

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4324676号
(P4324676)

(45) 発行日 平成21年9月2日(2009.9.2)

(24) 登録日 平成21年6月19日(2009.6.19)

(51) Int.Cl.
H03H 21/00 (2006.01)

F I
H03H 21/00

請求項の数 2 (全 11 頁)

| | |
|--|---|
| <p>(21) 出願番号 特願2005-218605 (P2005-218605) (22) 出願日 平成17年7月28日 (2005.7.28) (65) 公開番号 特開2007-36791 (P2007-36791A) (43) 公開日 平成19年2月8日 (2007.2.8) 審査請求日 平成19年2月6日 (2007.2.6)</p> | <p>(73) 特許権者 504190548 国立大学法人埼玉大学 埼玉県さいたま市桜区下大久保255 (74) 代理人 100100918 弁理士 大橋 公治 (74) 代理人 100108729 弁理士 林 紘樹 (72) 発明者 島村 徹也 埼玉県さいたま市桜区下大久保255 国立大学法人 埼玉大学内 (72) 発明者 津田 雄亮 埼玉県さいたま市桜区下大久保255 国立大学法人 埼玉大学内 審査官 白井 孝治</p> |
|--|---|

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 適応フィルタ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力信号を遅延する複数の遅延素子と、入力信号及び各遅延素子からの出力信号の各々にフィルタ係数を乗算する複数の乗算器と、各乗算器の出力を加算する加算器とを備える第1のトランスバーサルフィルタと、

前記第1のトランスバーサルフィルタに入力する入力信号と同一の入力信号が入力し、前記入力信号を遅延する複数の遅延素子と、各遅延素子からの出力信号の各々にフィルタ係数を乗算する、前記第1のトランスバーサルフィルタと同数の乗算器と、各乗算器の出力を加算する加算器とを備える第2のトランスバーサルフィルタと、

前記第1のトランスバーサルフィルタの加算器からの出力信号と所望信号との差分を誤差信号として出力する加算手段と、

前記誤差信号の低減を図るための更新用のフィルタ係数を算出して、前記第1のトランスバーサルフィルタ及び第2のトランスバーサルフィルタの同一序列の各乗算器で乗算される前記フィルタ係数を同一の値のフィルタ係数で更新する係数調整部と、
を有し、

前記係数調整部では、更新用の前記フィルタ係数を算出する際のステップサイズ μ が、

$$(1 - \mu)^2 < 1$$

となるように設定され、前記第2のトランスバーサルフィルタの加算器からの出力信号がフィルタ出力として出力されることを特徴とする適応フィルタ。

【請求項2】

10

20

請求項 1 に記載の適応フィルタであって、前記係数調整部が、正規化最小平均自乗アルゴリズムにより前記更新用のフィルタ係数を算出することを特徴とする適応フィルタ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、適応フィルタに関し、特に、目標にする信号への追従性能を改善したものである。

【背景技術】

【0002】

適応フィルタは、出力信号と目標にする信号（所望信号）との誤差が最小になるように適応処理を行うフィルタであり、通常、有限長インパルス応答（finite impulse response: FIR）フィルタが使用され、そのフィルタ係数が、適応アルゴリズムを用いて、入力信号が入力するごとに調整される。

10

図 8 は、適応フィルタの概念図を表している。適応フィルタ 10 は、離散時間 n の入力信号 x_n に対し、フィルタ係数 C_n を用いて積和演算を実行し、出力信号 y_n を出力する。出力信号 y_n が入力した加算器 30 は、所望信号 d_n と出力信号 y_n との差分を表す誤差信号 e_n を出力し、適応フィルタ 10 は、この誤差信号 e_n が減少するように、フィルタ係数を C_{n+1} に更新する。そして、このフィルタ係数 C_{n+1} を用いて次の離散時間 $n+1$ の入力信号 x_{n+1} に対する積和演算が実行され、この手順が繰り返される。

