

(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.

F I

H O 4 B 1/10 (2006. 01)

H O 4 B 1/10 V

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

H O 4 B 7/005

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 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 F M 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、F M 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ンネル信号（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 S IF を出力する。F M 検波部 3 がその中間周波信号 S IF を F M 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 から左右チャンネル信号 DL, DR を出力させる。

【0005】

更に、中間周波信号 S IF を A M 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 E A s 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 の良好な左右チャンネル信号 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 E A s 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 N A s と上述の電界強度検出信号 E A s 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 の良好な左右チャンネル信号 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（A R C 制御、P N S 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

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SIF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SIF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SIF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。

【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。

【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。

【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。

【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

10

20

30

40

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。

【 0 0 1 7 】

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】

【 0 0 1 8 】

以下、本発明の好適な実施の形態として、F M 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。

【 0 0 1 9 】

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 I F 増幅器とが備えられており、I F 増幅器から出力される増幅後の中間周波信号 S I F 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 I F を出力する A / D 変換器 1 0 が設けられている。

20

【 0 0 2 0 】

A / D 変換器 1 0 には、中間周波信号 D I F を入力信号として入力する自動利得制御回路（以下「A G C 回路」という）1 1 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 1 2 とを有するマルチパス除去部 1 3 が接続されると共に、第 1 の電界強度検出部 1 8 が接続されている。

【 0 0 2 1 】

マルチパス除去フィルタ 1 2 の出力端には F M 検波部 1 4 が接続され、更に F M 検波部 1 4 の出力側に、復調手段としてのミュート処理部 1 5 と高域除去フィルタ 1 6 及びステレオ復調部 1 7 が従属して直列接続されている。

30

【 0 0 2 2 】

更に、マルチパス除去フィルタ 1 2 の出力端には第 2 の電界強度検出部 1 9 が接続され、第 2 の電界強度検出部 1 9 の出力端にノイズ量検出部 2 0 が接続されている。

【 0 0 2 3 】

更に、第 1 の電界強度検出部 1 8 から出力される第 1 の電界強度検出信号 E s 1 と、ノイズ量検出部 2 0 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 s 1 , N s の変化に応じて、ミュート処理部 1 5 と高域除去フィルタ 1 6 とステレオ復調部 1 7 の各特性を可変制御する制御部 2 1 が設けられている。

【 0 0 2 4 】

そして、上述の A G C 回路 1 1、マルチパス除去フィルタ 1 2、F M 検波部 1 4、ミュート処理部 1 5、高域除去フィルタ 1 6、ステレオ復調部 1 7、第 1 , 第 2 の電界強度検出部 1 8 , 1 9、ノイズ量検出部 2 0 及び制御部 2 1 は、デジタル回路又はデジタルシグナルプロセッサ ( D S P ) によって形成されている。

40

【 0 0 2 5 】

上述の A G C 回路 1 1 は、A / D 変換器 1 0 より供給される中間周波信号 D I F 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 1 2 へ出力する。すなわち、F M 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 1 2 へ供給するため、A G C 回

50

路 11 が設けられている。

【0026】

マルチパス除去フィルタ 12 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 ADF と、エンベロープ検出部 22 と、誤差検出部 23 と、誤差成分制限部 24 と、タップ係数更新部 25 を備えて構成されている。

【0027】

デジタルフィルタ ADF 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일러展開することによって近似された FIR デジタルフィルタ又は IIR 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

【0028】

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  $MP_0 \sim MP_{m-1}$  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  $MP_0 \sim MP_{m-1}$  の  $m$  個の出力を加算器 ADD 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。

【0029】

エンベロープ検出部 22 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 22a と、演算器 22a の出力を遅延時間  $T$  で遅延させて出力する遅延素子 Da と、演算器 22a の出力値  $|X_{in}(t)|^2$  と遅延素子 Da 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 22b 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 22c とを備えて構成されている。

20

【0030】

すなわち、エンベロープ検出部 22 は、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、直流の基準信号  $V_{th}(t)$  を生成して出力する。

