

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4263553号  
(P4263553)

(45) 発行日 平成21年5月13日(2009.5.13)

(24) 登録日 平成21年2月20日(2009.2.20)

(51) Int.Cl.		F I	
HO4B 7/005	(2006.01)	HO4B 7/005	
HO3H 21/00	(2006.01)	HO3H 21/00	
HO4B 1/10	(2006.01)	HO4B 1/10	M
HO4B 3/06	(2006.01)	HO4B 3/06	C

請求項の数 5 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2003-207867 (P2003-207867)	(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
(22) 出願日	平成15年8月19日(2003.8.19)	(74) 代理人	100063565 弁理士 小橋 信淳
(65) 公開番号	特開2005-64616 (P2005-64616A)	(74) 代理人	100118898 弁理士 小橋 立昌
(43) 公開日	平成17年3月10日(2005.3.10)	(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
審査請求日	平成18年7月3日(2006.7.3)	(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	前田 典之

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マルチパスひずみ除去フィルタ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

マルチパスによるひずみ成分を含むデジタル受信信号を入力信号としフィルタ演算処理を施して当該ひずみ成分を除去するデジタルフィルタと、前記デジタルフィルタが出力する出力信号の振幅と基準値との誤差を検出する誤差検出手段と、検出された前記誤差が最小となる前記デジタルフィルタのフィルタ特性を予測演算し当該予測演算結果に基づいて前記デジタルフィルタの各タップ係数を更新する係数更新手段とを備えるマルチパスひずみ除去フィルタであって、

前記係数更新手段は、前記デジタルフィルタの各係数倍器に入力される前記入力信号の遅延値と前記出力信号との相関量を求め、当該相関量を圧縮変換処理した値と前記誤差とを乗算した乗算値に基づいて前記各タップ係数の更新量を求めることを特徴とするマルチパスひずみ除去フィルタ。

【請求項2】

前記圧縮変換処理は、前記相関量の絶対値の累乗根に当該相関量の符号を付与した値に変換する演算処理であることを特徴とする請求項1に記載のマルチパスひずみ除去フィルタ。

【請求項3】

前記圧縮変換処理は、前記相関量の絶対値の平方根に当該相関量の符号を付与した値に変換する演算処理であることを特徴とする請求項1に記載のマルチパスひずみ除去フィルタ。

## 【請求項 4】

前記係数更新手段は、当該演算周期における前記入力信号の前記各遅延値と前記出力信号とを乗算する乗算器と、当該乗算器による乗算値を単位遅延時間保持する記憶手段と、当該乗算値と当該記憶手段で記憶した記憶値とを加算する加算器とを備え、当該加算器による加算値を前記相関量の値として演算することを特徴とする請求項 1 ~ 3 の何れか 1 項に記載のマルチパスひずみ除去フィルタ。

## 【請求項 5】

前記誤差検出手段は、当該演算周期における前記出力信号を自乗する乗算器と、当該乗算器による乗算値を単位遅延時間保持する記憶手段と、当該乗算値と当該記憶手段の記憶値とを加算する加算器と、当該加算器による加算値を前記出力信号の振幅として前記基準値と比較する比較器とを備えていることを特徴とする請求項 1 ~ 4 の何れか 1 項に記載のマルチパスひずみ除去フィルタ。

10

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

## 【発明の属する技術分野】

本発明は、FM 受信装置に搭載され、受信波に生じたマルチパスひずみを除去するためのマルチパスひずみ除去フィルタに関する。

## 【0002】

## 【従来の技術】

FM ラジオ放送においては、受信波のマルチパスひずみによる電波障害が重要な問題となっている。マルチパスひずみは、電波の多重伝搬によって位相及び電界強度が異なる複数の到来電波が相互に干渉しあうことにより、本来振幅が一定であるはずの FM 受信波信号に振幅の変動が生じてしまう現象である。特に、カーラジオなど移動体に搭載される FM 受信装置では、移動と共に受信状態が変化するので、激しい振幅変動を伴うマルチパスひずみを受ける場合がある。マルチパスひずみは、FM 復調信号にパルス状のノイズを生じさせ、再生音質を劣化させる一因となっている。

20

## 【0003】

従来、カーラジオ等の移動体 FM 受信装置においては、ARC (Automatic Reception Control) 等の制御を行うことで、復調した再生音に含まれるノイズの低減を図っている。しかし、ARC 制御等によってノイズを低減させる方法は、復調された音のステレオ感など、いわば音質を犠牲にしてノイズを抑制するものであって、マルチパスひずみを根本的に除去するものではなかった。

