

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5095444号
(P5095444)

(45) 発行日 平成24年12月12日 (2012.12.12)

(24) 登録日 平成24年9月28日 (2012.9.28)

(51) Int.Cl.	F I	
HO4B 7/005 (2006.01)	HO4B 7/005	
HO4B 3/06 (2006.01)	HO4B 3/06	C
HO3H 17/02 (2006.01)	HO3H 17/02	601B
HO3H 17/06 (2006.01)	HO3H 17/06	635B
HO3H 21/00 (2006.01)	HO3H 21/00	

請求項の数 7 (全 16 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号	特願2008-53351 (P2008-53351)	(73) 特許権者	000005016
(22) 出願日	平成20年3月4日 (2008.3.4)		パイオニア株式会社
(65) 公開番号	特開2009-212785 (P2009-212785A)		神奈川県川崎市幸区新小倉1番1号
(43) 公開日	平成21年9月17日 (2009.9.17)	(74) 代理人	100112760
審査請求日	平成23年1月12日 (2011.1.12)		弁理士 柴田 五雄
		(72) 発明者	栗山 浩充
			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事業所内
		審査官	角田 慎治

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 フィルタ装置、受信装置及び信号処理方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力信号の信号レベルを検出する検出手段と；
 前記入力信号に含まれるマルチパスによる歪み成分を除去するフィルタリング手段と；
 前記検出手段による検出結果に基づいて、前記フィルタリング手段の前記歪み成分の除去特性を制御する制御手段と；を備え、
 前記フィルタリング手段は、デジタルフィルタを備え、
 前記制御手段は、
 前記検出手段により検出されたレベル検出値のみに基づいて、重み係数を決定する決定手段と；
 前記デジタルフィルタからの出力信号の振幅値と基準値との誤差を算出する誤差算出手段と；
 前記誤差算出手段により算出された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、前記決定手段により決定された重み係数に前記算出された誤差を乗じた値を利用して予測演算し、前記予測演算の結果に基づいて、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、
 前記決定手段は、前記レベル検出値が所定値未満である場合には、前記レベル検出値が前記所定値以上である場合よりも、前記重み係数を小さくする、
 ことを特徴とするフィルタ装置。

【請求項2】

前記レベル検出値が前記所定値未満である場合には、前記レベル検出値が大きくなるに従って前記重み係数は単調増大であり、

前記レベル検出値が前記所定値以上である場合には、前記レベル検出値が大きくなるに従って前記重み係数は単調非減少である、

ことを特徴とする請求項 1 に記載のフィルタ装置。

【請求項 3】

請求項 1 又は 2 に記載のフィルタ装置と；

受信信号から指定物理チャンネルの周波数帯の信号を抽出し、前記フィルタ装置に入力させる信号抽出手段と；

を備えることを特徴とする受信装置。

10

【請求項 4】

移動体に搭載される、ことを特徴とする請求項 3 に記載の受信装置。

【請求項 5】

デジタルフィルタを備えるフィルタ装置において使用される信号処理方法であって、

入力信号の信号レベルを検出する検出工程と；

前記検出工程における検出結果に基づいて前記入力信号に含まれるマルチパスによる歪み成分の除去特性を制御しつつ、前記入力信号に含まれるマルチパスによる歪み成分を除去するフィルタリング工程と；を備え、

前記フィルタリング工程は、

前記検出工程において検出されたレベル検出値のみに基づいて、重み係数を決定する決定工程と；

20

前記デジタルフィルタからの出力信号の振幅値と基準値との誤差を算出する誤差算出工程と；

前記誤差算出工程において算出された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、前記決定工程において決定された重み係数に前記算出された誤差を乗じた値を利用して予測演算し、前記予測演算の結果に基づいて、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工程と；を備え、

前記決定工程では、前記レベル検出値が所定値未満である場合には、前記レベル検出値が前記所定値以上である場合よりも、前記重み係数を小さくする、

ことを特徴とする信号処理方法。

30

【請求項 6】

請求項 5 に記載の信号処理方法を演算手段に実行させる、ことを特徴とする信号処理プログラム。

【請求項 7】

請求項 6 に記載の信号処理プログラムが、演算手段により読み取り可能に記録されている、ことを特徴とする記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、フィルタ装置、受信装置、信号処理方法、信号処理プログラム、及び、当該信号処理プログラムが記録された記録媒体に関する。

40

【背景技術】

【0002】

従来から、音声の放送方式として F M (Frequency Modulation) 方式が多く採用されている。こうした F M 方式の放送では、受信波のマルチパス歪みによる受信障害が重要な問題である。このマルチパス歪みは、周囲における建物による反射等による電波の多重伝搬によって、位相及び電界強度が異なる到来電波が相互に干渉しあうマルチパス現象に伴って発生する。

【0003】

こうしたマルチパス現象が発生すると、本来は振幅が一定であるはずの F M 受信波信号

50

の振幅が変動してしまい、再生音声の音質を劣化させる一因となる。特に、受信装置が車両等の移動体に搭載される場合には、移動体の移動とともに、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歪みが生じる場合がある。

【0004】

このため、マルチパス歪みを除去するために様々な技術が提案されている。こうした技術の中で、CMA (Constant Modulus Algorithm) と呼ばれるアルゴリズムを利用して適応制御を行うことで、マルチパス歪みを除去するデジタルフィルタを実現する技術が注目されている (特許文献1及び特許文献2参照:以下、「従来例1」及び「従来例2」と呼ぶ)。これらの従来例1, 2の技術では、車両等の移動による受信状態の変化に対応するため、適応制御を適正かつ高速に行うことができる技術が提案されている。

10

【0005】

【特許文献1】特開2005-64616号公報

【特許文献2】特開2005-64618号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

上述した従来例1, 2のCMAを用いた適応デジタルフィルタを採用すると、マルチパス歪みを除去することができるばかりではなく、受信感度も向上する。この結果、放送波を受信して再生することができる領域 (以下、「受信可能領域」という) も拡大する。しかしながら、受信可能領域が拡大すると、同一周波数帯ではあるが、異なる放送局から送信された複数の放送波を同時に受信してしまう領域も拡大することになる。こうした領域では、複数の放送波の電界強度が全て弱くなっているのが、一般的である。

20

【0007】

ところで、CMAを用いた適応フィルタは、同一の周波数帯に複数の放送波が存在する場合には、複数の放送内容を混信させずに、いずれか1つの放送内容のみ選択的に受信するように、フィルタ特性を収束させる。このため、複数の放送波における2個以上の電界強度がほぼ等しい場所を受信装置が通過する場合には、放送内容の切り替えが頻繁に発生する場合があった。かかる頻繁な放送内容の切り替えは、聴取者にとって、聴感上大きな違和感を与えることになる。