【0031】

誤差検出部 23 は、デジタルフィルタ ADF 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 23a と、演算器 23a の出力を遅延時間  $T$  で遅延させて出力する遅延素子 Db と、演算器 23a の出力値  $|Y(t)|^2$  と遅延素子 Db 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絡線信号  $Y_e(t)$  を出力する加算器 23b と、包絡線信号  $Y_e(t)$  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 23c を備えて構成されている。

30

【0032】

誤差成分制限部 24 は、絶対値検波回路 24a と、デジタルローパスフィルタ 24b、振幅制御回路 24c、振幅制限回路 24d とを備えて構成されている。

【0033】

絶対値検波回路 24a 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 24b 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

【0034】

振幅制御回路 24c 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 24d 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 24d を制御して、誤差成分  $e(t)$  の振幅を抑制させ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

## 【 0 0 3 5 】

振幅制限回路 2 4 d 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 2 4 c 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。

## 【 0 0 3 6 】

つまり、振幅制限回路 2 4 d 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  $D_{ce}(t)$  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 2 4 c から制御されると、減衰率を 0 dB 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  $D_{ce}(t)$  の振幅が予め決められた値を超えて振幅制御回路 2 4 c 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

## 【 0 0 3 7 】

一方、振幅制限回路 2 4 d が、増幅器で形成されている場合には、誤差成分  $D_{ce}(t)$  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 2 4 c 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  $D_{ce}(t)$  の振幅が予め決められた値を超えて振幅制御回路 2 4 c 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。

## 【 0 0 3 8 】

また、本実施形態では、振幅制御回路 2 4 c は、予め決められた値を超えた誤差成分  $D_{ce}(t)$  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 2 4 c 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

## 【 0 0 3 9 】

タップ係数更新部 2 5 は、振幅制限回路 2 4 d 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 2 3 c 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。

## 【 0 0 4 0 】

30

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。

## 【 0 0 4 1 】

## 【 数 1 】

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

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

40

## 【 0 0 4 2 】

かかる構成を有するマルチパス除去フィルタ 1 2 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。

## 【 0 0 4 3 】

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 1 4 へ供給する。

## 【 0 0 4 4 】

50

更に、上述のエンベロープ検出部 2 2 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 2 3 が希望信号  $Y(t)$  の包絡線信号  $Y_e(t)$  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 2 4 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 2 5 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 A D F 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。

【 0 0 4 5 】

本マルチパス除去フィルタ 1 2 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 A D F 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。

【 0 0 4 6 】

より詳細に述べれば、タップ係数更新部 2 5 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。

【 0 0 4 7 】

ここで、減算器 2 3 c から出力される誤差成分  $e(t)$  は絶対値検出回路 2 4 a を介してデジタルローパスフィルタ 2 4 b に入力されることから、デジタルローパスフィルタ 2 4 b 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 2 4 c 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 2 5 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 A D F を安定化させることができる。

【 0 0 4 8 】

一方、デジタルフィルタ A D F 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 1 4 b 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 2 4 c に供給されることになる。したがって、振幅制御回路 2 4 c は振幅制限回路 2 4 d 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。

【 0 0 4 9 】

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 2 5 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って、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 A D F を安定化させることができる。

【 0 0 5 0 】

このように、マルチパス除去フィルタ 1 2 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。

【 0 0 5 1 】

再び図 1 において、F M 検波部 1 4 は、デジタルフィルタ A D F から出力される希望信号  $Y(t)$  を F M 検波することによってコンボジット信号を生成して出力する。

## 【 0 0 5 2 】

ミュート処理部 1 5 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テネータで形成されている。

## 【 0 0 5 3 】

高域除去フィルタ 1 6 は、ミュート処理部 1 5 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 1 7 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 1 5 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 1 8 は、A / D 変換器 1 0 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 2 1 へ供給する。

## 【 0 0 5 6 】

第 2 の電界強度検出部 1 9 は、マルチパス除去フィルタ 1 2 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 2 0 へ出力する。