30

## 【0004】

ところで、近年のデジタル信号処理技術の高速化により、中間周波信号にダウンコンバートした FM 受信波をデジタル信号に変換し、それより後段の検波等の信号処理をデジタル化したデジタル FM 受信装置が注目されている。このようなデジタル化された FM 受信装置においては、放送局から受信装置までの伝送路の伝達関数に対して逆特性を有する適応デジタルフィルタを利用してマルチパスひずみを除去することができる。

## 【0005】

図 1 は、FIR 型フィルタで構成されたマルチパスひずみを除去するための適応デジタルフィルタの例である。このフィルタのタップ係数  $K_m$  は、CMA (Constant Modulus Algorithm) と呼ばれるアルゴリズムに従って更新される。すなわち、本来振幅が一定であるはずの FM 信号の特性に着目し、フィルタを通過した出力信号の包絡線 (振幅) と基準値との誤差  $err$  が最小になるようにタップ係数  $K_m$  を更新し収束させることで、マルチパスひずみを除去するフィルタ特性になるように適応処理を行っている。

40

## 【0006】

## 【発明が解決しようとする課題】

ところで、移動体 FM 受信装置においては、車両が移動することに伴うドップラシフト等により、受信波の電界強度が著しく抑圧される時間帯が存在する。このような電界強度が抑圧された受信波信号に対し、従来の CMA 手法に基づいてタップ係数  $K_m$  の更新演算処

50

理をおこなうと、取り扱う信号が極めて小さな値となるために、量子化による端数の切捨て、または丸め誤差等が生じ、タップ係数  $K_m$  の収束に時間がかかるという問題があった。

【0007】

一方、適応デジタルフィルタは、車両の移動による受信状態の変化に追従するように高速で適応処理を行わなければならないが、タップ係数  $K_m$  の収束演算に上述した誤差や遅れが生じると、フィルタの適応処理が受信状態の変化に追従できずに、マルチパスひずみを十分に除去することができないという問題があった。

【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、例えば適応処理を適正かつ高速に行い、確実にマルチパスひずみを除去する等の FM 受信装置に搭載されるマルチパスひずみ除去フィルタを提供することを目的としている。

【0009】

【課題を解決するための手段】

本願発明（請求項 1）は、マルチパスによるひずみ成分を含むデジタル受信信号を入力信号としフィルタ演算処理を施して当該ひずみ成分を除去するデジタルフィルタと、前記デジタルフィルタが出力する出力信号の振幅と基準値との誤差を検出する誤差検出手段と、検出された前記誤差が最小となる前記デジタルフィルタのフィルタ特性を予測演算し当該予測演算結果に基づいて前記デジタルフィルタの各タップ係数を更新する係数更新手段とを備えるマルチパスひずみ除去フィルタであって、前記係数更新手段は、前記デジタルフィルタの各係数倍器に入力される前記入力信号の遅延値と前記出力信号との相関量を求め、当該相関量を圧縮変換処理した値と前記誤差とを乗算した乗算値に基づいて前記各タップ係数の更新量を求めることを特徴とする。

【0010】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の最も好適な実施の形態について図面を参照しながら説明する。まず、本適応フィルタ 100 が搭載される FM 受信装置について説明する。なお、図 2 は、カーラジオ等のデジタル FM 受信装置の構成を表すブロック図である。

【0011】

同図において、アンテナ回路 10 で受信された FM 放送の受信波は、RF 増幅器（高周波増幅器）11 で増幅され、これにより生成された RF 信号が混合器 12 へ出力される。混合器 12 は、PLL 回路及び VCO 回路等で構成された局部発信器 13 からの局部発信信号と RF 信号とを混合することにより、周波数がダウンコンバートされた中間周波信号 IF を生成して A/D 変換器 14 へ供給する。A/D 変換器 14 は、所定のサンプリング周期毎に中間周波信号 IF をアナログ信号からデジタルサンプル値信号（以下「デジタル信号」）Dif に変換する。

【0012】

デジタル信号に変換された中間周波信号 Dif は、IF 増幅器（中間周波増幅器）15 で増幅される。IF 増幅器 15 は、自動利得制御（AGC）機能を有し、受信波の電界強度によらず常に安定した振幅の中間周波信号 Dif を後段の適応フィルタ 100 及び FM 検波器 16 等へ出力するようになっている。

