

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4519415号  
(P4519415)

(45) 発行日 平成22年8月4日(2010.8.4)

(24) 登録日 平成22年5月28日(2010.5.28)

(51) Int.Cl. F 1  
**H04B 7/005 (2006.01)** H04B 7/005  
**H04B 3/06 (2006.01)** H04B 3/06

C

請求項の数 22 外国語出願 (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2003-111250 (P2003-111250)  
(22) 出願日 平成15年4月16日 (2003.4.16)  
(65) 公開番号 特開2003-338780 (P2003-338780A)  
(43) 公開日 平成15年11月28日 (2003.11.28)  
審査請求日 平成18年4月17日 (2006.4.17)  
(31) 優先権主張番号 10/124549  
(32) 優先日 平成14年4月16日 (2002.4.16)  
(33) 優先権主張国 米国(US)

(73) 特許権者 591009509  
ボーズ・コーポレーション  
BOSE CORPORATION  
アメリカ合衆国マサチューセッツ州017  
01, フラミンガム, ザ・マウンテン (番地なし)  
(74) 代理人 100106909  
弁理士 棚井 澄雄  
(74) 代理人 100089037  
弁理士 渡邊 隆  
(72) 発明者 タビー・バーカスデイル  
アメリカ合衆国マサチューセッツ州017  
40, ボルトン

審査官 東 昌秋

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】復調装置

## (57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

対象信号を含む第1成分と干渉信号を含む第2成分とを有する信号を受信するように構成配置される通信システムにおける適応フィルタであって、

従来型の一定モジュラス・アルゴリズムを用いて、前記適応フィルタの係数のうち部分集合の係数を更新する第1の手段と、

前記一定モジュラス・アルゴリズムにおいて誤差費用関数に含まれる定数を任意の定数で置き換え、かつ該定数の重み付けを前記対象信号に対する前記干渉信号の強さに応じて1から0まで減少させるアルゴリズムを用いて、前記部分集合の係数を除く前記適応フィルタの係数を更新する第2の手段と、

を備えた適応フィルタ。

## 【請求項 2】

請求項1記載の適応フィルタにおいて、前記第2の手段は、受信信号の干渉信号成分に応答して、前記適応フィルタの係数を調整する適応フィルタ。

## 【請求項 3】

請求項1記載の適応フィルタにおいて、前記適応フィルタの出力信号のスペクトル平均周波数を検出するように構成配置された検出器を備え、前記第2の手段は、前記スペクトル平均周波数を用いて前記定数の重み付けを決定する適応フィルタ。

## 【請求項 4】

請求項3記載の適応フィルタにおいて、前記検出器は瞬時周波数検出器を含む適応フィ

ルタ。

【請求項 5】

請求項 4 記載の適応フィルタにおいて、前記瞬時周波数検出器は FM 検出器を含む適応フィルタ。

【請求項 6】

請求項 4 記載の適応フィルタにおいて、前記検出器は更に前記瞬時周波数を平均化する平均化回路を含む適応フィルタ。

【請求項 7】

請求項 4 記載の適応フィルタにおいて、受信信号の電力を正規化する電力正規化回路を更に含む適応フィルタ。

10

【請求項 8】

請求項 1 記載の適応フィルタにおいて、前記第 1 および第 2 の手段は前記適応フィルタの出力信号に応答する適応フィルタ。

【請求項 9】

請求項 1 記載の適応フィルタにおいて、前記通信システムは FM 受信機を備える適応フィルタ。

【請求項 10】

請求項 1 記載の適応フィルタにおいて、前記第 2 の手段は、前記対象信号と干渉信号との間の相対強度に基づいて前記適応フィルタの係数を変更するように構成配置される、適応フィルタ。

20

【請求項 11】

対象信号を含む第 1 成分と干渉信号を含む第 2 成分とを有する受信信号を適応フィルタに印加することを含む適応フィルタ作動方法であって、

(a) 従来型の一定モジュラス・アルゴリズムを用いて、前記適応フィルタの係数のうち部分集合の係数を更新するステップと、  
(b) 前記一定モジュラス・アルゴリズムにおいて誤差費用関数に含まれる定数を任意の定数で置き換え、かつ該定数の重み付けを前記対象信号に対する前記干渉信号の強さに応じて 1 から 0 まで減少させるアルゴリズムを用いて、前記部分集合の係数を除く前記適応フィルタの係数を更新するステップと、

を有する方法。

30

【請求項 12】

請求項 11 記載の方法において、前記ステップ (b) の更新は受信信号の干渉信号成分に応答する方法。

【請求項 13】

請求項 12 記載の方法において、前記ステップ (b) の更新は、更に前記対象信号と干渉信号との間の相対強度に依存する、方法。

【請求項 14】

請求項 13 記載の方法において、更に、前記相対強度を前記適応フィルタの出力信号のスペクトル平均周波数の検出に基づいて決定することを含む方法。

【請求項 15】

請求項 13 記載の方法において、更に、前記相対強度を前記適応フィルタの出力のスペクトル平均周波数の検出に基づいて決定することを含む方法。

40

【請求項 16】

請求項 11 記載の方法において、前記対象信号および干渉信号を含む受信信号を分析するステップを含む、方法。

【請求項 17】

請求項 16 記載の方法において、前記分析は前記干渉信号成分の強度に対する前記対象信号成分の相対強度を含む、方法。

【請求項 18】

請求項 17 記載の方法において、更に、前記相対強度を前記適応フィルタの出力信号の

50

スペクトル平均周波数の検出に基づいて決定することを含む方法。

【請求項 19】

請求項 11 記載の方法において、前記適応フィルタはトランスバーサル・フィルタである方法。

【請求項 20】

請求項 11 記載の方法において、前記ステップ (b)の誤差費用関数に含まれる定数の重み付けは経時に調整される、方法。

【請求項 21】

請求項 11 記載の方法において、前記適応フィルタはトランスバーサル・フィルタである方法。

10

【請求項 22】

請求項 11 記載の方法において、前記適応フィルタは F I R フィルタである方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、一般的には、変調された信号からのデータ復元に関する。更に特定すれば、本発明は、意図的にまたは意図せずに変調信号に印加され得る、マルチバスや隣接チャネル干渉、およびその他の線形の非時変、即ち時間的に変化しない（または緩慢時変（時間的にゆっくり変化する））動作の影響低減に関する。本発明は、特に適応伝送チャネル等化器としての使用に適しており、伝送チャネルにおける非理想性の結果受信信号に生ずる異常（偏差）を低減するように動作する。本発明は、新規な適応方法を用いる適応等化器として動作するように構成された適応フィルタ構造を備え、適応フィルタの係数を調節するために用いる誤差費用関数(error cost function)が、受信信号特性に基づいて、自己調節する。

