

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4294455号
(P4294455)

(45) 発行日 平成21年7月15日(2009.7.15)

(24) 登録日 平成21年4月17日(2009.4.17)

(51) Int.Cl.

H04B 1/10 (2006.01)
H04B 7/005 (2006.01)

F 1

H04B 1/10
H04B 7/005

V

請求項の数 3 (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2003-405023 (P2003-405023)
 (22) 出願日 平成15年12月3日 (2003.12.3)
 (65) 公開番号 特開2005-167718 (P2005-167718A)
 (43) 公開日 平成17年6月23日 (2005.6.23)
 審査請求日 平成18年11月1日 (2006.11.1)

(73) 特許権者 000005016
 パイオニア株式会社
 東京都目黒区目黒1丁目4番1号
 (74) 代理人 100063565
 弁理士 小橋 信淳
 (74) 代理人 100118898
 弁理士 小橋 立昌
 (72) 発明者 山本 雄治
 埼玉県川越市山田字西町25番地1 パイ
 オニア株式会社 川越工場内
 (72) 発明者 久富木 俊明
 埼玉県川越市山田字西町25番地1 パイ
 オニア株式会社 川越工場内

審査官 佐藤 敬介

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

デジタル化された中間周波数のFM変調信号又は位相変調信号を入力信号として入力し、前記入力信号のマルチパス歪をアダプティブに除去するマルチパス除去フィルタ部と、前記マルチパス除去フィルタ部より出力される希望信号を検波する検波部と、前記検波部によって検波された検波信号を復調する復調部と、前記入力信号から第1の電界強度を検出する第1の電界強度検波部と、前記希望信号から第2の電界強度を検出する第2の電界強度検波部と、前記第2の電界強度検出信号に含まれるノイズ成分を検出するノイズ量検出部とを備え、

前記第1の電界強度検波部で検出される前記第1の電界強度と前記ノイズ量検出部で検出される前記ノイズ成分との変化に応じて、前記復調部に対して少なくともミュート制御、ハイカット制御、セパレーション制御を行う制御部と、を備えたことを特徴とする受信機。

【請求項 2】

前記制御部は、予め決められた電界強度に関する第1、第2の閾値と、前記第1の電界強度とを比較し、前記第1の電界強度が前記第1の閾値より小さいと、前記復調部に対してミュート制御を行い、前記第1の電界強度が前記第1、第2の閾値の間のときには、前記復調部に対してハイカット制御を行い、前記第1の電界強度が前記第2の閾値を超えると、前記復調部に対してセパレーション制御を行うことを特徴とする請求項1に記載の受

信機。

【請求項 3】

前記制御部は、予め決められたノイズ成分量に関する第3，第4の閾値と、前記検出したノイズ成分とを比較し、前記検出したノイズ成分が前記第3の閾値より小さいと、前記復調部に対してセパレーション制御を行い、前記検出したノイズ成分が前記第3，第4の閾値の間のときには、前記復調部に対してハイカット制御を行い、前記検出したノイズ成分が前記第4の閾値を超えると、前記復調部に対してミュート制御を行うことを特徴とする請求項1又は2に記載の受信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

本発明は、例えばFM変調信号、位相変調信号等を受信する受信機に関し、特にマルチパス歪を除去するマルチパス除去フィルタを備えた受信機に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、FM放送等を受信しS/Nの向上を図ることによってマルチパスの影響を除去することとした受信機が、特許文献1に開示されている。

【0003】

この受信機の構成を図5を参照して概説すると、到来電波を受信して左右チャネル信号（左右のステレオ信号）DL, DRを復調するまでの処理をアナログ信号処理によって行う構成となっている。

20

【0004】

そして、フロントエンド部1が受信アンテナANTから出力される高周波の受信信号を中間周波信号に周波数変換し、中間周波信号をIF増幅器2が増幅することによって信号処理可能なレベルの中間周波信号SIFを出力する。FM検波部3がその中間周波信号SIFをFM検波することによってコンポジット信号を生成し、ミュート処理部4と高域除去フィルタ5及びステレオ復調部6側へ供給することにより、ステレオ復調部6から左右チャネル信号DL, DRを出力させる。

【0005】

更に、中間周波信号SIFをAM検波することによって電界強度を検出する電界強度検出部7が備えられ、この電界強度検出部7から出力される電界強度検出信号EAsの変化に応じて、ミュート処理部4における減衰量と、高域除去フィルタ5における高域遮断特性（f特）と、ステレオ復調部6におけるセパレーション特性（分離度）を制御することによってS/Nの良好な左右チャネル信号DL, DRを生成し、このS/Nの向上を図ることによってマルチパスの影響を実質的に除去することとしている。

30

【0006】

また、特許文献1には記載されていないが、電界強度検出部7に加えて、電界強度検出信号EAsに含まれるノイズ成分を検出するノイズ量検出部8を更に有する検出部9を備え、ノイズ量検出部8から出力されるノイズ検出信号NAsと上述の電界強度検出信号EAsとに基づいて、ミュート処理部4における減衰量と、高域除去フィルタ5における高域遮断特性（f特）と、ステレオ復調部6におけるセパレーション特性（分離度）を制御することによって、S/Nの良好な左右チャネル信号DL, DRを生成し、このS/Nの向上を図ることによってマルチパスの影響を実質的に除去する制御方法（ARC制御、PNS制御）も提案されている。

40

【0007】

【特許文献1】実公昭59-31077号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

ところで、上記従来の受信機は、直接的にマルチパス歪を除去しているのではなく、マ

50

マルチパスの影響によって生じるマルチパス歪をノイズ成分として捉え、上述のミュート処理部4と高域除去フィルタ5とステレオ復調部6の各特性を制御することによってS/Nの向上を図ることにより、実質的にマルチパスの影響も除去することとしている。

