

マルチレート信号処理を用いたVolterraフィルタの演算量削減とそのスピーカシステムへの適用に関する研究

その他のタイトル	Study on Reduction of Computational Complexity for Volterra Filters by Using Multi-rate Signal Processing and Its Application to Identification of Loudspeaker Systems
著者	木下 聡
発行年	2020-03-31
学位授与機関	関西大学
学位授与番号	34416甲第777号
URL	http://doi.org/10.32286/00021324

2020年3月

関西大学審査学位論文

マルチレート信号処理を用いた
Volterraフィルタの演算量削減と
そのスピーカシステムへの適用
に関する研究

Study on Reduction of Computational
Complexity for Volterra Filters by Using
Multi-rate Signal Processing and Its Application
to Identification of Loudspeaker Systems

木下 聡

要旨

概要

本論文は、マルチレート信号処理を用いた Volterra フィルタの演算量削減とそのスピーカシステムへの適用に関する研究成果をまとめたものである。スピーカシステムなどに含まれる線形歪みおよび非線形歪みを補正するために有効な手法である非線形逆システムに用いられる Volterra フィルタ、およびスピーカシステムを同定することによってその Volterra フィルタの係数を求める手法である適応 Volterra フィルタに着目している。Volterra フィルタおよび適応 Volterra フィルタは演算量が莫大であるため、組み込みシステムなどのソフトウェアでのリアルタイム実現が困難である。一方、スピーカシステムは概して低周波数領域に非線形歪みが集中するという特徴を持っており、低域を集中的に処理することで演算量を削減できる可能性がある。線形処理の場合、マルチレート信号処理を用いることで帯域制限された信号に対してサンプリングレートを下げることで演算量を削減できる。しかし、Volterra フィルタの出力信号は入力信号より帯域が広がるため、マルチレート信号処理をそのまま Volterra フィルタに適用できない。そこで、本論文では、マルチレート信号処理を Volterra フィルタに適用することを研究対象とし、以下に示すように3つの“マルチレート信号処理を Volterra フィルタに適用した演算量削減手法”を提案している。

1. マルチレート信号処理を用いた Volterra フィルタによる演算量削減
2. サブバンド適応 Volterra フィルタによる演算量削減
3. フィルタ構造を簡略化したサブバンド適応 Volterra フィルタによる演算量削減

マルチレート信号処理を用いた Volterra フィルタによる演算量削減では、非線形

歪みを除去できる非線形逆システムにおいて使用される Volterra フィルタの入力信号の周波数帯域が制限されているという性質を利用している。Volterra フィルタの入力信号における帯域制限に応じて Volterra フィルタの冗長性を取り除くためにフィルタ係数の間引きを行い、出力信号における帯域に応じてエイリアシングを回避するためにフィルタ係数の零補間を行う。その結果、Volterra フィルタのほとんどの係数が0となるため、Volterra フィルタの畳み込みの演算量が削減できることを提案する。すなわち、出力信号のエイリアシング成分を防ぐための帯域制限を行う場合、スパース性が高く、畳み込み演算量を削減できる Volterra フィルタを提案する。

次にサブバンド適応 Volterra フィルタによる演算量削減ではスピーカシステムの同定において適応 Volterra フィルタの周波数帯域が制限されないという特徴を考慮する。マルチレート信号処理を用いた Volterra フィルタをその同定に適用する場合には帯域制限されていない信号がスピーカシステムの出力信号に含まれ、外乱成分となる。したがって、外乱成分を抑制し、かつ重要な低域に多くのタップを割り当てることのできるサブバンド Volterra フィルタを提案する。また、本手法を音響エコーキャンセラへ適用し、より高い推定精度を保てることを示す。

最後にフィルタ構造を簡略化したサブバンド適応 Volterra フィルタによる演算量削減では、帯域分割数が多い場合のサブバンド Volterra フィルタの構造が複雑になることに着目する。そこで、サブバンド Volterra フィルタはただ1つの Volterra フィルタで表現できることを示し、最適な分割数を探索するアルゴリズムを提案し、演算量が削減できることを示す。

各章の要旨

以下に、本論文の構成を記す。

第1章は、緒論であり、研究背景とその目的、スピーカシステムの非線形歪みを補正するための非線形逆システムおよびスピーカシステムなどの非線形性を有するシステムを同定するための適応 Volterra フィルタについて述べている。

第2章では、本論文において特に重要となる離散 Volterra 級数展開とその基本

原理として、Volterra 核の対称性について説明する。次に、離散 Volterra 級数の離散フーリエ変換 (DFT : Discrete Fourier Transform) と周波数領域 Volterra フィルタのフィルタリングに用いられる縮約について説明する。そして、Volterra 核の周波数応答である VFR (Volterra Frequency Response) の性質として、対称性、Volterra 核の実数性、エイリアシングが起きない VFR 領域について説明する。さらに、これらの VFR の性質を考慮して、VFR の冗長性を省くことにより得られる、VFR を代表する領域についても説明する。最後に、Volterra フィルタの演算量削減手法と先行研究における手法の問題点について述べる。

第 3 章では、第一の研究成果として、マルチレート信号処理を用いた Volterra フィルタについて述べる。線形化システムにおける Volterra フィルタでは線形フィルタと比較して、入力信号の帯域制限が厳しくなる。そのため、Volterra フィルタと入力信号との畳み込み演算において、その帯域制限によって Volterra フィルタには冗長性がある。そこで、マルチレート信号処理を Volterra フィルタに適用することでその冗長性を排除し、演算量を削減する手法について述べる。シミュレーション上でスピーカシステムの非線形歪みを補正し、従来法と同程度の歪み補正効果を保ちながら演算量を約 1/4 に削減できることを示すことで、提案法の有効性を示す。

第 4 章では、第二の成果として、サブバンド適応 Volterra フィルタについて述べる。スピーカシステムのような非線形性を有する未知システムを同定する際に、第 3 章で述べた入力信号に対する帯域制限は不要である。全帯域を処理する場合においては、第 3 章で述べた手法では処理できない帯域が発生して、推定精度を高くすることができない。そこで、各帯域においてタップ長が異なるサブバンド適応 Volterra フィルタを用いた非線形システムの同定手法および各帯域における最適なタップ長を自動的に決定することができる手法を提案する。サブバンド適応 Volterra フィルタをスピーカシステムの同定に適用した場合、シミュレーション結果より従来法と同程度の演算量で高い推定精度を保てることを示すことで、提案法の有効性を示す。また、タップ長を自動制御するサブバンド適応 Volterra フィルタを音響エコーキャンセラへ適用し、本手法が従来法と比較して、2 倍早く収束し、より高い推定精度を保てることを示すことで、提案法の有効性を示す。

第5章では、第三の成果として、フィルタ構造を簡略化したサブバンド Volterra フィルタについて述べる。サブバンド適応 Volterra フィルタの帯域分割数が多くなる場合、各帯域の組み合わせ数が指数関数的に増加するため、その構成が複雑になる。そこで、第4章で述べたサブバンド適応 Volterra フィルタを入力信号変換ブロックによって1つの適応 Volterra フィルタで構成する手法について述べる。次に、提案するサブバンド Volterra フィルタのタップ長を短くした場合、帯域分割数によって、得られる推定精度が異なることを示し、最も高い推定精度が得られる帯域分割数を自動的に求めることができるアルゴリズムを提案する。そのアルゴリズムを用いたサブバンド適応 Volterra フィルタによる非線形システムの同定において、シミュレーション結果より従来法と同等の演算量で高い推定精度を保てることを示すことで、提案法の有効性を示す。

第6章は結論であり、本研究によって得られた成果を要約するとともに、今後に残された課題について述べる。

以上、本論文は上記6章により構成されている。

目次

第1章	緒論	1
第2章	Volterra フィルタと従来の演算量削減手法	6
2.1	緒言	6
2.2	離散 Volterra 級数展開	7
2.2.1	離散 Volterra 級数展開	7
2.2.2	2次 Volterra 核の対称性	8
2.3	離散 Volterra 級数の離散フーリエ変換	10
2.3.1	離散 Volterra 級数の離散フーリエ変換	10
2.3.2	縮約	12
2.3.3	2次 VFR の対称性	13
2.3.4	Volterra 核の実数性	14
2.3.5	エイリアシングが起きない2次 VFR 領域	14
2.3.6	2次 VFR を代表する領域	15
2.4	従来の Volterra フィルタの演算量削減手法とその問題点	16
2.5	結言	23
第3章	マルチレート信号処理を用いた Volterra フィルタによる演算量削減	24
3.1	緒言	24
3.2	逆システム	25
3.2.1	線形逆システム	25
3.2.2	非線形逆システム	26
3.3	マルチレート信号処理	28

3.3.1	デシメータ	29
3.3.2	インタポレータ	32
3.4	マルチレート信号処理を用いた非線形逆システム	35
3.4.1	Volterra 標本化定理	35
3.4.2	2次 Volterra フィルタのエイリアシングが生じない構成	36
3.4.3	Frank の同定法とマルチレート繰返し法を適用した AVF	39
3.4.4	スピーカシステム同定のシミュレーション	39
3.4.5	提案する構成を用いた非線形逆システム	41
3.4.6	非線形歪み除去のシミュレーション	44
3.5	結言	47
第4章	サブバンド適応 Volterra フィルタによる演算量削減	48
4.1	緒言	48
4.2	サブバンド適応 Volterra フィルタによるシステム同定	49
4.2.1	Volterra フィルタのサブバンド化	49
4.2.2	DSAVF と AVF の関係式	52
4.2.3	DSAVF を用いたスピーカシステムの同定のシミュレーション	55
4.2.4	各帯域でタップ長が異なる DSAVF によるスピーカシステムの同定のシミュレーション	55
4.3	音響エコーキャンセラ	62
4.3.1	音響エコーの発生とエコー障害	64
4.3.2	音響エコーキャンセラの構成	65
4.3.3	非線形エコーキャンセラ	67
4.4	提案 NAEC	67
4.4.1	タップ長の自動制御アルゴリズム	68
4.4.2	ERLE の収束特性の比較	70
4.4.3	音声入力による ERLE の収束特性の比較	74
4.5	結言	75

第5章	フィルタ構造を簡略化したサブバンド適応 Volterra フィルタによる 演算量削減	78
5.1	緒言	78
5.2	サブバンド Volterra フィルタ	80
5.2.1	帯域制限された Volterra フィルタにおける冗長性の排除	80
5.2.2	DSAVF の導出	80
5.3	Integrated Direct Subband Adaptive Volterra Filter(IDSAVF)	88
5.3.1	DSAVF の新しい実現手法	88
5.3.2	打ち切られた IDSAVF	94
5.3.3	サブバンド数の切り替え	94
5.3.4	適切なサブバンド数のための探索アルゴリズム	95
5.3.5	提案する IDSAVF の演算量	96
5.4	シミュレーション結果	100
5.5	結言	103
第6章	結論	104
	謝辞	106

第1章 緒論

システム LSI などの集積回路技術の急速な進歩により，柔軟な処理ができるデジタル信号処理技術 [1,2] は様々な分野で利用されている．近年では，オーディオ信号処理において，デジタル信号処理技術を駆使したデジタル放送を受信可能なテレビでの音声再生，ネットワークからのストリーミングもしくはデバイスに保存されたオーディオファイルをスマートフォンなどにより高音質な再生が可能となっている．最近では Blu-rayDisc 等に記録されたコンテンツではさらに高音質なオーディオシステムが実現されている．また，デジタル信号処理技術により，スピーカシステムの音質を高めたり，ノイズキャンセルが可能なヘッドホンや，テレビ会議システムや自動車内などのハンズフリー通話で用いる拡声通話において発生する音響エコーを消去するためのエコーキャンセラなどを設計することができる．以上のように音響信号処理においてデジタル信号処理は必要不可欠な技術である．

