

論文 / 著書情報  
Article / Book Information

論題(和文)	2次アダプティブラインエンハンサによる4次エンハンス特性の一実現法
Title(English)	A Realization of Fourth-Order Enhancement Using Second-Order Adaptive Line Enhancers
著者(和文)	渡部英二, 岡村幸雄, 西原明法
Authors(English)	Eiji Watanabe, AKINORI NISHIHARA
出典(和文)	電子情報通信学会論文誌(A), Vol. J77-A, No. 11, pp. 1605-1607
Citation(English)	Transactions of IEICE, Vol. J77-A, No. 11, pp. 1605-1607
発行日 / Pub. date	1994, 11
URL	<a href="http://search.ieice.org/">http://search.ieice.org/</a>
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) 1994 Institute of Electronics, Information and Communication Engineers.

2次アダプティブラインエンハンサによる4次エンハンス特性の一実現法

正員 渡部 英二† 非会員 岡村 幸雄††  
 正員 西原 明法††

A Realization of Fourth-Order Enhancement Using Second-Order Adaptive Line Enhancers

Biji WATANABE†, Member, Yukio OKAMURA††, Nonmember  
 and Akinori NISHIHARA††, Member

† 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, Omiya-shi, 330 Japan

†† 東京工業大学工学部物理工学科, 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性能を表す量の一つに信号雑音比改善指数がある。本論文は適応係数の収束性を悪化させないで信号雑音比改善指数を向上させる一方法を提案している。具体的には、従来の2次フィルタに基づく構成法を用いて4次エンハンス特性を余分な回路を付加せずに実現している。

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不明な正弦波から雑音を除去するための適応信号処理システムである<sup>(1)</sup>。当初 ALE は FIR デジタルフィルタを用いて実現されていたが、後に必要なハードウェア量を減少させるために IIR デジタルフィルタで構成する方法が提案された<sup>(2),(5)</sup>。文献(3)と(4)では、特性可変フィルタの構成に適した中心周波数と帯域幅が独立に設定可能な2次帯域通過フィルタを用いて正弦波を抽出することが検討され、文献(5)では複数個の正弦波の抽出が検討されている。

ところで、ALE の性能を示す指標として信号雑音比改善指数 (以後 SNRIF と略す)<sup>(5)</sup>がある。この SNRIF は抽出される正弦波の SN 比がどのぐらい向上するかを示す指標である。SNRIF を上げるためには帯域通過フィルタを狭帯域にする必要がある。しかしながら、これまでの ALE においては、2次帯域通過フィルタを狭帯域にすると未知正弦波を追跡するための適応係数の収束性が悪化するという欠点がある<sup>(6),(7)</sup>。

本論文では、適応係数の収束性を悪化させないで SNRIF を上げることを目的として、従来と同様な2次

帯域通過フィルタに基づく ALE によって4次エンハンス特性を余分な回路を付加せずに実現する方法を提案する。すなわち、未知正弦波の追跡は2次帯域通過フィルタで行い、正弦波の抽出には4次帯域通過フィルタを用いる構成法を提案する。

2. ALE と SNRIF

dd 信号  $x(k)$  が周波数が未知の正弦波と白色雑音の和として

$$x(k) = A \cos(\omega_0 k + \theta) + n(k) \quad (1)$$

のように与えられるとき、 $x(k)$  から雑音を除去して正弦波を抽出する適応フィルタが ALE である。ここで、正弦波は振幅  $A$ 、正規化角周波数  $\omega_0$ 、初期位相  $\theta$  であり、白色雑音  $n(k)$  は平均が0で分散が  $\sigma_n^2$  とする。2次の ALE では未知正弦波の追跡や分離に2次の帯域通過フィルタが用いられるが、例えば、文献(4)では

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

を伝達関数とする ALE の収束特性を解析している。この伝達関数は  $\alpha_1(k)$  により中心周波数  $\omega$  が、 $\alpha_0$  により帯域幅が制御され、中心周波数  $\omega$  と  $\alpha_1(k)$  の間には  $\cos(\omega) = \alpha_1(k)$  の関係がある。従って、 $\alpha_1(k)$  が  $\cos(\omega_0)$  を追跡するようにその値を更新することにより未知正弦波を抽出できる。適応係数の更新に確率勾配法を用いるとすると、そのアルゴリズムは

$$\alpha_1(k+1) = \alpha_1(k) - \frac{\mu}{2} \hat{\nabla}_k \quad (3)$$

$$\hat{\nabla}_k = \frac{\partial}{\partial \alpha_1} e(k)^2 = 2\psi(k)e(k) \quad (4)$$

$$\psi(k) = \frac{\partial}{\partial \alpha_1} e(k) \quad (5)$$

により与えられる。ここで  $e(k)$  は  $H_B(z)$  と対をなす帯域消去フィルタ

$$H_N(z) = 1 - H_B(z) = \frac{1 + \alpha_0}{2} \frac{1 - 2\alpha_1(k)z^{-1} + z^{-2}}{1 - \alpha_1(k)(1 + \alpha_0)z^{-1} + \alpha_0 z^{-2}} \quad (6)$$