【0008】

このため、複数の放送波の受信可能領域内である可能性が低い場所では、迅速かつ的確にマルチパス歪みを除去するとともに、複数の放送波の受信可能領域内である可能性が高い領域では、聴取者に対する聴感上の違和感を低減しつつ、マルチパス歪みを除去することができる技術が望まれている。かかる要請に応えることが、本発明が解決すべき課題の一つとして挙げられる。

30

【0009】

本発明は、上記の事情を鑑みてなされたものであり、放送波の受信環境に対応した特性でマルチパスによる歪み成分の除去を行うことができるフィルタ装置、受信装置及び信号処理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】

40

【0010】

請求項1に記載の発明は、入力信号の信号レベルを検出する検出手段と；前記入力信号に含まれるマルチパスによる歪み成分を除去するフィルタリング手段と；前記検出手段による検出結果に基づいて、前記フィルタリング手段の前記歪み成分の除去特性を制御する制御手段と；を備え、前記フィルタリング手段は、デジタルフィルタを備え、前記制御手段は、前記検出手段により検出されたレベル検出値のみに基づいて、重み係数を決定する決定手段と；前記デジタルフィルタからの出力信号の振幅値と基準値との誤差を算出する誤差算出手段と；前記誤差算出手段により算出された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、前記決定手段により決定された重み係数に前記算出された誤差を乗じた値を利用して予測演算し、前記予測演算の結果に基づいて、前記デジタルフィルタ

50

の各タップ係数を更新する係数更新手段と；を備え、前記決定手段は、前記レベル検出値が所定値未満である場合には、前記レベル検出値が前記所定値以上である場合よりも、前記重み係数を小さくする、ことを特徴とするフィルタ装置である。

【 0 0 1 1 】

請求項 3 に記載の発明は、請求項 1 又は 2 に記載のフィルタ装置と；受信信号から指定物理チャンネルの周波数帯の信号を抽出し、前記フィルタ装置に入力させる信号抽出手段と；を備えることを特徴とする受信装置である。

【 0 0 1 2 】

請求項 5 に記載の発明は、デジタルフィルタを備えるフィルタ装置において使用される信号処理方法であって、入力信号の信号レベルを検出する検出工程と；前記検出工程における検出結果に基づいて前記入力信号に含まれるマルチパスによる歪み成分の除去特性を制御しつつ、前記入力信号に含まれるマルチパスによる歪み成分を除去するフィルタリング工程と；を備え、前記フィルタリング工程は、前記検出工程において検出されたレベル検出値のみに基づいて、重み係数を決定する決定工程と；前記デジタルフィルタからの出力信号の振幅値と基準値との誤差を算出する誤差算出工程と；前記誤差算出工程において算出された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、前記決定工程において決定された重み係数に前記算出された誤差を乗じた値を利用して予測演算し、前記予測演算の結果に基づいて、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工程と；を備え、前記決定工程では、前記レベル検出値が所定値未満である場合には、前記レベル検出値が前記所定値以上である場合よりも、前記重み係数を小さくする、ことを特徴とする信号処理方法である。

【 0 0 1 3 】

請求項 6 に記載の発明は、請求項 5 に記載の信号処理方法を演算手段に実行させる、ことを特徴とする信号処理プログラムである。

【 0 0 1 4 】

請求項 7 に記載の発明は、請求項 6 に記載の信号処理プログラムが、演算手段により読み取り可能に記録されている、ことを特徴とする記録媒体である。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 1 5 】

以下、本発明の一実施形態を、図 1 ~ 図 9 を参照して説明する。なお、本実施形態においては、車両に搭載された R D S 対応の F M ラジオ受信装置を例示して説明する。また、以下の説明及び図面においては、同一又は同等の要素には同一の符号を付し、重複する説明を省略する。

【 0 0 1 6 】

[構成]

図 1 には、一実施形態に係る受信装置 1 0 0 の概略的な構成がブロック図にて示されている。この図 1 に示されるように、受信装置 1 0 0 は、アンテナ 1 1 0 と、R F 処理ユニット 1 2 0 とを備えている。また、受信装置 1 0 0 は、フィルタ装置 1 3 0 と、再生処理ユニット 1 4 0 と、アナログ処理ユニット 1 5 0 とを備えている。さらに、受信装置 1 0 0 は、音出力ユニット 1 6 0 と、操作入力ユニット 1 7 0 と、制御ユニット 1 9 0 とを備えている。

【 0 0 1 7 】

上記のアンテナ 1 1 0 は、放送波を受信する。アンテナ 1 1 0 による受信結果は、受信信号 R F S として、R F 処理ユニット 1 2 0 へ送られる。

【 0 0 1 8 】

上記の R F 処理ユニット 1 2 0 は、制御ユニット 1 9 0 からの選局指令 C S L に従って、選択すべき物理チャンネルの信号を受信信号 R F S から抽出する選局処理を行い、所定の中間周波数帯の成分を有する中間周波信号 I F D として、フィルタ装置 1 3 0 へ送られる。この R F 処理ユニット 1 2 0 は、図 2 に示されるように、入力フィルタ 1 2 1 と、高

周波増幅器 (R F - A M P : Radio Frequency-Amplifier) 1 2 2 と、バンドパスフィルタ (以下、「 R F フィルタ」とも呼ぶ) 1 2 3 とを備えている。また、 R F 処理ユニット 1 2 0 は、ミキサ (混合器) 1 2 4 と、中間周波フィルタ (以下、「 I F フィルタ」とも呼ぶ) 1 2 5 と、 A D (Analogue to Digital) 変換器 (A D C) 1 2 6 とを備えている。さらに、 R F 処理ユニット 1 2 0 は、局部発振回路 (O S C) 1 2 7 を備えている。

【 0 0 1 9 】

上記の入力フィルタ 1 2 1 は、アンテナ 1 1 0 からの受信信号 R F S の低周波成分を遮断するハイパスフィルタである。高周波増幅器 1 2 2 は、入力フィルタ 1 2 1 を通過した信号を増幅する。

【 0 0 2 0 】

R F フィルタ 1 2 3 は、高周波増幅器 1 2 2 から出力された信号のうち、高周波帯の信号を選択的に通過させる。ミキサ 1 2 4 は、 R F フィルタ 1 2 3 を通過した信号と、局部発振回路 1 2 7 から供給された局部発振信号 C F とを混合する。 I F フィルタ 1 2 5 は、ミキサ 1 2 4 から出力された信号のうち、予め定められた中間周波数範囲の信号を選択して通過させる。

【 0 0 2 1 】

A D C 1 2 6 は、 I F フィルタ 1 2 5 を通過した信号をデジタル信号に変換する。この変換結果は、中間周波信号 I F D として、フィルタ装置 1 3 0 へ向けて出力される。