【0003】

20

図 9 は、適応フィルタの構成をブロック図で示している。この適応フィルタは、積和演算を行うトランスバーサルフィルタ回路 11 と、適応アルゴリズムによりトランスバーサルフィルタ回路 11 の係数を更新する係数調整部 12 とを備えており、トランスバーサルフィルタ回路 11 は、入力信号 x_n を遅延する複数の遅延素子 13、14 と、入力信号 x_n 及び遅延した各入力信号 x_{n-1} 、 x_{n-2} に対して係数調整部 12 が設定した係数 $c_0(n)$ 、 $c_1(n)$ 、 $c_3(n)$ をそれぞれ乗算する乗算器 15、16、17 と、各乗算器 15、16、17 の出力を加算して出力信号 y_n を出力する加算器 18 とを備えている。

【0004】

適応アルゴリズム（適応フィルタの係数調整アルゴリズム）としては、最も基本的な最小平均自乗（Least Mean Square: LMS）アルゴリズムが、従来から広く用いられている。このアルゴリズムでは、誤差信号 e_n の平均自乗誤差 $E[(e_n)^2]$ を最小化するように係数の更新が行われる。

30

【0005】

また、LMS アルゴリズムの係数ベクトルの収束条件を扱い易いものに改良した正規化 LMS アルゴリズムも、近年、多く用いられている。

正規化 LMS アルゴリズムを用いた適応処理は、数式で次のように記述できる。

入力信号は（数 1）によりベクトル X_n で表す。

【数 1】

$$X_n = [x_n, x_{n-1}, \dots, x_{n-M+1}]^T$$

40

T は転置である。また、係数は（数 2）によりベクトル C_n で表す。

【数 2】

$$C_n = [c_0(n), c_1(n), \dots, c_{M-1}(n)]^T$$

このとき、適応処理は、（数 3）（数 4）（数 5）により記述される。

【数 3】

$$y_n = X_n^T C_n$$

【数 4】

$$e_n = d_n - y_n$$

【数 5】

$$\begin{aligned} C_{n+1} &= C_n + \nabla_n \\ &= C_n + \frac{\mu}{X_n^T X_n + \beta} e_n X_n \end{aligned}$$

ここで、 μ は、正規化 LMS アルゴリズムにおけるステップサイズパラメータであり、
 $0 < \mu < 2$ (数 6)

10 のとき、係数ベクトルは収束する。この収束範囲は、LMS アルゴリズムにおける収束条件と違って、入力信号に依存しない。そのため、正規化 LMS アルゴリズムは、LMS アルゴリズムに比べて扱い易い。この範囲内で μ の値を大きく取れば時定数が低減し、係数ベクトルの収束速度が向上する。逆に、 μ の値を小さく取れば、時定数が増大し、係数ベクトルの収束速度が低下する。

また、 β は、0 による割り算を避けるために導入された小さな正の実数値であり、“安定化パラメータ”と呼ばれている。

なお、正規化 LMS アルゴリズムについては、下記特許文献 1 あるいは下記非特許文献 1 に詳述されている。

【0006】

20 こうした適応フィルタの係数を適応的に更新し、適応フィルタの出力を、適宜選定した所望信号に追随させることで、伝送路の自動等化、通信回線におけるエコーキャンセリング、雑音に埋もれた信号の検出、逆に信号に僅かに混入した雑音の検出、信号の予測等が可能になる。

例えば、図 10 は、適応フィルタ 10 を用いて通信路の自動等化を行うシステムのシミュレーションモデルを示している。ここで、 H_n は通信路（未知システム）32 のインパルス応答を示し、加算器 31 で加算される v_n は、伝送中の送信信号 s_n に加わる付加雑音を示している。

このシステムでは、送信側と受信側とが擬似的に同じ信号系列を参照できるトレーニングモードにおいて、送信側は送信信号 s_n を送信し、受信側は、その送信信号 s_n と同じ信号を所望信号 d_n に用いて、受信信号を入力信号とする適応フィルタ 10 の出力信号 y_n が所望信号 d_n と一致するようにフィルタ係数を調整する。このシミュレーションモデルでは、送信信号 s_n を遅延器 33 で遅延させて、所望信号 d_n となる信号 s_{n-D} を生成している。