20

【0002】

本発明は、変調信号からデータを復元することが必要であり、変調信号が以下の特性を有する場合、即ち、1) 周波数スペクトルの大きさが変調信号帯域幅全体を通じて実質上平坦であり、2) 信号の大きさが経時に実質上一定（一定または一定の係数に近い）であるという特性を有するとき、あらゆるシステムにおいて利用できる。本発明が特に有用なのは、周波数変調（F M）信号を受信し復調するように設計された無線受信機に用いられる場合であるが、別の変調方式のシステムに用いても利点がある（デジタル通信システムにおける適応チャネル等化器としての使用は、別の一例である）。

30

【0003】

【従来の技術】

時間ドメイン（領域）におけるマルチバス干渉は、対象信号（S O I : signal of interest）の初期形状と同じ信号を遅延およびフィルタ処理した多数の変形との重畳によって表すことができる。S O I を遅延およびフィルタ処理した変形は、反射やその他の不規則性から生ずる。周波数ドメインで見た場合、マルチバス干渉は、S O I の伝送路内のどこかに置かれた櫛歯フィルタとしてモデル化することができる。

40

【0004】

図 1 は、受信信号上におけるマルチバス干渉の影響を低減しようとした従来技術の信号処理システムのブロック図である。このシステムは、マルチバス干渉によって生じた線形誤差を打ち消す機能を有する適応トランスバーサル（または F I R ）フィルタを受信信号経路内に配置している。

【0005】

以下の式 1 ないし式 4 は、一定モジュラス・アルゴリズム（C M A : Constant Modulus Algorithm）に基づく従来技術の適応伝送チャネル等化器の数学的基礎をなす。C M A とは、トランスバーサル・フィルタ係数を調節するために用いられる誤差推定の一種である。これらの式は、具体的には、（Dominique Goddardによって）C M A 2 - 2 と名付けられた C M A の一形態に対応するが、その論述は、当技術分野で公知のその他の形態の C M A

50

に一般化することができる。

【0006】

【数1】

$$y(k) = W^T(k) X(k) \quad \text{式1}$$

【0007】

【数2】

$$W(k+1) = W(k) - \mu e_{cm}(k) X^*(k) \quad \text{式2}$$

【0008】

【数3】

$$e_{cm}(k) = [ |y(k)|^2 - R_2 ] y(k) \quad \text{式3}$$

10

【0009】

【数4】

$$R_2 = E\{|y(k)|^4\} / E\{|y(k)|^2\} \quad \text{式4}$$

上述の式1ないし式4において、 $X(k)$ は時点 $k$ における入力履歴のベクトルであり、 $y(k)$ は適応フィルタからのスカラー出力値であり、 $W(k)$ はフィルタ係数のベクトルであり、 $e_{cm}[k]$ はCMA 2-2アルゴリズムに基づく一定モデュラス(係数)誤差推定値であり、 $R_2$ は用いるデータ変調方法に依存する定数であり、適応フィルタの出力をデータ復調器の閾値に一致させるために必要なスケーリングを表す。周波数変調(FM)のような一定モデュラス変調方法では、この式は $R_2 = R_0^2$ と変形され、 $R_0 = E\{|y(k)|\}$ である。 $\mu$ は、各時間ステップ(刻み)毎に係数を変化させる範囲を調節するステップ・サイズ・パラメータである。次の係数 $W(k+1)$ の集合は、各々、その前の係数値 $W(k)$ と、トランスバーサル・フィルタのタップ重み(係数)に対するフィルタの出力モデュラスの誤差の勾配(傾き)の推定値に基づいて決定する。

20

【0010】

図1の従来技術のシステム100では、入力信号はフロント・エンド・ブロック10によって受信される。フロント・エンドは、外部世界と対象システムとの間のインターフェースとして機能する。典型的なフロント・エンドは、信号調整機能、およびある種のチューニング機能を内蔵する。信号調整は、大抵の場合、外部世界からの着信(入来)信号を対象システムに一致させ、システムのダイナミック・レンジおよび信号対ノイズ比を向上させるために適用される(一例として、無線受信機のRFフロント・エンドにおけるAGC機能の使用がある)。チューニングは、大抵の場合、周波数選択機能と周波数偏移(シフト)機能の組み合わせから成り、偏移機能は、周波数が選択的に発生する周波数範囲をシフトさせるために用いられる。

30

【0011】

フロント・エンド10の出力は、電力正規化ブロック20に供給される。システムによっては、電力正規化はフロント・エンド10によって直接行われる場合もある(AGCがある場合はその中で)。このようなシステムでは、別個の電力正規化段は不要となる。しかしながら、フロント・エンド10の出力が、時間と共にかなり変動する平均信号電力を持ち続けている場合も多い。このような場合、別個の電力正規化機能を適用する。

【0012】

40

図1は、ADC30の前段に位置する電力正規化ブロック20を示す。電力正規化20は、アナログAGCによって行うことができる。図1のシステム100では、電力正規化信号(電力正規化ブロック20の出力)は次にADC30によってデジタル化され、適応トランスバーサル・フィルタ40の入力に印加される。式1は、入力データおよび係数ベクトルが与えられたときのトランスバーサル・フィルタ40の信号処理を規定する。適応トランスバーサル・フィルタ40の出力は、2つの経路、信号経路および制御経路に分離する。信号経路出力は、元のデータ変調に用いた手法の逆を表すように、復調ブロック70によって復調される。復調の後、元の変調信号が何らかの形でエンコードされていた場合、復調信号のデコードも行う場合がある。復調器70の出力は、復元された対象データ信号となる。