デジタル信号処理技術の応用例であるスピーカシステムの高音質化および音響エコーキャンセラ [3] の高性能化の研究においては，スピーカシステムや音響エコー経路をそれらの変動に素早く追随していかに精度良く同定できるかが重要である．そのような観点のもと，適応フィルタ [4] によるシステム同定の研究は未だ重要な位置を占めている．その適応フィルタは対象とするシステムが線形であることが前提となっている．実際にはスピーカシステムは非線形システムであるため，モデリングにおいて十分な精度がでない場合がある．そこで，その精度を改善させるために本論文では非線形システムのためのデジタル信号処理技術に重点をおいている．非線形システムを対象とした多項式のモデルは線形信号処理の拡張として捉えることが可能であり，音響，通信，画像などの分野で幅広く使用されている．再帰的な構造を持たない多項式の非線形モデルとして Volterra 級数

展開 [5] がある。非線形モデルの中でも Volterra 級数展開は線形システム概念を拡張できる基礎的なモデルである。Volterra 級数展開の応用として、スピーカシステムの線形化、通信チャネルによる等化器などがある。ヒステリシスおよび非線形性が弱いスピーカシステムを有限の次数およびシステム長の Volterra 級数展開で近似可能であるため、Volterra 級数展開はスピーカシステムの非線形性の良いモデルとされている [6]。したがって、本論文では Volterra 級数展開に基づいた Volterra フィルタ [7] に研究の焦点をあてている。

Volterra フィルタを用いた非線形システム同定法として周波数応答法 [8,9] と適応 Volterra フィルタ [10–13] を用いる方法がある。正弦波を入力信号とする周波数応答法とは異なり、後者の適応 Volterra フィルタの入力には白色雑音や音楽、音声などの広帯域信号が用いられる。適応 Volterra フィルタは Volterra フィルタに適応信号処理を適用したフィルタであり、未知系の変動に追随することができ、周波数応答法よりも実用性がある。非線形システムのモデリング法には適応 Volterra フィルタだけではなく、ニューラルフィルタ [14] やミラーフィルタ [15–17] を用いることも可能である。その中でも各次数のフィルタに対して線形である適応 Volterra フィルタには必ず大局的に解が求まるという極めて優れた性質がある。また、Volterra 級数展開はスピーカシステムにおける非線形性の良いモデル [6] となるため、スピーカシステムならびに音響エコー経路の同定において適応 Volterra フィルタは極めて重要な技術となる。

スピーカシステムには音質劣化の原因となる線形歪み、非線形歪みがある。線形歪みとはシステムの振幅周波数特性および位相周波数特性が無歪み条件を満たさないために出力波形に生じる歪みの総称であり、非線形歪みとはシステムの入力波形と出力波形との間に比例関係がない場合に現れる歪みの総称である。さらに、後者の非線形歪みは入力単一正弦波の時に出力に高調波成分が現れる高調波歪みと、入力が二つの正弦波の時に出力にそれらの和と差の成分が現れる相互変調歪み (混変調歪み) とに大別することができる [18]。非線形歪みが生じる要因としてコイルの変位による駆動力の変化や振動系の支持の弾性が非線形性を有することが考えられる。音質向上のためにはこれらの歪みを除去することが望まれる。そこで、これらの歪みを除去するために、処理の柔軟性が得られるデジタル

信号処理技術を用いたデジタルフィルタによって歪みを除去する特性をもつ非線形逆システム [19,20] を設計し，スピーカシステムの前段にそれを配置する方法が提案されている．非線形逆システムはスピーカシステムを同定した適応 Volterra フィルタにより設計することができる．適応 Volterra フィルタを用いることでオンラインでスピーカシステムの同定が可能であるため，市場投入する際には非線形逆システムは組み込みシステムによるリアルタイム処理での実現が望まれる．

一方，テレビ会議システム，自動車でのハンズフリー通話などの拡声通話系ではスピーカシステムとマイクロホンにより通話を行うため，通話しながら，両手を使えるなどの利点がある．しかし，拡声通話系では音響エコーが発生する場合，非常に会話が聞き取りにくい場合がある．そこで，音響エコーを除去するための手法として，適応フィルタを用いた音響エコーキャンセラが提案されている．実際には，音響エコーキャンセラは音響エコー経路の一部であるスピーカシステムが弱い時変性および非線形性を有しているため，十分な性能を発揮できない．そこで，スピーカシステムの非線形性を適応的に同定することができる適応 Volterra フィルタを用いた非線形音響エコーキャンセラ [21,22] が提案され，その DSP によるオンライン実現が望まれている．

非線形逆システムによる歪み除去効果および音響エコー除去効果は適応 Volterra フィルタがスピーカシステムおよび音響エコー経路を正確に同定すればするほど高くなる．よって，このようなアプリケーションにおいて，適応 Volterra フィルタのシステム長を十分に長く設定する必要があり，適応 Volterra フィルタにおける演算量は線形の適応フィルタより莫大なものとなる．そこで近年，適応 Volterra フィルタの規模縮小，演算量削減を目的とした研究が盛んに行われている．具体的には，パラレルカスケード構造による 2 次 Volterra フィルタの規模縮小に関する研究 [23,24] や周波数領域適応フィルタ [25,26] を非線形に拡張した周波数領域適応 Volterra フィルタによる演算量削減に関する研究 [27–29] などが行われている．これらの共通の目的は，非線形逆システムおよび非線形音響エコーキャンセラを組み込みシステムにより実現するために適応 Volterra フィルタの演算量を従来法と同等の同定精度を保持しながら削減することである．言い換えれば，非線形逆システムおよび非線形音響エコーキャンセラを DSP を搭載した組み込みシステム

により実現する際には、いかに限られた演算量でより高い性能を発揮できるかが非常に重要な課題となってくる。

一方、スピーカシステムの非線形歪みが概して低域に多く存在しているため、各帯域で同一のタップ長を持つ適応 Volterra フィルタは演算効率が悪い。このような場合、線形フィルタの分野ではマルチレート信号処理技術 [30–32] を適応フィルタに適用したサブバンド適応フィルタが有効である。というのは、サブバンド適応フィルタは各帯域で任意のタップ長を選択することができるからである。しかしながら、今まで、マルチレート信号処理技術を Volterra フィルタに適用した手法は提案されていない。そこで、本論文では非線形逆システムおよび非線形音響エコーキャンセラの性能および演算効率を向上させることを目的とし、Volterra フィルタにマルチレート信号処理技術を適用する 3 種類の方法を提案する。

まず、第一の研究成果として、「マルチレート信号処理を用いた Volterra フィルタ [33, 34]」を提案する。本手法では低レートかつ低タップ長で Volterra フィルタを実現するために Volterra フィルタにマルチレート信号処理を適用している。そして、スピーカシステムの非線形歪みを除去することができる非線形逆システムにおいて使用されている Volterra フィルタに本手法を適用し、大幅な演算量削減効果を示す。

次に、第二の研究成果として、「サブバンド適応 Volterra フィルタ [35]」を提案する。非線形逆システムの設計に用いられる適応 Volterra フィルタの演算量を削減するために、非線形歪みの多い周波数帯域を集中的に処理することが望まれる。したがって本手法においては、適応 Volterra フィルタを周波数帯域に対してサブバンド化して、各周波数帯域で異なるタップ長を設定する。さらに、タップ長が自動的に最適化できるアルゴリズムを適用する。そして、非線形システム同定ならびに音響エコーキャンセラに適用した場合、計算機シミュレーションにおいて本手法の大幅な演算量削減効果を示す。

最後に、第三の研究成果として、「フィルタ構造を簡略化したサブバンド適応 Volterra フィルタ [36]」を提案する。提案するサブバンド Volterra フィルタのタップ長を短くした場合、帯域分割数によって得られる推定精度が異なることを示し、最も高い推定精度を得られる帯域分割数を自動的に求めることができるアルゴリ

ズムを提案する。そのアルゴリズムを用いたサブバンド適応 Volterra フィルタによる非線形システムの同定において、シミュレーション結果より従来法と同等の演算量で高い推定精度を保てることを示す。

第2章 Volterra フィルタと従来の演算量削減手法

2.1 緒言

本章では、本論文において特に重要となる離散 Volterra 級数展開 [5] とその基本原理として、Volterra 核の対称性について説明する。次に、離散 Volterra 級数の離散フーリエ変換（DFT : Discrete Fourier Transform）と周波数領域 Volterra フィルタのフィルタリングに用いられる縮約 [37] について説明する。そして、Volterra 核の周波数応答である VFR（Volterra Frequency Response）の性質として、対称性 [38]、Volterra 核の実数性、エイリアシングが起きない VFR 領域 [38, 39] について説明する。さらに、これらの VFR の性質を考慮して、VFR の冗長性を省くことにより得られる、VFR を代表する領域についても説明する。

また、従来法として、これまで提案されている Volterra フィルタの演算量削減手法について述べ、これらの先行研究における手法の問題点を示す。スピーカシステムに含まれる非線形歪みは、スピーカシステムの音質や音響エコーキャンセラの性能に影響を与えるため、物理的アプローチと信号処理のアプローチによって、その影響を低減している。物理的アプローチは機械的駆動システムならびにスピーカの音響構造の改良を含んでいるが、高コストで、音質改善が不十分である。一方、信号処理アプローチはオーディオ入力を前処理する非線形逆システムを用いた非線形歪み除去もしくは非線形音響エコーキャンセラである。本章では物理的アプローチと比較して低コストで実現できる信号処理アプローチについて説明する。

2.2 離散 Volterra 級数展開

本節では、離散 Volterra 級数展開と Volterra 核の対称性について述べる。なお本論文では議論を簡単にするために Volterra 核の対称性に関しては、2次 Volterra 核の対称性について詳しく説明する。

2.2.1 離散 Volterra 級数展開

ヒステリシスのない弱い非線形性をもつシステムが因果的で非線形時不変であるならば、そのシステムの入出力関係は、次式のような離散 Volterra 級数展開 [5] によって表現することができる。

$$\begin{aligned} y(n) &= h_0 \\ &+ \sum_{k_1=0}^{\infty} h_1(k_1)x(n-k_1) \\ &+ \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} h_2(k_1, k_2)x(n-k_1)x(n-k_2) \\ &+ \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} \sum_{k_3=0}^{\infty} h_3(k_1, k_2, k_3)x(n-k_1)x(n-k_2)x(n-k_3) \\ &+ \dots \\ &+ \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} \dots \sum_{k_p=0}^{\infty} h_p(k_1, k_2, \dots, k_p)x(n-k_1)x(n-k_2)\dots x(n-k_p) \\ &+ \dots \end{aligned} \tag{2.1}$$

ここで、 $x(n)$ と $y(n)$ はそれぞれ時刻 n での標本化された入力信号と出力信号を表している。また、 $h_p(k_1, k_2, \dots, k_p)$ は p 次の離散 Volterra 核であり、定数 h_0 はオフセット（直流）の項、 $h_1(k_1)$ は無限長の線形インパルス応答、 $h_p(k_1, k_2, \dots, k_p)$ はシステムの非線形性を特徴づける p 次のインパルス応答である。なお p 次の離散 Volterra 核 $h_p(k_1, k_2, \dots, k_p)$ は一般的に対称性をもつため、いかなる k_1, k_2, \dots, k_p の順列の入れ替えを行っても $h_p(k_1, k_2, \dots, k_p)$ は一般性を失うことなく不変である。さらに、式 (2.1) を見てもわかるように、入力信号の相互積はあるが、Volterra 核の相互積はない。そのため、Volterra 級数展開では Volterra 核に対しては線形

性が成立する.