【0007】

40 また、図 11 は、適応フィルタ 10 を用いて未知システム 32 の同定を行うシステムのシミュレーションモデルを示している。このシステムでは、未知システム 32 及び適応フィルタ 10 に同一の入力信号 x_n （白色雑音）を入力し、未知システム 32 の出力信号に付加雑音 v_n が加えられた信号を所望信号 d_n として、適応フィルタ 10 の出力信号 y_n が所望信号 d_n と一致するようにフィルタ係数を調整し、付加雑音 v_n を含む未知システム 32 を同定する。

【特許文献 1】特開 2004 - 64681 号公報

【非特許文献 1】池原雅章、島村徹也共著「マルチメディア信号処理 上」培風館、2004 年 1 月 20 日発行、pp. 182 ~ 207

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

50 しかし、従来の適応フィルタでは、誤差信号 e_n の平均自乗誤差を十分小さくすることが難しい。そのため、入力信号の時間的変化が激しい場合に、所望信号に十分に追従することができず、また、予測精度が要求されるシステムでは、不十分な結果しか得られない、

と言った状況が生じている。

【0009】

本発明は、こうした従来の問題点を解決するものであり、誤差信号 e_n の平均自乗誤差を十分小さくすることができる適応フィルタを提供することを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明の適応フィルタは、入力信号を遅延する複数の遅延素子と、入力信号及び各遅延素子からの出力信号の各々にフィルタ係数を乗算する複数の乗算器と、各乗算器の出力を加算する加算器とを備える第1のトランスバーサルフィルタと、前記第1のトランスバーサルフィルタに入力する入力信号と同一の入力信号が入力し、前記入力信号を遅延する複数の遅延素子と、各遅延素子からの出力信号の各々にフィルタ係数を乗算する、前記第1のトランスバーサルフィルタと同数の乗算器と、各乗算器の出力を加算する加算器とを備える第2のトランスバーサルフィルタと、前記第1のトランスバーサルフィルタの加算器からの出力信号と所望信号との差分を誤差信号として出力する加算手段と、前記誤差信号の低減を図るための更新用のフィルタ係数を算出して、前記第1のトランスバーサルフィルタ及び第2のトランスバーサルフィルタの同一序列の各乗算器で乗算される前記フィルタ係数を同一の値のフィルタ係数で更新する係数調整部と、を有し、前記係数調整部では、更新用の前記フィルタ係数を算出する際のステップサイズ μ が、

$$\frac{(1 - \mu)^2}{1} < 1$$

となるように設定され、前記第2のトランスバーサルフィルタの加算器からの出力信号がフィルタ出力として出力される。

この第2のトランスバーサルフィルタは、第1のトランスバーサルフィルタから得られた係数を利用して、再度フィルタリングを施すことにより、第1のトランスバーサルフィルタにおける誤差を小さくする。

【0011】

また、本発明の適応フィルタでは、係数調整部が、正規化最小平均自乗アルゴリズムにより更新用のフィルタ係数を算出する。

正規化 LMS アルゴリズムでは、ステップサイズ μ を $0 < \mu < 2$ の範囲に設定すれば、フィルタ係数は収束し、この収束範囲の全てにおいて、誤差は低減する。

【発明の効果】

【0012】

本発明の適応フィルタは、誤差信号の平均自乗誤差を十分小さくすることができる。その結果、予測精度が向上し、また、入力信号の時間的変化が激しい場合でも、所望信号への追従が可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0013】

図1は、本発明の実施形態における適応フィルタの概念図を示している。この適応フィルタは、入力信号 x_n をフィルタ処理して出力信号 y_n を出力する第1のトランスバーサルフィルタ回路11と、所望信号 d_n と出力信号 y_n との差分を誤差信号 e_n として出力する加算器30と、正規化 LMS アルゴリズムに基づいて誤差信号 e_n の平均自乗誤差を最小化するフィルタ係数を算出し、第1トランスバーサルフィルタ回路11及び第2トランスバーサルフィルタ回路21のフィルタ係数を更新する正規化 LMS 係数調整部20と、更新されたフィルタ係数を用いて入力信号 x_n のフィルタ処理を行い、出力信号 y_{pn} を出力する第2トランスバーサルフィルタ回路21とを備えている。

この適応フィルタでは、第1トランスバーサルフィルタ回路11の出力信号 y_n が、フィルタ係数の更新のためだけに使用され、第2トランスバーサルフィルタ回路21の出力信号 y_{pn} が適応フィルタの出力信号として出力される。

