

研究速報

適応フィルタのためのスクランブル処理を用いた信号の白色化

山田 洋士^{†a)} (正員) 貴家 仁志^{††} (正員)
 神林 紀嘉^{†††} (正員)

A Pre-Whitening Technique for Adaptive Filters
 Utilizing Scrambling Method by PN Sequence
 Yoji YAMADA^{†a)}, Hitoshi KIYA^{††}, and
 Noriyoshi KAMBAYASHI^{†††}, *Regular Members*

[†] 石川工業高等専門学校電子情報工学科, 石川県
 Ishikawa National College of Technology, Ishikawa-ken, 929-0392 Japan

^{††} 東京都立大学大学院電気工学専攻, 八王子市
 Graduate School of Engineering, Tokyo Metropolitan University, Hachioji-shi, 192-0397 Japan

^{†††} 長岡技術科学大学電気系, 長岡市
 Nagaoka University of Technology, Nagaoka-shi, 940-2188 Japan

a) E-mail: yyama@ishikawa-nct.ac.jp

あらまし 入力信号の有色性は、こう配型の適応アルゴリズムにおいて収束特性の劣化をもたらす要因の一つとなっている。本論文では、適応フィルタの入力信号の白色化に PN (Pseudorandom Noise) 系列を利用する手法を提案する。具体的には、レベル値が ± 1 の PN 系列を考え、これを入力信号に乗じる操作により、信号の白色化を行う。提案法は、直流成分が重畳するランダム入力信号を白色化する場合にも有効である。

キーワード 有色性, 適応フィルタ, 白色化, 直流オフセット, M 系列

1. まえがき

一般に適応フィルタ (ADF) の入力信号の平均は 0 である、すなわち直流 (DC) オフセットなしと仮定される [1], [2]。平均が 0 でない場合には、平均値を推定し信号から引く処理を行う必要がある。信号の平均値が変動する場合には、変動のたびにこの処理が必要となる。平均 0 の仮定が成立しない場合には、正しい解への収束が保証されない。

更に、入力信号の有色性は、多くの適応アルゴリズムにおいて収束特性の劣化をもたらす要因の一つとなっている。例えば、LMS (Least Mean Square) アルゴリズム [1] に代表されるこう配法に基づく適応アルゴリズムは、演算量の少なさ・実装の容易さなどの点で広く利用されているが、入力信号の有色性により収束特性が大幅に劣化することはよく知られている。

信号の有色性の問題に対し、従来から多くの改善法

が提案されている。例えば、DCT (Discrete Cosine Transform) やアダマール変換などの直交変換を用いてタップ信号ベクトルの白色化を行う変換領域適応フィルタ [3], [4] や、相関予測を行い信号の白色化を行う手法 [5] などがこれまでに提案されている。しかし、変換領域適応フィルタでは、使用される変換法によって改善可能な有色性が限定されてしまう問題がある。また、相関予測を行う手法では、予測の追従性の観点から時变的な信号に対する追従特性が劣化する点などが問題となる。

本論文では、適応フィルタの入力信号の白色化に PN (Pseudorandom Noise) 系列を利用する手法を提案する。具体的には、レベル値が ± 1 の PN 系列を考え、これを入力信号に乗じるスクランブル処理により、信号の白色化を行う。PN 系列は、1 または 0 の 2 値レベル値からなる M 系列 (MLS: Maximum Length Sequence) [6], [7] において、レベル 0 を -1 に置き換えることにより生成する。

M 系列の性質として、周期が長い擬似ランダム系列をわずかな演算量負担で生成でき、そのパワースペクトルは広い周波数範囲にわたって一定であることが知られている。このため、提案法では信号の種類や性質に依存せず信号を白色化し、かつ信号の平均を 0 にする効果が期待できる。適応フィルタ及び未知システムの入力信号に対して PN 系列に乗じるという処理の制約から、現段階では提案法を適用可能な応用は限定される。しかし、有用ないくつかの応用において、提案法を適用することができる。

2. 提案法と直流オフセットの影響

2.1 提案する白色化手法

提案する白色化手法を、システム同定に適用する場合の構成図を図 1 に示す。図 1 において、 $x_c(n)$ は白色化したい入力信号であり、 $x(n)$ に 1 または -1 の値からなる PN 系列値 $a(n)$ を乗ずることにより擬似

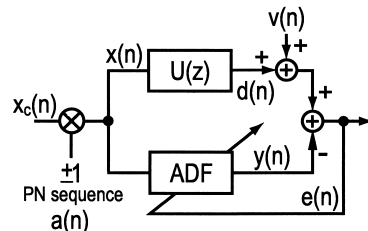


図 1 提案する白色化手法

Fig.1 Adaptive filter employing proposed pre-whitening technique.

