非対称係数フィルタを用いる適応型 リングング補償方式

正会員 大 西 誠[†]

Adaptive Ringing Compensation Using Non-symmetric Coefficient Filters

Makoto Ohnishi[†]

Abstract : A new technique for filter output signal ringing compensation is proposed. The technique is applicable for use in modern TV receivers and new systems such as IDTV and EDTV which require increased horizontal resolution.

The proposed compensation technique switches the filters with non-symmetric coefficients when edges are detected. This technique has the advantage of not effecting the filter frequency characteristics. Therefore the higher resolution components of the signal are not decreased, but ringing is removed.

1. ま え が き

テレビ画像の高精細化の開発が盛んに行われている。解像度の向上には、画像信号の帯域を損なうことなく情報を取り出す必要があり、急峻な遮断特性のフィルタが必要となる。特に放送電波の受像においては帯域が厳格に制限されているので、フィルタの遮断特性は重要である。ところが遮断特性の急峻なフィルタは、リングングが発生し画質妨害を生ずるという欠点があった。このリングングは従来から各方面で問題になっているが¹⁾、有効な対策はなく、結局は遮断特性を緩やかにせざるを得なかった。こうすると高精細化と矛盾し、新テレビ方式にとって問題が大きい。

これを解決するため、従来法とまったく異なるアプローチで、テレビ受像機用フィルタのリングング補償を試みた^{2)~4)}。この方法では、被補償フィルタとほぼ同じ振幅特性を持つ非対称係数フィルタと、被補償フィルタを信号のエッジの前後で適応的に切り換え、補償を行う。本方式はリングングは除くものの、信号中の高域成分は減衰しない特長を持っており、上述の相矛盾する要求を満足する。

本文では、2章で、被補償フィルタと振幅特性がほとんど同じで、インパルス応答の片側が0となる非対称係数フィルタがあることを示し、3章でこれを用いた適応型リングング補償法の構成について述べる。4章で、デジタル信号処理を用いて本方式をシミュレ

キーワード：リングング補償、高精細テレビ、フィルタ遮断特性、非対称係数フィルタ、適応処理

1989年9月1日、テレビジョン学会放送方式研究会で発表

1989年10月26日受付、1990年1月12日再受付

[†] 株式会社日立製作所 中央研究所(〒185 国分寺市東恋ヶ窪1-280, TEL. 0423-23-1111)

[†] Central Research Laboratory, Hitachi Ltd. (1-280, Higashikoigakubo, Kokubunji, Tokyo 185, Japan)

ーションした結果を示し、本方式の特性評価、適用方法などの検討を行う。

2. 非対称係数フィルタ

画像信号処理では直線位相特性を有し、位相歪みが生じない対称係数 FIR フィルタ⁵⁾が用いられ、非対称係数フィルタは余り使われていない。対称係数フィルタでは振幅周波数特性のために、リングングなどの波形歪みを生じるが、振幅特性を変えずに補償することは不可能であった。非対称係数フィルタを導入して、位相特性を変えることでリングングを改善できないか、というのが本方式の着眼点である。

2.1 フィルタ係数の対称性

フィルタの位相特性は係数の対称性で決まる。付録で示したように、 $2N$ 次の FIR フィルタの係数 a_i を、インパルス応答の中心 ($i=0$) に対して対称な成分 ($a_i^e = a_{-i}^e$) と、点対称な成分 ($a_i^o = -a_{-i}^o$) の和で表すと、フィルタの伝達関数は、

$$H(\omega T) = \exp(-jN\omega T) \{ H_e(a_i^e, \cos \omega T) + jH_o(a_i^o, \sin \omega T) \} \quad (1)$$

となる。 $H_e(*)$ は対称係数 a_i^e と $\cos \omega T$ のみを含む対称係数フィルタ部の伝達関数、 $H_o(*)$ は点対称係数 a_i^o と $\sin \omega T$ のみを含む点対称係数フィルタ部の伝達関数を示す。(1)式から、対称係数 FIR フィルタ ($H_o=0$)、あるいは点対称係数 FIR フィルタ ($H_e=0$) は、直線位相特性を示し、点対称係数フィルタでは 90° の一定位相推移が加わる⁵⁾ (入力の直交成分が出力に現れる) ことがわかる。

