

論文 / 著書情報
Article / Book Information

論題(和文)	分割形適応ラインエンハンサ
Title(English)	Adaptive Line Enhancers with Separated Structures
著者(和文)	渡部英二, 岡村幸雄, 西原明法
Authors(English)	AKINORI NISHIHARA
出典(和文)	電子情報通信学会論文誌(A), Vol. J79-A, No. 1, pp. 1-10
Citation(English)	Transactions of IEICE, Vol. J79-A, No. 1, pp. 1-10
発行日 / Pub. date	1996, 1
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.

分割形適応ラインエンハンサ

渡部 英二[†]

岡村 幸雄^{†*}

西原 明法^{††}

Adaptive Line Enhancers with Separated Structures

Eiji WATANABE[†], Yukio OKAMURA^{†*}, and Akinori NISHIHARA^{††}

あらまし 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システムである適応ラインエンハンサの雑音除去能力は信号雑音比改善指数によって表される。信号雑音比改善指数は適応ラインエンハンサの帯域幅が狭くなるほど高くなる。従来の適応ラインエンハンサでは、狭帯域にして信号雑音比改善指数を上げると適応係数の収束性が悪化するという両立しない問題が存在している。本論文は、これを解決するための一方法として、分割形適応ラインエンハンサを提案している。分割形適応ラインエンハンサは、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の二つの部分を有する適応ラインエンハンサである。周波数推定部は従来形の適応ラインエンハンサであり、適応係数の収束が最速になるようにその帯域幅を設定する。正弦波分離部は中心周波数が適応係数により制御される狭帯域の帯域通過フィルタである。本論文では、各部の最適設計法を導出すると共に、計算機シミュレーションによりその有効性を検証している。

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

適応ラインエンハンサ (Adaptive Line Enhancer, 以下 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]。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 [2], [5]。特に文献 [3] と [4] では、正弦波を抽出する 2 次帯域通過フィルタとして中心周波数と通過帯域幅を別々の係数で決めることができる中心周波数可変帯域通過フィルタを用いた ALE が提案されている。

ところで、ALE を実時間で実現するためには計算量を小さく抑えることが重要となる。そのための ALE の適応アルゴリズムとして平均 2 乗誤差 (Mean Square Error, 以下 MSE と略す) の瞬時値を使った確率こ

う配法 [1] が従来よく用いられている。ところが、確率こ配法をそのまま使うと、適応係数収束後の信号雑音比改善指数 (SN Ratio Improvement Figure, 以下 SNRIF と略す) が高い回路では、適応係数の収束特性が悪化するという本質的に両立しない問題が生じる [5]。SNRIF というのは ALE の雑音除去能力を示す量で、これが高いほど優れた ALE であると言える。SNRIF を高くするには、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のであるが、狭帯域にすると前述のように適応係数の収束性が悪化してしまうのである。これを回避する方法として、適応係数が収束するにつれて帯域幅を狭くしていく適応アルゴリズムが提案されている [6], [7]。この方法は確率こ配法に基づいているのではあるが、帯域幅を適応的に可変させる分だけアルゴリズムが複雑になっている。同様な方式としては、文献 [8] で適応係数収束速度の向上と収束後の係数変動の抑圧のためにこ配計算フィルタの帯域幅および適応係数更新時のステップサイズを収束の前後で切り替える方法が提案されている。但し、文献 [6] によれば適応係数収束性は文献 [8] より文献 [6] の方が優れている。また、正弦波の抽出を 4 次の帯域通過フィルタで行う ALE も提案されている [9]、適応係数の収束性を重視すると 4 次フィルタ

[†] 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 Intsitute of Technology, Tokyo, 152 Japan

* 現在, ファナック (株)

を用いても十分な SNRIF が得られない場合がある。

本論文は、アルゴリズムが簡単であるという確率こ
う配法の利点を損なわないで、SNRIF と適応係数収
束性を両立させた構成法として分割形 ALE を提案す
る [10]。これは、中心周波数と通過帯域幅を別々の係
数で決定可能なフィルタを用いることによって、未知
正弦波信号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。周波数推定部は従来形
の適応ラインエンハンサを用い、適応係数の収束が最
速になるようにその帯域幅を設定しておく。一方、正
弦波分離部は中心周波数が適応係数により制御される
狭帯域の帯域通過フィルタで構成する。すなわち、周
波数推定部で推定された未知正弦波と同一の中心周波
数を有しながら、かつ所望の SNRIF が実現されるよ
うに帯域幅を設定した帯域通過フィルタで正弦波の抽
出を行うのである。

この構成の利点は各部の最適設計が可能ということ
であるので、本論文ではそのための方法を示す。まず、
適応係数の平均変化量 [4] を用いることにより周波数
推定部の最適な帯域幅の設定法を提案すると共に、平
均変化量を用いて適応係数を安定に収束させるため
の確率こよう配法の定数 μ の一決定法も提案する。従
来この μ は適応係数が安定に収束する値を適当に与
えていただけである。次に、正弦波分離部の設計法で
あるが、高 SNRIF を得るために正弦波分離部の通過
帯域幅を過度に狭くすると、適応係数収束後の係数振
動 [11] により、未知正弦波の方をかえって減衰させ
てしまう恐れがあるので、この点を考慮した帯域幅の設
定法を示す。最後に、計算機シミュレーションにより
分割形 ALE の有効性を検証する。