【 0 0 2 2 】

局部発振回路 1 2 7 は、電圧制御等により発振周波数の制御が可能な発振器等を備えて構成される。この局部発振回路 1 2 7 は、制御ユニット 1 9 0 から供給された選局指令 C S L に従って、選局すべき物理チャンネルに対応する周波数の局部発振信号 C F を生成し、ミキサ 1 2 4 へ供給する。

【 0 0 2 3 】

図 1 に戻り、上記のフィルタ装置 1 3 0 は、 R F 処理ユニット 1 2 0 からの中間周波信号 I F D を受ける。そして、フィルタ装置 1 3 0 は、いわゆるマルチパスの発生による受信信号の歪みを除去するためのフィルタリング処理を行う。かかる機能を有するフィルタ装置 1 3 0 は、図 3 に示されるように、検出手段としてのレベル検出部 1 3 1 と、自動利得制御 (A G C) 部 1 3 2 とを備えている。また、フィルタ装置 1 3 0 は、フィルタリング手段としてのデジタルフィルタ部 1 3 3 と、制御手段としてのフィルタ特性制御部 1 3 4 とを備えている。

【 0 0 2 4 】

上記のレベル検出部 1 3 1 は、 R F 処理ユニット 1 2 0 からの中間周波信号 I F D を受ける。そして、レベル検出部 1 3 1 は、中間周波信号 I F D の信号レベルを検出する。レベル検出部 1 3 1 による検出結果は、レベル検出結果 D T L として、 A G C 部 1 3 2 及びフィルタ特性制御部 1 3 4 へ向けて送られる。

【 0 0 2 5 】

上記の A G C 部 1 3 2 は、 R F 処理ユニット 1 2 0 からの中間周波信号 I F D を受けるとともに、レベル検出部 1 3 1 からのレベル検出結果 D T L を受ける。そして、 A G C 部 1 3 2 は、レベル検出結果 D T L に基づいて中間周波信号 I F D を増幅することにより、中間周波信号 I F D の信号レベルにかかわらず、常に安定した振幅の中間周波数帯の信号 G C D を生成する。こうして生成された信号 G C D は、デジタルフィルタ部 1 3 3 及びフィルタ特性制御部 1 3 4 へ向けて送られる。

【 0 0 2 6 】

上記のデジタルフィルタ部 1 3 3 は、本実施形態では、 F I R (Finite Impulse Response) フィルタとして構成されている。このデジタルフィルタ部 1 3 3 は、 A G C 部 1 3 2 からの信号 G C D を受ける。そして、デジタルフィルタ部 1 3 3 は、フィルタ特性制御部 1 3 4 からの係数指定 C E F に従って、フィルタリング演算を行う。かかる機能を有するデジタルフィルタ部 1 3 3 は、図 4 に示されるように、 (M - 1) 個の遅延器 2 3 1₁ ~ 2 3 1_{M-1} と、 M 個の係数倍器 2 3 2₀ ~ 2 3 2_{M-1} と、加算器 2 3 3 とを備えている。

10

20

30

40

50

【0027】

上記の遅延器231_j (j = 1 ~ M - 1)のそれぞれは、入力した信号X_{j-1}(T)を単位遅延時間だけ遅延させ、信号X_j(T)として出力する。ここで、信号X₀(T)が、AGC部132からの信号GCDとなっている。この結果、信号X_j(T)と信号X₀(T)と関係は、次の(1)式で表される。

$$X_j(T) = X_0(T - j \cdot \tau) \quad \dots (1)$$

【0028】

なお、本実施形態では、遅延器231_jのそれぞれは、周期τの不図示の基準クロックに同期して信号X_{j-1}(T)をサンプリングして出力する。このため、単位遅延時間τの間、サンプリング結果が遅延器231_jに保持されて、出力されるようになっている。ここで、遅延時間τは、入力信号X₀(T)の信号周期の1/4となっている。

10

【0029】

遅延器231_jにより生成された信号X_j(T)は、係数倍器232_jへ向けて送られる。なお、係数倍器232₀へは、信号X₀(T)が送られるようになっている。

【0030】

上記の係数倍器232_m (m = 0 ~ M - 1)のそれぞれは、信号X_m(T)、及び、フィルタ特性制御部134からの係数指定CEFにおけるタップ係数K_m(T)を受ける。そして、係数倍器232_mは、信号X_m(T)とタップ係数K_m(T)とを乗算する。この乗算の結果は、加算器233へ送られる。

【0031】

上記の加算器233は、係数倍器232₀ ~ 232_{M-1}による乗算結果[X₀(T)・K₀(T)] ~ [X_{M-1}(T)・K_{M-1}(T)]を受ける。そして、加算器233は、次の(2)式により、信号Y(T)を算出する。

20

$$Y(T) = X_0(T) \cdot K_0(T) + \dots + X_{M-1}(T) \cdot K_{M-1}(T) \quad \dots (2)$$

【0032】

こうして算出された信号Y(T)が、信号FLDとして、フィルタ特性制御部134及び再生処理ユニット140へ送られる。

【0033】

図3に戻り、上記のフィルタ特性制御部134は、デジタルフィルタ部133からの信号FLD (= Y(T))と、AGC部132からの信号GCD (= X₀(T))と、レベル検出部131からの信号DTL (= E(T))とを受ける。そして、フィルタ特性制御部134は、これらの信号Y(T), X₀(T), E(T)に基づいて、係数指定CEFを生成する。かかる機能を有するフィルタ特性制御部134は、図5に示されるように、包絡線検波部241と、誤差算出手段としての誤差算出部242と、決定手段としての重み係数(ステップサイズ)決定部243と、係数更新手段としての係数更新部244とを備えている。

30

【0034】

上記の包絡線検波部241は、不図示の遅延器、乗算器、加算器等を備えて構成される。ここで、遅延器は、上述した遅延器231_jと同様に構成されている。

【0035】

この包絡線検波部241は、デジタルフィルタ部133からの信号Y(T)を受ける。そして、包絡線検波部241は、次の(3)式の演算を行うことにより、信号Y(T)に関する包絡線検波を行う。

40

$$Y_{ENV}(T) = [Y(T)]^2 + [Y(T - \tau)]^2 \quad \dots (3)$$

【0036】

包絡線検波部241による包絡線検波結果は、信号Y_{ENV}(T)として、誤差算出部242へ送られる。

【0037】

誤差算出部242は、不図示の減算器を備えるとともに、基準値Y_{TH}が記憶されている。この誤差算出部242は、包絡線検波部241からの信号Y_{ENV}(T)を受ける。そし

50

て、誤差算出部 2 4 2 は、次の (4) 式により、信号 $Y_{ENV}(T)$ の基準値 Y_{TH} からの誤差を算出する。

$$ERR(T) = Y_{ENV}(T) - Y_{TH} \quad \dots (4)$$

【 0 0 3 8 】

誤差算出部 2 4 2 による誤差算出結果は、信号 $ERR(T)$ として、係数更新部 2 4 4 へ送られる。なお、基準値 Y_{TH} は、実験、シミュレーション、経験等に基づき、上述した AGC 部 1 3 2 における自動利得制御特性とともに、予め定められる。