【0009】

このため、中間周波信号S IFからマルチパス歪を除去し、F M検波部3に続くミュート処理部4と高域除去フィルタ5とステレオ復調部6の各特性を制御することによって更にS/Nの向上を図ろうとする受信機が提案されている。

【0010】

この中間周波信号S IFからマルチパス歪を除去する受信機は、IF増幅器2から出力される中間周波信号S IFをデジタルデータ列の中間周波信号にアナログデジタル変換するA/D変換器と、A/D変換器から出力される上述のデジタルデータ列の中間周波信号に対して所定のデジタル信号処理を施すデジタルフィルタとを備え、更に図5中のF M検波部3とミュート処理部4と高域除去フィルタ5及びステレオ復調部6がデジタル回路等で構成されている。10

【0011】

すなわち、A/D変換器より出力されるデジタルデータ列の中間周波信号を、到来電波の伝搬路の逆特性を有したデジタルフィルタに供給してデジタル信号処理を行うことによってマルチパス歪を除去した後、そのマルチパス歪を除去した中間周波信号をデジタル回路等で構成されたF M検波部3でF M検波し、更にそのF M検波信号をデジタル回路等で構成されたミュート処理部4と高域除去フィルタ5及びステレオ復調部6で信号処理することによって、マルチパス歪の除去とS/Nの向上とを実現することとしている。20

【0012】

ところが、このマルチパス歪除去用のデジタルフィルタを備える受信機において、上述のミュート処理部4と高域除去フィルタ5及びステレオ復調部6の各特性を制御するために必要となる電界強度検出信号並びにノイズ検出信号を、受信機中のどこに生じる信号から検出し、また、ミュート処理部4と高域除去フィルタ5及びステレオ復調部6をどのように制御するのが好適か十分な解析がなされていないという課題があった。

【0013】

すなわち、デジタルフィルタを備えることによってマルチパス歪を除去することとする反面、ミュート処理部4と高域除去フィルタ5及びステレオ復調部6によってS/Nの向上を実現するための最適化が十分に講じられていなかった。30

【0014】

本発明はこうした従来の課題に鑑みてなされたものであり、マルチパス除去フィルタを備えると共に、S/Nの向上を実現するための最適化が施された受信機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】

【0015】

請求項1記載の受信機の発明は、デジタル化された中間周波数のF M変調信号又は位相変調信号を入力信号として入力し、前記入力信号のマルチパス歪をアダブティブに除去するマルチパス除去フィルタ部と、前記マルチパス除去フィルタ部より出力される希望信号を検波する検波部と、前記検波部によって検波された検波信号を復調する復調部と、前記入力信号から第1の電界強度を検出する第1の電界強度検波部と、前記希望信号から第2の電界強度を検出する第2の電界強度検波部と、前記第2の電界強度検出信号に含まれるノイズ成分を検出するノイズ量検出部とを備え、前記第1の電界強度検波部で検出される前記第1の電界強度と前記ノイズ量検出部で検出される前記ノイズ成分との変化に応じて、前記復調部に対して少なくともミュート制御、ハイカット制御、セパレーション制御を行う制御部と、を備えたことを特徴とする。40

【0016】

請求項2記載の発明は、請求項1に記載の受信機であって、前記制御部は、予め決められた電界強度に関する第1、第2の閾値と、前記第1の電界強度とを比較し、前記第1の50

電界強度が前記第1の閾値より小さいと、前記復調部に対してミュート制御を行い、前記第1の電界強度が前記第1，第2の閾値の間のときには、前記復調部に対してハイカット制御を行い、前記第1の電界強度が前記第2の閾値を超えると、前記復調部に対してセパレーション制御を行うことを特徴とする。

【0017】

請求項3記載の発明は、請求項1又は2に記載の受信機であって、前記制御部は、予め決められたノイズ成分量に関する第3，第4の閾値と、前記検出したノイズ成分とを比較し、前記検出したノイズ成分が前記第3の閾値より小さいと、前記復調部に対してセパレーション制御を行い、前記検出したノイズ成分が前記第3，第4の閾値の間のときには、前記復調部に対してハイカット制御を行い、前記検出したノイズ成分が前記第4の閾値を超えると、前記復調部に対してミュート制御を行うことを特徴とする。 10

【発明を実施するための最良の形態】

【0018】

以下、本発明の好適な実施の形態として、FM放送等を受信する無線受信機について説明する。図1は、本実施形態の受信機の構成を表したブロック図である。

【0019】

図1において、この受信機には、図示されていない受信アンテナより得られる高周波の受信信号を局発信号で混合検波することによって中間周波信号を生成するフロントエンド部と、その中間周波信号を信号処理可能なレベルに増幅するIF増幅器とが備えられており、IF増幅器から出力される増幅後の中間周波信号S IFをアナログデジタル変換することによってデジタルデータ列から成る中間周波信号D IFを出力するA/D変換器10が設けられている。 20

【0020】

A/D変換器10には、中間周波信号D IFを入力信号として入力する自動利得制御回路(以下「AGC回路」という)11と、デジタルフィルタで構成されたマルチパス除去フィルタ12とを有するマルチパス除去部13が接続されると共に、第1の電界強度検出部18が接続されている。

【0021】

マルチパス除去フィルタ12の出力端にはFM検波部14が接続され、更にFM検波部14の出力側に、復調手段としてのミュート処理部15と高域除去フィルタ16及びステレオ復調部17が従属して直列接続されている。 30