2. 適応係数収束性と SNRIF

本章では準備として従来法による ALE [4] の構成、
および適応係数収束性と SNRIF について簡単に論じ
ておく。

2.1 従来法による ALE のブロック線図と各部の伝 達関数

ALE の入力 $x(k)$ に

$$x(k) = f(k) + n(k) \quad (1)$$

のような未知の正弦波 $f(k)$ と白色雑音 $n(k)$ の和が
与えられたとする。ここで、サンプリング周期は 1 に
正規化し、 k はサンプリング時間を表す変数とする。

$f(k)$ は振幅 A で角周波数 ω_0 、初期位相 θ の正弦波

$$f(k) = A \cos(\omega_0 k + \theta) \quad (2)$$

であり、この正弦波を追跡・分離するフィルタを考え
る。また、 $n(k)$ は平均値ゼロ、分散 σ_n^2 の白色ガウス
雑音である。

正弦波の追跡・分離フィルタとして、伝達関数が 2
次の可変 IIR 形帯域通過フィルタ

$$H_B(z) = \frac{(1 - \alpha_0)(1 - z^{-2})}{2\{1 - \alpha_1(k)(1 + \alpha_0)z^{-1} + \alpha_0 z^{-2}\}} \quad (3)$$

が用いられる。この伝達関数は $\alpha_1(k)$ により中心周
波数が、 α_0 により通過帯域幅がそれぞれ独立に制御
できる。中心周波数 ω_c と適応係数 $\alpha_1(k)$ の間には
 $\cos \omega_c = \alpha_1(k)$ の関係がある。

係数の更新には確率こよう配法が用いられる。そのア
ルゴリズムは、

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

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

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

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

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

の出力の時系列を表す。 $\psi(k)$ の z 変換を $\Psi(z)$ とお
くと、

$$\Psi(z) = \frac{-(1 + \alpha_0)z^{-1} X(z)H_B(z)}{1 - \alpha_1(k)(1 + \alpha_0)z^{-1} + \alpha_0 z^{-2}} \quad (8)$$

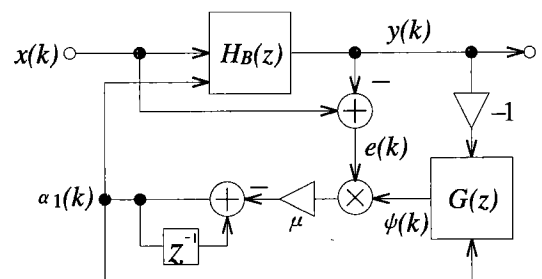


図1 従来法による ALE の構成
Fig.1 Structure of conventional ALEs.

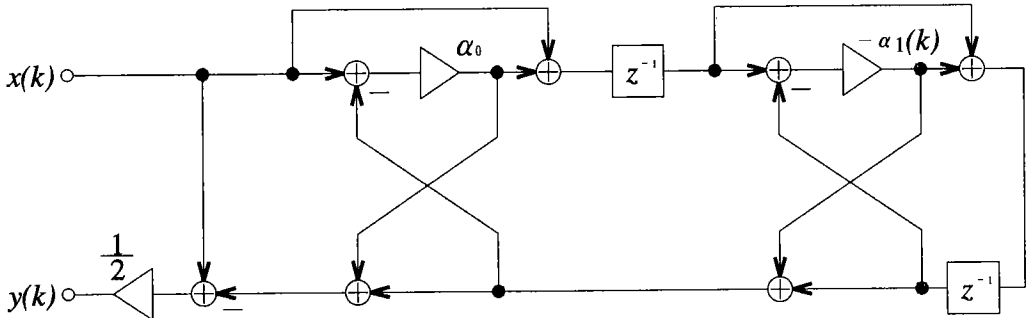


図2 ラティス構造による $H_B(z)$ の実現
Fig.2 Realization of $H_B(z)$ using a lattice structure.

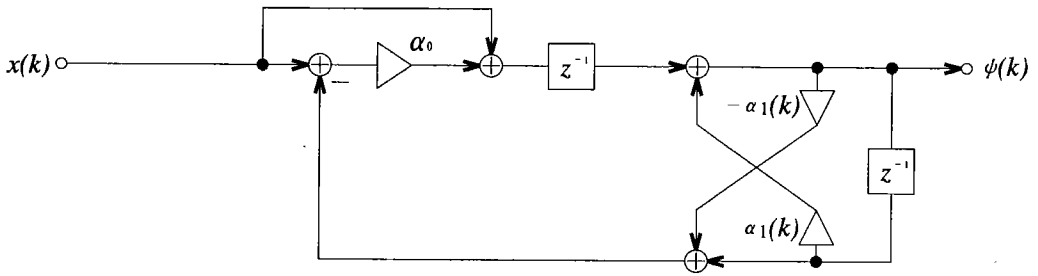


図3 ラティス構造による $G(z)$ の実現
Fig.3 Realization of $G(z)$ using a lattice structure.