【 0 0 3 9 】

上記の重み係数決定部 2 4 3 は、レベル検出部 1 3 1 からの信号 $DTL (= E(T))$ を受ける。そして、重み係数決定部 2 4 3 は、信号 $E(T)$ の値に基づいて、重み係数 (ステップサイズ) (T) を決定する。この重み係数 (T) (一般に、 $(T) > 0$) は、フィルタ装置 1 3 0 における適応制御の収束についての強度を定めるものであり、重み係数 (T) が大きくなるほど、適応制御の収束強度が高くなる。なお、本実施形態では、重み係数決定部 2 4 3 は、図 6 に示される態様で、信号 $E(T)$ の値に基づいて、重み係数 (T) を決定するようになっている。

【 0 0 4 0 】

重み係数決定部 2 4 3 による決定結果は、信号 (T) として、係数更新部 2 4 4 へ送られる。なお、図 6 における所定値 E_{TH} は、実験、シミュレーション、経験等に基づき、予め定められる。

【 0 0 4 1 】

図 5 に戻り、上記の係数更新部 2 4 4 は、デジタルフィルタ部 1 3 3 からの信号 $FLD (= Y(T))$ と、AGC 部 1 3 2 からの信号 $GCD (= X_0(T))$ と、誤差算出部 2 4 2 からの信号 $ERR(T)$ と、重み係数決定部 2 4 3 からの信号 (T) とを受取る。そして、係数更新部 2 4 4 は、これらの信号 $Y(T)$, $X_0(T)$, $ERR(T)$, (T) に基づいて、係数指定 CEF を生成する。かかる機能を有する係数更新部 2 4 4 は、図 7 に示されるように、 M 個の個別係数算出部 2 4 9₀ ~ 2 4 9_{M-1} を備えている。

【 0 0 4 2 】

上記の個別係数算出部 2 4 9_m ($m = 0 \sim M - 1$) のそれぞれは、不図示の遅延器、乗算器、加算器、減算器等を備えて構成される。ここで、遅延器は、上述した遅延器 2 3 1_j と同様に構成されている。

【 0 0 4 3 】

この個別係数算出部 2 4 9_m は、信号 $Y(T)$, $X_0(T)$, $ERR(T)$, (T) を受ける。そして、個別係数算出部 2 4 9_m は、次の (5) 及び (6) 式により、タップ係数 $K_m(T + \quad)$ を算出する。

【 0 0 4 4 】

$$K_m(T + \quad) = K_m(T) - (T) \cdot ERR(T) \cdot P_m(T) \quad \dots (5)$$

ここで、

$$P_m(T) = X_m(T) \cdot Y(T) + X_m(T - \quad) \cdot Y(T - \quad) \quad \dots (6)$$

【 0 0 4 5 】

こうして算出されたタップ係数 $K_0(T + \quad) \sim K_{M-1}(T + \quad)$ が、係数指定 CEF としてデジタルフィルタ部 1 3 3 へ送られる。より詳しくは、タップ係数 $K_m(T + \quad)$ が、上述した係数倍器 2 3 2_m へ送られる。この結果、係数倍器 2 3 2_m に供給されるタップ係数が更新される。

【 0 0 4 6 】

図 1 に戻り、上記の再生処理ユニット 1 4 0 は、フィルタ装置 1 3 0 からの信号 FLD を受ける。そして、再生処理ユニット 1 4 0 は、信号 FLD に対して検波処理を施した後、検波結果に対して復調処理を施す。かかる機能を有する再生処理ユニット 1 4 0 は、図 8 に示されるように、検波部 1 4 1 と、ステレオ復調部 1 4 2 とを備えている。

【 0 0 4 7 】

上記の検波部 1 4 1 は、フィルタ装置 1 3 0 からの信号 FLD に対して、所定方式でデ

10

20

30

40

50

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 D A D を生成する。こうして生成された検波信号 D A D は、ステレオ復調部 1 4 2 へ送られる。

【 0 0 4 8 】

上記のステレオ復調部 1 4 2 は、検波部 1 4 1 からの検波信号 D A D に対してステレオ復調処理を施し、信号 D M D を生成する。生成された信号 D M D は、アナログ処理ユニット 1 5 0 へ送られる。

【 0 0 4 9 】

なお、本実施形態では、フィルタ装置 1 3 0 及び再生処理ユニット 1 4 0 においては、デジタル信号処理が行われるようになっている。

【 0 0 5 0 】

図 1 に戻り、上記のアナログ処理ユニット 1 5 0 は、再生処理ユニット 1 4 0 からの信号 D M D を受ける。そして、アナログ処理ユニット 1 5 0 は、制御ユニット 1 9 0 による制御のもとで、出力音声信号 A O S を生成し、スピーカユニット 1 6 0 へ送る。かかる機能を有するアナログ処理ユニット 1 5 0 は、図 9 に示されるように、D A (Digital to Analogue) 変換部 1 5 1 と、音量調整部 1 5 2 と、パワー増幅部 1 5 3 とを備えている。

【 0 0 5 1 】

上記の D A 変換部 1 5 1 は、再生処理ユニット 1 4 0 からの信号 D M D を受ける。そして、D A 変換部 1 5 1 は、信号 D M D をアナログ信号に変換する。この D A 変換部 1 5 1 は、信号 D M D に含まれるレフトチャンネル(以下、「Lチャンネル」)信号及びライトチャンネル(以下、「Rチャンネル」)信号に対応して、互いに同様に構成された 2 個の D A (Digital to Analogue) 変換器を備えている。D A 変換部 1 5 1 による変換結果であるアナログ信号 A C S は、音量調整部 1 5 2 へ送られる。

【 0 0 5 2 】

上記の音量調整部 1 5 2 は、D A 変換部 1 5 1 からのアナログ信号 A C S を受ける。そして、音量調整部 1 5 2 は、制御ユニット 1 9 0 からの音量調整指令 V L C に従って、アナログ信号 A C S に対して音量調整処理を施す。この音量調整部 1 5 2 は、本実施形態では、アナログ信号 A C S に含まれる L チャンネル信号及び R チャンネル信号に対応して、互いに同様に構成された 2 個の電子ボリューム素子等を備えて構成されている。音量調整部 1 5 2 による調整結果であるアナログ信号 V C S は、パワー増幅部 1 5 3 へ送られる。

【 0 0 5 3 】

上記のパワー増幅部 1 5 3 は、音量調整部 1 5 2 からのアナログ信号 V C S を受ける。そして、パワー増幅部 1 5 3 は、アナログ信号 V C S をパワー増幅する。このパワー増幅部 1 5 3 は、アナログ信号 V C S に含まれる L チャンネル信号及び R チャンネル信号に対応して、互いに同様に構成された 2 個のパワー増幅器を備えている。パワー増幅部 1 5 3 による増幅結果である出力音声信号 A O S は、スピーカユニット 1 6 0 へ送られる。