【0022】

更に、マルチパス除去フィルタ12の出力端には第2の電界強度検出部19が接続され、第2の電界強度検出部19の出力端にノイズ量検出部20が接続されている。

【0023】

更に、第1の電界強度検出部18から出力される第1の電界強度検出信号E s1と、ノイズ量検出部20から出力されるノイズ検出信号N sを入力し、これらの検出信号E s1, N sの変化に応じて、ミュート処理部15と高域除去フィルタ16とステレオ復調部17の各特性を可変制御する制御部21が設けられている。

【0024】

そして、上述のAGC回路11、マルチパス除去フィルタ12、FM検波部14、ミュート処理部15、高域除去フィルタ16、ステレオ復調部17、第1、第2の電界強度検出部18、19、ノイズ量検出部20及び制御部21は、デジタル回路又はデジタルシグナルプロセッサ(DSP)によって形成されている。 40

【0025】

上述のAGC回路11は、A/D変換器10より供給される中間周波信号D IFを予め決められた一定振幅の中間周波信号X in(t)に調整して出力すべく自動的に利得を調整し、一定振幅に調整した中間周波信号X in(t)をマルチパス除去フィルタ12へ出力する。すなわち、FM変調信号や位相変調信号の振幅が本来一定であることに鑑みて、一定振幅に調整した中間周波信号X in(t)をマルチパス除去フィルタ12へ供給するため、AGC回 50

路 1 1 が設けられている。

【 0 0 2 6 】

マルチパス除去フィルタ 1 2 は、図 2 のブロック図で表される構成を有しており、デジタルフィルタ A D F と、エンベロープ検出部 2 2 と、誤差検出部 2 3 と、誤差成分制限部 2 4 と、タップ係数更新部 2 5 を備えて構成されている。

【 0 0 2 7 】

デジタルフィルタ A D F は、上述の受信アンテナに電波が到来してくるまでの伝搬路の逆特性をティラー展開することによって近似された F I R デジタルフィルタ又は I I R デジタルフィルタによって構成されると共に、タップ係数が変更可能となっており、中間周波信号 $X_{in}(t)$ からマルチパス歪を除去した希望信号（別言すれば、予測信号） $Y(t)$ を生成して出力する。
10

【 0 0 2 8 】

すなわち、上述のサンプリング周波数の逆数と等しい遅延時間 T に設定された m 段の遅延素子 $D_0 \sim D_{m-1}$ によって中間周波信号 $X_{in}(t)$ を遅延しつつ、 m 個（タップ数 m ）の乗算器 $M P_0 \sim M P_{m-1}$ によって、最新の中間周波信号 $X_0(t)$ と各遅延素子 $D_0 \sim D_{m-1}$ より出力される中間周波信号 $X_1(t) \sim X_{m-1}(t)$ とにタップ係数 $K_0(t) \sim K_{m-1}(t)$ を乗算し、更に乗算器 $M P_0 \sim M P_{m-1}$ の m 個の出力を加算器 A D D によって加算することにより、マルチパス歪を除去した希望信号 $Y(t)$ を生成して出力する。

【 0 0 2 9 】

エンベロープ検出部 2 2 は、中間周波信号 $X_{in}(t)$ の絶対値の 2 乗の値 $X_{in}(t)^2$ を演算する演算器 2 2 a と、演算器 2 2 a の出力を遅延時間 T で遅延させて出力する遅延素子 D a と、演算器 2 2 a の出力値 $X_{in}(t)^2$ と遅延素子 D a の出力値 $X_{in}(t-1)^2$ とを加算することによって、中間周波信号 $X_{in}(t)$ のエンベロープを示す包絡線信号 $X_e(t)$ を出力する加算器 2 2 b と、包絡線信号 $X_e(t)$ を平滑化することによって、直流の基準信号 $V_{th}(t)$ を出力するデジタルローパスフィルタ 2 2 c とを備えて構成されている。
20

【 0 0 3 0 】

すなわち、エンベロープ検出部 2 2 は、F M 变調信号や位相变調信号の振幅が本来一定であることに鑑みて、直流の基準信号 $V_{th}(t)$ を生成して出力する。

【 0 0 3 1 】

誤差検出部 2 3 は、デジタルフィルタ A D F から出力される希望信号 $Y(t)$ の絶対値の 2 乗の値 $Y(t)^2$ を演算する演算器 2 3 a と、演算器 2 3 a の出力を遅延時間 T で遅延させて出力する遅延素子 D b と、演算器 2 3 a の出力値 $Y(t)^2$ と遅延素子 D b の出力値 $Y(t-1)^2$ とを加算することによって希望信号 $Y(t)$ のエンベロープを示す包短線信号 $Y_e(t)$ を出力する加算器 2 3 b と、包短線信号 $Y_e(t)$ と上述の基準信号 $V_{th}(t)$ との差分である誤差成分 $e(t)$ を減算処理にて求める減算器 2 3 c を備えて構成されている。
30

【 0 0 3 2 】

誤差成分制限部 2 4 は、絶対値検波回路 2 4 a と、デジタルローパスフィルタ 2 4 b、振幅制御回路 2 4 c、振幅制限回路 2 4 d とを備えて構成されている。

【 0 0 3 3 】

絶対値検波回路 2 4 a は、誤差成分 $e(t)$ の絶対値 $|e(t)|$ を求め、デジタルローパスフィルタ 2 4 b は、その絶対値 $|e(t)|$ を平滑化することによって、平滑化した誤差成分 $Dce(t)$ を生成して出力する。
40