【0013】

適応フィルタ 100 は、振幅調整された中間周波信号 Dif に対し、主にマルチパスひずみを除去するためのデジタル信号処理を施して後段の FM 検波器 16 へ出力する。この適応フィルタ 100 の詳細な構成及び動作については後述する。

【0014】

FM 検波器 16 は、適応フィルタ 100 を通過した中間周波信号 Dif に対し、所定の検波方式でデジタル検波処理を施してコンポジット信号である検波信号 Ddt を生成する。そして、検波信号 Ddt は、オーディオ処理部 17 において、受信波の電界強度に基づいたミュータ処理またはハイカット制御処理等が施されるとともにステレオ復調され、左右それ

10

20

30

40

50

それぞれのオーディオ信号  $D_s$  に分離される。

【 0 0 1 5 】

そして、各オーディオ信号  $D_s$  は、D/A変換器 1 8 においてアナログ信号に変換され、後段のオーディオ増幅器 1 9 がアナログのオーディオ信号を増幅しスピーカ 2 0 へ供給することで、受信したFM放送音声を再生するようになっている。

【 0 0 1 6 】

次に、FM受信波に生じたマルチパスひずみを除去するための適応フィルタ 1 0 0 について図面を参照しながら説明する。図 3 は、適応フィルタ 1 0 0 の構成を表すブロック図である。なお、本来は復素演算が必要になるが、ここでは、入力信号  $X(t)$  の信号周期に対し単位遅延時間 が  $1/4$  である場合における簡略構成を示している。この適応フィルタ 1 0 0 は、A/D変換後のFM中間周波信号  $D_{if}$  を入力信号  $X(t)$  とするFIR型のデジタルフィルタ 1 1 0 と、FM中間周波信号に生じたマルチパスひずみを除去するいわゆる逆フィルタとして機能するためのフィルタ特性になるように、デジタルフィルタ 1 1 0 に対して適応処理する適応処理手段 1 3 0 とから構成されている。

10

【 0 0 1 7 】

図 3 を参照し、デジタルフィルタ 1 1 0 の構成を説明する。デジタルフィルタ 1 1 0 は、次数  $N$  の FIR (Finite Impulse Response) 型フィルタで形成され、 $N-1$  個の遅延器 1 1 1 ~ 1 1 6 と、 $N$  個の係数倍器 1 2 1 ~ 1 2 7 と、加算器 1 2 8 とを備えている。ここで、デジタルフィルタ 1 1 0 の次数  $N$  は、入力信号の周波数、フィルタの演算精度、及び演算可能な周期 (クリティカルパス) 等を考慮して適宜の数に決定される。

20

【 0 0 1 8 】

デジタルフィルタ 1 1 0 への入力信号  $X(t)$  が先頭の遅延器 1 1 1 に入力されると、遅延器 1 1 1 は、基準クロックに同期して、すなわち単位遅延時間 だけ入力信号  $X(t)$  のサンプル値を保持し後段の遅延器 1 1 2 へ出力する。同様に遅延器 1 1 2 は、1 基準クロック (単位遅延時間 ) 分遅延された入力信号の遅延値  $X_1(t)$  を後段の遅延器へ出力し、以降の遅延器 1 1 3 ~ 1 1 6 においても、順次、基準クロックに同期して遅延時間を積算させながら入力信号  $X(t)$  の遅延値をシフトさせてゆく。

【 0 0 1 9 】

各係数倍器 1 2 1 ~ 1 2 7 は、入力信号  $X(t)$ 、及び各遅延器 1 1 1 ~ 1 1 6 が保持している  $1, 2, \dots, N-1$  単位遅延時間遅延された各遅延値  $X(t-1), X(t-2) \sim X(t-N+1)$  に対し、それぞれのフィルタ係数 (以下「タップ係数」という) を乗算して加算器 1 2 8 へ出力する。加算器 1 2 8 は、これら係数倍された信号を加算して、デジタルフィルタ 1 1 0 の出力信号  $Y(t)$  として出力する。