(1)式より、FIR フィルタの周波数特性は、

$$\begin{aligned} \text{振幅特性} \quad |H(\omega T)| &= \sqrt{H_e^2 + H_o^2} \\ &= H_e \sqrt{1 + (H_o/H_e)^2} \\ \text{位相特性} \quad \phi(\omega T) &= -N\omega T + \arctan(H_o/H_e) \end{aligned} \quad (2)$$

で求められる。さらに比 H_o/H_e が小さければ、

$$\begin{aligned} |H(\omega T)| &= H_e \{ 1 + (H_o/H_e)^2 / 2 \} \\ \phi(\omega T) &= -N\omega T + (H_o/H_e) \end{aligned} \quad (3)$$

と近似される。すなわち一般の非対称係数 FIR フィルタは、対称係数 FIR と点対称係数 FIR フィルタの和で表され、その比 H_o/H_e によって周波数特性が決まる。対称係数に点対称係数を付け加えて、非対称係数(時間非対称なインパルス応答を持つ)フィルタにできる。このとき、加える点対称係数が小さければ、非対称係数フィルタの振幅特性は、元の対称係数フィルタとほとんど同じである。

2.2 非対称係数フィルタのインパルス応答

対エコーの理論⁶⁾によると、

- (1) 振幅特性の余弦波状(正負偶対称)歪みにより、主応答の前後に対称エコーが生ずる。
- (2) 位相特性に正弦波状(正負奇対称)の歪みがあると点対称エコーが生ずる。

ことが知られている。

リングングをインパルス入力に付随するエコーとみなし、上記の対エコー理論を当てはめて考える。対称なインパルス応答を持つフィルタの位相特性を変更すると、点対称なインパルス応答波形が付け加わる。加える点対称インパルス応答波形を調整することにより、前(後)リングングが 0 となったインパルス応答を持つ非対称係数フィルタが得られる。しかも前節の結論から、加える点対称係数が小さければ、振幅特性はあまり変わらない。

この考え方により構成した非対称係数フィルタの具体例を図 1 および図 2 に示す。非対称係数フィルタの後半部分のリングングは 0 となっており、しかも振幅周波数特性は対称係数フィルタと余り変わらないこと

図 1 非対称係数フィルタのインパルス応答
Impulse response of non-symmetric coefficients filter.

図 2 非対称係数フィルタの周波数特性
Frequency characteristics of non-symmetric coefficients filter.

がわかる。

非対称係数フィルタは上述した点対称係数の付加による構成法の他に、IIR フィルタの有限項近似や鏡像零点移動の方法²⁾、さらに IIR フィルタの位相補正などによっても構成できる。後者 2 つの場合には振幅特性が全く同じフィルタが得られるが、遅延特性のためインパルス応答のピーク位置がずれる。

しかし、いずれの方法でも非対称係数フィルタでは、片方のリングングを 0 にすると反対側のリングングの振幅は 2 倍となる。したがって線形信号処理の範囲で、振幅特性を変えないという条件下では、両方のリングングを同時に小さくすることは不可能である。そこでリングング補償には、なんらかの非線形信号処理が必要となる。

3. 適応型リングング補償

リングングは信号のエッジ近傍に発生する。前章で述べたように、非対称係数フィルタを用いて、前(後)リングングの小さくなったフィルタが構成できるから、入力信号のエッジに適応してこれらのフィルタを切り換えればリングング補償ができる(図 3(a), (b))。本章では非対称係数フィルタを用いたリングング補償器に最適な適応信号処理とリングング補償器の構成について述べる。

3.1 適応信号処理

(1) エッジ検出

入力信号のエッジを検出するため微分回路を用いる。微分は周波数が高いほど利得が大きくなるから信号に含まれる高周波数成分や雑音も振幅が増加して出力される。この対策には積分器(低域通過フィルタ)が有効である。この LPF 作用は後述する切り換え制御フィルタに行わせる。

(2) フィルタ切り換え

本方式のフィルタ切り換えは、図 3(b)に示すように出力のエッジの前期間で前方リングングの消えたフィルタ A に切り換え、エッジの後期間で後方リングングの消えたフィルタ B に切り換える。切り換える時間はフィルタのインパルス応答長に等しい時間とする。

入力信号のエッジ検出信号を切換制御フィルタに入力し、切換制御信号 k を得る。切換制御信号は通常値は 0 であり、出力エッジが生じたときに -1 から +1 に切り換わるような信号である(図 3(b))。

3.2 リングング補償器の回路構成

図 3(b)でわかるように、非対称係数フィルタ A、B は切り換えて用いるため、1 つにすることができ

(a) 原理構成

(b) 動作波形

(c) 回路構成

図 3 適応型リングング補償フィルタの構成

Adaptive ringing compensated filter.