【0014】

図2は、この適応フィルタの構成をブロック図で示している。第1トランスバーサルフ

フィルタ回路 11 の構成は、図 9 と同じであり、入力信号 x_n を遅延する複数の遅延素子 13、14 と、入力信号 x_n 及び遅延した各入力信号 x_{n-1} 、 x_{n-2} に対して正規化 LMS 係数調整部 20 が設定した係数を乗算する乗算器 15、16、17 と、各乗算器 15、16、17 の出力を加算して出力信号 y_n を出力する加算器 18 とを備えている。

また、第 2 トランスバーサルフィルタ回路 21 の構成は、入力信号 x_n を遅延する遅延素子 23 を 1 つ余分に備えている点で第 1 トランスバーサルフィルタ回路 11 と相違しているが、その他は第 1 トランスバーサルフィルタ回路 11 と同じであり、入力信号 x_n を遅延する遅延素子 24、25、遅延した各入力信号 x_{n-1} 、 x_{n-2} 、 x_{n-3} に対して正規化 LMS 係数調整部 20 が設定した係数を乗算する乗算器 26、27、28、及び、各乗算器 26 ~ 28 の出力を加算して出力信号 y_{pn} を出力する加算器 29 を備えている。

10

【0015】

次に、この適応フィルタの動作について説明する。

いま、入力信号 x_n が入力し、このときの第 1 トランスバーサルフィルタ回路 11 の乗算器 15、16、17 に設定されているフィルタ係数が、それぞれ、 $c_0(n)$ 、 $c_1(n)$ 、 $c_2(n)$ であるとする。第 1 トランスバーサルフィルタ回路 11 は、積和演算を行い、次に示す出力信号 y_n を出力する。

$$y_n = (c_0(n) \cdot x_n + c_1(n) \cdot x_{n-1} + c_2(n) \cdot x_{n-2})$$

これを受けて、加算器 30 は、次に示す誤差信号 e_n を出力する。

$$e_n = d_n - y_n$$

【0016】

20

正規化 LMS 係数調整部 20 は、誤差信号 e_n の平均自乗誤差を最小化するフィルタ係数 $c_0(n+1)$ 、 $c_1(n+1)$ 、 $c_2(n+1)$ を算出し、第 1 トランスバーサルフィルタ回路 11 及び第 2 トランスバーサルフィルタ回路 21 のフィルタ係数を更新する。

第 1 トランスバーサルフィルタ回路 11 は、次の入力信号 x_{n+1} が入力すると、 $c_0(n+1)$ 、 $c_1(n+1)$ 、 $c_2(n+1)$ を用いて積和演算を行い、次に示す出力信号 y_{n+1} を出力する。

$$y_{n+1} = (c_0(n+1) \cdot x_{n+1} + c_1(n+1) \cdot x_n + c_2(n+1) \cdot x_{n-1})$$

この出力信号 y_{n+1} は、次の誤差信号 $e_{n+1} (= d_{n+1} - y_{n+1})$ の算出に使用され、この誤差信号 e_{n+1} の平均自乗誤差を最小化するフィルタ係数 $c_0(n+2)$ 、 $c_1(n+2)$ 、 $c_2(n+2)$ が算出される。

30

この第 1 トランスバーサルフィルタ回路 11 の動作は、図 9 のトランスバーサルフィルタ回路 11 の動作と同じであり、その処理は、(数 3)(数 4)(数 5) により記述される。

【0017】

一方、フィルタ係数が更新された第 2 トランスバーサルフィルタ回路 21 は、次の入力信号 x_{n+1} が入力すると、 $c_0(n+1)$ 、 $c_1(n+1)$ 、 $c_2(n+1)$ を用いて積和演算を行い、次に示す出力信号 y_{pn} を出力する。

$$y_{pn} = (c_0(n+1) \cdot x_n + c_1(n+1) \cdot x_{n-1} + c_2(n+1) \cdot x_{n-2})$$

