

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5020246号  
(P5020246)

(45) 発行日 平成24年9月5日(2012.9.5)

(24) 登録日 平成24年6月22日(2012.6.22)

(51) Int.Cl. F I  
H04 J 11/00 (2006.01) H04 J 11/00 Z

請求項の数 11 (全 33 頁)

(21) 出願番号	特願2008-530840 (P2008-530840)	(73) 特許権者	000005821
(86) (22) 出願日	平成19年7月30日 (2007.7.30)		パナソニック株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2007/064896		大阪府門真市大字門真1006番地
(87) 国際公開番号	W02008/023539	(74) 代理人	100090446
(87) 国際公開日	平成20年2月28日 (2008.2.28)		弁理士 中島 司朗
審査請求日	平成22年3月25日 (2010.3.25)	(74) 代理人	100125597
(31) 優先権主張番号	特願2006-224389 (P2006-224389)		弁理士 小林 国人
(32) 優先日	平成18年8月21日 (2006.8.21)	(74) 代理人	100146798
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		弁理士 川畑 孝二
		(74) 代理人	100121027
			弁理士 木村 公一
		(72) 発明者	木村 知弘
			大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 受信装置、集積回路及び受信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

受信信号に含まれるパイロット信号に基づいて当該パイロット信号に対する伝送路特性を算出する伝送路特性算出部と、

前記伝送路特性算出部で算出された伝送路特性をフィルタ処理によって補間及び帯域制限の少なくとも一方の処理を行い、当該フィルタ処理の周波数伝達特性が周波数シフト可能なフィルタ部と、

前記フィルタ部で処理された伝送路特性に基づいて前記受信信号を等化する等化部と、前記フィルタ部の周波数伝達特性を周波数シフトするシフト量を決定し、前記フィルタ部の周波数伝達特性を制御するフィルタ制御部と、

を備え、

前記フィルタ制御部は、前記受信信号に含まれる第1信号に対する伝送路特性を観測し、観測結果に基づいて前記フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量を決定し、

前記フィルタ部は、前記フィルタ制御部により決定されたシフト量に基づいてフィルタ処理の周波数伝達特性を周波数シフトする

ことを特徴とする受信装置。

【請求項2】

前記パイロット信号は前記受信信号にM(Mは2以上の整数)シンボル毎に挿入されて伝送され、

前記第1信号はN(NはMより小さい1以上の整数)シンボル毎に挿入されて伝送され

前記フィルタ制御部は、  
 前記第 1 信号に基づいて当該第 1 信号に対する伝送路特性を算出する第 1 伝送路特性算出部と、  
 前記第 1 伝送路特性算出部で算出された伝送路特性に対するフィルタ処理をフィルタ処理の周波数伝達特性を順次周波数シフトさせながら行う第 1 フィルタ部と、  
 前記第 1 フィルタ部の出力信号を観測し、観測結果に基づいて前記フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量を決定するシフト量決定部と、  
 を備えることを特徴とする請求項 1 記載の受信装置。

【請求項 3】

前記シフト量決定部は、  
 前記第 1 フィルタ部の出力信号の電力値を算出し、出力信号として算出結果を出力する電力値算出部と、  
 前記電力値算出部の出力信号を観測して当該出力信号の最大値を検出し、当該電力値算出部の出力信号が最大値になるときの前記第 1 フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量に基づいて前記フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量を決定する最大値検出部と、  
 を備えることを特徴とする請求項 2 記載の受信装置。

【請求項 4】

前記シフト量決定部は、  
 前記第 1 伝送路特性算出部の出力信号と、当該出力信号が前記第 1 フィルタ部によりフィルタ処理されて得られた信号との差分を算出し、出力信号として差分結果を出力する差分算出部と、  
 前記差分算出部の出力信号の電力値を算出し、出力信号として算出結果を出力する電力値算出部と、  
 前記電力値算出部の出力信号を観測して当該出力信号の最小値を検出し、当該電力値算出部の出力信号が最小値になるときの前記第 1 フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量に基づいて前記フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量を決定する最小値検出部と、  
 を備えることを特徴とする請求項 2 記載の受信装置。

【請求項 5】

前記第 1 信号は毎シンボル挿入されることを特徴とする請求項 2 記載の受信装置。

【請求項 6】

前記第 1 信号は D V B - T 方式における連続パイロット信号であることを特徴とする請求項 2 記載の受信装置。

【請求項 7】

前記第 1 信号は I S D B - T 方式における T M C C 信号又は D V B - T 方式における T P S 信号であることを特徴とする請求項 2 記載の受信装置。

【請求項 8】

前記第 1 伝送路特性算出部は、  
 前記 T M C C 信号又は前記 T P S 信号を復号する復号部と、  
 前記復号部による復号結果に基づいて、前記 T M C C 信号又は前記 T P S 信号で伝送された制御情報を D B P S K 変調する再変調部と、  
 前記受信信号に挿入されて伝送される T M C C 信号又は T P S 信号と、前記再変調部による D B P S K 変調により得られた T M C C 信号又は T P S 信号とに基づいて、当該 T M C C 信号又は当該 T P S 信号に対する伝送路特性を算出する算出部と、  
 を備えることを特徴とする請求項 7 記載の受信装置。

【請求項 9】

前記フィルタ部は前記周波数伝達特性の通過帯域幅が変更可能であって、  
 前記フィルタ制御部は、前記第 1 信号に対する伝送路特性を観測し、観測結果に基づいて前記フィルタ部の周波数伝達特性の通過帯域幅を決定し、  
 前記フィルタ部は、前記フィルタ制御部により決定された通過帯域幅に基づいてフィル

10

20

30

40

50

タ処理の周波数伝達特性の前記通過帯域幅を変更する

ことを特徴とする請求項 1 記載の受信装置。

【請求項 10】

受信信号に含まれるパイロット信号に基づいて当該パイロット信号に対する伝送路特性を算出する伝送路特性算出部と、

前記伝送路特性算出部で算出された伝送路特性をフィルタ処理によって補間及び帯域制限の少なくとも一方の処理を行い、当該フィルタ処理の周波数伝達特性が周波数シフト可能なフィルタ部と、

前記フィルタ部で処理された伝送路特性に基づいて前記受信信号を等化する等化部と、

前記フィルタ部の周波数伝達特性を周波数シフトするシフト量を決定し、前記フィルタ部の周波数伝達特性を制御するフィルタ制御部と、

を備え、

前記フィルタ制御部は、前記受信信号に含まれる第 1 信号に対する伝送路特性を観測し、観測結果に基づいて前記フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量を決定し、

前記フィルタ部は、前記フィルタ制御部により決定されたシフト量に基づいてフィルタ処理の周波数伝達特性を周波数シフトする

ことを特徴とする集積回路。

【請求項 11】

受信信号に含まれるパイロット信号に基づいて当該パイロット信号に対する伝送路特性を算出する伝送路特性算出手順と、

フィルタ処理の周波数伝達特性が周波数シフト可能であるフィルタ部によって前記伝送路特性算出手順において算出された伝送路特性をフィルタ処理によって補間及び帯域制限の少なくとも一方の処理を行うフィルタ手順と、

前記フィルタ手順で処理された伝送路特性に基づいて前記受信信号を等化する等化手順と、

前記フィルタ部の周波数伝達特性を周波数シフトするシフト量を決定し、前記フィルタ部の周波数伝達特性を制御するフィルタ制御手順と、

を有し、

前記フィルタ制御手順は、前記受信信号に含まれる第 1 信号に対する伝送路特性を観測し、観測結果に基づいて前記フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量を決定し、

前記フィルタ部は、前記フィルタ制御手順により決定されたシフト量に基づいてフィルタ処理の周波数伝達特性を周波数シフトする

ことを特徴とする受信方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、地上デジタルテレビジョン放送などの移動受信における伝搬歪みを補償する等化技術に関する。

【背景技術】

【0002】

地上デジタルテレビジョン放送方式には、例えば、日本の I S D B - T ( Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial ) 方式や欧州の D V B - T ( Digital Video Broadcasting - Terrestrial ) 方式などがあり、それらはマルチキャリア伝送方式の一つである O F D M ( Orthogonal Frequency Division Multiplexing ) 伝送方式を採用する。

【0003】

I S D B - T 方式及び D V B - T 方式では、送信装置は分散パイロット信号 ( 以下、S P 信号と言う。 ) と呼ばれる受信側で既知の振幅及び位相で B P S K ( Binary Phase Shift Keying ) 変調されたパイロット信号を周期的に送信する。受信装置は受信信号に含まれる S P 信号の振幅及び位相を監視することにより伝送路特性を逐次推定し、推定した伝送

10

20

30

40

50

路特性を利用して受信信号を等化する。

【 0 0 0 4 】

I S D B - T 方式及び D V B - T 方式で伝送される S P 信号の信号配置の模式図を図 1 6 に示す。但し、図 1 6 において、縦軸はシンボル単位の時間、横軸はキャリア単位の周波数を表す。なお、黒丸は S P 信号、白丸は伝送データで変調されたデータ変調信号である。

S P 信号は、1 つのシンボル内では 1 2 キャリア毎に配置され、シンボル毎に 3 キャリアずつシフトされ、4 シンボルで巡回するように配置されて送信される。

【 0 0 0 5 】

次に、O F D M 伝送方式を用いた地上デジタルテレビジョン放送を受信する従来の受信装置の構成を図 1 7 に示す。

受信装置 1 0 0 では、放送局から発せられた放送波が伝送路を介してアンテナ 1 0 1 によって受信される。そして、チューナ 1 0 2 はアンテナ 1 0 1 が受信した複数の放送波の中から所望の放送波を選局し、選局した放送波を所定の周波数帯域に変換する。

【 0 0 0 6 】

A F C ( Automatic Frequency Control ) 部 1 0 3 は、チューナ 1 0 2 から入力される受信信号から放送波の選局時に生じる周波数誤差を除去し、周波数誤差を除去した受信信号を後段の回路部へ出力する。なお、A F C 部 1 0 3 の構成は、例えば、特許文献 1 に開示されている。

シンボル同期部 1 0 4 は A F C 部 1 0 3 から入力される受信信号に基づいてシンボルタイミングを推定する。フーリエ変換部 1 0 5 はシンボル同期部 1 0 4 によって推定されたシンボルタイミングに従って A F C 部 1 0 3 から入力される受信信号をフーリエ変換する。

【 0 0 0 7 】

等化部 1 0 6 は、フーリエ変換部 1 0 5 から入力される受信信号に基づいて伝送路特性を推定し、推定した伝送路特性に基づいて受信信号を等化する。

次に、図 1 7 の等化部 1 0 6 の構成を図 1 8 に示す。但し、図 1 7 の等化部 1 0 6 の構成は特許文献 2 に開示された構成である。

等化部 1 0 6 において、フーリエ変換部 1 0 5 によるフーリエ変換後の受信信号は、S P 信号抽出部 1 5 1 及び除算部 1 5 3 の夫々に供給される。

【 0 0 0 8 】

S P 信号抽出部 1 5 1 は、受信信号から S P 信号を抽出し、抽出した S P 信号を利用して S P 信号が配置された位置 ( 以下、S P 信号位置と言う。 ) における伝送路特性を推定する。伝送路推定部 1 5 2 は、S P 信号位置における伝送路特性に基づいて、データ変調信号が配置された位置 ( 以下、データ変調信号位置と言う。 ) における伝送路特性を推定する。除算部 1 5 3 は、データ変調信号を伝送路推定部 1 5 2 によって推定された伝送路特性で除算することで、データ変調信号を等化する。

【 0 0 0 9 】

なお、伝送路推定部 1 5 2 の詳細は特許文献 2 に開示されていないが、一般に伝送路推定部 1 5 2 は、シンボル方向の補間処理を行うシンボル補間フィルタ 1 5 2 a とキャリア方向の補間処理を行うキャリア補間フィルタ 1 5 2 b とを有する。

ドップラ周波数推定部 1 5 4 は、S P 信号抽出部 1 5 1 で推定された伝送路特性の時間変動を観測し、伝送路特性の変動の速度、即ち、ドップラ周波数を推定する。補間フィルタ選択部 1 5 6 は、ドップラ周波数推定部 1 5 4 によって推定されたドップラ周波数に応じて、フィルタ係数 R O M ( ReadOnly memory ) 1 5 5 に記憶されているフィルタ係数を選択する。

【 0 0 1 0 】

シンボル補間フィルタ 1 5 2 a は、補間フィルタ選択部 1 5 2 によって選択されたフィルタ係数によりフィルタの周波数伝達特性の通過帯域幅を変更し、シンボル方向の補間処理を行う。

10

20

30

40

50

なお、シンボル補間フィルタ152aは、通過帯域幅が狭いほど、SP信号抽出部151で推定された伝送路特性に含まれる雑音をより効果的に除去することができる。また、受信装置の移動速度が低いほどドップラ変動によって生じる伝送路特性の変動が占有する周波数帯域幅が狭いため、受信装置の移動速度が低いほどシンボル補間フィルタ152aの通過帯域幅を狭くすることができる。等化部106は、受信装置の移動速度に応じて周波数伝達特性の通過帯域幅を調整することによって伝送路特性に含まれる雑音を効果的に除去するものである。

【0011】

なお、図16に示すSP信号の配置の場合、SP信号抽出部151で推定される伝送路特性はシンボル方向には4シンボル間隔でしか得られない。このため、シンボルの周期をT秒とすると、複素信号の標本化定理から、シンボル補間フィルタ152aの通過帯域幅は $1/(4T)$ ヘルツ以上に広くすることはできない。

【特許文献1】特許第3074103号公報

【特許文献2】特開2005-286636号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

以下、従来の受信装置100の動作について図19を用いて説明する。但し、図19は、鏡面波（直接波或いは定常波とも言う。）と散乱波とを同時に受信するライスフェージング環境下において、鏡面波が進行方向の前方から到来し、鏡面波がドップラ周波数シフトを伴った場合である。なお、散乱波が全方向から均一に到来していると仮定する。

図19の各図において、横軸はシンボル周波数 $f_s$ で正規化された周波数を表す。図19(a)~(c)、(e)~(g)において、縦軸はスペクトル密度(dB)を表し、図19(d)において、縦軸はゲイン(dB)を表す。なお、シンボル周波数 $f_s$ はシンボルの周期をT秒とすると、 $f_s = 1/T$ ヘルツになる。

【0013】

図19(a)は、鏡面波が進行方向前方から到来する場合のライスフェージング環境下における伝送路特性の時間変動を等価低域のスペクトル密度で表したものである。図19(a)において、Sは鏡面波成分、D(楕円内)は散乱波成分を表す。散乱波成分Dは、最大ドップラ周波数を $f_{Dmax}$ とすると、 $-f_{Dmax}$ から $+f_{Dmax}$ まで分布する。進行方向前方から到来する鏡面波成分Sは、 $+f_{Dmax}$ に周波数シフトする。

