

論文 / 著書情報
Article / Book Information

論題(和文)	高速分割形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 Separated Adaptive Line Enhancers
著者(和文)	真正英児, 渡部英二, 西原明法, 柳澤 健
Authors(English)	Eiji Shinsho, Eiji Watanabe, AKINORI NISHIHARA, Takeshi Yanagisawa
出典(和文)	電子情報通信学会論文誌(A), Vol. J79-A, No. 10, pp. 1762-1765
Citation(English)	Trans. IEICE, Vol. J79-A, No. 10, pp. 1762-1765
発行日 / Pub. date	1996, 10
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

高速分割形アダプティブラインエンハンサの一構成法

真正 英児† (学生員) 渡部 英二† (正員)
 西原 明法†† (正員) 柳澤 健† (正員)

A Design of Fast Separated Adaptive Line Enhancers
 Eiji SHINSHO†, Student Member, Eiji WATANABE†,
 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、適応係数を高速で収束させることが重要である。本論文では、従来の分割形アダプティブラインエンハンサに係数振動を抑制する安定化こう配計算フィルタを用いることにより高速化を図った分割形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 [1]。この雑音除去能力が高いほど優れた ALE であるといえ、そのためには正弦波抽出用帯域通過フィルタの帯域幅を狭くすればよい。しかし、狭帯域にすると適応係数の収束速度が悪化してしまうという問題が生じる [2]。この両立しない問題の一つの解決方法として、文献 [6] で分割形構成法による ALE が提案されている。これは、未知正弦波の周波数を推定する周波数推定部と未知正弦波を雑音から分離する正弦波分離部に分割して ALE を構成するというものである。この構成法により各部の最適設計が可能となり、周波数推定部の最適な帯域幅の設定法や適応係数を安定に収束させるための確率こう配法のステップサイズ μ の一決定法などが提案されている。しかし、この周波数推定部に用いられているフィルタというのは、文献 [3] による従来形のフィルタであり、定常状態における適応係数の振動が大きくなりやすく、そのために収束速度が犠牲になっている点が見受けられる。

そこで本論文では、文献 [4] の係数振動を抑制する安定化フィルタを用いて、それによる高速化を図った分割形 ALE を提案する。最後に、計算機シミュレ-

ションにより本構成法の有効性を検証する。

2. 分割形 ALE

分割形構成法による ALE は図 1 に示すように、未知周波数を推定する部分と正弦波を分離する部分からなっている [6]。

ここで、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 $x(k)$ を振幅 A で角周波数 ω ($0 < \omega < \pi$)、初期位相 θ の正弦波と平均値 0 で分散 σ_n^2 の白色ガウス雑音 $n(k)$ の和

$$x(k) = A \cos(k\omega + \theta) + n(k) \tag{1}$$

とし、正弦波分離フィルタとして中心周波数可変 2 次 IIR 形帯域通過フィルタ

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

を用いる。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、

$$\alpha_1(k) = \cos \omega_0 \tag{3}$$

なる関係があり、 α_0 (但し $-1 < \alpha_0 < 1$) はフィルタの帯域幅を制御する定数である。

適応係数 $\alpha_1(k)$ 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

$$\alpha_1(k+1) = \alpha_1(k) - \frac{\mu}{2} \hat{\nabla}_k \tag{4}$$

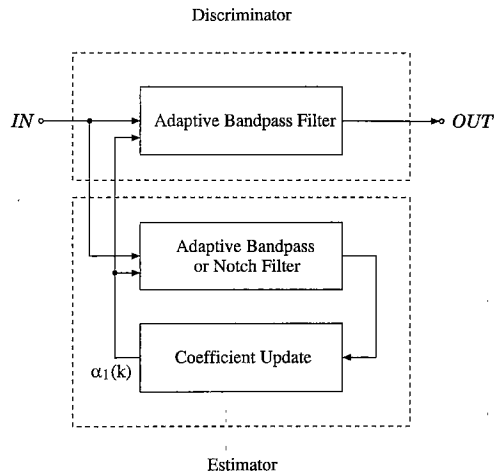


図 1 分割形構成による ALE
 Fig.1 ALEs with separated structures.

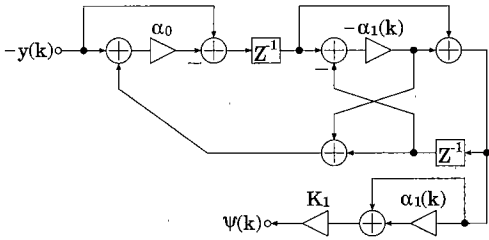


図2 安定化したラティス形によるこう配計算フィルタ $G_1(z)$

Fig.2 Stabilized gradient calculation filter $G_1(z)$ with lattice structure.

$$\hat{\nabla}_k = \frac{\partial}{\partial \alpha_1} e^2(k) = 2e(k)\psi(k) \quad (5)$$

$$\psi(k) = \frac{\partial}{\partial \alpha_1} e(k) \quad (6)$$

により与えられる。ここで μ は適応係数 $\alpha_1(k)$ を安定に収束させるためのステップサイズ (定数) であり、 $e(k)$ は $H_B(z)$ と対をなす帯域消去フィルタの出力の時系列を表す。また、 $\psi(k)$ を発生させるこう配計算フィルタ $G(z)$ は