50

## 【0013】

制御経路出力は、一定モデュラス( C M )誤差推定ブロック 6 0 にフィード・バックされる。 C M 誤差推定ブロック 6 0 は、式 3 に応じて誤差費用関数を決定する。これは、実際には、適応フィルタ 4 0 の出力のモデュラスと一定値  $R_2$  ( 式 4 で定義した通り ) との間の差である。この決定の結果が、誤差推定信号  $e_{cm}( k )$  となる。誤差推定信号  $e_{cm}( k )$  ( C M 誤差推定ブロック 6 0 の出力 ) は、係数決定ブロック 5 0 に供給される。係数決定ブロック 5 0 は、式 2 に応じて係数信号の更新を決定する。係数信号値は、誤差推定信号  $e_{cm}( k )$  、現係数信号値  $W( k )$  、適応ステップ・サイズ  $\mu$  、および共役入力データ信号  $X^*( k )$  に基づいて更新される。意図通りに機能すると、連続的な時間刻みで決定される係数値信号は、誤差費用関数を最小化する方向に変化する。

10

## 【0014】

図 1 の従来技術のシステム 1 0 0 は、送信 S O I が一定のモデュラス特性を有することを想定している。このような信号がマルチパス干渉を ( 例えば、送信中に ) 受けると、受信信号はもはや一定のモデュラス特性を失ってしまう。 ( 多数の反射によって生ずる櫛歯フィルタの挙動が、一定のモデュラス挙動を破壊する )。従来技術のシステム 1 0 0 の C M 誤差推定ブロック 6 0 は、係数決定ブロック 5 0 と協動して、トランスバーサル・フィルタ 4 0 の出力に一定のモデュラス特性を持たせるようにする係数信号を、トランスバーサル・フィルタ 4 0 のために決定する。この挙動を遂行するアルゴリズムを C M A ( 一定モデュラス・アルゴリズム ) と呼ぶ。

20

追加の背景について、以下の文献を引用する。

## 【0015】

## 【表 1】

番号	名称	発明者	日付
U S 5 9 0 7 3 0 3	CMA-Based Antenna System (CMAに基づくアンテナ・システム)	Yukitomo, et al.	99年5月25日
U S 5 8 0 9 0 7 4	Technique for Improving the Blind Convergence of an Adaptive Equalizer Using a Transition Algorithm (遷移アルゴリズムを用いた適応等化器のブラインド収束を改善する技法)	Werner, et al.	98年9月15日
U S 5 9 4 0 4 4 0	Generalized Multimodulus Technique for Blind Equalization (ブラインド等化用汎用マルチモデュラス技法)	Werner, et al.	99年8月17日
U S 5 6 9 7 0 8 4	Reducing Multipath Fading Using Adaptive Filtering (適応フィルタリングを用いたマルチパス・フェージングの低減)	Tingley	97年12月9日
U S 4 3 0 9 7 7 0	Method and Device for Training an Adaptive Equalizer by Means of an Unknown Data Signal in a Transmission System Using Double Sideband-Quadrature Carrier Modulation (二重側波帯直交キャリア変調を用いた送信システムにおいて未知データ信号によって適応等化器をトレーニングする方法および装置)	Godard	82年1月5日
U S 5 5 0 6 8 7 1	Adaptive Equalizing System for Digital Communications (ディジタル通信用適応等化システム)	Hwang et al.	96年4月9日
E P 0 8 5 4 5 8 9 A 2	Adaptive Antenna Diversity Receiver (適応アンテナ・ダイバーシティ受信機)	Akaiwa, et al.	98年7月22日

## 【0017】

その他の刊行物

J.R. Treichler and B.G. Agee, 「A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals」(一定モデュラス信号のマルチパス補正に対する新たな手法) IEEE Trans. On ASSP, Vol 31, No. 2, pp. 459-472, 1983年4月。

## 【0018】

Richard P. Gooch and Brian Daellenbach, 「Prevention of Interference Capture in a Blind (CMD-Based) Adaptive Receiver Filter」(ブラインド(CMDを用いた)適応受信フィルタにおける干渉捕捉の防止) Conference Record of 23rd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Maple Press, pp. 898-902, 1989年11月。

10

20

30

40

50

## 【0019】

Y.S. Choi, H.Hwang, and D.I. Song, 「Adaptive Blind Equalization Coupled with Carrier Recovery for HDVT Modem」( HDVT モデムのキャリア復元と適応ブラインド等化との共用 ) IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vo.39, No.3, pp. 386-391, 1993年8月。

## 【0020】

Widrow, B. and Stearns, S, (1985), Adaptive Signal Processing (適応信号処理) Prentice-Hall。

## 【0021】

## 【発明が解決しようとする課題】

10

本発明の重要な目的は、一層優れた適応トランスバーサル・フィルタリング方法および手段を提供することである。

## 【0022】

## 【課題を解決するための手段】

本発明は、受信信号を分析し、重複隣接干渉信号があるか否か判定を行う。干渉信号が検出された場合、適応フィルタの初期化を変更して、フィルタの能力を大幅に改善し、所望の信号を選択し干渉信号を拒絶する解に収束させる。初期化を変更するプロセスを、適応フィルタ・モード変更と呼ぶ。本発明は、モード制御ブラインド適応トランスバーサル・フィルタ(mode controlled blind adaptive transversal filter)を備えている。本発明は、適応トランスバーサル・フィルタの能力を大幅に改善し、理想的でない条件(即ち、解空間の極小値が1つよりも多い条件)下で動作するときに、所望の解に収束するよう

20

## 【0023】

その他の特徴、目的および利点は、以下の詳細な説明を添付図面と関連付けて読むことにより明白となろう。

## 【0024】

## 【発明の実施の形態】

式1、3、および4を式5ないし式7と共に用いることによって、本発明のモード制御ブラインド適応トランスバーサル・フィルタの数学的基礎が得られる。図2Aは、本発明の一実施形態のブロック図である。図2Bは、本発明の別の実施形態のブロック図である。

30

## 【0025】

トランスバーサル・フィルタを特徴付ける係数はベクトルWに格納されている。N個の係数によって特徴付けられるフィルタに対して、ベクトルWはN個の要素を有する。L個の任意の係数ベクトル要素の更新は、式2ないし式4に応じて決定され、 $N > L - 1$ である(即ち、一定モデュラス誤差推定値 $e_{cm}$ に応じて、1つ以上の係数を更新する)。残りの $N - L$ 個の係数は、以下の式6および式7に応じて更新される。下付き文字gは、式2ないし式4に応じて更新されたL個の係数を表し、hは、式7に応じて可変モード誤差推定値 $e_{vm}$ を用いて更新された $N - L$ 個の別の係数を表す。L個の係数は、係数ベクトルにおいて連続的にインデックスされた要素である必要はない。L個の選択された要素は、N個の係数要素の内任意の部分集合とすることができます。