ここで式 (2.1) は, p 次の Volterra 演算子 $\mathbf{H}_p[x(n)]$ を導入すると,

$$y(n) = h_0 + \sum_{p=1}^{\infty} \mathbf{H}_p[x(n)] \quad (2.2)$$

のように簡単に書くことができる. ただし,

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_p[x(n)] &= \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} \cdots \sum_{k_p=0}^{\infty} h_p(k_1, k_2, \dots, k_p) \\ &\times x(n - k_1)x(n - k_2) \cdots x(n - k_p) \end{aligned} \quad (2.3)$$

である. さらに, 本論文では 2 次までの非線形成分 ($p = 2$) を扱い, すべての Volterra 核が有限の記憶長 N をもつとして議論を行うので, 式 (2.1) を式 (2.4) のように書き換える. なお本論文では一般性を失わない限り, $h_0 = 0$ という仮定のもとで議論を行う.

$$\begin{aligned} y(n) &= y_{1st}(n) + y_{2nd}(n), \\ y_{1st}(n) &= \sum_{k_1=0}^{N-1} h_1(k_1)x(n - k_1), \\ y_{2nd}(n) &= \sum_{k_1=0}^{N-1} \sum_{k_2=0}^{N-1} h_2(k_1, k_2)x(n - k_1)x(n - k_2), \end{aligned} \quad (2.4)$$

式 (2.4) において, 第 1 項目は線形出力, 第 2 項目は入力の 2 つの積が含まれているのでシステムの 2 次非線形出力にそれぞれ相当する. つまり, 式 (2.4) は Fig.2-1 に示すように線形システムと 2 次の非線形システムが並列に接続されているシステムの出力を表していると解釈できる. このような構造を本論文では Volterra 構造と称することにする.

2.2.2 2 次 Volterra 核の対称性

p 次 Volterra 核が対称性をもつことはすでに述べた. ここでは, $p = 2$ すなわち 2 次 Volterra 核の対称性について, より詳しく説明する.

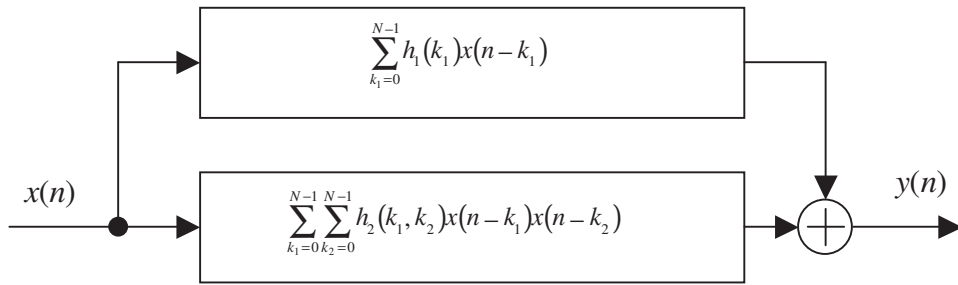


Figure 2-1 Volterra structure.

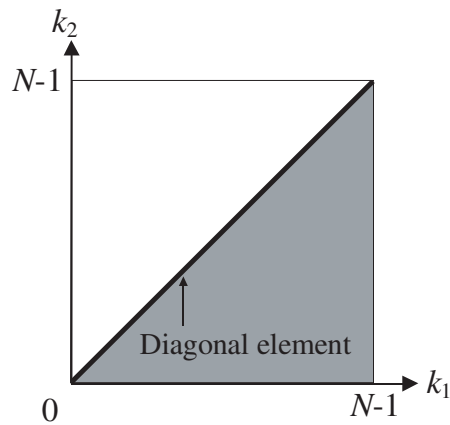


Figure 2-2 Symmetry of the 2nd-order Volterra kernel.

まず，2次 Volterra 核 $h_2(k_1, k_2)$ の対称性を式で示すと，

$$h_2(k_1, k_2) = h_2(k_2, k_1) \quad (2.5)$$

となり，これを図示したものが Fig.2-2 である．式 (2.5) から Fig.2-2 の白と灰色の領域は $k_1 = k_2$ に関して対称となり同じ値をもつ．したがって，全ての2次 Volterra 核の係数の内で実際に必要となる係数というのは，対角成分 ($k_1 = k_2$ の成分) N 個と灰色の領域の成分 $N(N - 1)/2$ 個の和で， $N(N + 1)/2$ 個である．

2.3 離散 Volterra 級数の離散フーリエ変換

前節では、時間領域の Volterra 級数に関して説明したが、本論文では Volterra 核の周波数応答（VFR : Volterra Frequency Response）をフィルタ係数とする周波数領域 Volterra フィルタを用いる。そこで本節では、Volterra 級数の離散フーリエ変換、縮約、VFR の対称性、Volterra 核の実数性、エイリアシングが起きない VFR 領域、VFR を代表する領域などの周波数領域 Volterra フィルタの性質について説明する。なお、ここでも時間領域の場合と同様、2 次非線形項を重点的に説明する。

2.3.1 離散 Volterra 級数の離散フーリエ変換

式 (2.1) の離散 Volterra 級数における k_p (p は次数) の上限を $N - 1$ とし、それを N 点で離散フーリエ変換（DFT : Discrete Fourier Transform）すると、

$$\begin{aligned} Y(m) &= H_0(m) \\ &+ H_1(m)X(m) \\ &+ A_1[H_2(m_1, m_2)X(m_1)X(m_2)] \\ &+ A_2[H_3(m_1, m_2, m_3)X(m_1)X(m_2)X(m_3)] \\ &+ \dots \\ &+ A_{p-1}[H_p(m_1, m_2, \dots, m_p)X(m_1)X(m_2)\dots X(m_p)] \\ &+ \dots \\ &\text{for } 0 \leq m, m_1, m_2, \dots, m_p, \dots \leq N - 1 \end{aligned} \tag{2.6}$$

となる。ただし、

$$H_0(m) = \begin{cases} Nh_0 & \text{for } m = 0 \\ 0 & \text{for } m \neq 0 \end{cases} \tag{2.7}$$

である．ここで， $X(m)$ ， $Y(m)$ は離散周波数点 m における入力信号スペクトルと出力信号スペクトルであり，

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}nm} \quad (2.8)$$

$$Y(m) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}nm} \quad (2.9)$$

により算出される．また， $H_p(m_1, m_2, \dots, m_p)$ は $h_p(k_1, k_2, \dots, k_p)$ を p 次元 DFT したもので， p 次 Volterra 周波数応答（VFR : Volterra Frequency Response）と呼ばれるものである．なお， p 次 VFR $H_p(m_1, m_2, \dots, m_p)$ は，

$$H_p(m_1, m_2, \dots, m_p) = \sum_{k_1=0}^{N-1} \sum_{k_2=0}^{N-1} \cdots \sum_{k_p=0}^{N-1} h_p(k_1, k_2, \dots, k_p) e^{-j\frac{2\pi}{N}(k_1 m_1 + k_2 m_2 + \cdots + k_p m_p)} \quad (2.10)$$

により算出される．さらに，式 (2.6) の第 3 項目以降に存在する A_{p-1} は $(p-1)$ 次縮約演算子と呼ばれるもので， p 次元の従属変数をもつ関数を 1 次元の従属変数をもつ関数に変換する役割をもつ．この縮約に関しては次節で詳しく説明する．ここで， p 次 Volterra 核は対称性をもっているので， p 次 VFR も一般的に対称性をもつ．すなわち，いかなる m_1, m_2, \dots, m_p の順列の入れ替えを行っても $H_p(m_1, m_2, \dots, m_p)$ は一般性を失うことなく不変である．

なお，時間領域の場合と同様，本論文では 2 次までの非線形成分 ($p=2$) を扱うので，式 (2.6) を式 (2.11) のように書き換える．また本論文では一般性を失わない限り， $H_0(0) = 0$ という仮定のもとで議論を行う．

$$\begin{aligned} Y(m) &= H_1(m)X(m) \\ &+ A_1[H_2(m_1, m_2)X(m_1)X(m_2)] \\ &\text{for } 0 \leq m, m_1, m_2 \leq N-1 \end{aligned} \quad (2.11)$$

2.3.2 縮約

離散 Volterra 級数展開を DFT した式 (2.6) と式 (2.11) には縮約演算子 [37] がある。縮約演算子とは、多次元の従属変数をもつ関数を 1 次元の従属変数をもつ関数に変換するものである。2 次元以上の VFR と入力信号スペクトルとの積は多次元出力信号スペクトルになるため、縮約演算子を用いて 1 次元の出力信号スペクトルに変換する必要がある。本論文では 2 次までの非線形性を取り扱うので、ここでは、2 次元の従属変数をもつ関数を 1 次元の従属変数をもつ関数に変換する 1 次元への縮約について詳しく説明する。

まず 1 次元への縮約は式 (2.12) に示すような演算で行われる。

$$\begin{aligned}
 Y_2(m) &= A_1 [Y'_2(m_1, m_2)] \\
 &= A_1 [H_2(m_1, m_2)X(m_1)X(m_2)] \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{m_1+m_2=m} H_2(m_1, m_2)X(m_1)X(m_2) \\
 &+ \frac{1}{N} \sum_{m_1+m_2=m+N} H_2(m_1, m_2)X(m_1)X(m_2) \quad (2.12)
 \end{aligned}$$

ただし、 $Y_2(m)$ と $Y'_2(m_1, m_2)$ はそれぞれ 2 次非線形項の 1 次元の出力信号スペクトルと 2 次元の出力信号スペクトルである。ここで、式 (2.12) を見ると、2 次非線形項の 1 次元の出力 $Y_2(m)$ を求めるためには、 $m_1 + m_2 = m$ or $m + N$ が成立する部分の $Y'_2(m_1, m_2)$ つまり $H_2(m_1, m_2)X(m_1)X(m_2)$ の値を加算し、全体を $1/N$ 倍してやればよいことがわかる。

この 1 次元への縮約について具体例を挙げて説明する。いま $N = 8$ とし、

$$Y'_2(m_1, m_2) = \begin{cases} 1 & \text{for } (m_1, m_2) = (0, 2), (2, 0), (3, 7), (7, 3) \\ 2 & \text{for } (m_1, m_2) = (1, 1), (5, 5) \\ 0 & \text{for others} \end{cases} \quad (2.13)$$

とする。なお実際には、 $Y'_2(m_1, m_2)$ は複素数であるがここでは簡単のため実数と

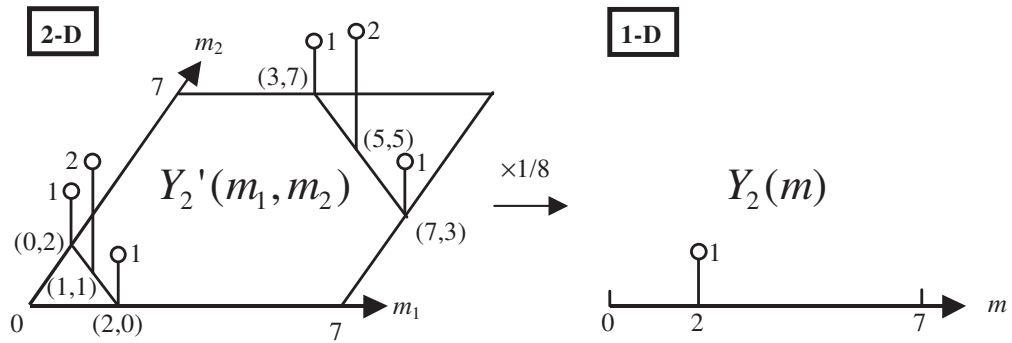


Figure 2-3 Reduction.

する。このとき、 $m = 2$ における1次元の出力 $Y_2(2)$ は、

$$\begin{aligned}
 Y_2(2) &= \frac{1}{8} \sum_{m_1+m_2=2} Y_2'(m_1, m_2) + \frac{1}{8} \sum_{m_1+m_2=2+8} Y_2'(m_1, m_2) \\
 &= \frac{1}{8} \{Y_2'(0, 2) + Y_2'(1, 1) + Y_2'(2, 0)\} + \frac{1}{8} \{Y_2'(3, 7) + Y_2'(5, 5) + Y_2'(7, 3)\} \\
 &= 1
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

となる。Fig.2-3はこれを図示したものである。

2.3.3 2次VFRの対称性

VFRの対称性 [38] と Volterra 核の対称性の考え方は同じである。すでに2次 Volterra 核の対称性については詳しく説明したので、2次VFRの対称性に関しては簡単に説明する。

2次VFRは式(2.15)に示すように対称性をもつ。

$$H_2(m_1, m_2) = H_2(m_2, m_1) \tag{2.15}$$

そして、これらを図示したものが、Fig.2-4である。Volterra核の場合と同様に、対称性により必要な係数の個数は $N(N+1)/2$ 個となる。

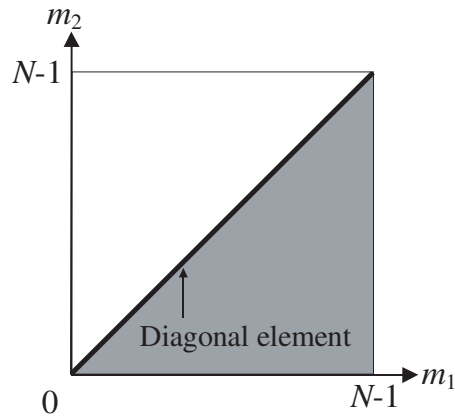


Figure 2-4 Symmetry of the 2nd-order VFR.