【0014】

図19(b)は、AFC部103が出力する受信信号で観測される伝送路特性の時間変動をスペクトル密度で表したものである。散乱波成分Dに比べて鏡面波成分Sの受信電力が大きい場合、AFC部103は鏡面波成分Sのドップラ周波数シフトを受信信号の周波数誤差とみなして受信信号の周波数誤差を除去するための周波数制御を行う。これにより、AFC部103が出力する受信信号で観測される伝送路特性のスペクトル密度は鏡面波成分Sが直流(周波数が0)付近になるように周波数シフトされる。AFC部103は、受信信号に係る伝送路特性を仮想的に周波数シフトする。

【0015】

図19(c)は、AFC部103の出力がフーリエ変換部105を介して等化部106に入力され、受信信号に含まれるSP信号によって観測される伝送路特性の時間変動をスペクトル密度で表したものである。ISDB-T方式及びDVB-T方式では、図16に示すように、SP信号はシンボル方向には4シンボルに1回配置されているため、SP信号位置で観測される伝送路特性には、シンボル周波数 $f_s$ の $1/4 (= f_s/4)$ の間隔でエイリアシングが生じる。

【0016】

図19(d)は、シンボル補間フィルタ152aの周波数伝達特性を表す。シンボル補間フィルタ152aは、図19(c)に示すSP信号位置で観測された伝送路特性をフィルタリングすることで、図19(b)に示したAFC部103が出力する受信信号にかか

10

20

30

40

50

る伝送路特性を推定する。

図19(e)は、図19(c)に示すSP信号位置で観測される伝送路特性のうちの所望の伝送路特性の成分(図19(b)に示したAFC部103が出力する受信信号にかかる伝送路特性)をシンボル補間フィルタ152aによってフィルタリングすることで得られた伝送路特性をスペクトル密度で表したものである。

【0017】

図19(f)は、図19(c)に示すSP信号位置で観測される伝送路特性のうちの所望の伝送路特性の成分をシンボル補間フィルタ152aによってフィルタリングして阻止された成分をスペクトル密度で表したものである。

図19(e)、(f)から、シンボル補間フィルタ152aから出力される伝送路特性は、所望の伝送路特性から低い周波数成分が欠落した伝送路特性であることが分かる。

【0018】

図19(g)は、図19(c)に示すSP信号位置で観測される伝送路特性のうちのエイリアシングによる伝送路特性の成分(図19(c)に示したSP信号で観測された伝送路特性から図19(b)に示した所望の伝送路特性を除いた伝送路特性の成分)をシンボル補間フィルタ152aによってフィルタリングすることで得られた伝送路特性をスペクトル密度で表したものである。

【0019】

図19(f)および図19(g)の成分は、シンボル補間フィルタ152aによる補間の誤差であり、伝送路推定部152における伝送路特性の推定の誤差を生じ、等化部106における復調の誤差が生じる原因となる。

しかしながら、シンボル補間フィルタ152aの周波数伝達特性の通過帯域幅をドップラ周波数に応じて変更しても、図19(f)及び図19(g)の成分の双方を同時に小さくすることはできず、従来の受信装置では等化部106における復調の誤差を低減することは困難である。

【0020】

なお、上記の説明ではライスフェージング環境を例に説明したが、反射波に鏡面波を含むマルチパス伝搬環境や、OFDM伝送方式のマルチパス耐性を利用したSFN(Single Frequency Network)環境などのように複数の鏡面波を同時に受信する伝搬環境においても、受信される複数の鏡面波が到来方向の違いによって異なるドップラ周波数シフトを受けている場合、自動周波数制御部103が比較的電力の大きな到来波のドップラ周波数シフトを受信信号の周波数誤差とみなして周波数制御を行うことにより、ライスフェージング環境と同様の課題が発生する。

【0021】

そこで、本発明は、伝送路特性の時間変動をより正確に推定して受信品質を向上した受信装置、集積回路及び受信方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0022】

上記目的を達成するために本発明の受信装置は、受信信号に含まれるパイロット信号に基づいて当該パイロット信号に対する伝送路特性を算出する伝送路特性算出部と、前記伝送路特性算出部で算出された伝送路特性をフィルタ処理によって補間及び帯域制限の少なくとも一方の処理を行い、当該フィルタ処理の周波数伝達特性が周波数シフト可能なフィルタ部と、前記フィルタ部で処理された伝送路特性に基づいて前記受信信号を等化する等化部と、前記フィルタ部の周波数伝達特性を周波数シフトするシフト量を決定し、前記フィルタ部の周波数伝達特性を制御するフィルタ制御部と、を備え、前記フィルタ制御部は、前記受信信号に含まれる第1信号に対する伝送路特性を観測し、観測結果に基づいて前記フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量を決定し、前記フィルタ部は、前記フィルタ制御部により決定されたシフト量に基づいてフィルタ処理の周波数伝達特性を周波数シフトする。

【0023】

10

20

30

40

50

本発明の集積回路は、受信信号に含まれるパイロット信号に基づいて当該パイロット信号に対する伝送路特性を算出する伝送路特性算出部と、前記伝送路特性算出部で算出された伝送路特性をフィルタ処理によって補間及び帯域制限の少なくとも一方の処理を行い、当該フィルタ処理の周波数伝達特性が周波数シフト可能なフィルタ部と、前記フィルタ部で処理された伝送路特性に基づいて前記受信信号を等化する等化部と、前記フィルタ部の周波数伝達特性を周波数シフトするシフト量を決定し、前記フィルタ部の周波数伝達特性を制御するフィルタ制御部と、を備え、前記フィルタ制御部は、前記受信信号に含まれる第1信号に対する伝送路特性を観測し、観測結果に基づいて前記フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量を決定し、前記フィルタ部は、前記フィルタ制御部により決定されたシフト量に基づいてフィルタ処理の周波数伝達特性を周波数シフトする。

10

## 【0024】

本発明の受信方法は、受信信号に含まれるパイロット信号に基づいて当該パイロット信号に対する伝送路特性を算出する伝送路特性算出手順と、フィルタ処理の周波数伝達特性が周波数シフト可能であるフィルタ部によって前記伝送路特性算出手順において算出された伝送路特性をフィルタ処理によって補間及び帯域制限の少なくとも一方の処理を行うフィルタ手順と、前記フィルタ手順で処理された伝送路特性に基づいて前記受信信号を等化する等化手順と、前記フィルタ部の周波数伝達特性を周波数シフトするシフト量を決定し、前記フィルタ部の周波数伝達特性を制御するフィルタ制御手順と、を有し、前記フィルタ制御手順は、前記受信信号に含まれる第1信号に対する伝送路特性を観測し、観測結果に基づいて前記フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量を決定し、前記フィルタ部は、前記フィルタ制御手順により決定されたシフト量に基づいてフィルタ処理の周波数伝達特性を周波数シフトする。

20

## 【0025】

なお、周波数伝達特性を  $f(f)$ 、周波数伝達特性  $f(f)$  を周波数シフトするシフト量を  $f$ 、周波数伝達特性  $f(f)$  をシフト量  $f$  周波数シフトした後の周波数伝達特性を  $g(f)$  とすると、 $f(f) = g(f + f)$  の関係を満たす。

## 【発明の効果】

## 【0026】

上記受信装置、集積回路、及び受信方法の夫々によれば、フィルタ制御部は第1信号に対する伝送路特性を観測し、観測結果に基づいてフィルタ部の周波数伝達特性を周波数シフトさせる。これによって、伝送路特性算出部によって算出された伝送路特性のうちの所望の伝送路特性の成分がフィルタ部を通過する比率を高くするとともに、当該所望の伝送路特性の成分以外の成分がフィルタ部を通過する比率を低くすることが可能になり、伝送路特性の時間変動をより正確に推定することが可能になる。

30

## 【0027】

上記の受信装置において、前記パイロット信号は前記受信信号に  $M$  ( $M$  は2以上の整数) シンボル毎に挿入されて伝送され、前記第1信号は  $N$  ( $N$  は  $M$  より小さい1以上の整数) シンボル毎に挿入されて伝送され、前記フィルタ制御部は、前記第1信号に基づいて当該第1信号に対する伝送路特性を算出する第1伝送路特性算出部と、前記第1伝送路特性算出部で算出された伝送路特性に対するフィルタ処理をフィルタ処理の周波数伝達特性を順次周波数シフトさせながら行う第1フィルタ部と、前記第1フィルタ部の出力信号を観測し、観測結果に基づいて前記フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量を決定するシフト量決定部と、を備えるようにしてもよい。

40

## 【0028】

上記の受信装置において、前記シフト量決定部は、前記第1フィルタ部の出力信号の電力値を算出し、出力信号として算出結果を出力する電力値算出部と、前記電力値算出部の出力信号を観測して当該出力信号の最大値を検出し、当該電力値算出部の出力信号が最大値になるときの前記第1フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量に基づいて前記フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量を決定する最大値検出部と、を備えるようにしてもよい。

## 【0029】

50

上記の受信装置において、前記シフト量決定部は、前記第1伝送路特性算出部の出力信号と、当該出力信号が前記第1フィルタ部によりフィルタ処理されて得られた信号との差分を算出し、出力信号として差分結果を出力する差分算出部と、前記差分算出部の出力信号の電力値を算出し、出力信号として算出結果を出力する電力値算出部と、前記電力値算出部の出力信号を観測して当該出力信号の最小値を検出し、当該電力値算出部の出力信号が最小値になるときの前記第1フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量に基づいて前記フィルタ部の周波数伝達特性のシフト量を決定する最小値検出部と、を備えるようにしてもよい。

【0030】

これらによれば、伝送路特性算出部によって算出された伝送路特性に係るエイリアシング成分が現れる間隔より大きい間隔でエイリアシング成分が現れる伝送路特性を用いて、フィルタ部の周波数伝達特性を周波数シフトさせるシフト量を決定することになる。このため、フィルタ部の周波数伝達特性を周波数シフトさせるシフト量の決定をエイリアシング成分を含まずに行うことが可能となつて、シフト量の決定をより適切に行うことが可能になる。

10

【0031】

上記の受信装置において、前記第1信号は毎シンボル挿入されるものであつてもよい。

上記の受信装置において、前記第1信号はDVB-T方式における連続パイロット信号であつてもよい。

上記の受信装置において、前記第1信号はISDB-T方式におけるTMCC信号又はDVB-T方式におけるTPS信号であつてもよい。

20

【0032】

これらによれば、最も大きい間隔でエイリアシング成分が現れる伝送路特性を用いて、フィルタ部の周波数伝達特性を周波数シフトさせるシフト量を決定することができる。

上記の受信装置において、前記第1伝送路特性算出部は、前記TMCC信号又は前記TPS信号を復号する復号部と、前記復号部による復号結果に基づいて、前記TMCC信号又は前記TPS信号で伝送された制御情報をDBPSK変調する再変調部と、前記受信信号に挿入されて伝送されるTMCC信号又はTPS信号と、前記再変調部によるDBPSK変調により得られたTMCC信号又はTPS信号とに基づいて、当該TMCC信号又は当該TPS信号に対する伝送路特性を算出する算出部と、を備えるようにしてもよい。

30

【0033】

これによれば、TMCC信号又はTPS信号を用いた伝送路特性の算出の一形態を提供することができる。

上記の受信装置において、前記フィルタ部は前記周波数伝達特性の通過帯域幅が変更可能であつて、前記フィルタ制御部は、前記第1信号に対する伝送路特性を観測し、観測結果に基づいて前記フィルタ部の周波数伝達特性の通過帯域幅を決定し、前記フィルタ部は、前記フィルタ制御部により決定された通過帯域幅に基づいてフィルタ処理の周波数伝達特性の前記通過帯域幅を変更するようにしてもよい。

【0034】

これによれば、伝送路特性算出部によって算出された伝送路特性のうちの所望の伝送路特性の成分がフィルタ部を通過する比率を高く維持したまま、当該所望の伝送路特性の成分以外の成分がフィルタ部を通過する比率をさらに低くすべく、前記フィルタ部の通過帯域幅をより適切に制御することができる。

40

本発明の受信装置は、受信信号に生じる周波数誤差を除去するために当該受信信号を周波数シフトする自動周波数制御部と、前記自動周波数制御部により周波数シフトされた受信信号に含まれるパイロット信号に基づいて当該パイロット信号に対する伝送路特性を算出する伝送路特性算出部と、前記伝送路特性算出部で算出された伝送路特性をフィルタ処理によって補間及び帯域制限の少なくとも一方の処理を行うフィルタ部と、前記フィルタ部で処理された伝送路特性に基づいて前記受信信号を等化する等化部と、前記自動周波数制御部が受信信号を周波数シフトするシフト量を決定し、前記自動周波数制御部の受信信

50

号の周波数シフトを制御する制御部と、を備え、前記制御部は、前記受信信号に含まれる第1信号に対する伝送路特性を観測し、観測結果に基づいて前記自動周波数制御部の受信信号のシフト量を決定し、前記自動周波数制御部は、前記制御部により決定されたシフト量に基づいて前記受信信号を周波数シフトする。

#### 【0035】

本発明の集積回路は、受信信号に生じる周波数誤差を除去するために当該受信信号を周波数シフトする自動周波数制御部と、前記自動周波数制御部により周波数シフトされた受信信号に含まれるパイロット信号に基づいて当該パイロット信号に対する伝送路特性を算出する伝送路特性算出部と、前記伝送路特性算出部で算出された伝送路特性をフィルタ処理によって補間及び帯域制限の少なくとも一方の処理を行うフィルタ部と、前記フィルタ部で処理された伝送路特性に基づいて前記受信信号を等化する等化部と、前記自動周波数制御部が受信信号を周波数シフトするシフト量を決定し、前記自動周波数制御部の受信信号の周波数シフトを制御する制御部と、を備え、前記制御部は、前記受信信号に含まれる第1信号に対する伝送路特性を観測し、観測結果に基づいて前記自動周波数制御部の受信信号のシフト量を決定し、前記自動周波数制御部は、前記制御部により決定されたシフト量に基づいて前記受信信号を周波数シフトする。

#### 【0036】

本発明の受信方法は、自動周波数制御部が受信信号に生じる周波数誤差を除去するために当該受信信号を周波数シフトする自動周波数制御手順と、前記自動周波数制御手順において周波数シフトされた受信信号に含まれるパイロット信号に基づいて当該パイロット信号に対する伝送路特性を算出する伝送路特性算出手順と、前記伝送路特性算出部で算出された伝送路特性をフィルタ処理によって補間及び帯域制限の少なくとも一方の処理を行うフィルタ手順と、前記フィルタ手順で処理された伝送路特性に基づいて前記受信信号を等化する等化手順と、前記自動周波数制御部が受信信号を周波数シフトするシフト量を決定し、前記自動周波数制御部の受信信号の周波数シフトを制御する制御手順と、を有し、前記制御手順は、前記受信信号に含まれる第1信号に対する伝送路特性を観測し、観測結果に基づいて前記自動周波数制御部の受信信号のシフト量を決定し、前記自動周波数制御部は、前記制御手順において決定されたシフト量に基づいて前記受信信号を周波数シフトする。