の出力の時系列である。 $\psi(k)$  の  $z$  変換を  $\Psi(z)$  とおくと

$$\Psi(z) = \frac{-(1 + \alpha_0)z^{-1}H_B(z)X(z)}{1 - \alpha_1(k)(1 + \alpha_0)z^{-1} + \alpha_0 z^{-2}} \quad (7)$$

となる。この式から式 (5) のよう配計算が、帯域通過フィルタの出力  $H_B(z)$  の出力  $y(k)$  の正負を反転したものを伝達関数

$$G(z) = \frac{(1 + \alpha_0)z^{-1}}{1 - \alpha_1(k)(1 + \alpha_0)z^{-1} + \alpha_0z^{-2}} \quad (8)$$

に通すことにより行われることがわかる。この  $G(z)$  をこう配計算フィルタと呼ぶ。以上から従来法による ALE 全体の構成は、図 1 のようになる。

適応係数  $\alpha_1(k)$  が収束した後の ALE の評価尺度として SNRIF がある。入力信号の SN 比を  $SNR_{in}$ 、出力信号の SN 比を  $SNR_{out}$  とするとき、SNRIF は

$$SNRIF = \frac{SNR_{out}}{SNR_{in}} \quad (9)$$

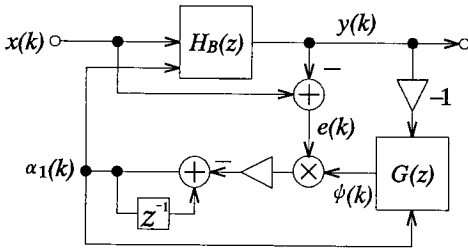


図 1 従来法による ALE の構成図  
Fig.1 Structure of ALEs by conventional design.

のように定義される。係数収束後に入力正弦波は  $H_B(z)$  により減衰を受けないと仮定すると、式 (9) は

$$SNRIF = \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi |H_B(e^{j\omega})|^2 d\omega \right\}^{-1} \quad (10)$$

により与えられる<sup>(5)</sup>。式 (10) の括弧内の積分は振幅特性の 2 乗の積分なので、 $H_B(z)$  が狭帯域であればあるほど積分値が小さくなり SNRIF が向上する。すなわち、ALE の帯域幅は狭い方が余分な雑音を通さず、係数収束後の特性が良いことを意味する。しかしながら、従来法のみで狭帯域にすると適応係数の収束速度が低下してしまう<sup>(6), (7)</sup>。

### 3. 4 次エンハンス特性の実現

以上の問題を解決して、適応係数の収束速度を落とさずに SNRIF を向上させる一方法を、本論文では提案する。このための基本的な考え方は、4 次の帯域通過フィルタの中心周波数を従来と同じ適応アルゴリズムで制御することである。 $H_B(z)$  は、図 2 に示すようにラティス構造により実現できる<sup>(8)</sup>。更に、 $G(z)$  も同様なラティス構造を用いると図 3 の  $-y(k)$  から  $\psi(k)$  への伝達関数として実現される。同図において  $-y(k)$  から  $y'(k)$  への伝達関数は

$$\frac{1 - \alpha_0}{2} \frac{1 - z^{-2}}{1 - \alpha_1(k)(1 + \alpha_0)z^{-1} + \alpha_0z^{-2}} \quad (11)$$

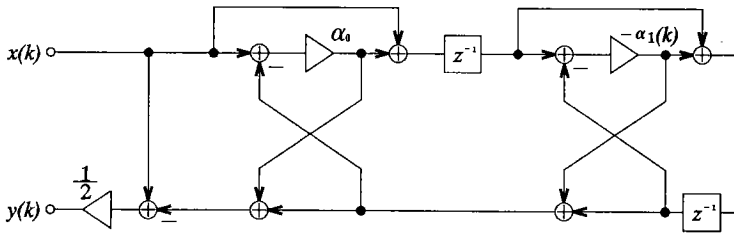


図 2 ラティス構造による  $H_B(z)$  の実現  
Fig.2 Realization of  $H_B(z)$  using lattice structures.

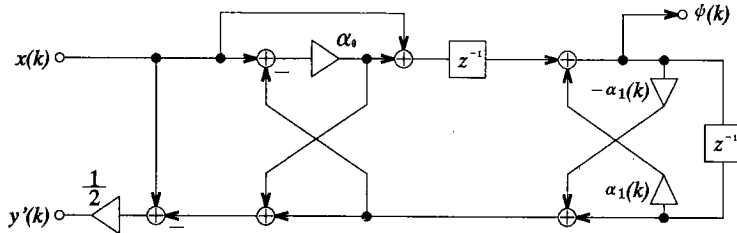


図 3 ラティス構造による  $G(z)$  の実現  
Fig.3 Realization of  $G(z)$  using lattice structures.