白色化信号 $x(n)$ を生成する。すなわち、

$$x(n) = a(n)x_c(n) \quad (1)$$

となる。

ただし、提案法が適用可能であるためには、図 1 に示すように適応フィルタ及び未知システム $U(z)$ の入力信号 $x_c(n)$ に対しスクランブル処理を施すことが可能である必要がある。この条件は、すべての適応フィルタの応用で成立するとは限らない。しかし、一例として通信路がデジタル伝送である系に適応フィルタをエコーキャンセラとして適用し、既知のトレーニング信号を送出する場合には、上記の条件は満たされる。このほか、能動騒音制御においてオンライン 2 次経路推定を行う場合 [8] ~ [10] などにも、上記の条件が成立すると考えている。

PN 系列としては、図 2 に示す p 段の遅延器で構成した帰還付きシフトレジスタで生成する p 次の M 系列を使用する [7]。図 2 において、 f_j は M 系列を発生する際に用いる原始多項式の係数を表す。 $a_i, a_{i+1}, a_{i+2}, \dots, a_{i+p-1}$ は時刻 i におけるシフトレジスタの値に相当し、 f_j 及び a_i はそれぞれ 0 または 1 の値をもつ。また、式 (2) 及び図 2 の加算はガロア体 GF(2) 上の加算であり、0 及び 1 の 2 値に対する排他的論理和に相当する。

時刻 n における図 2 の回路が生成する系列は、次式で与えられる。

$$a_{i+n} = \sum_{j=0}^{p-1} f_j a_{i+j} \quad (2)$$

ここで、次式で表される $f(x)$ は特性多項式と呼ばれる。

$$f(x) = \sum_{j=0}^{p-1} f_j x^j \quad (f_0 \neq 0, f_n = 1) \quad (3)$$

係数 $f_j = 1$ は、図 2 において対応するシフトレジス

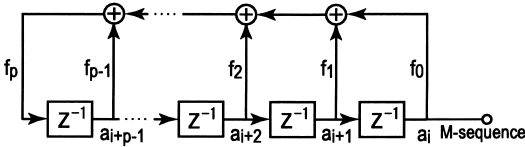


図 2 M 系列の生成回路

Fig. 2 Block-diagram representation of a MLS generation scheme.

タ値を帰還するパスの存在を表し、 $f_j = 0$ は帰還パスが存在しないことを表す。

p 次の M 系列は、周期 $M_p = 2^p - 1$ を有する周期数列である。特性多項式を原始多項式に選び、シフトレジスタ値 a_i を任意の値（すべて 0 は除く）として M 系列を生成すれば、ランダム性が高い擬似ランダム系列を得ることができる。系列 a_{i+n} は値 0 または 1 をとるが、値 0 を -1 にレベル変換を行い、PN 系列値 $a(n)$ とする。

2.2 M 系列の直流オフセット [7]

p 次の M 系列は、周期 $M_p = 2^p - 1$ の周期系列であり、1 周期内に 1 が 2^{p-1} 個、 -1 が $2^{p-1} - 1$ 個出現する。このため、M 系列の平均値は厳密には 0 ではない。平均値を厳密に 0 にするには、以下の補正項 δ をスクランブル処理後の系列から減算する必要がある。

$$\delta = \frac{1}{2^p - 1} \quad (4)$$

p を大きくすれば、 δ を限りなく 0 に近づけることができ、実質的に式 (4) の補正を省略することができる。

2.3 直流オフセットの影響

入力信号の直流オフセットの影響をまとめる [12]。 $x(n)$ を図 1 における入力信号ベクトルとし、 $d(n)$ 及び $y(n)$ をそれぞれ所望信号、 $v(n)$ を付加雑音とする。このとき、自己相関行列 R_{xx} 、相互相関ベクトル P_{xz} 、 P_{xd} 、 P_{xv} を以下に定義する。