#### 【0037】

上記受信装置、集積回路、及び受信方法の夫々によれば、第1信号に対する伝送路特性を観測し、観測結果に基づいて自動周波数制御部が受信信号を周波数シフトするシフト量が制御される。これによって、パイロット信号に基づいて算出された伝送路特性のうちの所望の伝送路特性の成分がフィルタ部を通過する比率を高くするとともに、当該所望の伝送路特性の成分以外の成分がフィルタ部を通過する比率を低くすることが可能になり、伝送路特性の時間変動をより正確に推定することが可能になる。

#### 【発明を実施するための最良の形態】

#### 【0038】

##### 第1の実施の形態

以下、本発明の第1の実施の形態について図面を参照しつつ説明する。

##### <受信装置の構成>

本実施の形態の受信装置1の構成について図1を参照しつつ説明する。図1は本実施の形態の受信装置1の構成図であり、OFDM伝送方式を用いた地上デジタルテレビジョン放送を受信する受信装置の一構成例である。

#### 【0039】

受信装置1は、アンテナ2と、チューナ3と、AFC部4と、シンボル同期部5と、フーリエ変換部6と、等化部7と、誤り訂正部8と、映像音声復号部9と、表示部10と、スピーカ11とを備える。

アンテナ2は、不図示の放送局から発せられた放送波を伝送路を介して受信し、受信した放送波をチューナ3へ出力する。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 4 0 】

チューナ 3 は、アンテナ 2 で受信された複数の放送波の中から所望の放送波を選局し、選局した放送波を所定の周波数帯域に変換し、変換により得られた所定の周波数帯域の受信信号を A F C 部 4 へ出力する。

A F C 部 4 は、チューナ 3 から入力される受信信号から放送波の選局時に生じる周波数誤差を除去し、周波数誤差を除去した受信信号をシンボル同期部 5 及びフーリエ変換部 6 の夫々へ出力する。なお、A F C 部 4 の詳細は図 2 を用いて後述する。

## 【 0 0 4 1 】

シンボル同期部 5 は、A F C 部 4 から入力される受信信号に基づいてシンボルタイミングを推定し、推定したシンボルタイミングをフーリエ変換部 6 に対して通知する。

フーリエ変換部 6 は、シンボル同期部 5 によって通知されるシンボルタイミングに従って、A F C 部 4 から入力される受信信号をフーリエ変換することにより、時間領域の受信信号を周波数領域の受信信号に変換する。そして、フーリエ変換部 6 は、フーリエ変換により得られた周波数領域の受信信号を等化部 7 へ出力する。

## 【 0 0 4 2 】

等化部 7 は、フーリエ変換部 6 から入力される周波数領域の受信信号に基づいて伝送路特性を推定し、推定した伝送路特性に基づいて受信信号を等化し復調する。そして、等化部 7 は、復調した受信信号を誤り訂正部 8 へ出力する。なお、等化部 7 の詳細は図 4 を用いて後述する。

誤り訂正部 8 は、等化部 7 から入力される復調された受信信号に対して誤り訂正処理を施し、誤り訂正処理を施した受信信号を映像音声復号部 9 へ出力する。

## 【 0 0 4 3 】

映像音声復号部 9 は、誤り訂正部 8 から入力される誤り訂正処理が施された受信信号に対して復号処理を施し、復号処理により得られた復号データを映像データとして表示部 10 へ出力し、或いは、音声データとしてスピーカ 11 へ出力する。

表示部 10 は、映像音声復号部 9 から入力される復号データに基づいて映像表示を行い、スピーカ 11 は、映像音声復号部 9 から入力される復号データに基づいて音声出力を行う。

## 【 0 0 4 4 】

< A F C 部の構成 >

図 1 の A F C 部 4 の構成について図 2 を参照しつつ説明する。図 2 は図 1 の A F C 部 4 の構成図である。

A F C 部 4 は、周波数発振部 15 と、乗算部 16 と、遅延部 17 と、相関部 18 と、周波数誤差検出部 19 とを備える。

## 【 0 0 4 5 】

周波数発振部 15 は、周波数誤差検出部 19 により発振周波数が制御されて複素正弦波を発振し、発振した複素正弦波を乗算部 16 へ出力する。

乗算部 16 は、チューナ 3 から入力される受信信号と周波数発振部 15 から入力される複素正弦波とを乗算し、乗算により得られた受信信号をシンボル同期部 5 及びフーリエ変換部 6 の夫々へ出力するとともに、遅延部 17 及び相関部 18 の夫々へ出力する。

## 【 0 0 4 6 】

遅延部 17 は、乗算部 16 から入力される受信信号を有効シンボルのシンボル長に相当する時間遅延させて、相関部 18 へ出力する。

相関部 18 は、乗算部 16 から入力される受信信号と遅延部 17 から入力される受信信号との相関演算を行い、演算結果を周波数誤差検出部 19 へ出力する。但し、遅延部 17 から入力される受信信号は、乗算部 16 から入力される受信信号が有効シンボルのシンボル長に相当する時間遅延した信号である。

## 【 0 0 4 7 】

なお、相関部 18 は、有効シンボルの一部（ガードインターバルで伝送される信号の元になる部分）とガードインターバルで伝送される信号との相関演算を行う。

10

20

30

40

50

周波数誤差検出部 19 は、相関部 18 から入力される相関の位相角を有効シンボルのシンボル長に相当する時間で除算して、周波数誤差を求める。周波数誤差検出部 19 は、求めた周波数誤差に基づいて、周波数誤差が小さくなるように周波数発振部 15 の発振周波数を制御する。

【 0048 】

< 分散パイロット信号及び連続パイロット信号の信号配置 >

分散パイロット信号 (SP 信号) 及び連続パイロット信号 (CP 信号) の信号配置について図 3 を参照しつつ説明する。図 3 は DVB-T 方式における SP 信号及び CP 信号の信号配置を示す模式図である。但し、図 3 において、縦軸はシンボル単位の時間、横軸はキャリア単位の周波数を表す。なお、黒丸は SP 信号、二重丸は CP 信号、白丸は伝送データで変調されたデータ変調信号である。

10

【 0049 】

SP 信号及び CP 信号は、夫々、送信側において所定の振幅及び所定の位相で BPSK (Binary Phase Shift Keying) 変調された信号であり、所定の振幅及び所定の位相は受信側で既知である。

SP 信号は、1つのシンボル内では 12 キャリア毎に配置され、シンボル毎に 3 キャリアずつシフトされ、4 シンボルで巡回するように配置されて送信される。

【 0050 】

CP 信号は、所定のキャリアに毎シンボル配置されて送信される。CP 信号は SP 信号が配置されるキャリアに配置されるため、一部の CP 信号 (4 シンボルに 1 つの CP 信号) は SP 信号を兼ねる。

20

< 等化部の構成 >

図 1 の等化部 7 の構成について図 4 を参照しつつ説明する。図 4 は図 1 の等化部 7 の構成図である。

【 0051 】

等化部 7 は、SP 信号抽出部 21 と、SP 信号発生部 22 と、伝送路特性算出部 23 と、シンボル補間フィルタ 24 と、キャリア補間フィルタ 25 と、除算部 26 と、フィルタ制御部 27 とを有する。

フーリエ変換部 6 によるフーリエ変換後の受信信号は、除算部 26、SP 信号抽出部 21、及びフィルタ制御部 27 の夫々に供給される。

30

【 0052 】

SP 信号抽出部 21 は、フーリエ変換部 6 から入力されるフーリエ変換後の受信信号から SP 信号 (SP 信号を兼ねる CP 信号を含む。) を抽出し、抽出した SP 信号を伝送路特性算出部 23 へ出力する。

SP 信号発生部 22 は、送信側において変調されて得られた SP 信号と同じ振幅及び同じ位相の信号を論理回路などで生成し、生成した信号を伝送路特性算出部 23 へ出力する。

【 0053 】

伝送路特性算出部 23 は、SP 信号抽出部 21 から入力される SP 信号を、SP 信号発生部 22 から入力される信号で除算し、除算結果をシンボル補間フィルタ 24 へ出力する。但し、除算結果は、SP 信号抽出部 21 によって抽出された SP 信号が配置された位置 (SP 信号位置) における伝送路特性である。

40

シンボル補間フィルタ 24 は、周波数と伝達特性との関係を表す周波数伝達特性が周波数シフト可能な構造を有するフィルタであり、周波数伝達特性を周波数シフトさせるシフト量がフィルタ制御部 27 により制御される。

【 0054 】

シンボル補間フィルタ 24 は、SP 信号が配置されたキャリアのデータ変調信号が配置された位置 (データ変調信号位置) における伝送路特性を推定するため、SP 信号が配置されたキャリア毎に、SP 信号位置における伝送路特性を用いてシンボル方向の補間処理を行う。なお、シンボル補間フィルタ 24 の一構成例は図 5 を用いて後述する。

50

キャリア補間フィルタ 25 は、SP 信号が配置されたキャリア以外のキャリアのデータ変調信号位置における伝送路特性を推定するため、シンボル毎に、取得された伝送路特性を用いてキャリア方向の補間処理を行う。

【0055】

除算部 26 は、フーリエ変換部 6 から入力される受信信号内のデータ変調信号を当該データ変調信号が配置された位置における伝送路特性で除算することによって、データ変調信号を等化して復調し、復調したデータ変調信号を誤り訂正部 8 へ出力する。

フィルタ制御部 27 は、フーリエ変換部 6 から入力されるフーリエ変換後の受信信号から CP 信号を抽出し、CP 信号が配置されたキャリアでの伝送路特性の時間的な変動を観測する。そして、フィルタ制御部 27 は、観測結果に基づいてシンボル補間フィルタ 24 の周波数伝達特性を周波数シフトさせるシフト量を決定し、決定したシフト量をシンボル補間フィルタ 24 に通知するための周波数制御信号をシンボル補間フィルタ 24 へ出力する。シンボル補間フィルタ 24 は、フィルタ制御部 27 から周波数制御信号の入力を受けて、周波数制御信号が示すシフト量に基づいて周波数伝達特性を周波数シフトする。このようにして、フィルタ制御部 27 は、シンボル補間フィルタ 24 の周波数伝達特性の周波数シフトを制御する。なお、フィルタ制御部 27 の詳細は図 6 を用いて後述する。

【0056】

<シンボル補間フィルタの構成>

図 4 のシンボル補間フィルタ 24 の構成について図 5 を参照しつつ説明する。図 5 は図 4 のシンボル補間フィルタ 24 の構成図であり、シンボル補間フィルタ 24 を  $(2k+1)$  タップの FIR (Finite Impulse Response) 型フィルタで構成した例である。なお、 $k$  は正の整数である。

【0057】

シンボル補間フィルタ 24 は、 $2k$  個の遅延部  $31_{-k+1}$ 、 $\dots$ 、 $31_{-1}$ 、 $31_0$ 、 $31_1$ 、 $\dots$ 、 $31_k$  と、 $(2k+1)$  個の乗算部  $32_{-k}$ 、 $32_{-k+1}$ 、 $\dots$ 、 $32_{-1}$ 、 $32_0$ 、 $32_1$ 、 $\dots$ 、 $32_k$  と、 $(2k+1)$  個の位相回転部  $33_{-k}$ 、 $33_{-k+1}$ 、 $\dots$ 、 $33_{-1}$ 、 $33_0$ 、 $33_1$ 、 $\dots$ 、 $33_k$  と、加算部 34 とを有する。

【0058】

シンボル補間フィルタ 24 には、伝送路特性算出部 23 から 4 シンボルに 1 回伝送路特性を示すデータが入力され、4 シンボルに 3 回は値 "0" のデータが入力される。

遅延部  $31_{-k+1}$ 、 $\dots$ 、 $31_{-1}$ 、 $31_0$ 、 $31_1$ 、 $\dots$ 、 $31_k$  は、夫々、入力されたデータを 1 シンボルずつ遅延させる。

遅延部  $31_{-k+1}$ 、 $\dots$ 、 $31_{-1}$ 、 $31_0$ 、 $31_1$ 、 $\dots$ 、 $31_k$  から出力されるデータは、夫々、シンボル補間フィルタ 24 に入力されたデータを、1 シンボル、 $\dots$ 、 $(k-1)$  シンボル、 $k$  シンボル、 $(k+1)$  シンボル、 $\dots$ 、 $2k$  シンボル遅延したものである。

【0059】

乗算部  $32_{-k}$ 、 $32_{-k+1}$ 、 $\dots$ 、 $32_{-1}$ 、 $32_0$ 、 $32_1$ 、 $\dots$ 、 $32_k$  は、夫々、入力されるデータに対して、係数  $b_{-k}$ 、 $b_{-k+1}$ 、 $\dots$ 、 $b_{-1}$ 、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $\dots$ 、 $b_k$  を乗算し、乗算結果を位相回転部  $33_{-k}$ 、 $33_{-k+1}$ 、 $\dots$ 、 $33_{-1}$ 、 $33_0$ 、 $33_1$ 、 $\dots$ 、 $33_k$  へ出力する。

位相回転部  $33_{-k}$ 、 $33_{-k+1}$ 、 $\dots$ 、 $33_{-1}$ 、 $33_0$ 、 $33_1$ 、 $\dots$ 、 $33_k$  は、夫々、入力されるデータに対して  $e^{j(-k)}$ 、 $e^{j(-k+1)}$ 、 $\dots$ 、 $e^{j(-1)}$ 、 $e^0$ 、 $e^{j1}$ 、 $\dots$ 、 $e^{jk}$  を乗算することによって、入力されるデータの位相を  $-k$  ラジアン、 $(-k+1)$  ラジアン、 $\dots$ 、 $-1$  ラジアン、 $0$  ラジアン、 $1$  ラジアン、 $\dots$ 、 $k$  ラジアン回転させる。そして、位相回転部  $33_{-k}$ 、 $33_{-k+1}$ 、 $\dots$ 、 $33_{-1}$ 、 $33_0$ 、 $33_1$ 、 $\dots$ 、 $33_k$  は、夫々、位相回転後のデータを加算部 34 へ出力する。シンボル補間フィルタ 24 にはフィルタ制御部 27 から  $\omega$  の値を示す周波数制御信号が入力され、位相回転部  $33_{-k}$ 、 $33_{-k+1}$ 、 $\dots$ 、 $33_{-1}$ 、 $33_0$ 、 $33_1$ 、 $\dots$ 、 $33_k$  は、夫々、 $e^{j\omega n}$  を乗算することによって、入力されるデータの位相を  $\omega n$  ラジアン回転させる。ここで、 $n$  はシンボルの位置を示す整数である。

