

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4355202号
(P4355202)

(45) 発行日 平成21年10月28日(2009.10.28)

(24) 登録日 平成21年8月7日(2009.8.7)

(51) Int.Cl.

H04B 1/10 (2006.01)
H04B 1/26 (2006.01)

F 1

H 04 B 1/10
H 04 B 1/26
H 04 B 1/26M
H
J

請求項の数 1 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2003-405024 (P2003-405024)
 (22) 出願日 平成15年12月3日 (2003.12.3)
 (65) 公開番号 特開2005-167719 (P2005-167719A)
 (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】

受信アンテナで受信された高周波の受信信号を局発信号に基づいて混合検波することにより中間周波信号を出力するフロントエンド部と、

前記中間周波信号をアナログデジタル変換して、デジタルの中間周波信号を出力する A/D 変換器と、

前記デジタルの中間周波信号の振幅を一定振幅にすべく調整して出力する振幅調整部と、

前記振幅調整部から出力される信号のマルチパス歪を除去して出力するマルチパス除去フィルタと、

前記局発信号の周波数を連続的に変化させて自動選局を行う制御部とを備え、

前記制御部は、自動選局に際し前記マルチパス除去フィルタのタップ係数を固定することを特徴とする受信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、例えば FM 变調信号、位相变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、マルチパス除去フィルタによってマルチパス歪を除去することにより、受信性能を向上させる受信機が提案されている。

【0003】

この受信機の構成を図4を参照して概説すると、受信アンテナANTで受信した高周波の受信信号を周波数変換部（フロントエンド部）3に入力し、混合検波器（ミキサー）2が局部発振器1から出力される局発信号によって受信信号を混合検波して中間周波信号を生成する。その中間周波信号をIF増幅器4が信号処理可能なレベルに増幅し、増幅後の中間周波信号SIFをA/D変換器5がアナログデジタル変換することによって、デジタルのデータ列から成る中間周波信号DIFをマルチパス除去フィルタ6へ供給する。

【0004】

マルチパス除去フィルタ6は、中間周波信号DIFに対して所定のデジタルフィルタリングを施すことによってマルチパス歪を除去した信号（以下「希望信号」という）Yを出力し、デジタル回路で構成されたFM検波器7が希望信号YをFM検波する。

【0005】

また、ユーザーが受信可能な放送局等を自動的に選局しようと欲して操作部8を操作すると、制御部9が局部発振器1に対してシーク（seek）制御を開始して局発信号の周波数を連続的且つ高速に変化させ、受信感度が良好となったときの局発信号の周波数をメモリ等に逐次格納することによって自動選局を行っている。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

ところが従来の受信機では、自動選局の際、連続的且つ高速に変化する局発信号の周波数に対して受信感度が変動し、上述の混合検波の結果として生成される中間周波信号DIFが急激に変動する場合がある。このため、急激に変動する中間周波信号DIFがマルチパス除去フィルタ6に入力し、マルチパス除去フィルタ6が不安定となる虞がある。

【0007】

また、例えば車両等の移動体に付随して受信位置が変化することとなる受信機にあっては、時々刻々と受信感度が変化する山間部等を移動体が移動すると、中間周波信号DIFが急激に変動する場合があり、上述の自動選局の際と同様に、マルチパス除去フィルタ6が不安定となる虞がある。

【0008】

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、例えば受信感度の変化等に影響されることなく、マルチパス除去フィルタを安定化させて良好な受信性能を発揮する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】

【0010】

請求項1記載の受信機の発明は、受信アンテナで受信された高周波の受信信号を局発信号に基づいて混合検波することにより中間周波信号を出力するフロントエンド部と、前記中間周波信号をアナログデジタル変換して、デジタルの中間周波信号を出力するA/D変換器と、前記デジタルの中間周波信号の振幅を一定振幅にすべく調整して出力する振幅調整部と、前記振幅調整部から出力される信号のマルチパス歪を除去して出力するマルチパス除去フィルタと、前記局発信号の周波数を連続的に変化させて自動選局を行う制御部とを備え、前記制御部は、自動選局に際し前記マルチパス除去フィルタのタップ係数を固定することを特徴とする。