(a) Principal block diagram, (b) time chart and waveforms, (c) circuit diagram.

る。さらに、画像信号処理ではもっぱら対称係数フィルタが用いられるので、補償用の非対称係数フィルタを点対称係数付加の方法で実現できる。この方法では 2 章で述べたように遅延補正が不要で構成は極く簡単になる。

以上述べてきた方法によるリングング補償器の構成を図 3(c)に示す。FIR フィルタ用の遅延素子は対称係数フィルタと点対称係数フィルタで共用できる。

4. 特性および結果の検討

計算機シミュレーションにより特性評価を行った。その結果と検討について述べる。

図 4 リンギング補償特性
Waveforms of ringing compensated signals.

(a) Impulse, (b) square wave, (c) pulse train (long period), (d) pulse train (short period),
(e) sine wave + impulse, (f) input signal with ringing.

4.1 リンギング補償特性

(1) インパルス、孤立エッジ(ステップ)

図 4(a)からインパルスでもリンギング補償できることがわかる。ステップ波形入力の場合(図 4(b))もほぼ完全にリンギング補償できている。

(2) 矩形波パースト(長周期)

本報告のリンギング補償器は、元の対称係数 FIR フィルタの応答長 N だけ応答波形が切り換えられる。したがって $2N$ より長い周期の矩形波は完全にリンギング補償できる(図 4(c))。

(3) 矩形波パースト(短周期)

矩形波の周期が $2N$ より短い場合には、リンギング補償動作における非対称フィルタ切り換えが重なり、エッジのほぼ中央付近で補償しきれなくなる(図 4(d))。しかし、視覚的に目立ち易いパースト両端でのリンギングは除去されている。

(4) 小振幅正弦波とエッジの重畳信号

本方式はフィルタ切り換えによる振幅特性の劣化はないので、図 4(e)に示すようにエッジ部のリンギングを除去しても小振幅正弦波は減衰されない。この特性は本方式の大きな特長である。

(5) すでにリンギングを生じた入力信号

本方式はフィルタをリンギング補償するので、すでにリンギングを含む信号のリンギングを除去するもの

ではない。しかしながら、リンギングを生じている波形も一種のエッジを持つ波形であり、本方式でもフィルタ切換制御信号の値を 1 以上にすることで除去可能である(図 4(f))。

4.2 画像シミュレータによる画質評価

本方式の画質評価をするため画像シミュレーションを行った。フィルタは 4.2 MHz 遮断周波数のリンギング補償したものと補償しないものを比較する。原画データとしては自乗正弦波パルス、解像度チャート、FAX チャートを用いた。結果を写真 1～写真 6 に示す。

半値幅 166 ns(1/6 MHz)の自乗正弦波パルスを加えたときの出力波形を写真 1、写真 2 に示す。写真 1(未補償)ではパルスの前後に長く尾を引いたリンギングがみられるが、写真 2(補償)では主応答の前後 2 標本値を除いてリンギング補償されている。主応答の近傍の振幅値は点対称係数で決まり、比較的任意に与えることができる。しかし、フィルタの周波数特性(特に遮断周波数近傍)にも大きく影響するので、最適化が必要である。

なお写真 1、2 では、D/A 出力のアナログ IIR 低減通過フィルタのリンギングを区別するため、フィルタは除いて撮影した。後述するように本方式はアナログフィルタにも適用できるので、実用には問題ない。

写真 1 自乗正弦波パルス(未補償)
Raised sine pulse (uncompensated).

写真 4 解像度チャート(補償)
ITE resolution chart (compensated).

写真 2 自乗正弦波パルス(補償)
Raised sine pulse (compensated).

写真 5 FAX チャート(未補償)
FAX chart (uncompensated).

