

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2012-147455

(P2012-147455A)

(43) 公開日 平成24年8月2日(2012. 8. 2)

(51) Int.Cl.

H04B 1/711 (2011.01)

F I

H04J 13/00 435

テーマコード (参考)

審査請求 有 請求項の数 20 O L 外国語出願 (全 48 頁)

(21) 出願番号	特願2012-43266 (P2012-43266)	(71) 出願人	595020643
(22) 出願日	平成24年2月29日 (2012. 2. 29)		クアルコム・インコーポレイテッド
(62) 分割の表示	特願2008-541473 (P2008-541473) の分割		QUALCOMM INCORPORATED
原出願日	平成18年11月15日 (2006. 11. 15)		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92121-1714、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5775
(31) 優先権主張番号	60/737, 256	(74) 代理人	100108855
(32) 優先日	平成17年11月15日 (2005. 11. 15)		弁理士 蔵田 昌俊
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100159651
(31) 優先権主張番号	11/489, 087		弁理士 高倉 成男
(32) 優先日	平成18年7月18日 (2006. 7. 18)	(74) 代理人	100091351
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ノイズの多い推定値をフィルタリングして推定誤差を低減するための方法および装置

(57) 【要約】 (修正有)

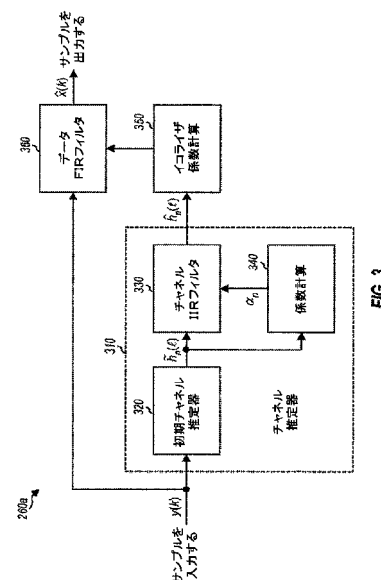
【課題】 ノイズの多い推定値をフィルタリングして推定誤差を低減する。

【解決手段】 入力値系列（例えば、初期チャネルインパルス応答推定値（CIRE）に対する）は、少なくとも1つの係数を有する無限インパルス応答（IIR）フィルタによりフィルタリングされ、出力値系列（例えば、フィルタリングされたCIREに対する）を取得する。

（複数の）係数は、適応フィルタ、1バンクの予測フィルタ、または正規化された変化量の技術により入力値系列に基づき更新される。適応フィルタにより（複数の）係数を更新するために、予測値系列は、入力値系列に基づいて導き出される。予測値系列と入力値系列との間の予測誤差が決定され、フィルタリングされて、フィルタリングされた予測誤差が得られる。次いで、IIRフィルタの（複数の）係数は、予測誤差およびフィルタリングされた予測誤差に基づいて更新される。

【選択図】 図3

図 3



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

少なくとも 1 つの係数を有する無限インパルス応答 (IIR) フィルタで入力値系列をフィルタリングして出力値系列を取得し、前記入力値系列に基づき前記少なくとも 1 つの係数を更新するように構成されている少なくとも 1 つのプロセッサと、

前記少なくとも 1 つのプロセッサに結合されたメモリとを備える装置。

【請求項 2】

前記入力値系列が、初期チャネルインパルス応答推定値 (CIRE) に対するものであり、前記出力値系列が、フィルタリングされた CIRE に対するものである請求項 1 に記載の装置。

【請求項 3】

前記 IIR フィルタが、単一の係数を有する請求項 1 に記載の装置。

【請求項 4】

前記少なくとも 1 つのプロセッサが、前記入力値系列に基づき予測値系列を導き出し、前記予測値系列と前記入力値系列との間の予測誤差を決定し、前記予測誤差に基づき前記少なくとも 1 つの係数を更新するように構成されている請求項 1 に記載の装置。

【請求項 5】

前記少なくとも 1 つのプロセッサが、前記出力値系列を前記予測値系列として使用するように構成されている請求項 4 に記載の装置。

【請求項 6】

前記少なくとも 1 つのプロセッサが、前記予測誤差をフィルタリングしてフィルタリングされた予測誤差を取得し、前記予測誤差および前記フィルタリングされた予測誤差に基づき前記少なくとも 1 つの係数を更新するように構成されている請求項 4 に記載の装置。

【請求項 7】

前記少なくとも 1 つのプロセッサが、前記予測誤差を前記 IIR フィルタの前記少なくとも 1 つの係数でフィルタリングして前記フィルタリングされた予測誤差を取得するように構成されている請求項 6 に記載の装置。

【請求項 8】

前記少なくとも 1 つのプロセッサが、前記予測誤差の誤差勾配を決定し、前記誤差勾配に基づき前記少なくとも 1 つの係数を更新するように構成されている請求項 4 に記載の装置。

【請求項 9】

前記少なくとも 1 つのプロセッサが、それぞれが少なくとも 1 つの係数の異なる集合を有する複数の予測フィルタで前記入力値系列をフィルタリングして複数の予測値系列を取得し、前記複数の予測フィルタのうち最小の予測誤差を有する予測フィルタを識別し、前記識別された予測フィルタに対する少なくとも 1 つの係数の前記集合を使用して前記入力値系列をフィルタリングするように構成されている請求項 1 に記載の装置。

【請求項 10】

前記少なくとも 1 つのプロセッサが、それぞれの予測フィルタについて前記入力値系列と前記予測値系列との間の誤差を計算し、前記予測フィルタに対する前記誤差に基づきそれぞれの予測フィルタについて平均平方誤差を決定し、平均平方誤差が最小の前記予測フィルタを識別するように構成されている請求項 9 に記載の装置。

【請求項 11】

それぞれの予測フィルタが、単一の係数を有し、前記複数の予測フィルタが、異なる複数の係数を有する請求項 9 に記載の装置。

【請求項 12】

前記入力サンプル系列が、実際の値の系列のノイズの多い推定値であり、前記少なくとも 1 つのプロセッサが、前記入力値系列に基づき前記実際のサンプルの系列の変化量を推定し、前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量に基づき前記少なくとも 1 つの係数を決定するように構成されている請求項 1 に記載の装置。

10

20

30

40

50

【請求項 13】

前記少なくとも 1 つのプロセッサが、前記入力値系列のエネルギーを推定し、前記入力値系列中のノイズを推定し、前記入力サンプル系列の変化量を推定し、前記推定されたエネルギー、前記推定されたノイズ、および前記入力値系列の前記推定された変化量に基づき前記実際のサンプルの系列の前記変化量を推定するように構成されている請求項 12 に記載の装置。

【請求項 14】

前記少なくとも 1 つのプロセッサが、前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量に基づき、ルックアップテーブルを使用して、前記少なくとも 1 つの係数を決定するように構成されている請求項 12 に記載の装置。

10

【請求項 15】

前記入力サンプル系列が、実際の値の系列のノイズの多い推定値であり、前記少なくとも 1 つのプロセッサが、前記入力値系列に基づき通信チャネルのメモリを推定し、前記推定されたチャネルメモリに基づき前記少なくとも 1 つの係数を決定するように構成されている請求項 1 に記載の装置。

【請求項 16】

入力値系列を、少なくとも 1 つの係数を有する無限インパルス応答 (IIR) フィルタによりフィルタリングして出力値系列を取得すること、および、
前記入力値系列に基づき前記少なくとも 1 つの係数を更新することを備える方法。

【請求項 17】

前記少なくとも 1 つの係数を前記更新することが、
予測値系列を前記入力値系列に基づき導き出すこと、
前記予測値系列と前記入力値系列との間の予測誤差を決定すること、
前記予測誤差をフィルタリングしてフィルタリングされた予測誤差を取得すること、および、
前記予測誤差および前記フィルタリングされた予測誤差に基づき前記少なくとも 1 つの係数を更新することを備える請求項 16 に記載の方法。

20

【請求項 18】

前記少なくとも 1 つの係数を前記更新することが、
それぞれが少なくとも 1 つの係数の異なる集合を有する複数の予測フィルタで前記入力値系列をフィルタリングして複数の予測値系列を取得すること、
前記複数の予測フィルタのうち予測誤差が最小である予測フィルタを識別すること、および、
前記識別された予測フィルタに対する少なくとも 1 つの係数の前記集合を前記少なくとも 1 つの係数として選択することを備える請求項 16 に記載の方法。

30

【請求項 19】

前記最小の予測誤差を有する前記予測フィルタを前記識別することが、
それぞれの予測フィルタについて前記入力値系列と前記予測値系列との間の誤差を計算すること、
前記予測フィルタの前記誤差に基づきそれぞれの予測フィルタについて平均平方誤差を決定すること、および、
最小の平均平方誤差を有する前記予測フィルタを識別することを備える請求項 18 に記載の方法。

40

【請求項 20】

前記少なくとも 1 つの係数を前記更新することが、
実際のサンプルの系列の変化量を前記入力値系列に基づき推定すること、および、
前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量に基づき前記少なくとも 1 つの係数を決定することを備える請求項 16 に記載の方法。

【請求項 21】

前記実際のサンプルの系列の前記変化量を前記推定することが、

50

前記入力値系列のエネルギーを推定すること、
前記入力値系列中のノイズを推定すること、
前記入力サンプル系列の変化量を推定すること、および、
前記実際のサンプルの系列の前記変化量を前記入力値系列の前記推定されたエネルギー、前記推定されたノイズ、および前記推定された変化量に基づいて推定することを備える請求項 20 に記載の方法。

【請求項 22】

入力値系列を、少なくとも 1 つの係数を有する無限インパルス応答 (IIR) フィルタによりフィルタリングして出力値系列を取得するための手段と、

前記入力値系列に基づき前記少なくとも 1 つの係数を更新するための手段とを備える装置。

10

【請求項 23】

前記少なくとも 1 つの係数を更新するための手段が、

予測値系列を前記入力値系列に基づき導き出すための手段と、

前記予測値系列と前記入力値系列との間の予測誤差を決定するための手段と、

前記予測誤差をフィルタリングしてフィルタリングされた予測誤差を取得するための手段と、

前記予測誤差および前記フィルタリングされた予測誤差に基づき前記少なくとも 1 つの係数を更新するための手段とを備える請求項 22 に記載の装置。

20

【請求項 24】

前記少なくとも 1 つの係数を更新するための手段が、

それぞれが少なくとも 1 つの係数の異なる集合を有する複数の予測フィルタで前記入力値系列をフィルタリングして複数の予測値系列を取得するための手段と、

前記複数の予測フィルタのうち予測誤差が最小である予測フィルタを識別するための手段と、

前記識別された予測フィルタに対する少なくとも 1 つの係数の前記集合を前記少なくとも 1 つの係数として選択するための手段とを備える請求項 22 に記載の装置。

【請求項 25】

前記最小の予測誤差を有する前記予測フィルタを識別するための手段が、

それぞれの予測フィルタについて前記入力値系列と前記予測値系列との間の誤差を計算するための手段と、

前記予測フィルタの前記誤差に基づきそれぞれの予測フィルタについて平均平方誤差を決定するための手段と、

最小の平均平方誤差を有する前記予測フィルタを識別するための手段とを備える請求項 24 に記載の装置。

30

【請求項 26】

前記少なくとも 1 つの係数を更新するための手段が、

実際のサンプルの系列の変化量を前記入力値系列に基づき推定するための手段と、

前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量に基づき前記少なくとも 1 つの係数を決定するための手段とを備える請求項 22 に記載の装置。

40

【請求項 27】

前記実際のサンプルの系列の前記変化量を推定するための手段が、

前記入力値系列のエネルギーを推定するための手段と、

前記入力値系列中のノイズを推定するための手段と、

前記入力サンプル系列の変化量を推定するための手段と、

前記実際のサンプルの系列の前記変化量を前記入力値系列の前記推定されたエネルギー、前記推定されたノイズ、および前記推定された変化量に基づいて推定するための手段とを備える請求項 26 に記載の装置。

【請求項 28】

入力値系列を、少なくとも 1 つの係数を有する無限インパルス応答 (IIR) フィルタ

50

によりフィルタリングして出力値系列を取得し、

前記入力値系列に基づき前記少なくとも1つの係数を更新するように無線デバイス内で動作可能な命令を格納するためのプロセッサ可読媒体。

【請求項29】

係数を有する無限インパルス応答（IIR）フィルタで初期チャネルインパルス応答推定値（CIRE）をフィルタリングしてフィルタリングされたCIREを取得し、初期CIREに基づいて予測されたCIREを導き出し、前記初期CIREと前記予測されたCIREとの間の誤差を決定し、前記誤差をフィルタリングしてフィルタリングされた誤差を取得し、前記誤差および前記フィルタリングされた誤差に基づき前記係数を更新するように構成されている少なくとも1つのプロセッサと、

10

前記少なくとも1つのプロセッサに結合されたメモリとを備える装置。

【請求項30】

前記少なくとも1つのプロセッサが、前記フィルタリングされたCIREを前記予測されたCIREとして使用し、前記誤差を前記IIRフィルタの前記係数でフィルタリングして前記フィルタリングされた予測誤差を取得するように構成されている請求項29に記載の装置。

【請求項31】

前記少なくとも1つのプロセッサが、異なる時間オフセットで擬似乱数（PN）列により入力サンプルを逆拡散することで初期CIREを導き出すように構成されている請求項29に記載の装置。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、一般的に通信に関し、より詳細には、フィルタリング技術に関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信システムでは、送信機は、典型的には、トラヒックデータを処理して（例えば、符号化し変調して）、データ符号を生成する。コヒーレントシステムでは、送信機は、パイロット符号をデータ符号と多重化し、多重化されたデータ符号およびパイロット符号を処理して無線周波数（RF）信号を生成し、無線チャネルを介してRF信号を送信する。無線チャネルでは、チャネル応答により送信RF信号に歪みが生じ、さらに、ノイズと干渉により信号が劣化する。