【発明を実施するための最良の形態】

【0011】

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。

【0012】

図1において、本受信機は、操作部100からのユーザー操作に応じて本受信機全体を

10

20

30

40

50

集中制御するマイクロプロセッサ(ＭＰＵ)等を備えた制御部200が設けられている。

【0013】

更に、受信アンテナANTで受信され高周波増幅器10で増幅された高周波の受信信号を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11が備えられている。

【0014】

フロントエンド部11には、局部発振器12と混合検波器13とが設けられ、局部発振器12が、後述の制御部200によって指示される周波数の局発信号 f_c を発生し、混合検波器13が、高周波増幅器10からの高周波の受信信号を局発信号 f_c によって混合検波することにより、中間周波信号を出力する。

10

【0015】

また、局部発振器12には、後述の電界強度検出部16から出力される電界強信号 E_s を制御部200を介して入力し、局発信号 f_c の周波数が所定のロックレンジ(lock range)内に入るように電界強信号 E_s の値に基づいてPLL制御することによって、制御部200から指示される周波数の局発信号 f_c を出力するPLL(Phase locked loop)回路が設けられている。

【0016】

更に、本受信機には、混合検波器13から出力される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14と、増幅後の中間周波信号SIFをアナログデジタル変換することによって、デジタルのデータ列から成る中間周波信号DIFを生成して出力するA/D変換器15とが設けられている。

20

【0017】

A/D変換器15は、高速処理が可能な変調変換方式のA/D変換器で形成されている。なお、A/D変換器15におけるサンプリング周波数は、適宜に決めることが可能であるが、本実施形態では、搬送波の4倍の周波数に決めるられている。

【0018】

A/D変換器15の出力端には、電界強度検出部16と前置調整部17が接続され、前置調整部17は、振幅調整部18と振幅監視部19とマルチパス除去フィルタ20を備えて形成されている。

30

【0019】

電界強度検出部16は、A/D変換器15から出力される中間周波信号DIFをAM検波、又は、AM検波し実効値を演算することによって、受信アンテナANTに到来する電波の電界強度を表す電界強検出信号 E_s を生成し、制御部200及び上述の局部発振器12へ供給する。

【0020】

振幅調整部18は、いわゆる自動利得制御回路(AGC回路)で形成されており、中間周波信号DIFの値(振幅)を逐一検出すると共に、中間周波信号DIFの振幅に応じて自己の利得を自動的に変化させることによって、中間周波信号DIFの振幅を予め決められた振幅に調整し、その調整後の中間周波信号をマルチパス除去フィルタ20への入力信号 $X_{in}(t)$ として出力する。

40

【0021】

更に振幅調整部18は、中間周波信号DIFの振幅を検出して調整する際の個々の周期(以下「調整周期」という)を、振幅監視部19からの制御信号 G_v の指示に従って変化させる。

【0022】

すなわち、振幅調整部18は、通常時には上述のサンプリング周波数の逆数に相当する周期 T を調整周期として、中間周波信号DIFの振幅を逐一検出し、中間周波信号DIFの振幅を予め決められた振幅に自動調整する。一方、振幅監視部19からの制御信号 G_v によって調整周期を変更すべき指示がなされると、変更後の調整周期に同期して、中間周波信号DIFの振幅を逐一検出し、中間周波信号DIFの振幅を予め決められた振幅に調整

50

する。

【0023】

つまり、振幅調整部18は、調整周期 T を変化させることによって、中間周波信号DIFに対して振幅調整を行う際の追従速度を変化させる。

【0024】

振幅監視部19は、振幅調整部18から出力される入力信号 $X_{in}(t)$ のエンベロープを包絡線検波し、そのエンベロープの単位時間当たりの変化率が予め決められた値を超えると、制御信号 Gv によって振幅調整部18の調整周期 T を変化させる。

【0025】

つまり、入力信号 $X_{in}(t)$ のエンベロープを $X_{ev}(t)$ で表すこととすると、振幅監視部19はそのエンベロープ $X_{ev}(t)$ の単位時間当たりの変化率 $dX_{ev}(t)/dt$ を調べる。そして、図3(a)の特性図に示すように、変化率 $dX_{ev}(t)/dt$ が予め決められている閾値 $\pm TH_1$ の範囲内、すなわち、 $-TH_1 < dX_{ev}(t)/dt < TH_1$ のときには、振幅調整部18に指示して調整周期 T を通常の周期 T に設定させる。一方、変化率 $dX_{ev}(t)/dt$ が予め決められている閾値 $\pm TH_1$ の範囲外、すなわち、 $-TH_1 > dX_{ev}(t)/dt$ 又は $TH_1 < dX_{ev}(t)/dt$ となると、振幅監視部19は、変化率 $dX_{ev}(t)/dt$ の値に応じて、振幅調整部18の調整周期 T を通常の周期 T より小さい周期 T_1, T_2, T_3, \dots へと段階的に変化させる。