写真 3 解像度チャート(未補償)
ITE resolution chart (uncompensated).

写真 6 FAX チャート(補償)
FAX chart (compensated).

解像度チャートを原画としたときの出力画像を写真3, 写真4に示す。写真3(未補償)では水平解像度を示す縦の楔図形の両端に顕著なリングングがみられるが、写真4(補償)では除去されている。写真3, 4を比べると、リングング除去はされているものの水平解像度は変わらないことがわかる。

写真5, 写真6にFAXチャートを入力したときの

結果を示す。写真5(未補償)では文字の両側にリングングが生じ目障りであるが、写真6(補償)ではリングングは抑圧され、かなり見やすい画像となっている。ただし、縦縞が周期的に現れる文字の中央部ではリングング抑圧が完全でなく若干残っている。これは、図4(d)の短周期の矩形波バーストの場合に対応している。

4.3 特性評価と結果の検討

(1) 出力の波形不連続性

3つのフィルタの振幅特性はほとんど同じであるので、切り換えによる振幅不連続はほとんど生じない。しかし、位相特性は異なっているため位相跳躍による波形不連続が生ずる。例えば、YC分離していないNTSC信号に本方式を適用する場合、様な色のところに輝度の不連続変化があると、色相に若干のずれが生ずることが考えられる。

しかし、本方式ではフィルタの切り換えを多値制御しているので、フィルタ切り換えに伴う位相跳躍は連続的に起こり、視覚的には目立ちにくい。エッジの中心では、切り換え制御信号が+1から-1へ急激に変化するので、位相跳躍は大きくなる。しかし、輝度信号も急激に変化しているので、視覚的にはほとんど気にならないと考えられる。

(2) 適応フィルタの周波数特性

本方式によるリングング補償器は、入力信号に適応してフィルタ係数が変わる適応フィルタであるから、インパルス応答から周波数特性を求めることはできない。そこで、インパルス列と小振幅正弦波を加えた波形を入力し、正弦波の入出力振幅比で周波数特性を求めた。結果を図2に黒点で示す。本方式はフィルタを切り換えるので、周波数特性は両者の中間的な特性になると予想されるが、結果は対称フィルタとほとんど一致していることがわかる。このことはフィルタ切り換えによる出力信号のスペクトルに対する擾乱が非常に小さいことを示している。

(3) ゴースト除去との差異

画質妨害要因としてリングングによく似ているものに近接ゴーストがある。対策として適応信号処理を用いる点でもリングングと共通している。しかしながらゴースト除去は、比較的長い時定数の係数適応化により周波数領域の等化を行い、一度決定された係数は以後変化しない。他方、本方式のリングング補償の場合は、時定数の極く短い時変フィルタで、常に入力信号に適応して動作しており、時間領域での波形補償と考えられる。すなわちリングング補償は、時間領域での非線形な信号処理を必要とし、周波数領域の線形処理による等化器で補償することは不可能である。

4.4 適用方法に関する検討

本方式では、急峻な遮断特性を持つフィルタの周波数特性を変えずに、リングングのみを補償することができる。テレビ受像機の中で急峻な特性を持つ音声映像分離フィルタ、隣接チャンネルトラップ、音声トラップなどのフィルタに適用することができる。

また、画像の輪郭を強調するエッジエンハンサ(Edge enhancer)は一種の高域強調フィルタで、リングングも目立ち易くなる。本方式はフィルタ特性を劣化せずにリングング補償でき、エンハンサに最適である。

さらに本方式は、4.1節で述べたように、すでにリングングを含む信号の補償も可能である。したがって、送信機や伝送路のフィルタによって発生したリングングを受像機で補償できる⁴⁾。

以上の説明は、ディジタルFIRフィルタを前提に行ったが、本方式は2.2節で述べたように、IIRフィルタにも応用でき、さらにはCCD(電荷結合素子)や、SAW(表面弾性波)などのアナログ技術によるFIRフィルタでも実現可能である。したがってテレビ受像機や、テレビカメラ用のアナログフィルタなどにも適用できる。

5. む す び

非対称係数フィルタを用いる新しいリングング補償法を提案し、原理の確認とシミュレーションによる特性評価を行った。本方式の特徴は従来法のようにフィルタの振幅特性を犠牲にすることなく、リングング補償できる点であり、高周波信号とエッジが重畳されたような入力信号に対し、高周波信号は減衰せずにリングングのみを取り除くことができる。以下、結論をまとめる。