【 0 0 3 4 】

振幅制御回路 2 4 c は、誤差成分 $Dce(t)$ の振幅を逐一監視し、その誤差成分 $Dce(t)$ の振幅が予め決められた値を超えた場合に、振幅制限回路 2 4 d を制御して、誤差成分 $e(t)$ の振幅を抑制した信号、すなわち補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ を出力させる。誤差成分 $Dce(t)$ の振幅が予め決められた値に達していない場合には、振幅制限回路 2 4 d を制御して、誤差成分 $e(t)$ の振幅を抑制されることなくそのまま補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ として出力させる。
50

【0035】

振幅制限回路24dは、デジタルアッテネータ又は増幅器で形成されており、上述の振幅制御回路24cからの制御に従って、減衰率又は増幅率を変化させることにより、誤差成分 $e(t)$ の振幅を調整した補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ を出力する。

【0036】

つまり、振幅制限回路24dは、デジタルアッテネータで形成されている場合には、誤差成分 $Dce(t)$ の振幅が予め決められた値に達していないときに、振幅制御回路24cから制御されると、減衰率を0dBにすることによって誤差成分 $e(t)$ をそのまま補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ として出力し、誤差成分 $Dce(t)$ の振幅が予め決められた値を超えて振幅制御回路24cから制御されると、減衰率を増加することによって、誤差成分 $e(t)$ の振幅を抑制した補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ を出力する。10

【0037】

一方、振幅制限回路24dが、増幅器で形成されている場合には、誤差成分 $Dce(t)$ の振幅が予め決められた値に達していないときに振幅制御回路24cから制御されると、増幅率を予め決められている基準の増幅率に維持することによって誤差成分 $e(t)$ をそのまま補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ として出力し、誤差成分 $Dce(t)$ の振幅が予め決められた値を超えて振幅制御回路24cから制御されると、増幅率を基準の増幅率より小さくすることによって、誤差成分 $e(t)$ の振幅を抑制した補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ を出力する。

【0038】

また、本実施形態では、振幅制御回路24cは、予め決められた値を超えた誤差成分 $Dce(t)$ の対数値を求め、その対数値に比例した値に従って振幅制限回路24cの減衰率又は増幅率を調整させることにより、上述の抑制した補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ を出力させている。20

【0039】

タップ係数更新部25は、振幅制限回路24dから出力される補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ を遅延時間Tに同期して入力し、補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ 若しくは減算器23cから出力される誤差成分 $e(t)$ をほぼ0に収束させるように、次式(1)で表されるタップ係数更新アルゴリズムに基づいて、乗算器 $MP_0 \sim MP_{m-1}$ の各タップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ をアダプティブに可変制御する。

【0040】

なお、次式(1)は、電波が受信アンテナANTに到来するまでの伝搬路の逆特性をテイラー展開することによって得られる、マルチパス歪を生じさせる反射波成分の項を表している。30

【0041】

【数1】

$$K_j(t) = K_j(t-1) - \alpha \cdot e_{cp}(t) \cdot \{X_j(t) \cdot Y(t) + X_j(t-1) \cdot Y(t-1)\} \quad \cdots (1)$$

$$\left[\begin{array}{l} \text{ただし、} j=0, 1, 2, 3, \dots, m-1, \alpha > 0, \\ t \text{は遅延時間T毎の時点を示す自然数} \end{array} \right]$$

【0042】

かかる構成を有するマルチパス除去フィルタ12は、中間周波信号 $X_{in}(t)$ が入力されると、上述の遅延時間Tに同期して処理を繰り返す。

【0043】

そして、デジタルフィルタADFが、m段の遅延素子 $D_0 \sim D_{m-1}$ によって中間周波信号 $X_{in}(t)$ を遅延時間Tで遅延させつつ、乗算器 $MP_0 \sim MP_{m-1}$ のタップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ を乗算し、更に加算器ADDによって乗算器 $MP_0 \sim MP_{m-1}$ から出力されるm個の出力を加算することによって希望信号 $Y(t)$ を生成してFM検波部14へ供給する。

【0044】

10

20

30

40

50

更に、上述のエンベロープ検出部22において評価基準としての基準信号 $V_{th}(t)$ を生成すると共に、誤差検出部23が希望信号 $Y(t)$ の包絡線信号 $Ye(t)$ と基準信号 $V_{th}(t)$ との誤差成分 $e(t)$ を演算し、更に誤差成分制限部24が誤差成分 $e(t)$ の振幅を抑制した補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ を生成した後、タップ係数更新部25が補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ 若しくは誤差成分 $e(t)$ をほぼ0に収束させるように、上記式(1)で表されるタップ係数更新アルゴリズムに基づいてデジタルフィルタADFの各タップ係数 $K_0(t) \sim K_{m-1}(t)$ をアダプティブに可変制御する。

【0045】

本マルチパス除去フィルタ12によれば、誤差成分 $e(t)$ の振幅が予め決められた値を超えるような場合に、上記式(1)で表されるように、その振幅を抑制した補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ に基づいてタップ係数 $K_0(t) \sim K_{m-1}(t)$ を可変制御するので、タップ係数 $K_0(t) \sim K_{m-1}(t)$ の変化を抑制することとなり、補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ 若しくは誤差成分 $e(t)$ を迅速にほぼ0に収束させる。このため、デジタルフィルタADFを安定化させることができ、ひいてはマルチパスに対して安定に収束動作が可能なマルチパス除去フィルタが実現されている。

【0046】

より詳細に述べれば、タップ係数更新部25が上記式(1)で表されるアルゴリズムに従ってタップ係数 $K_0(t) \sim K_{m-1}(t)$ を可変制御すると、予め決められている係数値に依存して上述の収束に要する時間が決まる。