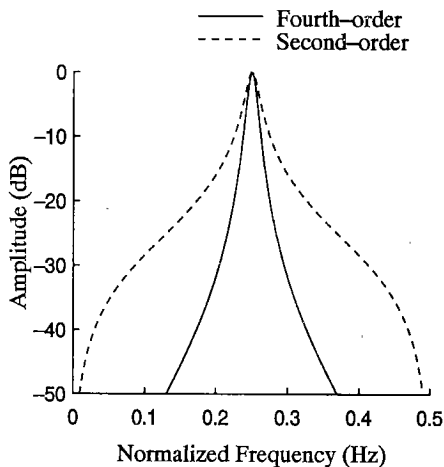


図4  $H(z)$  の振幅特性の例  
Fig.4 Amplitude response of  $H(z)$ .

であり,  $H_B(z)$  と同じ伝達関数が実現されている。従って, ALE の出力をこの  $y'(k)$  とすれば, 全体として実現される伝達関数  $H(z)$  は

$$H(z) = \{H_B(z)\}^2 = \left\{ \frac{1 - \alpha_0}{2} \frac{1 - z^{-2}}{1 - \alpha_1(k)(1 + \alpha_0)z^{-1} + \alpha_0 z^{-2}} \right\}^2 \quad (12)$$

となる。このように従来の ALE と同等の回路規模で 4 次の帯域通過特性が得られる。こうして実現される  $H(z)$  は  $H_B(z)$  に比べ, より狭帯域の帯域通過特性を示す。図 4 に  $\alpha_0 = 0.9$ ,  $\alpha_1 = 0$  の場合の  $H(z)$  の振幅特性の例を示す。次に, 式 (10) により SNRIF を計算した結果を図 5 に示す。同図において  $\alpha_1 = 0$  である。これから 4 次構成を採用することにより SNRIF が改善されることがわかり, 本構成法の有効性が確認される。

#### 4. むすび

本論文では, 適応係数の収束性を悪化させないで SNRIF を上げることを目的として, 従来の 2 次フィルタに基づく ALE によって 4 次エンハンス特性を余分な回路を付加せずに実現する方法を提案した。まず, ラティス構造を用いて帯域通過フィルタとこう配計算フィルタを構成し, こう配計算部から出力を取り出すことにより 4 次エンハンス特性を実現した。次に, 本構成法の SNRIF の理論値を計算し, 従来の方法と比較することにより, 本構成法の有効性を確認した。

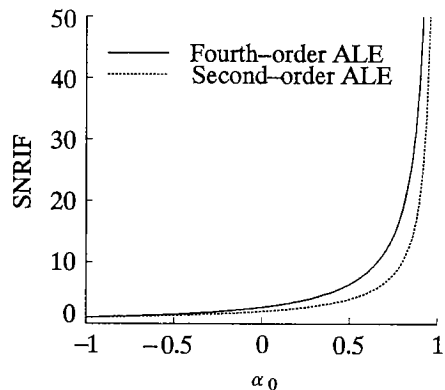


図5 SNRIF の計算結果  
Fig.5 Resultant SNRIF.

今後の課題としては, 適応ノッチフィルタについても同様な構成法が可能かどうかの検討が残されている。

**謝辞** 日ごろ御指導頂き, 本研究に対しても有益な御助言を頂いた芝浦工業大学の柳澤健教授ならびに東京工業大学の藤井信生教授, 木田拓郎教授に感謝する。また, 多大なる御協力を頂いた東京工業大学大学院生で, 現富士通の松澤均氏に感謝する。

#### 文 献

- (1) Widrow, B. et al: "Adaptive noise cancelling: Principle and applications", Proc. IEEE, **63**, 12, pp.1692-1716 (Dec. 1975).
- (2) Rao, D.V.B. and Kung, S.Y.: "Adaptive notch filtering for retrieval of sinusoids in noise", IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., **ASSP-32**, 8, pp.791-802 (Aug. 1984).
- (3) Martin, K. and Sun, M.T.: "Adaptive filters suitable for real-time spectral analysis", IEEE Trans. Circuit & Syst., **CAS-33**, 2, pp.218-229 (Feb. 1986).
- (4) 西村正太郎, 金 定局, 平野浩太郎: "適応ノッチフィルタの収束特性", 第 2 回回路とシステム軽井沢ワークショップ, pp.343-349 (1989-05).
- (5) Kwan, T. and Martin, K.: "Adaptive detection and enhancement of multiple sinusoids using a cascade IIR filter", IEEE Trans. Circuit & Syst., **CAS-36**, 7, pp.937-947 (July 1989).
- (6) 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), **J74-A**, 7, pp.1014-1022 (1991-07).
- (7) 李 尚, 高橋宣明, 武部 幹: "単一正弦波検出形 IIR 適応帯域通過/阻止フィルタの高速高安定アルゴリズム", 信学論 (A), **J76-A**, 1, pp.27-36 (1993-01).
- (8) 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), **J68-A**, 9, pp.896-902 (1985-09).

(平成 6 年 6 月 13 日受付)