2.3.4 Volterra 核の実数性

Volterra 核は実数であるので、それを DFT した VFR は、

$$H_p(m_1, m_2, \dots, m_p, \dots) = H_p^*(N - m_1, N - m_2, \dots, N - m_p, \dots) \quad (2.16)$$

のような複素共役の関係をもつ。ただし、* は複素共役を表している。

したがって、2次 VFR は、

$$H_2(m_1, m_2) = H_2^*(N - m_1, N - m_2) \quad (2.17)$$

のような関係をもち、Fig.2-5(a) に示す白と灰色の領域の2次 VFR は $m_1 + m_2 = N$ に関して複素共役の関係となる。なお、 $m_1 + m_2 = 0$ or N の成分は全て直流成分すなわち実数である。

2.3.5 エイリアシングが起きない2次 VFR 領域

ここでは、エイリアシングが起きない2次 VFR 領域 [38,39] について説明する。まず、2次非線形システムの入力信号の周波数 m は、前述の1次元への縮約演算により $m_1 + m_2$ の値、つまり2つの周波数 m_1 と m_2 の値に依存する。ここで、Fig.2-6(a) における $0 \leq m_1 \leq N/2$ かつ $N/2 < m_2 < N$ の領域ならびに $N/2 < m_1 < N$ かつ $0 \leq m_2 \leq N/2$ の領域は離散信号の周期性より、それぞれ $0 \leq m_1 \leq N/2$

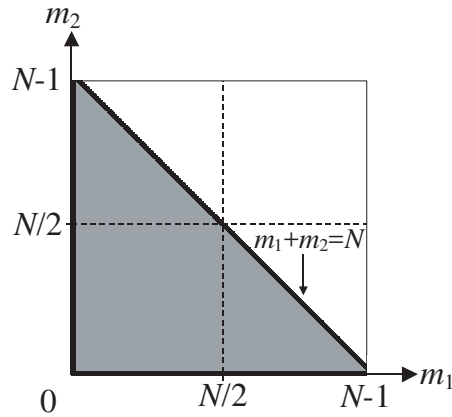


Figure 2-5 Reality of the 2nd-order Volterra kernel.

かつ $-N/2 < m_2 < 0$ の領域ならびに $-N/2 < m_1 < 0$ かつ $0 \leq m_2 \leq N/2$ の領域と等しくなる。また同様に、 $N/2 < m_1 < N$ かつ $N/2 < m_2 < N$ の領域は、 $-N/2 < m_1 < 0$ かつ $-N/2 < m_2 < 0$ の領域と等しくなる。したがって、Fig.2-6(a) と等価な図として Fig.2-6(a') を得ることができる。Fig.2-6(a') において $m_1 + m_2$ の値が $-N/2 < m_1 + m_2 \leq N/2$ であればエイリアシングは起きないので、エイリアシングがおきない 2 次 VFR 領域は Fig.2-6(a') の灰色の領域となり、それは Fig.2-6(a) の灰色の領域である。

2.3.6 2 次 VFR を代表する領域

これまで、VFR の対称性や Volterra 核の実数性、エイリアシングが起きない VFR 領域について説明してきた。これらの性質は VFR 領域に独立でない領域、すなわち冗長な領域が含まれていることを示している。本項ではその冗長な領域を省いた必要最小限の VFR 領域について説明する。

必要最小限の 2 次 VFR 領域についてであるが、2 次 VFR の対称性より、Fig.2-7(a) の灰色の領域が必要領域となる。また、2 次 Volterra 核の実数性より Fig.2-7(b) の灰色の領域が必要領域となる。さらに、Fig.2-7(c) に灰色で示すエイリアシングが起きない 2 次 VFR 領域が必要領域となる。したがって、Fig.2-7(a)~(c) より、Fig.2-7(d) に示す灰色の領域が 2 次 VFR を代表する領域となり、その領域は全領

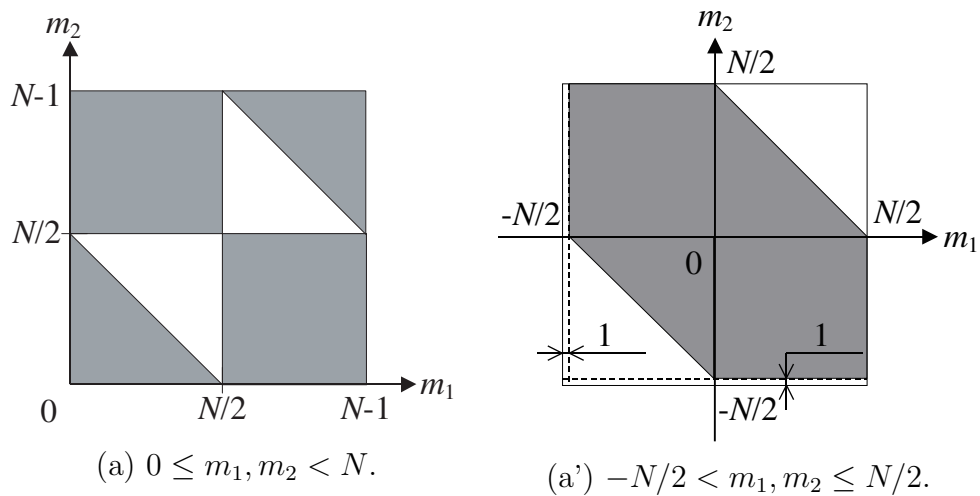


Figure 2-6 Anti-aliasing region of the 2nd-order VFR.

域のおよそ 3/16 である。

2.4 従来の Volterra フィルタの演算量削減手法とその問題点

音響信号処理における Volterra フィルタ (VF) の用途としてスピーカシステムの線形化システムがある。VF は Volterra 級数展開に基づき [5], スピーカシステムのような弱い非線形性を有する非線形システムをモデリングすることができる [6]. VF を用いた非線形信号処理装置は一般的に線形化システムと呼ばれ, 対象とするスピーカシステムに対して同定された 2 次, 3 次 Volterra 核, 線形逆フィルタから構成されている [13]. 線形化システムには対象とするスピーカシステムの Volterra 核が必要となり, したがって何らかの方法によって, Volterra 核を同定しなければならない. そのモデリング手法の一つに適応 Volterra フィルタ (AVF) [11] を用いる方法がある.

AVF は線形フィルタを対象とする適応フィルタリングを直接的に VF へ適用している. なぜなら, VF の係数は出力信号に対しては線形であるからである. しかしながら, 具体的に述べれば, AVF をたとえ 2 次で打ち切ったとしても $N + N \cdot (N + 1) / 2$

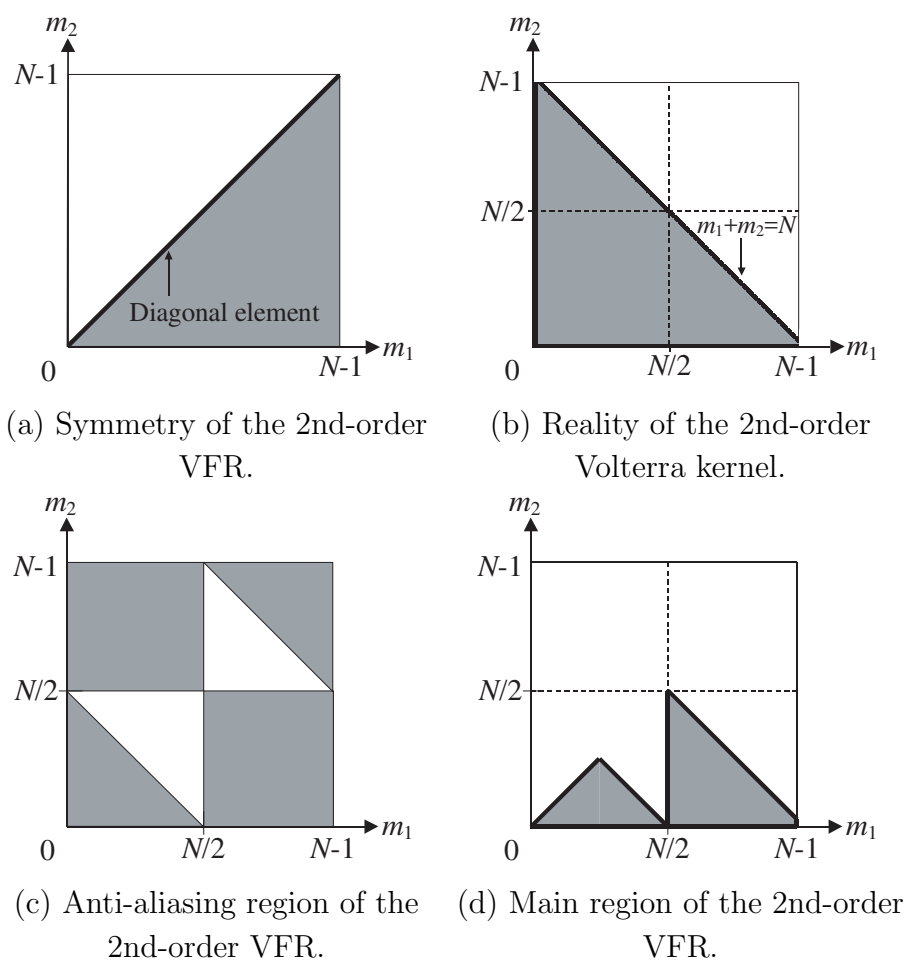


Figure 2-7 Features of the 2nd-order VFR.

回（ここで N は VF のタップ長）の乗算が出力信号を計算する際に要求されるため、AVF には莫大な演算量が要求される。例えば、サンプリング周波数が 48kHz で最低限必要と考えられるタップ長を 128 とした場合、VF の演算量として 8384 回の乗算が必要となる。線形のフィルタの約 65 倍の演算量に相当する。したがって、リアルタイムでアプリケーションを実現するためには演算効率を上げなければならない。

従来の演算量削減手法の一つとして Adaptive Simplified Volterra Filter (ASVF) が非線形音響エコーキャンセラ用に提案された [21, 22, 40]。演算効率を改善するために [21] で提案されている ASVF は 1 次 VF の特徴に基づき、Fig.2-8 のように、

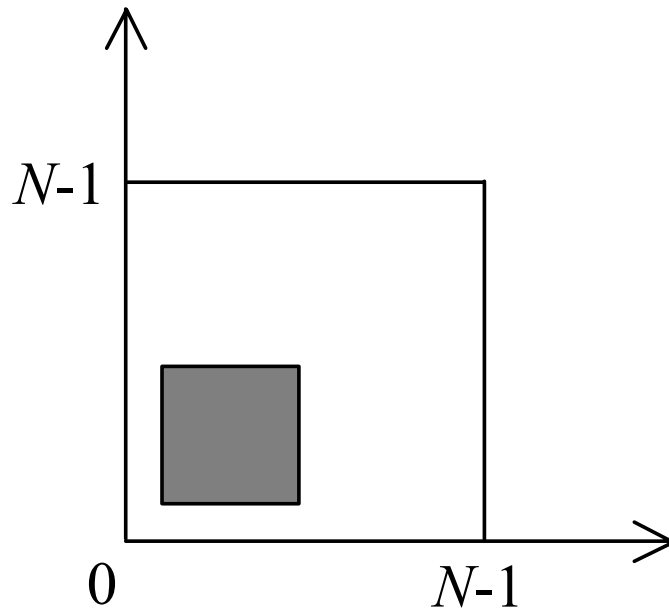


Figure 2-8 Estimated filter coefficients in the ASVF(delay).