20

## 【 0 0 5 7 】

ノイズ量検出部 2 0 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 2 1 へ供給する。

## 【 0 0 5 8 】

制御部 2 1 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 1 5 と高域除去フィルタ 1 6 とステレオ復調部 1 7 の各特性を可変制御することにより、ステレオ復調部 1 7 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 2 1 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 CNT 1, CNT 2, CNT 3 によってミュート処理部 1 5 と高域除去フィルタ 1 6 とステレオ復調部 1 7 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 Eth1, Eth2 と比較し、第 1 の電界強度検出信号 Es1 の値が第 1 の閾値 Eth1 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 1 5 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 Eth1 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 1 5 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 1 5 における減衰量と、高域除去フィルタ 1 6 の  $f$  特と、ステレオ復調部 1 7 における分離度とを標準 (ディフォルト) の特性に決めて、これらの特性データを制御部 2 1 に予め記憶させておくことにより、標準 (ディフォルト) 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  $E_{th1}$  ,  $E_{th2}$  の間的时候には、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  $E_{th1}$  ,  $E_{th2}$  の間的时候には、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 における分離度を变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。

【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 における分離度を变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。

【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。

【0070】

次に、ノイズ検出信号  $N_s$  の値が第 3 , 第 4 の閾値  $N_{th1}$  ,  $N_{th2}$  の間的时候には、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。

30

【0071】

つまり、ノイズ検出信号  $N_s$  の値が第 3 , 第 4 の閾値  $N_{th1}$  ,  $N_{th2}$  の間的时候には、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るように  $f$  特を制御することにより、 $S/N$  を向上させる。

【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。

40

【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。

【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、 $A/N$

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】

30

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。

【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  $E_s$  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  $N_s$  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  $E_s$  とノイズ検出信号  $N_s$  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。

【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。

20

【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 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 を可変制御するようにしてもよい。

【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 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。

40

【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】

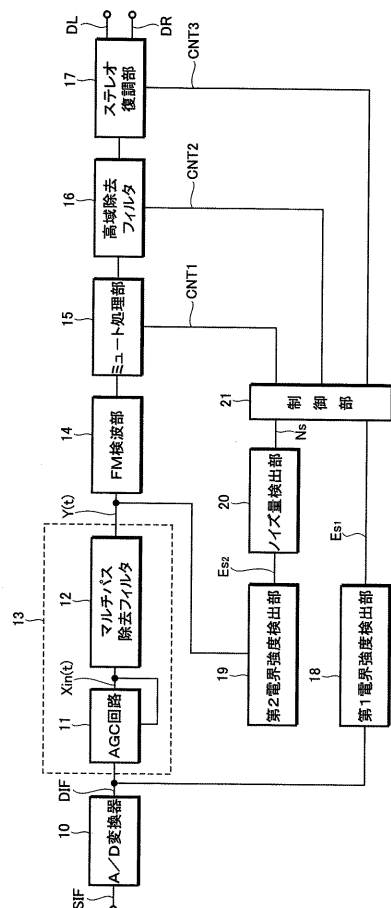
50

## 【 0 0 9 1 】

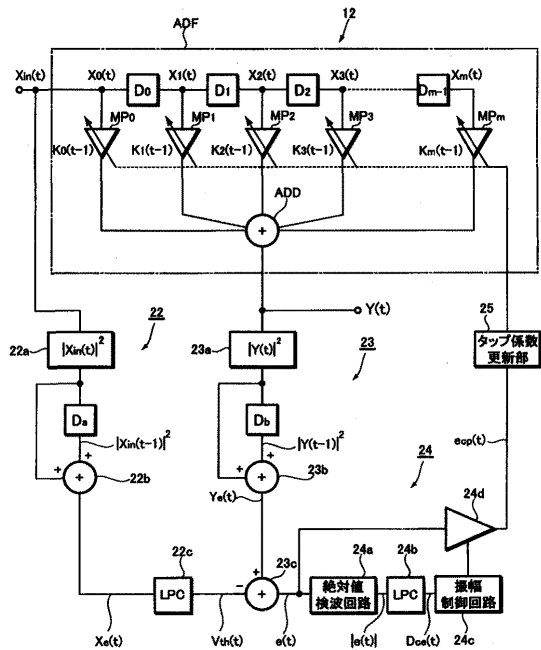
- 1 2 ... マルチパス除去フィルタ
- 1 3 ... マルチパス除去
- 1 4 ... F M 検波部
- 1 5 ... ミュート処理部
- 1 6 ... 高域除去フィルタ
- 1 7 ... ステレオ復調部
- 1 8 ... 第 1 電界強度検出部
- 1 9 ... 第 2 電界強度検出部
- 2 0 ... ノイズ量検出部
- 2 1 ... 制御部