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

で与えられる [3]。

3. こう配計算フィルタの安定化

適応係数 $\alpha_1(k)$ の定常状態での振動の振幅 A_p は式 (8) に示すようにステップサイズ μ とこう配計算フィルタ $G(z)$ の振幅 $|G(e^{j\omega})|$ と入力信号の角周波数 ω および振幅 A に依存している [3]。

$$A_p \doteq \frac{\mu A^2}{4 \sin \omega} |G(e^{j\omega})|_{\cos \omega = \alpha_1(k)} \quad (8)$$

$$= \frac{1 + \alpha_0}{1 - \alpha_0} \frac{\mu A^2}{4 \sin^2 \omega} \quad (9)$$

文献 [6] では $\alpha_0 = 0$ と設定しているが、 ω が小さくなると、 A_p の値が大きくなるのが式 (9) からわかる。この問題を解決するため、周波数推定部に文献 [4] と同じこう配計算フィルタ

$$G_1(z) = \frac{K(1 - \alpha_0)\{1 - \alpha_1^2(k)\}z^{-1}}{1 - \alpha_1(k)(1 + \alpha_0)z^{-1} + \alpha_0 z^{-2}} \quad (10)$$

を使用することを提案する。ラティス形による $G_1(z)$ の回路を図 2 に示す [5]。

次に、表 1 に周波数推定部が従来形の場合と安定形の場合の分割形 ALE の 1 サンプル周期当り

表 1 加算器および乗算器数の比較
Table 1 Comparison of the number of adders and multipliers.

	加算器数	乗算器数	合計
従来形	14	6	20
安定形	16	7	23

の加算器および乗算器数を示す。但し、正負ともに 2 のべき乗で表される係数の乗算はシフト演算で実現できるので含まず、周波数推定部の α_0 の値は 0 とするので、それにかかる加算および乗算についても含まない。また、 K についても値を 1 として設計することが多いので含まないこととした。この表より、安定形にするには若干の演算量の増加で済むことがわかる。

4. 平均変化量による μ の決定法

確率こう配法のアルゴリズムで適応係数 $\alpha_1(k)$ が安定に収束するためのステップサイズ μ について考える。式 (4)~(6) は ALE が時不変回路とみなせることを前提にして導出されているので、このステップサイズ μ は適応係数の変化が入力信号の変化よりも十分小さくなるように決める必要がある。しかし、できる限り大きい値の方が適応係数の収束速度は速くなる。文献 [4] では、適応係数が収束するにつれて帯域幅を狭くしていき、それに連動してステップサイズを小さくするというアルゴリズムを提案し、それにより収束特性を改善しているが、適応的に変化させるパラメータが多くなっている分演算量もかなり増加している点が見受けられる。そこで、4. では演算量を増加させないで μ の最適値を決定する一方法として、文献 [6] の適応係数 $\alpha_1(k)$ の平均変化量を用いたものを解析し、本構成法についても検討する。

4.1 従来形

適応係数 $\alpha_1(k)$ の 1 回当りの更新の平均変化量 $\delta\alpha_1$ は

$$\delta\alpha_1 = \frac{\mu A^2}{2} \times \frac{(1 - \alpha_0^2)^2 (\cos \omega - \alpha_1) \sin^2 \omega}{\{(1 + \alpha_0)^2 (\cos \omega - \alpha_1)^2 + (1 - \alpha_0)^2 \sin^2 \omega\}^2} \quad (11)$$

で与えられる [6]。式 (11) を数値計算したものが図 3 である。但し、 $\mu = 2$, $A = 1$, $\alpha_0 = 0$ で ω をパラメータとした。 $\alpha_1(k)$ の平均変化量の絶対値の最大値を $|\delta\alpha_1|_{\max}$ とすると、入力信号に含まれる正弦波の周波数が低い場合にその値が大きくなることから、入

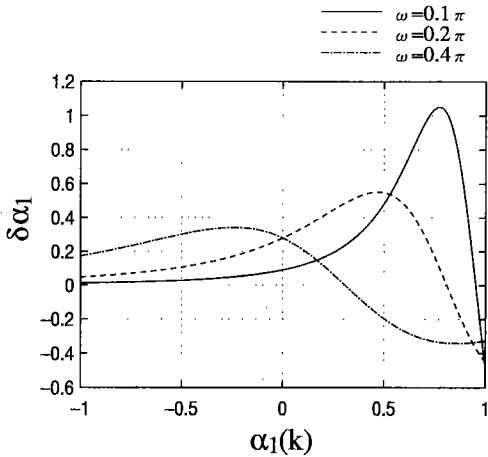


図3 従来形の $\alpha_1(k)$ の平均変化量
Fig. 3 Mean values of $\alpha_1(k+1) - \alpha_1(k)$ of conventional structure.