【0047】

ここで、減算器23cから出力される誤差成分 $e(t)$ は絶対値検出回路24aを介してデジタルローパスフィルタ24bに入力されることから、デジタルローパスフィルタ24bの時定数特性に従って、次第に誤差成分 $Dce(t)$ が確定していく。つまり、確定した誤差成分 $Dce(t)$ が振幅制御回路24cに供給されるまでの期間中、別言すれば、誤差成分 $Dce(t)$ が未だ確定していない期間中では、誤差成分 $e(t)$ の振幅が未だ小さいので、補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ は誤差成分 $e(t)$ とほぼ等しくなり、この補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ に基づいてタップ係数更新部25が上記式(1)で表されるアルゴリズムに従ってタップ係数 $K_0(t) \sim K_{m-1}(t)$ を可変制御すると、予め決められている係数値に依存した速度で補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ 若しくは誤差成分 $e(t)$ をほぼ0に収束させることができ、デジタルフィルタADFを安定化させることができる。

【0048】

一方、デジタルフィルタADFがマルチパスの影響によって不安定となる可能性が生じた場合には、デジタルローパスフィルタ14bの時定数で決まる時間の経過後に、予め決められた振幅を超える誤差成分 $Dce(t)$ が確定し、その確定した誤差成分 $Dce(t)$ が振幅制御回路24cに供給されることになる。したがって、振幅制御回路24cは振幅制限回路24dを制御することによって、誤差成分 $e(t)$ の振幅を抑制させ、その振幅抑制後の信号を補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ として出力させる。

【0049】

そして、この振幅が抑制された補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ に基づいてタップ係数更新部25が上記式(1)で表されるアルゴリズムに従ってタップ係数 $K_0(t) \sim K_{m-1}(t)$ を可変制御すると、補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ と係数との乗算値が小さくなつて、実質的に係数の値が小さくなることになるため、補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ 若しくは誤差信号 $e(t)$ をほぼ0に収束させるために要する時間を短くすることができ、デジタルフィルタADFを安定化させることができる。

【0050】

このように、マルチパス除去フィルタ12は、マルチパスに対して安定に収束動作が可能な構成となっている。

【0051】

再び図1において、FM検波部14は、デジタルフィルタADFから出力される希望信号 $Y(t)$ をFM検波することによってコンポジット信号を生成して出力する。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 2 】

ミュート処理部 15 は、上述のコンポジット信号の振幅を調整する可変デジタルアップネータで形成されている。

【 0 0 5 3 】

高域除去フィルタ 16 は、ミュート処理部 15 からのコンポジット信号の高域成分を除去するため、 f 特を変化させることが可能な可変デジタルフィルタで形成されている。

【 0 0 5 4 】

ステレオ復調部 17 は、分離度を可変調節することが可能なマトリクス回路と、ディエンファシス回路とを備え、ミュート処理部 15 からのコンポジット信号を上述の分離度に応じてマトリクス処理することにより、左右チャンネル信号 DL, DR を生成して出力する。
10

【 0 0 5 5 】

第 1 の電界強度検出部 18 は、A / D 変換器 10 からの中間周波信号 DIF を AM 検波又は、AM 検波して実効値を演算することによって、受信アンテナにおける電界強度を検出し、検出した第 1 の電界強度検出信号 Es1 を制御部 21 へ供給する。

【 0 0 5 6 】

第 2 の電界強度検出部 19 は、マルチパス除去フィルタ 12 から出力される希望信号 Y(t) を AM 検波、又は、AM 検波して実効値を演算することによって、受信アンテナにおけるノイズ成分に関する電界強度を検出し、検出した第 2 の電界強度検出信号 Es2 をノイズ量検出部 20 へ出力する。
20

【 0 0 5 7 】

ノイズ量検出部 20 は、第 2 の電界強度検出信号 Es2 からノイズ成分を検出し、検出したノイズ検出信号 Ns を制御部 21 へ供給する。

【 0 0 5 8 】

制御部 21 は、第 1 の電界強度検出信号 Es1 とノイズ検出信号 Ns を入力し、図 3 (a) (b) を参照して次に述べる処理を行うことによって、ミュート処理部 15 と高域除去フィルタ 16 とステレオ復調部 17 の各特性を可変制御することにより、ステレオ復調部 17 から S / N の良い左右チャンネル信号 DL, DR を出力させる。

【 0 0 5 9 】

すなわち、制御部 21 は、第 1 の電界強度検出信号 Es1 とノイズ検出信号 Ns の変化を逐一監視し、これらの信号 Es1, Ns の変化に応じて、制御信号 CNT1, CNT2, CNT3 によってミュート処理部 15 と高域除去フィルタ 16 とステレオ復調部 17 の各特性を可変制御する。
30

【 0 0 6 0 】

そして、図 3 (a) に示すように、第 1 の電界強度検出信号 Es1 を予め決められている電界強度に関する異なった値の第 1, 第 2 の閾値 E th1, E th2 と比較し、第 1 の電界強度検出信号 Es1 の値が第 1 の閾値 E th1 より小さいときには、第 1 の電界強度検出信号 Es1 の値に応じて、ミュート処理部 15 における減衰量を可変制御（ミュート制御）することによって、S / N を向上させる。

【 0 0 6 1 】

つまり、第 1 の電界強度検出信号 Es1 の値が第 1 の閾値 E th1 より小さいときには、第 1 の電界強度検出信号 Es1 の値が減少する毎に、ミュート処理部 15 における減衰量を増加することによって、S / N を向上させる。
40