これは、数式で(数 7)のように記述できる。

【数 7】

40

$$y_{pn} = X_n^T C_{n+1}$$

従って、第 2 トランスバーサルフィルタ回路 21 から出力される出力信号 y_{pn} の所望信号 d_n に対する誤差を e_{pn} とすると、この誤差は(数 8)で表される。

$$e_{pn} = d_n - y_{pn} \quad (\text{数 8})$$

【0018】

この誤差 e_{pn} は、次に説明するように、第 1 トランスバーサルフィルタ回路 11 の出力信号 y_n の所望信号 d_n に対する誤差 $e_n (= d_n - y_n)$ よりも小さい。つまり、適応フィルタの最終的な出力を、 y_n では無く、 y_{pn} とすることで、平均自乗誤差(MSE)の低減を図ることができる。

50

それでは、誤差 e_{pn} が誤差 e_n より小さくなることを理論的に説明する。

y_{pn} は、(数 3) 及び (数 5) を用いて、(数 9) のように変形できる。

【数 9】

$$\begin{aligned} y_{pn} &= X_n^T (C_n + \nabla_n) \\ &= X_n^T C_n + X_n^T \nabla_n \\ &= y_n + X_n^T \nabla_n \end{aligned}$$

そして、(数 5) より (数 10) の関係がある。

10

【数 10】

$$\begin{aligned} X_n^T \nabla_n &= \frac{\mu}{X_n^T X_n + \beta} e_n X_n^T X_n \\ &= \mu e_n \alpha_n \end{aligned}$$

ここで、 α_n は (数 11) のように定義している。

【数 11】

20

$$\alpha_n = \frac{X_n^T X_n}{X_n^T X_n + \beta}$$

(数 10) を (数 9) に代入し、さらに、(数 4) の関係を代入することにより、 y_{pn} は (数 12) のように変形できる。

【数 12】

$$\begin{aligned} y_{pn} &= y_n + \mu e_n \alpha_n \\ &= y_n + \mu \alpha_n (d_n - y_n) \\ &= y_n + \mu \alpha_n d_n - \mu \alpha_n y_n \\ &= \mu \alpha_n d_n + (1 - \mu \alpha_n) y_n \end{aligned}$$

30

(数 12) を (数 8) に代入することにより、 e_{pn} は (数 13) で表される。

【数 13】

$$\begin{aligned} e_{pn} &= d_n - (\mu \alpha_n d_n + (1 - \mu \alpha_n) y_n) \\ &= d_n - \mu \alpha_n d_n - (1 - \mu \alpha_n) y_n \\ &= (1 - \mu \alpha_n) d_n - (1 - \mu \alpha_n) y_n \\ &= (1 - \mu \alpha_n) (d_n - y_n) \\ &= (1 - \mu \alpha_n) e_n \end{aligned}$$

40

この結果から、(数 14) の関係が導き出せる。

$$|e_{pn}|^2 = (1 - \mu)^2 |e_n|^2 \quad (\text{数 14})$$

ここで、 α_n については、 α_n が小さな正の実数値であるため、(数 15) に示すように 1 と仮定する。

【数 15】

$$\alpha_n \approx 1$$

このとき、(数 14) は (数 16) のようになる。

【数 16】

$$|e_{pn}|^2 \approx (1 - \mu)^2 |e_n|^2$$

正規化 LMS アルゴリズムでは、(数 6) に示したように、ステップサイズ μ は、
 $0 < \mu < 2$ (数 6)

の範囲に設定される。そのため、

$$(1 - \mu)^2 < 1 \quad (\text{数 17})$$

となり、 $|e_{pn}|^2$ は $|e_n|^2$ より常に小さくなる。

【0019】

このように、第 2 トランスバーサルフィルタ回路 21 は、第 1 トランスバーサルフィルタ回路 11 から得られた係数を利用して、再度フィルタリングを施すことにより、第 1 トランスバーサルフィルタ回路 11 での誤差を低減する“洗練機能”を果たしている。

【0020】

また、第 2 トランスバーサルフィルタ回路 21 の洗練機能は、計算機シミュレーションの結果からも確かめられている。

図 3 は、図 10 の通信路等化モデルの適応フィルタ 10 として、図 1 の適応フィルタを用いた場合の構成を示している。そして、図 4 には、図 3 及び図 10 のシミュレーションモデルにおける収束特性を対比して示している。