となる。これから、式 (8) のこの配計算が帯域通過フィルタ $H_B(z)$ の出力 $y(k)$ の正負を反転したものを伝達関数

$$G(z) = \frac{(1 + \alpha_0)z^{-1}}{1 - \alpha_1(k)(1 + \alpha_0)z^{-1} + \alpha_0 z^{-2}} \quad (9)$$

に通すことにより行われることがわかる。この $G(z)$ をこの配計算フィルタとよぶ。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。

$H_B(z)$ と $G(z)$ をラティス構造を用いて実現すると、 $\alpha_1(k)$ と α_0 はそれぞれ一つの乗算器として実現できる [9]。 $H_B(z)$ と $G(z)$ の実現回路をそれぞれ図 2 と図 3 に示す。

2.2 MSE 曲線と収束性

適応信号処理において、適応係数は MSE を最小にするように更新されるので、ここで MSE について考察する。図 1 の ALE の場合にはその帯域消去出力 $e(k)$ が誤差出力と考えられるので、MSE は

$$\begin{aligned} \text{MSE} &= E[e(k)^2] \\ &= \frac{A}{2} |H_N(e^{j\omega_0})|^2 + \frac{\sigma_n^2}{\pi} \int_0^\pi |H_N(e^{j\omega})|^2 d\omega \end{aligned} \quad (10)$$

となる。式 (10) を α_1 をパラメータとして数値計算したものを図 4 に示す。但し、 $\omega_0 = 0.4\pi$ 、 $A = 1$ 、 $\sigma_n^2 = 0.5$ である。

このグラフから、固定係数 α_0 が大きい場合には、適応係数 $\alpha_1(k)$ が収束値から離れていると MSE の傾きは緩く、収束値の近くで急しゅんに変化することがわかる。一方、 α_0 が小さい場合には $\alpha_1(k)$ の大きさによらず MSE の傾きはほぼ一定であると言える。これより、確率この配法では $\alpha_1(k)$ の変化量は MSE の傾きに比例するので、その傾きが大きいほど $\alpha_1(k)$ の収束は速い。また、 μ は $\alpha_1(k)$ が安定に収束するために係数変化が過度に大きくなり過ぎないように制御するパラメータで、傾きの最大値に反比例するように設定される。つまり、 α_0 が大きい方が平たんな部分が多く、かつ収束値付近の急しゅんさから μ の値は小さくなるので収束が遅く、逆に傾きの大きさが全体的に一定した α_0 の小さい場合の方が収束が速いことが結論される。

2.3 SNRIF の定義と帯域通過フィルタの帯域幅および収束性

適応係数 $\alpha_1(k)$ が収束した後の ALE の評価尺度として SNRIF を考える。信号対雑音比を SNR と言い、

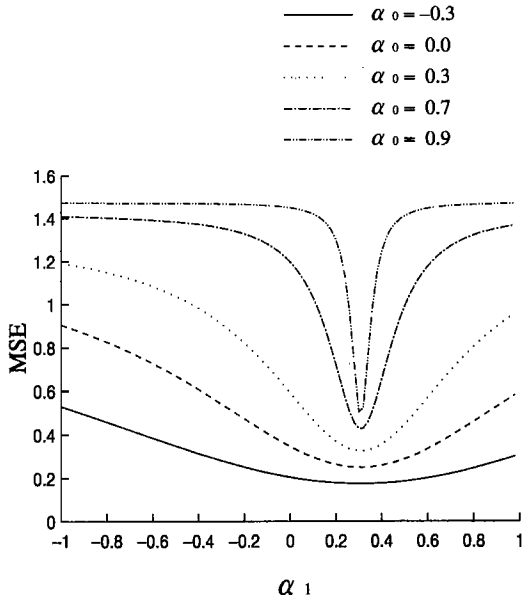


図4 MSE曲線
Fig.4 MSE curve.

式(1)のように信号成分を $f(k)$ 、雑音成分を $n(k)$ とすると、

$$SNR = \frac{E[f(k)^2]}{E[n(k)^2]} \quad (11)$$

となる。SNRIFは入力のSNRである SNR_{in} と出力のSNRである SNR_{out} の比で定義され、 $f(k)$ 、 $n(k)$ のALEの出力をそれぞれ $f_B(k)$ 、 $n_B(k)$ とすると、

$$SNRIF = \frac{SNR_{out}}{SNR_{in}} = \frac{E[f_B(k)^2]}{E[n_B(k)^2]} \frac{E[n(k)^2]}{E[f(k)^2]} \quad (12)$$

となる。係数収束後には入力正弦波は減衰を受けないと仮定すると、 $f_B(k) = f(k)$ となり、SNRIFは

$$SNRIF = \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi |H_B(e^{j\omega})|^2 d\omega \right\}^{-1} \quad (13)$$

となる[5]。

式(13)の括弧内の積分は周波数応答の2乗の積分なので、通過帯域幅が狭ければ狭いほど積分値が小さくなりSNRIFは向上する。すなわちALEの通過帯域幅の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示している。しかし、通過帯域幅を狭くするとMSE曲線は平坦な部分が多くなり、前述の

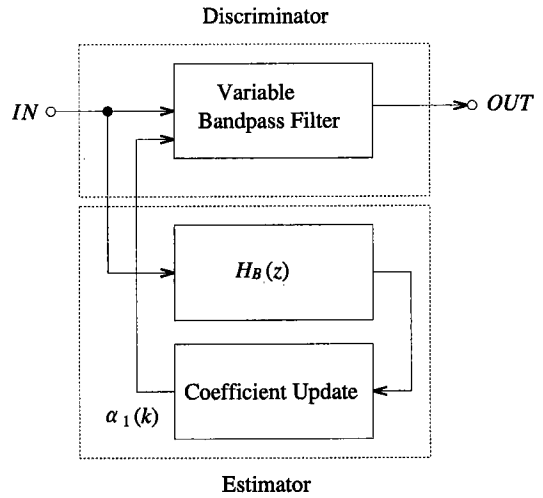


図5 分割形構成
Fig.5 Separated structure ALE.