第一のピークまでにある初期の小さい係数を遅延器に置き換える．今後この手法を ASVF(delay) と呼ぶ．文献 [22, 40] にて提案されているもう一つの ASVF では大きなフィルタ係数が主対角上にいつも存在するため，Fig.2-9 のように，主対角から遠い係数を 0 と仮定している．今後この手法 ASVF(diagonal) と呼ぶ．しかしながら，これらの ASVF は演算効率を上げる効果が少しあるものの，十分な推定精度を保証できない．なぜなら主対角から遠い係数が大きい場合，推定精度に影響を与える可能性があるからである．

もう一つの演算量削減手法は 2 次 Volterra 核の固有値分解ならびに 3 次 Volterra 核の特異値分解に基づいており，VF のパラレルカスケード手法と呼ばれている [23, 41, 42]．今後この手法を Adaptive Parallel Cascade Volterra Filter (APCVF) と呼ぶ．APCVF は固有値と線形フィルタ (固有ベクトル) に関連した多くのブランチから構成される．APCVF におけるパラレルカスケード構造を Fig.2-10 に示す．Fig.2-10 において λ_{N-1} は固有値を， L_{N-1} は固有値ベクトルを示す．仮に小さな固有値が多く含まれる (係数行列は低いランクを持つ) ならば，演算効率を改善するために相当するブランチを取り除くことができる．しかしながら，適切

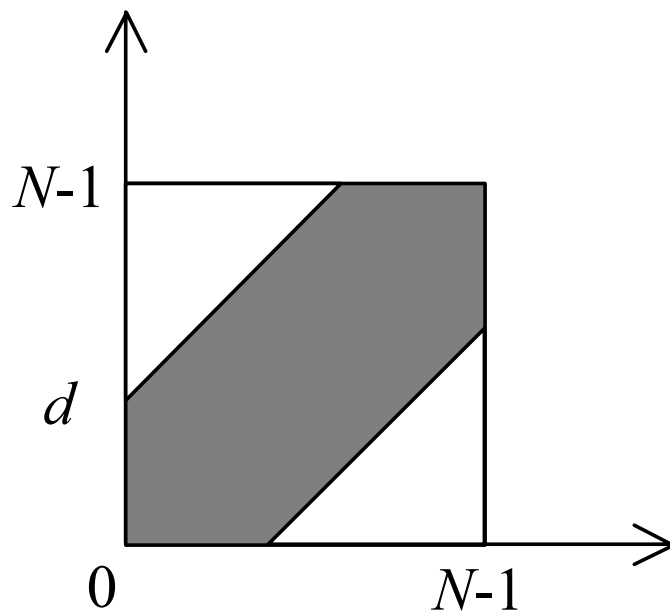


Figure 2-9 Estimated filter coefficients in the ASVF(diagonal).

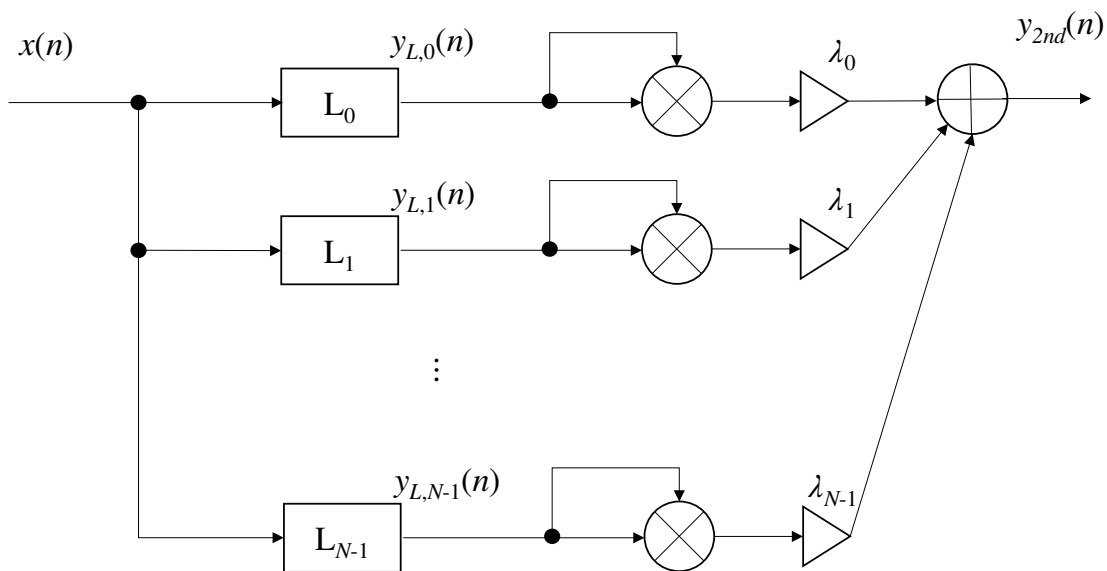


Figure 2-10 Parallel cascade structure in the APCVF.

なブランチ数は同定する前にはわからない。すなわち、適切なブランチ数を手に入れるために多くの試行が必要となる。したがって、APCVF はリアルタイムアプリケーションには向かないということを意味する。

その他の演算量削減手法として文献 [43] において演算効率を改善するために Adaptive Sparse-interpolated Volterra Filter (ASIVF) が提案されている。ASIVF の基本的な考え方はいくつかの係数を取り除くことであり、削除された係数を再生成するためのアドホック補間プロセスを有する。しかしながら、その性能は対象となる非線形システムの Volterra 核の特徴に依存する。演算効率を改善するには ASIVF は入力信号の帯域を $f_s/4$ (f_s はサンプリング周波数) 以下に制限する必要がある。この場合、ASIVF は対象となる非線形システムの $f_s/4$ 以上の周波数帯域成分を推定できない。文献 [33,43] において、時間領域の 2 次 VF 係数 $h'_2(k_1, k_2)$ は

$$h'_2(k_1, k_2) = \begin{cases} h_2(k_1, k_2) & k_1, k_2 = 0, D, 2D \dots \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (2.18)$$

のように与えられている。 $h'_2(k_1, k_2)$ の出力信号におけるエイリアシング成分が $f_s/2D$ 以下の帯域制限によって削除され、 D^2 倍することで利得が調整されるならば、 $h_2(k_1, k_2)$ と $h'_2(k_1, k_2)$ の出力信号は等しい。ここで、 $h'_2(k_1, k_2)$ は $h_2(k_1, k_2)$ と比較して演算効率は高くなる。なぜなら、 $h'_2(k_1, k_2)$ における $(D^2 - 1)/D^2$ の係数が 0 であり、係数が 0 に相当する乗算が出力信号の計算において無視できるからである。例えば、サンプリング周波数が Volterra サンプリング定理を満たすならば、 $h'_2(k_1, k_2)$ の演算量は $1/4$ に削減できる。

一方、演算効率を改善するためにサブバンド AVF(SAVF) が提案されている [44–46]。文献 [44–46] においては、 p 次 VF が入力ベクトルの Kronecker 積として得られた再配置された入力ベクトルと関連した線形フィルタ (係数ベクトル) として扱われる。これらのサブバンド AVF は p 次 VF に対する再配置された入力ベクトルに対して、Fig.2-11 に示されるように線形フィルタのサブバンド技術を適用することで、Mean Square Error (MSE) の収束速度を改善する。Fig.2-11 において $x(n)$ は 1 次入力信号を、 $x_2(n)$ は 2 次入力信号を、 $d(n)$ は希望信号を、 $e(n)$ は誤差信号

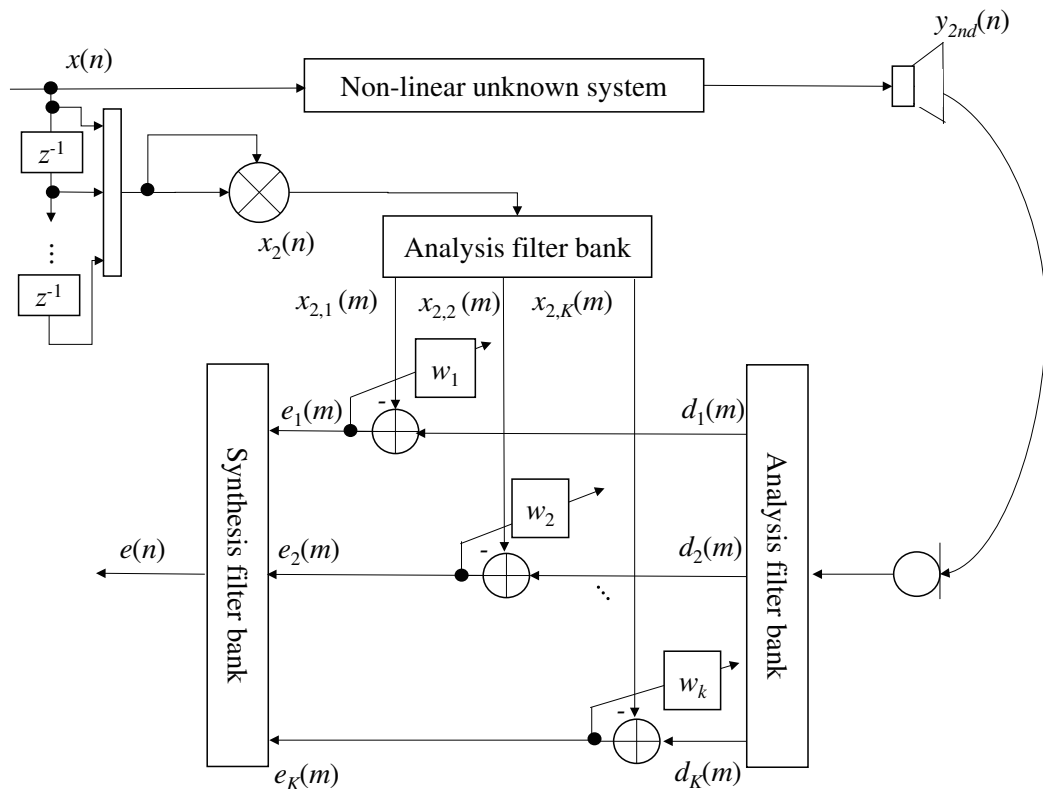


Figure 2-11 Analysis and synthesis filter banks in the ISAVF.

を， k は分割数を， $x_{2,k}(m)$ は直交変換された 2 次入力信号を， w_k は直交変換されたフィルタ係数をそれぞれ示す．しかしながら，このアプローチは Volterra 核の周波数領域での特徴を利用できない．例えば，スピーカシステムは概して最低共振周波数の周辺に大きな非線形歪みをもっているが，このアプローチでは演算効率を改善させるためにその特徴を考慮できない．今後，多次元の Volterra フィルタを線形フィルタに置き換えて，線形フィルタに対するサブバンド構成を利用する方法を “Indirect Subband Adaptive Volterra Filter (ISAVF)” と呼ぶことにする．ここで，従来法における利点および欠点を Table 2-1 にまとめて示す．

Table 2-1 Advantage and disadvantage of conventional methods.

