

論文 / 著書情報
Article / Book Information

論題(和文)	ラティス形構成を用いた高速高安定アダプティブラインエンハンサの一構成法
Title(English)	A Design of Fast Stabilized Adaptive Line Enhancers with Lattice Structures
著者(和文)	渡部英二, 真正英児, 西原明法, 柳沢 健
Authors(English)	Eiji Watanabe, Eiji Shinsho, AKINORI NISHIHARA, Takeshi Yanagisawa
出典(和文)	電子情報通信学会論文誌(A), Vol. J79-A, No. 9, pp. 1638-1641
Citation(English)	Trans. IEICE, Vol. J79-A, No. 9, pp. 1638-1641
発行日 / Pub. date	1996, 9
URL	http://search.ieice.org/
権利情報 / Copyright	本著作物の著作権は電子情報通信学会に帰属します。 Copyright (c) 1996 Institute of Electronics, Information and Communication Engineers.

研究速報

ラティス形構成を用いた高速高安定アダプティブ
ラインエンハンサの一構成法渡部 英二[†] (正員) 真正 英児[†] (学生員)西原 明法^{††} (正員) 柳澤 健[†] (正員)

A Design of Fast Stabilized Adaptive Line Enhancers with Lattice Structures

Eiji WATANABE[†], Member, Eiji SHINSHO[†], Student Member,Akinori NISHIHARA^{††}, and Takeshi YANAGISAWA[†], Members[†] 芝浦工業大学システム工学部電子情報システム学科, 大宮市Faculty of Systems Engineering, Shibaura Institute of Technology,
Ohmiya-shi, 330 Japan^{††} 東京工業大学工学部電子物理工学科, 東京都

Faculty of Engineering, Tokyo Institute of Technology, Tokyo, 152 Japan

あらまし アダプティブラインエンハンサの設計においては, 実時間処理の必要性から演算量を少なくすることが重要になっている。本論文では, 演算量を少なくするために, 符合パラメータが +1 のラティス形構成による乗算器数を削減した高速高安定アダプティブラインエンハンサを提案している。

キーワード アダプティブラインエンハンサ, 適応ノッチフィルタ, 適応信号処理, デジタルフィルタ

1. ま え が き

アダプティブラインエンハンサ (以後 ALE と略す) は, 雑音に埋もれた周波数が未知の正弦波から雑音を除去して正弦波を抽出するための適応信号処理システムである。その方法には, 参照入力を有するキャンセル法 [1] と中心周波数可変帯域通過フィルタあるいはノッチ周波数可変帯域阻止フィルタを用いる方法 [2]~[5] とがある。後者に属する李らの提案した高速高安定アルゴリズム [4], [5] は, 確率こう配法による 2 次 IIR 形適応帯域通過フィルタを用いる方法で, 従来固定であったフィルタの帯域幅が中心周波数と共に可変となっている。また, フィルタ係数補正のステップサイズをフィルタの帯域幅と連動させて連続可変する方法も提案している。

しかし, 李らによって提案された適応アルゴリズムのフィルタはすべて直接形で構成されており, 乗算器数が多くなっている。近年, 適応信号処理の分野においても実時間処理の必要性が高まっており, その場合演算量を少なくすることが重要である。このためにラティス形構成 [6] を用いて乗算器数を削減する構成法が提案されている [7]。ラティス形構成では, 固定小数点演算を用いるとき, 符合パラメータを適切に選ぶことにより L_2 スケーリングを施せるが, 文献 [7] で示されているのは符合パラメータが -1 の回路のみで

ある。

そこで本論文では, 符合パラメータが +1 のラティス形構成を用いた高速高安定 ALE を提案する。更に, 文献 [7] では適応係数の収束特性に関しラティス形と直接形は同じ特性であると述べられているが, 本論文ではラティス形構成を用いると適応係数の目標値への収束精度が直接形に比べ向上することを計算機シミュレーションにより明らかにする。

2. 適応アルゴリズム

本章では李らの提案した適応アルゴリズムについて簡単に述べる [4], [5]。サンプリング時間を表す変数を k (整数) とし, サンプリング周期を 1[s] に正規化する。入力信号 $x(k)$ を未知の正弦波 $A \cos(k\omega)$ (ω [rad/s]; $0 < \omega < \pi$) と白色雑音 $n(k)$ の和

$$x(k) = A \cos(k\omega) + n(k) \quad (1)$$

とし, 中心周波数帯域幅可変 2 次 IIR 帯域通過フィルタの伝達関数を

$$H(z) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\{1 - \alpha_0(k)\}(1 - z^{-2})}{1 - \alpha_1(k)\{1 + \alpha_0(k)\}z^{-1} + \alpha_0(k)z^{-2}} \quad (2)$$