ように収束速度は遅くなる。このように確率こう配法にはSNRIFと係数収束性は本質的に両立しないという問題がある。

3. 分割形構成法

3.1 構成の原理

前章から、係数収束速度を速くするためには固定係数 α_0 の値を小さくし、SNRIFを良くするためには通過帯域幅を狭くする、つまり、 α_0 の値を大きくしなければならないということがわかる。この両立しない特性は、未知正弦波の周波数を追跡するフィルタと正弦波を取り出すフィルタを分離することによって解決される。このための構成は図5のようになり、これを分割形構成と名付ける。

図5において、周波数推定部は従来法のALEすなわち図1である。但し、ここからはALEの出力が取り出されないところが異なる。周波数推定部では、未知正弦波の周波数に帯域通過フィルタ $H_B(z)$ の中心周波数を一致させるように、乗算器係数 $\alpha_1(k)$ を適応的に修正する。このとき収束速度が最も速くなるように固定係数 α_0 を設定する。

正弦波分離部は $H_B(z)$ と同じ中心周波数を有する帯域通過フィルタであり、高いSNRIFを実現するために $H_B(z)$ に比べより狭帯域にしておく。その中心周波数は $H_B(z)$ と同様に乗算器係数 $\alpha_1(k)$ によって制御される回路構造とする。こうすることにより、正弦波分離部の中心周波数を周波数推定部で追跡される

表1 演算量の比較

Table 1 Comparison of the number of adders and multipliers.

	加算器数	乗算器数	合計
FVSVA	24	30	54
SFSVSA	16	22	38
本構成法	20	9	29

未知正弦波の周波数に合わせることができる。 $\alpha_1(k)$ によって中心周波数を制御可能な帯域幅一定の帯域通過フィルタは、任意の低域通過フィルタ $H_L(z)$ に対して

$$z^{-1} \rightarrow -z^{-1} \frac{-\alpha_1(k) + z^{-1}}{1 - \alpha_1(k)z^{-1}} \quad (14)$$

と変換することにより得られる[12]。従って、正弦波分離部には高次のフィルタを容易に用いることができる。あるいは、周波数推定部と同じ構造で α_0 のみを変えたものでもよい。

以上のように、分割形 ALE では未知正弦波を追跡する部分と分離する部分を独立にかつ最適に設計することができるので、適応係数の収束性と SNRIF を両立させることができる。但し、正弦波分離部をつける分だけ従来法[4]より構造は複雑になる。また、文献[6]および文献[7]の帯域幅を適応的に可変させる方法と比べると、正弦波分離部の次数を2次としたときの本構成法に必要な2次ブロックの数は3個であり、文献[6]より1個少なく文献[7]と同じである。そこで表1に本構成法と文献[6]の高速高安定化ステップサイズ連続変化アルゴリズム (FVSVA) および文献[7]の高速高安定簡略化ステップサイズ連続変化アルゴリズム (SFSVSA) の加算器数と乗算器数の比較を示す。この表において加算器数は3入力加算器は2個の2入力加算器と数えると共に、0.5倍と2倍の乗算はシフト演算で実現できるので乗算器としては数えていない。表1からわかるように本構成法は文献[6]および[7]に比べて乗算器数の削減効果大きい。

3.2 周波数推定部の最適設計

3.2.1 平均変化量による μ の一決定法

確率こう配法アルゴリズムで適応係数が安定に収束するための定数 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、この定数 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。そこで、 μ の値を決定するため

の一つの方法として、 $\alpha_1(k)$ の平均変化量を用いたものを提案する。

まず、 $\alpha_1(k)$ の平均変化量を求める。入力として正弦波だけの場合を考え、更新による適応係数の変化は微小で ALE は線形時不変システムとみなせるとして解析を行う。この場合 $e(k)$ および $\psi(k)$ も、正弦波に対する線形時不変フィルタの出力なので正弦波となる。そこで、伝達関数 $H_N(z)$, $H_B(z)$, $G(z)$ の振幅特性をそれぞれ A_N , A_B , A_G とし、位相特性をそれぞれ θ_N , θ_B , θ_G とすると

$$e(k) = A_N \cos(\omega_0 k + \theta + \theta_N) \quad (15)$$

$$\psi(k) = -A_B A_G \cos(\omega_0 k + \theta + \theta_B + \theta_G) \quad (16)$$

と表せる。更新アルゴリズムは

$$\alpha_1(k+1) = \alpha_1(k) - \mu e(k)\psi(k) \quad (17)$$

であるので、係数更新1回あたりの α_1 の変化量の平均を $\Delta\alpha_1$ とすると

$$\begin{aligned} \Delta\alpha_1 &= E[\alpha_1(k+1) - \alpha_1(k)] \\ &= \frac{\mu}{2} A_N A_B A_G \cos(\theta_B + \theta_G - \theta_N) \\ &= \frac{\mu}{2} A^2 \text{Re}[H_N(e^{-j\omega_0})H_B(e^{j\omega_0})G(e^{j\omega_0})] \end{aligned} \quad (18)$$