30

【0003】

受信機は、送信RF信号を受信し、受信RF信号を処理して、サンプルを取得する。コヒーレントデータ検波では、受信機は、受信されたパイロットに基づき無線チャネルの応答を推定し、チャネル推定を導き出す。次いで、受信機は、チャネル推定を使ってサンプルに対しデータ検波（例えば、等化）を実行し、送信機により送信されたデータ符号の推定である、符号推定を取得する。次いで、受信機は、符号推定を処理し（例えば、復調および復号を行い）、復号されたデータを取得する。

【0004】

チャネル推定の品質は、データ検波性能に大きな影響を及ぼし、また符号推定の品質とともに復号されたデータの信頼性にも影響を与える可能性がある。したがって、当業では、無線通信システムにおいて高品質のチャネル推定を導き出す技術が必要である。

40

【発明の開示】

【0005】

本出願は、本発明の譲受人に譲渡され、参照により本明細書に組み込まれる、2005年11月15日に出願された「Prediction Based Optimal Adaptation of Pilot Filter Coefficients for Improved Channel Estimation」という表題の米国仮出願第60/737,256号の優先権を主張する。

50

【発明の概要】

【0006】

ノイズの多い推定値をフィルタリングし、推定誤差を低減し、より高品質の推定値を得る技術について、以下で説明する。これらの技術は、様々な用途に使用することができ、またノイズの多い推定値としては、スカラー、ベクトル、または行列がある。これらの技術の例示的な一用途は、通信チャネルの時間領域応答である、チャネルインパルス応答（CIR）のノイズの多い推定値をフィルタリングするものである。

【0007】

一実施形態では、入力値系列が、少なくとも1つの係数を有する無限インパルス応答（IIR）フィルタによりフィルタリングされ、出力値系列を取得する。入力値系列は、初期チャネルインパルス応答推定値（CIRE）に対するものとしてよく、出力値系列は、フィルタリングされたCIREに対するものとしてよい。IIRフィルタの（複数の）係数は、本明細書で説明されている更新技術のうちの1つを使って入力値系列に基づき更新される。IIRフィルタは、アルファと呼ばれる単一の係数を持つことができる。

【0008】

一実施形態では、IIRフィルタの（複数の）係数は、適応フィルタに基づいて更新される。この実施形態では、予測値系列は、入力値系列に基づいて導き出され、出力値系列の遅延された形態に等しいものとしてよい。予測値系列と入力値系列との間の予測誤差が決定され、フィルタリングされて（例えば、IIRフィルタの（複数の）係数により）、フィルタリングされた予測誤差が得られる。次いで、IIRフィルタの（複数の）係数は、予測誤差およびフィルタリングされた予測誤差に基づいて更新される。

【0009】

他の実施形態では、IIRフィルタの（複数の）係数は、1バンクの予測フィルタバンクに基づいて更新される。この実施形態では、入力値系列が複数の予測フィルタによりフィルタリングされ、複数の予測値系列を取得する。それぞれの予測フィルタは、少なくとも1つの係数からなる異なる係数集合を有する。複数の予測フィルタのうち予測誤差が最小である予測フィルタが識別される。識別された予測フィルタに対する（複数の）係数の集合は、入力値系列のフィルタリングに使用できるように選択される。

【0010】

さらに他の実施形態では、IIRフィルタの（複数の）係数は、正規化された変化量の技術に基づいて更新される。この実施形態では、実際のサンプル系列の変化量（例えば、CIR）は、入力値系列に基づいて推定される。これは、入力値系列のエネルギーを推定し、入力値系列内のノイズを推定し、入力サンプル系列の変化量を推定することにより得られる。次いで、実際のサンプルの系列の変化量は、入力値系列の推定されたエネルギー、推定されたノイズ、および推定された変化量に基づいて推定されうる。IIRフィルタの（複数の）係数は、例えば、ルックアップテーブルを使用するか、または直接的な計算により、実際のサンプルの系列の推定された変化量に基づいて決定される。

【0011】

以下では、本発明の様々な態様および実施形態について、さらに詳しく説明する。

【0012】

本発明の特徴および特性は、類似の参照文字は図全体を通して対応する形で識別する図面と併せて以下で述べる詳細な説明を読むとさらに明らかになるであろう。

【図面の簡単な説明】

【0013】

【図1】無線通信システムの送信を示す図。

【図2】基地局および無線デバイスを示すブロック図。

【図3】無線デバイスのイコライザを示すブロック図。

【図4】チャネルIIRフィルタを示すブロック図。

【図5】3つの速度に関するシナリオに対するスループットとアルファに関するグラフを示す図。

10

20

30

40

50

【図 6】適応フィルタに基づいてアルファを更新するユニットを示す図。

【図 7】1 バンクの予測フィルタに基づいてアルファを更新するユニットを示す図。

【図 8】正規化された変化量の技術に基づいてアルファを更新するユニットを示す図。

【図 9】ノイズの多い推定値をフィルタリングするプロセスを示す図。

【図 10】適応フィルタに基づいてアルファを更新するプロセスを示す図。

【図 11】1 バンクの予測フィルタに基づいてアルファを更新するプロセスを示す図。

【図 12】正規化された変化量の技術に基づいてアルファを更新するプロセスを示す図。

【発明を実施するための形態】

【0014】

「例示的な」という単語は、本明細書では、「一実施例、事例、または例示として使用する」ことを意味するために使用される。本明細書で「明示的」と説明されている実施形態または設計は、必ずしも、他の実施形態または設計よりも好ましい、または有利であると解釈されるべきではない。

【0015】

図 1 は、無線通信システムの例示的な送信を示している。話を簡単にするため、図 1 は、1 つの基地局 110 と 1 つの無線デバイス 120 のみを示している。基地局は、一般的に、無線デバイスと通信する固定局であり、ノード B、アクセスポイント、ベーストランシーバ基地局 (BTS)、または他の何らかの専門用語の名称で呼ぶことができる。無線デバイスは、固定式でも移動式でもよく、これもまた、ユーザ装置 (UE)、移動局、ユーザ端末、加入者ユニット、または他の何らかの専門用語の名称で呼ぶことができる。無線デバイスは、携帯電話、携帯情報端末 (PDA)、無線モデムカード、ハンドヘルドデバイス、または他の何らかのデバイスもしくは装置とすることができる。

【0016】

基地局 110 は、RF 信号を無線デバイス 120 に送信する。RF 信号は、直接的経路および／または反射路を含むことができる、1 つまたは複数の経路を介して無線デバイス 120 に到達しうる。反射路は、無線環境内の障害物 (例えば、建物、樹木、車両、および他の構造物) による電波の反射により生じる。無線デバイス 120 は、送信 RF 信号の複数のインスタンスまたはコピーを受信することができる。それぞれの受信信号インスタンスは、異なる信号経路を介して得られ、特定の複素利得、およびその信号経路により決定される特定の時間遅延を有する。無線デバイス 120 の受信 RF 信号は、受信信号インスタンスのすべての重ね合わせである。無線デバイス 120 は、さらに、図 1 の破線により示されている、他の送信局からの干渉伝送を受信する可能性がある。

【0017】

本明細書で説明されているフィルタリング技術は、符号分割多元接続 (CDMA) システム、時分割多元接続 (TDMA) システム、周波数分割多元接続 (FDMA) システム、直交周波数分割多元接続 (OFDMA) システム、単一搬送波 FDMA (SC-FDMA) システムなどの様々な通信システムに使用することができる。CDMA システムは、広帯域 CDMA (W-CDMA)、cdma2000 などの 1 つまたは複数の無線技術を実装することができる。cdma2000 は、IS-2000、IS-856、および IS-95 標準に対応している。TDMA システムでは、グローバル移動体通信システム (GSM (登録商標)) などの無線技術を実装することができる。これらの様々な無線技術および標準は、当業で知られている。W-CDMA および GSM は、「第三世代パートナーシッププロジェクト」(3GPP) という名前の組織から出されている文書において説明されている。cdma2000 は、「第三世代パートナーシッププロジェクト 2」(3GPP2) という名前の組織から出されている文書において説明されている。3GPP および 3GPP2 文書は、公開されている。OFDMA システムは、OFDM を使用し、直交する副搬送波上で周波数領域の変調符号を送信する。SC-FDMA システムは、直交する副搬送波上で時間領域の変調符号を送信する。

【0018】

本明細書で説明されているフィルタリング技術は、無線デバイスに使用できるが、もち

10

20

30

40

50

ろん基地局にも使用できる。分かりやすくするため、これらの技術は、以下では、W－C D M Aシステムまたはc d m a 2 0 0 0システムであるとしてよい、C D M Aシステム内の無線デバイスに関して説明されている。

【0019】

図2は、基地局110および無線デバイス120のブロック図を示している。基地局110では、送信(TX)データプロセッサ210は、サービスを受ける無線デバイスのトラヒックデータを受信し、そのトラヒックデータを処理(例えば、符号化、インターリーブ、および符号マップ)して、データ符号を生成する。本明細書で使用されているように、データ符号は、データ用の変調符号であり、パイロット符号は、パイロット用の変調符号であり、変調符号は、(例えば、M－P S K、M－Q A Mに対する)信号点配置内の1つの点に対する複素値であり、パイロットは、基地局と無線デバイスの両方により先験的に知られているデータである。C D M A変調器220は、データ符号およびパイロット符号を処理し、出力チップを送信機(T M T R)230に送る。送信機230は、出力チップを処理し(例えば、アナログに変換し、増幅し、フィルタリングし、高い周波数に変換し)、アンテナ232から送信される、R F信号を生成する。

【0020】

無線デバイス120で、アンテナ252は、直接路および／または反射路を介して送信R F信号を受信し、受信R F信号を受信機(R C V R)254に送る。受信機254は、受信R F信号を処理し(例えば、フィルタリングし、増幅し、低い周波数に変換し、デジタイズし)、受信サンプルを取得する。受信機254は、受信サンプルに対し前処理を実行し、入力サンプルをイコライザ／レーキ受信機260に送る。この前処理は、例えば、自動利得制御(A G C)、周波数修正、デジタルフィルタリング、サンプルレート変換などを含むことができる。イコライザ／レーキ受信機260は、入力サンプルを(例えば、イコライザまたはレーキ受信機により)処理し、出力サンプルを送る。C D M A復調器(D e m o d)270は、C D M A変調器220による処理を補完する形で出力サンプルを処理し、基地局110により無線デバイス120に送信されるデータ符号の推定値である、符号推定値を与える。レーキ受信機およびC D M A復調器は、さらに組み合わせることもできる。受信(R X)データプロセッサ280は、符号推定値を処理し(例えば、符号逆マップし、逆インターリーブし、復号し)、復号されたデータを与える。一般に、C D M A復調器270およびR Xデータプロセッサ280による処理は、基地局110で、それぞれC D M A変調器220およびT Xデータプロセッサ210による処理を補完するものである。

【0021】

コントローラ／プロセッサ240および290は、それぞれ、基地局110および無線デバイス120における様々な処理ユニットのオペレーションを指令する。メモリ242および292は、それぞれ、基地局110および無線デバイス120用のデータおよびプログラムコードを格納する。

【0022】

無線デバイス120において、受信機254からの入力サンプルは、

【数1】

$$\begin{aligned} y(k) &= h(k) \otimes [x(k) + p(k)] + w(k), \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} h(i) \cdot [x(k-i) + p(k-i)] + w(k) \end{aligned} \quad \text{式(1)}$$

【0023】

として表すことができ、ただし、

x(k)は、無線デバイス120に対する注目する信号成分であり、

p(k)は、基地局110からのパイロットであり、

10

20

30

40

50

$h(k)$ は、基地局 110 と無線デバイス 120 との間の無線チャネルの時間領域インパルス応答であり、

$w(k)$ は、 $x(k)$ および $p(k)$ により観察される全ノイズおよび干渉であり、

$y(k)$ は、無線デバイス 120 における入力サンプルであり、

記号

【数 2】



10

【0024】

は畳み込みを表す。

【0025】

式 (1) では、 $x(k)$ は、無線デバイス 120 において注目すべき物理的チャネルの信号成分としてよい。 $w(k)$ は、基地局 110 からの他の物理チャネル、様々なソースからのノイズ、および他の送信局からの干渉に対する信号成分を含むことができる。話を簡単にするため、 $w(k)$ は、平均が 0 で分散が σ^2 である加法的白色ガウスノイズ (AWGN) と仮定する。入力サンプル $y(k)$ は、イコライザにより処理され、これにより望ましい信号 $x(k)$ の推定値を取得することができる。

【0026】

図 3 は、図 2 のイコライザ／レーキ受信機 260 の一実施形態である、イコライザ 260a のブロック図を示している。この実施形態では、受信機 254 からの入力サンプル $y(k)$ は、チャネル推定器 310 およびデータ有限インパルス応答 (FIR) フィルタ 360 に送られる。チャネル推定器 310 は、基地局 110 と無線デバイス 120 との間の無線チャネルに対するチャネルインパルス応答推定値 (CIRE)

20

【数 3】

$$\hat{h}_n(\ell)$$

30

【0027】

を導き出す。計算ユニット 350 は、CIRE

【数 4】

$$\hat{h}_n(\ell)$$

【0028】

を受け取り、これに基づき、また例えば、線形最小平均 2 乗誤差 (LMMSE)、最小平均 2 乗 (LMS)、再帰最小 2 乗 (RLS)、直接行列反転 (DMI)、ゼロ強制、または他の何らかの技術を使用してイコライザ係数を導き出す。FIR フィルタ 360 は、イコライザ係数で入力サンプル $y(k)$ をフィルタリングし、望ましい信号 $x(k)$ の推定値である、出力サンプル