なお、このモデルでは、適応フィルタの次数 (equalizer length) $M = 9$ 、遅延器 33 の遅延量 $D = 4$ 、安定化パラメータ $\mu = 0.05$ 、individual trials 100 runs、SN 比 40 dB に設定し、また、ステップサイズ $\mu = 0.5$ に設定している。

【0021】

図 4 の縦軸は、平均自乗誤差 (MSE) を dB で示し、横軸は、適応処理の繰り返し回数 (n) を示している。また、実線の特性は、第 2 トランスバーサルフィルタ回路 21 の洗練機能を使用しない場合を示し、点線の特性は、第 2 トランスバーサルフィルタ回路 21 の洗練機能を使用した場合を示している。

図 4 において、第 2 トランスバーサルフィルタ回路 21 の洗練機能を使用しない場合の収束状態における MSE は -33.9281 (dB) であり、第 2 トランスバーサルフィルタ回路 21 の洗練機能を使用した場合の MSE は -39.8961 (dB) である。この結果から、

$$|e_n|^2 = 10^{-33.9281/10} = 4.0475 \times 10^{-4} \quad (\text{数 18})$$

$$|e_{pn}|^2 = 10^{-39.8961/10} = 1.0242 \times 10^{-4} \quad (\text{数 19})$$

と計算され、 $|e_{pn}|^2$ と $|e_n|^2$ との比が (数 20) のようになる。

【数 20】

$$\frac{|e_{pn}|^2}{|e_n|^2} = \frac{1.0242 \times 10^{-4}}{4.0475 \times 10^{-4}} = 0.2530$$

一方、(数 16) から (数 21) が得られる。

【数 21】

$$\frac{|e_{pn}|^2}{|e_n|^2} \approx (1 - \mu)^2$$

(数 21) に $\mu = 0.5$ を代入すると (数 22) が得られる。

10

20

30

40

【数 2 2】

$$\frac{|e_{pn}|^2}{|e_n|^2} \approx (1 - 0.5)^2 = 0.25$$

(数 2 2) 及び (数 2 0) の算出結果は、ほぼ一致しており、第 2 トランスバーサルフィルタ回路 2 1 の洗練機能による効果が確認できる。

【0 0 2 2】

なお、(数 2 2) 及び (数 2 0) の間の差分は、(数 1 5) で μ_n を 1 と仮定したことが影響している。 μ_n は 1 より小さいが、1 に近い値である (例えば 0.98)。そのため、 $0 < \mu < 1$ の場合

$$(1 - \mu)^2 < (1 - \mu_n)^2 \quad (\text{数 2 3})$$

$1 < \mu < 2$ の場合

$$(1 - \mu)^2 > (1 - \mu_n)^2 \quad (\text{数 2 4})$$

となる。ここでは $\mu = 0.5$ としているため、(数 2 3) の関係が成り立ち、(数 2 2) の値が (数 2 0) の値より小さく現われている。

【0 0 2 3】

また、図 5 は、ステップサイズを $\mu = 0.8$ に設定し、その他の条件は図 4 と同じに設定したときの収束特性を示している。実線の特性は、第 2 トランスバーサルフィルタ回路 2 1 の洗練機能を使用しない場合であり、点線の特性は、第 2 トランスバーサルフィルタ回路 2 1 の洗練機能を使用した場合である。

【0 0 2 4】

また、図 6 は、図 1 1 の同定システムの適応フィルタ 1 0 として、図 1 の適応フィルタを用いた場合のシミュレーションモデルを示しており、図 7 は、図 6 及び図 1 1 のシミュレーションモデルにおける収束特性を対比して示している。

なお、このモデルでは、適応フィルタの次数 (equalizer length) $M = 3$ 、安定化パラメータ $\alpha = 0.05$ 、individual trials 100 runs、SN 比 40 dB に設定し、また、ステップサイズ $\mu = 0.5$ に設定している。実線の特性は、第 2 トランスバーサルフィルタ回路 2 1 の洗練機能を使用しない場合であり、点線の特性は、第 2 トランスバーサルフィルタ回路 2 1 の洗練機能を使用した場合である。