【0026】

このように、振幅監視部19は、変化率 $dX_{ev}(t)/dt$ を予め決められている閾値 $\pm TH_1, \pm TH_2, \pm TH_3, \dots$ と比較することによって、中間周波信号DIFの振幅変化に対する振幅調整部18の追従性を判定し、振幅調整部18が追従できない場合には、上述の各閾値 $\pm TH_1, \pm TH_2, \pm TH_3, \dots$ に対応して決められている周期 T_1, T_2, T_3, \dots に相当する調整周期 T に同期して、振幅調整部18に自己の利得を自動調整させる。

【0027】

また、振幅監視部19は、図3(a)に示した変化率 $dX_{ev}(t)/dt$ と調整周期 T との関係をルックアップテーブルとして予め記憶し、変化率 $dX_{ev}(t)/dt$ に基づいてルックアップテーブルを参照することによって調整周期 T を決定し、制御信号 Gv によって振幅調整部18を制御する。

【0028】

なお、図3(a)は、変化率 $dX_{ev}(t)/dt$ に対して調整周期 T を段階的に変化させる場合を示しているが、図3(b)に示すように、変化率 $dX_{ev}(t)/dt$ が予め決められている閾値 $\pm TH_1$ の範囲内のときには、調整周期 T を通常の周期 T にし、変化率 $dX_{ev}(t)/dt$ が予め決められている閾値 $\pm TH_1$ の範囲外となると、調整周期 T を変化率 $dX_{ev}(t)/dt$ に比例させて変化させるようにしてもよい。

【0029】

また、図3(c)に示すように、変化率 $dX_{ev}(t)/dt$ がほぼ0のときには調整周期 T を通常の周期 T にし、変化率 $dX_{ev}(t)/dt$ が0から外れると、変化率 $dX_{ev}(t)/dt$ の値に応じて、予め決められた特性曲線Cに対応した調整周期 T で変化させるようにしてもよい。

【0030】

このように、振幅監視部19が振幅調整部18を制御すると、例えば受信アンテナANTにおける電界強度が急激に変動した場合や、ユーザーの要求に応じて自動選局を行っている際等において、中間周波信号DIFの振幅が急激に変化しても、振幅調整部18は、調整周期 T が小さくなることによって中間周波信号DIFの変動に対する追従速度が速くなり、中間周波信号DIFの変動を抑制して予め決められている一定振幅の入力信号 $X_{in}(t)$ をマルチパス除去フィルタ20へ供給する。

【0031】

次に、マルチパス除去フィルタ20の構成を、図2のブロック図を参照して説明する。

10

20

30

40

50

【0032】

図2において、マルチパス除去フィルタ20は、デジタルフィルタ21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。

【0033】

デジタルフィルタ21は、上述の受信アンテナANT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FIRデジタルフィルタ又はIIR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、入力信号 $X_{in}(t)$ 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、後段側に位置するFM検波器(図示略)へ出力する。

10

【0034】

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 $D_0 \sim D_{m-1}$ によって入力信号 $X_{in}(t)$ を遅延しつつ、m個(タップ数m)の可変乗算器 $M P_0 \sim M P_{m-1}$ によって、最新の入力信号 $X_0(t)$ と各遅延素子 $D_0 \sim D_{m-1}$ より出力される入力信号 $X_1(t-1) \sim X_{m-1}(t-1)$ とにタップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ を乗算し、更に可変乗算器 $M P_0 \sim M P_{m-1}$ 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。

【0035】

エンベロープ検出部22は、入力信号 $X_{in}(t)$ 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D_aと、演算器22a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、入力信号 $X_{in}(t)$ 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、包短線信号 $X_e(t)$ 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

【0036】

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。

【0037】

誤差検出部23は、デジタルフィルタ21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D_bと、演算器23a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23b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23cを備えて構成されている。