40

【数 5】

$$\hat{x}(k)$$

【0029】

50

を与える。

【0030】

基地局110と無線デバイス120との間の時間領域チャネルインパルス応答（CIR）は、Lを任意の値、例えば、 $L=64$ とし、L個のチャネルタップ $h(1)$ から $h(L)$ までを有するものとして考えることができる。それぞれのチャネルタップ $h(1)$ （ $l=1, \dots, L$ ）は、特定の複素利得および特定の時間遅延を有し、両方とも無線環境により決められる。CIRは、

【数6】

$$\underline{h}_n = [h_n(1) \ h_n(2) \ \dots \ h_n(L)]^T \quad \text{式(2)}$$

10

【0031】

のようなベクトル形式で与えることができ、ただし、

$\underline{h}_n$ は、時間間隔nにおけるCIRに対する $L \times 1$ ベクトルであり、
「 T 」は、転置を表す。

【0032】

無線デバイス120は、CIRにおけるL個のチャネルタップの正確な推定値を導き出そうとする。チャネル推定器310内では、初期チャネル推定器320が、基地局110から受信したパイロットに基づいて初期CIREを導き出す。一実施形態では、初期CIREは、

20

【数7】

$$\tilde{h}_n(\ell) = \frac{1}{K} \cdot \sum_{i=0}^{K-1} y(n \cdot K + \ell - 1 + i) \cdot p^*(i), \text{ ただし, } \ell = 1, \dots, L \quad \text{式(3)}$$

【0033】

として導き出せるが、ただし、

30

【数8】

$$\tilde{h}_n(\ell)$$

【0034】

は、時間間隔nのチャネルタップ $h(1)$ の初期推定値であり、

Kは、累積長であり、

40

「*」は、複素共役を表す。

【0035】

式(3)において「 $l-1$ 」であるのは、インデックスlが0でなく1から始まるからである。

【0036】

式(3)では、チャネルタップ $h(1)$ は、時間オフセット $l-1$ のパイロット系列 $p(k)$ により時間領域内の入力サンプル $y(k)$ を逆拡散することにより推定される。L個の異なるチャネルタップは、L個の異なる時間オフセットにより推定される。それぞれの時間オフセットに対する逆拡散は、その時間オフセットに対する入力サンプル $y(k)$ に複素共役パイロットチップ $p^*(k)$ を乗算し、K個のチップについて結果を累算す

50

ることにより得られる。Kは、パイロットに使用される直交符号の長さの整数倍数である。パイロット直交符号は、W-CDMAでは256チップ長であり、cdma2000では128チップ長である。Kは、1パイロット符号、複数のパイロット符号、1スロット、複数のスロット、1フレーム、または他の何らかの持続時間に等しいものとしてよい。1スロットは、W-CDMAでは、2560チップおよび10パイロット符号に対応し、cdma2000では、768チップおよび6パイロット符号に対応する。

【0037】

初期CIREは、それぞれ時間間隔nについて導き出すことができる。時間間隔は、スロット、フレーム、または他の何らかの時間長としてよい。初期CIREは、L個のチャネルタップ推定からなり、

【数9】

$$\tilde{\mathbf{h}}_n = [\tilde{h}_n(1) \ \tilde{h}_n(2) \ \dots \ \tilde{h}_n(L)]^T$$

【0038】

として与えられうる。初期CIREは、推定誤差およびノイズを含むため、複数の時間間隔にわたってフィルタリングすることで、推定誤差およびノイズを低減することができる。

【0039】

図3に示されている一実施形態では、チャネルIIRフィルタ330は、

【数10】

$$\hat{\mathbf{h}}_n = \alpha_n \cdot \tilde{\mathbf{h}}_n + (1 - \alpha_n) \cdot \hat{\mathbf{h}}_{n-1} \quad \text{式(4)}$$

【0040】

のように初期CIREをフィルタリングするが、ただし、

【数11】

$$\hat{\mathbf{h}}_n = [\hat{h}_n(1) \ \hat{h}_n(2) \ \dots \ \hat{h}_n(L)]^T$$

【0041】

は、時間間隔nにおけるフィルタリングされたCIREに対する $L \times 1$ ベクトルであり、 α_n は、時間間隔nに対する係数である。

【0042】

式(4)のIIRフィルタリングは、L個のチャネルタップのそれぞれについて個別に実行される。係数計算ユニット340は、IIRフィルタ330に対する係数 α_n を導き出す。

【0043】

図4は、図3のチャネルIIRフィルタ330の一実施形態のブロック図を示している。この実施形態では、チャネルIIRフィルタ330は、L個のチャネルタップについてL個の1タップIIRフィルタ410aから410lを含む。それぞれのIIRフィルタ410は、1つのタップインデックスについてフィルタリングを実行する。タップインデックス l ($l \in \{1, \dots, L\}$)に対する1タップIIRフィルタにおいて、乗算器412は、係数 α_n を持つ初期チャネルタップ推定値

10

20

30

40

【数 1 2】

$$\tilde{h}_n(\ell)$$

【0 0 4 4】

を受け取って、乗算する。加算器 4 1 4 は、係数 α_n を 1. 0 から差し引いて、 $(1 - \alpha_n)$ を出力する。乗算器 4 1 6 は、レジスタ 4 2 0 からの遅延チャネルタップ推定値

【数 1 3】

10

$$\hat{h}_{n-1}(\ell)$$

【0 0 4 5】

と $(1 - \alpha_n)$ とを乗算する。加算器 4 1 8 は、乗算器 4 1 2 および 4 1 6 の出力を加算し、フィルタリングされたチャネルタップ推定値

【数 1 4】

20

$$\hat{h}_n(\ell)$$

【0 0 4 6】

を与える。次の時間間隔で使用するために、レジスタ 4 2 0 はフィルタリングされたチャネルタップ推定値

【数 1 5】

$$\hat{h}_n(\ell)$$

30

【0 0 4 7】

を格納する。

【0 0 4 8】

式 (4) のフィルタリングで、ノイズを低減し、推定精度を改善する。したがって、フィルタリングされた C I R E

【数 1 6】

$$\underline{\hat{h}}_n$$

40

【0 0 4 9】

は、一般的に、C I R $\underline{\hat{h}}_n$ の改善された推定値である。係数 α_n は、フィルタリングの量を決定する。一般に、大きな α_n は小さなフィルタリングに対応して $1 > \alpha_n > 0$ であり、またその逆も成り立つ。以下の説明では、係数 α_n は、アルファと呼ばれる。

【0 0 5 0】

改善された性能は、異なる動作シナリオにおいて初期 C I R R E に対する異なる量のフィルタリングにより実現されうることがわかる。アルファに適した値は、速度、受信信号品質、および場合によっては他の因子に依存しうる。

【0 0 5 1】

50

図 5 は、3 つの異なる速度に関するシナリオに対するスループットとアルファに関するグラフを示す。グラフ 5 1 0 は、1 2 0 K m / 時の高速シナリオに対するスループットとアルファの関係を示し、グラフ 5 1 2 は、3 0 K m / 時の中速シナリオに対するスループットとアルファの関係を示し、グラフ 5 1 4 は、3 K m / 時の低速シナリオに対するスループットとアルファの関係を示す。これらのグラフは、最高のスループットは、高速シナリオでは 0. 8 から 1. 0 までのアルファについて達成され、中速シナリオでは 0. 5 から 0. 7 までのアルファについて達成され、低速シナリオでは 0. 2 から 0. 3 までのアルファについて達成されうること示している。

【 0 0 5 2 】

図 5 は、アルファのよい選択は、移動性に依存すること示している。ゆっくり変化するチャンネルに対しては、アルファは小さい（フィルタリングが強い）ほどよく、速く変化するチャンネルに対しては、アルファは大きい（フィルタリングが弱い）ほどよい。アルファのよい選択は、さらに、受信信号品質にも依存することがわかる。所定の速度に関して、受信信号品質が低い場合には、アルファは小さい（フィルタリングが強い）ほどよく、受信信号品質が高い場合には、アルファは大きい（フィルタリングが弱い）ほどよい。図 5 のグラフで示唆されるように、性能は、アルファに不適切な値が使用されると著しく低下しうる。

【 0 0 5 3 】

本明細書で説明されているフィルタリング技術により、推定誤差が低減され、様々な動作シナリオに対しよい性能を実現できる。これらの技術は、予測ベースの技術および正規化された変化量の技術を含む。予測ベースの技術は、適応フィルタまたは 1 バンクの予測フィルタにより実装されうる。

【 0 0 5 4 】

予測ベースの技術の一実施形態では、アルファは、適応フィルタを使っていくつかの小さなステップで更新される。一実施形態では、式 (4) の I I R フィルタは、さらに、次の時間間隔でチャンネルタップを予測する予測フィルタとして使用される。したがって、時間間隔 $n - 1$ で、I I R フィルタにより生成されるフィルタリングされた C I R E

【 数 1 7 】

$$\hat{\mathbf{h}}_{n-1}$$

【 0 0 5 5 】

は、時間間隔 n に対する予測された C I R E として使用される。

【 0 0 5 6 】

初期 C I R E と予測された C I R E との間の予測誤差は、

【 数 1 8 】

$$\mathbf{e}_n = \tilde{\mathbf{h}}_n - \hat{\mathbf{h}}_{n-1} \quad \text{式(5)}$$

【 0 0 5 7 】

で表すことができ、ただし、

$\underline{\mathbf{e}}_n = [\mathbf{e}_n(1) \quad \mathbf{e}_n(2) \quad \dots \quad \mathbf{e}_n(L)]^T$ は、時間間隔 n における L 個の予測チャンネルタップに対する予測誤差の $L \times 1$ ベクトルである。

【 0 0 5 8 】

アルファは、

10

20

30

40

【数 1 9】

$$\alpha_{n+1} = \alpha_n - \chi \cdot \frac{\partial \| \mathbf{e}_n \|^2}{\partial \alpha} \quad \text{式(6)}$$

【0 0 5 9】

のようにそれぞれの時間間隔 n で適応可能なように更新することができ、ただし、

$\| \mathbf{e}_n \|^2$ は、予測誤差ベクトルのノルムの平方であり、

χ は、アルファに対する適応率を決定する係数である。

10

【0 0 6 0】

式 (6) では、最小平均平方誤差 (M M S E) を求めるために予測誤差のノルムの平方を最小にするようにアルファを更新する。偏導関数項 $\partial \| \mathbf{e}_n \|^2 / \partial \alpha$ は、誤差勾配を示す。アルファは、予測誤差のノルムの平方の勾配に基づき、またその勾配の反対方向に更新される。適応の速度は、良好な性能となるように選択されうる係数 χ により決定される。係数 χ は、0. 0 1 または他の何らかの値に設定できる。

【0 0 6 1】

式 (6) の偏導関数項は、

【数 2 0】

20

$$\begin{aligned} \frac{\partial \| \mathbf{e}_n \|^2}{\partial \alpha} &= -2 \operatorname{Re} \left\{ \mathbf{e}_n^H \cdot \frac{\partial \hat{\mathbf{h}}_{n+1}}{\partial \alpha} \right\} \\ &= -2 \operatorname{Re} \{ \mathbf{e}_n^H \cdot \mathbf{f}_n \} \end{aligned} \quad \text{式(7)}$$

【0 0 6 2】

で表すことができ、ただし、

「 ^{H} 」は、共役転置を表す。

30

【0 0 6 3】

式 (7) の項

【数 2 1】

$$\partial \hat{\mathbf{h}}_{n+1} / \partial \alpha$$

【0 0 6 4】

は、

【数 2 2】

40

$$\frac{\partial \hat{\mathbf{h}}_{n+1}}{\partial \alpha} = \mathbf{f}_n = \mathbf{e}_{n+1} + (1 - \alpha_n) \cdot \mathbf{f}_{n+1} \quad \text{式(8)}$$

【0 0 6 5】

で表すことができ、ただし、

$\mathbf{f}_n = [f_n(1) \quad f_n(2) \quad \dots \quad f_n(L)]^T$ は、時間間隔 n における L 個の

50

チャンネルタップに対するフィルタリングされた予測誤差の $L \times 1$ ベクトルである。

【0066】

式(7)は、項

【数23】

$$\partial \hat{\mathbf{h}}_{n+1} / \partial \alpha$$

【0067】

10

が、現在の時間間隔 n で計算された予測誤差 $\underline{e}_n$ および現在の時間間隔 n に対するフィルタリングされた予測誤差 $\underline{f}_n$ に基づいて導き出されうること示している。

【0068】

次いで、式(6)の偏導関数項は、

【数24】

$$\frac{\partial \|\underline{e}_n\|^2}{\partial \alpha} = -2 \cdot \sum_{\ell=1}^L \text{Re}\{e_n^*(\ell) \cdot f_n(\ell)\} \quad \text{式(9)}$$

20

【0069】

で表すことができる。

【0070】

次いで、アルファは、

【数25】

$$\alpha_{n+1} = \alpha_n + 2\chi \cdot \sum_{\ell=1}^L \text{Re}\{e_n^*(\ell) \cdot f_n(\ell)\} \quad \text{式(10)}$$

30

【0071】

として更新されうる。

【0072】

式(6)から(10)で示されている実施形態では、単一のアルファは、 L 個のチャンネルタップすべてに使用され、このアルファは、 L 個のチャンネルタップすべてに基づいて更新される。他の実施形態では、別のアルファが、それぞれのチャンネルタップについて使用され、

【数26】

40

$$\alpha_{n+1}(\ell) = \alpha_n(\ell) - \chi \cdot \frac{\partial |e_n(\ell)|^2}{\partial \alpha},$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial |e_n(\ell)|^2}{\partial \alpha} &= -2 \text{Re} \left\{ e_n^*(\ell) \cdot \frac{\partial \hat{h}_{n+1}(\ell)}{\partial \alpha} \right\} \\ &= -2 \text{Re} \{ e_n^*(\ell) \cdot f_n(\ell) \} \end{aligned}$$