30

【 0 0 2 0 】

次に、上述のデジタルフィルタ 1 1 0 に対して適応処理を行う適応処理手段 1 3 0 について説明する。なお、適応処理手段 1 3 0 は、フィルタの出力信号  $Y(t)$  の振幅  $Y_{env}(t)$  が一定になるように、デジタルフィルタ 1 1 0 の各タップ係数  $K_m$  を演算周期毎に更新し最終的に収束させる処理を行う。

【 0 0 2 1 】

適応処理手段 1 3 0 は、出力信号  $Y(t)$  の振幅に相当する包絡線  $Y_{env}(t)$  を検波する包絡線検波手段 1 5 0 と、比較器 1 8 0 と、係数更新手段 1 6 0 とを備え構成されている。

40

【 0 0 2 2 】

包絡線検波手段 1 5 0 は、数式 ( 1 ) に基づいて、出力信号  $Y(t)$  の振幅に相当する包絡線  $Y_{env}(t)$  を検波する。図 4 (a) または (b) は、包絡線検波手段 1 5 0 の構成を例示するブロック図である。

【 0 0 2 3 】

図 4 (a) において、包絡線検波手段 1 5 0 は、遅延器 1 5 1 と、乗算器 1 5 2 , 1 5 3 と、加算器 1 5 4 とを備え構成されている。遅延器 1 5 1 は、基準クロックに同期してフィルタ出力信号  $Y(t)$  を単位遅延時間 だけ保持し、遅延された出力信号の遅延値  $Y(t-1)$  を乗算器 1 5 3 へ出力する。乗算器 1 5 2 , 1 5 3 は、フィルタの出力信号  $Y(t)$  とその遅

50

延値  $Y(t-1)$  をそれぞれ自乗し、加算器 154 は、乗算器 152, 153 が出力する各自乗値を加算することで、フィルタ出力信号  $Y(t)$  の包絡線  $Y_{env}(t)$  を求めている。

【0024】

【数1】

$$Y_{env}(t) = Y(t)^2 + Y(t-1)^2 \quad \dots (1)$$

【0025】

包絡線検波手段 150 は、図 4 (b) に示す構成であってもよい。この場合において、包絡線検波手段 150 は、乗算器 155 と、遅延器 156 と、加算器 157 とを備えている。乗算器 155 は、フィルタ出力信号  $Y(t)$  を自乗し、遅延器 156、及び加算器 157 へ出力する。遅延器 156 は、フィルタ出力信号  $Y(t)$  の自乗値を単位遅延時間だけ保持し、その時間遅延した値を加算器 157 へ出力する。加算器 157 は、フィルタ出力信号  $Y(t)$  の自乗値と、その時間遅延した値とを加算することで、フィルタ出力信号  $Y(t)$  の包絡線  $Y_{env}(t)$  を求めている。

10

【0026】

図 4 (b) に示す構成の包絡線検波手段 150 によれば、より少ない数の演算器構成で数式 (1) に基づく包絡線  $Y_{env}(t)$  を求めることができるので、演算速度が相対的に速くなる。

【0027】

20

再び図 3 において、比較器 180 は、フィルタ出力信号の包絡線  $Y_{env}(t)$  から予め値が設定されている基準値  $Y_{th}$  を減算し、すなわち数式 (2) に基づいて誤差  $err(t)$  を求め係数更新手段 160 へ出力する。

【0028】

【数2】

$$err(t) = Y_{env}(t) - Y_{th} \quad \dots (2)$$

【0029】

係数更新手段 160 は、基準値  $Y_{th}$  とフィルタ出力信号の包絡線  $Y_{env}(t)$  との差である誤差  $err(t)$  が最小になるように、各係数倍器 121 ~ 127 のタップ係数  $K_m$  を更新する。係数更新手段 160 の具体的な構成を図 5 に示す。なお、図 5 は、 $m$  段目の係数倍器 124 におけるタップ係数  $K_m$  を更新する係数更新手段 160 のブロック図であり、0, 1, 2, ~  $N-1$  段目の各係数倍器 121 ~ 127 に対しそれぞれ同様の係数更新手段 160 が設けられている。

30

【0030】

次に、図 5 に基づいて、タップ係数  $K_m$  を更新する係数更新手段 160 を代表して説明する。係数更新手段 160 は、 $m$  単位遅延時間だけ遅延された入力信号  $X(t)$  の遅延値  $X_m(t)$  と、フィルタ出力信号  $Y(t)$  と、上述の誤差  $err(t)$  を入力変数とし、次の演算時刻で使用するタップ係数  $K_m(t+1)$  を求め、 $m$  段目の係数倍器 124 へ供給する。