40

## 【0026】

## 【数5】

$$w_g(k+1) = w_g(k) - \mu e_{cm}(k) x_g^*(k) \quad \text{式5}$$

ここで、w、 $\mu$ 、 $e_{cm}(k)$ および $x(k)$ は定義済みである。

## 【0027】

## 【数6】

$$w_h(k+1) = w_h(k) - \mu e_{vm}(k) x_h^*(k) \quad \text{式6}$$

## 【0028】

## 【数7】

50

$$e_{vm}(k) = [ |y(k)|^2 - (1 - (k))R ] y(k) \quad \text{式7}$$

$e_{vm}(k)$  信号を可変モード誤差推定信号と呼び、 $(k)$  信号を、モード変数信号と呼び、 $R$  は任意の定数値である。本発明は、 $R$  の選択に限定されるのではない。実施形態の一例では、 $R$  を  $R_2$  の値に設定する。これは式4に定義されている。本発明を FM 受信機に用いる実施形態の一例では、 $E[y(k)] = R_0$  であるので、 $R_2$  の値は  $R_0^2$  となる。尚、 $R_0$  は FM の定数であることを注記しておく。

#### 【0029】

更に、実施形態の一例では、最初の係数  $w_0$  は、式2ないし式4に応じて一定モデュラス・アルゴリズムにしたがって調節し、他の全ての係数信号は、式6および式7に応じて、可変モード誤差判断基準を用いて調節する。

10

#### 【0030】

図2Aのシステムでは、入力信号は最初にフロント・エンド210によって受信される。フロント・エンド210は、図1の従来技術のシステム100のフロント・エンド10と同様に動作する。次に、フロント・エンド210の出力は、電力正規化ブロック220を通過する。この機能はADC230の前に位置するので、これはアナログ形態で実施されるのが通例である。電力正規化機能を得るには、AGC回路を用いることができる。AGC回路は従来技術において公知であり、詳細な説明は行わない。

#### 【0031】

図2Bは、ADC330の後に電力正規化320を配置している。この場合も、AGC回路を用いて電力正規化機能を設けることもできる。この場合、AGC機能はディジタル形態であるのが通例である。ディジタルAGC機能を得るための技法は周知であり、ここではこれ以上詳しく説明しない。

20

#### 【0032】

前述のブロック220、320の電力正規化機能は、好ましくは、適応フィルタ係数を更新するレートよりも十分に低いレートで、適応フィルタが解に収束するように、時間の関数として行われる。

#### 【0033】

フィルタ係数を調節するアルゴリズムを用いれば、別の実施形態でも電力正規化を行うことができる。このようなアルゴリズムの一例に、正規化LMSアルゴリズム(NLMS)がある。電力正規化をNLMSにおいて行うとき、適応ステップ・サイズ・パラメータ  $m$  (LMSでは定数)を、計算した誤差信号に含まれる電力の推定値で除算する。当業者であれば、この電力正規化技法をCMAで用いるために改造することは容易にできるであろう。

30

#### 【0034】

本発明は、用いる電力正規化機能の形態には限定されない。また、本発明は、電力正規化機能の位置にも限定されない。電力正規化機能は、アナログ・ディジタル変換の前または後に置かれたAGCにおいて行うことができ、または適応フィルタ・アルゴリズムの一部として含ませることができる。実施形態の一例では、ADCの前に置かれたアナログAGCを用いる。この位置にAGCを置くと、ADCのダイナミック・レンジが拡大するという利点がある。

40

#### 【0035】

信号経路内に位置する電力正規化の動作は、適応アルゴリズム内で行われる電力正規化とは多少異なる。何故なら、適応アルゴリズム内の電力正規化は、SOIではなく、誤差信号における電力を正規化するからである。しかしながら、各場合における電力正規化の効果は本質的に同一である。ここに記載する電力正規化方法の全ては、システムの適応化性能を向上させるために用いられ、ここに記載する方法の全ては同様の向上をもたらす。

#### 【0036】

図2Aにおいて、電力正規化ブロック220の出力は、次に、ADC230によってディジタル化され、ADC230の出力は、トランスバーサル・フィルタ240の入力、および係数信号決定ブロック250に供給される。図2Bにおいて、フロント・エンド310

50

の出力は A D C 3 3 0 によってデジタル化される。 A D C 3 3 0 の出力は、電力正規化ブロック 3 2 0 に供給され、次に、トランスバーサル・フィルタ 3 4 0 の入力および係数決定ブロック 3 5 0 に供給される。

【 0 0 3 7 】

トランスバーサル・フィルタ 2 4 0 、 3 4 0 は、式 1 にしたがって信号を処理し、入力データおよび係数ベクトルに応じた出力を供給する。トランスバーサル・フィルタ 2 4 0 、 3 4 0 の出力は、復調器 2 7 0 、 3 7 0 に供給され、更に、スペクトル平均周波数検出器 ( S M F D : spectral mean frequency detector ) 2 7 2 、 3 7 2 にそれぞれ供給される。データ復調器 2 7 0 、 3 7 0 の機能は、所望の変調を復元することである。本発明は、多数の変調方法と共に用いることができ、いずれの特定の方法にも限定されない。本発明のステレオ R F F M 受信機における使用について記載する実施形態の一例では、データ復調器は F M 検出器 ( 検波器 ) を備えている。

10

【 0 0 3 8 】

変調信号がエンコードされていた場合には、復調信号を更にデコードすることも必要な場合もある。本発明は、一緒に用いるエンコードおよびデコードの形態には限定されない。

【 0 0 3 9 】

S M F D 2 7 2 、 3 7 2 は、トランスバーサル・フィルタ 2 4 0 、 3 4 0 の出力の平均スペクトル周波数を検出する。この信号は、隣接チャネル干渉存在の指示として用いられる。信号の平均スペクトル周波数を検出することができる検出器であれば、いずれでもここで用いることができ、本発明はいずれの特定の形式の検出器の使用にも限定されない。検出器は、本発明において用いる際、アナログ形式でもデジタル形式でも実現可能であり、ハードウェアまたはソフトウェア、あるいはその組み合わせで実施することができる。