$$R_{xx} = E[x(n)x^t(n)] \quad (5)$$

$$P_{xz} = E[x(n)z(n)] \quad (6)$$

$$P_{xd} = E[x(n)d(n)] \quad (7)$$

$$P_{xv} = E[x(n)v(n)] \quad (8)$$

ただし、 $z(n) = d(n) + v(n)$ とおいた。

最適 ADF 係数を h_{opt} と定義すると、 h_{opt} は正規方程式から次式となる。

$$h_{opt} = R_{xx}^{-1} P_{xz} \quad (9)$$

$$= R_{xx}^{-1} P_{xd} + B \quad (10)$$

$$= h_u + B \quad (11)$$

上式で、 h_u は未知システムのインパルス応答であり、

$$B = R_{xx}^{-1} P_{xv} \quad (12)$$

である。

上式より, $x(n)$ または $v(n)$ に直流成分が存在する場合, $B \neq 0$ となり適応フィルタの収束値が不正確となる. 提案法は, 以上の直流オフセットの影響を改善する効果があることを次に示す.

3. 白色化効果の確認

3.1 有色性の改善

提案法による白色化効果を確認するため, 1次 AR (Autoregressive) 過程を入力信号として用いた場合の白色化効果をシミュレーションにより確認する. 平均 $m = 0$, 分散 $\sigma^2 = 1$ のガウス性白色雑音を次式の $C(z)$ に通過させ, AR 係数 q の AR 過程として有色化した信号 $x_c(n)$ を生成する.

$$C(z) = \frac{1}{1 - qz^{-1}} \tag{13}$$

$x_c(n)$ を次数 $p = 31$ の PN 系列 $a(n)$ によりスクランブル処理して入力信号 $x(n)$ を生成し, 図 1 の構成により NLMS (Normalized Least Mean Square) アルゴリズムを用いてシステム同定を行った. その他のシミュレーション条件は, 以下のとおりである.

- 未知インパルス応答: $L = 101$ (窓関数法カットオフ周波数 $f_c = 0.3$ で設計, Hann 窓使用)
- ADF フィルタ長: $N = 101$
- AR 係数: $q = 0$ (白色), $0.6, 0.9$
- ステップサイズ: $\alpha = 0.9$
- M 系列の原始多項式: $f(x) = x^{31} + x^3 + 1$ [11]
- 試行回数: 50 回
- 付加雑音: なし
- 演算精度: 32 bit 浮動小数点演算

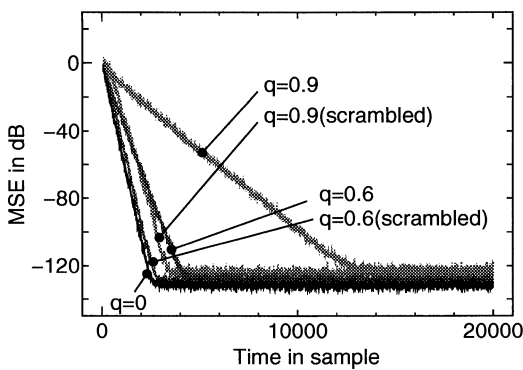


図 3 1 次 AR 過程入力時のスクランブル処理の効果 (付加雑音なし)
Fig. 3 MSE convergence curve for scrambled AR inputs ($S/N = -\infty$ [dB]).

評価量は, 次式で示される平均 2 乗誤差 (MSE) とした.

$$\text{MSE} = 10 \log_{10} E[e^2(n)] \text{ [dB]} \tag{14}$$

図 3 から, AR 係数 $q = 0.9$ 及び 0.6 の場合の収束速度が, 提案法のスクランブル処理により改善されていることがわかる. なお $q = 0$ の場合は, スクランブル処理の有無による収束特性の変化はない.