40

【0031】

具体的には、数式 (3-1), (3-2), (3-3), (3-4) のタップ係数更新式に基づきタップ係数  $K_m$  を更新する。

【0032】

【数3】

$$K_m(t+1) = K_m(t) - \alpha \cdot \text{err}(t) \cdot R_m(t) \quad \dots (3-1)$$

ここで、

$$P_m(t) = X_m(t) \cdot Y(t) + X_m(t-1) \cdot Y(t-1) \quad \dots (3-2)$$

$$R_m(t) = \text{SIGN} \{ P_m(t) \} \cdot \sqrt{|P_m(t)|} \quad \dots (3-3)$$

$$\text{但し、} \quad \text{SIGN}(P_m) = \begin{cases} 1 & (P_m > 0) \\ 0 & (P_m = 0) \\ -1 & (P_m < 0) \end{cases} \quad \dots (3-4)$$

$$\alpha > 0$$

10

#### 【0033】

係数更新手段160に入力された遅延値 $X_m(t)$ とフィルタ出力信号 $Y(t)$ は、乗算器161で乗算され後段の加算器165へ出力される。また、入力信号の遅延値 $X_m(t)$ とフィルタ出力信号 $Y(t)$ は、遅延器162, 163によって単位遅延時間だけ保持され、この保持された値、すなわち1基準クロック時刻前のそれぞれの値が乗算器164に入力される。乗算器164は、これらの遅延値を乗算して加算器165へ出力する。

20

#### 【0034】

加算器165は、乗算器161, 164が出力する値を加算し、上述の数式(3-2)に基づく値 $P_m(t)$ を出力する。なお、ここで値 $P_m(t)$ は、入力信号の遅延値 $X_m(t)$ とフィルタ出力信号 $Y(t)$ の相関に相当する量であり、相関量とも呼ばれている。

#### 【0035】

次に、加算器165が出力する値 $P_m(t)$ は、上述の数式(3-3)に基づく圧縮変換処理が施され値 $R_m(t)$ に変換される。すなわち、平方根演算器166は、値 $P_m(t)$ の絶対値の平方根を求め後段の乗算器168へ出力する。一方、符号変換器167は、数式(3-4)で示されるように、値 $P_m(t)$ の符号を1または-1に変換して乗算器168へ出力する。乗算器168は、これらの値を乗算することで、値 $P_m(t)$ を数式(4-1), (4-2)で示される圧縮変換処理された値 $R_m(t)$ に変換して出力する。

30

#### 【0036】

#### 【数4】

$P_m(t) \geq 0$  のとき、

$$R_m(t) = \sqrt{|P_m(t)|} \quad \dots (4-1)$$

$P_m(t) < 0$  のとき、

$$R_m(t) = -\sqrt{|P_m(t)|} \quad \dots (4-2)$$

40

#### 【0037】

乗算器169は、圧縮変換処理された値 $R_m(t)$ と上述の比較器180によって求められた誤差 $\text{err}(t)$ とを乗算し後段の乗算器170へ出力する。乗算器170は、乗算器169の出力値と定数としての減衰係数とを乗算して減算器171の負入力端側へ出力する。なお、減衰係数は、適宜に設定された正の値であり、フィルタの適応処理においてタップ係数 $K_m(t)$ の収束時間と係数更新の安定性とのバランスを考慮し予め実験的に求められている。

#### 【0038】

50

遅延器 172 は、当該演算周期（現時刻における）のタップ係数  $K_m(t)$  を保持しており、タップ係数  $K_m(t)$  を上述した減算器 171 の正入力端側へ出力する。減算器 171 は、当該演算周期におけるタップ係数  $K_m(t)$  から、乗算器 170 の出力値を減算することで、次の演算周期におけるタップ係数  $K_m(t+1)$  を求め、係数倍器 124 へ供給する。これにより、 $m$  段目の係数倍器 124 のタップ係数  $K_m(t)$  が更新されるようになっている。

【0039】

なお、0, 1, 2, ~N-1 段目のそれぞれの係数倍器 121 ~ 126 においても同様の係数更新手段 160 が設けられており、当該演算周期内に各タップ係数  $K_m(t)$  の更新処理が実施される。そして、出力信号の包絡線  $Y_{env}(t)$  と基準値  $Y_{th}$  の誤差  $err(t)$  が最終的にゼロになるように、各タップ係数  $K_m(t)$  の更新が繰り返される。このような各タップ係数  $K_m(t)$  を収束させる演算を行うことで、マルチパスひずみを除去するためのデジタルフィルタ 110 の適応処理が的確に実行される。