	利点	欠点
ASVF(delay)	初期遅延がある場合、演算量を削減可能	削除した係数が大きい場合、推定精度が低下
ASVF(diagonal)	主対角上に係数が集まる場合、演算量を削減可能	削除した係数が大きい場合、推定精度が低下
APCVF	固有値にばらつきがある場合、演算量を削減可能	適切なブランチ数が同定前には不明
ASIVF	入力信号を帯域制限する場合、演算量を削減可能	入力信号と帯域制限が必要
ISAVF	収束速度を改善可能	歪みの多い帯域を処理できない

2.5 結言

本章では、まず、スピーカシステムの非線形歪みを表現することができる離散 Volterra 級数とその基本原理として Volterra 核の対称性について説明した。さらに、時間領域の表現であった離散 Volterra 級数を離散フーリエ変換し、周波数領域の入出力関係を示した。そして、周波数領域 Volterra フィルタのフィルタリングに用いられる縮約について説明した。また、Volterra 核の周波数応答である VFR の性質として、対称性、Volterra 核の実数性、エイリアシングが起きない VFR 領域について説明し、最後にそれらの性質を考慮して、VFR を代表する領域を示した。

最後に、従来の Volterra フィルタの演算量削減手法とその問題点を示した。次章以降で、これらの問題点を解決するための手法について述べる。

第3章 マルチレート信号処理を用いた Volterra フィルタによる演算量削減

3.1 緒言

スピーカシステムは非線形性を有しているため、音質を改善するにはスピーカシステムの前段に非線形逆システムを配置し、非線形歪みを補正する必要がある。しかし、DSP による実現を考えた場合、非線形逆システムに用いられる Volterra フィルタの演算量は莫大である。また、2章で述べたように Volterra フィルタの出力信号にはエイリアシング成分を含む帯域が存在する。よって、時間領域で Volterra フィルタを実現する場合、このエイリアシングを回避するために入力信号を帯域制限する必要がある。しかしながら、サンプリング周波数をナイキスト周波数の2倍に設定するため無駄な帯域を処理していて、効率が悪い。そこで、本章では Volterra フィルタの演算量を削減するためサンプリング周波数をナイキスト周波数にしてもエイリアシングを生じない構成を提案する。

以下、本章は次のように構成されている。まず、線形歪みや非線形歪みを除去するために用いる線形逆フィルタ、非線形逆システムについて述べる。次に、提案法で用いられるマルチレート信号処理の基礎理論を述べる。さらに、そのマルチレート信号処理を Volterra フィルタに適用することによって Volterra フィルタの演算量を削減する方法を提案する。最後に、提案法による非線形逆フィルタを用いてスピーカシステムの2次非線形歪みを除去することにより、提案法の有効性を示す。

3.2 逆システム

対象となるシステムの歪み除去を行う方法の1つとして、逆システムを用いる方法がある。逆システムとは対象システムと直列に接続したときに全体の伝達関数が1となるようなシステムである。

本節では、線形歪みを補正するための線形逆システムと非線形歪みを除去するための非線形逆システムについて述べる。まず、適応フィルタを用いた線形逆システムの設計法について述べ、つぎに非線形逆システムについて述べる。

3.2.1 線形逆システム

周波数により振幅や遅延が一定でない歪みとして定義される線形歪みを除去（補正）するフィルタを線形逆フィルタと呼ぶ。その線形逆フィルタは適応フィルタを用いて設計する。適応フィルタとは、何らかの誤差を設定し、その誤差が小さくなるようにフィルタ係数を更新するものである。ここで、対象システムと適応フィルタをどのように接続し、誤差信号を何に設定するかは目的によって異なる。対象システムと適応フィルタを接続する方法には、基本的なものとして Forward Modeling と Inverse Modeling がある。Forward Modeling は線形、非線形に関わらず対象システムのシステム同定に用いられる。Inverse Modeling は線形のみでしか用いることができないが、対象システムの逆システムを設計するのに用いられる。したがって、次項で述べる非線形逆システムは Inverse Modeling では設計できない。

線形逆システムの設計には Fig.3-1 に示す Inverse Modeling を用いる。ここで、希望信号 $d(n)$ は入力信号 $x(n)$ を Δ サンプルだけ遅延させることにより得られる。通常、線形逆フィルタは非因果な特性となるので、このように Δ サンプルの遅延を与える必要がある。さらに、設計された線形逆フィルタと対象システムを直列に接続することにより、線形歪みを補正することができる。ここで、線形歪み除去手順をまとめる。

1. 同定対象のシステムの1次 Volterra 核 \mathbf{D}_1 を同定する。

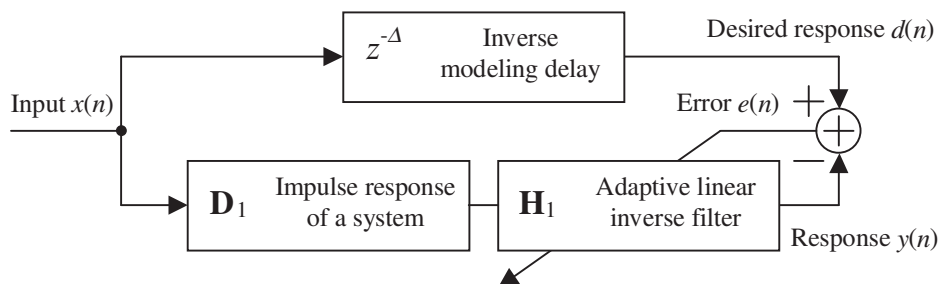


Figure 3-1 Design of the linear inverse filter.

2. Fig.3-1 の構成を用いて，同定した 1 次 Volterra 核 \mathbf{D}_1 に対して線形逆フィルタ \mathbf{H}_1 を設計する．
3. 設計した線形逆フィルタ \mathbf{H}_1 をシステムの前段に配置することで，線形歪みを補正することができる．

なお，その他の手法としては，1 次 Volterra 核 \mathbf{D}_1 の同定の手順を省略して，Fig.3-1 の構成における \mathbf{D}_1 に物理システムのインパルス応答をそのまま用いるといった方法などがある．

3.2.2 非線形逆システム

対象となるシステムが線形の場合には Inverse Modeling により逆システムを設計することができるが，システムが非線形の場合，システムを直列に接続したときにシステムの前後を等価的に入れ替えることができないため，Inverse Modeling では逆システムを設計できない．その非線形逆システムの設計法の詳細は文献 [19, 20] に譲るとして，ここでは非線形逆システムと対象システムを直列に接続した場合に非線形歪みが除去できる原理について簡単に述べる．

いま，対象システムをスピーカシステムとし，その 2 次までの特性を 2 次で打ち切った Volterra フィルタで完全に同定できているとする．また，同定した 1 次 Volterra 核（線形のインパルス応答） \mathbf{D}_1 を基に，前項で述べた線形逆システムの

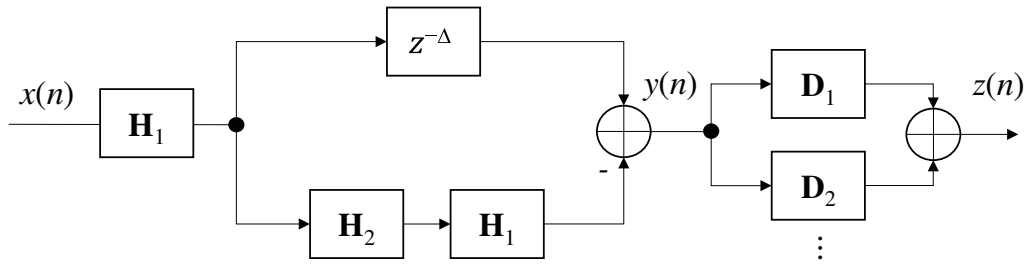


Figure 3-2 Linearization filter for eliminating the linear and 2nd-order nonlinear distortions.

設計法により線形逆フィルタ \mathbf{H}_1 が設計できているとする。つまり、 \mathbf{H}_1 が、

$$\mathbf{D}_1 \cdot \mathbf{H}_1 = z^{-\Delta} \quad (3.1)$$

を満たすように設計できているとする。一方、スピーカシステムの2次 Volterra 核 \mathbf{D}_2 を2次 Volterra フィルタ \mathbf{H}_2 で同定できているとする。このとき、Fig.3-2に示すように、非線形逆システムをスピーカシステムの前段に配置すると、スピーカシステムの線形歪みと2次非線形歪みを除去することができる。その原理について以下に述べる。

まず、Fig.3-2におけるスピーカシステムの入出力 $z(n)$ において、入力信号 $x(n)$ の線形成分が出力される経路を考えると、

$$\mathbf{H}_1 \Rightarrow z^{-\Delta} \Rightarrow \mathbf{D}_1$$

という経路のみである。したがって、スピーカシステムの入出力 $z(n)$ における入力信号 $x(n)$ の線形成分 $z_1(n)$ は、Volterra 演算子を用いると、

$$\begin{aligned} z_1(n) &= \mathbf{D}_1 [z^{-\Delta} \mathbf{H}_1 [x(n)]] \\ &= x(n - 2\Delta) \end{aligned} \quad (3.2)$$

と表すことができ、線形歪みが補正されていることがわかる。ただし、式 (3.2) の1行目から2行目への式変形において式 (3.1) の関係を用いている。

つぎに、スピーカシステムの入出力 $z(n)$ において、入力信号 $x(n)$ の2次非線形成分が出力される経路を考えると、

$$\mathbf{H}_1 \Rightarrow z^{-\Delta} \Rightarrow \mathbf{D}_2$$

という経路と,

$$\mathbf{H}_1 \Rightarrow \mathbf{H}_2 \Rightarrow \mathbf{H}_1 \Rightarrow \times - 1 \Rightarrow \mathbf{D}_1$$

という経路であることがわかる. したがって, $z(n)$ における入力信号 $x(n)$ の2次非線形成分 $z_2(n)$ は,

$$\begin{aligned} z_2(n) &= \mathbf{D}_2 [z^{-\Delta} \mathbf{H}_1 [x(n)]] - \mathbf{D}_1 [\mathbf{H}_1 [\mathbf{H}_2 [\mathbf{H}_1 [x(n)]]]] \\ &= \mathbf{D}_2 [z^{-\Delta} \mathbf{H}_1 [x(n)]] - z^{-\Delta} \mathbf{D}_2 [\mathbf{H}_1 [x(n)]] \\ &= 0 \end{aligned} \tag{3.3}$$

と表すことができ, 2次非線形歪みが除去されることがわかる. なお, 式 (3.3) の1行目から2行目への式変形において式 (3.1) の関係を用いた.

以上のように, Fig.3-2 に示す非線形逆フィルタを設計することができれば, スピーカシステムの線形歪みと2次非線形歪みを除去することができる. ここで, 線形歪みと2次非線形歪みの除去手順をまとめる.

1. 同定対象のシステムの1次 Volterra 核 \mathbf{D}_1 と2次 Volterra 核 \mathbf{D}_2 を同定する. 同定した2次 Volterra 核を2次 Volterra フィルタ \mathbf{H}_2 とする.
2. Fig.3-1 の構成を用いて, 同定した1次 Volterra 核 \mathbf{D}_1 に対して線形逆フィルタ \mathbf{H}_1 を設計する.
3. Fig.3-2 で示されるように, 物理システムの前段に \mathbf{H}_1 , \mathbf{H}_2 を配置することにより, 線形歪みと2次非線形歪みを除去することができる.

以上のことから, 非線形逆システムを設計するためには, 線形逆フィルタ \mathbf{H}_1 とシステムの2次 Volterra 核 \mathbf{D}_2 を同定した2次 Volterra フィルタ \mathbf{H}_2 が必要であることがわかる. そこで, 非線形逆システムによる非線形歪み除去効果を大きくするためには, いかに \mathbf{H}_1 と \mathbf{H}_2 を精度良く設計するかが重要なポイントとなる.

3.3 マルチレート信号処理

本節ではマルチレート信号処理の基礎理論を示す [30–32]. マルチレート信号処理の基本にはサンプリング周波数を降下させるデシメータと, サンプリング周波

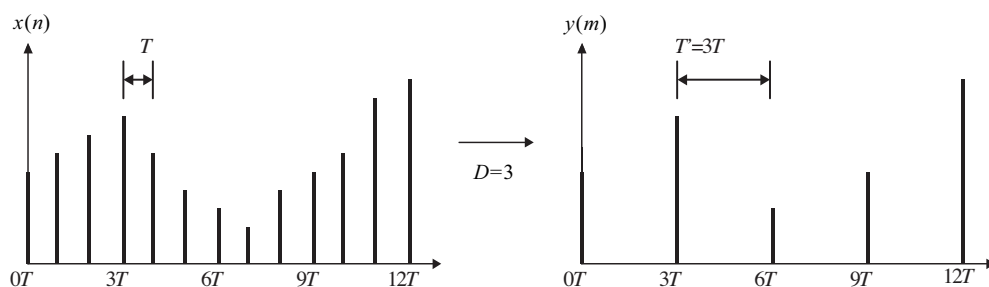


Figure 3-3 Principle of downsampling (Time domain).