50

【 0 0 7 3 】

および

【 数 2 7 】

$$\frac{\partial \hat{h}_{n-1}(\ell)}{\partial \alpha} = f_n(\ell) = e_{n-1}(\ell) + (1 - \alpha_n(\ell)) \cdot f_{n-1}(\ell)$$

【 0 0 7 4 】

10

のように、そのチャネルタップに対する予測誤差に基づいて更新されうる。

【 0 0 7 5 】

アルファは、以下のように適応フィルタに基づいて更新できる。最初に、フィルタリングされた C I R E

【 数 2 8 】

$$\tilde{h}_{n-1}$$

20

【 0 0 7 6 】

およびフィルタリングされた予測誤差 $\underline{f}_n$ は、ゼロに初期化される。アルファは、大半の動作シナリオに対し良好な性能を有する値、例えば、 $\alpha_n = 0.6$ に初期化できる。これ以降、アルファは、以下のように、それぞれの時間間隔 n で更新することができる。

【 0 0 7 7 】

1. 初期 C I R E

【 数 2 9 】

$$\tilde{h}_n$$

30

【 0 0 7 8 】

を、例えば、式 (3) に示されているようにして取得する。

【 0 0 7 9 】

2. 式 (5) に示されているように予測誤差 $\underline{e}_n$ を計算する。

【 0 0 8 0 】

3. 式 (9) に示されているように、予測誤差 $\underline{e}_n$ およびフィルタリングされた予測誤差 $\underline{f}_n$ に基づいて偏導関数項 $\partial \|\underline{e}_n\|^2 / \partial \alpha$ を計算する。

【 0 0 8 1 】

40

4. 式 (10) に示されているように偏導関数項およびステップサイズ χ に基づいてアルファを更新する。

【 0 0 8 2 】

5. 式 (8) に示されているように、予測誤差 $\underline{e}_n$ および更新されたアルファ α_{n+1} に基づいてフィルタリングされた予測誤差を更新する。

【 0 0 8 3 】

更新されたアルファ α_{n+1} は、次の時間間隔で初期 C I R E をフィルタリングするために使用できる。

【 0 0 8 4 】

図 6 は、適応フィルタでアルファを更新する係数計算ユニット 340 a の一実施形態を

50

示している。チャネル I I R フィルタ 3 3 0 は、現在のアルファ α_n で初期 C I R E
【数 3 0】

$$\hat{h}_n$$

【0085】

をフィルタリングし、フィルタリングされた C I R E
【数 3 1】

10

$$\hat{h}_n$$

【0086】

を与える。ユニット 3 4 0 a 内で、予測誤差計算ユニット 6 1 0 は、初期 C I R E
【数 3 2】

$$\hat{h}_n$$

20

【0087】

および予測された C I R E
【数 3 3】

$$\hat{h}_{n-1}$$

【0088】

をレジスタ 6 1 6 から受け取る。ユニット 6 1 0 は、式 (5) に示されているように予測
誤差 $\underline{e}_n$ を計算する。アルファ更新ユニット 6 1 4 は、予測誤差 $\underline{e}_n$ およびフィルタリン
グされた予測誤差 $\underline{f}_n$ を受け取り、式 (9) および (10) に示されているようにアル
ファを更新し、更新されたアルファ α_{n+1} を次の時間間隔で与える。フィルタ 6 1 2 は、
式 (8) に示されているように予測誤差 $\underline{e}_n$ をフィルタリングし、フィルタリングされた
予測誤差を次の時間間隔で与える。レジスタ 6 1 6 は、次の時間間隔で予測された C I R
E として使用される、フィルタリングされた C I R E
【数 3 4】

30

$$\hat{h}_n$$

40

【0089】

を受け取って格納する。

【0090】

適応フィルタを使用してアルファを更新することには、様々な利点があると考えられる。
第 1 に、フィルタリングされた C I R E、フィルタリングされた予測誤差、およびアル
ファは、比較的少ない計算量および少ないメモリ容量で導き出すことができる。第 2 に、
フィルタリングされた予測誤差は、式 (8) に示されているように、可変 I I R フィルタ
に基づいて得られるため、収束速度を速くすることができる。第 3 に、適応速度は、係数
 χ に対し適当な値を選択することにより制御できる。

50

【 0 0 9 1 】

予測ベースの技術の他の実施形態では、アルファは、異なるアルファを有する 1 バンクの予測フィルタから選択される。この実施形態では、初期 C I R E は、

【数 3 5】

$$\hat{\underline{h}}_n^{(m)} = \alpha^{(m)} \cdot \tilde{\underline{h}}_n + (1 - \alpha^{(m)}) \cdot \hat{\underline{h}}_{n-1}^{(m)}, \quad \text{ただし、} m=1, \dots, M \quad \text{式(11)}$$

10

【 0 0 9 2 】

のように M 個の異なる予測フィルタによりフィルタリングすることができ、ただし、

【数 3 6】

$$\hat{\underline{h}}_n^{(m)} = [\hat{h}_n^{(m)}(1) \ \hat{h}_n^{(m)}(2) \ \dots \ \hat{h}_n^{(m)}(L)]^T$$

【 0 0 9 3 】

は、時間間隔 n における予測フィルタ m からの予測された C I R E に対する $L \times 1$ ベクトルであり、

20

$\alpha^{(m)}$ は、予測フィルタ m に対するアルファである。

【 0 0 9 4 】

M 個の異なるアルファは、M 個の予測フィルタに使用することができ、ただし、一般に、 $M > 1$ である。一実施形態では、M 個のアルファは、0 から 1 までの間に均等に分散され、例えば、 $\alpha^{(m)} = m/M$ である。例えば、M は、10 に等しく、10 個の予測フィルタは、0.1、0.2、...、1.0 の 10 個の等しい間隔で並ぶアルファにより実装できる。M 個のアルファは、さらに、他の値に設定でき、例えば、無線でバイスが動作すると予測されるある範囲内により集中する。

【 0 0 9 5 】

30

それぞれの予測フィルタに対する予測誤差は、

【数 3 7】

$$\underline{e}_n^{(m)} = \tilde{\underline{h}}_n - \hat{\underline{h}}_{n-1}^{(m)}, \quad \text{ただし、} m=1, \dots, M \quad \text{式(12)}$$

【 0 0 9 6 】

で表すことができ、ただし、

【数 3 8】

40

$$\underline{e}_n^{(m)} = [e_n^{(m)}(1) \ e_n^{(m)}(2) \ \dots \ e_n^{(m)}(L)]^T$$

【 0 0 9 7 】

は、時間間隔 n における予測フィルタに対する予測誤差の $L \times 1$ ベクトルである。

【 0 0 9 8 】

それぞれの時間間隔 n で、M 個のアルファのうちの 1 つを使用するため、

【数 3 9】

$$m_n = \min_{m \in \{1, \dots, M\}} \mathbb{E} \{ \|\mathbf{e}_n^{(m)}\|^2 \} \quad \text{式(13)}$$

【数 4 0】

$$\alpha_{n \times j} = \alpha^{(n_n)} \quad \text{式(14)} \quad 10$$

【0 0 9 9】

のように選択でき、ただし、
 $\mathbb{E} \{ \quad \}$ は、期待値演算を表し、

【数 4 1】

$$\mathbb{E} \{ \|\mathbf{e}_n^{(m)}\|^2 \} \quad 20$$

【0 1 0 0】

は、予測フィルタ m に対する予測平均平方誤差 (MSE) であり、
 m_n は、予測 MSE が最小である予測フィルタのインデックスである。

【0 1 0 1】

式 (13) では、L 個のチャネルタップすべてに対する最小の予測 MSE を与える予測フィルタが選択される。式 (14) において、選択された予測フィルタのアルファは、初期 C I R E をフィルタリングするために使用されるアルファとして与えられる。

【0 1 0 2】

予測 MSE は、それぞれの予測フィルタ m について、
 【数 4 2】 30

$$MSE_n^{(m)} = \eta \cdot \sum_{\ell \in \{1\}}^L |e_n^{(m)}(\ell)|^2 + (1 - \eta) \cdot MSE_{n-1}^{(m)} \quad \text{式(15)}$$

【0 1 0 3】

のようにして推定することができるが、ただし、
 【数 4 3】 40

$$MSE_n^{(m)}$$

【0 1 0 4】

は、時間間隔 n における予測フィルタ m に対する推定された予測 MSE であり、
 η は、予測 MSE に対する平均する量を決定する係数である。係数 η は、0.05 または他の何らかの値に設定できる。

【0 1 0 5】

アルファは、以下のように 1 バンクの予測フィルタに基づいて導き出すことができる。
 最初に、M 個の予測フィルタのそれぞれに対する予測された C I R E 50

【数 4 4】

$$\hat{h}_{n-1}^{(m)}$$

【0 1 0 6】

および推定された予測 M S E

【数 4 5】

10

$$MSE_{n-1}^{(m)}$$

【0 1 0 7】

は、ゼロに初期化される。これ以降、アルファは、以下のように、それぞれの時間間隔 n で選択することができる。

【0 1 0 8】

1. 初期 C I R E

【数 4 6】

20

$$\tilde{h}_n$$

【0 1 0 9】

を、例えば、式 (3) に示されているようにして取得する。

【0 1 1 0】

2. 式 (1 2) に示されているように、それぞれの予測フィルタについて予測誤差

【数 4 7】

30

$$e_{n-1}^{(m)}$$

【0 1 1 1】

を計算する。

【0 1 1 2】

3. 式 (1 5) に示されているように、それぞれの予測フィルタについて推定された予測誤差 M S E

【数 4 8】

40

$$MSE_n^{(m)}$$

【0 1 1 3】

を、予測誤差

【数 4 9】

$$\underline{\mathbf{e}}_n^{(m)}$$

【0 1 1 4】

に基づいて計算する。

【0 1 1 5】

4. 式 (1 3) および (1 4) に示されているように、推定された予測 M S E が最小である予測フィルタのアルファを選択する。 10

【0 1 1 6】

5. 式 (1 1) に示されているそれぞれの予測フィルタを更新する。

【0 1 1 7】

図 7 は、1 バンクの予測フィルタに基づいてアルファを導き出す係数計算ユニット 3 4 0 b の一実施形態を示している。ユニット 3 4 0 b は、M 個の異なるアルファに対する M 個の処理セクション 7 1 0 a から 7 1 0 m、検出器 7 2 0、およびセクタ 7 3 0 を備える。

【0 1 1 8】

それぞれの処理セクション 7 1 0 内で、予測フィルタ 7 1 2 は、式 (1 1) に示されているように、割り当てられたアルファ $\alpha^{(m)}$ で初期 C I R E 20

【数 5 0】

$$\tilde{\mathbf{h}}_n$$

【0 1 1 9】

をフィルタリングし、フィルタリングされた C I R E

【数 5 1】

30

$$\hat{\mathbf{h}}_n^{(m)}$$

【0 1 2 0】

を供給する。レジスタ 7 1 4 は、次の時間間隔で予測された C I R E として使用される、フィルタリングされた C I R E

【数 5 2】

40

$$\hat{\mathbf{h}}_n^{(m)}$$

【0 1 2 1】

を格納する。ユニット 7 1 6 は、初期 C I R E

【数 5 3】

$$\tilde{\mathbf{h}}_n$$

【0 1 2 2】

および予測された C I R E

【数 5 4】

10

$$\hat{\mathbf{h}}_{n-1}^{(M)}$$

【0 1 2 3】

を受け取り、式 (1 2) に示されているように予測誤差

【数 5 5】

$$\mathbf{e}_n^{(M)}$$

20

【0 1 2 4】

を計算する。M S E 推定器 7 1 8 は、式 (1 5) に示されているように、予測誤差

【数 5 6】

$$\mathbf{e}_{m,n}^{(M)}$$

【0 1 2 5】

に基づいて推定された予測誤差 M S E を導き出す。

30

【0 1 2 6】

検出器 7 2 0 は、M 個の M S E 推定器 7 1 8 a から 7 1 8 m までのすべてから推定された予測 M S E を受け取り、最小の推定された予測 M S E を有する最良の予測フィルタを識別し、次の時間間隔のアルファ α_{n+1} として最良の予測フィルタに対するアルファを与える。セレクトア 7 3 0 は、最良の予測フィルタからのフィルタリングされた C I R E をフィルタリングされた C I R E

【数 5 7】

$$\hat{\mathbf{h}}_n$$

40

【0 1 2 7】

として与える。

【0 1 2 8】

一実施形態では、別のチャネル I I R フィルタが保持され、この I I R フィルタに対するアルファは、それぞれの時間間隔で最良の予測フィルタのアルファに基づいて更新される。他の実施形態では、最良の予測フィルタからのフィルタリングされた C I R E は、フィルタリングされた C I R E

【数 5 8】

$$\hat{\mathbf{h}}_n$$

【0 1 2 9】

として与えられる。この実施形態では、予測フィルタの 1 つは、それぞれの時間間隔でチャンネル IIR フィルタとして動作する。

【0 1 3 0】

1 バンクの予測フィルタを使用してアルファを更新することには、いくつかの利点があると考えられる。第 1 に、フィルタバンクは、最良のアルファ値に素早く整定する。第 2 に、フィルタバンクは、式 (15) において予測 MSE を推定するために使用される IIR フィルタに依存する収束遅延とともに変化するチャンネル状態に適応することができる。しかし、フィルタバンクは、一般に、上述の適応フィルタに比べて使用する計算量が多く、また使用するメモリ容量も大きい。

10

【0 1 3 1】

正規化された変化量の技術の一実施形態では、アルファは、無線チャンネルの推定された変化量に基づいて導き出される。無線チャンネルは、初期 CIRE に対するフィルタリングの時定数に関係する、「メモリ」を有するようにモデル化されう。無線チャンネルの変化量は、チャンネルのメモリに反比例する。したがって、アルファのよい値を決定するために、チャンネルの変化量またはチャンネルのメモリを推定し、使用することができる。