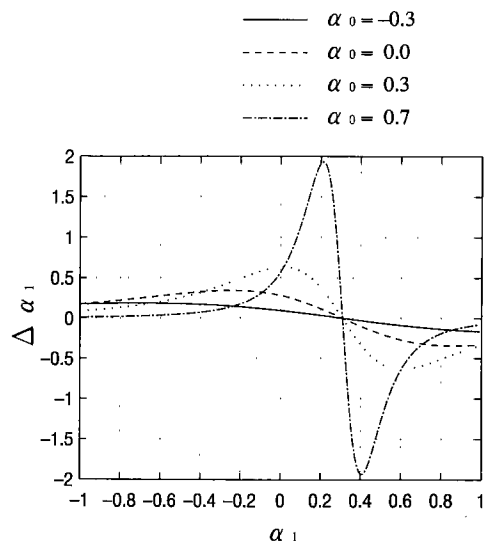
が得られる[4]。これに式(3)、式(7)および式(9)を代入すると

$$\begin{aligned} \Delta\alpha_1 &= \frac{\mu A^2}{2} \\ &\times \frac{4(\alpha_0 - 1)(\alpha_1 - \cos \omega_0) \sin^2 \omega_0}{\{(1 + \alpha_0)^2(1 - 2\alpha_1 \cos \omega_0 + \alpha_1^2)4\alpha_0 \sin^2 \omega_0\}^2} \end{aligned} \quad (19)$$

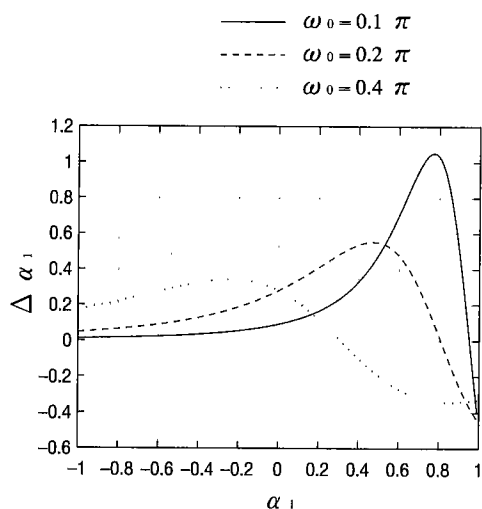
となる。式(19)を数値計算したものが、図6である。但し、(a)は $\omega_0 = 0.4\pi$ のとき α_0 をパラメータとし、(b)は $\alpha_0 = 0$ のとき ω_0 をパラメータとしたものである。いずれの図においても、 $\mu = 2$, $A = 1$ である。

α_0 の値が大きい場合や入力信号に含まれる正弦波の周波数が低い場合に、 $\alpha_1(k)$ の平均変化量の最大値が大きくなるのがわかる。式(19)から $\alpha_1(k)$ の平均変化量の絶対値の最大値 $|\Delta\alpha_1|_{max}$ は

$$|\Delta\alpha_1|_{max} = \frac{\mu A^2 3\sqrt{3}}{2 \cdot 16} \frac{1}{(1 - \alpha_0) \sin \omega_0} \quad (20)$$



(a) $\omega_0 = 0.4\pi$



(b) $\alpha_0 = 0$

図6 $\alpha_1(k)$ の平均変化量
Fig.6 Mean values of $\alpha_1(k)$.

となる。但し、 $|\alpha_0| < 1$, $0 < \omega_0 < \pi$ である。

適応係数の変化が入力信号の変化よりも十分小さいとみなせるためには、 $\alpha_1(k)$ の平均変化量の絶対値の最大値 $|\Delta\alpha_1|_{max}$ が入力信号 $A \cos(\omega_0 k + \theta)$ の変化量の絶対値の最小値よりも十分小さければよい。入力信号の変化量の絶対値は

$$A|\cos\{\omega_0(k+1) + \theta\} - \cos(\omega_0 k + \theta)|$$

であるが、 k が正の整数であることを考慮するとその

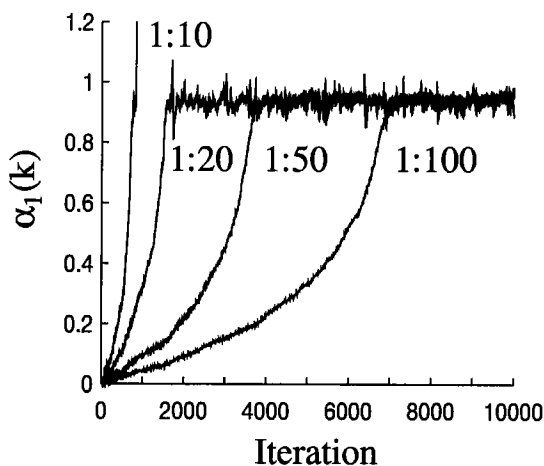


図7 μ の値による収束特性の変化
Fig.7 Convergence characteristics of adaptive coefficients.

最小値は

$$A(1 - \cos \omega_0) \tag{21}$$

となる。ここで、入力信号に含まれる正弦波の周波数の下限が先見の情報として得られていると仮定し、それを $\omega_{0(low)}$ とする。そうでない場合は、 $\omega_{0(low)}$ を収束保証下限周波数として設計時に与える定数とする。いずれにしても、 $\omega_{0(low)}$ 以上の周波数の未知正弦波に対して適応係数が収束するように μ を決定することにする。また、振幅 A に関しても最大振幅を仮定する。そうすると、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

$$|\Delta\alpha_1|_{max} \ll A(1 - \cos \omega_{0(low)}) \tag{22}$$

のようになる。そして、式 (22) が成り立つように μ を決めれば、 $\alpha_1(k)$ が安定に収束する。

ここで、式 (22) の右辺と左辺の比がどのくらいであれば、この十分小さいという条件が満足されるのかを計算機シミュレーションにより調べてみる。シミュレーションは $\alpha_0 = 0$, $A = 1$, 収束保証下限周波数と入力周波数はともに $\pi/10$ なる条件で行う。 μ の値は 0.0009315, 0.001863, 0.004658 および 0.009315 とする。これらに対応する式 (22) の右辺と左辺の比はそれぞれ 1 対 100, 1 対 50, 1 対 20 および 1 対 10 である。SNR が 0 dB のときの結果を図 7 に示す。この計算機シミュレーションから、1 対 10 のときは適応係数が安定範囲を飛び出して振動し収束せず、1 対 20 では収