10

20

30

40

50

・ ・ ・、 $33_{-1}$ 、 $33_0$ 、 $33_1$ 、 ・ ・ ・、 $33_k$  の夫々に周波数制御信号が示す  $\theta$  の値が設定される。

【0060】

加算部34は、位相回転部 $33_{-k}$ 、 $33_{-k+1}$ 、 ・ ・ ・、 $33_{-1}$ 、 $33_0$ 、 $33_1$ 、 ・ ・ ・、 $33_k$  から入力されるデータを加算し、加算結果を伝送路特性としてキャリア補間フィルタ25へ出力する。

上述したシンボル補間フィルタ24は、一般的なデジタルフィルタに位相回転部 $33_{-k}$ 、 $33_{-k+1}$ 、 ・ ・ ・、 $33_{-1}$ 、 $33_0$ 、 $33_1$ 、 ・ ・ ・、 $33_k$  を付加した構成である。

【0061】

シンボル補間フィルタ24では、係数 $b_{-k}$ 、 $b_{-k+1}$ 、 ・ ・ ・、 $b_{-1}$ 、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 ・ ・ ・、 $b_k$  によって  $\theta$  の値が0であるときのシンボル補間フィルタ24の周波数伝達特性が決定される。

但し、シンボルの周期をT秒とした場合、SP信号はシンボル方向には4シンボルに1回配置されているので、シンボル補間フィルタ24の周波数伝達特性における通過帯域幅は最大 $1/(4T)$ ヘルツまでである。シンボル補間フィルタ24の周波数伝達特性における通過帯域幅が $1/(4T)$ ヘルツ以下になるように、係数 $b_{-k}$ 、 $b_{-k+1}$ 、 ・ ・ ・、 $b_{-1}$ 、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 ・ ・ ・、 $b_k$  の値が設定される。

【0062】

また、 $\theta$  及びシンボルの周期によってシンボル補間フィルタ24の周波数伝達特性が周波数シフトされるシフト量が決定される。例えば、フィルタ制御部27から入力される周波数制御信号が $\theta_0$ ラジアンを示す場合、シンボルの周期をT秒とすると、シンボル補間フィルタ24の周波数伝達特性が周波数シフトされるシフト量は、 $\theta_0/(2T)$ ヘルツとなる。

【0063】

なお、位相回転部 $33_0$ では位相回転が生じないので、乗算部32<sub>0</sub>の出力を直接加算部34に入力するようにシンボル補間フィルタ24を構成してもよい。

<フィルタ制御部の構成>

図4のフィルタ制御部27の構成について図6を参照しつつ説明する。図6は図4のフィルタ制御部27の構成図である。

【0064】

フィルタ制御部27は、CP信号抽出部41と、CP信号発生部42と、伝送路特性算出部43と、フィルタ設定部44と、シンボルフィルタ45と、電力値算出部46と、最大値検出部47とを有する。

フーリエ変換部6によるフーリエ変換後の受信信号は、CP信号抽出部41に供給される。

【0065】

CP信号抽出部41は、フーリエ変換部6から入力されるフーリエ変換後の受信信号からCP信号を抽出し、抽出したCP信号を伝送路特性算出部43へ出力する。

CP信号発生部42は、送信側において変調されて得られたCP信号と同じ振幅及び同じ位相の信号を論理回路などで生成し、生成した信号を伝送路特性算出部43へ出力する。

【0066】

伝送路特性算出部43は、CP信号抽出部41から入力されるCP信号を、CP信号発生部42から入力される信号で除算し、除算結果をシンボルフィルタ45へ出力する。但し、除算結果は、CP信号抽出部41によって抽出されたCP信号が配置された位置(以下、CP信号位置と言う。)における伝送路特性である。

フィルタ設定部44は、シンボルフィルタ45の周波数伝達特性を周波数シフトさせるシフト量に対応する  $\theta$  の値を示すフィルタ設定情報を、シンボルフィルタ45及び最大値検出部47へ出力する。但し、フィルタ設定部44は、シンボルフィルタ45及び最大値

10

20

30

40

50

検出部 47 へのフィルタ設定情報の出力を、フィルタ設定情報が示す の値を順次変更しながら行う。

【0067】

シンボルフィルタ 45 は、シンボル補間フィルタ 24 の周波数伝達特性と同じ周波数伝達特性を実現することが可能なフィルタであり、周波数伝達特性が周波数シフト可能な構造を有し、周波数伝達特性を周波数シフトさせるシフト量がフィルタ設定部 44 によって設定される。

本実施の形態のシンボルフィルタ 45 は、シンボル補間フィルタ 24 と同じ構造のフィルタである。シンボルフィルタ 45 の係数  $b_{-k}$ 、 $b_{-k+1}$ 、 $\dots$ 、 $b_{-1}$ 、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $\dots$ 、 $b_k$  には、シンボル補間フィルタ 24 の係数  $b_{-k}$ 、 $b_{-k+1}$ 、 $\dots$ 、 $b_{-1}$ 、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $\dots$ 、 $b_k$  に設定されている値が設定される。

10

【0068】

また、シンボルフィルタ 45 の位相回転部 33 $_{-k}$ 、33 $_{-k+1}$ 、 $\dots$ 、33 $_{-1}$ 、33 $_0$ 、33 $_1$ 、 $\dots$ 、33 $_k$  の には、フィルタ設定部 44 から入力されるフィルタ設定情報が示す値が設定される。

シンボルフィルタ 45 は、伝送路特性算出部 43 から入力される伝送路特性をフィルタリングして電力値算出部 46 へ出力する。

【0069】

なお、伝送路特性算出部 43 は毎シンボル現れる CP 信号に対する伝送路特性を算出することから、シンボルフィルタ 45 には、毎シンボル、伝送路特性を示すデータが入力される。

20

電力値算出部 46 は、シンボルフィルタ 45 の出力信号（シンボルフィルタ 45 のフィルタリング結果）の電力値を算出し、算出結果を最大値検出部 47 へ出力する。

【0070】

最大値検出部 47 は、電力値算出部 46 の出力信号（電力値算出部 46 により算出された電力値）を観測して当該出力信号の最大値を検出する。そして、最大値検出部 47 は、電力値算出部 46 の出力信号が最大値であったときにフィルタ設定部 44 から入力されたフィルタ設定情報が示す の値を示す周波数制御信号をシンボル補間フィルタ 24 へ出力する。シンボル補間フィルタ 24 は、フィルタ制御部 27 内の最大値検出部 47 から周波数制御信号の入力を受けて、シンボル補間フィルタ 24 内の各位相回転部の の値を周波数制御信号が示す値に設定して周波数伝達特性を周波数シフトする。そして、シンボル補間フィルタ 24 は、周波数シフト後の周波数伝達特性により、伝送路特性算出部 23 から入力される伝送路特性をフィルタリングしてキャリア補間フィルタ 25 へ出力する。

30

【0071】

<フィルタ制御部の動作>

図 6 のフィルタ制御部 27 の動作について図 7 を参照しつつ説明する。図 7 は図 6 のフィルタ制御部 27 の動作を説明するための図である。但し、図 7 の各図において、横軸はシンボル周波数  $f_s$  で正規化された周波数を表す。図 7 (a)、(c-1)、(c-2)、(c-3) において、縦軸はスペクトル密度 (dB) を表し、図 7 (b-1)、(b-2)、(b-3) において、縦軸はゲイン (dB) を表す。なお、シンボル周波数  $f_s$  は、シンボルの周期を T 秒とすると、 $f_s = 1/T$  ヘルツになる。

40

【0072】

図 7 (a) は、CP 信号によって観測される伝送路特性の時間変動をスペクトル密度で表したものの、つまり、伝送路特性算出部 43 からシンボルフィルタ 45 に入力される伝送路特性のスペクトル密度を表したものである。但し、CP 信号は毎シンボル伝送されることから、エイリアシング成分はシンボル周波数  $f_s$  間隔で現れ、シンボル周波数  $f_s$  相当分のみ図示している図 7 (a) にはエイリアシング成分は現れていない。

【0073】

通過帯域幅が例えば複素信号の標本化定理に基づいて許容される最大の  $1/(4T)$  ヘルツである周波数伝達特性を周波数シフトさせながら行うシンボルフィルタ 45 の出力信

50

号の電力値の最大値の検出は、エイリアシング成分を含まずに行うことができる。

まず、フィルタ設定部 44 は、シンボルフィルタ 45 の周波数伝達特性を周波数シフトさせるシフト量（以下、周波数伝達特性の周波数シフト量と言う。）を  $f_0$  に設定すべく、 $2 f_0 / f_s$ （ラジアン）を  $\theta$  の値とするフィルタ設定情報をシンボルフィルタ 45 及び最大値検出部 47 の夫々へ出力する。

【0074】

シンボルフィルタ 45 は、フィルタ設定部 44 から入力されるフィルタ設定情報に従って、シンボルフィルタ 45 内の各位相回転部の  $\theta$  の値をフィルタ設定情報が示す  $2 f_0 / f_s$ （ラジアン）に設定し、周波数伝達特性を周波数  $f_0$  分周波数シフトする。図 7（b-1）は周波数伝達特性を周波数  $f_0$  分周波数シフトしたシンボルフィルタ 45 の周波数伝達特性を表す。

10

【0075】

図 7（a）にスペクトル密度を示した伝送路特性は、図 7（b-1）に周波数伝達特性を示したシンボルフィルタ 45 によってフィルタリングされる。シンボルフィルタ 45 によってフィルタリングされた伝送路特性のスペクトル密度は図 7（c-1）に示すようになる。

電力値算出部 46 は、シンボルフィルタ 45 の出力信号の電力値、つまり、図 7（c-1）にスペクトル密度を示した伝送路特性の電力値を算出し、算出した電力値を最大値検出部 47 へ出力する。そして、最大値検出部 47 は、フィルタ設定部 44 から入力されるフィルタ設定情報が示す  $\theta$  の値（ $2 f_0 / f_s$ ）を  $\theta_{max}$  として内部保持するとともに、電力値算出部 46 から入力される電力値を  $P_{max}$  として内部保持する。

20

【0076】

次いで、フィルタ設定部 44 は、シンボルフィルタ 45 の周波数伝達特性の周波数シフト量を  $f_1$  に設定すべく、 $2 f_1 / f_s$ （ラジアン）を  $\theta$  の値とするフィルタ設定情報をシンボルフィルタ 45 及び最大値検出部 47 の夫々へ出力する。

シンボルフィルタ 45 は、フィルタ設定部 44 から入力されるフィルタ設定情報に従って、シンボルフィルタ 45 内の各位相回転部の  $\theta$  の値をフィルタ設定情報が示す  $2 f_1 / f_s$ （ラジアン）に設定し、周波数伝達特性を周波数  $f_1$  分周波数シフトする。図 7（b-2）は周波数伝達特性を周波数  $f_1$  分周波数シフトしたシンボルフィルタ 45 の周波数伝達特性を表す。

30

【0077】

図 7（a）にスペクトル密度を示した伝送路特性は、図 7（b-2）に周波数伝達特性を示したシンボルフィルタ 45 によってフィルタリングされる。シンボルフィルタ 45 によってフィルタリングされた伝送路特性のスペクトル密度は図 7（c-2）に示すようになる。

電力値算出部 46 は、シンボルフィルタ 45 の出力信号の電力値、つまり、図 7（c-2）にスペクトル密度を示した伝送路特性の電力値を算出し、算出した電力値を最大値検出部 47 へ出力する。そして、最大値検出部 47 は、電力値算出部 46 から入力される電力値と内部保持している  $P_{max}$  の値とを比較し、ここでは、電力値算出部 46 から入力される電力値が  $P_{max}$  の値より大きいと判断する。最大値検出部 47 は、フィルタ設定部 44 から入力されるフィルタ設定情報が示す  $\theta$  の値（ $2 f_1 / f_s$ ）を  $\theta_{max}$  として内部保持するとともに、電力値算出部 46 から入力される電力値を  $P_{max}$  として内部保持する。

40

【0078】

次いで、フィルタ設定部 44 は、シンボルフィルタ 45 の周波数伝達特性の周波数シフト量を  $f_2$  に設定すべく、 $2 f_2 / f_s$ （ラジアン）を  $\theta$  の値とするフィルタ設定情報をシンボルフィルタ 45 及び最大値検出部 47 の夫々へ出力する。

シンボルフィルタ 45 は、フィルタ設定部 44 から入力されるフィルタ設定情報に従って、シンボルフィルタ 45 内の各位相回転部の  $\theta$  の値をフィルタ設定情報が示す  $2 f_2 / f_s$ （ラジアン）に設定し、周波数伝達特性を周波数  $f_2$  分周波数シフトする。図 7（

50

b - 3) は周波数伝達特性を周波数  $f_2$  分周波数シフトしたシンボルフイルタ 45 の周波数伝達特性を表す。

【0079】

図7(a)にスペクトル密度を示した伝送路特性は、図7(b-3)に周波数伝達特性を示したシンボルフイルタ45によってフィルタリングされる。シンボルフイルタ45によってフィルタリングされた伝送路特性のスペクトル密度は図7(c-3)に示すようになる。

電力値算出部46は、シンボルフイルタ45の出力信号の電力値、つまり、図7(c-3)にスペクトル密度を示した伝送路特性の電力値を算出し、算出した電力値を最大値検出部47へ出力する。そして、最大値検出部47は、電力値算出部46から入力される電力値と内部保持している  $P_{max}$  の値とを比較し、ここでは、電力値算出部46から入力される電力値が  $P_{max}$  の値より小さいと判断する。最大値検出部47は、 $P_{max}$  の値を  $2f_1/f_s$  のまま維持するとともに、 $P_{max}$  の値をそのまま維持する。

【0080】

その後、最大値検出部47は、 $P_{max}$  が示す  $2f_1/f_s$  を  $P_{max}$  の値として示す周波数制御信号をシンボル補間フィルタ24へ出力する。

シンボル補間フィルタ24は、シンボル補間フィルタ24内の各位相回転部の  $\theta$  の値を周波数制御信号が示す  $2f_1/f_s$  に設定する。シンボル補間フィルタ24の周波数伝達特性は図7(b-2)に示すものと同等になる。

【0081】

なお、上記では、シンボルフイルタ45の周波数伝達特性の周波数シフト量が  $f_0$ 、 $f_1$ 、 $f_2$  の3通りであるが、周波数シフト量の数は上記に限られるものではない。

<受信装置の動作>

図1から図7を参照しつつ説明した受信装置1の動作について図8を参照しつつ説明する。図8は受信装置1の動作を説明するための図である。

【0082】

但し、図8は、鏡面波と散乱波とを同時に受信するライスフェージング環境下において、鏡面波が進行方向の前方から到来し、鏡面波がドップラ周波数シフトを伴った場合である。なお、散乱波が全方向から均一に到来しているものと仮定する。

