非線形適応デジタルフィルタによる 画像信号に加わった周期性雑音の除去†

梅 本 敏 孝*・青 島 伸 治**

Smoothing of Sinusoidal Noise by Nonlinear Adaptive Filter

Toshitaka UMEMOTO* and Nobuharu AOSHIMA**

Adaptive nonlinear digital filter is proposed to eliminate sinusoidal noise from picture. Hitherto, Wiener filter optimized by original picture has been used for such purpose. The original picture, which may not be available, is not necessary for our new method. In our approach, we combine an ϵ -filter with an LMS adaptive algorithm. Simulations show the effectiveness of our approach.

Key Words: adaptive filter, ϵ -filter, smoothing

1. はじめに

テレビジョンの画質を改善するには伝送路で加わるゴーストや雑音を除去しなくてはならない。これらのうち、周期性雑音は電源からのハム、隣接チャンネルからの妨害、色副搬送波と音声搬送波とのビート妨害、ほかの電波源からの妨害などによって生じ、線スペクトルに近い周波数スペクトルをもち、周波数に対応した画像としてしま状の妨害となる。このことから周期性雑音の除去はテレビジョンの画質を改善するには重要なものであると考えられるがゴーストキャンセラに関する研究や非周期性雑音の除去に関する研究に比べあまり研究がなされていない。

従来、このような周期性雑音の除去にはウィナーフィルタが用いられてきた¹⁾が、この方法では原画像を必要とし、テレビのように原画像が得られず、実時間処理が必要な場合を考えると有効な手段とはいえない。そこで、適応雑音除去システムを用いることを試みる。適応雑音除去システムを用いる利点は、信号に対する追従性など

から実時間処理に有利であることと、雑音源の情報が利用できない場合においても雑音が周期性雑音であれば1チャンネル適応雑音除去システムによって雑音除去が行えることがWidrowらによって証明されていること^{2),3)}である。しかし、テレビ信号のように雑音が小振幅であり、信号が急峻な変化を伴うような場合には有効に動作しないことがある。そこで、本論文ではこのような適応雑音除去システムに原島らによって提案された信号を大振幅成分と小振幅成分とに効果的に分離することができる ϵ -分離非線形デジタルフィルタ^{4),5)}を組み込んだ雑音除去システムを提案し、上述のような場合においても有効に雑音除去が行えることをシミュレーションなどによって示す。

2. 1チャンネル適応雑音除去システムとその問題点

一般的に適応雑音除去システムが適切に動作するのは雑音 $n(k)$ と非常に相関が強く、信号 $s(k)$ とは無相関である雑音 $n(k)$ が得られる場合である。しかし、テレビ信号などを考える場合にはこのような雑音源の情報が利用できないことがほとんどである。しかし、このような場合でも雑音が周期性雑音である場合には Fig. 1 で示されるような1チャンネル適応雑音除去システムを構成すればうまく動作することが文献2)などで報告されている。これは信号間に相関がなくなる程度の遅延を与えても雑音が周期性なら雑音間に相関がなくなるからである。このことから Fig. 1 において信号 $s(k)$ と $s(k$

† 第32回計測自動制御学会学術講演会で発表(1993・8)

* 筑波大学工学研究科 つくば市天王台 1-1-1

** 筑波大学物理工学系 つくば市天王台 1-1-1

* Graduate School of Engineering, University of Tsukuba, Tsukuba

** Institute of Applied Physics, University of Tsukuba, Tsukuba

(Received January 14, 1993)

(Revised September 6, 1993)