10

【0040】

なお、上述の相関量の値  $P_m(t)$  は、図 6 に示す構成の演算回路によって演算されるものでもよい。図 6 は、係数更新手段 160 の構成を表すブロック図であって、他の実施例を示す図である。なお、同図において、図 5 で示した同一の構成要素を同一符号で示している。

【0041】

図 6 に示されるように、乗算器 161 は、入力信号の遅延値  $X_m(t)$  とフィルタ出力信号  $Y(t)$  とを乗算し、後段の加算器 165 と遅延器 174 へ出力する。遅延器 174 は、乗算された値  $X_m(t) \cdot Y(t)$  を単位遅延時間 だけ保持し、遅延させた値  $X_m(t-1) \cdot Y(t-1)$  を加算器 165 へ出力する。

20

【0042】

加算器 165 は、乗算器 161 と遅延器 174 の出力と加算することで、数式(3-2)に基づく相関量の値  $P_m(t)$  を求める。

【0043】

図 6 に示す構成の係数更新手段を有する適応フィルタ 100 によれば、より少ない数の演算器で数式(3-2)に基づく相関量の値  $P_m(t)$  を求めることができるので、ハードウェア資源の節約と演算速度の向上が図れる。

【0044】

かかる構成の本適応フィルタ 100 は、係数更新手段 160 において、入力信号の遅延値  $X_m(t)$  とフィルタ出力信号  $Y(t)$  の相関量である値  $P_m(t)$  に対し、数式(3-3)に基づく圧縮変換処理が施されている。これによれば、受信波がマルチパスひずみによって著しくその電界強度が抑圧され、例えば、値  $P_m(t)$  が、

30

$$P_m(t) = 0.00000001$$

のように極めて小さな値を示す場合でも、上述の圧縮変換処理では、

$$R_m(t) = 0.0001$$

として、タップ係数の更新量を求めるために、より少ない桁数で扱われ演算精度を向上させることができる。

【0045】

また、従来 CMA 手法に基づいてタップ係数の更新するデジタル演算を行うと、少なくとも 3 回の乗算処理を必要とするために、その演算処理の過程で数値のオーバフロー、または端数の切り捨て等の誤差が生じやすく、タップ係数  $K_m(t)$  の収束に時間がかかるといった問題があったが、本係数更新手段 160 によれば、相関量としての値  $P_m(t)$  に対して上述した圧縮変換処理を施しているため、従来手法が抱えるこのような問題は回避され、適応処理における安定性が増すこととなる。

40

【0046】

これらのことから、マルチパスによって FM 受信波信号の振幅が著しく抑圧されても、精度良くまた高速にタップ係数  $K_m(t)$  を収束させることができる。

【0047】

50

なお、相関量としての値  $P_m(t)$  を値  $R_m(t)$  に変換する上述の圧縮変換処理は、数式(3-3)に示される平方根を求める変換関数に限定されるものではない。例えば立方根等、更に多次の累乗根を求める関数に基づくものでも同様の有利な効果が得られる。また更には、例えば対数関数に基づく変換関数等を利用するでもよい。

【0048】

なお、図7(a)は、本実施形態に係る適応フィルタ100を搭載するFM受信装置において、マルチパスひずみ成分を有するFM入力信号に対しフィルタリング処理されたフィルタ出力信号と、フィルタ出力信号を検波して得られたFM検波信号の応答波形の一例を示す。図7(b)は、比較のために図7(a)と同一のFM入力信号に対して、従来のCMA手法によって得られたフィルタ出力信号と、FM検波信号の応答波形をそれぞれ示すグラフである。この実験の条件は、FM入力信号周波数が10MHz、マルチパスのDU比が1dB、マルチパスディレイが13 $\mu$ secであり、フィルタ仕様としては、タップ次数Nが130、サンプリング周期が40MHzである。