20

【0 1 3 2】

初期 CIRE は、CIR のノイズの多い推定値であり、

【数 5 9】

$$\tilde{\mathbf{h}}_n = \hat{\mathbf{h}}_n + \mathbf{w}_n$$

式(16)

【0 1 3 3】

で表すことができ、ただし、

30

$\mathbf{w}_n$ は、時間間隔 n におけるノイズおよび推定誤差の $L \times 1$ ベクトルである。

【0 1 3 4】

無線チャンネルの正規化された変化量は、

【数 6 0】

$$NV = \frac{\mathbb{E} \{ \|\hat{\mathbf{h}}_n - \hat{\mathbf{h}}_{n-1}\|^2 \}}{\mathbb{E} \{ \|\hat{\mathbf{h}}_n\|^2 \}}$$

式(17)

【0 1 3 5】

として定義でき、ただし、

40

$\mathbb{E} \{ \|\hat{\mathbf{h}}_n - \hat{\mathbf{h}}_{n-1}\|^2 \}$ は、時間間隔 n における CIR の期待される差であり、

$\mathbb{E} \{ \|\hat{\mathbf{h}}_n\|^2 \}$ は、時間間隔 n における期待されるチャンネルエネルギーであり、

NV は、無線チャンネルの正規化された変化量である。

【0 1 3 6】

式 (17) の正規化された変化量は、

【数 6 1】

$$NV = \frac{\mathcal{E}\{\|\tilde{\mathbf{h}}_n - \tilde{\mathbf{h}}_{n-1}\|^2\} - 2\mathcal{E}\{\|\mathbf{w}_n\|^2\}}{\mathcal{E}\{\|\tilde{\mathbf{h}}_n\|^2\} - \mathcal{E}\{\|\mathbf{w}_n\|^2\}} \quad \text{式(18)}$$

【0 1 3 7】

と書き直すことができ、ただし、

【数 6 2】

10

$$\mathcal{E}\{\|\tilde{\mathbf{h}}_n - \tilde{\mathbf{h}}_{n-1}\|^2\}$$

【0 1 3 8】

は、時間間隔 n における初期 C I R E の期待される差であり、

【数 6 3】

$$\mathcal{E}\{\|\tilde{\mathbf{h}}_n\|^2\}$$

20

【0 1 3 9】

は、時間間隔 n における初期 C I R E の期待されるエネルギーであり、

 $\mathcal{E}\{\|\mathbf{w}_n\|^2\}$ は、時間間隔 n における期待されるノイズエネルギーである。

【0 1 4 0】

式 (18) の中の 3 つの異なる期待量はそれぞれ、初期 C I R E に基づいて推定される。値

【数 6 4】

30

$$\mathcal{E}\{\|\tilde{\mathbf{h}}_n - \tilde{\mathbf{h}}_{n-1}\|^2\}$$

【0 1 4 1】

を推定するために、量

【数 6 5】

$$\|\tilde{\mathbf{h}}_n - \tilde{\mathbf{h}}_{n-1}\|^2$$

40

【0 1 4 2】

をまず最初に

【数 6 6】

$$\tilde{D}_n = \|\tilde{\mathbf{h}}_n - \tilde{\mathbf{h}}_{n-1}\|^2 = \sum_{\ell=1}^L |\tilde{h}_n(\ell) - \tilde{h}_{n-1}(\ell)|^2 \quad \text{式(19)}$$

50

【 0 1 4 3 】

として計算することができるが、ただし、

【 数 6 7 】

$$\tilde{D}_n$$

【 0 1 4 4 】

は、時間間隔 n および $n - 1$ に対する初期チャネルタップ推定値間の差のノルムの平方である。

【 0 1 4 5 】

差のノルムの平方

10

【 数 6 8 】

$$\tilde{D}_n$$

【 0 1 4 6 】

は、

【 数 6 9 】

20

$$\hat{D}_n = \mu \cdot \tilde{D}_n + (1 - \mu) \cdot \hat{D}_{n-1}$$

式(20)

【 0 1 4 7 】

のようにしてフィルタリングすることができ、ただし、

【 数 7 0 】

$$\hat{D}_n$$

30

【 0 1 4 8 】

は、

【 数 7 1 】

$$E \{ \| \tilde{\mathbf{h}}_n - \tilde{\mathbf{h}}_{n-1} \|^2 \}$$

【 0 1 4 9 】

の推定値であり、

40

 μ は、

【 数 7 2 】

$$\hat{D}_n$$

【 0 1 5 0 】

に対する平均の量を決定する係数である。

【 0 1 5 1 】

係数 μ は、0.5 または他の何らかの値に設定できる。

50

【数 7 3】

$$\mathbb{E}\{\|\tilde{\mathbf{h}}_n\|^2\}$$

【0 1 5 2】

を推定するために、量

【数 7 4】

$$\|\tilde{\mathbf{h}}_n\|^2$$

10

【0 1 5 3】

をまず最初に

【数 7 5】

$$\tilde{H}_n = \|\tilde{\mathbf{h}}_n\|^2 = \sum_{\ell=1}^L |\tilde{h}_n(\ell)|^2 \quad \text{式(21)}$$

【0 1 5 4】

として計算することができるが、ただし、

20

【数 7 6】

$$\tilde{H}_n$$

【0 1 5 5】

は、時間間隔 n に対する初期チャネルタップ推定値のノルムの平方である。

【0 1 5 6】

チャネルのノルムの平方

【数 7 7】

$$\tilde{H}_n$$

30

【0 1 5 7】

は、

【数 7 8】

$$\hat{H}_n = \mu \cdot \tilde{H}_n + (1 - \mu) \cdot \hat{H}_{n-1} \quad \text{式(22)}$$

40

【0 1 5 8】

のようにしてフィルタリングすることができ、ただし、

【数 7 9】

$$\hat{H}_n$$

【0 1 5 9】

は、

【数 8 0】

$$E\{\|\hat{\mathbf{h}}_n\|^2\}$$

【0 1 6 0】

の推定値である。

【0 1 6 1】

$E\{\|\mathbf{w}_n\|^2\}$ を推定するために、初期 C I R E の一端または両端のいくつかのチャネルタップは、純粋なノイズを含み、信号を含まないと仮定することができる。次いで、
時間間隔 n に対するノイズエネルギーは、

10

【数 8 1】

$$\tilde{W}_n$$

【0 1 6 2】

と表されるが、

【数 8 2】

$$\tilde{W}_n = \frac{1}{A+B} \left(\sum_{\ell=1}^A |\tilde{h}_n(\ell)|^2 + \sum_{\ell=L-B+1}^L |\tilde{h}_n(\ell)|^2 \right) \quad \text{式(23)}$$

20

【0 1 6 3】

として推定することができる。

【0 1 6 4】

式(23)では、第1のA初期チャネルタップ推定値は、最後のB初期チャネルタップ推定値はもちろんのこと、純粋なノイズである。AおよびBは、良好なノイズ推定性能をもたらすように選択できる。一実施形態では、 $L=64$ および $A=B=4$ である。L、A、およびBに、他の値を使用することもできる。ノイズエネルギーも、他の方法で、例えば、低エネルギーの初期チャネルタップ推定値に基づいて推定することができる。

30

【0 1 6 5】

ノイズエネルギー

【数 8 3】

$$\tilde{W}_n$$

【0 1 6 6】

は、

【数 8 4】

40

$$\hat{W}_n = \mu \cdot \tilde{W}_n + (1 - \mu) \cdot \hat{W}_{n-1} \quad \text{式(24)}$$

【0 1 6 7】

のようにしてフィルタリングすることができ、ただし、

【数 8 5】

$$\hat{W}_n$$

【0 1 6 8】

は、 $E \{ \| \underline{w}_n \|^2 \}$ の推定値である。

【0 1 6 9】

同じ係数 μ を、それぞれ、式 (20)、(22)、および (24) に示されているように、3つの量

【数 8 6】

$$\hat{D}_n, \hat{H}_n$$

【0 1 7 0】

および

【数 8 7】

$$\hat{W}_n$$

【0 1 7 1】

のすべてを導き出すために使用できる。それとは別に、異なる量に対し、異なる係数を使用することができる。

【0 1 7 2】

無線チャネルは、

【数 8 8】

$$\underline{h}_n = \gamma \cdot \underline{h}_{n-1} + \sqrt{1-\gamma^2} \cdot \underline{u}_n$$

式(25)

【0 1 7 3】

のように、ガウス・マルコフチャネルモデルにより表すことができ、ただし、

$\gamma \in [0, 1]$ は、無線チャネルのメモリとみなすことができ、

$\underline{u}_n$ は、互いに独立で同一の分布に従う (i. i. d.) ガウス確率変数の $L \times 1$ ベクトルである。

【0 1 7 4】

チャネルメモリ γ は、無線チャネルにおけるドップラー効果をパラメータ化するもう1つの手段となる。 γ の値が大きいほど、無線チャネルは、より長いメモリを有し、これは、より強いフィルタリングに対応する。

【0 1 7 5】

式 (17) と (25) を組み合わせることで、正規化された変化量は、

10

20

30

40

【数 8 9】

$$NV = 2(1 - \gamma)$$

式(26)

【0 1 7 6】

として与えられうる。

【0 1 7 7】

次いで、チャンネルメモリは、

10

【数 9 0】

$$\gamma = 1 - \frac{NV}{2}$$

式(27)

【0 1 7 8】

として表すことができる。

【0 1 7 9】

式(18)の中の正規化された変化量の3つの期待量は、上述のように推定できる。次
いで、チャンネルメモリは、

20

【数 9 1】

$$\hat{\gamma}_n = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\hat{D}_n - 2\hat{W}_n}{\hat{H}_n - \hat{W}_n} \right)$$

式(28)

【0 1 8 0】

のように推定することができ、ただし、

30

【数 9 2】

$$\hat{\gamma}_n$$

【0 1 8 1】

は、時間間隔 n における推定されたチャンネルメモリである。

【0 1 8 2】

一実施形態では、アルファは、チャンネルメモリ γ または正規化された変化量 NV の異なる値について決定され（例えば、コンピュータシミュレーション、計算、および／または経験による測定に基づいて）、ルックアップテーブルに格納される。これ以降、チャンネルメモリまたは正規化された変化量は、上述のように推定され、ルックアップテーブルに送られるようにできる。次いで、ルックアップテーブルでは、初期 C I R E をフィルタリングするために使用するアルファ値を返す。

40

【0 1 8 3】

他の実施形態では、アルファは、直接計算される。フィルタは、

【数 9 3】

$$\hat{\mathbf{h}}_n = a \cdot \tilde{\mathbf{h}}_n + b \cdot \hat{\mathbf{h}}_{n-1} \quad \text{式(29)}$$

【0 1 8 4】

のように定義されうるが、ただし、

a および b は、2 つの係数である。値

【数 9 4】

10

$$\mathcal{E} \{ \|\tilde{\mathbf{h}}_n\|^2 \}$$

【0 1 8 5】

、 $\mathcal{E} \{ \|\mathbf{w}_n\|^2 \}$ 、および γ が与えられると、a および b の値は、期待される推定誤差

【数 9 5】

$$\xi = \mathcal{E} \{ \|\hat{\mathbf{h}}_n - \mathbf{h}_n\|^2 \}$$

20

【0 1 8 6】

が最小になるように決定できる。

【0 1 8 7】

上記の基準に対する解は、以下のようにして導き出せる。変数 r および ρ は、

【数 9 6】

$$r = 1 - \frac{\mathcal{E} \{ \|\mathbf{w}_n\|^2 \}}{\mathcal{E} \{ \|\mathbf{h}_n\|^2 \}}$$

式(30)

30

【数 9 7】

$$\rho = \frac{2 - r \cdot (1 + \gamma^2)}{\gamma \cdot (r - 1)}$$

式(31)

【0 1 8 8】

として定義できる。

【0 1 8 9】

次いで、上記基準を満たす a および b の値は、

【数 9 8】

$$b^* = \frac{-\rho - \sqrt{\rho^2 - 4}}{2}$$

式(32)

40

【数 9 9】

$$\alpha^* = \frac{1-h^2}{2-r \cdot (1-b \cdot \gamma)} \quad \text{式(33)}$$

【0 1 9 0】

として与えることができる。

【0 1 9 1】

次いで、アルファは、

10

【数 1 0 0】

$$\alpha_{n+1} = \frac{a}{a+b} \quad \text{式(34)}$$

【0 1 9 2】

として表すことができる。

【0 1 9 3】

20

アルファは、以下のように正規化された変化量の技術に基づいて導き出すことができる。最初に、量

【数 1 0 1】

$$\hat{D}_{n+1}, \hat{H}_{n+1}$$

【0 1 9 4】

および

30

【数 1 0 2】

$$\hat{\mu}_{n+1}$$

【0 1 9 5】

は、ゼロに初期化される。これ以降、アルファは、以下のように、それぞれの時間間隔 n で導き出すことができる。

【0 1 9 6】

1. 初期 C I R E

40

【数 1 0 3】

$$\tilde{\mathbf{h}}_n$$

【0 1 9 7】

を、例えば、式 (3) に示されているようにして取得する。

【0 1 9 8】

2. 式 (19) から (24) に示されているように、初期 C I R E に基づいて、

【数 1 0 4】

$$\hat{D}_n, \hat{H}_n$$

【0 1 9 9】

および

【数 1 0 5】

$$\hat{W}_n$$

10

【0 2 0 0】

を計算する。

【0 2 0 1】

3. 式 (28) に示されているように、チャネルメモリの推定値

【数 1 0 6】

$$\hat{r}_n$$

20

【0 2 0 2】

を計算する。

【0 2 0 3】

4. r の推定値を

【数 1 0 7】

$$\hat{r}_n = 1 - \frac{\hat{W}_n}{\hat{H}_n - \hat{W}_n}$$

30

【0 2 0 4】

として計算する。

【0 2 0 5】

5. 式 (31) に示されているように ρ の推定値を計算する。

【0 2 0 6】

6. 式 (32) および (33) に示されているように a および b の推定値を計算する。

【0 2 0 7】

7. 式 (34) に示されているように、アルファを計算する。

【0 2 0 8】

計算されたアルファ α_{n+1} は、次の時間間隔で初期 C I R E をフィルタリングするために使用できる。

【0 2 0 9】

図 8 は、正規化された変化量の技術に基づいてアルファを導き出す係数計算ユニット 340c の一実施形態を示している。ユニット 340c 内において、初期 C I R E