【 0 0 6 2 】

なお、S / N の良い左右チャンネル信号 DL, DR が得られる環境を実験的に実現し、そのときのミュート処理部 15 における減衰量と、高域除去フィルタ 16 の f 特と、ステレオ復調部 17 における分離度とを標準（デフォルト）の特性に決めて、これらの特性データを制御部 21 に予め記憶させておくことにより、標準（デフォルト）の特性を基準にして第 1 の電界強度検出信号 Es1 の値に応じた制御を行うようになっている。

【 0 0 6 3 】

50

次に、第1の電界強度検出信号E s1の値が第1，第2の閾値E th1，E th2の間のときには、制御部21は、高域除去フィルタ16のf特（高域の利得）を可変制御（ハイカット制御）することにより、S/Nを向上させる。

【0064】

すなわち、第1の電界強度検出信号E s1の値が第1，第2の閾値E th1，E th2の間のときには、第1の電界強度検出信号E s1の値が減少する毎に、高域除去フィルタ16の高域の利得を減衰させるようにf特を制御することにより、S/Nを向上させる。

【0065】

次に、第1の電界強度検出信号E s1の値が第2の閾値E th2より大きくなると、制御部21は、ステレオ復調部17における分離度を変化させるためのセパレーション制御を行うことにより、S/Nを向上させる。 10

【0066】

つまり、第1の電界強度検出信号E s1の値が第2の閾値E th2より大きくなると、第1の電界強度検出信号E s1の値が増す毎に、ステレオ復調部17における分離度を増加させるセパレーション制御を行う。 15

【0067】

更に図3（b）に示すように、制御部21は、ノイズ検出信号N sを予め決められているノイズ成分に関する第3，第4の閾値N th1，N th2と比較し、ミュート処理部15と高域除去フィルタ16とステレオ復調部17の各特性を可変制御することにより、ステレオ復調部17からS/Nの良い左右チャンネル信号DL，DRを出力させる。 20

【0068】

まず、ノイズ検出信号N sの値が第3の閾値N th1より小さいときには、制御部21は、ステレオ復調部17における分離度を変化させるためのセパレーション制御を行うことにより、S/Nを向上させる。 25

【0069】

つまり、ノイズ検出信号N sの値が第3の閾値N th1より小さいときには、ノイズ検出信号N sの値が増す毎に、ステレオ復調部17における分離度を減少させるセパレーション制御を行う。 30

【0070】

次に、ノイズ検出信号N sの値が第3，第4の閾値N th1，N th2の間のときには、制御部21は、高域除去フィルタ16のf特（高域の利得）を可変制御することにより、S/Nを向上させる。 35

【0071】

つまり、ノイズ検出信号N sの値が第3，第4の閾値N th1，N th2の間のときには、制御部21は、ノイズ検出信号N sの値が増す毎に、高域除去フィルタ16の高域の利得を減衰させないようにf特を制御することにより、S/Nを向上させる。 40

【0072】

次に、ノイズ検出信号N sの値が第4の閾値N th2より大きくなると、制御部21は、ノイズ検出信号N sの値に応じて、ミュート処理部15における減衰量を可変制御することによって、S/Nを向上させる。 45

【0073】

つまり、ノイズ検出信号N sの値が第4の閾値N th2より大きいときには、第ノイズ検出信号N sの値が増す毎に、ミュート処理部15における減衰量を増加することによって、S/Nを向上させる。 50

【0074】

そして、制御部21は、図3（a）（b）に示した2つの条件を両立させた組み合わせで、ミュート処理部15と高域除去フィルタ16とステレオ復調部17の各特性を可変制御することにより、S/Nの良い左右チャンネル信号DL，DRを発生させる。

【0075】

以上説明したように本実施形態の受信機によれば、第1の電界強度検出部18が、A/ 50

D変換器10から出力されマルチパス除去部13に入力されていない中間周波信号DIFから電界強度を検出することにより、受信アンテナにおける電界強度を適切に検出することができ、その検出した第1の電界強度検出信号Es1に基づいてミュート処理部15と高域除去フィルタ16とステレオ復調部17の各特性を制御するので、S/Nの良好な左右チャンネル信号DL, DRを発生させることができる。

【0076】

更に、第2の電界強度検出部19がマルチパス除去フィルタ13においてマルチパス歪の除去処理の施された希望信号Y(t)から第2の電界強度検出信号Es2を検出すると共に、ノイズ量検出部20が第2の電界強度検出信号Es2からノイズ検出信号Nsを検出することによって、希望信号Y(t)に残存しているノイズ成分の量を表すノイズ検出信号Nsを検出することができる。そして、このノイズ検出信号Nsに基づいてミュート処理部15と高域除去フィルタ16とステレオ復調部17の各特性を制御するので、S/Nの良好な左右チャンネル信号DL, DRを発生させることができる。10

【0077】

つまり、より実際に即応した電界強度を示す第1の電界強度検出信号Es1と、マルチパス歪の除去処理が施されているがノイズ成分が残存している希望信号Y(t)から求めたノイズ検出信号Nsとの両者の変化に応じて、制御部21が、図3(a)(b)に示した2条件に従って、ミュート処理部15と高域除去フィルタ16とステレオ復調部17の各特性を制御するので、マルチパス除去フィルタ12でマルチパス歪を除去し且つ、S/Nの良好な左右チャンネル信号DL, DRを発生させることができる。20

【0078】

また、本発明者が本実施形態の受信機を開発するに当たり、ミュート処理部15と高域除去フィルタ16とステレオ復調部17の各特性を制御する際に必要となる電界強度検出信号とノイズ検出信号を生成するための回路構成として、図4(a)(b)に例示する2態様を検討したので、図1に示した好適な実施形態と、これら2態様の回路構成とを比較検討した結果を、以下説明する。