【0 0 2 5】

このように、“洗練機能”を果たす第 2 トランスバーサルフィルタ回路 2 1 において、第 1 トランスバーサルフィルタ回路 1 1 から得られた係数を利用して再度フィルタリングを行うことにより、適応フィルタの所望信号への追従性を改善することができる。

【0 0 2 6】

なお、ここで示した適応フィルタの次数や各パラメータの値は、一例であって、本発明は、それらに限定されるものではない。

また、ここでは、フィルタ係数の算出に、正規化 LMS アルゴリズムを用いる場合について説明したが、本発明は、他のアルゴリズムを用いてフィルタ係数を算出する適応フィルタにも適用できる。ただ、正規化 LMS アルゴリズムの場合は、ステップサイズ μ が $0 < \mu < 2$ の範囲に設定されるため、(数 1 7) の関係が成り立ち、 $|e_{pn}|^2$ は $|e_n|^2$ より常に小さくなるが、他のアルゴリズムを用いる場合は、 $|e_{pn}|^2$ が $|e_n|^2$ より小さくなるようなステップサイズ μ を選択して使用する必要がある。

【産業上の利用可能性】

【0 0 2 7】

本発明の適応フィルタは、所望信号への追従性が良好であり、エコーキャンセラ、ノイズキャンセラ、通信路等化器、信号予測等に広く利用することができる。

【図面の簡単な説明】

【0 0 2 8】

【図 1】本発明の実施形態における適応フィルタの概念図

10

20

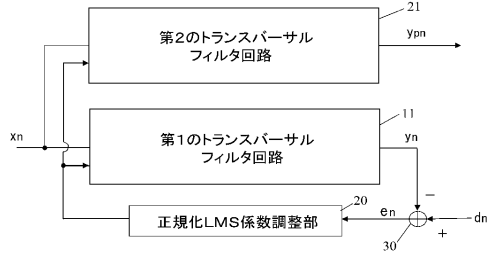
30

40

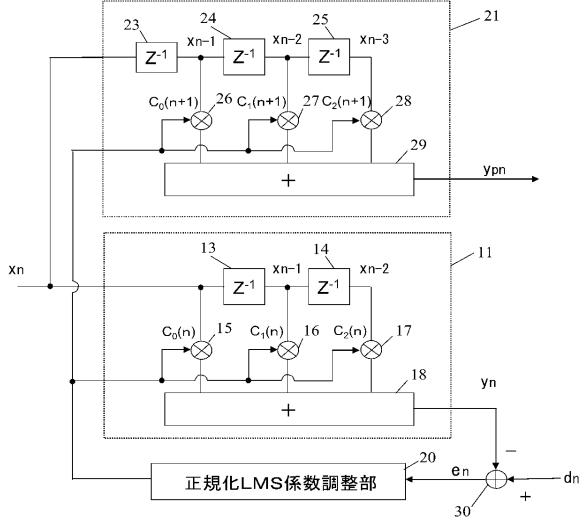
50

| | |
|--|----|
| 【図 2】本発明の実施形態における適応フィルタの構成を示すブロック図 | |
| 【図 3】本発明の実施形態における適応フィルタを適用した通信路等化モデルを示す図 | |
| 【図 4】本発明の実施形態における適応フィルタの収束特性を従来の適応フィルタと対比して示す図（その 1） | |
| 【図 5】本発明の実施形態における適応フィルタの収束特性を従来の適応フィルタと対比して示す図（その 2） | |
| 【図 6】本発明の実施形態における適応フィルタを適用した同定システムのモデルを示す図 | |
| 【図 7】本発明の実施形態における適応フィルタの収束特性を従来の適応フィルタと対比して示す図（その 3） | 10 |
| 【図 8】適応フィルタの概念図 | |
| 【図 9】適応フィルタの構成を示すブロック図 | |
| 【図 10】通信路等化モデルを示す図 | |
| 【図 11】同定システムのモデルを示す図 | |
| 【符号の説明】 | |
| 【0029】 | |
| 10 適応フィルタ | |
| 11 第 1 トランスバーサルフィルタ回路 | |
| 12 係数調整部 | |
| 13 遅延素子 | 20 |
| 14 遅延素子 | |
| 15 乗算器 | |
| 16 乗算器 | |
| 17 乗算器 | |
| 18 加算器 | |
| 20 正規化 LMS 係数調整部 | |
| 21 第 2 トランスバーサルフィルタ回路 | |
| 23 遅延素子 | |
| 24 遅延素子 | |
| 25 遅延素子 | 30 |
| 26 乗算器 | |
| 27 乗算器 | |
| 28 乗算器 | |
| 29 加算器 | |
| 30 加算器 | |
| 31 加算器 | |
| 32 未知システム | |
| 33 遅延器 | |