30

【0038】

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。

【0039】

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 $Dce(t)$ を生成する。

40

【0040】

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。

【0041】

50

振幅制限回路 24d は、デジタルアップ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。

【0042】

つまり、振幅制限回路 24d は、デジタルアップ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

【0043】

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。

【0044】

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 5d 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 $e_{cp}(t)$ を出力させていく。

20

【0045】

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、可変乗算器 MP₀ ~ MP_{m-1} の各タップ係数 K₀(t-1) ~ K_{m-1}(t-1) をアダプティブに可変制御する。

【0046】

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

【0047】

【数1】

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

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

【0048】

40

かかる構成を有するマルチパス除去フィルタ 20 は、入力信号 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。

【0049】

そして、デジタルフィルタ 21 が、m段の遅延素子 D₀ ~ D_{m-1} によって入力信号 X_{in}(t) を遅延させつつ、可変乗算器 MP₀ ~ MP_{m-1} のタップ係数 K₀(t-1) ~ K_{m-1}(t-1) を乗算し、更に加算器 ADD によって可変乗算器 MP₀ ~ 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) を生成して上述の FM 検波器側へ出力する。

【0050】

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

50

成すると共に、誤差検出部 2 3 が希望信号 $Y(t)$ の包短線信号 $Ye(t)$ と基準信号 $V_{th}(t)$ 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 2 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。

【0051】

本マルチパス除去フィルタ 2 0 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 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ を可変制御するので、タップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ 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 2 1 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強い(ロバストな)マルチパス除去フィルタが実現されている。10

【0052】

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 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ 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。

【0053】

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 6 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 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ 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 2 1 を安定化させることができる。20

【0054】

一方、デジタルフィルタ 2 1 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 $Dce(t)$ が確定して、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。そして、この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 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ 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 2 1 を安定化させることができる。40

【0055】

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。

【0056】

更に、上述のタップ係数更新部 2 5 は、制御部 2 0 0 から供給される制御信号 SW によって、タップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ の可変制御を停止すべき指令がなされると、可変乗算器 $M P_0 \sim M P_{m-1}$ のタップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ を、今まで制御してきた直近のタップ係数に固定する。そして、制御信号 SW によって、停止解除の指令を受けると、可変乗算器 $M P_0 \sim M P_{m-1}$ の可変制御を再開し、上記式(1)で表される50

タップ係数更新アルゴリズムに基づいて、タップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ を可変制御する。

【0057】

制御部 200 は、上述したように本受信機全体の動作を集中制御すると共に、操作部 100 を介してユーザーから所望の放送局等が指定されると、操作部 100 から供給される指定信号 SEL に基づいて、予めメモリに記憶されている選局データテーブル（図示略）を検索することにより、指定された放送局等の周波数を検出する。そして、検出した周波数のデータ CHs を局部発振器 12 に供給することによって、その放送局等に相当する局発信号 fc を出力させ、混合検波器 13 において上述の混合検波を行わせることにより、中間周波信号を生成させる。

10

【0058】

また、制御部 200 は、ユーザーから自動選局開始の指定がなされて、操作部 100 からその指定信号 SEL が供給されると、制御信号 SW をタップ係数更新部 25 に供給して、タップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ の可変制御を停止させ、更に、局部発振器 12 をシーク（seek）制御することによって、自動選局を行わせる。

【0059】

すなわち、制御部 200 は、受信周波数（別言すれば、選局周波数）を変化させるシーク制御を開始すると、タップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ をシーク制御の開始直前の値に固定した状態にして、周波数が連続的に変化する局発信号 fc を局部発振器 12 から出力させる。そして、電界強度検出部 16 から出力される電界強度検出信号 Es の振幅が所定のレベルに達すると、受信感度良好と判断し、その時の局発信号 fc の周波数をメモリ等に格納することによって自動選局を行う。

20

【0060】

そして、所定の周波数帯域内でのシーク制御を完了すると、制御部 200 がシーク制御を終了すると共に、制御信号 SW をタップ係数更新部 25 に供給して、タップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ の可変制御を再開させる。

【0061】

このように、シーク制御の期間中に、タップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ の値を固定することによって、マルチパス除去フィルタ 20 のフィルタ特性を一定の保つことにより、仮に入力信号 X in(t) の振幅が変動した場合でも、マルチパス除去フィルタ 20 を安定させて、FM 検波器側へ誤信号が供給されることを防止する。