束するが収束後の係数変動が大きい, 1 対 100 では収束速度が遅いことがわかる. 従って, 式 (22) の右辺と左辺の比は, 収束後の係数変動と収束速度の両立という点で, 1 対 50 程度であればよいことが確認される. 従って, 式 (20) を式 (22) に代入して

$$\mu \cong \frac{16\sqrt{3}(1-\alpha_0)\sin\omega_0(\text{low})(1-\cos\omega_0(\text{low}))}{225A} \quad (23)$$

を μ の決定式とする.

3.2.2 収束回数による α_0 の決定法

周波数推定部は適応係数の収束速度ができるだけ速くなるように設計される. そこで, 係数収束回数 N を求めてみると,

$$N = \int_{\alpha_1(0)}^{\cos\omega_0 - \varepsilon} \frac{1}{\Delta\alpha_1} d\alpha_1 \quad (24)$$

のように $\alpha_1(k)$ の平均変化量を用いて求められる [4]. これを α_0 をパラメータとして数値計算すると図 8 となる. $\alpha_0 = 0$ のときが全域において平均的に収束が速く, また, α_0 が 1 に近づくほど, $\alpha_1(0)$ から収束値が離れたときの収束回数は急激に増加していることがわかる. このことは MSE 曲線から適応係数 $\alpha_1(k)$ の収束速度を推定したことによく一致している. よって, 収束回数から α_0 を決めると $\alpha_0 = 0$ が最適な値と考えられる.

3.3 正弦波分離部の設計法

正弦波分離部の帯域通過フィルタを図 9 のようにモデル化して表すと, SNRIF は式 (13) から

$$\text{SNRIF} = \{\omega_B + B^2(\pi - \omega_B)\}^{-1} \quad (25)$$

となる. 従って, 所望の SNRIF を得るためには, 図 9 の仕様で帯域幅一定の中心周波数可変帯域通過フィルタを設計する.

通常の帯域通過フィルタでは図 9 の B の値は十分小さい量であるので, SNRIF を良くするためには, 正弦波分離部のフィルタの通過帯域幅を狭帯域にすればよい. しかし, 雑音の影響により適応係数 $\alpha_1(k)$ は定常状態において最適値にはならず, 雑音がないときに収束する最適値 $\cos\omega_0$ と $\alpha_1(k)$ の間に誤差が存在する [11]. この誤差を $\delta\alpha_1(k)$ とすると

$$\delta\alpha_1(k) = \alpha_1(k) - \cos\omega_0 \quad (26)$$

となり, $\alpha_1(k)$ は本来の収束値 $\cos\omega_0$ の周りで微少な振動を繰り返す. このため, 通過帯域幅を狭くし過

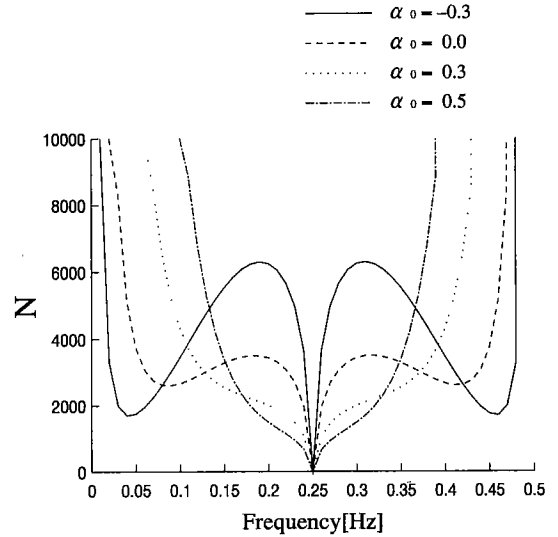


図 8 収束回数の推定
Fig. 8 Estimation of the numbers of iteration times.

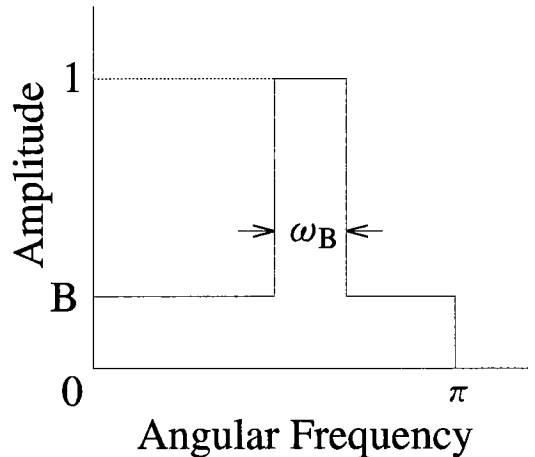


図 9 帯域フィルタのモデル化
Fig. 9 Schematic model of bandpass filters.

ぎると, 入力に含まれる正弦波の周波数と正弦波分離部の中心周波数がずれることにより正弦波の方が減衰し, かつ SNRIF が低下することとなる. 従って, 定常状態における適応係数 $\alpha_1(k)$ の誤差を考慮して, 未知正弦波が減衰しないように正弦波分離部の帯域幅を設計する必要がある.