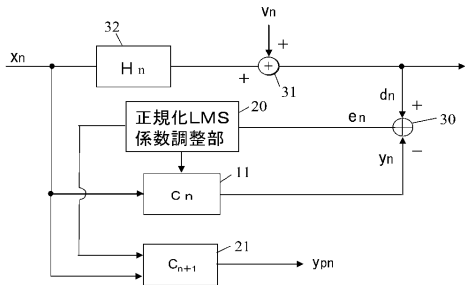
【図1】



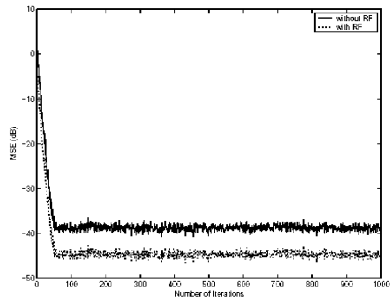
【図2】



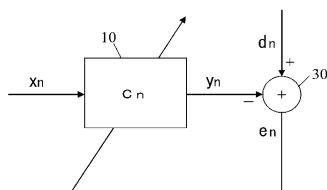
【図6】



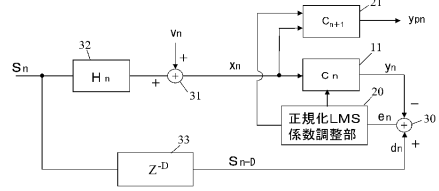
【図7】



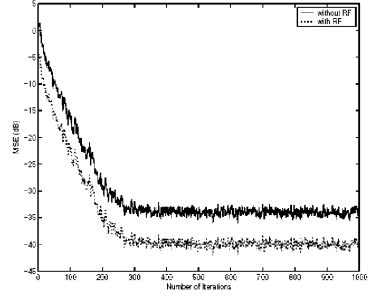
【図8】



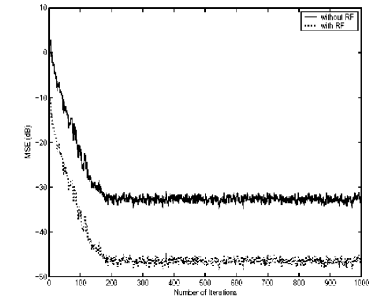
【図3】



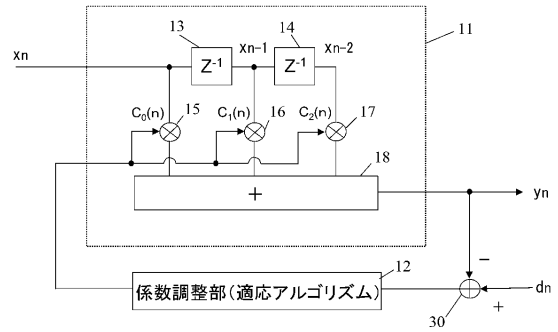
【図4】



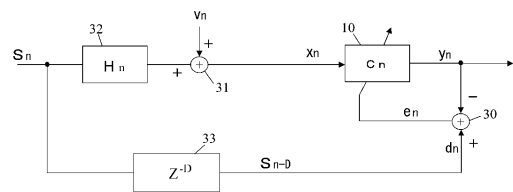
【図5】



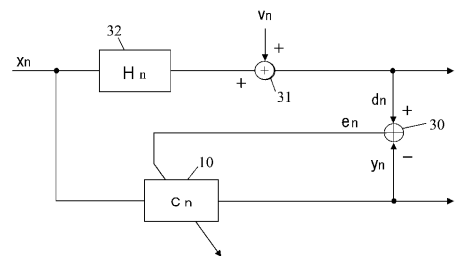
【図9】



【図10】



【図11】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開平10-164687(JP,A)
特開2004-064681(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H03H21/00