30

【0062】

次に、本受信機の動作を概説する。

自動選局を行っていない受信時では、局部発信器 12 がユーザーから指定された放送局等の局発信号 fc を出力し、混合検波器 13 が上述の混合検波を行うことによって、A/D 変換器 15 からデジタルデータ列の中間周波信号 D IF が出力される。

【0063】

この中間周波信号 D IF を電界強度検出部 16 が処理することによって電界強度信号 Es を生成し、局部発信器 12 中の PLL 回路によって同調特性の良好な局発信号 fc を出力させる。

40

【0064】

更に、中間周波信号 D IF を振幅調整部 18 が調整周期 T に同期して一定振幅となるよう調整し、調整後の中間周波信号をマルチパス除去フィルタ 20 への入力信号 X in(t) として出力する。更に、振幅監視部 19 が入力信号 X in(t) の振幅を監視し、その振幅の変化率が図 3 を参照して説明した上述の所定値を超えると、振幅調整部 18 を制御して調整周期 T を変化させ、中間周波信号 D IF に対する振幅調整部 18 の追従速度を速くさせる。

【0065】

したがって、受信環境の影響で中間周波信号 D IF が急激に変動した場合でも、振幅調整部 18 はその変動に追従して、一定振幅の入力信号 X in(t) をマルチパス除去フィルタ 20 へ供給し、マルチパス除去フィルタ 20 を安定化させるべく機能する。

50

【 0 0 6 6 】

マルチパス除去フィルタ20は、上述の入力信号 $X_{in}(t)$ を入力し、マルチパス歪を除去した希望信号 $Y(t)$ を生成してFM検波器側へ出力する。

【 0 0 6 7 】

更に、図2に示した誤差成分制限部24が補正誤差成分 $e_{c_p}(t)$ を生成し、タップ係数更新部25が補正誤差成分 $e_{c_p}(t)$ に基づいてタップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ を可変制御することによってデジタルフィルタ21を安定化させるため、仮に上述の振幅調整部18から変動を有する入力信号 $X_{in}(t)$ が出力された場合であっても、マルチパス除去フィルタ20は迅速に安定化し、適切に希望信号 $Y(t)$ を生成してFM検波器側へ出力する。

10

【 0 0 6 8 】

次に、自動選局時では、ユーザーから自動選局開始の指示がなされると、制御部200がタップ係数更新部25を制御してタップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ の可変制御を停止させると共に、局部発信器12を制御して局発信号 f_c の周波数を連続的且つ高速に変化させる。

【 0 0 6 9 】

そして、混合検波器13が上述の周波数の変化する局発信号 f_c に基づいて混合検波を行うことによって、A/D変換器15からデジタルデータ列の中間周波信号DIFが出力される。

【 0 0 7 0 】

この中間周波信号DIFを電界強度検出部16が処理することによって電界強度信号 E_s を生成し、局部発信器12中のPLL回路によって同調特性の良好な局発信号 f_c を出力させる。

20

【 0 0 7 1 】

更に、中間周波信号DIFを振幅調整部18が調整周期 T に同期して一定振幅となるよう調整し、調整後の中間周波信号をマルチパス除去フィルタ20への入力信号 $X_{in}(t)$ として出力する。更に、振幅監視部19が入力信号 $X_{in}(t)$ の振幅を監視し、その振幅の変化率が図3を参照して説明した上述の所定値を超えると、振幅調整部18を制御して調整周期 T を変化させ、中間周波信号DIFに対する振幅調整部18の追従速度を速くさせる。

【 0 0 7 2 】

したがって、局発信号 f_c がシークしていく際、中間周波信号DIFが急激に変動した場合でも、振幅調整部18はその変動に追従して、一定振幅の入力信号 $X_{in}(t)$ をマルチパス除去フィルタ20へ供給し、マルチパス除去フィルタ20を安定化させるべく機能する。

30

【 0 0 7 3 】

マルチパス除去フィルタ20は、上述の入力信号 $X_{in}(t)$ を入力し、マルチパス歪を除去した希望信号 $Y(t)$ を生成してFM検波器側へ出力する。

【 0 0 7 4 】

更に、自動選局時では、タップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ が固定されるため、マルチパス除去フィルタ20は安定した状態を維持することとなり、仮に上述の振幅調整部18から変動を有する入力信号 $X_{in}(t)$ が出力された場合であっても、マルチパス除去フィルタ20は適切に希望信号 $Y(t)$ を生成してFM検波器側へ出力する。