図8の各図において、横軸はシンボル周波数  $f_s$  で正規化された周波数を表す。図8(a)~(c)、(e)~(g)において、縦軸はスペクトル密度(dB)を表し、図8(d)において、縦軸はゲイン(dB)を表す。なお、シンボル周波数  $f_s$  は、シンボルの周期をT秒とすると、 $f_s = 1/T$  ヘルツになる。

【0083】

図8(a)は、鏡面波が進行方向前方から到来する場合のライスフェージング環境下における伝送路特性の時間変動を等価低域のスペクトル密度で表したものである。図8(a)において、Sは鏡面波成分、D(楕円内)は散乱波成分を表す。散乱波成分Dは、最大ドップラ周波数を  $f_{Dmax}$  とすると、 $-f_{Dmax}$  から  $+f_{Dmax}$  まで分布する。進行方向前方から到来する鏡面波成分Sは、 $+f_{Dmax}$  に周波数シフトする。なお、進行方向後方から到来する鏡面波成分は、 $-f_{Dmax}$  に周波数シフトする。

【0084】

図8(b)は、AFC部4が出力する受信信号で観測される伝送路特性の時間変動をスペクトル密度で表したものである。散乱波成分Dに比べて鏡面波成分Sの受信電力が大きい場合、AFC部4は鏡面波成分Sのドップラ周波数シフトを受信信号の周波数誤差とみなして受信信号の周波数誤差を除去するための周波数制御を行う。これにより、AFC部4が出力する受信信号で観測される伝送路特性のスペクトル密度は鏡面波成分Sが直流(周波数が0)付近になるように周波数シフトされる。AFC部4は、受信信号に係る伝送路特性を仮想的に周波数シフトする。

【0085】

図8(c)は、AFC部4からフーリエ変換部6を介して等化部7に入力された受信信

10

20

30

40

50

号に含まれる S P 信号によって観測される伝送路特性の時間変動をスペクトル密度で表したものである。DVB-T方式では、図3に示すように、S P 信号はシンボル方向には4シンボルに1回配置されているため、S P 信号位置で観測される伝送路特性には、シンボル周波数  $f_s$  の  $1/4$  ( $= f_s / 4$ ) の間隔でエイリアシングが生じる。

【0086】

図8(d)は、図7を用いて説明したフィルタ制御部27の処理により周波数伝達特性の周波数シフト量が制御された、シンボル補間フィルタ24の周波数伝達特性を表す。シンボル補間フィルタ24は、図8(c)に示すS P 信号位置で観測された伝送路特性をフィルタリングすることで、図8(b)に示したAFC部4が出力する受信信号にかかる伝送路特性を推定する。

10

【0087】

図8(e)は、図8(c)に示すS P 信号位置で観測された伝送路特性のうちの所望の伝送路特性の成分(図8(b)に示したAFC部4が出力する受信信号にかかる伝送路特性)をシンボル補間フィルタ24によってフィルタリングすることで得られた伝送路特性をスペクトル密度で表したものである。

図8(f)は、図8(c)に示すS P 信号位置で観測される伝送路特性のうちの所望の伝送路特性の成分をシンボル補間フィルタ24によってフィルタリングして阻止された成分をスペクトル密度で表したものである。図8(e)、(f)と従来例の図19(e)、(f)とから、従来例に比べると所望の伝送路特性から欠落した成分が小さいことが分かる。

20

【0088】

図8(g)は、図8(c)に示すS P 信号位置で観測される伝送路特性のうちのエイリアシングによる伝送路特性の成分(図8(c)に示したS P 信号で観測された伝送路特性から図8(b)に示した所望の伝送路特性を除いた伝送路特性の成分)をシンボル補間フィルタ24によってフィルタリングすることで得られた伝送路特性をスペクトル密度で表したものである。図8(g)と従来例の図19(g)とから、従来例に比べるとシンボル補間フィルタ24から出力されるエイリアシングの成分が小さいことが分かる。

【0089】

上述したとおり、図8(f)および図8(g)の成分が、従来例に比べ小さくなるので、データ変調信号位置における伝送路特性の推定の誤差が小さくなり、等化部7における復調の誤差を低減することができる。

30

なお、反射波に鏡面波を含むマルチパス伝搬環境や、OFDM伝送方式のマルチパス耐性を利用したSFN(Single Frequency Network)環境などのように複数の鏡面波を同時に受信する伝搬環境においても、ライスフェージング環境と同様の効果が得られる。

【0090】

#### 第2の実施の形態

以下、本発明の第2の実施の形態について図面を参照しつつ説明する。

但し、本実施の形態は、シンボル補間フィルタ24の周波数伝達特性の周波数シフトを制御するフィルタ制御部27aが第1の実施の形態のフィルタ制御部27と異なっており、それ以外は第1の実施の形態と実質的に同じである。

40

【0091】

#### <フィルタ制御部の構成>

本実施の形態のフィルタ制御部27aの構成について図9を参照しつつ説明する。図9は本実施の形態のフィルタ制御部27aの構成図である。但し、本実施の形態において、第1の実施の形態と実質的に同じ機能を有する構成要素には第1の実施の形態と同じ符号を付し、第1の実施の形態の説明が適用できるためその説明を省略する。

【0092】

フィルタ制御部27aは、C P 信号抽出部41と、C P 信号発生部42と、伝送路特性算出部43と、フィルタ設定部44と、シンボルフィルタ45と、遅延部51と、差分算出部52と、電力値算出部46aと、最小値検出部53とを有する。

50

遅延部 5 1 は、伝送路特性算出部 4 3 の出力信号が、シンボルフイルタ 4 5 を介して差分算出部 5 2 に入力されるまでの時間と、遅延部 5 1 を介して差分算出部 5 2 に入力されるまでの時間とが同じになるように、伝送路特性算出部 4 3 から入力される信号を遅延させて差分算出部 5 2 へ出力する。

【 0 0 9 3 】

差分算出部 5 2 は、シンボルフイルタ 4 5 から入力される入力信号（シンボルフイルタ 4 5 のフィルタリング結果）と遅延部 5 1 から入力される入力信号との差分を算出し、算出した差分値を電力値算出部 4 6 a へ出力する。

電力値算出部 4 6 a は、差分算出部 5 2 の出力信号（差分算出部 5 2 により算出された差分値）の電力値を算出し、算出結果を最小値検出部 5 3 へ出力する。

10

【 0 0 9 4 】

最小値検出部 5 3 は、電力値算出部 4 6 a の出力信号（電力値算出部 4 6 a によって算出された電力値）を観測して当該出力信号の最小値を検出する。そして、最小値検出部 5 3 は、電力値算出部 4 6 a の出力信号が最小値であったときにフィルタ設定部 4 4 から入力されたフィルタ設定情報が示す の値を示す周波数制御信号をシンボル補間フィルタ 2 4 へ出力する。シンボル補間フィルタ 2 4 は、フィルタ制御部 2 7 a 内の最小値検出部 5 3 から周波数制御信号の入力を受けて、シンボル補間フィルタ 2 4 内の各位相回転部の値を周波数制御信号が示す値に設定して周波数伝達特性を周波数シフトする。そして、シンボル補間フィルタ 2 4 は、周波数シフト後の周波数伝達特性により、伝送路特性算出部 2 3 から入力される伝送路特性をフィルタリングしてキャリア補間フィルタ 2 5 へ出力する。

20

【 0 0 9 5 】

< フィルタ制御部の動作 >

図 9 のフィルタ制御部 2 7 a の動作について図 1 0 を参照しつつ説明する。図 1 0 は図 9 のフィルタ制御部 2 7 a の動作を説明するための図である。但し、図 1 0 の各図において、横軸はシンボル周波数  $f_s$  で正規化された周波数を表す。図 1 0 ( a )、( c - 1 )、( d - 1 )、( c - 2 )、( d - 2 )、( c - 3 )、( d - 3 ) において、縦軸はスペクトル密度 ( d B ) を表し、図 1 0 ( b - 1 )、( b - 2 )、( b - 3 ) において、縦軸はゲイン ( d B ) を表す。なお、シンボル周波数  $f_s$  は、シンボルの周期を T 秒とすると、 $f_s = 1 / T$  ヘルツになる。

30

【 0 0 9 6 】

図 1 0 ( a ) は、C P 信号によって観測される伝送路特性の時間変動をスペクトル密度で表したものの、つまり、伝送路特性算出部 4 3 からシンボルフイルタ 4 5 に入力される伝送路特性のスペクトル密度を表したものである。但し、C P 信号は毎シンボル伝送されることから、エイリアシング成分はシンボル周波数  $f_s$  間隔で現れ、シンボル周波数  $f_s$  相当分のみ図示している図 1 0 ( a ) にはエイリアシング成分は現れていない。

【 0 0 9 7 】

まず、フィルタ設定部 4 4 は、シンボルフイルタ 4 5 の周波数伝達特性を周波数シフトさせるシフト量（周波数伝達特性の周波数シフト量）を  $f_0$  に設定すべく、 $2 \pi f_0 / f_s$  (ラジアン) を の値とするフィルタ設定情報をシンボルフイルタ 4 5 及び最小値検出部 5 3 の夫々へ出力する。

40

シンボルフイルタ 4 5 は、フィルタ設定部 4 4 から入力されるフィルタ設定情報に従って、シンボルフイルタ 4 5 内の各位相回転部の の値をフィルタ設定情報が示す  $2 \pi f_0 / f_s$  (ラジアン) に設定し、周波数伝達特性を周波数  $f_0$  分周波数シフトする。図 1 0 ( b - 1 ) は周波数  $f_0$  分周波数シフトしたシンボルフイルタ 4 5 の周波数伝達特性を表す。

【 0 0 9 8 】

図 1 0 ( a ) にスペクトル密度を示した伝送路特性は、図 1 0 ( b - 1 ) に周波数伝達特性を示したシンボルフイルタ 4 5 によってフィルタリングされる。シンボルフイルタ 4 5 によってフィルタリングされた伝送路特性のスペクトル密度は図 1 0 ( c - 1 ) に示す

50

ようになる。

差分算出部 5 2 は、シンボフィルタ 4 5 からの入力信号（図 1 0（c - 1）にスペクトル密度を示した伝送路特性に係る信号）と遅延部 5 1 からの入力信号（図 1 0（a）に示したスペクトル密度と同じスペクトル密度を持つ信号）との差分を算出し、算出結果を出力信号として電力値算出部 4 6 a へ出力する。差分算出部 5 2 の出力信号のスペクトル密度は図 1 0（d - 1）に示すようになる。

【 0 0 9 9 】

電力値算出部 4 6 a は、差分算出部 5 2 の出力信号の電力値、つまり、図 1 0（d - 1）にスペクトル密度を示した信号の電力値を算出し、算出した電力値を最小値検出部 5 3 へ出力する。そして、最小値検出部 5 3 は、フィルタ設定部 4 4 から入力されるフィルタ設定情報が示す の値（ $2 f_0 / f_s$ ）を  $m_{i n}$  として内部保持するとともに、電力値算出部 4 6 a から入力される電力値を  $P_{m i n}$  として内部保持する。

10

【 0 1 0 0 】

次いで、フィルタ設定部 4 4 は、シンボフィルタ 4 5 の周波数伝達特性の周波数シフト量を  $f_1$  に設定すべく、 $2 f_1 / f_s$ （ラジアン）を の値とするフィルタ設定情報をシンボフィルタ 4 5 及び最小値検出部 5 3 の夫々へ出力する。

シンボフィルタ 4 5 は、フィルタ設定部 4 4 から入力されるフィルタ設定情報に従って、シンボフィルタ 4 5 内の各位相回転部の の値をフィルタ設定情報が示す  $2 f_1 / f_s$ （ラジアン）に設定し、周波数伝達特性を周波数  $f_1$  分周波数シフトする。図 1 0（b - 2）は周波数  $f_1$  分周波数シフトしたシンボフィルタ 4 5 の周波数伝達特性を表す。

20

【 0 1 0 1 】

図 1 0（a）にスペクトル密度を示した伝送路特性は、図 1 0（b - 2）に周波数伝達特性を示したシンボフィルタ 4 5 によってフィルタリングされる。シンボフィルタ 4 5 によってフィルタリングされた伝送路特性のスペクトル密度は図 1 0（c - 2）に示すようになる。

差分算出部 5 2 は、シンボフィルタ 4 5 からの入力信号（図 1 0（c - 2）にスペクトル密度を示した伝送路特性に係る信号）と遅延部 5 1 からの入力信号（図 1 0（a）に示したスペクトル密度と同じスペクトル密度を持つ信号）との差分を算出し、算出結果を出力信号として電力値算出部 4 6 a へ出力する。差分算出部 5 2 の出力信号のスペクトル密度は図 1 0（d - 2）に示すようになる。

30

【 0 1 0 2 】

電力値算出部 4 6 a は、差分算出部 5 2 の出力信号の電力値、つまり、図 1 0（d - 2）にスペクトル密度を示した信号の電力値を算出し、算出した電力値を最小値検出部 5 3 へ出力する。そして、最小値検出部 5 3 は、電力値算出部 4 6 a から入力される電力値と内部保持している  $P_{m i n}$  の値とを比較し、ここでは、電力値算出部 4 6 a から入力される電力値が  $P_{m i n}$  の値より小さいと判断する。最小値検出部 5 3 は、フィルタ設定部 4 4 から入力されるフィルタ設定情報が示す の値（ $2 f_1 / f_s$ ）を  $m_{i n}$  として内部保持するとともに、電力値算出部 4 6 a から入力される電力値を  $P_{m i n}$  として内部保持する。

40

【 0 1 0 3 】

次いで、フィルタ設定部 4 4 は、シンボフィルタ 4 5 の周波数伝達特性の周波数シフト量を  $f_2$  に設定すべく、 $2 f_2 / f_s$ （ラジアン）を の値とするフィルタ設定情報をシンボフィルタ 4 5 及び最小値検出部 5 3 の夫々へ出力する。

シンボフィルタ 4 5 は、フィルタ設定部 4 4 から入力されるフィルタ設定情報に従って、シンボフィルタ 4 5 内の各位相回転部の の値をフィルタ設定情報が示す  $2 f_2 / f_s$ （ラジアン）に設定し、周波数伝達特性を周波数  $f_2$  分周波数シフトする。図 1 0（b - 3）は周波数  $f_2$  分周波数シフトしたシンボフィルタ 4 5 の周波数伝達特性を表す。

【 0 1 0 4 】

50

図10(a)にスペクトル密度を示した伝送路特性は、図10(b-3)に周波数伝達特性を示したシンボルフィルタ45によってフィルタリングされる。シンボルフィルタ45によってフィルタリングされた伝送路特性のスペクトル密度は図10(c-3)に示すようになる。

差分算出部52は、シンボルフィルタ45からの入力信号(図10(c-3)にスペクトル密度を示した伝送路特性に係る信号)と遅延部51からの入力信号(図10(a)に示したスペクトル密度と同じスペクトル密度を持つ信号)との差分を算出し、算出結果を出力信号として電力値算出部46aへ出力する。差分算出部52の出力信号のスペクトル密度は図10(d-3)に示すようになる。