40

【数 1 0 8】

$$\tilde{\mathbf{h}}_n$$

【0 2 1 0】

は、ユニット 8 1 0、8 1 2、および 8 1 4 ならびにレジスタ 8 1 6 に送られる。レジスタ 8 1 6 は、

【数 1 0 9】

10

$$\tilde{\mathbf{h}}_n$$

【0 2 1 1】

を格納し、

【数 1 1 0】

$$\tilde{\mathbf{h}}_{n-1}$$

20

【0 2 1 2】

を供給する。ユニット 8 1 0 は、式 (2 1) および (2 2) に示されているように、

【数 1 1 1】

$$\mathbf{E}(\|\tilde{\mathbf{h}}_n\|^2)$$

【0 2 1 3】

の推定値を導き出し、この推定値を

【数 1 1 2】

30

$$\hat{\mathbf{H}}_n$$

【0 2 1 4】

として与える。ユニット 8 1 2 は、式 (2 3) および (2 4) に示されているように、 $\mathbf{E}\{\|\underline{\mathbf{w}}_n\|^2\}$ の推定値を導き出し、この推定値を

【数 1 1 3】

40

$$\hat{\mathbf{w}}_n$$

【0 2 1 5】

として与える。ユニット 8 1 4 は、さらに、レジスタ 8 1 6 から

【数 1 1 4】

$$\tilde{\mathbf{h}}_{n+1}$$

【0 2 1 6】

を受け取り、式（19）および（20）に示されているように、

【数 1 1 5】

$$\mathbb{E}(\|\tilde{\mathbf{h}}_n - \tilde{\mathbf{h}}_{n+1}\|^2)$$

10

【0 2 1 7】

の推定値を導き出し、この推定値を

【数 1 1 6】

$$\hat{\mathbf{D}}_n$$

【0 2 1 8】

として与える。

【0 2 1 9】

一実施形態では、チャネルメモリ推定器 820 は、式（28）に示されているように

【数 1 1 7】

$$\hat{\mathbf{H}}_n, \hat{\mathbf{W}}_n$$

【0 2 2 0】

および

【数 1 1 8】

$$\hat{\mathbf{D}}_n$$

30

【0 2 2 1】

に基づいてチャネルメモリを推定し、推定されたチャネルメモリ

【数 1 1 9】

$$\hat{\gamma}_n$$

40

【0 2 2 2】

を与える。ルックアップテーブル 822 は、推定されたチャネルメモリを受け取り、次の時間間隔でアルファ α_{n+1} を与える。他の実施形態では、計算ユニット 830 は、

【数 1 2 0】

$$\hat{H}_n, \hat{W}_n$$

【0 2 2 3】

および

【数 1 2 1】

$$\hat{P}_n$$

10

【0 2 2 4】

を受け取り、式 (30) から (34) に示されているように、アルファ α_{n+1} を計算する。

【0 2 2 5】

わかりやすくするため、フィルタリング技術は、特に推定誤差を低減するため初期 C I R E をフィルタリングすることについて説明されている。一般に、これらの技術は、任意のタイプのスカラー、ベクトル、および行列をフィルタリングするために使用することができる。例えば、パラメータ i の異なる値についてベクトル $\underline{v}_i$ の列を取得することができる。パラメータ i は、時間、周波数などについてのパラメータであってよい。ベクトル $\underline{v}_i$ の列を、上述の技術のいずれかに基づいてフィルタリングすることで、推定誤差を低減し、特性の改善されたベクトルの出力列を取得することができる。

20

【0 2 2 6】

図 9 は、ノイズの多い推定値をフィルタリングするプロセス 900 の一実施形態を示す。入力値系列が、少なくとも 1 つの係数を有する I I R フィルタによりフィルタリングされ、出力値系列を取得する (ブロック 910)。一実施形態では、入力値系列は、初期 C I R E に対するものであり、出力値系列は、フィルタリングされた C I R E に対するものである。他の実施形態では、入力値系列は、初期周波数領域チャネル周波数応答推定値に対するものであり、出力値系列は、フィルタリングされたチャネル周波数応答推定値に対するものである。入力値および出力値は、他の量に関するものであってもよい。I I R フィルタの少なくとも 1 つの係数は、例えば本明細書で説明されている技術のうちのどれかを使って、入力値系列に基づき更新される (ブロック 920)。

30

【0 2 2 7】

図 10 は、適応フィルタで I I R フィルタの少なくとも 1 つの係数を更新するプロセス 920 a の一実施形態を示している。プロセス 920 a は、図 9 のブロック 920 に使用されうる。予測値系列は、入力値系列に基づいて導き出される (ブロック 1012)。予測値系列は、適宜遅延された、出力値系列に等しくてもよい。予測値系列と入力値系列との間の予測誤差が決定される (ブロック 1014)。予測誤差は、フィルタリングされ (例えば、I I R フィルタの (複数の) 係数を使って)、フィルタリングされた予測誤差が得られる (ブロック 1016)。I I R フィルタの (複数の) 係数は、予測誤差およびフィルタリングされた予測誤差に基づいて更新される (ブロック 1018)。予測誤差の誤差勾配は、さらに、他の方法でも決定することができ、I I R フィルタの (複数の) 係数は、誤差勾配に基づいて更新されうる。

40

【0 2 2 8】

図 11 は、1 バンクの予測フィルタで I I R フィルタの少なくとも 1 つの係数を導き出すプロセス 920 b の一実施形態を示している。プロセス 920 b は、さらに、図 9 のブロック 920 にも使用されうる。入力値系列が複数の予測フィルタによりフィルタリング

50

され、複数の予測値系列を取得する（ブロック 1 1 1 2）。それぞれの予測フィルタは、少なくとも 1 つの係数からなる異なる係数集合を有する。複数の予測フィルタのうち予測誤差が最小である予測フィルタが識別される。これは、それぞれの予測フィルタについて入力値系列と予測値系列との間の誤差を計算し（ブロック 1 1 1 4）、予測フィルタに対する誤差に基づきそれぞれの予測フィルタについて平均平方誤差を決定し（ブロック 1 1 1 6）、平均平方誤差が最小の予測フィルタを識別する（ブロック 1 1 1 8）ことにより実行できる。識別された予測フィルタに対する少なくとも 1 つの係数の集合は、入力値系列のフィルタリングに使用できるように選択される（ブロック 1 1 2 0）。

【0 2 2 9】

図 1 2 は、正規化された変化量の技術に基づき I I R フィルタの少なくとも 1 つの係数を更新するプロセス 9 2 0 c の一実施形態を示している。プロセス 9 2 0 c は、さらに、図 9 のブロック 9 2 0 にも使用されうる。入力サンプル系列は、実際の値の系列のノイズの多い推定値である。実際のサンプル系列の変化量は、入力値系列に基づいて推定される。これは、入力値系列のエネルギーを推定し（ブロック 1 2 1 2）、入力値系列内のノイズを推定し（ブロック 1 2 1 4）、入力サンプル系列の変化量を推定する（ブロック 1 2 1 6）ことにより実行できる。次いで、実際のサンプルの系列の変化量は、入力値系列の推定されたエネルギー、推定されたノイズ、および推定された変化量に基づいて推定される（ブロック 1 2 1 8）。I I R フィルタの少なくとも 1 つの係数は、例えば、ルックアップテーブルを使用するか、または直接的な計算により、実際のサンプルの系列の推定された変化量に基づいて決定される（ブロック 1 2 2 0）。

【0 2 3 0】

本明細書で説明されているフィルタリング技術は、様々な手段により実装することができる。例えば、これらの技術は、ハードウェア、ファームウェア、ソフトウェア、またはこれらの組合せで実装することができる。ハードウェア実装では、フィルタリングおよび更新を実行するために使用される処理ユニットは、1 つまたは複数の特定用途向け集積回路（A S I C）、デジタルシグナルプロセッサ（D S P）、デジタル信号処理デバイス（D S P D）、プログラマブルロジックデバイス（P L D）、フィールドプログラマブルゲートアレイ（F P G A）、プロセッサ、コントローラ、マイクロコントローラ、マイクロプロセッサ、電子デバイス、本明細書で説明されている機能、またはこれらの組合せを実行するように設計された他の電子ユニット内に実装することができる。

【0 2 3 1】

ファームウェアおよび／またはソフトウェア実装では、これらの技術は、本明細書で説明されている機能を実行するモジュール（例えば、プロシージャ、関数など）で実装される。ファームウェアおよび／またはソフトウェアのコードは、メモリ（例えば、図 2 のメモリ 2 9 2）に格納され、プロセッサ（例えば、プロセッサ 2 9 0）により実行される。メモリは、プロセッサ内に、またはプロセッサの外部に実装することができる。

【0 2 3 2】

開示されている実施形態を前記のように提示したのは、当業者が本発明を製作または使用することができるようにするためである。これらの実施形態に対し様々な修正を加えられることは、当業者にとっては明白であろうし、また本明細書で定義されている一般原理は、本発明の精神または範囲から逸脱することなく他の実施形態にも適用することができる。したがって、本発明は、本明細書に示されている実施形態に限定されることを意図されておらず、本明細書で開示されている原理および新規性のある特徴と一致する最も広い範囲を適用されることを意図されている。

【図 1】

図 1

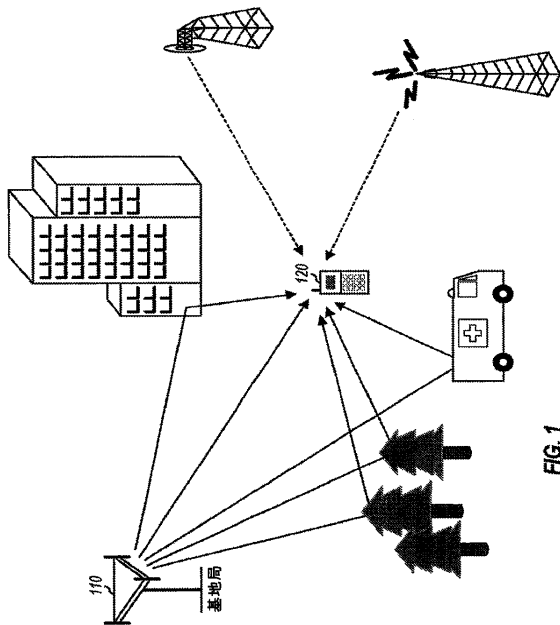


FIG. 1

【図 2】

図 2

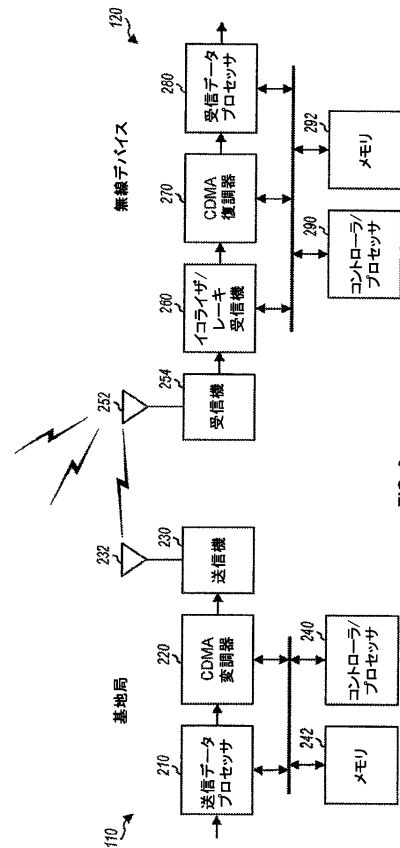


FIG. 2

【図 3】

図 3

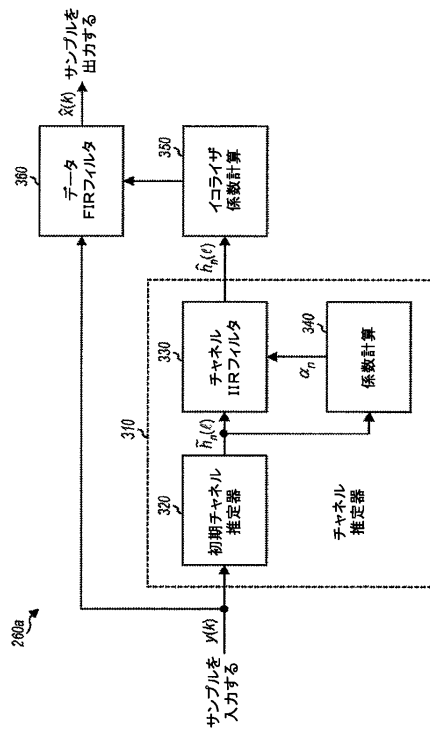


FIG. 3

【図 4】

図 4

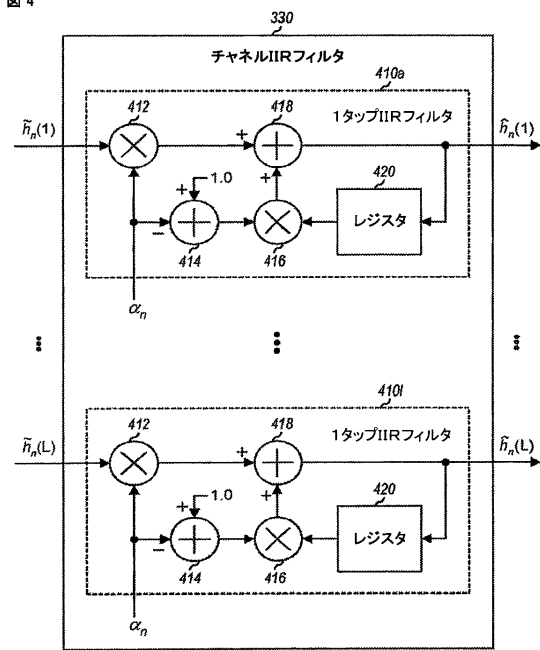
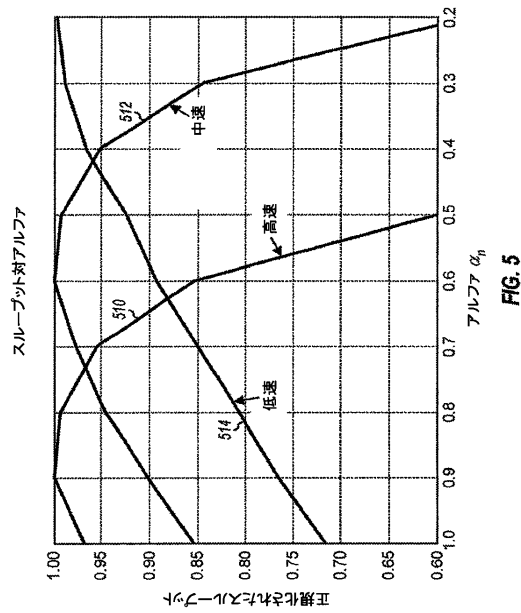