数を上昇させるインタポレータがある．そこで本節ではデシメータならびにインタポレータについてそれぞれ述べる．

3.3.1 デシメータ

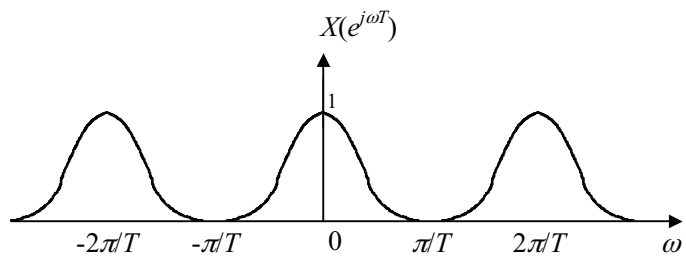
デシメータとは、「信号処理システム内でサンプリング周波数を降下させるシステムブロック」である．デシメータはLPFと D サンプルごとに信号を選び出すシステムであるダウンサンプラから成る．Fig.3-3にダウンサンプラの時間領域の説明図，Fig.3-4にその周波数領域における説明図を示す．また，Fig.3-5にそのシステムブロック図を示す．

ダウンサンプラの時間領域表現

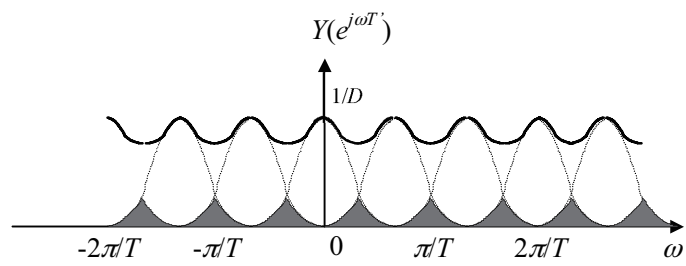
いま，Fig.3-3で示すように周期 T でサンプリングした信号系列 $x(n)$ が与えられているものとする（ただし n は整数）．ここで，新しい周期 $T' = DT$ でサンプリングした信号を $y(m)$ とすると（ m は整数， D は自然数），Fig.3-3より

$$y(m) = x(Dm) \quad (-\infty < m < \infty) \quad (3.4)$$

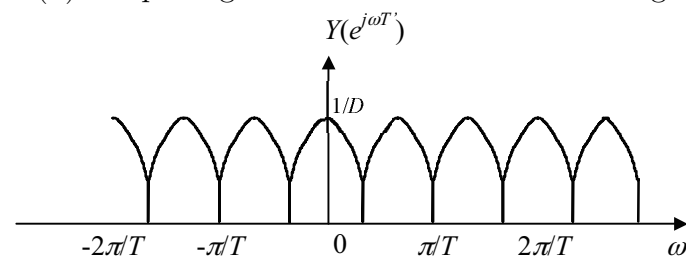
であることがわかる．つまり式(3.4)は，Fig.3-3で示すように，周期 T' でサンプリングした信号系列 $y(m)$ が周期 T でサンプリングした信号系列 $x(n)$ の系列を D サンプルごとに一個ずつ周期的に取り出すこと示している．すなわち， $y(m)$ は $x(n)$



(a) Sampled signal.



(b) Output signal after decimate with aliasing.



(c) Output signal after decimate without aliasing.

Figure 3-4 Principle of decimation (Frequency domain).

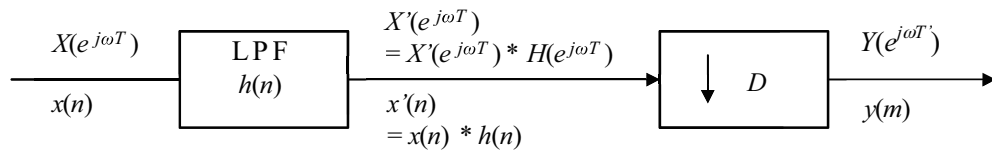


Figure 3-5 Block diagram of decimation.

を間引いた信号系列であることを示している。また、 $y(m)$ は $x(n)$ に比べてサンプリング周波数が $1/D$ に下がっているとも考えられる。

ダウンサンプラの周波数領域表現とデシメータのシステムブロック図

Fig.3-4(a) は、サンプリング周期が T である場合のスペクトル $X(e^{j\omega T})$ であり、サンプリングによって正規化サンプリング角周波数 (簡便性を考慮して本節では以下サンプリング周波数と呼ぶ) $(2\pi/T)$ ごとに周期性を持っている。Fig.3-4(b) は、 $D = 3$ としサンプリング周波数を 3 分の 1 ($T' = 3T$) に間引いた場合のスペクトル $Y(e^{j\omega T})$ である。この場合、もとのサンプリング周波数の信号 $X(e^{j\omega T})$ のスペクトル帯域がナイキスト周波数 $(\pi/T' = \pi/3T)$ 以上と高いので、図中のかげの部分でエイリアシングが生じている。しかしながら、サンプリング周波数を 3 分の 1 にする前にカットオフ周波数が $\pi/T' = \pi/3T$ であるデジタル LPF $H(e^{j\omega T})$ を使用すれば、サンプリング周波数を 3 分の 1 に降下させても、Fig.3-4(c) で示すように Fig.3-4(b) のようなエイリアシングは生じない。よって、Fig.3-5 のブロック図に示すように、サンプリング周波数を $1/D$ にデシメートする前に、サンプリング周期が T でカットオフ周波数が π/DT [rad] であるデジタル LPF が必要である。デ

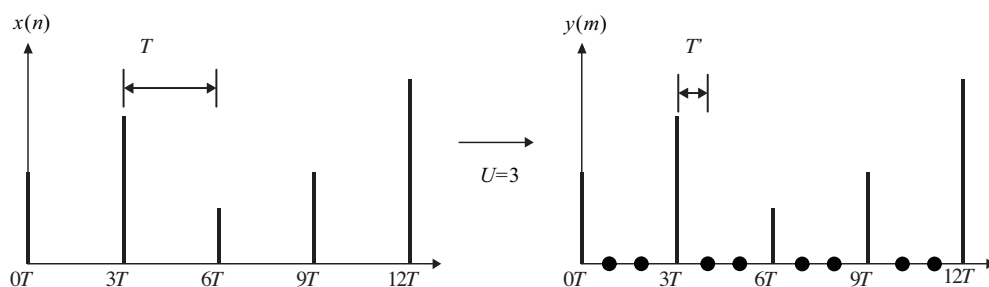


Figure 3-6 Principle of upsampling (Time domain).

シメータにおける LPF の仕様は以下のとおりである.

$$H(z)|_{z=e^{j\omega T}} = \begin{cases} 1: & |\omega| \leq \pi/DT \\ 0: & \textit{Otherwise} \end{cases} \quad (3.5)$$

3.3.2 インタポレータ

インタポレータとは、「周期 T でサンプルした $x(n)$ のサンプリング周波数を, U 倍に増加させるシステムブロック」である. インタポレータは LPF と零補間するシステムであるアップサンブラから成る. ただし, n は整数, U は自然数とする. Fig.3-6 にアップサンブラの時間領域の説明図, Fig.3-7 にその周波数領域における説明図を示す. また, Fig.3-8 にそのシステムブロック図を示す.

アップサンブラの時間領域表現

Fig.3-8 の前段のアップサンブラは次のような信号 $v(m)$ を生成する.

$$v(m) = \begin{cases} x(m/U): & m = 0, \pm U, \pm 2U, \dots \\ 0: & \textit{Otherwise} \end{cases} \quad (3.6)$$

信号 $v(m)$ は, $x(n)$ に周期 T' で零を補間することによって得られる (Fig.3-6). $v(m)$ は依然所望の $y(m)$ と異なるが, そのサンプリング周波数は $x(n)$ と比べ U 倍以上

昇している。

アップサンブラの周波数領域表現とシステムブロック図

Fig.3-8 のブロック図に含まれる LPF は、零補間した時間点における信号 $y(m)$ を計算し推定する部分である。以下にその原理を説明する。まず、式(3.6)の $v(m)$ を z 変換すると次式となる。

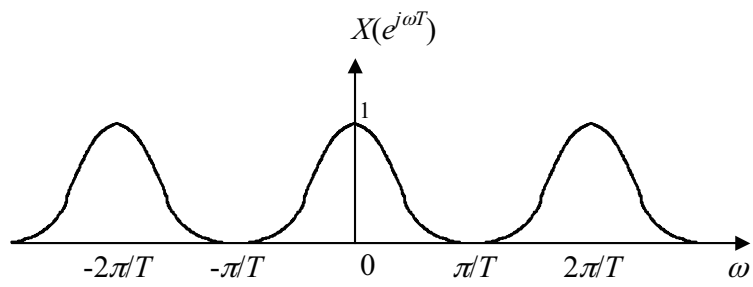
$$\begin{aligned} V(z) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} v(m)z^{-m} \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} v(nU)z^{-nU} \quad (n = m/U) \\ &= X(z^U) \end{aligned} \quad (3.7)$$

式(3.7)の周波数特性を調べるため、 $z = e^{j\omega T'}$ とすると次式となる。

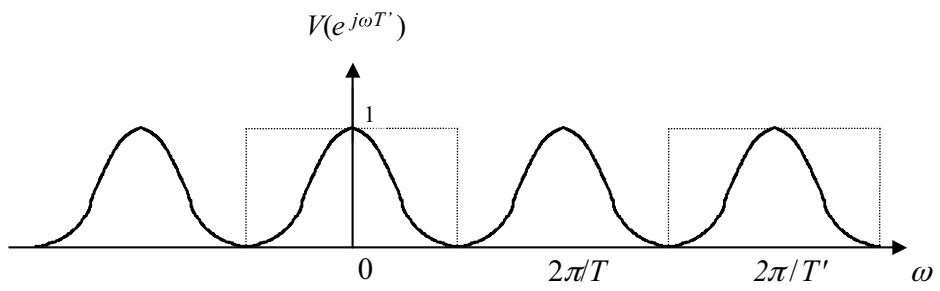
$$\begin{aligned} V(e^{j\omega T'}) &= X(e^{j\omega T'U}) \\ &= X(e^{j\omega T}) \quad (T' = T/U) \end{aligned} \quad (3.8)$$

これより $v(m)$ と $x(n)$ は、サンプルレートが異なるだけで、周波数特性は同じであることがわかる (Fig.3-7(b))。

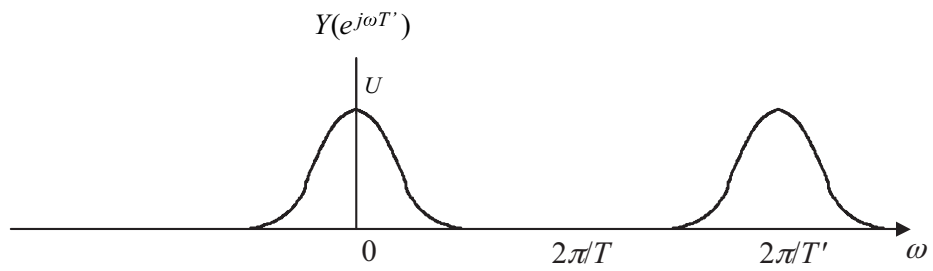
Fig.3-7(a) は、サンプリング周期が T である場合のスペクトル $X(e^{j\omega T})$ であり、サンプリングによってサンプリング周波数 ($2\pi/T$) ごとに周期性を持っている。Fig.3-7(b) は、サンプリング周波数を零補間することで、 U 倍 ($T' = T/U$) に引き上げたスペクトル $Y(e^{j\omega T'})$ である。この場合、図中の破線で囲わない部分でイメージング成分と呼ばれるスペクトルが生じている。ここで、波線で囲った所望のスペクトル列を抜き出すには、サンプリング周波数が $2\pi/T'$ であり、ベースバンドの通過域周波数帯域が $-\pi/T \leq \omega \leq \pi/T$ であるデジタル LPF を用いて Fig.3-7(c) のように $V(e^{j\omega T'})$ をフィルタリングすればよい。よって、サンプリング周波数を U 倍にインタポレートする場合、Fig.3-8 に示すようにサンプリング周期が T' でカットオフ周波数が π/UT' [rad] であるデジタル LPF が必要である。インタポレータにおける LPF の仕様は以下のとおりである。



(a) Sampled signal before upsampling.



