1】



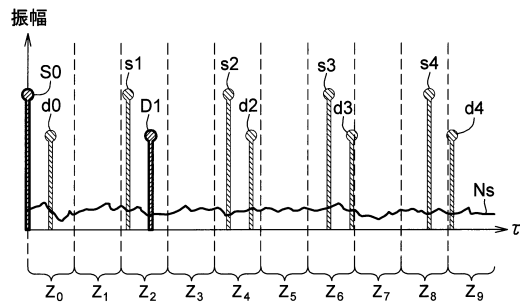
【図 1 2】



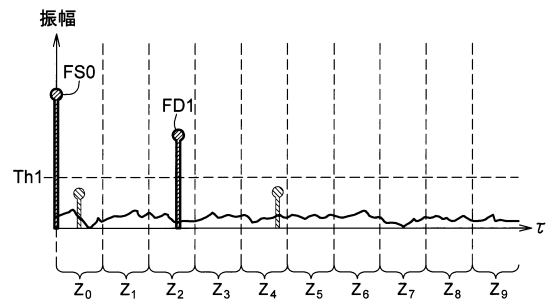
【図 1 3】



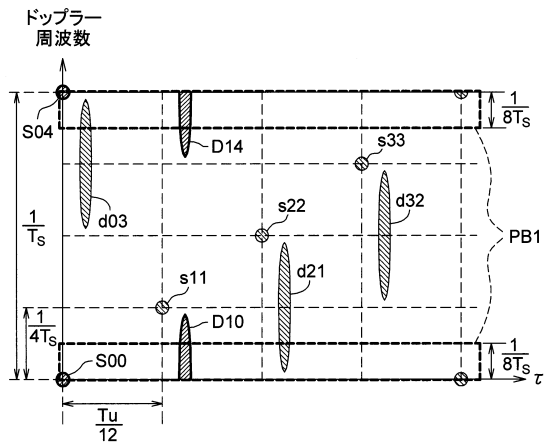
【図 1 4】



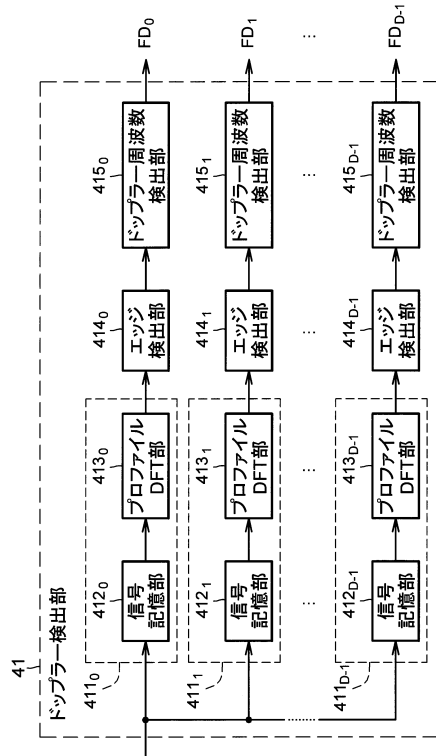
【図 1 6】



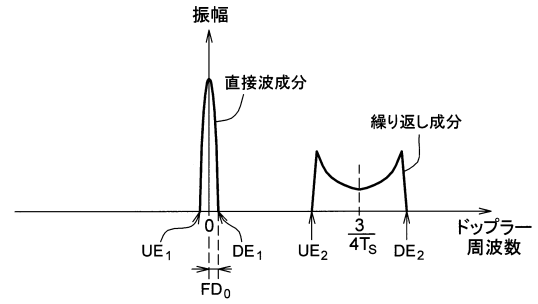
【図 1 5】



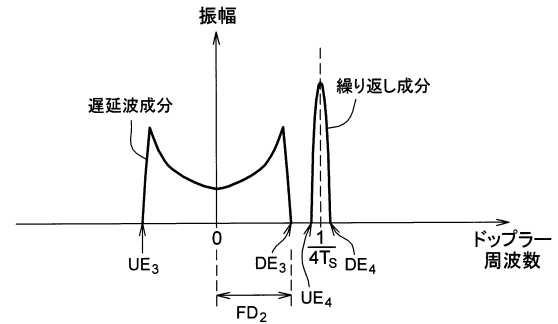
【図 17】



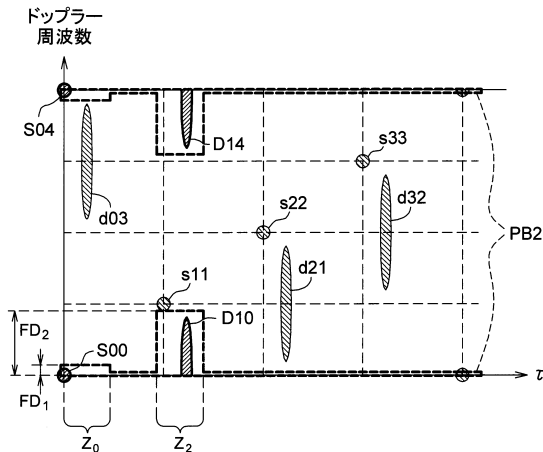
【図 18】



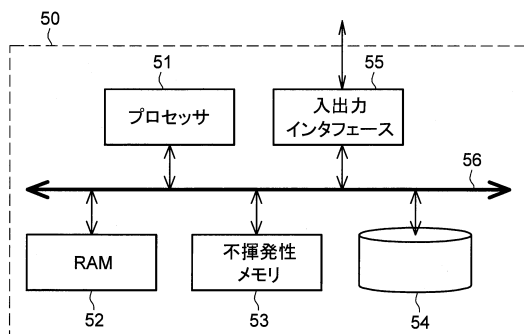
【図 19】



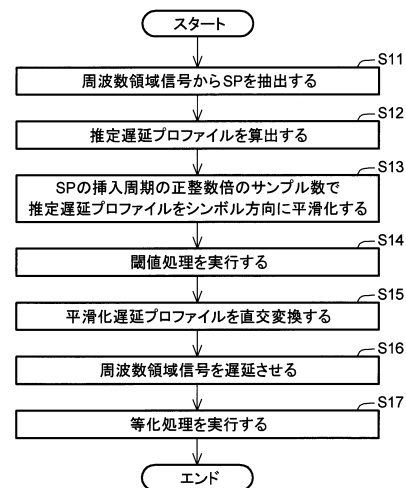
【図 20】



【図 21】



【図 22】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2004-266814(JP,A)
特開2007-158877(JP,A)
特開2010-258935(JP,A)
特開2011-101297(JP,A)
特開2013-192107(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00
H04B 7/005
H04N 5/14
IEEE Xplore
CiNii
3GPP TSG RAN WG1-4
SA WG1-2
CT WG1