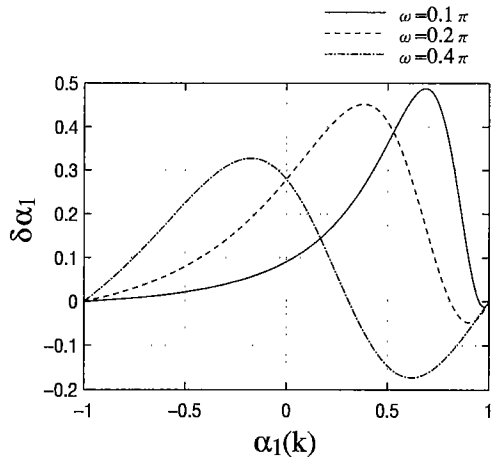


図4 本構成法の $\alpha_1(k)$ の平均変化量
Fig. 4 Mean values of $\alpha_1(k+1) - \alpha_1(k)$ of proposed structure.

力角周波数の下限値 ω_{low} を設定し、それ以上の周波数では係数が安定に収束するよう μ を定める。適応係数 $\alpha_1(k)$ の変化量が入力に含まれる正弦波の変化量より十分小さいという条件は

$$|\delta\alpha_1|_{\max} \ll A(1 - \cos\omega_{low}) \quad (12)$$

のようになる。文献[6]では、この十分小さいという関係を1対50程度としているが、各入力角周波数に対する $|\delta\alpha_1|_{\max}$ のばらつきが大きいため、入力角周波数が ω_{low} より高くなるにつれてステップサイズが必要以上に小さくなってしまふことが図3よりわかる。

4.2 安定形

文献[6]にならって本構成法の $\delta\alpha_1$ を求めると

$$\delta\alpha_1 = \frac{\mu A^2}{2} \times \frac{(1 + \alpha_0)(1 - \alpha_0)^3(1 - \alpha_1^2)(\cos\omega - \alpha_1)\sin^2\omega}{\{(1 + \alpha_0)^2(\cos\omega - \alpha_1)^2 + (1 - \alpha_0)^2\sin^2\omega\}^2} \quad (13)$$

となる。式(13)を数値計算したものが図4である。但し、 $\mu = 2, A = 1, \alpha_0 = 0$ で ω をパラメータとした。これより、入力信号に含まれる正弦波の周波数が低い場合でも、 $|\delta\alpha_1|_{\max}$ は抑えられ、各入力角周波数におけるそのばらつきも小さくなっていることがわかる。よって、収束保証下限角周波数で設定された μ の値は全域においてほぼ最適であるということになる。

5. 計算機シミュレーション

まず、シミュレーションで各パラメータに与える共

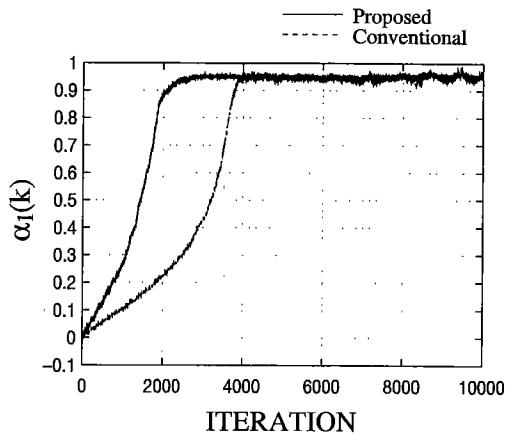


図5 $\alpha_1(k)$ の収束特性
Fig. 5 Convergence characteristics of $\alpha_1(k)$.

通の値を設定する。入力信号は振幅を $A = 1$ 、初期位相 $\theta = 0$ 、角周波数を収束保証下限角周波数と同じ $\omega = \omega_{low} = \pi/10$ 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、SNRは0dBとした。また、周波数推定部の α_0 の値は0である。

次に、ステップサイズ μ の設定であるが、従来形では式(12)の関係について1対50と定めており、上記の設定より $\mu = 0.0018628389$ となる。本構成法の場合、 $\mu = 0.0040137$ となる。このときの適応係数 $\alpha_1(k)$ の収束特性を図5に示す。

この収束特性から、本構成法の方がステップサイズ

が大きく収束速度が速いにもかかわらず、定常状態における係数振動が小さいことがわかる。

6. 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未知周波数を推定する部分と正弦波を分離する部分に分けた分割形 ALE を取り上げ、確率こう配法によるその適応係数の収束特性について検討し、周波数推定部のこう配計算フィルタに文献[4]の安定形フィルタを用いた構成法を提案した。その結果、定常状態における適応係数の振動が効果的に抑えられ、収束速度を速めることができた。また、そこで設定されたステップサイズは周波数全域においてほぼ最適であることから、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。

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] T. Kwan and K. Martin, "Adaptive detection and enhancement of multiple sinusoids using a cascade IIR filter," IEEE Trans. Circ. & Syst., vol.CAS-36, no.7, pp.937-947, July 1989.
- [3] 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.
- [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] 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.
- [6] 渡部英二, 岡村幸雄, 西原明法, "分割形適応ラインエンハンサ," 信学論(A), vol.J79-A, no.1, pp.1-10, Jan. 1996. (平成8年3月7日受付, 4月22日再受付)