【0079】

なお、図4(a)(b)において、図1と同一又は相当する部分が同一符号で示されている。

【0080】

まず、図4(a)に示す受信機(以下「第1例の受信機」という)は、マルチパス除去フィルタ12から出力される希望信号Y(t)をAM検波することによって電界強度検出信号Esを出力する電界強度検出部100と、その電界強度検出信号Esに含まれるノイズ成分の量を検出してノイズ検出信号Nsを出力するノイズ量検出部200と、これら電界強度検出信号Esとノイズ検出信号Nsの変化に応じて、図3(a)(b)に示した2条件に従って、ミュート処理部15と高域除去フィルタ16とステレオ復調部17の各特性を制御する制御部300が設けられている。30

【0081】

この第1例の受信機によると、電界強度検出部100は、AGC回路11に入力されていない中間周波信号DIFから電界強度を検出するのではなく、AGC回路11とマルチパス除去フィルタ12によって処理された後の希望信号Y(t)から電界強度を予測検出することとなるため、受信アンテナにおける実際に相応した電界強度を検出することが困難となる。このため、好適な実施形態として示した図1の受信機の方が、図4(a)に示す第1例の受信機よりも、S/Nの向上を図ることが出来るという結果が得られた。40

【0082】

次に、図4(b)に示す受信機(以下「第2例の受信機」という)は、マルチパス歪の除去処理がなされていない中間周波信号DIFをAM検波することによって電界強度検出信号Esを出力する電界強度検出部100と、その電界強度検出信号Esに含まれるノイズ成分の量を検出してノイズ検出信号Nsを出力するノイズ量検出部200と、これら電界強度検出信号Esとノイズ検出信号Nsの変化に応じて、図3(a)(b)に示した2条50

件に従って、ミュート処理部15と高域除去フィルタ16とステレオ復調部17の各特性を制御する制御部300が設けられている。

【0083】

この第2例の受信機によると、電界強度検出部100は、中間周波信号DIFから電界強度を検出するので、受信アンテナにおける実際に相応した電界強度を示す電界強度検出信号Esを検出することが可能であるが、その反面で、ノイズ量検出部200は、AGC回路11とマルチパス除去フィルタ12によって処理された後の希望信号Y(t)に残存しているノイズ成分の量を示すノイズ検出信号を検出することができない。つまり、図4(b)に示されているノイズ検出信号Nsは、希望信号Y(t)に残存しているノイズ成分の量を示す信号とはならない。

10

【0084】

したがって、希望信号Y(t)をFM検波することによってFM検波部14から出力されるコンポジット信号についてS/Nを向上させるべく、電界強度検出部100とノイズ量検出部200から出力される上述の電界強度検出信号Esとノイズ検出信号Nsに基づいて、ミュート処理部15と高域除去フィルタ16とステレオ復調部17の各特性を制御しても、コンポジット信号について十分にS/Nを向上させるべく処理することが困難となる。このため、好適な実施形態として示した図1の受信機の方が、図4(b)に示す第2例の受信機よりも、S/Nの向上を図ることが出来るという結果が得られた。

20

【0085】

なお、本発明の好適な実施形態として、図1の受信機を示したが、図2に示したマルチパス除去フィルタ12は他の構成であっても良い。

【0086】

例えば、図2に示したマルチパス除去フィルタ12は、優れた安定性を確保するために、絶対値検波回路24aとデジタルローパスフィルタ24bと振幅制御回路24cと振幅制限回路24dとを備えた誤差成分抑制部24が設けられているが、この誤差成分抑制部24を省略した構成とし、減算器23cから出力される誤差成分e(t)を、補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ の代わりに、タップ係数更新部25に供給してもよい。

【0087】

かかる構成によると、上記式(1)中に示されている補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ が誤差成分e(t)に置き換わることになるが、例えば都市部等において通常の受信を行う場合には、実用上の問題を生じることはない。

30

【0088】

また、上記式(1)中の右辺第1項に示されているタップ係数 $K_j(t-1)$ に変数 α を乗算するように、タップ係数更新アルゴリズムを変更し、上述の補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ 又は誤差成分e(t)の変化に応じて、タップ係数更新部25が変数 α を可変制御するようにしてもよい。

40

【0089】

かかる構成によると、マルチパスの影響によってデジタルフィルタADFの動作が不安定になる可能性が生じた場合でも、変数 α の値に応じて、補正誤差成分 $e_{cp}(t)$ 又は誤差成分e(t)をほぼ0に収束させるための速度を短くすることができるため、マルチパスに対して安定したマルチパス除去フィルタを実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【0090】