Fig. 1 Adaptive noise canceler without an external reference source

と小振幅成分とに分離できることを示す。ε-分離非線形デジタルフィルタは原島らによって提案されたデジタルフィルタであり、線形デジタルフィルタを非線形化することによって導くことができる。まず、非巡回形線形デジタルフィルタは、一般に下記のよう表わされる。

$$n(k) = \sum_{i=0}^{L-1} w(i)n(k+i-d) \quad (1)$$

ここで $w(i)$ はフィルタの係数であり、 L はタップ数である。このことからシステム全体の出力 $\hat{s}(k)$ は下記のようになると考えられる。

$$\begin{aligned} \hat{s}(k) &= e(k) = x(k) - \sum_{i=0}^{L-1} w(i)x(k+i-d) \\ &= s(k) + n(k) - \sum_{i=0}^{L-1} w(i)\{s(k+i-d) + n(k+i-d)\} \\ &= s(k) - \sum_{i=0}^{L-1} w(i)s(k+i-d) \end{aligned} \quad (2)$$

つまり、このシステムが有効に動作するのは、下記のような関係が成り立つ場合である。

$$|s(k)| \gg \left| \sum_{i=0}^{L-1} w(i)s(k+i-d) \right| \quad (3)$$

テレビなどのように画像信号が伝送される間に周期性雑音に加わるような場合を考えれば、一般に画像信号 $s(k)$ はエッジなどによる大振幅成分 $s_L(k)$ と小振幅成分 $s_s(k)$ からなり、伝送する間に加わる周期性雑音 $n(k)$ は小振幅雑音であると考えることができる。このような場合、仮に(1)式の関係を満たすようにフィルタ係数が収束したとしても大振幅信号成分 $s_L(k)$ のために(3)式のような関係を満たすとは限らず、 $\sum_{i=0}^{L-1} w(i)s(k+i-d)$ の値が大きくなり、ゴースト状の雑音となることがある。そこで、本研究では大振幅信号成分 $s_L(k)$ の影響を除去するためにε-分離非線形デジタルフィルタを組み込むことを考える。

3. ε-分離非線形デジタルフィルタの原理

ε-分離非線形デジタルフィルタを組み込んだ雑音除去システムについて述べる前にε-分離非線形デジタルフィルタについて簡単に説明し、信号を大振幅成分

Fig. 2 Nonlinear function $F[x]$

と小振幅成分とに分離できることを示す。ε-分離非線形デジタルフィルタは原島らによって提案されたデジタルフィルタであり、線形デジタルフィルタを非線形化することによって導くことができる。まず、非巡回形線形デジタルフィルタは、一般に下記のよう表わされる。

$$y(k) = \sum_{i=-N}^M a(i)x(k-i) \quad (4)$$

ここで、 $x(k)$ は入力、 $y(k)$ は出力、 $a(i)$ はフィルタ係数であり、フィルタの直流伝達特性を1とするために下記の条件を満たすと考えられる。

$$\sum_{i=-N}^M a(i) = 1 \quad (5)$$

(5)式を用いると、(4)式は下記のよう変形される。

$$\begin{aligned} y(k) &= \sum_{i=-N}^M a(i)[x(k) - \{x(k) - x(k-i)\}] \\ &= x(k) \sum_{i=-N}^M a(i) - \sum_{i=-N}^M a(i)\{x(k) - x(k-i)\} \\ &= x(k) - \sum_{i=-N}^M a(i)\{x(k) - x(k-i)\} \end{aligned} \quad (6)$$

ここで、関数の値が下記の条件を満たすような非線形関数 $F[\cdot]$ を考える。

$$|F[\cdot]| \leq \epsilon_0; -\infty \leq x \leq \infty \quad (7)$$

この関数の例を Fig. 2 に示す。この式を(6)式に導入し、次式で表わされるフィルタを考える。

$$y(k) = x(k) - \sum_{i=-N}^M a(i)F[x(k) - x(k-i)] \quad (8)$$

この非線形フィルタにおいて、入出力の差 $u(k) = x(k) - y(k)$ は下記のようになる。

$$\begin{aligned} |u(k)| &= |x(k) - y(k)| \\ &= \left| \sum_{i=-N}^M a(i)F[x(k) - x(k-i)] \right| \\ &\leq \sum_{i=-N}^M |a(i)| |F[x(k) - x(k-i)]| \\ &\leq \epsilon_0 \sum_{i=-N}^M |a(i)| \end{aligned} \quad (9)$$