FIG. 4

【図 5】

図 5



【図 6】

図 6

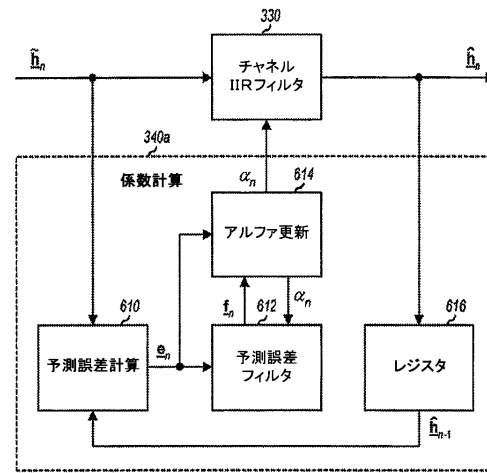


FIG. 6

【図 7】

図 7

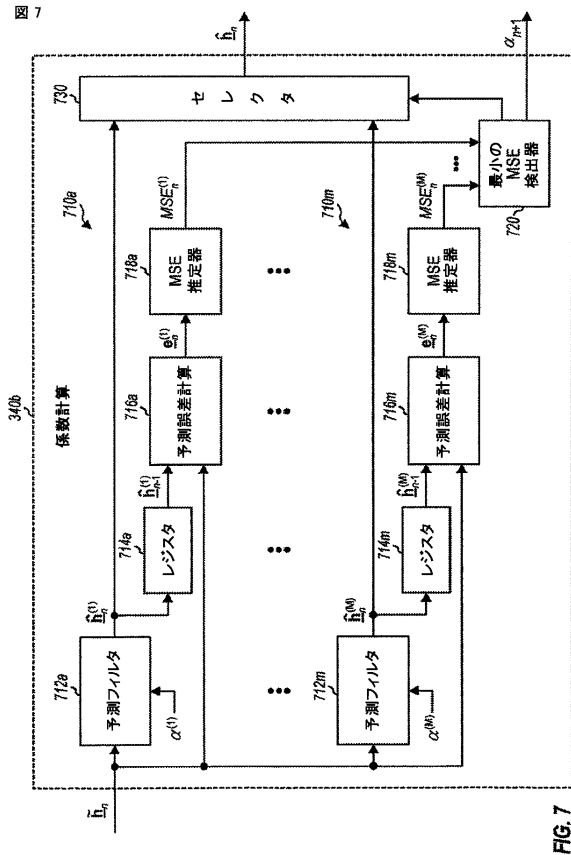


FIG. 7

【図 8】

図 8

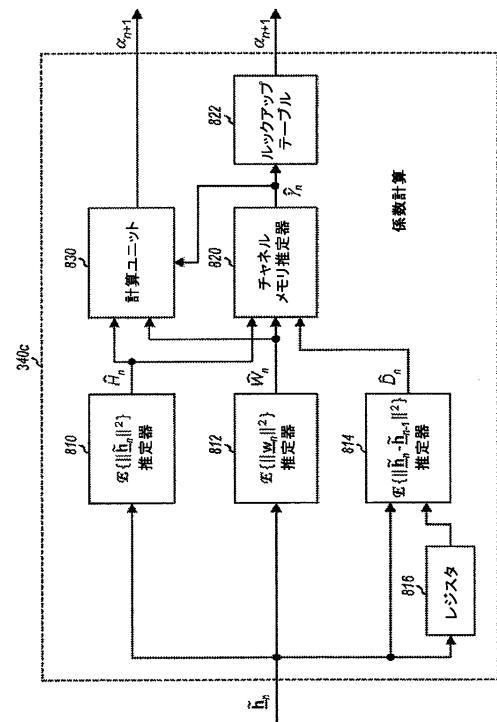


FIG. 8

【図 9】

図 9

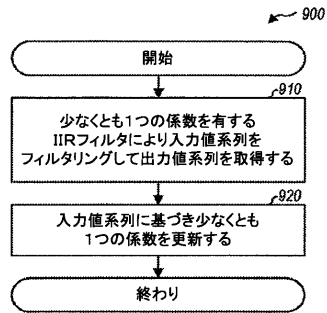


FIG. 9

【図 10】

図 10

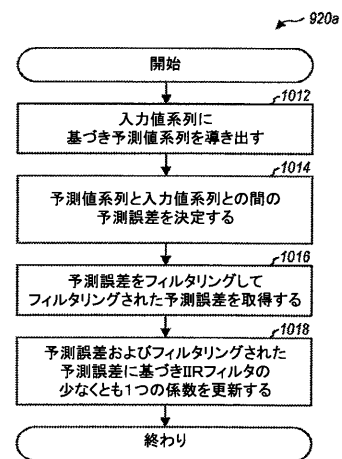


FIG. 10

【図 11】

図 11

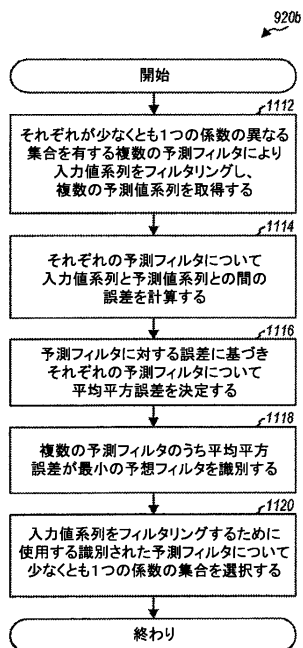


FIG. 11

【図 12】

図 12

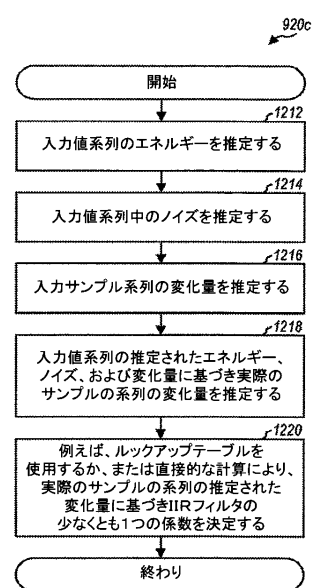


FIG. 12

【手続補正書】

【提出日】平成24年3月23日(2012.3.23)

【手続補正 1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

少なくとも 1 つの係数を有する無限インパルス応答（以下、「I I R」という。）フィルタで入力値系列をフィルタリングして出力値系列を取得し、前記入力値系列に基づき予測値系列を導き出し、前記予測値系列と前記入力値系列との間の予測誤差を決定し、前記決定された予測誤差をフィルタし、前記決定された予測誤差及び前記フィルタされ、決定された予測誤差に基づいて偏導関数項を計算し、前記偏導関数項に基づいて前記少なくとも 1 つの係数を更新するように構成されている少なくとも 1 つのプロセッサと、

前記少なくとも 1 つのプロセッサに結合されたメモリとを備え、入力サンプルの系列は、実際の値の系列の雑音推定であり、

前記少なくとも 1 つのプロセッサが、前記入力値系列に基づいて実際のサンプル系列の変化量を推定し、前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量に基づき前記少なくとも 1 つの係数を決定するように構成されている装置。

【請求項 2】

前記少なくとも 1 つのプロセッサが、前記入力値系列のエネルギーを推定し、前記入力値系列中のノイズを推定し、前記入力サンプル系列の変化量を推定し、前記推定されたエネルギー、前記推定されたノイズ、および前記入力値系列の前記推定された変化量に基づき前記実際のサンプルの系列の前記変化量を推定するように構成されている請求項 1 記載の装置。

【請求項 3】

前記少なくとも 1 つのプロセッサが、推定されたチャンネルメモリ、前記入力値系列中の推定されたノイズ及び前記入力値系列の推定されたエネルギーに基づいて、前記少なくとも 1 つの係数を決定するように構成されている請求項 2 記載の装置。

【請求項 4】

前記少なくとも 1 つのプロセッサが、前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量に基づき、ルックアップテーブルを使用して、前記少なくとも 1 つの係数を決定するように構成されている請求項 1 記載の装置。

【請求項 5】

前記プロセッサは、前記 I I R の係数を使用して前記決定された予測誤差をフィルタするように構成されている請求項 1 記載の装置。

【請求項 6】

少なくとも 1 つの係数を有する無限インパルス応答（以下、「I I R」という。）フィルタで入力値系列をフィルタリングして出力値系列を取得し、

前記入力値系列に基づき予測値系列を導き出し、

前記予測値系列と前記入力値系列との間の予測誤差を決定し、

前記決定された予測誤差をフィルタし、

前記決定された予測誤差及び前記フィルタされ、決定された予測誤差に基づいて偏導関数項を計算し、

前記偏導関数項に基づいて前記少なくとも 1 つの係数を更新し、

前記少なくとも 1 つの係数を更新することは、前記入力値系列に基づいて実際のサンプル系列の変化量を推定し、前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量に基づき前記少なくとも 1 つの係数を決定することを含む方法。

【請求項 7】

前記実際のサンプル系列の変化量を推定することは、前記入力値系列のエネルギーを推定し、前記入力値系列中のノイズを推定し、前記入力サンプル系列の変化量を推定し、前記推定されたエネルギー、前記推定されたノイズ、および前記入力値系列の前記推定された変化量に基づき前記実際のサンプルの系列の前記変化量を推定することを含む請求項 6 記載の方法。

【請求項 8】

前記少なくとも 1 つの係数を決定することは、推定されたチャネルメモリ、前記入力値系列中の推定されたノイズ及び前記入力値系列の推定されたエネルギーを使用することを含む請求項 7 記載の方法。

【請求項 9】

前記少なくとも 1 つの係数を決定することは、前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量及びルックアップテーブルを使用することを含む請求項 6 記載の方法。

【請求項 10】

前記決定された予測誤差は、前記 IIR の係数を使用してフィルタされたものである請求項 6 記載の方法。

【請求項 11】

少なくとも 1 つの係数を有する無限インパルス応答（以下、「IIR」という。）フィルタで入力値系列をフィルタリングして出力値系列を取得する手段と、

前記入力値系列に基づき予測値系列を導き出す手段と、

前記予測値系列と前記入力値系列との間の予測誤差を決定する手段と、

前記決定された予測誤差をフィルタする手段と、

前記決定された予測誤差及び前記フィルタされ、決定された予測誤差に基づいて偏導関数項を計算する手段と、

前記偏導関数項に基づいて前記少なくとも 1 つの係数を更新する手段とを具備し、

前記少なくとも 1 つの係数を更新する手段は、

前記入力値系列に基づいて実際のサンプル系列の変化量を推定する手段と、

前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量に基づき前記少なくとも 1 つの係数を決定する手段と

を具備する装置。

【請求項 12】

前記実際のサンプル系列の変化量を推定する手段は、

前記入力値系列のエネルギーを推定する手段と、

前記入力値系列中のノイズを推定する手段と、

前記入力サンプル系列の変化量を推定し、前記推定されたエネルギー、前記推定されたノイズ、および前記入力値系列の前記推定された変化量に基づき前記実際のサンプルの系列の前記変化量を推定する手段と

を具備する請求項 11 記載の装置。

【請求項 13】

前記少なくとも 1 つの係数を決定する手段は、推定されたチャネルメモリ、前記入力値系列中の推定されたノイズ及び前記入力値系列の推定されたエネルギーを使用して前記少なくとも 1 つの係数を決定するように構成されている請求項 12 記載の装置。

【請求項 14】

前記少なくとも 1 つの係数を決定する手段は、前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量及びルックアップテーブルを使用して、前記少なくとも 1 つの係数を決定するように構成されている請求項 11 記載の装置。

【請求項 15】

前記決定された予測誤差をフィルタする手段は、前記 IIR の係数を使用して前記決定された予測誤差をフィルタするように構成されている請求項 11 記載の装置。

【請求項 16】

プロセッサに、

少なくとも1つの係数を有する無限インパルス応答（以下、「IIR」という。）フィルタで入力値系列をフィルタリングさせ、出力値系列を取得させ、
前記入力値系列に基づき予測値系列を導き出させ、
前記予測値系列と前記入力値系列との間の予測誤差を決定させ、
前記決定された予測誤差をフィルタさせ、
前記決定された予測誤差及び前記フィルタされ、決定された予測誤差に基づいて偏導関数項を計算させ、
前記偏導関数項に基づいて前記少なくとも1つの係数を更新させ、
前記少なくとも1つの係数を更新させることは、
前記入力値系列に基づいて実際のサンプル系列の変化量を推定し、前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量に基づき前記少なくとも1つの係数を決定することによって構成されたプロセッサ可読命令を含む非一時的プロセッサ可読媒体。