- (1) 被補償フィルタとほとんど同じ振幅周波数特性を持ち、前(後)リングングが零となったインパルス応答を持つ非対称係数フィルタがあることを示し、これを入力信号のエッジの前後で適応的に切り換える形式のリングング補償方式を提案した。
- (2) 従来、画像処理にあまり用いられなかった非対称係数フィルタの性質および構成法を明らかにした。また、これを適用したリングング補償の構成法を示した。
- (3) 波形シミュレーションによって本方式の特性評価を行い、エッジと高域信号成分が混在する信号に対し、リングングのみを補償し、高域信号成分を減衰しないことを示した。また、画像シミュレーションによる特性確認を行い、予想どおりの結果を得た。

以上述べたように、本報告のリングング補償方法は従来の方法に比べ、フィルタ遮断特性を劣化しないので、高精細テレビ受像機などのような周波数帯域を限界まで有効利用する装置に最適なリングング補償法といえる。

今後に残された問題点としては、短周期のバースト信号の内側のリングングを除去すること、点対称係数フィルタの最適設計法の検討、フィルタ切り換え制御の最適化などが挙げられる。

最後に、日頃御指導頂く当所 吹抜主管研究長に感謝します。また熱心に御討論頂いた研究室の関係各位に感謝します。

〔参 考 文 献〕

- 1) 黒崎, 花房, 浦野: “画質劣化防止装置”, テレビ学技報, 12, 5, pp. 49-54 (Jan. 1988)
- 2) 大西: “非対称係数 FIR フィルタによる適応型リングング補償”, 89 年信学春大, D-291, p. 7-273 (1989)
- 3) 大西: “非対称係数フィルタによるリングング補償”, テレビ全大, 10-4, pp. 207-208 (1989)
- 4) 大西: “非対称係数フィルタを応用したリングング補償方式”, テレビ学技報, 13, 41, pp. 31-36 (Sep. 1989)
- 5) 電子情報通信学会編: “デジタル信号処理の基礎”, pp. 93-110, 電子情報通信学会 (1988)
- 6) H. A. Wheeler: “The Interpretation of Amplitude and Phase Distortion in Terms of Paired Echoes”, Proc. IRE, 27, p. 359 (June 1939)

〈付 録〉 フィルタ係数の対称性

$2N$ 次の FIR フィルタの伝達関数は,

$$H(z) = z^{-N}(a_{-N}z^N + a_{-N+1}z^{N-1} + \dots + a_{-1}z + a_0 + a_1z^{-1} + \dots + a_{N-1}z^{-N+1} + a_Nz^{-N}) \quad (\text{A}\cdot 1)$$

で表される。(A・1)式で z は標本化周期 T の遅延演算子であり, $z = \exp(j\omega T) = \cos \omega T + j \sin \omega T$ である。フィルタ係数 a_i はインパルス応答の中心 ($i=0$) に対して対称な成分 ($a_i^e = a_{-i}^e$) と点対称な成分 ($a_i^o = -a_{-i}^o$) の和で表せる。すなわち,

$$\left. \begin{aligned} a_i^e &= (1/2)(a_i + a_{-i}) = a_{-i}^e \\ a_i^o &= (1/2)(a_i - a_{-i}) = -a_{-i}^o \\ a_i &= a_i^e + a_i^o, \quad a_{-i} = a_i^e - a_i^o \end{aligned} \right\} \quad (\text{A}\cdot 2)$$

により (A・1) 式を書き換えると,

$$H(z) = z^{-N}\{a_0 + a_1^e(z + z^{-1}) + \dots + a_N^e(z^N + z^{-N}) - a_1^o(z - z^{-1}) - \dots - a_N^o(z^N - z^{-N})\} \quad (\text{A}\cdot 3)$$