20

【 0 0 4 0 】

S M F D は、図 3 A に示すように実施することができる。図 3 A の S M F D 1 1 0 は、瞬時周波数検出器 5 1 を備え、実施形態の一例では F M 検波器として実施されている ( F M 検波器は、信号の瞬時周波数を検出するのが通例である ) 。続いて、ロー・パス・フィルタ 5 2 によって行われる平均化動作がある。 F M 検波器の出力をロー・パス・フィルタにかけることによって、 F M 検波器の出力を平均化し、その結果、平均スペクトル周波数を表す信号が得られる。ロー・パス・フィルタ 5 2 は、単純な一次ロー・パス・フィルタでよい。しかしながら、本発明は、用いるロー・パス・フィルタの形式には限定されない。 S M F D 1 1 0 において用いられるロー・パス・フィルタは、特定的な通過帯および停止帯特性のいずれも満たす必要はない。更に、ロー・パス・フィルタは、望ましければ、スケーリングを実行することができる。ロー・パス・フィルタ 5 2 を別の処理と置き換えて、平均化機能を実施してもよい ( 移動平均フィルタのように ) 。本発明は、平均化機能を実施する際に用いる処理方法には限定されない。

30

【 0 0 4 1 】

F M 受信機の実施形態の一例では、瞬時周波数を検出する際に用いられる F M 検波器は、データ復調器としても用いられる。これを図 6 A および図 6 B に示す。 F M 検波器 8 7 0 、 9 7 0 の出力は、各々、 2 つの経路に分割される。一方の経路は、前述のように、ロー・パス・フィルタ 8 7 5 、 9 7 5 ( S M F D の一部 ) に達する。他方の経路は、所望の信号であり、必要に応じてデコードする場合もある。

40

【 0 0 4 2 】

F M 検波器 1 2 0 を図 3 B に示す。 F M 検波器は、アナログまたはデジタル形態、ハードウェアまたはソフトウェア、あるいはその組み合わせで実施することができる。本発明は、 F M 検波器を実施する方法には限定されない。 F M 検出器 1 2 0 の A r g ブロック 6 1 は、最初に、変調信号の偏角 ( 即ち、角度 ) を抽出する。次に、アンラップ・ブロック 6 2 が、抽出した角度をアンラップ ( unwrap ) し、不連続性を除去する。次に、 d / d t ブロック 6 3 が、アンラップした角度を時間に関して微分する。微分出力は、次に、利得ブロック 6 4 によってスケーリングされる。利得ブロック 6 4 の出力は対象信号となる ( 復元したデータ ) 。

50

## 【0043】

F M 検波器は従来技術において広く知られており、したがって具体的な実施形態についてこれ以上詳しくここでは説明しない。F M 検波器は、本発明では、多数の公知技術のいずれを用いても実施可能である。

## 【0044】

S M F D 出力 272、372 は、それぞれ、可変モード・コントローラ・ブロック 274、374 に入力され、この情報を用いて適応フィルタの動作モードをどのように変更するか決定する。可変モード・コントローラ・ブロック 274、374 の出力は、モード可変信号  $(k)$  となる。 $(k)$  信号は、S M F D 出力の関数である。 $(k)$  信号は、好みしくは、S M F D の出力の関数であり、半正値(positive semidefinite)で、単調で、ゼロに対して対称である。前述の特性を有する関数は、多数作成可能であり、そのいずれでも本発明に適用することができる。前述の条件(preference)を満たす関数であれば、いずれでも本発明において作用する。本発明は、これらの条件を満たすために用いられる関数の形態には限定されない。

10

## 【0045】

実施形態の一例では、 $(k)$  の値は、好みしくは 0 および 1 の間に囲まれた範囲とする(しかし、本発明は、この値の範囲だけの動作に制限されるのではない)。更に、実施形態の一例では、小さなデッドバンド(不感帯)を採用した。不感帯では、 $(k)$  は、S M F D 出力の小さな値に対しては 0 の値に維持される。 $(k)$  の値の範囲を制限し、不感帯領域を付け加える動作は、モード制御ブラインド適応フィルタを機能させるためには必要ではない。しかしながら、これらの機構を含ませると、システムは所望の信号に適応する能力が向上する。

20

## 【0046】

図 4 A は、実施形態の一例における  $(k)$  の決定を表すブロック図である。平均スペクトル周波数を検出するために用いる S M F D がベースバンド周波数で動作すると想定すると都合がよい。ベースバンドの F M 信号では、複素周波数変調の結果、中央周波数を中心として正および負双方の周波数偏差を有する変調信号の瞬時周波数が得られる。S M F D の出力は、0 を中心として変動する D C レベルである。

## 【0047】

本発明は、必要であれば、I F または R F 周波数でも動作可能である。このためには、S M F D の出力にオフセットを付加するだけでもよく、後続段において容易に除去することができる。しかしながら、ベースバンドで動作すれば、このオフセット除去が不要となるので、都合がよい。本発明を構成する完全なシステムは、汎用性を損なうことなく、I F または R F 周波数で動作するようにスケーリングが可能である。

30

## 【0048】

S M F D のロー・パス・フィルタ 52 の出力における信号は、(ベースバンドにおける動作に対しては) 0 を中心に対称的であり、単調である。これは、可変モード・コントローラ 274、374 への入力である。可変モード・コントローラ 274、374 の動作については図 4 A と関連付けて更に説明する。図 4 A の可変モード・コントローラ 130 は、最初に、絶対値ブロック 71 において、ロー・パス・フィルタ出力の絶対値を取る。絶対値を取ると、得られる信号には半正値(準正定値)特性が与えられる。この時点における信号は、本発明が意図通りに機能する特性を有する。

40

## 【0049】

実施形態の一例では、加算器 72 を用いて、絶対値ブロック 71 の出力にオフセット定数 73 を加算する。オフセットは、 $(k)$  に対して 0 を中心とする不感帯を設けるために用いられる。用いるオフセットの量を変化させれば、個々の用途毎に本発明の動作を細かくチューニングすることができる。不感帯は、S M F D 出力の 0 を中心とする小さなばらつきに対する  $(k)$  の信号値を 0 に等しく維持する。