10

【0049】

図7(a)に示されるように、マルチパスひずみが生じているFM入力信号に対して、本適応フィルタ100によるフィルタリング処理を行うことにより、フィルタの出力信号の振幅が10msec以内にほぼ一定に収束し、入力信号に生じていたマルチパスひずみ成分がほぼ除去されていることがわかる。これにより、FM検波信号に生じていたパルス状のノイズも除去されている。このように本適応フィルタ100によれば、従来のCMA手法よりも速くかつ確実に適応処理が行われる。

20

【0050】

なお、上述した実施例では本発明をFIR型で構成されたデジタルフィルタに適用した例を示したが、本発明はFIR型のデジタルフィルタに限定するものではなく、IIR型のデジタルフィルタ等にも適用できることは言うまでもない。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来の適応フィルタの構成を表すブロック図である。

【図2】本発明の実施形態に係るFM受信装置の構成を表すブロック図である。

【図3】本発明の実施形態に係る適応フィルタの構成を表すブロック図である。

【図4】図3に示した包絡線検波手段の構成を表すブロック図である。

【図5】図3に示した係数変更手段の構成を表すブロック図である。

30

【図6】図3に示した係数変更手段の他の構成を表すブロック図である。

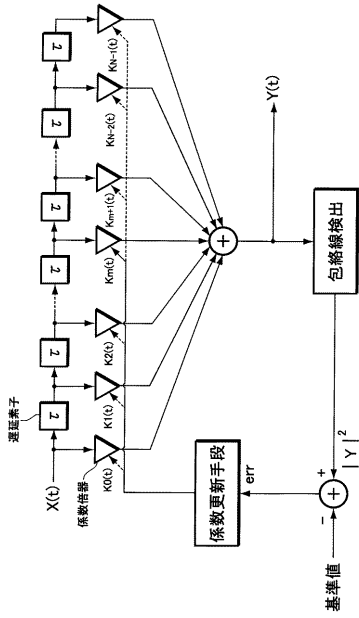
【図7】本発明の実施形態に係る適応フィルタを搭載したFM受信装置と、従来の適応フィルタを搭載したFM受信装置における信号応答波形の結果を比較したグラフである。

【符号の説明】

100 ... 適応フィルタ  
 110 ... デジタルフィルタ  
 111 ~ 116 ... 遅延器  
 121 ~ 127 ... 係数倍器  
 128 ... 加算器  
 130 ... 適応処理手段  
 150 ... 包絡線検波手段  
 160 ... 係数更新手段  
 180 ... 比較器  
 X ... 入力信号  
 Y ... 出力信号  
 err ... 誤差  
 Yenv ... 包絡線  
 Yth ... 基準値  
 Km ... タップ係数