【 0 0 5 4 】

図 1 に戻り、スピーカユニット 1 6 0 は、L チャンネルスピーカ及び R チャンネルスピーカを備えている。このスピーカユニット 1 6 0 は、アナログ処理ユニット 1 5 0 からの出力音声信号 A O S に従って、音声を再生出力する。

【 0 0 5 5 】

操作入力ユニット 1 7 0 は、受信装置 1 0 0 の本体部に設けられたキー部、あるいはキー部を備えるリモート入力装置等により構成される。ここで、本体部に設けられたキー部としては、不図示の表示ユニットに設けられたタッチパネルを用いることができる。また、キー部を有する構成に代えて、音声入力する構成を採用することもできる。操作入力ユニット 1 7 0 への操作入力結果は、操作入力データ I P D として制御ユニット 1 9 0 へ送られる。

【 0 0 5 6 】

制御ユニット 1 9 0 は、操作入力ユニット 1 7 0 からの操作入力データ I P D を解析する。そして、操作入力データ I P D の内容が、物理チャンネルを含む選局指定であった場合には、制御ユニット 1 9 0 は、指定された物理チャンネルに対応する選局指令 C S L を

10

20

30

40

50

生成して、RF処理ユニット120へ送る。また、操作入力データIPDの内容が、音量調整態様を含む音量調整指定であった場合には、制御ユニット190は、指定された音量調整態様に対応する音量調整指令VLCを生成して、アナログ処理ユニット150へ送る。

【0057】

[動作]

以上のようにして構成された受信装置100の動作について、フィルタ装置130における適応制御に主に着目して説明する。

【0058】

前提として、操作入力ユニット170には既に利用者により選局指定が入力されており、指定された物理チャンネルに対応する選局指令CSLが、RF処理ユニット120へ送られているものとする。また、操作入力ユニット170には既に利用者により音量調整指定が入力されており、指定された音量調整態様に対応する音量調整指令VLCが、アナログ処理ユニット150へ送られているものとする(図1参照)。

10

【0059】

こうした状態で、アンテナ110で放送波を受信すると、受信信号RFSが、アンテナ110からRF処理ユニット120へ送られる。そして、RF処理ユニット120において、選択すべき物理チャンネルの信号を受信信号RFSから抽出する選局処理が行われる。この選局処理の結果として、所定の中間周波数帯の成分を有する中間周波信号IFDが、フィルタ装置130へ送られる(図1参照)。

20

【0060】

フィルタ装置130では、レベル検出部131及びAGC部132が、中間周波信号IFDを受ける。中間周波信号IFDを受けたレベル検出部131は、中間周波信号IFDの信号レベルを検出し、検出結果をレベル検出結果DTLとして、AGC部132及びフィルタ特性制御部134へ送る(図3参照)。

【0061】

また、中間周波信号IFDを受けたAGC検出部132は、レベル検出部131からのレベル検出結果DTL(=E(T))に基づいて中間周波信号IFDを増幅することにより、中間周波信号IFDの信号レベルにかかわらず、安定した振幅の中間周波数帯の信号GCDを生成する。こうして生成された信号GCDは、デジタルフィルタ部133及びフィルタ特性制御部134へ向けて送られる(図3参照)。

30

【0062】

信号GCD(=X₀(T))を受けたデジタルフィルタ部133は、その時点(すなわち、時刻T)におけるX₀(T)~X_{M-1}(T)と、タップ係数K₀(T)~K_{M-1}(T)とにより、信号FLD(=Y(T))を生成する。そして、信号FLD(=Y(T))が、再生フィルタ特性制御部134及び再生処理ユニット140へ送られる(図4参照)。

【0063】

フィルタ特性制御部134では、包絡線検波部241及び係数更新部244が、信号FLD(=Y(T))を受ける。信号FLD(=Y(T))を受けた、包絡線検波部241は、上述した(3)式による算出により包絡線検波を行って、信号Y_{ENV}(T)を生成し、誤差算出部242へ送る(図5参照)。

40

【0064】

信号Y_{ENV}(T)を受けた誤差算出部242は、上述した(4)式による算出を行うことにより、誤差算出を行う。この誤差算出の結果は、信号ERR(T)として、係数更新部244へ送られる(図5参照)。

【0065】

一方、フィルタ特性制御部134では、重み係数決定部243が、レベル検出部131からの信号DTL(=E(T))を受ける。信号DTL(=E(T))を受けた重み係数決定部243は、信号E(T)の値に対応した重み係数(ステップサイズ)(T)を決定する。重み係数決定部243による決定結果は、信号(T)として、係数更新部24

50

4へ送られる。この重み係数 (T) は、フィルタ装置 130における適応制御の収束についての強度を定めるものであり、重み係数 (T) が大きくなるほど、適応制御の収束強度が高くなる。

【0066】

なお、上述したように、本実施形態では、重み係数決定部 243は、図6に示される態様で、信号 $E(T)$ の値に基づいて、重み係数 (T) を決定するようになっている。すなわち、本実施形態では、選局した物理チャンネルの放送波の電界強度を反映した信号 $E(T)$ の値が、所定値 E_{TH} 以上である場合には、重み係数決定部 243は、重み係数 (T) を一定の大きな値に決定する。

【0067】

この結果、信号 $E(T)$ の値が所定値 E_{TH} 以上である場合には、適応制御の収束強度を高くするようになっている。これは、信号 $E(T)$ の値が所定値 E_{TH} 以上である場合には、選局した物理チャンネルの放送波の周波数帯と同一の周波数帯の他物理チャンネルの放送波の電界強度は十分に小さいと推定されることに対応している。

【0068】

一方、信号 $E(T)$ の値が所定値 E_{TH} 未満である場合には、信号 $E(T)$ の値が増大するに従って、重み係数決定部 243は、重み係数 (T) を単調増大させる。この結果、信号 $E(T)$ の値が所定値 E_{TH} 未満である場合には、信号 $E(T)$ の値が小さいほど、適応制御の収束強度が低減し、放送内容の切り替わり頻度が低くなる。これは、信号 $E(T)$ の値が所定値 E_{TH} 未満である場合には、信号 $E(T)$ の値が小さいほど、選局した物理チャンネルの放送波の周波数帯と同一の周波数帯の他物理チャンネルの放送波の電界強度が増す可能性が高いと推定されることに対応している。