【請求項17】

前記プロセッサに、前記実際のサンプル系列の変化量を推定させるように構成された命令は、前記プロセッサに、前記入力値系列のエネルギーを推定させ、前記入力値系列中のノイズを推定させ、前記入力サンプル系列の変化量を推定させ、前記推定されたエネルギー、前記推定されたノイズ、および前記入力値系列の前記推定された変化量に基づき前記実際のサンプルの系列の前記変化量を推定させるように構成されている請求項16記載の非一時的プロセッサ可読媒体。

【請求項18】

前記プロセッサに、前記少なくとも1つの係数を決定させるように構成された命令は、前記プロセッサに、推定されたチャネルメモリ、前記入力値系列中の推定されたノイズ及び前記入力値系列の推定されたエネルギーを使用させるように構成されている請求項17記載の非一時的プロセッサ可読媒体。

【請求項19】

前記プロセッサに、前記少なくとも1つの係数を決定させるように構成された命令は、前記プロセッサに、前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量及びルックアップテーブルを使用させるように構成されている請求項16記載の非一時的プロセッサ可読媒体。

【請求項20】

前記プロセッサに、前記決定された予測誤差をフィルタさせるように構成された命令は、前記IIRの係数を使用させるように構成されている請求項16記載の非一時的プロセッサ可読媒体。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0232

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0232】

開示されている実施形態を前記のように提示したのは、当業者が本発明を製作または使用することができるようにするためである。これらの実施形態に対し様々な修正を加えられることは、当業者にとっては明白であろうし、また本明細書で定義されている一般原理は、本発明の精神または範囲から逸脱することなく他の実施形態にも適用することができる。したがって、本発明は、本明細書に示されている実施形態に限定されることを意図されておらず、本明細書で開示されている原理および新規性のある特徴と一致する最も広い範囲を適用されることを意図されている。

なお、以下の記載は出願当初の特許請求の範囲の記載と実質的に一致するものである。

[1]

少なくとも1つの係数を有する無限インパルス応答（IIR）フィルタで入力値系列をフィルタリングして出力値系列を取得し、前記入力値系列に基づき前記少なくとも1つの

係数を更新するように構成されている少なくとも1つのプロセッサと、
前記少なくとも1つのプロセッサに結合されたメモリとを備える装置。

[2]

前記入力値系列が、初期チャネルインパルス応答推定値 (C I R E) に対するものであり、前記出力値系列が、フィルタリングされた C I R E に対するものである [1] に記載の装置。

[3]

前記 I I R フィルタが、単一の係数を有する [1] に記載の装置。

[4]

前記少なくとも1つのプロセッサが、前記入力値系列に基づき予測値系列を導き出し、前記予測値系列と前記入力値系列との間の予測誤差を決定し、前記予測誤差に基づき前記少なくとも1つの係数を更新するように構成されている [1] に記載の装置。

[5]

前記少なくとも1つのプロセッサが、前記出力値系列を前記予測値系列として使用するように構成されている [4] に記載の装置。

[6]

前記少なくとも1つのプロセッサが、前記予測誤差をフィルタリングしてフィルタリングされた予測誤差を取得し、前記予測誤差および前記フィルタリングされた予測誤差に基づき前記少なくとも1つの係数を更新するように構成されている [4] に記載の装置。

[7]

前記少なくとも1つのプロセッサが、前記予測誤差を前記 I I R フィルタの前記少なくとも1つの係数でフィルタリングして前記フィルタリングされた予測誤差を取得するように構成されている [6] に記載の装置。

[8]

前記少なくとも1つのプロセッサが、前記予測誤差の誤差勾配を決定し、前記誤差勾配に基づき前記少なくとも1つの係数を更新するように構成されている [4] に記載の装置。

[9]

前記少なくとも1つのプロセッサが、それぞれが少なくとも1つの係数の異なる集合を有する複数の予測フィルタで前記入力値系列をフィルタリングして複数の予測値系列を取得し、前記複数の予測フィルタのうち最小の予測誤差を有する予測フィルタを識別し、前記識別された予測フィルタに対する少なくとも1つの係数の前記集合を使用して前記入力値系列をフィルタリングするように構成されている [1] に記載の装置。

[1 0]

前記少なくとも1つのプロセッサが、それぞれの予測フィルタについて前記入力値系列と前記予測値系列との間の誤差を計算し、前記予測フィルタに対する前記誤差に基づきそれぞれの予測フィルタについて平均平方誤差を決定し、平均平方誤差が最小の前記予測フィルタを識別するように構成されている [9] に記載の装置。

[1 1]

それぞれの予測フィルタが、単一の係数を有し、前記複数の予測フィルタが、異なる複数の係数を有する [9] に記載の装置。

[1 2]

前記入力サンプル系列が、実際の値の系列のノイズの多い推定値であり、前記少なくとも1つのプロセッサが、前記入力値系列に基づき前記実際のサンプルの系列の変化量を推定し、前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量に基づき前記少なくとも1つの係数を決定するように構成されている [1] に記載の装置。

[1 3]

前記少なくとも1つのプロセッサが、前記入力値系列のエネルギーを推定し、前記入力値系列中のノイズを推定し、前記入力サンプル系列の変化量を推定し、前記推定されたエネルギー、前記推定されたノイズ、および前記入力値系列の前記推定された変化量に基づ

き前記実際のサンプルの系列の前記変化量を推定するように構成されている〔12〕に記載の装置。

〔14〕

前記少なくとも1つのプロセッサが、前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量に基づき、ルックアップテーブルを使用して、前記少なくとも1つの係数を決定するように構成されている〔12〕に記載の装置。

〔15〕

前記入力サンプル系列が、実際の値の系列のノイズの多い推定値であり、前記少なくとも1つのプロセッサが、前記入力値系列に基づき通信チャネルのメモリを推定し、前記推定されたチャネルメモリに基づき前記少なくとも1つの係数を決定するように構成されている〔1〕に記載の装置。

〔16〕

入力値系列を、少なくとも1つの係数を有する無限インパルス応答（IIR）フィルタによりフィルタリングして出力値系列を取得すること、および、

前記入力値系列に基づき前記少なくとも1つの係数を更新することを備える方法。

〔17〕

前記少なくとも1つの係数を前記更新することが、

予測値系列を前記入力値系列に基づき導き出すこと、

前記予測値系列と前記入力値系列との間の予測誤差を決定すること、

前記予測誤差をフィルタリングしてフィルタリングされた予測誤差を取得すること、および、

前記予測誤差および前記フィルタリングされた予測誤差に基づき前記少なくとも1つの係数を更新することを備える〔16〕に記載の方法。

〔18〕

前記少なくとも1つの係数を前記更新することが、

それぞれが少なくとも1つの係数の異なる集合を有する複数の予測フィルタで前記入力値系列をフィルタリングして複数の予測値系列を取得すること、

前記複数の予測フィルタのうち予測誤差が最小である予測フィルタを識別すること、および、

前記識別された予測フィルタに対する少なくとも1つの係数の前記集合を前記少なくとも1つの係数として選択することを備える〔16〕に記載の方法。

〔19〕

前記最小の予測誤差を有する前記予測フィルタを前記識別することが、

それぞれの予測フィルタについて前記入力値系列と前記予測値系列との間の誤差を計算すること、

前記予測フィルタの前記誤差に基づきそれぞれの予測フィルタについて平均平方誤差を決定すること、および、

最小の平均平方誤差を有する前記予測フィルタを識別することを備える〔18〕に記載の方法。

〔20〕

前記少なくとも1つの係数を前記更新することが、

実際のサンプルの系列の変化量を前記入力値系列に基づき推定すること、および、

前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量に基づき前記少なくとも1つの係数を決定することを備える〔16〕に記載の方法。

〔21〕

前記実際のサンプルの系列の前記変化量を前記推定することが、

前記入力値系列のエネルギーを推定すること、

前記入力値系列中のノイズを推定すること、

前記入力サンプル系列の変化量を推定すること、および、

前記実際のサンプルの系列の前記変化量を前記入力値系列の前記推定されたエネルギー

、前記推定されたノイズ、および前記推定された変化量に基づいて推定することを備える
〔20〕に記載の方法。

〔22〕

入力値系列を、少なくとも1つの係数を有する無限インパルス応答（IIR）フィルタによりフィルタリングして出力値系列を取得するための手段と、

前記入力値系列に基づき前記少なくとも1つの係数を更新するための手段とを備える装置。

〔23〕

前記少なくとも1つの係数を更新するための手段が、

予測値系列を前記入力値系列に基づき導き出すための手段と、

前記予測値系列と前記入力値系列との間の予測誤差を決定するための手段と、

前記予測誤差をフィルタリングしてフィルタリングされた予測誤差を取得するための手段と、

前記予測誤差および前記フィルタリングされた予測誤差に基づき前記少なくとも1つの係数を更新するための手段とを備える〔22〕に記載の装置。

〔24〕

前記少なくとも1つの係数を更新するための手段が、

それぞれが少なくとも1つの係数の異なる集合を有する複数の予測フィルタで前記入力値系列をフィルタリングして複数の予測値系列を取得するための手段と、

前記複数の予測フィルタのうち予測誤差が最小である予測フィルタを識別するための手段と、

前記識別された予測フィルタに対する少なくとも1つの係数の前記集合を前記少なくとも1つの係数として選択するための手段とを備える〔22〕に記載の装置。

〔25〕

前記最小の予測誤差を有する前記予測フィルタを識別するための手段が、

それぞれの予測フィルタについて前記入力値系列と前記予測値系列との間の誤差を計算するための手段と、

前記予測フィルタの前記誤差に基づきそれぞれの予測フィルタについて平均平方誤差を決定するための手段と、

最小の平均平方誤差を有する前記予測フィルタを識別するための手段とを備える〔24〕に記載の装置。

〔26〕

前記少なくとも1つの係数を更新するための手段が、

実際のサンプルの系列の変化量を前記入力値系列に基づき推定するための手段と、

前記実際のサンプルの系列の前記推定された変化量に基づき前記少なくとも1つの係数を決定するための手段とを備える〔22〕に記載の装置。

〔27〕

前記実際のサンプルの系列の前記変化量を推定するための手段が、

前記入力値系列のエネルギーを推定するための手段と、

前記入力値系列中のノイズを推定するための手段と、

前記入力サンプル系列の変化量を推定するための手段と、

前記実際のサンプルの系列の前記変化量を前記入力値系列の前記推定されたエネルギー、前記推定されたノイズ、および前記推定された変化量に基づいて推定するための手段とを備える〔26〕に記載の装置。

〔28〕

入力値系列を、少なくとも1つの係数を有する無限インパルス応答（IIR）フィルタによりフィルタリングして出力値系列を取得し、

前記入力値系列に基づき前記少なくとも1つの係数を更新するように無線デバイス内で動作可能な命令を格納するためのプロセッサ可読媒体。

〔29〕

係数を有する無限インパルス応答（IIR）フィルタで初期チャネルインパルス応答推定値（CIRE）をフィルタリングしてフィルタリングされたCIREを取得し、初期CIREに基づいて予測されたCIREを導き出し、前記初期CIREと前記予測されたCIREとの間の誤差を決定し、前記誤差をフィルタリングしてフィルタリングされた誤差を取得し、前記誤差および前記フィルタリングされた誤差に基づき前記係数を更新するように構成されている少なくとも1つのプロセッサと、

前記少なくとも1つのプロセッサに結合されたメモリとを備える装置。

〔30〕

前記少なくとも1つのプロセッサが、前記フィルタリングされたCIREを前記予測されたCIREとして使用し、前記誤差を前記IIRフィルタの前記係数でフィルタリングして前記フィルタリングされた予測誤差を取得するように構成されている〔29〕に記載の装置。

〔31〕

前記少なくとも1つのプロセッサが、異なる時間オフセットで擬似乱数（PN）列により入力サンプルを逆拡散することで初期CIREを導き出すように構成されている〔29〕に記載の装置。

フロントページの続き

- (74)代理人 100109830
弁理士 福原 淑弘
- (74)代理人 100075672
弁理士 峰 隆司
- (74)代理人 100095441
弁理士 白根 俊郎
- (74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男
- (74)代理人 100103034
弁理士 野河 信久
- (74)代理人 100119976
弁理士 幸長 保次郎
- (74)代理人 100153051
弁理士 河野 直樹
- (74)代理人 100140176
弁理士 砂川 克
- (74)代理人 100158805
弁理士 井関 守三
- (74)代理人 100124394
弁理士 佐藤 立志
- (74)代理人 100112807
弁理士 岡田 貴志
- (74)代理人 100111073
弁理士 堀内 美保子
- (74)代理人 100134290
弁理士 竹内 将訓
- (72)発明者 ゴクハン・マーゲン
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 95008、キャンプベル、エス・パスコム・アベニュー
2275、ナンバー 208
- (72)発明者 パーバサナサン・サブラーマンヤ
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 94086、サニーバール、マデラ・アベニュー 468、
ナンバー 1
- (72)発明者 ビジャヤラジ・アリラガッター・カンタラジ
アメリカ合衆国、コロラド州 80301、ボウルダー、グレンウッド・ドライブ 2925、ナ
ンバー 203
- (72)発明者 ニティン・カストゥリ
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 95032、ロス・ガトス、ユニバーシティー・アベニュー
859、ナンバー 16

【外国語明細書】
2012147455000001.pdf