ここで, 文献 [11] の方法に従って $\delta\alpha_1(k)$ の分散 σ_1^2 を計算すると

$$\sigma_1^2 = \frac{\sigma_n^2}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{\mu A \beta}{1 - (1 - \frac{\mu}{2} A^2 \beta^2) e^{-j\omega}} \right|^2 P(\omega) d\omega \quad (27)$$

が得られる。但し、 $P(\omega)$ は分散が1の白色雑音に対する周波数推定部の帯域通過フィルタ $H_B(z)$ の応答のパワースペクトルである。 σ_1^2 の値は未知正弦波のSNRと周波数が低いときや、 α_0 の値が小さいときに大きな値になる [11]。更に、正弦波分離部の中心周波数 ω_c と適応係数 $\alpha_1(k)$ の間には $\cos \omega_c = \alpha_1(k)$ の関係があるので、正弦波分離部の中心周波数の誤差は未知正弦波の周波数が低いほど大きくなる。よって、正弦波分離部の設計は最低入力周波数のときに未知正弦波のSNRが最も低いときを仮定して行うのが妥当である。

仮に $\delta\alpha_1(k)$ が平均0のガウス過程であるならば、 $\delta\alpha_1(k)$ の値は68%の確率で $\pm\sigma_1$ の範囲内に収まるので、収束保証下限周波数 $\omega_{0(low)}$ を用いて

$$\omega_B = 2\{\cos^{-1}(\cos(\omega_{0(low)}) - \sigma_1) - \omega_{0(low)}\} \quad (28)$$

とすれば、未知正弦波の減衰は高い確率で抑えられる。しかしながら実際にガウス過程である保証はないので、適当な正定数 m を使って

$$\omega_B = 2\{\cos^{-1}(\cos(\omega_{0(low)}) - m\sigma_1) - \omega_{0(low)}\} \quad (29)$$

として ω_B を決定する。但し、適切な m の与え方は今後の課題とする。

4. 構成例

本章では、提案する構成法の有効性を計算機シミュレーションにより確認する。入力として角周波数 $\omega_0 = \pi/3$ の正弦波が $SNR_{in} = 0\text{dB}$ で雑音に埋もれていたとする。このときの適応係数の収束の様子を文献 [4] と比較したものを図 10 (a) に示す。同図で ALE を構成する各パラメータのうち収束速度に関係あるものは次のように設定した。本構成法の周波数推定部では $\alpha_0 = 0$ とし、文献 [4] の構成法では $\alpha_0 = 0.9$ とした。そして、収束保証入力周波数の下限を $\pi/10$ として μ の値を、本構成法では $\alpha_0 = 0$ より $\mu = 0.001863$ 、従来法では $\alpha_0 = 0.9$ より $\mu = 0.000098$ のように決定した。適応係数の初期値は本構成法および文献 [4]

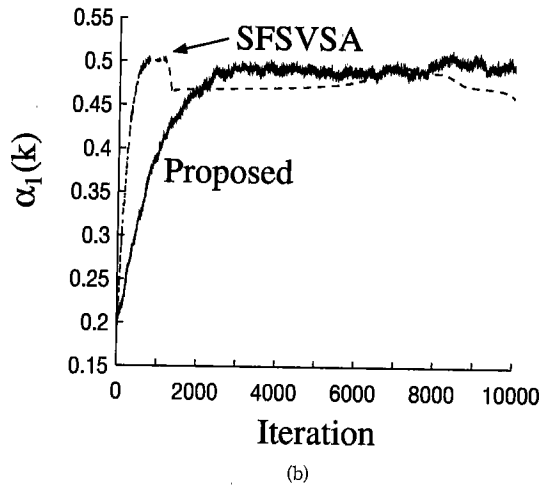
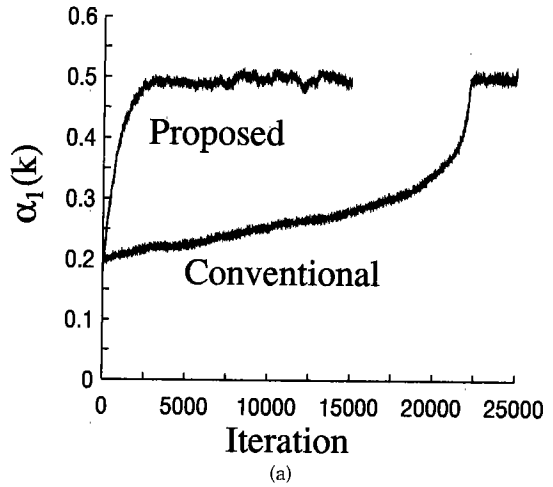


図 10 適応係数の収束特性の比較
Fig. 10 Comparison of convergence characteristics of adaptive coefficients.

とも $\alpha_1(0) = 0.2$ とした。図 10 からわかるように、分割形 ALE は速い収束特性を示している。

次に、図 10 (a) と同じ条件下で文献 [7] の SFSVSA と収束特性を比較したものを図 10 (b) に示す。SFSVSA のパラメータは基本的には文献 [7] の例題にあるものを採用し、図 10 (a) と条件を合わせるため入力の SNR と適応係数の初期値をそれぞれ $SNR_{in} = 0\text{dB}$ および $\alpha_{0min} = \alpha_0 = 0.2$ と変更した。図 10 (b) からわかるように、本構成法は収束速度は文献 [7] の SFSVSA に比べ遅いが、収束後の定常偏差は少なくなっている。本構成法では入力周波数の下限 $\pi/10$ に対して実際の入力正弦波の周波数が $\pi/3$ であるので、

表2 正弦波の減衰量と SNRIF
Table 2 Comparison of SNRIF.