【0069】

上記のように、係数更新部 244は、デジタルフィルタ部 133からの信号 $FLD (= Y(T))$ と、AGC部 132からの信号 $GCD (= X_0(T))$ と、誤差算出部 242からの信号 $ERR(T)$ と、重み係数決定部 243からの信号 (T) とを受け取る。この係数更新部 244では、個別係数算出部 249_m ($m = 0 \sim M - 1$) のそれぞれが、これらの信号 $Y(T)$, $X_0(T)$, $ERR(T)$, (T) を受け取る。そして、係数更新部 244は、上述した(5)及び(6)式により、新たなタップ係数 $K_m(T+)$ を算出する。こうして算出された新たなタップ係数 $K_0(T+) \sim K_{M-1}(T+)$ が、係数指定 CEF として、デジタルフィルタ部 133へ供給されることにより、デジタルフィルタ部 133における係数倍器 232_m に供給されるタップ係数が更新される(図4参照)。

【0070】

かかる更新が繰り返されるCMA方式による適応制御が行われることにより、フィルタ装置 130からは、マルチパス歪みが低減された信号 FLD が出力されることになる。なお、適応制御の収束強度は、重み係数 (T) の値が大きいほど高く、また、小さいほど低い。このため、選択された物理チャンネルの放送波の電界強度が弱い範囲では、再生される放送内容が頻繁に切り替わることが防止される。

【0071】

さて、フィルタ装置 130から信号 FLD を受けた再生処理ユニット 140では、検波部 141が信号 FLD に対して検波処理を施した後に、検波結果に対して、ステレオ復調部 142がステレオ復調処理を施す。この結果が、信号 DMD として、アナログ処理ユニット 150へ送られる(図8参照)。

【0072】

再生処理ユニット 140からの信号 DMD を受けたアナログ処理ユニット 150では、まず、DA変換部 151が、信号 DMD をアナログ信号 ACS に変換する。引き続き、音量調整部 152が、制御ユニット 190からの音量調整指令 VLC に従って、アナログ信号 ACS に対して音量調整処理を施し、アナログ信号 VCS として、パワー増幅部 153へ送る(図9参照)。

【0073】

10

20

30

40

50

アナログ信号VCSを受けたパワー増幅部153は、アナログ信号VCSをパワー増幅して、出力音声信号AOSを生成し、スピーカユニット160へ送る(図9参照)。そして、スピーカユニット160が、アナログ処理ユニット150からの出力音声信号AOSに従って、音声を再生出力する。

【0074】

以上説明したように、本実施形態では、マルチパス歪みの除去を、CMA方式を利用した適応制御を行うフィルタ装置130を用いて行う。そして、本実施形態では、この適応制御に際して、適応制御の収束強度を決める重み係数(ステップサイズ)を、選択された物理チャンネルの放送波のアンテナ付近における電界強度に対応して、その電界強度が弱く、同一周波数帯の他物理チャンネルの放送波の電界強度と同等になり得る蓋然性が高く
10
なるにつれ、小さくする。この結果、複数の放送波の受信可能領域内である可能性が低い場所では、迅速かつ的確にマルチパス歪みを除去するとともに、複数の放送波の受信可能領域内である可能性が高い領域では、聴取者に対する聴感上の違和感を低減しつつ、マルチパス歪みを除去することができる。

【0075】

[実施形態の変形]

本発明は、上記の実施形態に限定されるものではなく、様々な変形が可能である。

【0076】

例えば、上記の実施形態では、レベル検出部131による検出結果E(T)に対応して、図6に示される態様で、重み係数決定部243が重み係数(T)を決定した。これに
20
対し、検出結果E(T)に対応する重み係数(T)の決定態様が、図10に示されるように、2段階的に変化するようにしてもよい。

【0077】

また、図10では、検出結果E(T)に対応する重み係数(T)の決定態様が、2段階で変化する場合を例示したが、検出結果E(T)の値が大きくなるにつれて、重み係数(T)の値が単調非減少であれば、3段階以上で決定態様が変化するようにしてもよい。

【0078】

また、上記の実施形態では、検出結果E(T)の値が所定値E_{TH}以上である場合には、重み係数(T)の値を一定値となるようにしたが、検出結果E(T)の値が大きくなる
30
につれて、重み係数(T)の値が単調非減少であれば、どのような態様でもよい。

【0079】

また、上記の実施形態では、デジタルフィルタ部133をFIRフィルタとして構成したが、フィルタ出力を入力信号と加算するIIR(Infinite Impulse Response)フィルタとして構成することもできる。

【0080】

また、上記の実施形態では、1アンテナ及び1RF処理ユニットの構成の場合に、本発明を適用したが、いわゆる合成ダイバシチ方式を採用する複数アンテナ及び複数RF処理ユニットの構成の場合にも、本発明を適用することができる。この場合には、複数のRF処理ユニットごとにデジタルフィルタ部を設け、各デジタルフィルタ部からの出力信号の
40
和と、上記の実施形態における信号Y(T)として利用するようにすればよい。

【0081】

また、上記の実施形態では、タップ係数K_m(T+)を(5)及び(6)式により算出したが、従来例1の場合と同様に、以下の(7)~(10)式により算出するようにしてもよい。

【0082】

$$K_m(T+) = K_m(T) - (T) \cdot ERR(T) \cdot R_m(T) \quad \dots (7)$$

ここで、

$$P_m(T) = X_m(T) \cdot Y(T) + X_m(T-) \cdot Y(T) \quad \dots (8)$$

$$R_m(T) = \text{SIGN}\{P_m(T)\} \cdot |P_m(T)|^{1/2} \quad \dots (9)$$

10

20

30

40

50

但し、

$$\text{SIGN}\{P_m(T)\} = \begin{cases} 1 & (P_m(T) > 0) \\ 0 & (P_m(T) = 0) \\ -1 & (P_m(T) < 0) \end{cases} \quad \dots (10)$$

【0083】

また、上記の実施形態では、誤差ERR(T)算出を(4)式により算出したが、従来例2の場合と同様に、以下の(11)及び(12)式により算出するようにしてもよい。

【0084】

$$\text{ERR}(T) = Y_{\text{ENV}}(T) - X_{\text{ENV}}(T) \quad \dots (11)$$

ここで、

$$X_{\text{ENV}}(T) = [X_0(T)]^2 + [X_0(T - \quad)]^2 \quad \dots (12)$$

【0085】

なお、上記の実施形態におけるフィルタ装置130、再生処理ユニット140及び制御ユニット190を、中央処理装置(CPU: Central Processing Unit)、DSP(Digital Signal Processor)等を備えた演算手段としてのコンピュータとして構成し、予め用意されたプログラムを当該コンピュータで実行することにより、上記の実施形態における処理の一部又は全部を実行するようにしてもよい。このプログラムはハードディスク、CD-ROM、DVD等のコンピュータで読み取り可能な記録媒体に記録され、当該コンピュータによって記録媒体から読み出されて実行される。また、このプログラムは、CD-ROM、DVD等の可搬型記録媒体に記録された形態で取得されるようにしてもよいし、インターネットなどのネットワークを介した配送の形態で取得されるようにしてもよい。