10

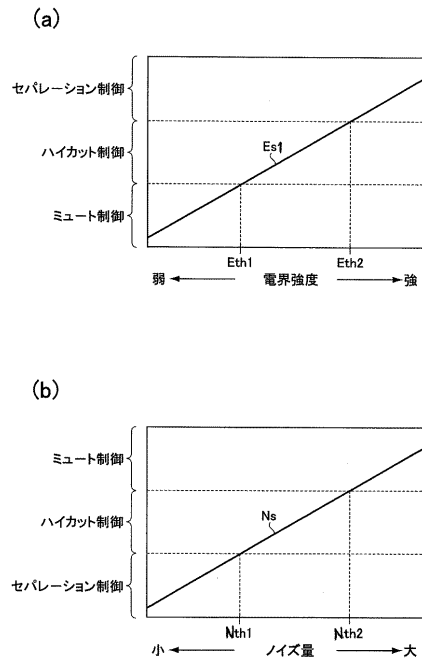
【 図 1 】



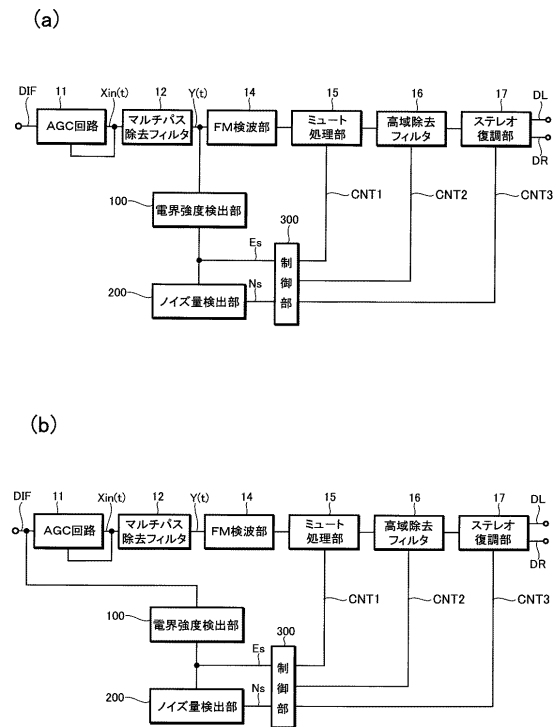
【 図 2 】



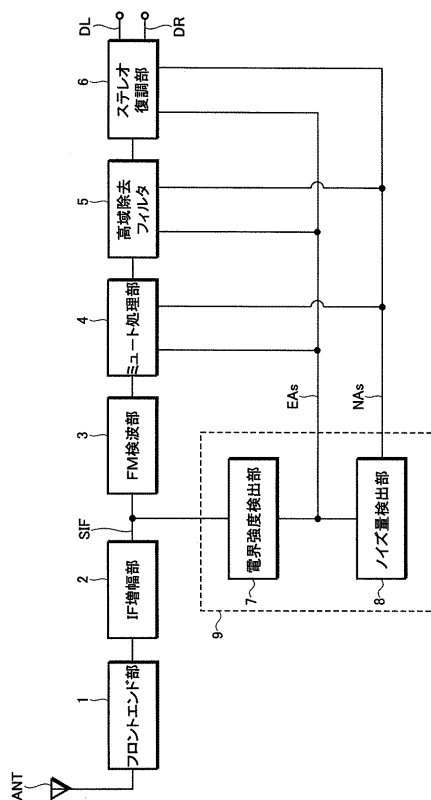
【図 3】



【図 4】



【図 5】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開平 0 7 - 3 3 6 2 5 0 ( J P , A )  
実開昭 5 6 - 0 3 9 7 5 1 ( J P , U )  
特開平 0 3 - 2 6 5 2 2 1 ( J P , A )  
特開 2 0 0 3 - 1 6 8 9 9 1 ( J P , A )

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)  
H 0 4 B 1 / 1 0  
H 0 4 B 7 / 0 0 5