となる。 $z^N + z^{-N} = 2 \cos N\omega T$, $z^N - z^{-N} = 2j \sin N\omega T$ を (A・3) 式に代入して整理すると,

$$\begin{aligned} H(\omega T) &= \exp(-jN\omega T) \\ &\cdot \{a_0 + 2a_1^e \cos \omega T + \dots \\ &\quad + 2a_N^e \cos N\omega T - j(2a_1^o \sin \omega T + \dots \\ &\quad + 2a_N^o \sin N\omega T)\} \\ &= \exp(-jN\omega T) \\ &\cdot \{H_e(a_i^e, \cos \omega T) + jH_o(a_i^o, \sin \omega T)\} \end{aligned} \quad (\text{A}\cdot 4)$$

と表せる。(A・4)式で, $H_e(*)$ は対称係数 a_i^e と $\cos \omega T$ のみを含む対称係数フィルタ部, $H_o(*)$ は点対称係数 a_i^o と $\sin \omega T$ のみを含む点対称部である。

以上から, FIR フィルタは対称係数フィルタと点対称係数フィルタの和で表せることがわかる。

おにし
大西 誠 まこと
昭和 48 年, 慶応義塾大学大学院修士課程修了。同年, (株)日立製作所に入社。中央研究所に勤務し, 音声 CODEC, 衛星通信用 MODEM などの研究開発を経て, 現在, 画像信号処理の研究に従事。正会員。

屋外移動ロボットのための情景画像を利用した位置推定法

田畑尚弘・堤喜代司・平井 宏・弓場芳治

本論文では、屋外を移動するロボットの自己位置推定法について述べる。地上の障害物の影響を避けるため、カメラを上方に向け、地図に記載された建物の屋上部分の2つの角をカメラで捕らえ、その画像上の位置から自己位置を求める手法を提案する。また、自己位置の算出に必要な撮像角度は画像上の無限遠点の位置から求めるものとし、そのための無限遠点抽出法として、カメラの設定条件を利用した手法を提案する。カメラの設定から予測される無限遠点候補に基づき各画素を水平に移動して、縦のエッジをほぼ垂直に立て、そのエッジをパラメータ変換することにより無限遠点の位置を求める。パラメータ変換にあたっては、画像に縦長の領域制限を施すことにより有効なエッジを選別し処理効率の向上を図る。構内の建物を対象物とした実験を行い、対象物との距離約35mに対して最大誤差52cmの精度が得られた。

テレビジョン学会誌 Vol. 44, No. 6, pp. 752~759 (1990)

非対称係数フィルタを用いる適応型リングング補償方式

大西 誠

テレビ画像の解像度を向上するためには、画像信号の帯域を損なうことなく処理する必要がある。しかし、急峻な遮断特性のフィルタはリングングを発生し、再生画像に妨害を与える欠点があった。本文では、非対称係数のフィルタを用いた新しいリングング補償法を提案する。本方式は、フィルタの振幅周波数特性をほとんど変えずにリングングのみ補償する優れた特性を持っている。非対称係数フィルタには、被補償フィルタと振幅周波数特性がほとんど同じで、インパルス応答の片方のリングング部分が0となるものがある。これを応用して適応型リングング補償を実現した。本方式は、フィルタの遮断特性を劣化しないので、エッジと高域信号成分が混在した入力信号でも、高域成分は減衰せず、リングング成分だけを補償できる。シミュレーションにより本方式の評価を行い、周波数振幅特性の劣化が小さく、リングングのみをほぼ完全に除去できることを確認した。

テレビジョン学会誌 Vol. 44, No. 6, pp. 760~766 (1990)

ニューラルネットワークによる話者認識

海野雅幸・西村新吾・麻生英樹・小池恒彦

音声スペクトルの概形の時間変化を入力として、階層型のニューラルネットワークを用いた話者認識(話者同定および話者照合)を行った。話者5人について、1単語(/tadaima/)を用いて入力帯域分割数と区間分割数(時分割)を変化させて、認識率を求めた。話者同定では、linear 4ch程度のごく簡単なスペクトル概形でも、時間情報を入れることにより、1~21週の時期差があるデータを完全に同定できた。話者照合については、照合率94.1%と時期差の影響は吸収しきれなかった。また、中間層のユニット数を変化させて、ネットワークの性能と、中間層の内部表現について調べた。さらに、テキストに依らない話者同定を試みた。時間情報を除き、複数単語を用いて学習を行うことにより、発声内容による影響を減らすことができ、同定率91.3%を得た。

テレビジョン学会誌 Vol. 44, No. 6, pp. 767~773 (1990)