【図面の簡単な説明】

【0086】

【図1】本発明の一実施形態に係る受信装置の構成を概略的に示すブロック図である。

【図2】図1のRF処理ユニットの構成を示すブロック図である。

【図3】図1のフィルタ装置の構成を示すブロック図である。

【図4】図3のデジタルフィルタ部の構成を示すブロック図である。

【図5】図3のフィルタ特性制御部の構成を示すブロック図である。

【図6】図5の重み係数決定部の態様を説明するための図である。

【図7】図5の係数更新部の構成を示すブロック図である。

【図8】図1の再生処理ユニットの構成を示すブロック図である。

【図9】図1のアナログ処理ユニットの構成を示すブロック図である。

【図10】重み係数決定部の態様の変形例を説明するための図である。

【符号の説明】

【0087】

- 100 ... 受信装置
- 120 ... RF処理ユニット(信号抽出手段)
- 130 ... フィルタ装置
- 131 ... レベル検出部(検出手段)
- 133 ... デジタルフィルタ部(フィルタリング手段)
- 134 ... フィルタ特性制御部(制御手段)
- 242 ... 誤差算出部(誤差算出手段)
- 243 ... 重み係数決定部(決定手段)
- 244 ... 係数更新部(係数更新手段)

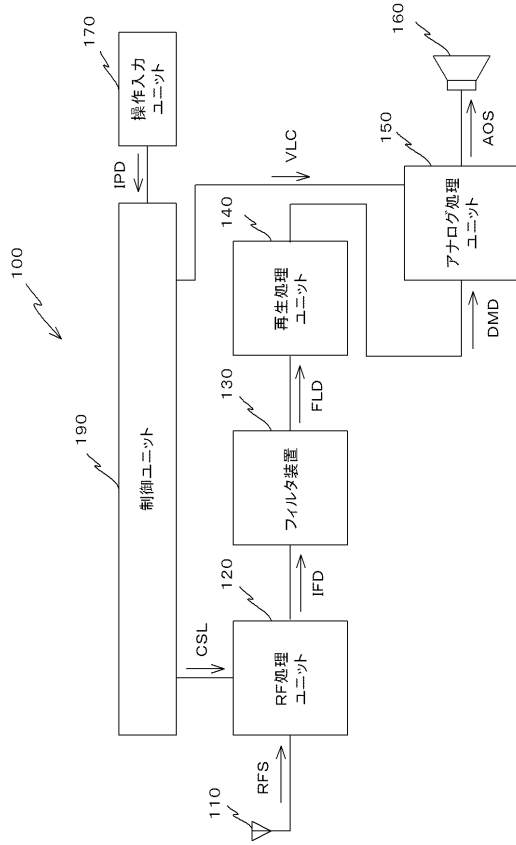
10

20

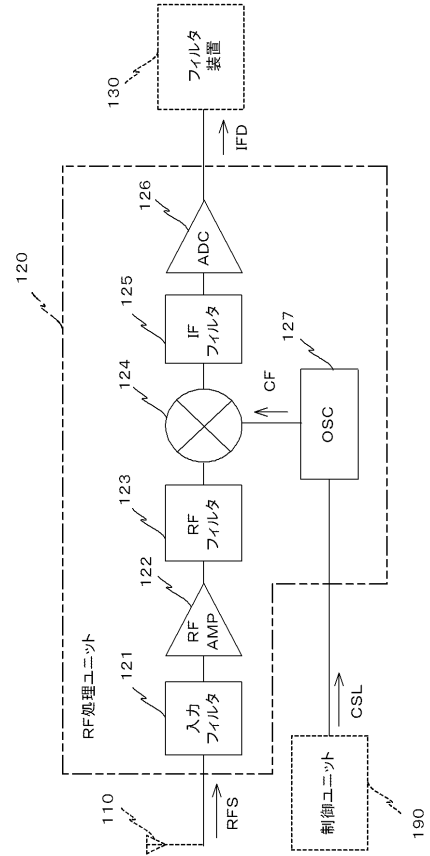
30

40

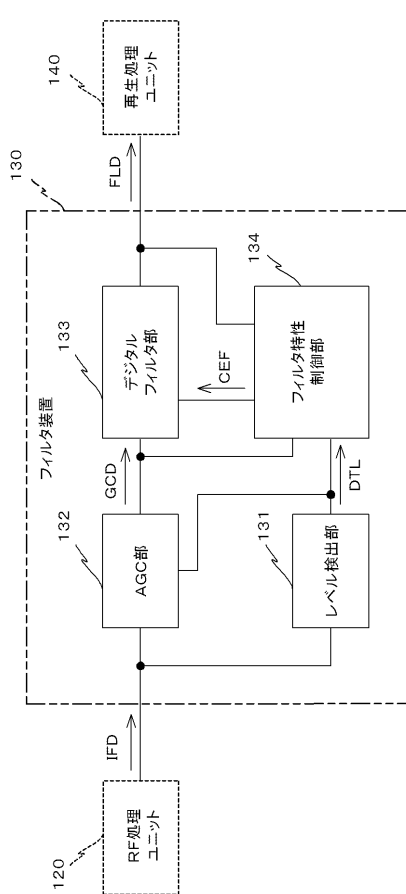
【図1】