とする。ここで $\alpha_1(k)$ (但し $-1 < \alpha_1(k) < 1$) はフィルタの中心角周波数 ω_0 を決める適応係数で,

$$\alpha_1(k) = \cos(\omega_0) \quad (3)$$

なる関係がある。 $\alpha_1(k)$ の更新法に確率こう配法を用いるとすると, その更新アルゴリズムは次式で与えられる。

$$\alpha_1(k+1) = \alpha_1(k) + \mu_1(k)y(k)\psi_1(k) \quad (4)$$

$$\psi_1(k) = \frac{\partial y(k)}{\partial \alpha_1(k)} \quad (5)$$

$y(k)$ は帯域通過フィルタ $H(z)$ の出力であり, $\psi_1(k)$ を $\alpha_1(k)$ の適応制御信号と呼ぶ。 $\mu_1(k)$ は $\alpha_1(k)$ の更新量を制御するステップサイズである。式 (5) のこの配計算を行うフィルタ $H_1(z)$ の伝達関数は

$$H_1(z) = K_1 \cdot \frac{\{1 - \alpha_0(k)\}\{1 - \alpha_1^2(k)\}z^{-1}}{1 - \alpha_1(k)\{1 + \alpha_0(k)\}z^{-1} + \alpha_0(k)z^{-2}} \quad (6)$$

となり, K_1 はフィルタの利得調整のための正規化定数である。

また, $\alpha_0(k)$ (但し $-1 < \alpha_0(k) < 1$) はフィルタの帯域幅 Q を決める適応係数であり, $\alpha_0(k)$ が 1 に近いとき

$$Q \doteq \frac{\omega_0}{2 \left\{ 1 - \sqrt{\alpha_0(k)} \right\}} \quad (7)$$

なる関係がある。確率こう配法による $\alpha_0(k)$ の更新アルゴリズムは次式で与えられる。

$$\alpha_0(k+1) = \alpha_0(k) + \mu_0(k)\psi_1(k)\psi_0(k) \quad (8)$$

$$\psi_0(k) = \frac{\partial \psi_1(k)}{\partial \alpha_0(k)} \quad (9)$$

$\psi_0(k)$ は $\alpha_0(k)$ の適応制御信号であり, $\mu_0(k)$ は $\alpha_0(k)$ の更新量を制御するステップサイズである。式 (9) のこう配計算を行うフィルタ $H_0(z)$ の伝達関数は

$$H_0(z) = -K_2 \frac{\alpha_0(k) - \alpha_1(k)\{1 + \alpha_0(k)\}z^{-1} + z^{-2}}{1 - \alpha_1(k)\{1 + \alpha_0(k)\}z^{-1} + \alpha_0(k)z^{-2}} \quad (10)$$

となり, K_2 はフィルタの利得調整のための正規化定数である。

次に, 同じく李らの提案したステップサイズ連続可変法について簡単に述べる [4], [5]。その考え方は, 最初適応アルゴリズムが安定に動作する範囲内でステップサイズを大きくとり収束を速め, 次第に小さくしていき収束後の係数変動を抑えるものである。具体的には, 次式のように $\alpha_0(k)$ を評価関数としてフィルタの帯域幅と連動して変化させる。

$$\mu_1(k) = \mu_{1i}\{\alpha_{0\max} - \alpha_0(k)\} + \mu_{1\min} \quad (11)$$

$$\mu_0(k) = \mu_{0i}\{\alpha_{0\max} - \alpha_0(k)\} + \mu_{0\min} \quad (12)$$

但し, μ_{1i} および μ_{0i} は正定数である。 $\mu_{1\min}$ および $\mu_{0\min}$ も正定数であり, $\mu_1(k)$ および $\mu_0(k)$ の可変範囲の下限値である。また $\alpha_{0\max}$ は正定数で, $\alpha_0(k)$ の可変範囲の上限値である。 $\mu_1(k)$ および $\mu_0(k)$ の上限値 ($\mu_{1\max}$, $\mu_{0\max}$) および $\alpha_0(k)$ の下限値 $\alpha_{0\min}$ を決めれば μ_{1i} および μ_{0i} は次式より求められる。

$$\mu_{1i} = \frac{\mu_{1\max} - \mu_{1\min}}{\alpha_{0\max} - \alpha_{0\min}} \quad (13)$$

$$\mu_{0i} = \frac{\mu_{0\max} - \mu_{0\min}}{\alpha_{0\max} - \alpha_{0\min}} \quad (14)$$

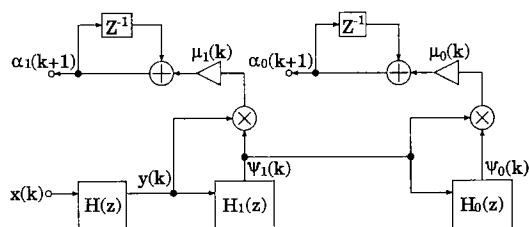


図1 高速高安定 ALE の構成図
Fig.1 Structure of fast stabilizer ALEs.