表 1 に, シミュレーションで用いた入力信号 $x(n)$ の自己相関関数行列 ($N \times N$) の最大固有値 λ_{max} と最小固有値 λ_{min} の比の数値計算結果を示す. ただし, 固有値の計算に必要な自己相関値 $R(\tau)$ は信号点数 $K = 1 \times 10^5$ として次式の数値計算により求めた.

$$R(\tau) = \frac{1}{K - \tau} \sum_{i=0}^{K-1-\tau} x(K-1-i)x(K-1-i-\tau) \tag{15}$$

表 1 より, $q = 0.9$ 及び 0.6 のいずれの場合にも, スクランブル処理により固有値の比が 1 に近づいており, 白色化効果を確認できる.

表 1 1 次 AR 過程に対するスクランブル処理と自己相関行列の固有値の広がりの変化

Table 1 Eigenvalue spread for correlated and scrambled signals.

AR coefficients	$\lambda_{max}/\lambda_{min}$
0.6	16.9
0.6 (scrambled)	1.21
0.9	359
0.9 (scrambled)	1.29

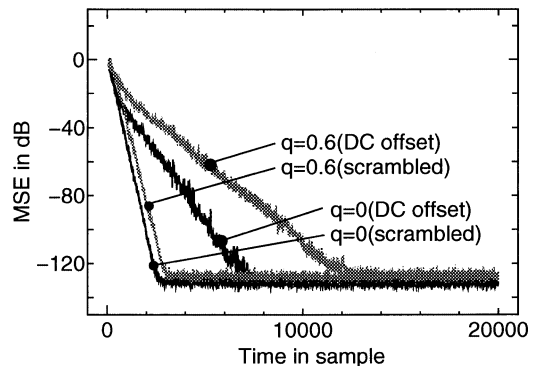


図 4 直流オフセットを重畳した入力信号に対するスクランブル効果 (付加雑音なし)
Fig. 4 MSE convergence curve for signals with fixed DC offset ($S/N = -\infty$ [dB]).

表 2 直流オフセットによる自己相関行列の固有値の広がりの変化

Table 2 Eigenvalue spread for DC biased and scrambled signals.

AR coefficients	$\lambda_{max}/\lambda_{min}$
0.0 (DC biased)	16.4
0.0 (scrambled)	1.19
0.6 (DC biased)	253
0.6 (scrambled)	1.21

3.2 直流オフセットの改善

図 4 は、直流オフセットを重畳した入力信号に対する MSE の収束特性のシミュレーション結果である。シミュレーション条件は、図 3 と同じであるが、入力信号として以下に示す 4 種類の信号を使用した。

- (1) 平均 $m = 0$ 、分散 $\sigma^2 = 1$ のガウス性白色雑音に直流オフセット 0.38 を重畳
- (2) 信号 (1) をスクランブル処理した信号
- (3) 図 3 の $q = 0.6$ の 1 次 AR 過程に直流オフセット 0.38 を重畳
- (4) 信号 (3) をスクランブル処理した信号

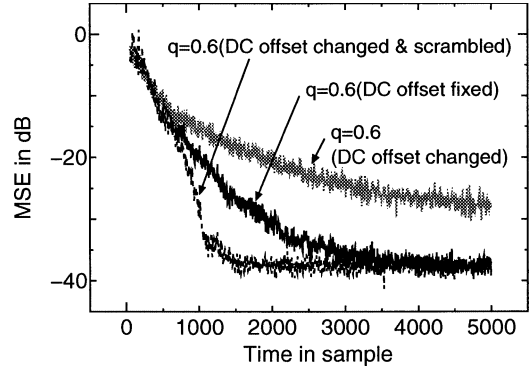
上記の 4 種類の信号は、それぞれ表 2 に示した自己相関行列の固有値の広がりを有する。表 1 と表 2 を比較すると、信号 (1) のガウス性白色雑音は直流オフセット値 0.38 の重畳により、表 1 の $q = 0.6$ の 1 次 AR 過程と同様に固有値が広がるのがわかる。また信号 (3) は、 $q = 0.6$ の AR 過程に直流オフセット 0.38 を重畳することにより、有色性がより増大した信号になっている。図 4 及び表 2 より、提案法のスクランブル処理によりいずれの場合もほぼ白色信号に近い状態にまで改善されることがわかる。