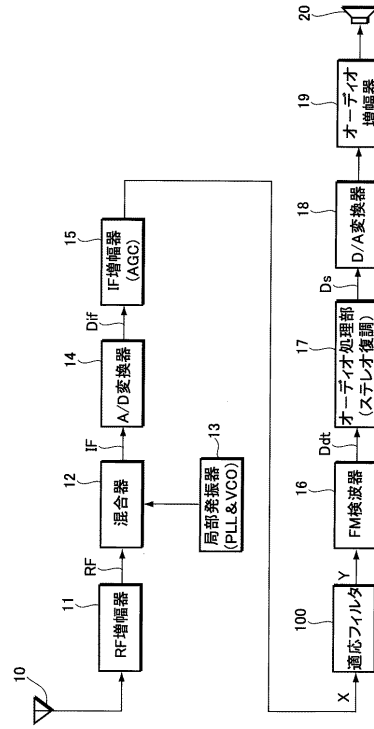
40

【図1】

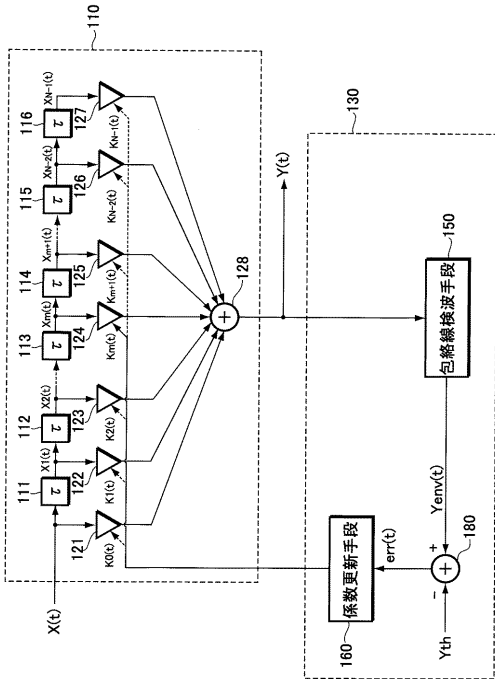


従来技術

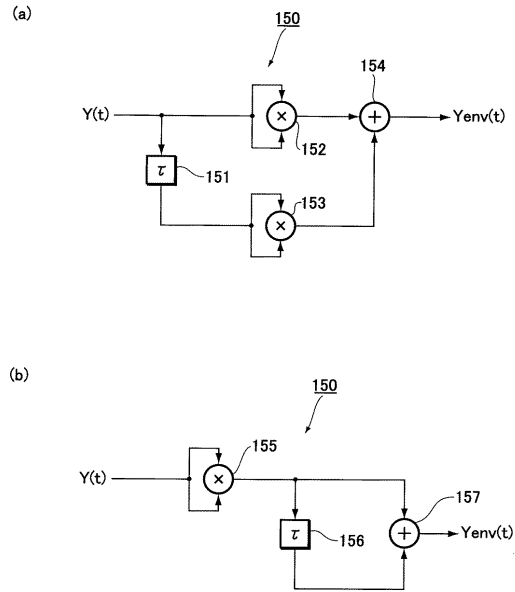
【図2】



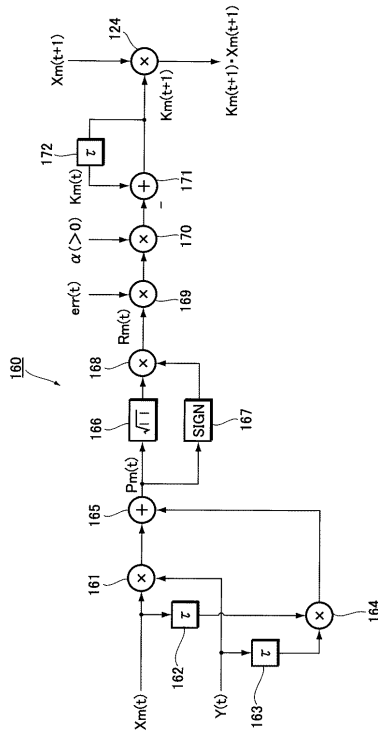
【図3】



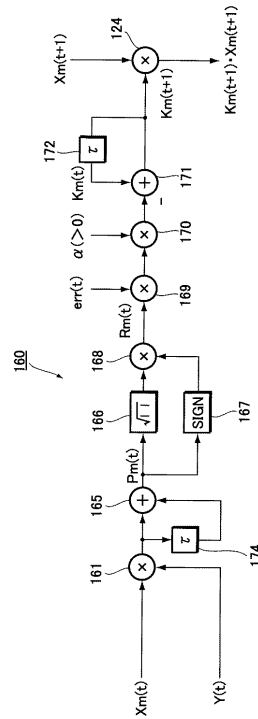
【図4】



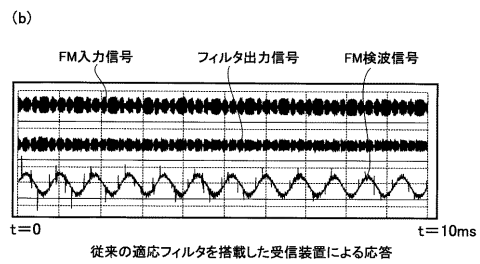
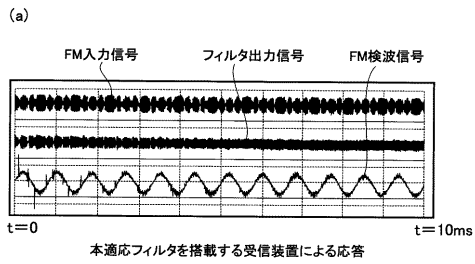
【図5】



【図6】



【図7】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2003 - 168991 (JP, A)  
特開2001 - 308820 (JP, A)  
特開2001 - 189686 (JP, A)  
特開2001 - 119231 (JP, A)  
特開2000 - 341238 (JP, A)  
特開2000 - 059455 (JP, A)  
特開平10 - 093323 (JP, A)  
特開平09 - 186616 (JP, A)  
特開平08 - 056245 (JP, A)  
特開平03 - 062628 (JP, A)  
特開昭62 - 140527 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/005