40

【 0 0 7 5 】

以上説明したように、本実施形態の受信機によれば、受信環境の影響や自動選局時の影響で、A/D変換器15から出力される中間周波信号DIFが変動した場合でも、振幅監視部19の制御の下で振幅調整部18の調整周期 T が変化して、中間周波信号DIFの変動に追従するので、一定振幅の入力信号 $X_{in}(t)$ をマルチパス除去フィルタ20に供給することができる。このため、マルチパス除去フィルタ20を安定化することが可能である。

【 0 0 7 6 】

更に、マルチパス除去フィルタ20は、誤差成分制限部24が設けられているため、仮

50

に入力信号 $X_{in}(t)$ が変動した場合でも、安定方向に収束することが可能である。

【0077】

また、自動選局の際には、タップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ を固定してマルチパス除去フィルタ 20 の安定化を図るので、シーク中に、仮に変動を有する入力信号 $X_{in}(t)$ がマルチパス除去フィルタ 20 に入力される場合が生じても、マルチパス除去フィルタ 20 は適切に希望信号 $Y(t)$ を生成して FM 検波器側へ出力することが可能である。

【0078】

なお、好適な実施形態として、図 2 に示したマルチパス除去フィルタ 20 を備えた受信機について説明したが、他の構成のマルチパス除去フィルタを適用してもよい。

【0079】

例えば、図 2 に示したマルチパス除去フィルタ 20 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 を省略した構成とすることにより、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。

【0080】

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 $e(t)$ に置き換わり、誤差成分 $e(t)$ が直接上記式(1)中に適用されることとなるが、自動選局の際には、タップ係数更新部 25 がタップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ を固定するので、デジタルフィルタ 21 の安定化を図ることができる。

【0081】

更に、かかる構成によると、自動選局を行っていない受信時において、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、この自動選局を行っていない受信時では、振幅監視部 19 の制御の下で振幅調整部 18 の調整周期 が変化して、中間周波信号 DIF の変動に追従するという極めて強力な制御がなされているので、一定振幅の入力信号 $X_{in}(t)$ をマルチパス除去フィルタ 20 に供給することができ、入力信号 $X_{in}(t)$ が変動する事態は極めて希であることから、実用上の問題を生じない。

【0082】

また、本実施形態の説明では、自動選局の際、制御部 200 が信号 SW に基づいて、タップ係数更新部 25 にタップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ の可変制御を停止させると、タップ係数更新部 25 は、今まで可変制御を行ってきた直近のタップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ に固定するが、当該直近のタップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ に固定するのではなく、デジタルフィルタ 21 を安定化させるために予め実験的に求めておいたタップ係数 $K_0(t-1) \sim K_{m-1}(t-1)$ に固定するようにしてもよい。

【0083】

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 $K_j(t-1)$ に变数 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 が变数 を可変制御するようにしてもよい。

【0084】

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 21 の動作が不安定になる可能性が生じた場合でも、变数 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強い(ロバストな)、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】

【0085】

【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 に示されている振幅調整部と振幅監視部の機能を説明するための図である。