3.3 直流オフセットが変動する場合

入力信号に重畳した直流オフセット値が変動する場合のシミュレーション結果を図 5 に示す。入力信号は以下に示す 3 種類である。このとき、入力信号となる AR 過程を生成する白色雑音と無相関な白色付加雑音 $v(n)$ を $d(n)$ に加えて S/N 比 = -40 [dB] とした。

- (1) 図 3 の $q = 0.6$ の 1 次 AR 過程に直流オフセット 0.38 を重畳
- (2) サンプル時刻 $n = 500$ において、信号 (1) の直流オフセット値を -1 に変化
- (3) 信号 (2) をスクランブル処理

図 5 より、入力信号に重畳した直流オフセットが変化し付加雑音が存在する場合でも、提案法によるスクラ

図 5 AR 過程入力時に DC オフセットが変化した場合のスクランブル効果の比較 ($S/N = -40$ [dB])Fig. 5 MSE convergence curve for AR inputs with variable DC offset ($S/N = -40$ [dB]).

ンブル処理が有効であることがわかる。

4. む す び

PN 系列を利用した適応フィルタのためのスクランブル処理による入力信号の白色化法を提案した。

提案法では、1 または -1 の PN 系列を入力信号に乗ずることで白色化を実現しており、白色化処理に要する演算量・ハードウェア量の増加はわずかである。PN 系列としては、M 系列において値 0 を -1 に置き換えた系列が利用可能であり、1 次 AR 過程信号及び直流オフセットが存在する信号に対して白色化効果があることを確認した。音声信号に対しても同様に有効性を確認している [13]。

提案法では、未知システム及び適応フィルタの入力信号とともにスクランブル処理を行う必要がある。そのため、現段階では応用範囲が限定されている。応用範囲を広げるための検討及び実システムでの有効性の確認を、今後更に進める予定である。

謝辞 本研究に関し議論して頂いた東京都立大学大学院講師西川清史氏と、有益な御示唆を頂いた関西大学助教授棟安実治氏に謝意を表します。

文 献

- [1] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Third Edition, Prentice-Hall, 1996.
- [2] S.M. Kay, Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory, Prentice-Hall, 1993.
- [3] S.S. Narayan, A.M. Peterson, and M.J. Narasimha, "Transform domain LMS algorithm," IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol. ASSP-31, no. 3, pp. 609-615, June 1983.
- [4] D.F. Marshall, W.K. Jenkins, and J.J. Murphy, "The

- use of orthogonal transforms for improving performance of adaptive filters,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol.CAS-36, no.4, pp.474–483, April 1989.
- [5] B. Friedlander, “Lattice filters for adaptive processing,” *Proc. IEEE*, vol.70, no.8, pp.829–867, Aug. 1982.
- [6] 伊達 玄, “数論の音響分野への応用,” *音響誌*, vol.42, no.11, pp.884–893, Nov. 1986.
- [7] 柏木 潤, “M 系列とその応用,” *信学誌*, vol.76, no.12, pp.1337–1340, Dec. 1993.
- [8] C. Bao, P. Sas, and H. Van Brussel, “Adaptive active control of noise in 3-D reverberant enclosures,” *J. Sound Vibr.*, vol.161, pp.501–514, 1993.
- [9] H. Lan, M. Zhang, and W. Ser, “An active noise control system using online secondary path modeling with reduced auxiliary noise,” *IEEE Signal Process. Lett.*, vol.9, no.1, pp.16–18, Jan. 2002.
- [10] 藤井健作, 棟安実治, 大賀寿郎, “誤差経路フィルタ係数の推定を要しない連立方程式法による能動騒音制御,” *信学論 (A)*, vol.J82-A, no.3, pp.299–305, March 1999.
- [11] D.E. Knuth (渋谷政昭訳), 準数値算法/乱数, サイエンス社, 1981.
- [12] 金城繁徳, 尾知 博, 幸地 浩, 松谷隆志, “適応フィルタのための付加雑音処理について,” *信学技報*, DSP91-85, March 1992.
- [13] 山田洋士, 貴家仁志, 神林紀嘉, “適応フィルタのためのスクランブル処理を用いた信号の白色化,” *信学技報*, DSP2002-176, Jan. 2003.
- (平成 15 年 3 月 17 日受付, 6 月 5 日再受付,
7 月 14 日最終原稿受付)