## 【0050】

得られた信号は、次に、利得ブロック 74 および飽和ブロック 75 を通過する。利得は、

50

個々の用途に対してシステムの挙動を細かくチューニングするために調節可能な別のパラメータである。実施形態の一例における飽和ブロック 75 は、得られた信号を 0 および 1 の間の値に制限するが、必要であれば、別の値の範囲も選択可能である。好適な実施形態における S F M D 出力および (k) 間の関係を示すグラフを図 4 B に示す。

【0051】

トランスバーサル・フィルタ 240、340 および可変モード・コントローラ 274、374 の出力は、可変モード誤差推定ブロック 273、373 に入力される。可変モード誤差推定ブロック 273、373 の出力は、可変モード誤差推定値信号  $e_{vm}$  である。 $e_{vm}$  の決定は、式 7 に応じて、これらの入力および定数  $R$  の値に基づいて行われる（定数  $R$  は、トランスバーサル・フィルタ出力のモデュラスの予想値であり、実施形態の一例では  $R_0$  に等しい）。

10

【0052】

一定モデュラス誤差推定ブロック 260、360 の入力は、それぞれ、トランスバーサル・フィルタ 240、340 の出力となる。一定モデュラス誤差推定値は、式 3 に応じて決定され、図 1 の一定モデュラス誤差ブロック 60 に関して説明したのと同じである。

【0053】

誤差推定ブロック 260、360、273、373 の出力、およびデジタル化入力データは、全て、係数決定ブロック 250、350 に供給される。係数決定ブロック 250、350 は、式 5 および式 6 に応じて、係数更新信号を決定する。式 5 は、一定モデュラス誤差判断基準に応じて更新される、L 個のトランスバーサル・フィルタ係数に対する更新の決定を記述し、式 6 は、可変モード誤差判断基準に応じて更新される N - L 個のトランスバーサル・フィルタ係数に対する更新の計算を記述する。実施形態の一例では、最初のフィルタ係数を式 5 に応じて更新し、その他の係数全てを式 6 に応じて更新する。

20

【0054】

モード変数 (k) は、 $e_{vm}[k]$  信号の決定において用いられる定数  $R$  の大きさを修正する際に用いられる。即ち、(k) 信号は、可変モード誤差判断基準に基づいて更新するために指定された、N - L 個の適応トランスバーサル・フィルタの係数信号を調節するために用いられる誤差費用関数信号を修正する（即ち、(k) 信号は、適応フィルタのモードを変化させる）。(k) 信号は、何らかの方法で制御することができる変数である。(k) 信号を 0 に設定すると、 $e_{vm}[k] = e_{cm}[k]$  となり、可変モード誤差に基づく係数信号は、一定モデュラス誤差に基づく係数更新信号と同一となる。実施形態の一例では、(k) 信号 = 0 の場合、可変モード誤差判断基準は、一定モデュラス誤差判断基準と同一となり、システムの動作は CMA 2 - 2 の挙動に縮退する。

30

【0055】

適応トランスバーサル・フィルタの動作モードは、a) (k) 信号を一定に維持するか、または b) (k) 信号を何らかの方法で時間と共に変化させることによって、一定に維持するか、または変化させることができる。本発明は、モード変数の値を経時的に変化させる方法には限定されない。本発明の実施形態の一例では、モード変数を時間と共に可変としている。

40

【0056】

先に実施形態の一例（一定モデュラス誤差判断基準を用いて最初のフィルタ係数信号を更新し、可変モード誤差判断基準を用いて残りの係数信号を更新する）について述べたように、モード変数を 0 に設定した場合、システムは、CMA 2 - 2 に基づく適応フィルタとして振る舞う。信号白色化装置は、従来技術では公知であり（単一ステップ線形予測器は一例である）、これらは信号内に存在するエネルギーの逆数を周波数の関数として推定するために用いることが多い。この使用も、本発明では、モード変数を 1 に設定した場合の適応フィルタの機能である。

【0058】

本発明の実施形態の一例では、CMA に基づく適応フィルタとしての動作と、モード変数を 1 に設定した場合の適応フィルタとしての動作との間で、その挙動を変更することが

50

できる。別の言い方をすれば、システムは、その挙動を、変調動作の出力と適応フィルタの入力との間の信号経路内のいずれかの場所に位置する線形処理の伝達関数を反転させる作用から、フィルタ入力にある信号のスペクトルを反転させる作用まで変化させることができる。

【0059】

0および1の間のモード値に対する本発明の実施形態の一例では、その挙動を正確に記述するのが難しい。システムの特性は、先に論じたいずれかの極値の間で変動する。即ち、完全なシステムの挙動は、(k)信号が変化するに連れて、変調器およびトランスバーサル・フィルタ間に位置する線形処理の伝達関数の反転と、トランスバーサル・フィルタの入力にある信号のスペクトルの反転との間で滑らかに変化する。

10

【0060】

一定誤差判断基準に基づいて係数信号の第1任意サブセット(部分集合)を更新し、可変モード誤差判断基準に基づいて係数信号の第2相補集合を更新する場合、本発明の挙動も正確に記述するのは難しい。LがNに比べて小さい場合におけるシステムの挙動は、実施形態の一例について先に説明した、L=1の場合の挙動に類似している。

【0061】

本発明は、数個の異なる離散値(例えば、0と1)間で切り替わるのではなく、ある範囲のモード値にわたって動作する。モード値は、適応フィルタの誤差推定値の決定を制御する。モード値の変更は、滑らかに行なうことが好ましい。

【0062】

好ましくは、強い干渉信号がある場合、適応フィルタは最初に信号白色化装置として動作する。本発明では、これはSMFDブロック272、372および可変モード制御ブロック274、374によって行なう。干渉信号が検出されると、SMFD272、372の出力は0でなくなり、所望の信号に対する干渉信号の強さに応じて、モード変数(k)信号は0からある正の値(実施形態の一例では、0および1の間)まで増加する。実施形態の一例の適応フィルタのモードは、隣接干渉信号が検出されたときに、モード変数を1に設定した場合の適応フィルタに近い挙動をするように変化する。干渉信号が強くなる程、(k)信号の値は大きくなり、適応フィルタの挙動はモード変数を1に設定した場合の適応フィルタに近づく。