10

20

30

40

50

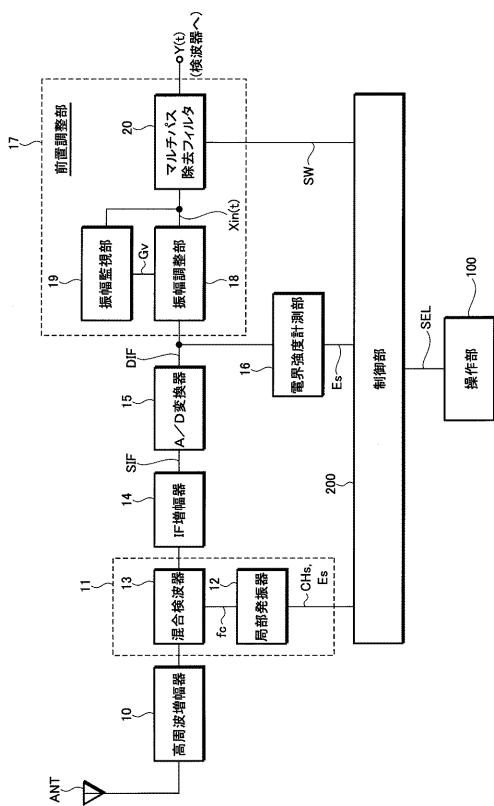
【図4】従来の受信機の概略構成を表したブロック図である。

【符号の説明】

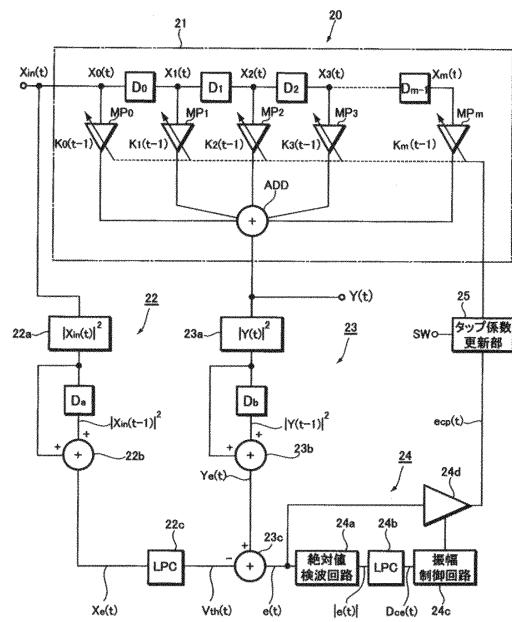
【0086】

- 11 ... フロントエンド部
- 15 ... A / D変換器
- 18 ... 振幅調整部
- 19 ... 振幅監視部
- 20 ... マルチパス除去フィルタ
- 200 ... 制御部

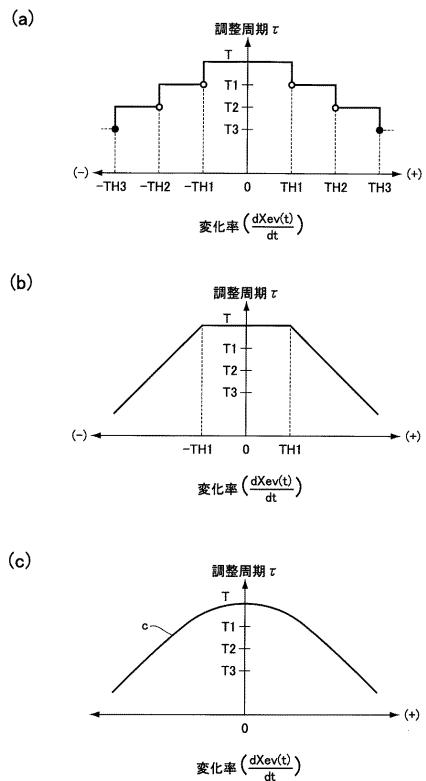
【図1】



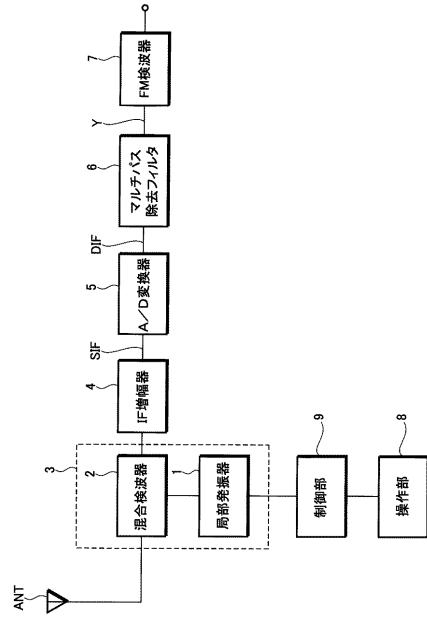
【図2】



【図3】



【図4】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開平07-336250(JP,A)
特開2002-152174(JP,A)
特開2001-285105(JP,A)
特開2002-290867(JP,A)
特開平11-261906(JP,A)
特開平10-163929(JP,A)
特開平09-135280(JP,A)
特表平08-500235(JP,A)
特開2002-199250(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 1/10
H04B 1/26