#### 【0105】

電力値算出部46aは、差分算出部52の出力信号の電力値、つまり、図10(d-3)にスペクトル密度を示した信号の電力値を算出し、算出した電力値を最小値検出部53へ出力する。そして、最小値検出部53は、電力値算出部46aから入力される電力値と内部保持している $P_{min}$ の値とを比較し、ここでは、電力値算出部46aから入力される電力値が $P_{min}$ の値より大きいと判断する。最小値検出部53は、 $P_{min}$ の値を $2f_1/f_s$ のまま維持するとともに、 $P_{min}$ の値をそのまま維持する。

#### 【0106】

その後、最小値検出部53は、 $P_{min}$ が示す $2f_1/f_s$ の値として示す周波数制御信号をシンボル補間フィルタ24へ出力する。

シンボル補間フィルタ24は、シンボル補間フィルタ24内の各位相回転部の $\theta$ の値を周波数制御信号が示す $2f_1/f_s$ に設定する。シンボル補間フィルタ24の周波数伝達特性は図10(b-2)に示すものと同等になる。

#### 【0107】

なお、上記では、シンボルフィルタ45の周波数伝達特性の周波数シフト量が $f_0$ 、 $f_1$ 、 $f_2$ の3通りであるが、周波数シフト量の数は上記に限られるものではない。

#### 第3の実施の形態

以下、本発明の第3の実施の形態について図面を参照しつつ説明する。

但し、本実施の形態は、シンボル補間フィルタ24の周波数伝達特性の周波数シフトを制御するフィルタ制御部27bが第1の実施の形態のフィルタ制御部27と異なっており、それ以外は第1の実施の形態と実質的に同じである。

#### 【0108】

第1の実施の形態のフィルタ制御部27はフーリエ変換後の受信信号に含まれるCP信号を利用して毎シンボルの伝送路特性を算出し、算出した伝送路特性を利用してシンボル補間フィルタ24の周波数伝達特性の周波数シフトを制御する。

これに対して、本実施の形態のフィルタ制御部27bはフーリエ変換後の受信信号に含まれるTMCC(Transmission and Multiplexing Configuration Control)信号を利用して毎シンボルの伝送路特性を算出し、算出した伝送路特性を利用してシンボル補間フィルタ24の周波数伝達特性の周波数シフトを制御する。

#### 【0109】

<分散パイロット信号及びTMCC信号の信号配置>

本実施の形態のフィルタ制御部27bについて説明する前に、分散パイロット信号(SP信号)及びTMCC信号の信号配置について図11を参照しつつ説明する。図11は、ISDB-T方式におけるSP信号及びTMCC信号の信号配置を示す模式図である。但し、図11において、縦軸はシンボル単位の時間、横軸はキャリア単位の周波数を表す。なお、黒丸はSP信号、三重丸はTMCC信号、白丸は伝送データで変調されたデータ変調信号である。

#### 【0110】

SP信号は、送信側において所定の振幅及び所定の位相でBPSK変調された信号であり、所定の振幅及び所定の位相は受信側で既知である。

SP信号は、1つのシンボル内で12キャリア毎に配置され、シンボル毎に3キャリア

10

20

30

40

50

ずつシフトされ、4シンボルで巡回するように配置されて送信される。

T M C C 信号は、伝送パラメータなどの制御情報によってシンボル間で D B P S K (Differential Binary Phase Shift Keying) 変調された信号である。T M C C 信号は、S P 信号が配置されるキャリアとは異なる複数のキャリアに毎シンボル配置され、1シンボル内の複数のキャリアに配置された T M C C 信号は全て同じ制御情報を伝送する。

【0111】

<フィルタ制御部>

本実施の形態のフィルタ制御部 27b の構成について図 12 を参照しつつ説明する。図 12 は本実施の形態のフィルタ制御部 27b の構成図である。但し、本実施の形態において、第 1 の実施の形態と実質的に同じ機能を有する構成要素には第 1 の実施の形態と同じ符号を付し、第 1 の実施の形態の説明が適用できるためその説明を省略する。

10

【0112】

フィルタ制御部 27b は、T M C C 信号抽出部 61 と、T M C C 復号部 62 と、T M C C 再変調部 63 と、伝送路特性算出部 64 と、フィルタ設定部 44 と、シンボルフイルタ 45 と、電力値算出部 46 と、最大値検出部 47 とを有する。

フーリエ変換部 6 によるフーリエ変換後の受信信号は、T M C C 信号抽出部 61 に供給される。

【0113】

T M C C 信号抽出部 61 は、フーリエ変換部 6 から入力されるフーリエ変換後の受信信号から T M C C 信号を抽出し、抽出した T M C C 信号を T M C C 復号部 62 及び伝送路特性算出部 64 の夫々へ出力する。

20

T M C C 復号部 62 は、T M C C 信号抽出部 61 から入力される T M C C 信号に基づいて T M C C 信号で伝送された制御情報を復号し、制御情報を T M C C 再変調部 63 へ出力する。上述したように、1シンボル内の複数のキャリアに配置された T M C C 信号は全て同じ制御情報を伝送することから、T M C C 復号部 62 は、1シンボル内の複数の復号された制御情報に基づいて伝送された制御情報を多数決判定し、伝送された制御情報の特定を行う。これにより、制御情報の復号精度が向上する。

【0114】

T M C C 再変調部 63 は、T M C C 復号部 62 から入力される制御情報に基づいて D B P S K 変調を行って送信側における T M C C 信号の変調位相を推定し、D B P S K 変調により得られた信号を伝送路特性算出部 64 へ出力する。

30

伝送路特性算出部 64 は、T M C C 信号抽出部 61 から入力される T M C C 信号を、当該 T M C C 信号に対応する T M C C 再変調部 63 から入力される信号で除算し、除算結果をシンボルフイルタ 45 へ出力する。但し、除算結果は、T M C C 信号抽出部 61 によって抽出された T M C C 信号が配置された位置における伝送路特性である。

【0115】

フィルタ制御部 27b では、T M C C 信号抽出部 61、T M C C 復号部 62、T M C C 再変調部 63、及び伝送路特性算出部 64 の各部の処理により、毎シンボルの伝送路特性が推定され、推定された伝送路特性がシンボルフイルタ 45 へ出力される。

シンボルフイルタ 45 はフィルタ設定部 44 によって周波数伝達特性の周波数シフト量が設定される。

40

【0116】

伝送路特性算出部 64 から出力された伝送路特性は、シンボルフイルタ 45 によってフィルタリングされて電力値算出部 46 へ入力される。電力値算出部 46 は、シンボルフイルタ 45 によるフィルタリング後の信号の電力値を算出し、算出した電力値を最大値検出部 47 へ出力する。フィルタ設定部 44、シンボルフイルタ 45、及び電力値算出部 46 の各部の処理は、シンボルフイルタ 45 の周波数伝達特性の複数の周波数シフト量に関して行われる。

【0117】

最大値検出部 47 は、電力値算出部 46 の出力信号 (電力値算出部 46 により算出され

50

た電力値)を観測して出力信号の最大値を検出する。そして、最大値検出部47は出力信号が最大値であったときにフィルタ設定部44から入力されたフィルタ設定情報が示すの値を示す周波数制御信号をシンボル補間フィルタ24へ出力する。

#### 第4の実施の形態

以下、本発明の第4の実施の形態について図面を参照しつつ説明する。

##### 【0118】

但し、本実施の形態は、シンボル補間フィルタ24の周波数伝達特性の周波数シフトを制御するフィルタ制御部27cが第2の実施の形態のフィルタ制御部27aと異なっており、それ以外は第2の実施の形態と実質的に同じである。

第2の実施の形態のフィルタ制御部27aはフーリエ変換後の受信信号に含まれるCP信号を利用して毎シンボルの伝送路特性を算出し、算出した伝送路特性を利用してシンボル補間フィルタ24の周波数伝達特性の周波数シフトを制御する。

10

##### 【0119】

これに対して、本実施の形態のフィルタ制御部27cはフーリエ変換後の受信信号に含まれるTMCC信号を利用して毎シンボルの伝送路特性を算出し、算出した伝送路特性を利用してシンボル補間フィルタ24の周波数シフトを制御する。

##### <フィルタ制御部>

本実施の形態のフィルタ制御部27cの構成について図13を参照しつつ説明する。図13は本実施の形態のフィルタ制御部27cの構成図である。但し、本実施の形態において、第1から第3の実施の形態と実質的に同じ機能を有する構成要素には第1から第3の実施の形態と同じ符号を付し、第1から第3の実施の形態の説明が適用できるためその説明を省略する。

20

##### 【0120】

フィルタ制御部27cは、TMCC信号抽出部61と、TMCC復号部62と、TMCC再変調部63と、伝送路特性算出部64と、フィルタ設定部44と、シンボルフィルタ45と、遅延部51と、差分算出部52と、電力値算出部46aと、最小値検出部53とを有する。

フィルタ制御部27cでは、TMCC信号抽出部61、TMCC復号部62、TMCC再変調部63、及び伝送路特性算出部64の各部の処理により、毎シンボルの伝送路特性が推定され、推定された伝送路特性がシンボルフィルタ45へ出力される。

30

##### 【0121】

シンボルフィルタ45はフィルタ設定部44によって周波数伝達特性の周波数シフト量が設定される。

伝送路特性算出部64から出力された伝送路特性は、シンボルフィルタ45によってフィルタリングされて差分算出部52に入力されるとともに、遅延部51によって遅延させられて差分算出部52に入力される。差分算出部52はシンボルフィルタ45からの入力信号と遅延部51からの入力信号との差分を算出し、算出結果を出力信号として電力値算出部46aへ出力する。電力値算出部46aは差分算出部52の出力信号の電力値を算出し、算出した電力値を最小値検出部53へ出力する。フィルタ設定部44、シンボルフィルタ45、遅延部51、差分算出部52、及び電力値算出部46aの各部の処理は、シンボルフィルタ45の周波数伝達特性の複数の周波数シフト量に関して行われる。

40

##### 【0122】

最小値検出部53は、電力値算出部46aの出力信号(電力値算出部46aにより算出された電力値)を観測して出力信号の最小値を検出する。そして、最小値検出部53は出力信号が最小であったときにフィルタ設定部44から入力されたフィルタ設定情報が示すの値を示す周波数制御信号をシンボル補間フィルタ24へ出力する。

#### 第5の実施の形態

以下、本発明の第5の実施の形態について図面を参照しつつ説明する。

##### 【0123】

但し、第1から第4の実施の形態はシンボル補間フィルタの周波数伝達特性を周波数シ

50

フトさせるシフト量を制御する。これに対して、本実施の形態はAFC部4aが受信信号を周波数シフトするシフト量を制御する。

< 受信装置の構成 >

本実施の形態の受信装置1aの構成について図14を参照しつつ説明する。図14は本実施の形態の受信装置1aの構成図であり、OFDM伝送方式を用いた地上デジタルテレビジョン放送を受信する受信装置の一構成例である。但し、本実施の形態において、第1の実施の形態と実質的に同じ機能を有する構成要素には第1の実施の形態と同じ符号を付し、第1の実施の形態の説明が適用できるためその説明を省略する。

【0124】

受信装置1aは、アンテナ2と、チューナ3と、AFC部4aと、シンボル同期部5と、フーリエ変換部6と、等化部7aと、誤り訂正部8と、映像音声復号部9と、表示部10と、スピーカ11と、AFC制御部12とを備える。

AFC部4aは、チューナ3から入力される受信信号から放送波の選局時に生じる周波数誤差を除去し、周波数誤差を除去した受信信号をシンボル同期部5とフーリエ変換部6の夫々へ出力する。AFC部4aは、AFC制御部12から入力される周波数制御信号が示す値に基づいてチューナ3から入力される受信信号を周波数シフトさせる。

【0125】

等化部7aは、フーリエ変換部6から入力される受信信号に基づいて伝送路特性を推定し、推定した伝送路特性に基づいて受信信号を等化し復調する。そして、等化部7aは、復調した受信信号を誤り訂正部8へ出力する。なお、等化部7aは、例えば、図4に構成を示した等化部7からフィルタ制御部27を除いた構成により実現することができる。

AFC制御部12は、CP信号抽出部41と、CP信号発生部42と、伝送路特性算出部43と、フィルタ設定部44と、シンボルフイルタ45と、電力値算出部46と、最大値検出部47とを有する。但し、最大値検出部47は周波数制御信号をシンボル補間フィルタ24へ出力する代わりにAFC部4aへ出力する。なお、最大値検出部47が周波数制御信号をシンボル補間フィルタ24へ出力する代わりにAFC部4aへ出力することを除けば、CP信号抽出部41、CP信号発生部42、伝送路特性算出部43、フィルタ設定部44、シンボルフイルタ45、電力値算出部46、及び最大値検出部47の各部は第1の実施の形態と実質的に同じ処理を行う。

【0126】

AFC部4aは、AFC制御部12からの周波数制御信号の入力を受けて、周波数制御信号が示すシフト量に基づいて受信信号を周波数シフトする。例えば、周波数制御信号が示すの値が $2f/f_s$ （ラジアン）であった場合、AFC部4aは、受信信号をシンボル同期部5及びフーリエ変換部6の夫々へ出力する際に、受信信号を $(-f)$ ヘルツ分周波数シフトしてシンボル同期部5及びフーリエ変換部6の夫々へ出力する。なお、 $f_s$ はシンボル周波数であり、シンボルの周期をT秒とすると、 $f_s = 1/T$ ヘルツになる。

【0127】

補足

本発明は上記の実施の形態に限られるものではなく、例えば、次のようなものであっても良い。

(1) 上記の実施の形態では、シンボル補間フィルタ24及びシンボルフイルタ45の構成に図5の構成を例示したが、これに限られるものではなく、ポリフェーズフィルタなどのフィルタ構成方法を用いてもよい。例えば、シンボル補間フィルタ24は入力される伝送路特性が4シンボルに1回であるため、4位相のポリフェーズフィルタで構成することができる。

【0128】

(2) 上記の実施の形態では、シンボル補間フィルタ24とシンボルフイルタ45とが同一構造であるとしたが、これに限られるものではなく、シンボルフイルタ45はシンボル補間フィルタ24と同じ周波数伝達特性を実現することができるものであればよい。

(3) 第3及び第4の実施の形態では、シンボル補間フィルタ24の周波数伝達特性の

10

20

30

40

50

周波数シフト量を制御するために、フィルタ制御部 27b、27c は ISDB-T 方式において伝送される TMC C 信号を利用しているが、これに限られるものではなく、例えば、DVB-T 方式において伝送される TPS (TransmissionParameter Signaling) 信号を利用するようにしてもよい。