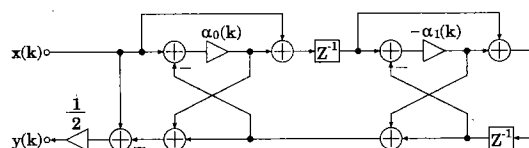


図2 帯域通過フィルタ $H(z)$ のラティス形構成
Fig.2 Lattice structure of bandpass filter $H(z)$.

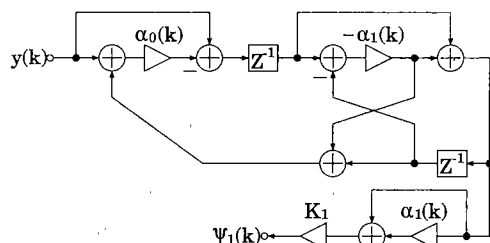


図3 こう配計算フィルタ $H_1(z)$ のラティス形構成
Fig.3 Lattice structure of gradient calculation filter $H_1(z)$.

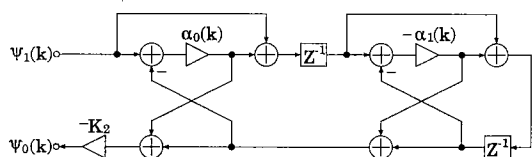


図4 こう配計算フィルタ $H_0(z)$ のラティス形構成
Fig.4 Lattice structure of gradient calculation filter $H_0(z)$.

3. ラティス形構成による高速高安定 ALE

式 (4), (8) より ALE 全体の構成は図 1 のようになる。文献 [4], [5] によると図 1 の $H(z)$, $H_1(z)$, $H_0(z)$ の各フィルタは直接形で構成されており乗算器数が多くなっている。そこで, 演算量を減少させるためにラティス形構成を用いた $H(z)$, $H_1(z)$, $H_0(z)$ の各フィルタをそれぞれ図 2~4 に示す。これらの回路は図 3 の $\alpha_0(k)$ の区間を除いては符合パラメータが +1 のラティス形構成を用いている。図 3 の $\alpha_0(k)$ の区間

表1 高速高安定 ALE の加算および乗算器数の比較
Table 1 Comparison of the number of adders and multipliers.

	加算	乗算	計
直接形構成	22	26	48
ラティス形構成	25	17	42

は、伝達関数の分子に $1 - \alpha_0(k)$ の項を作るために符合パラメータを -1 とせざるを得ない。

また、ラティス形構成で実現した ALE と直接形構成の ALE の 1 サンプルサイクル当りの加算および乗算器数を比較したものを表 1 に示す。表 1 よりラティス形構成を用いると乗算器数の削減効果が大いことがわかる。但し、正負ともに 2 のべき乗で表される係数の乗算は含まない。具体的には、 $1/2$ 倍についてはシフト演算を用いることができ、 K_1, K_2 についても値を 1 として設計することが多いので含めないこととした。

4. シミュレーション結果

図 5 は 2. のアルゴリズムを直接形で構成した場合とラティス形で構成した場合の適応係数 $\alpha_1(k)$ の収束特性を比較したものである。(a) は収束過程全体を示したものであり、(b) は収束部を拡大したものである。なおシミュレーションの際、ステップサイズの初期値を文献[4],[5]と同じ設定にすると、収束後更新回数が 1000 回を超えたあたりから定常偏差が増大してしまったので、ステップサイズの初期値を検討した。その結果の値は $\mu_{0\max} = 0.08$, $\mu_{0\min} = 10^{-8}$, $\mu_{1\max} = 0.05$, $\mu_{1\min} = 10^{-9}$ である。適応係数 $\alpha_0(k)$ の上限値と下限値はそれぞれ $\alpha_{0\max} = 0.98$, $\alpha_{0\min} = \alpha_0(0) = 0$ とし、入力信号は振幅を $A = 1$, 角周波数を $\omega = \pi/3$ とする単一正弦波と、平均値 0 で分散 σ_n^2 の白色ガウス雑音 $n(k)$ の和で、入力 SNR は 0 dB とした。正規化定数は $K_1 = K_2 = 1$ である。