20

【0063】

干渉信号が強い場合、適応フィルタは、所望の信号に対する干渉信号によるエネルギーを、白色化によって減衰させる。即ち、干渉信号が強い場合、トランスバーサル・フィルタの係数は、可変モード・コントローラ274、374によって調節されており、所望の信号に対して干渉信号を減衰させる解が得られている。この解は、所望の信号を取り入れ干渉信号を拒絶する局部最小解の位置に一層近い、誤差面上の位置を有する。

30

【0064】

信号を白色化すると、SMDF272、372が検出を行う適応フィルタ240、340の出力は平坦なスペクトルを有する。平坦化(即ち、白色化)動作によって、所望の信号に比較して、フィルタ出力にある干渉信号のレベルを低下させ、その結果、SMFD272、372の出力もそれに応じて低下させる。SMFD272、372の出力が(k)信号を減少させるに連れて(0に向かって戻す)、誤差費用関数信号はCMA動作に近づく。本発明の利点は、この場合、誤差費用関数がCMAに近づいているが、係数信号は、CMAが所望の解を求める点に事実上初期化されていることにある。システムが更に係数信号を調節するに連れて、解は所望の解に近づき、トランスバーサル・フィルタ240、340の出力にある干渉信号は更に減衰する。SMFD272、372の出力は、更に、(k)信号の計算に含まれる不感帯機能が(k)信号を0に設定する点まで低下する。

40

【0065】

図5Aは、受信したFMステレオ無線信号上のマルチバス干渉の影響を低減しようとする従来技術のFM RF受信機のブロック図である。図5Aのシステム600と図1の従来

50

技術の一般的なシステム 100 との間の相違は、1) フロント・エンド・ブロック 610 がここでは RF フロント・エンドとして示されており、2) 電力正規化ブロック 20 が AGC 620 と置き換えられており、3) 復調ブロックが FM 検波器 670 と置き換えられており、4) デマルチプレクサ・ブロック 671 が追加されていることだけである。図 5 B は、AGC 720 が ADC 730 の後に移動し、アナログではなくデジタルで実施されることを除いて、図 5 A と同様である。図 5 A のシステム 600 および図 5 B のシステム 700 は、それ以外では動作が同一であるので、ここではシステム 600 の動作についてのみ更に論ずる。

#### 【0066】

FM 検波器 670 は FM 信号を復調し、デマルチプレクサ 671 は復調信号を別個の左および右チャネル・オーディオ信号に分割する。デマルチプレクサ 671 は、データ・デコード機能を備えると考えることができる。このシステムは、図 1 の一般的なシステム 100 について説明したのと同様に動作する。システム 600 は、トランスバーサル・フィルタ 640 の出力に一定のモデュラス特性を持たせようとして、トランスバーサル・フィルタ 640 の係数信号を調節する。

10

#### 【0067】

本発明は、FM 受信機に用いると、特に有利である。隣接チャネル干渉は、特に、移動受信機（車両内におけるような）では、FM 受信機に起こる場合が多い。更に、移動受信機における隣接チャネルの相対的信号強度は、受信機の移動によって、受信機に対する所望信号源および干渉信号源間の相対的伝達関数が変化するので、大幅に変動する可能性がある。

20

#### 【0068】

図 6 A は、RF ステレオ FM 受信機として用いた本発明の実施形態の一例のブロック図である。このシステムは、動作が図 2 のシステムと非常に似ており、以下の小さな構造的な相違があるだけである。1) フロント・エンド 210 が RF フロント・エンド 810 と置き換えられ、2) ダウンコンバート ADC 830 が ADC 230 と置き換えられ、3) 電力正規化ブロック 220 が AGC 820 と置き換えられ、4) FM 検波器 870 が、SM FD 275 と置き換わったロー・パス・フィルタ 875 と組み合わせて用いられ、5) SM FD の一部として用いられる FM 検波器 870 に、データ復調器 270 も置き換えられ（ここでは対象の変調が周波数変調であるからである）、6) デマルチプレクス機能 871 を追加して、復調器の出力からステレオ左および右チャネル信号を抽出する。図 6 B は、電力正規化が AGC の形態で ADC の後に位置し、デジタル形態で実施されていることを除いて図 6 A と本質的に同一である。また、AGC 機能の位置を除いて、システム 800、900 の動作は本質的に同一である。このため、システム 800 の動作についてのみ説明する。システム 900 の動作は、システム 800 の説明から直ちに推論することができる。

30

#### 【0069】

適応フィルタおよびモード制御機能がベースバンド周波数で動作することを例示するために、ダウンコンバート ADC 830 を示す。ダウンコンバート ADC は、従来技術では周知であるので、ここでは詳細には説明しない。ダウンコンバート ADC は、信号のデジタル化および周波数変換（RF または IF からベースバンドへ）を同時に実行する。デジタル化およびダウンコンバージョンのステップを別個に用いることもでき、本発明は、これら具体的な機能を行う方法には限定されない。

40

#### 【0070】

明確化のために、省略したブロックもある。例えば、アンチエイリアス・フィルタ、D/A 変換器、リコンストラクション（再構成）フィルタは示されていない。当業者は、必要に応じて、アナログおよびデジタル形態間で効果的に信号を変換するために必要な処理ステップを実施することができよう。図 6 B のシステムでは、D/A 変換を行う論理的な位置が、FM 検波器 870 およびデマルチプレクサ 871 の間の経路内となる。この配列によって、適応アルゴリズム全体を完全にデジタル領域で行うことが可能となり、余分

50

な A / D が不要となる ( FM 検波器をアナログ機能として実施した場合には必要となる )  
。

#### 【 0 0 7 1 】

本発明の概念から逸脱することなく、ここに開示した装置および技法から、多数の変更や発展が、今や当業者には可能であることは明白である。したがって、本発明は、ここに開示した装置および技法の中にある特徴、またはこれらが有する新規な特徴の各々、および特徴の新規な組み合わせを包含し、特許請求の範囲の精神および範囲によってのみ限定されるものと解釈する。

#### 【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 図 1 は、一定モデュラス・アルゴリズムを用いて、対象信号の経路に置かれたトランシバーサル・フィルタの係数を調節する従来技術のシステムのブロック図である。 10