【0129】

なお、TPS 信号は、TMC C 信号と同様、伝送パラメータなどの制御情報によってシンボル間で差動 BPSK 変調された信号である。TPS 信号は、SP 信号が配置されるキャリアとは異なる複数のキャリアに毎シンボル配置され、1シンボル内の複数のキャリアに配置された TMC C 信号は全て同じ制御情報を有する。

なお、CP 信号、TMC C 信号、及び TPS 信号を用いなくても、受信信号から伝送路特性を推定して、推定した伝送路特性を用いてシンボル補間フィルタ 24 の周波数伝達特性の周波数シフトを制御できれば、本発明は適用可能である。

【0130】

(4) 第3及び第4の実施の形態では、TMC C 復号部 62 は1シンボル内の複数の復号された制御情報に基づいて TMC C 信号で伝送された制御情報を多数決判定し、TMC C 信号で伝送された制御情報を特定しているが、これに限られるものではなく、例えば、次のようなものであってもよい。TMC C 復号部 62 は、1シンボル内の複数のキャリアに配置された TMC C 信号を合成し、合成した TMC C 信号を用いて TMC C 信号の復号を行う。或いは、TMC C 復号部 62 は、1シンボル内の複数の TMC C 信号のうち受信品質がよい TMC C 信号を選択し、選択した TMC C 信号を用いて TMC C 信号を復号し、TMC C 信号で伝送された制御情報を特定する。或いは、TMC C 復号部 62 は、予め定められたキャリアの TMC C 信号を復号し、TMC C 信号で伝送された制御情報を特定する。

【0131】

(5) 第1から第4の実施の形態はシンボル補間フィルタ 24 の周波数伝達特性を周波数シフトのみとする場合であるが、シンボル補間フィルタ 24 の周波数伝達特性の通過帯域幅の変更と周波数伝達特性の周波数シフトとの双方を行うようにしてもよく、例えば、次のようにして実現することができる。

フィルタ制御部は、シンボルフィルタ 24 の通過帯域幅を所定の複数の通過帯域幅に順次変更し、夫々の通過帯域幅ごとに最適な周波数シフト量を求める。次に、シンボル補間フィルタ 24 の通過帯域幅と周波数シフト量とを、上記で得られた通過帯域幅と周波数シフト量との組み合わせについて、等化部 7 の等化処理を施行し、受信品質が最も良い通過帯域幅と周波数シフト量との組み合わせを選択する。受信品質は、例えば、等化部 7 で得られた復調信号の変調点からの誤差や、誤り訂正部 8 の入力或いは出力の誤り率を観測することで判定する。

【0132】

また、以下のようにしても実現できる。

フィルタ制御部は、決定した最適な周波数シフト量において得られるシンボルフィルタの出力信号の電力に対して、シンボルフィルタの出力信号の電力が所定の範囲内に収まる周波数シフト量の範囲を求める。例えば、上記で得られた周波数シフト量の範囲が  $f_a$  から  $f_b$  の範囲であったとする。フィルタ制御部は  $f_a$  と  $f_b$  の平均である周波数シフト量に基づいてシンボル補間フィルタ 24 の周波数伝達特性の周波数シフト量を制御するとともに、 $f_a$  と  $f_b$  との差の周波数に基づいてシンボル補間フィルタ 24 の周波数伝達特性の通過帯域幅を狭くする。

【0133】

また、以下のようにしても実現可能である。

フィルタ制御部は、複数のドップラ周波数について、ドップラ周波数と通過帯域幅を決定するシンボル補間フィルタ 24 の係数とを対応付けて内部保持する。フィルタ制御部は受信信号中の SP 信号、CP 信号、TMC C 信号又は TPS 信号を利用してドップラ周波数を推定し、推定したドップラ周波数に対応する係数をシンボル補間フィルタ 24 及びシ

10

20

30

40

50

ンボルフィルタ 4 5 に設定する。その後、第 1 の実施の形態から第 4 の実施の形態において説明したようにしてシンボル補間フィルタ 2 4 の周波数伝達特性の周波数シフト量を決定し、決定した周波数シフト量に基づいてシンボル補間フィルタ 2 4 の周波数伝達特性の周波数シフトを制御する。

【 0 1 3 4 】

以下、シンボル補間フィルタ 2 4 の周波数伝達特性の通過帯域幅の変更及び周波数伝達特性の周波数シフトの双方を行うことによる効果を図 1 5 を参照しつつ説明する。図 1 5 はシンボル補間フィルタ 2 4 の周波数伝達特性の通過帯域幅の変更及び周波数シフトの双方を行うことによる効果を説明するための図である。但し、図 1 5 の各図において、横軸はシンボル周波数  $f_s$  で正規化された周波数を表す。図 1 5 ( a )、( c - 1 )、( c - 2 )、( c - 3 ) において、縦軸はスペクトル密度 ( d B ) を表し、図 1 5 ( b - 1 )、( b - 2 )、( b - 3 ) において、縦軸はゲイン ( d B ) を表す。なお、シンボル周波数  $f_s$  は、シンボルの周期を T 秒とすると、 $f_s = 1 / T$  ヘルツになる。

10

【 0 1 3 5 】

図 1 5 ( a ) は、S P 信号によって観測される伝送路特性の時間変動をスペクトル密度で表したものの、つまり、伝送路特性算出部 2 3 からシンボル補間フィルタ 2 4 に入力される伝送路特性のスペクトル密度を表したものである。受信装置の移動速度が低く、スペクトル密度の広がり小さい場合を示している。

図 1 5 ( b - 1 ) は、フィルタ制御部の処理により周波数伝達特性の周波数シフト量及び周波数伝達特性の通過帯域幅が制御された、シンボル補間フィルタ 2 4 の周波数伝達特性を表す。

20

【 0 1 3 6 】

図 1 5 ( c - 1 ) は、図 1 5 ( a ) に示す S P 信号位置で観測された伝送路特性を図 1 5 ( b - 1 ) の周波数伝達特性のシンボル補間フィルタ 2 4 によってフィルタリングすることで得られた伝送路特性をスペクトル密度で表したものである。

図 1 5 ( b - 2 ) は、従来例のようにして周波数伝達特性の通過帯域幅のみが制御されたシンボル補間フィルタ 2 4 の周波数伝達特性を表す。図 1 5 ( b - 2 ) の周波数伝達特性の通過帯域幅は図 1 5 ( b - 1 ) の周波数伝達特性の通過帯域幅と同じとする。

【 0 1 3 7 】

図 1 5 ( c - 2 ) は、図 1 5 ( a ) に示す S P 信号位置で観測された伝送路特性を図 1 5 ( b - 2 ) の周波数伝達特性のシンボル補間フィルタ 2 4 によってフィルタリングすることで得られた伝送路特性をスペクトル密度で表したものである。図 1 5 ( c - 2 ) から分かる通り、シンボル補間フィルタ 2 4 から出力される伝送路特性は所望の伝送路特性の低域側の成分が欠落したものである。

30

【 0 1 3 8 】

従来例の場合、S P 信号位置で観測された伝送路特性のうちの所望の伝送路特性の成分のほとんどがシンボル補間フィルタ 2 4 を通過するようにするためには周波数伝達特性の通過帯域幅を広くしなければならず、シンボル補間フィルタ 2 4 の周波数伝達特性は図 1 5 ( b - 3 ) に示すようになる。

図 1 5 ( c - 3 ) は、図 1 5 ( a ) に示す S P 信号位置で観測された伝送路特性を図 1 5 ( b - 3 ) の周波数伝達特性のシンボル補間フィルタ 2 4 によってフィルタリングすることで得られた伝送路特性をスペクトル密度で表したものである。シンボル補間フィルタ 2 4 の周波数伝達特性の通過帯域幅が広がることによって、S P 信号位置で観測された伝送路特性のうちの所望の伝送路特性の成分以外の雑音成分が増加してしまう。

40

【 0 1 3 9 】

シンボル補間フィルタ 2 4 の周波数伝達特性を周波数シフトさせることによって、シンボル補間フィルタ 2 4 の周波数伝達特性の通過帯域幅の選択を適切に行うことができる。

( 6 ) 第 5 の実施の形態の A F C 制御部の構成として、例えば、第 2 の実施の形態のフィルタ制御部 2 7 a の構成、第 3 の実施の形態のフィルタ制御部 2 7 b の構成、又は、第 4 の実施の形態のフィルタ制御部 2 7 c の構成を用いることができる。なお、フィルタ制

50

御部 27b の最大値検出部 47 は、周波数制御信号をシンボル補間フィルタ 24 へ出力する代わりに A F C 部 4 a へ出力するようにする。また、フィルタ制御部 27 a、27 c の最小値検出部 53 は、周波数制御信号をシンボル補間フィルタ 24 へ出力する代わりに A F C 部 4 a へ出力するようにする。

【0140】

(7) 第 1 から第 4 の A F C 部 4 及び第 5 の実施の形態の A F C 部 4 a は、図 2 に示した構成に限られるものではなく、例えば、受信信号中のパイロット信号の位相の変化に基づいて受信信号から放送波の選局時に生じる周波数誤差を除去する構成などであってもよい。

(8) 上記の各実施の形態の受信装置は、典型的には集積回路である L S I (Large Scale Integration) として実現されてよい。各回路を個別に 1 チップとしてもよいし、全ての回路又は一部の回路を含むように 1 チップ化されてもよい。例えば、チューナ 3 は他の回路部と同一の集積回路に集積されることもあれば、別の集積回路になる場合もある。

【0141】

ここでは、L S I として記載したが、集積度の違いにより、I C (Integrated Circuit)、システム L S I、スーパー L S I、ウルトラ L S I と呼称されることもある。

また、集積回路化の手法は L S I に限るものではなく、専用回路又は汎用プロセッサで実現してもよい。L S I 製造後にプログラム化することが可能な F P G A (Field Programmable Gate Array)、L S I 内部の回路セルの接続や設定を再構成可能なりコンフィギュラブル・プロセッサを利用してもよい。

【0142】

さらには、半導体技術の進歩又は派生する別技術により L S I に置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックの集積化を行ってもよい。バイオ技術の適応等が可能性としてありえる。

【産業上の利用可能性】

【0143】

本発明は、マルチキャリア伝送方式の信号を受信する受信装置、例えば、マルチキャリア伝送方式の 1 つである O F D M 伝送方式を採用する I S D B - T 方式又は D V T B - T 方式などの地上デジタルテレビジョン放送を受信する受信装置に適用することができる。

また、本発明は、シングルキャリア伝送方式の信号を受信する受信装置に適用することができる。

【図面の簡単な説明】

【0144】

【図 1】第 1 の実施の形態の受信装置の構成図。

【図 2】図 1 の A F C 部の構成図。

【図 3】D V B - T 方式における分散パイロット信号及び連続パイロット信号の信号配置を示す模式図。

【図 4】図 1 の等化部の構成の構成図。

【図 5】図 4 のシンボル補間フィルタの構成図。

【図 6】図 4 のフィルタ制御部の構成図。

【図 7】図 6 のフィルタ制御部の動作を説明するための図。

【図 8】第 1 の実施の形態の受信装置の動作を説明するための図。

【図 9】第 2 の実施の形態のフィルタ制御部の構成図。

【図 10】図 9 のフィルタ制御部の動作を説明するための図。

【図 11】I S D B - T 方式における分散パイロット信号及び T M C C 信号の信号配置を示す模式図。

【図 12】第 3 の実施の形態のフィルタ制御部の構成図。

【図 13】第 4 の実施の形態のフィルタ制御部の構成図。

【図 14】第 5 の実施の形態の受信装置の構成図。

【図 15】シンボル補間フィルタの周波数伝達特性の周波数シフト及び通過帯域幅の制御

10

20

30

40

50

を行う利点を説明するための図。

【図16】ISDB-T方式及びDBV-T方式における分散パイロット信号の信号配置を示す模式図。

【図17】従来の受信装置の構成図。

【図18】図17の等化部の構成図。

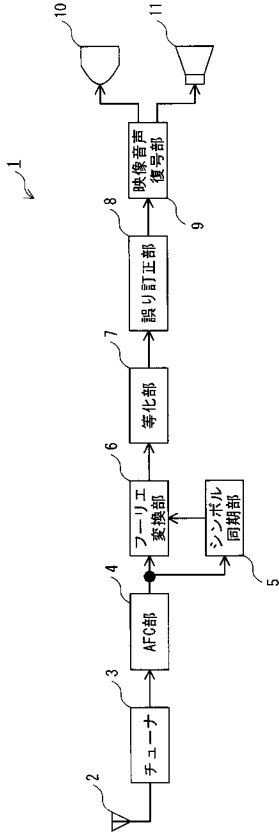
【図19】従来の受信装置の動作を説明するための図。

【符号の説明】

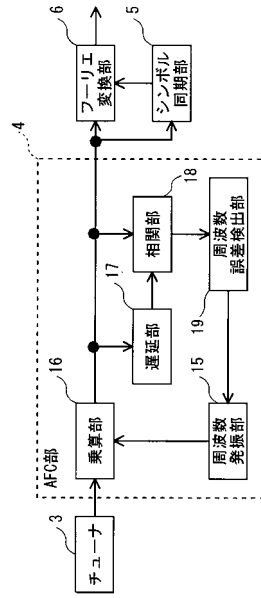
【0145】

1	受信装置	
2	アンテナ	10
3	チューナ	
4	AFC部	
5	シンボル同期部	
6	フーリエ変換部	
7	等化部	
8	誤り訂正部	
9	映像音声復号部	
10	表示部	
11	スピーカ	
12	AFC制御部	20
15	周波数発振部	
16	乗算部	
17	遅延部	
18	相関部	
19	周波数誤差検出部	
21	SP信号抽出部	
22	SP信号発生部	
23、43、64	伝送路特性算出部	
24	シンボル補間フィルタ	
25	キャリア補間フィルタ	30
26	除算部	
27、27a、27b、27c	フィルタ制御部	
41	CP信号抽出部	
42	CP信号発生部	
44	フィルタ設定部	
45	シンボルフィルタ	
46、46a	電力値算出部	
47	最大値検出部	
51	遅延部	
52	差分算出部	40
53	最小値検出部	
61	TMC信号抽出部	
62	TMC復号部	
63	TMC再変調部	