図 5 の (b) より、ラティス形構成の方が収束後の定常偏差の少ないことが確認できる。入力信号の周波数を変えてシミュレーションを行っても、ほとんどの場合に対して同様な結果が得られた。シミュレーションは倍精度演算で行ったのではあるが、直接形構成よりラティス形構成の方が有限語長における演算精度が高いため収束後の定常偏差に違いが現れたと思われる。

5. む す び

本論文では、白色雑音中の正弦波を検出するために確率こう配法を用いた適応アルゴリズムの直接形構成

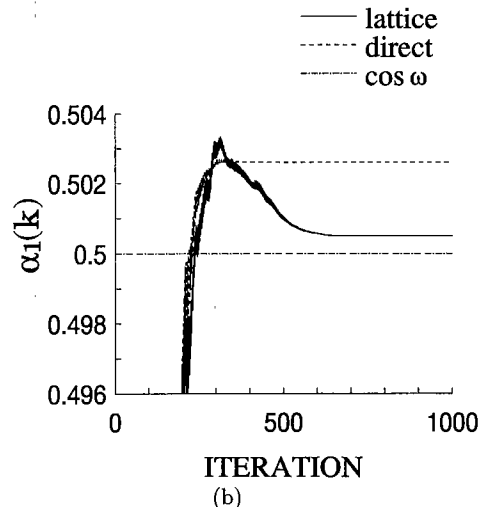
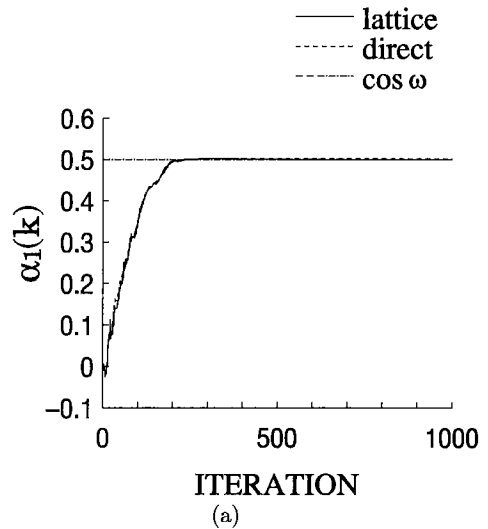


図5 $\alpha_1(k)$ の収束特性
Fig. 5 Convergence characteristics of $\alpha_1(k)$.

の演算量を検討し、符合パラメータが $+1$ のラティス形構成を用いて乗算器数を削減した ALE の構成法を提案した。更に、計算機シミュレーションより、ほとんどの入力信号に対して直接形構成の場合の適応係数の収束精度よりもラティス形構成の場合の方が優れていることを見出し、本構成法の有効性が確認された。

謝辞 数々の貴重な御意見や御助言を頂いた芝浦工業大学の柳澤・渡部研究室の諸氏に深く感謝すると共に、文献について御教示頂いた査読者に感謝する。

文 献

- [1] B. Widrow, J.R. Glover, Jr., J.M. McCool, J. Kaunitz, C.S. Williams, R.H. Hearn, J.R. Zeidler, E. Dong, Jr.,

- and R.C. Goodlin, "Adaptive noise cancelling: Principles and applications," Proc. IEEE, vol.63, no.12, pp.1692-1716, Dec. 1975.
- [2] 西村正太郎, 森 昌吾, 金 定局, 平野浩太郎, "並列ブロック構造に基づく適応形高速ノイズキャンセラ," 信学論 (A), vol.J72-A, no.5, pp.786-794, May 1989.
- [3] 金城繁徳, 神林紀嘉, "改良型確率こう配法を用いた IIR 形適応ノッチフィルタの構成," 信学論 (A), vol.J74-A, no.7, pp.1014-1022, July 1991.
- [4] 李 尚, 高橋宣明, 武部 幹, "単一正弦波検出適応形 IIR 帯域通過/阻止フィルタの高速高安定アルゴリズム," 信学論 (A), vol.J76-A, no.1, pp.27-36, Jan. 1993.
- [5] 李 尚, 高橋宣明, 武部 幹, "単一正弦波検出用高速高安定簡略化 IIR 適応フィルタ," 信学論 (A), vol.J77-A, no.3, pp.585-589, March 1994.
- [6] 渡部英二, 西原明法, "ラティス構造に基づく低感度 2 次ディジタルフィルタ," 信学論 (A), vol.J68-A, no.9, pp.896-902, Sept. 1985.
- [7] 渡辺正俊, 李 尚, 高橋宣明, 武部 幹, "ラティス構造を用いた高速高安定ステップサイズ変化帯域通過形適応フィルタの一構成法," 信学 '94 春大, A-247, 1994.
(平成 7 年 10 月 9 日受付, 8 年 1 月 11 日再受付)