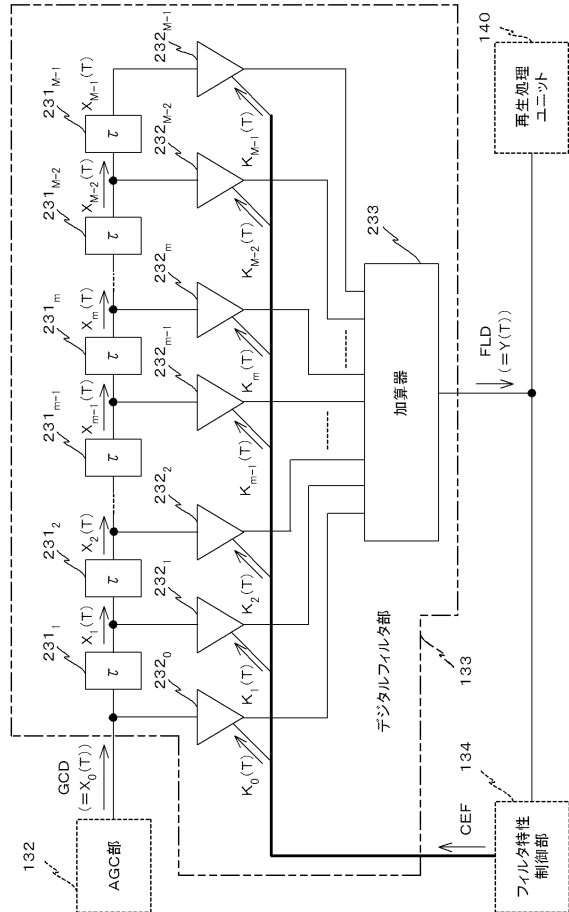
【図2】



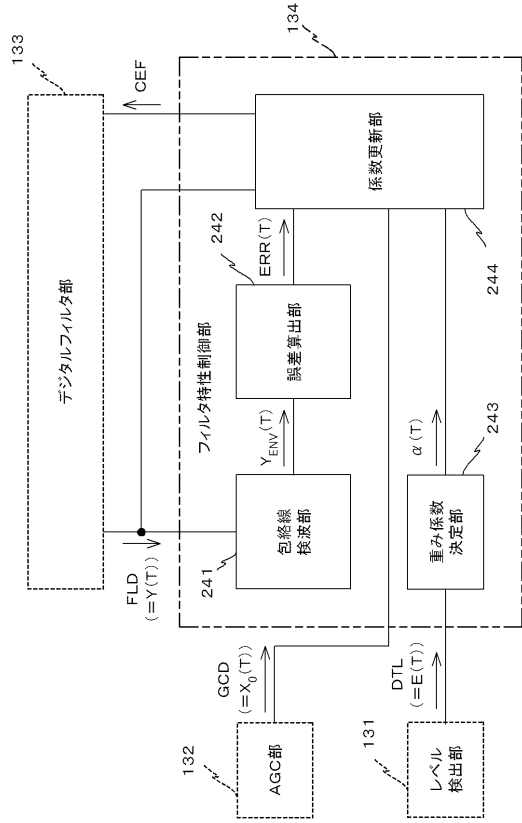
【図3】



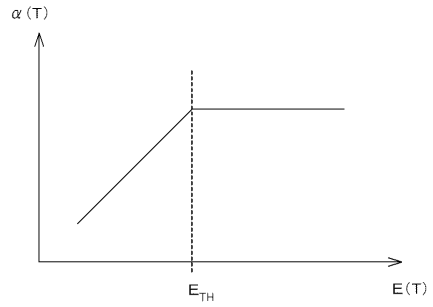
【図4】



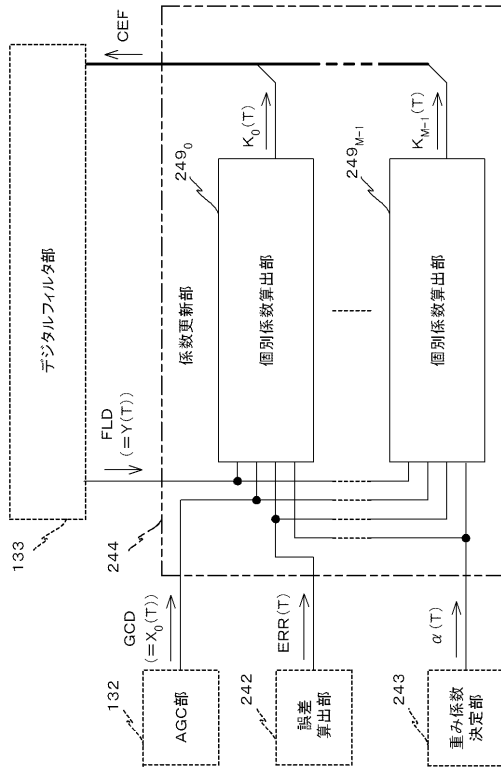
【図5】



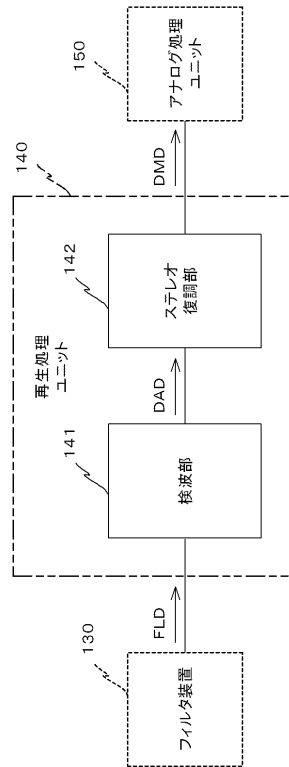
【図6】



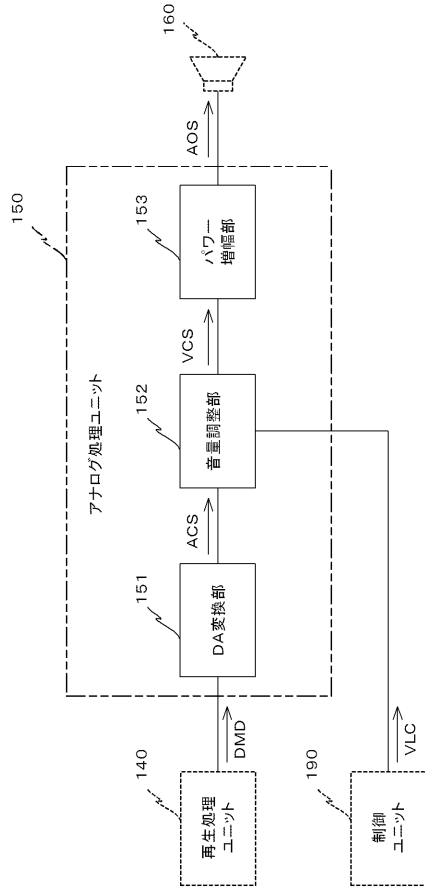
【図7】



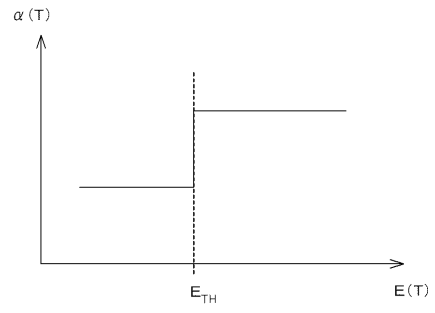
【図8】



【図9】



【図10】



フロントページの続き

(51) Int.Cl. F I
H 0 4 B 1/10 (2006.01) H 0 4 B 1/10 M

(56) 参考文献 特開平 0 5 - 2 5 2 0 6 7 (J P , A)
特開 2 0 0 5 - 0 6 4 6 1 8 (J P , A)
特開 2 0 0 6 - 2 8 7 6 5 4 (J P , A)
特開 2 0 0 8 - 0 2 2 4 2 2 (J P , A)

(58) 調査した分野(Int.Cl. , DB名)

H 0 4 B 1 / 7 6 - 3 / 4 4
H 0 4 B 3 / 5 0 - 3 / 6 0
H 0 4 B 7 / 0 0 5 - 7 / 0 1 5
H 0 3 H 1 7 / 0 2
H 0 3 H 1 7 / 0 6
H 0 3 H 2 1 / 0 0
H 0 4 B 1 / 1 0