ここで、ε を下記のよう定義する。

$$\epsilon_0 \sum_{i=-N}^M |a(i)| \equiv \epsilon \quad (10)$$

このように定義すれば、(8)式で表わされるフィルタは

入出力信号の差を ϵ 以下に制限しながら信号を平滑化するものであるといえる。つまり、このフィルタは急峻に変化する信号成分をそこなうことなく小振幅の成分を取り除くことができるものである。

逆に $u(k)$ を出力するフィルタを考えれば、 $u(k)$ はつぎのように表わすことができる。

$$u(k) = - \sum_{i=-N}^M a(i) F[x(k) - x(k-i)] \quad (11)$$

このフィルタは、 $y(k)$ を出力するフィルタとは逆に急峻に変化する大振幅成分を除いた小振幅成分だけを出力するフィルタであると考えることができる。このように ϵ -分離非線形デジタルフィルタは大振幅信号成分 $y(k)$ と小振幅信号成分 $u(k)$ とを分離できるフィルタと考えることができる (Fig. 3)。

4. 小振幅周期性雑音除去システム

本論文で提案する ϵ -分離非線形デジタルフィルタを組み込んだ雑音除去システムを Fig. 4 に示す。 ϵ -分離非線形デジタルフィルタは 3 章で述べたように画像信号 $s(k)$ 中のエッジなどによる大振幅成分 $s_l(k)$ とそれら以外の小振幅成分 $s_s(k)$ および小振幅の雑音 $n(k)$ とを分離することができる。 ϵ -分離非線形デジタルフィルタの出力 $u(k)$ は次式で示すような小振幅成分 $s_s(k)$ および雑音 $n(k)$ の和であると考えることができる。

$$u(k) = s_s(k) + n(k) \quad (12)$$

このように ϵ -分離非線形デジタルフィルタの出力 $u(k)$ には信号 $s(k)$ の小振幅成分 $s_s(k)$ が含まれているが雑音 $n(k)$ が周期性であるので Fig. 1 で示した 1 チャ

Fig. 3 Function of ϵ -filter

Fig. 4 Proposed noise canceler

ネル適応雑音除去システムの場合と同様に信号 $s(k)$ とその小振幅成分 $s_s(k)$ との間に相関がなくなる程度の遅延 d を与えても雑音間の相関はなくなり、(1)式の関係を満たすようにフィルタ係数が収束すると考えることができ、その場合のシステム全体の出力 $\hat{s}(k)$ はつぎのようになると考えられる。

$$\begin{aligned} \hat{s}(k) &= e(k) = x(k) - \sum_{i=0}^{L-1} w(i) u(k+i-d) \\ &= s(k) + n(k) - \sum_{i=0}^{L-1} w(i) \{s_s(k+i-d) \\ &\quad + n(k+i-d)\} \\ &= s(k) - \sum_{i=0}^{L-1} w(i) s_s(k+i-d) \end{aligned} \quad (13)$$

ここで、 $s_s(k)$ は信号中の小振幅成分であり、一般的につぎのような関係が成り立つ。

$$|s(k)| \gg |s_s(k)| \quad (14)$$

よって、つぎの関係を満たすと考えられる。

$$\left| \sum_{i=0}^{L-1} w(i) s(k+i-d) \right| \gg \left| \sum_{i=0}^{L-1} w(i) s_s(k+i-d) \right| \quad (15)$$

このことから、 ϵ -分離非線形デジタルフィルタを組み込んだ雑音除去システム (Fig. 4) は従来の 1 チャネル適応雑音除去システム (Fig. 1) で問題となっていた画像信号中の大振幅成分の影響を受けないと考えることができる。