【 図 2 】 図 2 A 及び図 2 B は、アナログ ディジタル変換の前に電力正規化を行う、本発明のモード制御ブラインド適応フィルタのブロック図である。

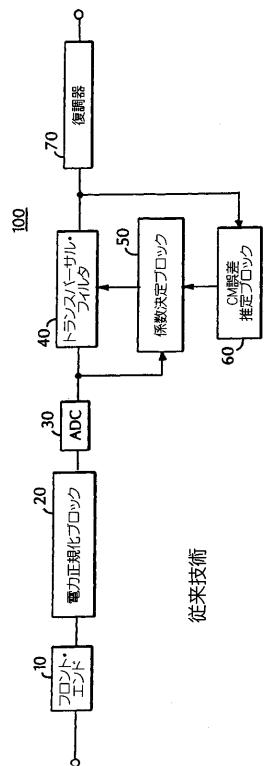
【 図 3 】 図 3 A は、簡略化したスペクトル平均周波数検出器のブロック図である。図 3 B は、理想化した従来技術の FM 検出器のブロック図である。

【 図 4 】 図 4 A は、モード制御変数信号 ( k ) を決定する可変モード・コントローラの動作を示すブロック図である。図 4 B は、モード制御変数 ( k ) と適応トランシバーサル・フィルタの出力のスペクトル平均周波数 ( S M F ) の関係を示すグラフである。

【 図 5 】 図 5 A 及び図 5 B は、一定モデュラス・アルゴリズムを用いて S O I の経路に置かれたトランシバーサル・フィルタの係数を調節する従来技術の FM ステレオ受信機のブロック図である。 20

【 図 6 】 図 6 A は、電力正規化 A G C をアナログ形態で実施し、アナログ ディジタル変換の前に配置した、 FM ステレオ受信機における本発明のモード制御ブラインド適応フィルタの実施形態例のブロック図である。図 6 B は、電力正規化 A G C をデジタル形態で実施し、アナログ ディジタル変換の後に配置した、 FM ステレオ受信機における本発明のモード制御ブラインド適応フィルタの実施形態例のブロック図である。

【図1】



【図2】

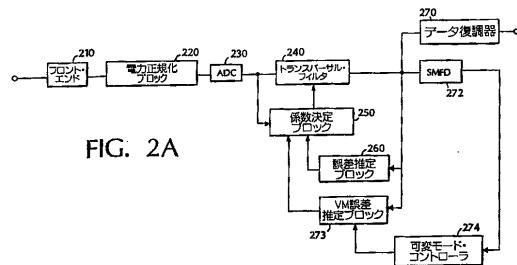
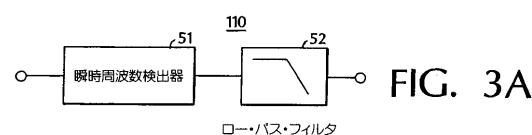
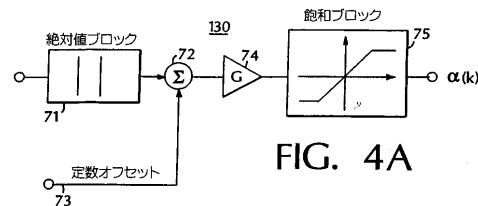


FIG. 2B

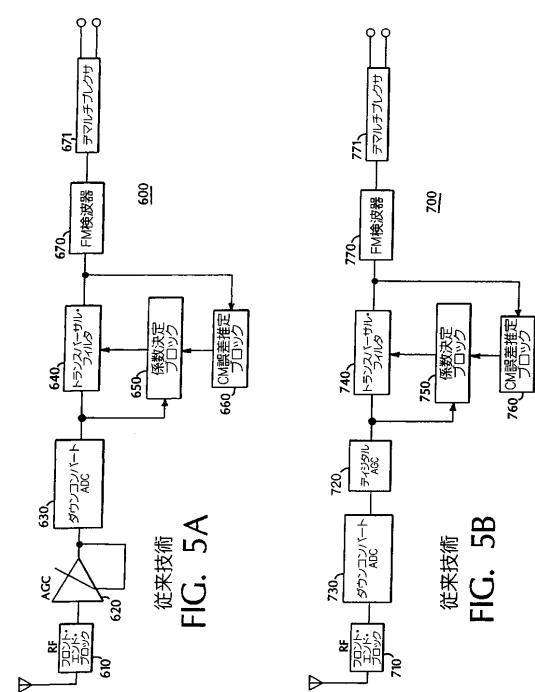
( 3 )



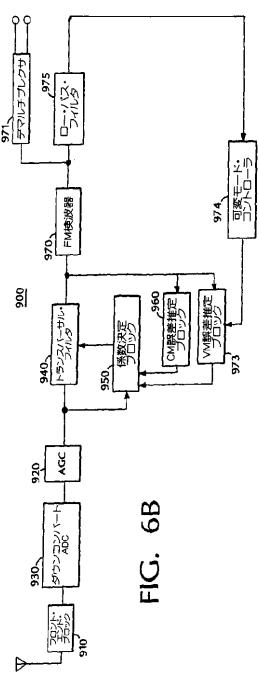
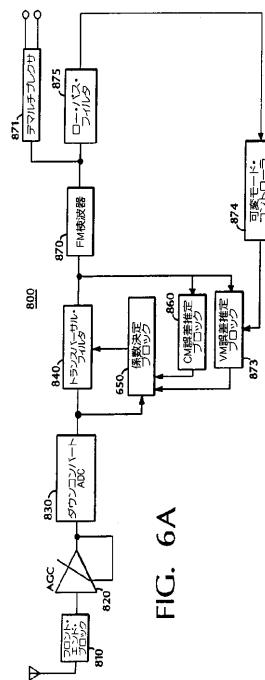
【図4】



【 5 】



【図6】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開平7-95136 (JP, A)

特開平9-83602 (JP, A)

特開平3-69216 (JP, A)

R.P.GOOCH, et al., Prevention of interference capture in a blind (CMA-based) adaptive receive filter, Twenty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 米国, IEEE, 1989年11月, vol.2, pp.898-902

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/005

H04B 3/04 - 3/18

H03H 21/00

H04B 1/00 - 1/16