【図1】実施形態の受信機の構成を表したブロック図である。

【図2】図1に示されているマルチパス除去フィルタの構成を表したブロック図である。

【図3】図1に示されている制御部の動作を説明するための図である。

【図4】図1、図2に示されている受信機を評価するために示した、第1例の受信機と第2例の受信機の構成を表したブロック図である。

【図5】従来の受信機の構成を表したブロック図である。

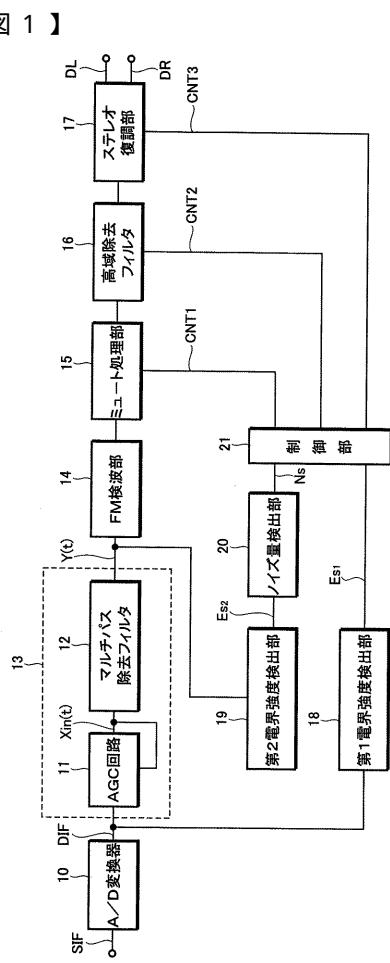
【符号の説明】

50

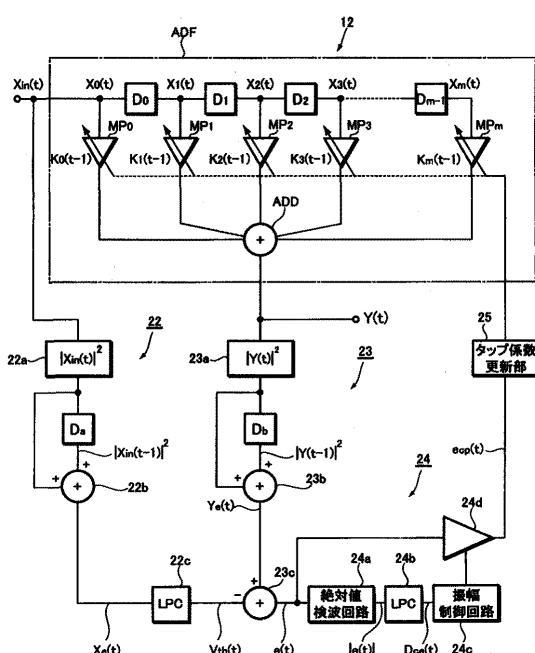
【図1】

- 1 2 ... マルチパス除去フィルタ
 1 3 ... マルチパス除去
 1 4 ... FM検波部
 1 5 ... ミュート処理部
 1 6 ... 高域除去フィルタ
 1 7 ... ステレオ復調部
 1 8 ... 第1電界強度検出部
 1 9 ... 第2電界強度検出部
 2 0 ... ノイズ量検出部
 2 1 ... 制御部

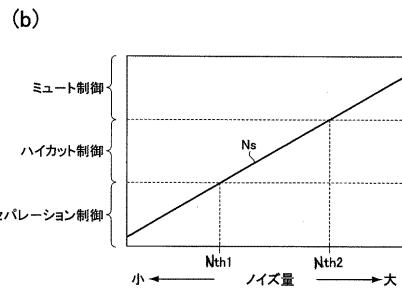
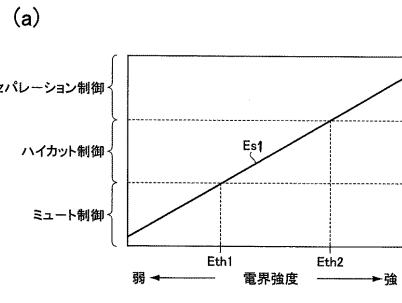
10



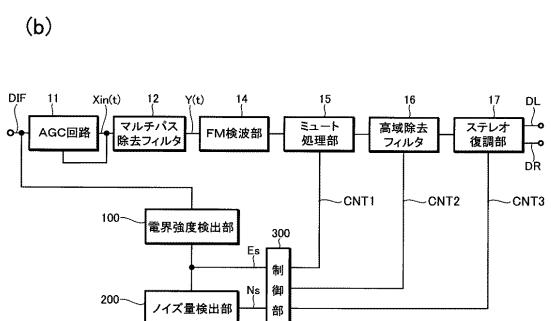
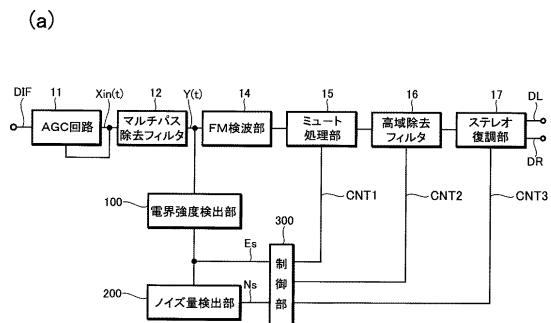
【図2】



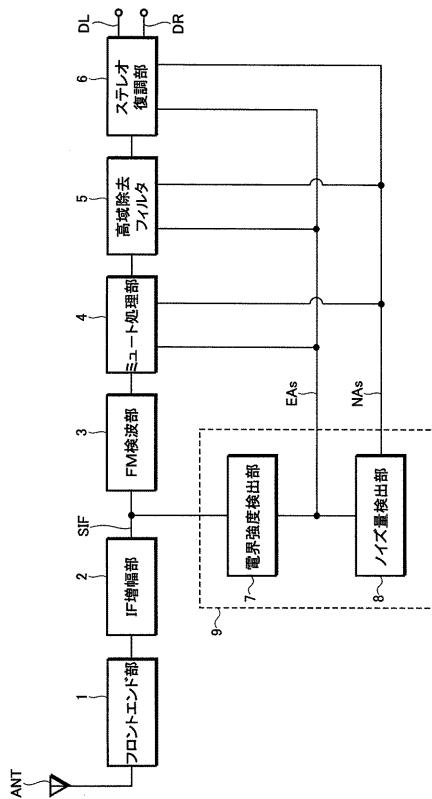
【図3】



【図4】



【図5】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開平07-336250(JP,A)
実開昭56-039751(JP,U)
特開平03-265221(JP,A)
特開2003-168991(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 1/10
H04B 7/005