5. シミュレーションと実験

本研究ではテレビ信号などが伝送する間に加わる周期性雑音の除去を最終目標と考えているので原画像が得られないとし、伝送してきた信号を大振幅信号を含む 1 次元信号列として考える。本章では、シミュレーションおよび実際の画像を用いた実験によって本論文で提案した方法の有効性を示す。

5.1 シミュレーション

上述のように信号を 1 次元信号列として考えるので本章では、適応フィルタのタップ数 L を 15、ステップサイズパラメータ μ を 0.01、遅延数 d を 30 とし、 ϵ -分離非線形デジタルフィルタのタップ数 L を 7、 ϵ_0 を 0.06 とし、各雑音除去システムを構成し、以下に示すような四つのタイプの信号に振幅が 0.02 および 0.04、周波数がサンプリング周波数の 10 分の 1 の正弦波雑音を加わったものに対して雑音の除去を行った。

〔例 1〕 階段状の信号列 (1 次元) (Fig. 5(a))

〔例 2〕 直線状の信号列 (1 次元)

(Fig. 5(b))

[例3] 種々の性質が混在した信号列(1次元)(Fig. 5(c))

[例4] 2次元信号(Fig. 5(d))

振幅が0.04の場合の雑音除去の結果をFig. 6, Fig. 7に, 例1の場合における適応フィルタの係数ベクトルの収束状況をFig. 8に示す。また, 次式で示すような入力信号または出力信号と原信号との差の2乗平均を原信号の2乗平均で規格化したものによって雑音除去の効果を比較し, Table 1にまとめた。

$$\sigma_i = \sqrt{\frac{E[\{x(k) - s(k)\}^2]}{E[s^2(k)]}}$$

$$\sigma_o = \sqrt{\frac{E[\{\hat{s}(k) - s(k)\}^2]}{E[s^2(k)]}}$$

ここで, $s(k)$ は原信号を, $x(k)$ は入力信号を, $\hat{s}(k)$ は出力信号を表わす。

従来の1チャンネル適応雑音除去システムでは, 信号の大振幅特性のために(3)式のような関係が成り立た

ず, (2)式からわかるように出力は, $\sum_{i=0}^{L-1} w(i)s(k+i-d)$ の影響を受ける。このことが, Table 1において σ_o の値が σ_i の値より大きくなったことやFig. 8(b)のように適応フィルタの係数ベクトルが適切に収束せず, Fig. 7において加えた周期性雑音も除去されなかったことの原因として考えられる。しかし, ϵ -分離非線形デジタルフィルタを組み込むことによってこのような信号の大振幅特性の影響を受けなくなり, 雑音が除去できるようになったことがわかる。

5.2 実験

つぎに実際の画像信号に対する効果を確認するために適応フィルタのタップ数 L を29, ステップサイズパラメータ μ を0.02, 遅延数 d を58とし, ϵ -分離非線形デジタルフィルタのタップ数 L を7, ϵ_0 を0.08として各雑音除去システムを構成し, 以下に示す画像信号(振幅が0.04, 周波数がサンプリング周波数の13分の1の正弦波雑音を加わったもの)に対して雑音の除去を行った。

(a) Example 1

(c) Example 3

(b) Example 2

(d) Example 4

Fig. 5 Signal corrupted by sinusoidal noise of amplitude 0.04

(a) Example 1

(b) Example 2

(c) Example 3

(d) Example 4

Fig. 6 Result of proposed method

(a) Example 1

(b) Example 2

(c) Example 3

(d) Example 4

Fig. 7 Result of conventional method

(a) by proposed method

(b) by conventional method

Fig. 8 Convergence of the weights (w_1, w_4, w_8, w_{12}) of adaptive filter in Example 1