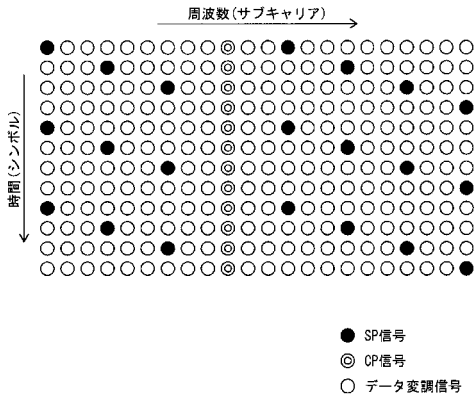
【図1】



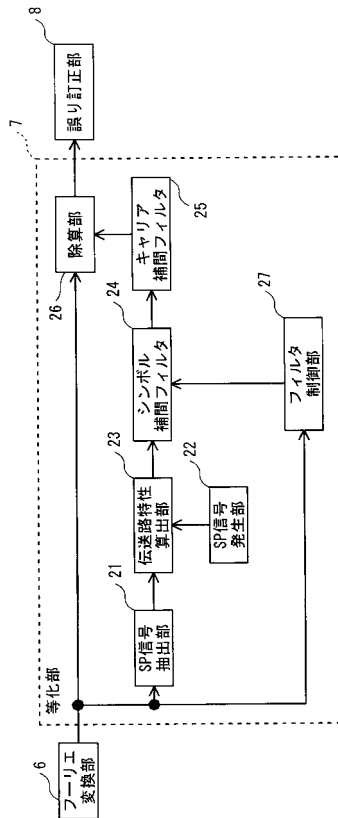
【図2】



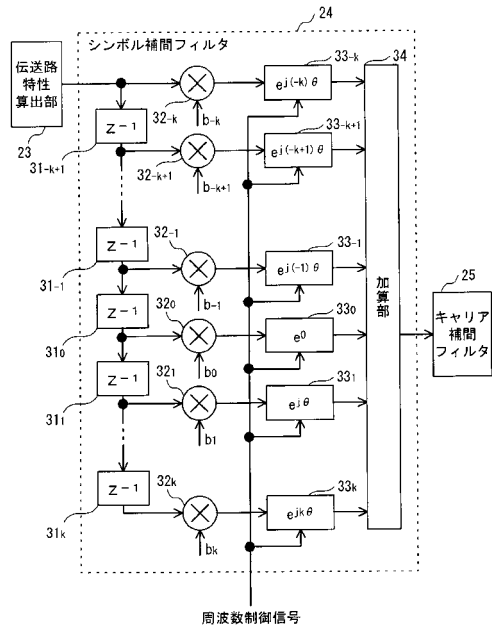
【図3】



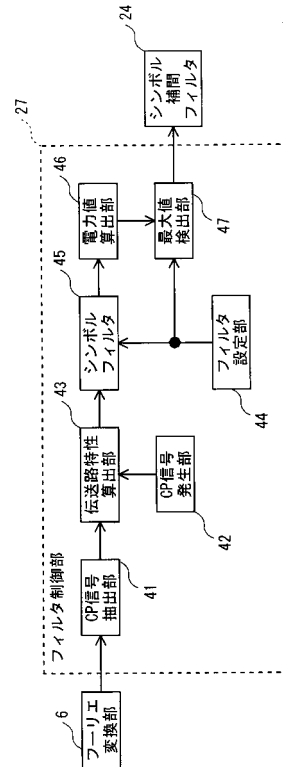
【図4】



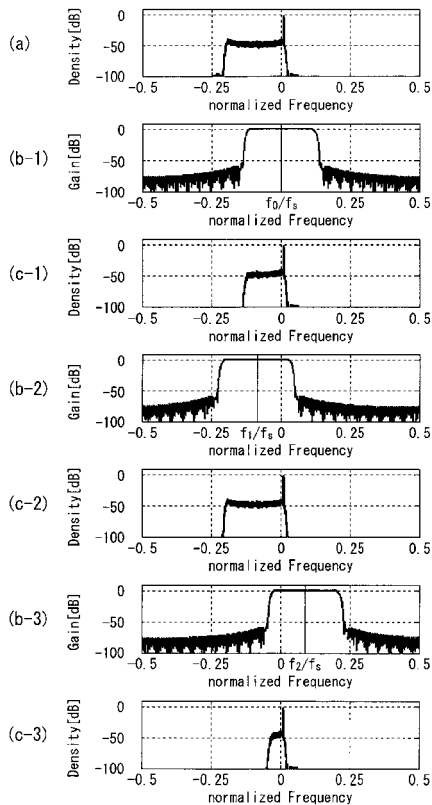
【図5】



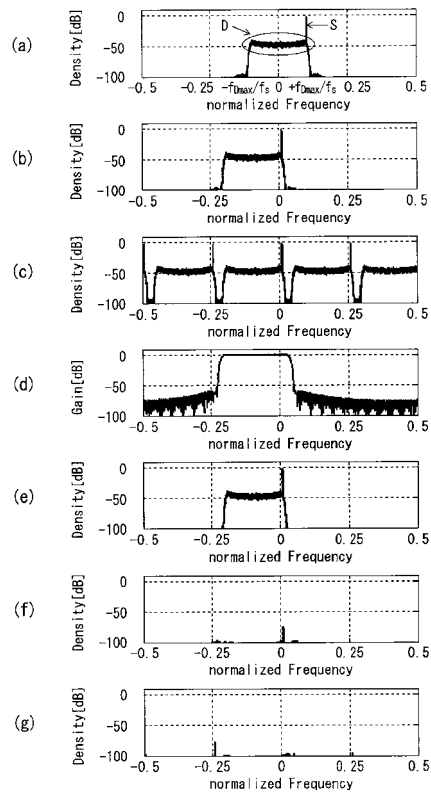
【図6】



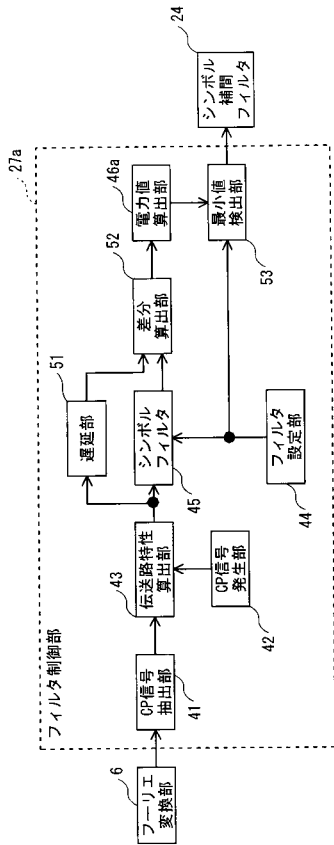
【図7】



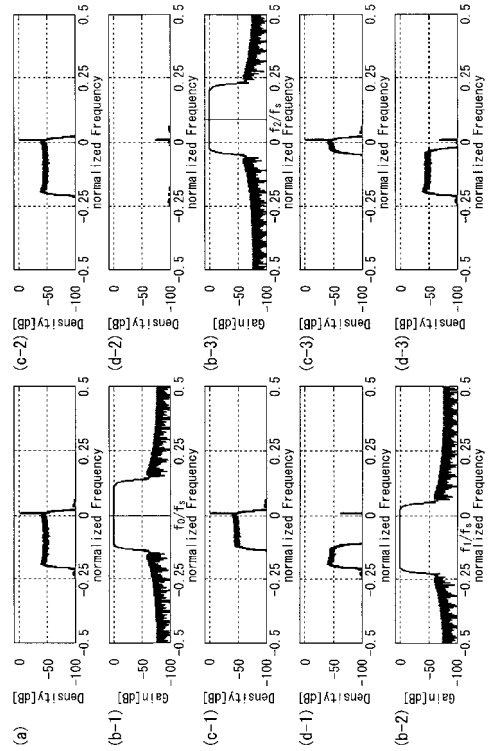
【図8】



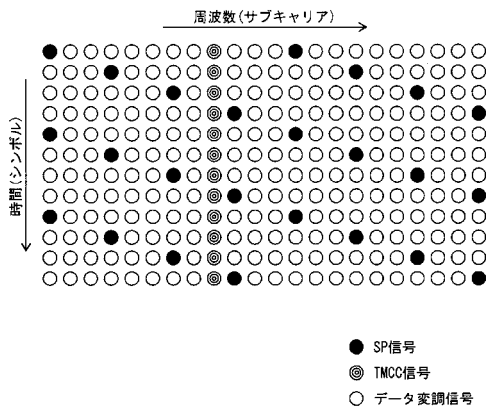
【図9】



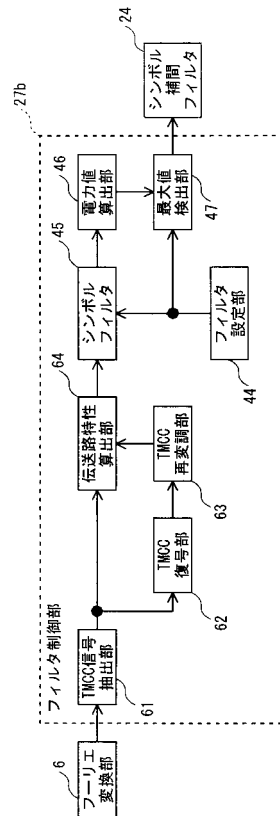
【図10】



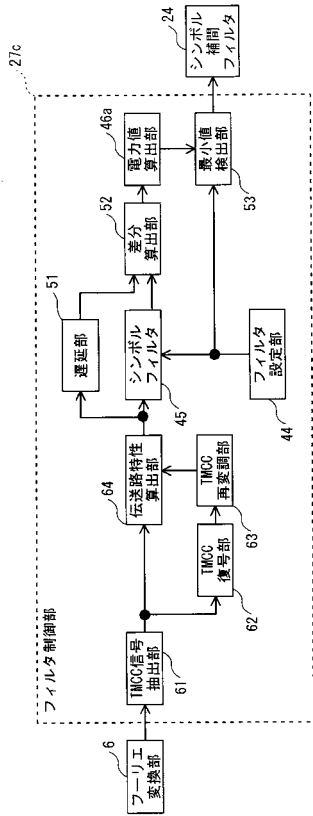
【図11】



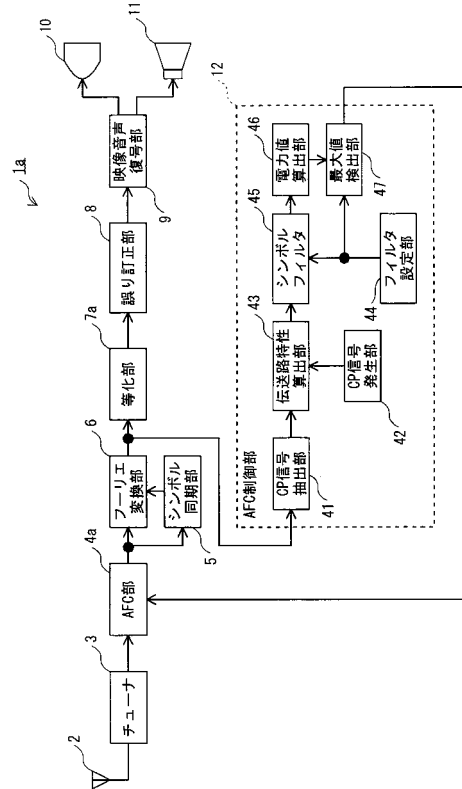
【図12】



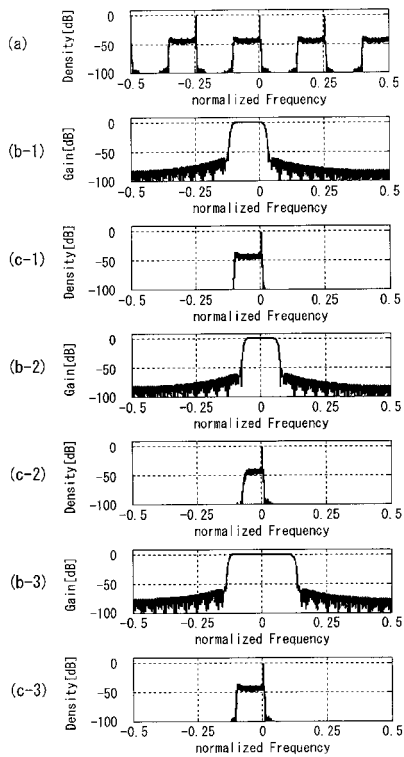
【図13】



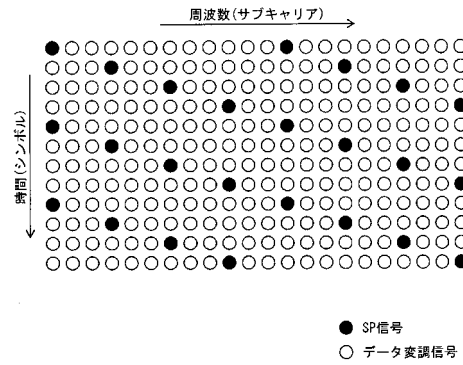
【図14】



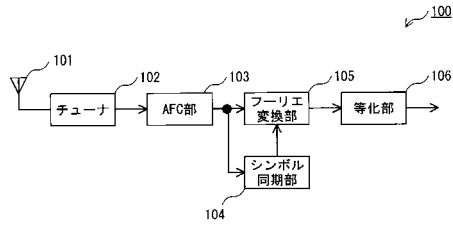
【図15】



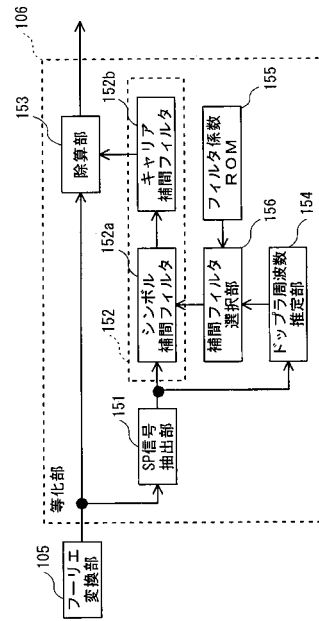
【図16】



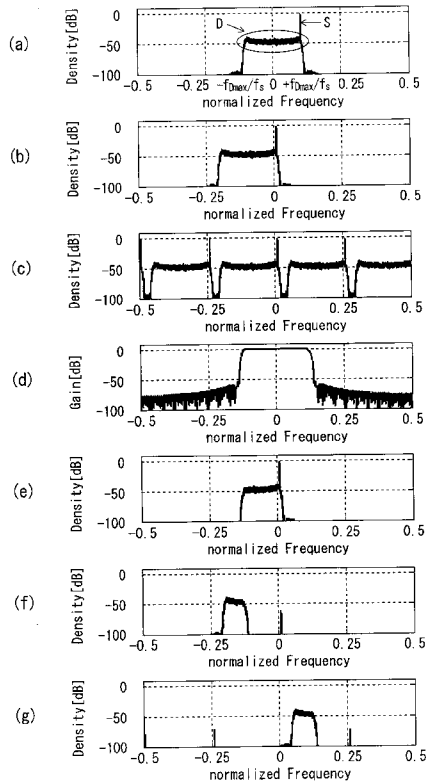
【図17】



【図18】



【図19】



---

フロントページの続き

(72)発明者 林 健一郎  
大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内

審査官 高野 洋

(56)参考文献 特開2005-191662(JP,A)  
特開2006-148387(JP,A)  
国際公開第2005/048546(WO,A2)  
特開2005-287043(JP,A)  
特開2006-203613(JP,A)  
特開2005-286636(JP,A)  
特開2002-261729(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H04J 11/00