	従来法	本構成法	
		$\alpha_0 = 0.9$	$\alpha_0 = 0.98$
減衰量 [dB]	0.0094	0.044	0.71
SNRIF [dB]	12.8	12.7	18.8

μ の値には余裕がある。 μ の値をもう少し大きくすれば収束速度は改善される。本構成法では適応係数収束後に細かな係数変動があるが、変動の分散が式 (27) で与えられることから、変動を抑制する一つ的手段としては、収束速度が少し犠牲になるが、 α_0 の値を 0 より若干大きくすることが考えられる。

最後に、SNRIF の比較を行う。但し、式 (29) の m の有効な算出法がまだ導出されていないので、正弦波分離部に式 (3) の形の 2 次帯域通過フィルタを用いてその α_0 の値を 0.9 と 0.98 にしたときの正弦波の減衰量と SNRIF の比較を行う。正弦波の減衰量と SNRIF は、入力信号が既知であることを利用して、適応係数収束後の ALE の出力信号から実際に信号電力と雑音電力を計算することにより求める。その結果を表 2 に示す。本構成法の $\alpha_0 = 0.9$ と従来法とは正弦波分離能力においては同等であるが、適応計算部の μ の値が従来法の方が小さい分だけ適応係数収束後の係数変動が少なくなり、そのため正弦波の減衰が減るので、従来法の方が SNRIF がわずかによい。本構成法の $\alpha_0 = 0.98$ は、正弦波の減衰が $\alpha_0 = 0.9$ に比べ増えているが、それ以上に雑音の除去も行われているので、全体として優れた SNRIF が得られている。

以上より、分割形 ALE は適応係数収束特性と SNRIF を両立させた構成法であることが裏づけられる。

5. むすび

本論文では、従来の確率こう配法を用いる ALE に存在した係数収束性と収束後の特性が両立しないという問題を解決するために、分割形 ALE を提案した。分割形 ALE では、ALE の構成を周波数推定部と正弦波分離部の二つの部分に分割することにより、この点の克服を図った。このように構成することの利点は、各部の最適設計が可能になることであるので、本論文では、そのための設計法を示した。まず、適応係数の平均変化量を用いて周波数推定部の最適な帯域幅の設定法確率こう配法の定数 μ の決定法を提案した。次に、適応係数収束後の係数振動による未知正弦波の減衰を

防ぐことが可能な正弦波分離部の設計概念を示した。最後に、計算機シミュレーションにより、分割形 ALE では適応係数の収束特性と SNRIF の両方が改善されることを示し、その有効性を検証した。

今後の課題としては、正弦波分離部の具体的設計法の検討がある。すなわち、正弦波分離部の帯域幅決定式である式 (29) の m の値の決定法を考える必要がある。

謝辞 日ごろから御指導頂き、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、研究の初期段階で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、および計算機シミュレーションに御協力頂いた芝浦工業大学大学院生の真生英児君に感謝する。

文 献

- [1] B. Widrow et al, "Adaptive noise cancelling: principle and applications," Proc. IEEE, vol.63, no.12, pp.1692-1716, Dec. 1975.
- [2] D.V.B. Rao and S.Y. Kung, "Adaptive notch filtering for retrieval of sinusoids in noise", IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., vol.ASSP-32, no.8, pp.791-802, Aug. 1984.
- [3] K. Martin and M.T. Sun, "Adaptive filters suitable for real-time spectral analysis," IEEE Trans. Circuit & Syst., vol.CAS-33, no.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, May 1989.
- [5] T. Kwan and K. Martin, "Adaptive detection and enhancement of multiple sinusoids using a cascade IIR filter," IEEE Trans. Circuit & Syst., vol.CAS-36, no.7, pp.937-947, July 1989.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 金城繁徳, 神林紀嘉, "改良型確率こう配法を用いた IIR 型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.
- [9] 渡部英二, 岡村幸雄, 西原明法, "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," 信学論 (A), vol.J77-A, no.11, pp.1605-1607, Nov. 1994.
- [10] 渡部英二, 岡村幸雄, 西原明法, "分割形構成適応ラインエンハンサ," 第 6 回回路とシステム軽井沢ワークショップ, pp.321-326, April 1993.
- [11] 西村正太郎, 金 定局, 平野浩太郎, "正規化こう配法を用いた適応ディジタルノッチフィルタの定常特性," 信学論 (A), vol.J73-A, no.4, pp.908-910, April 1990.

[12] 武部 幹, デジタルフィルタの設計, 東海大学出版会, 1986.

(平成7年4月17日受付, 7月31日再受付)



渡部 英二 (正員)

昭56電通大・電気通信・電波通信卒。昭58同大大学院修士課程了。昭61東工大大学院理工・電子物理博士後期課程了。工博。同年同大大学院総合理工・物理情報助手。平3芝工大・システム工・電子情報システム講師。平7同助教授。現在に至る。デジタルフィルタを中心に離散時間回路網の構成と実現の研究に従事。IEEE会員。



岡村 幸雄

平5東工大・工・電気電子卒。現在同大大学院総合理工・物理情報修士課程在学中。信号処理の研究に従事。



西原 明法 (正員)

昭48東工大・工・電子物理卒。昭53同大学院博士課程了。工博。同年より同大勤務。現在、同大工学部電子物理工学科助教授。回路理論、電子回路、信号処理等の研究。教育に従事。信号処理用プロセッサのコンパイラ等にも興味をもつ。IEEE, EURASIP, ECS会員。