Table 1 Change of relative noise by proposed and conventional method

Example	Amplitude	Proposed method (Fig. 4)	Conventional method (Fig. 1)
1	Amp.=0.02 ($\sigma_i=0.028$)	$\sigma_o=0.0045$	$\sigma_o=0.052$
	Amp.=0.04 ($\sigma_i=0.055$)	$\sigma_o=0.0091$	$\sigma_o=0.071$
2	Amp.=0.02 ($\sigma_i=0.025$)	$\sigma_o=0.010$	$\sigma_o=0.13$
	Amp.=0.04 ($\sigma_i=0.050$)	$\sigma_o=0.0059$	$\sigma_o=0.14$
3	Amp.=0.02 ($\sigma_i=0.024$)	$\sigma_o=0.0081$	$\sigma_o=0.080$
	Amp.=0.04 ($\sigma_i=0.048$)	$\sigma_o=0.011$	$\sigma_o=0.091$
4	Amp.=0.02 ($\sigma_i=0.039$)	$\sigma_o=0.012$	$\sigma_o=0.60$
	Amp.=0.04 ($\sigma_i=0.078$)	$\sigma_o=0.014$	$\sigma_o=0.61$

(a) Example 1

(b) Example 2

Fig. 9 Original picture corrupted by sinusoidal noise of amplitude 0.04

〔例 1〕 背景に物体が置かれた場合のように急峻な信号の変化が存在するような画像信号 (Fig. 9 (a))

〔例 2〕 風景のように信号の変化が繰り返して存在するような画像信号 (Fig. 9 (b))

その結果を Fig. 10, Fig. 11 に示す。シミュレーションの場合と同じ理由によって、従来の 1 チャンネル適応雑音

除去システムでは Fig. 11 (a) のようにゴースト状の雑音を生じるが、 ϵ -分離非線形ディジタルフィルタを組み込んだ雑音除去システムではそのような症状はなく、雑

(a) Example 1

(b) Example 2

Fig. 10 Result of proposed method

(a) Example 1

(b) Example 2

Fig. 11 Result of conventional method

音が除去されていることがわかる。

6. 結 論

本論文では従来の 1 チャンネル適応雑音除去システムに ϵ -分離非線形デジタルフィルタを組み込んだ雑音除去システムを提案した。そのことによって、従来の 1 チャンネル適応雑音除去システム (Fig. 1) ではエッジなどのような信号が急峻な変化をする場合には有効に小振幅の周期性雑音が除去できずに、かえって Fig. 11(a) のようにゴースト状の雑音を生ずるという問題点を解決することができた。これは、 ϵ -分離非線形デジタルフィルタを組み込むことにより従来の方法で問題となった信号中の大振幅成分をうまく分離することができるからである。この方法は、適応ゴーストキャンセラなどにすでに用いられている適応デジタルフィルタに ϵ -分離非線形デジタルフィルタを加えただけであるので実時間処理が可能であると考えられる。本研究で用いた適応フィルタのタップ数、ステップサイズパラメータの値、遅延数や ϵ -分離非線形デジタルフィルタのタップ数、 ϵ_0 の値などは経験的に値を選んだものであり、これらの値の決定法はこれからの課題である。

参 考 文 献

- 1) 土井, 安藤: 画像処理論, 昭晃堂(1980)
- 2) B. Widrow and S. D. Stearns: Adaptive Signal Processing, 195, Prentice Hall Inc. (1985)
- 3) 浜田晴夫: アダプティブフィルタの基礎(その 1)(その 2), 日本音響学会誌, 45-8, 624/630(1989), 45-9, 731/738(1989)
- 4) 原島, 小田島, 宮川: ϵ -分離非線形デジタルフィルタとその応用, 信学論, J65-A-4, 293/304(1982)
- 5) 荒川, 原島, 宮川: ϵ -分離非線形デジタルフィルタの統計的解析, 信学論, J66-A-1, 32/39(1983)

[著 者 紹 介]

梅 本 敏 孝 (学生会員)

1986 年, 防衛大学校卒業。同年陸上自衛隊入隊, 94 年筑波大学工学研究科博士課程修了。適応フィルタ, 音楽情報処理に関する研究に従事(工学博士)。

青 島 伸 治 (正会員)

(Vol. 30, No. 2 参照)