(b) Sampled signal after upsampling.



(c) Output after interpolate.

Figure 3-7 Principle of interpolation (Frequency domain).

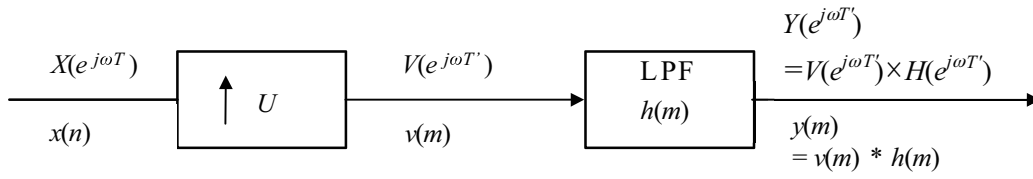


Figure 3-8 Block diagram of interpolation.

$$H(z)|_{z=e^{j\omega T'}} = \begin{cases} U : |\omega| \leq \pi/UT' \\ 0 : \text{Otherwise} \end{cases} \quad (3.9)$$

このように、インタポレータにおける LPF は利得をもたなくてはならない。

3.4 マルチレート信号処理を用いた非線形逆システム

Volterra フィルタにはエイリアシングを起こす帯域があるため、サンプリング周波数をナイキスト周波数より高く設定する必要がある。そこで、本節ではマルチレート信号処理を Volterra フィルタに適用することによって、サンプリング周波数がナイキスト周波数であってもエイリアシングの生じない構成を導出する。本節ではまず、マルチレート信号処理を Volterra フィルタに適用する原理について述べる。次に、その Volterra フィルタを効果的に求めるための同定法について述べる。最後に、本手法を非線形逆システムに適用し、シミュレーションによって本手法の有効性を示す。

3.4.1 Volterra 標本化定理

式 (2.4) より 2 次非線形システムにおいて、入力信号に含まれる最高周波数がサンプリング周波数 f_s の半分である $f_s/2$ ならば、出力信号に含まれる最高周波数が f_s となり、エイリアシングが生じる。そこで、時間領域で Volterra フィルタを実現する場合、エイリアシングを回避するために、入力信号または 2 次 Volterra

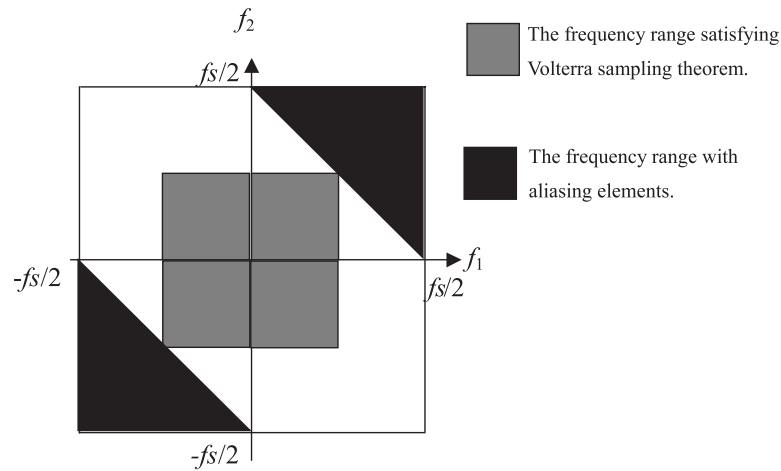


Figure 3-9 Amplitude characteristic of band-limited Volterra filters.

核を $f_s/4$ に帯域制限する必要がある。この帯域制限は Volterra 標本化定理 [5] と呼ばれる。

3.4.2 2次 Volterra フィルタのエイリアシングが生じない構成

本項では、2次 Volterra フィルタにおけるエイリアシングの起きる帯域と処理すべき有効な帯域を分離し、サンプリング周波数をナイキスト周波数にしてもエイリアシングが生じない構成について述べる。まず、Volterra 標本化定理により帯域制限された2次 Volterra フィルタ H_2 のVFRを Fig.3-9に示す。Fig.3-9における黒色の帯域からの出力信号は $f_s/2$ を超え、エイリアシングを起こす。また、白色および灰色の帯域からの出力信号は $f_s/2$ 以下であり、エイリアシングは生じない。Volterra 標本化定理により H_2 は Fig.3-9における灰色の帯域を処理するのでエイリアシングを回避することができる。しかし、この方法はサンプリング周波数をナイキスト周波数の2倍に設定するので無駄な帯域を処理している。そこで、Fig.3-9における H_2 の時間領域に相当するフィルタ係数を2次元でダウンサンプリングすることにより、Fig.3-10に示すように有効な帯域のみを取り出すことができる。

しかしながら、Fig.3-10のような状態で、出力信号を算出すると Volterra 標本化

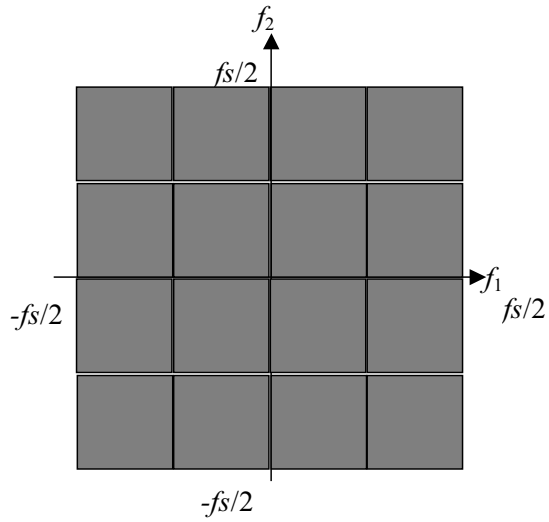


Figure 3-10 Amplitude characteristic of decimated Volterra filters.

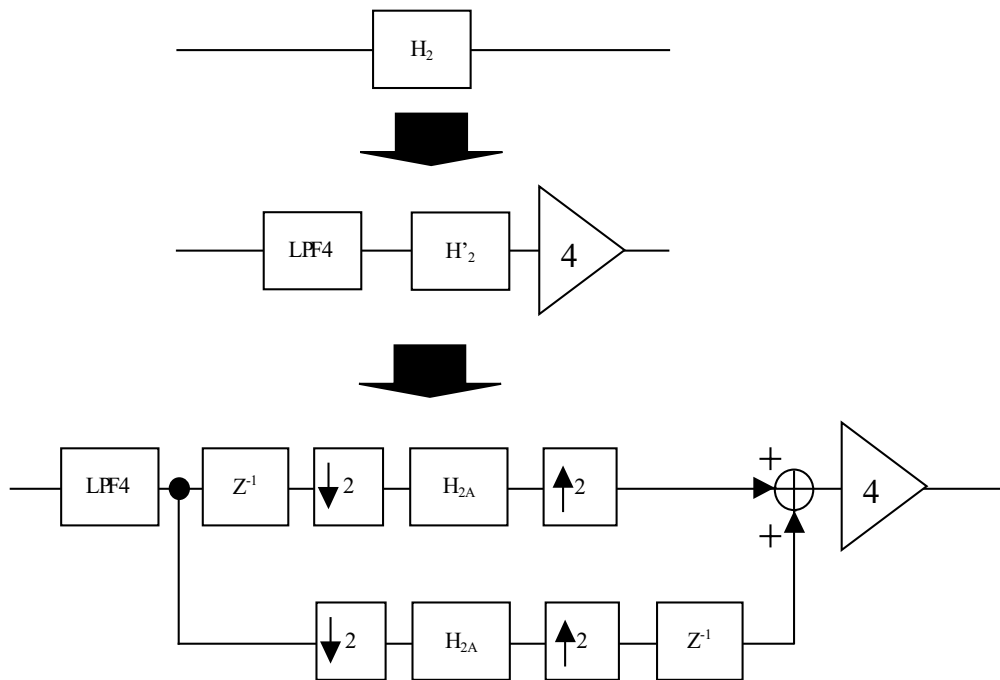


Figure 3-11 Volterra filter using multirate signal processing.

定理を満たしていないため、出力信号にエイリアシングが生じる。そこで、 H_2 の時間領域のフィルタ係数を2次元でダウンサンプリングして得られる Volterra フィルタ H_{2A} の時間領域の係数を2次元でアップサンプリングしておく。ここで、 H_{2A} の時間領域のフィルタ係数を2次元でアップサンプリングして得られる h'_2 と h_2 の関係式を式 (3.10) に、式 (3.10) の周波数領域表現を式 (3.11) に示す。

$$h'_2(k_1, k_2) = \begin{cases} h_2(k_1, k_2) & k_1, k_2 = 0, 2, 4 \dots \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (3.10)$$

$$H'_2(m_1, m_2) = \frac{H_2(m_1, m_2)}{4} + \frac{H_2(m_1, -m_2)}{4} + \frac{H_2(-m_1, m_2)}{4} + \frac{H_2(-m_1, -m_2)}{4} \quad (3.11)$$

式 (3.11) から Fig.3-11 における中段の図のように H'_2 の入力信号を $f_s/4$ 以下に帯域制限し、出力信号を4倍すれば、 H_2 と H'_2 の出力信号は等しくなることがわかる。なお、Fig.3-11 における LPF4 はカットオフ周波数が $f_s/4$ であるローパスフィルタである。ここで、完全に H_2 と H'_2 の出力信号が同一になるためには理想的な特性を持つ LPF4 が必要となる。しかしながら、Volterra フィルタの演算量を考慮すれば長いタップ長を持つ LPF4 を選択できるため、理想特性に近い LPF4 を設計することができる。なお、LPF4 の設計方針として、直線位相フィルタであること、過渡域ができるだけ少ないこと、遮断域は所望の非線形歪み除去効果を達成するために、その所望の非線形歪み減衰量と同等の減衰量を持つことが要求される。

次に、アップサンプリングされた Volterra フィルタ H'_2 における冗長性を排除する。すなわち、 H'_2 の時間領域の係数が零値である個所は計算しなくても良いことから H_2 は Fig.3-11 に示すように低レート、低タップ長の2次 Volterra フィルタ H_{2A} を用いた構成に変形することができる。この構成の利点は低レート低タップ長の Volterra フィルタを用いてもエイリアシングが生じないことである。また、この構成を用いることで H_2 と比較して演算量を約 1/4 に削減することができる。

Table 3-1 Condition of identification.

Input signal	White Noise (power 1)
Tap length of D_2	256
Tap length of H_{2A}	128×128
Tap length of LPF4	256
Sampling frequency	44.1kHz
Step Size Parameter	0.1

3.4.3 Frank の同定法とマルチレート繰返し法を適用した AVF

本項では、Fig.3-11 での構成に用いる H_{2A} を入手するのに効果的なスピーカシステム同定法について述べる。その構成を Fig.3-12 に示す。Volterra 標本化定理を満たす帯域を 2 次適応 Volterra フィルタ (AVF) で同定する際、Frank の同定法 [39] よりサンプリングレートは通常の半分で求めることができる。よって、低レート、低タップ長の AVF である H_{2A} を用いることにより、同定における演算量を削減することができる。また、収束速度を向上させるためにマルチレート繰返し法 [47] を AVF に適用する。その特徴は他方の H_{2A} が更新された後にその係数をもう一方の H_{2A} の係数にコピーすることである。このことによりマルチレート繰返し法はダウンサンプリングにより捨てられていた信号を有効に利用することができる。

3.4.4 スピーカシステム同定のシミュレーション

本項では、3.4.3 の手法の有効性を確認するために、Fig.3-12 の構成でシステム同定のシミュレーションを行った。なお、更新アルゴリズムには NLMS 法を、スピーカシステムの 2 次 Volterra 核 D_2 には Fig.3-13 に示したものをを用いる。そのシミュレーション条件を Table 3-1 に、結果として Reduction の収束特性を Fig.3-14 に、同定後の AVF の周波数応答の一部を Fig.3-15 にそれぞれ示す。比較のため、マルチレート繰返し法を用いない場合の AVF の周波数応答の一部を Fig.3-16 にそれぞれ示す。

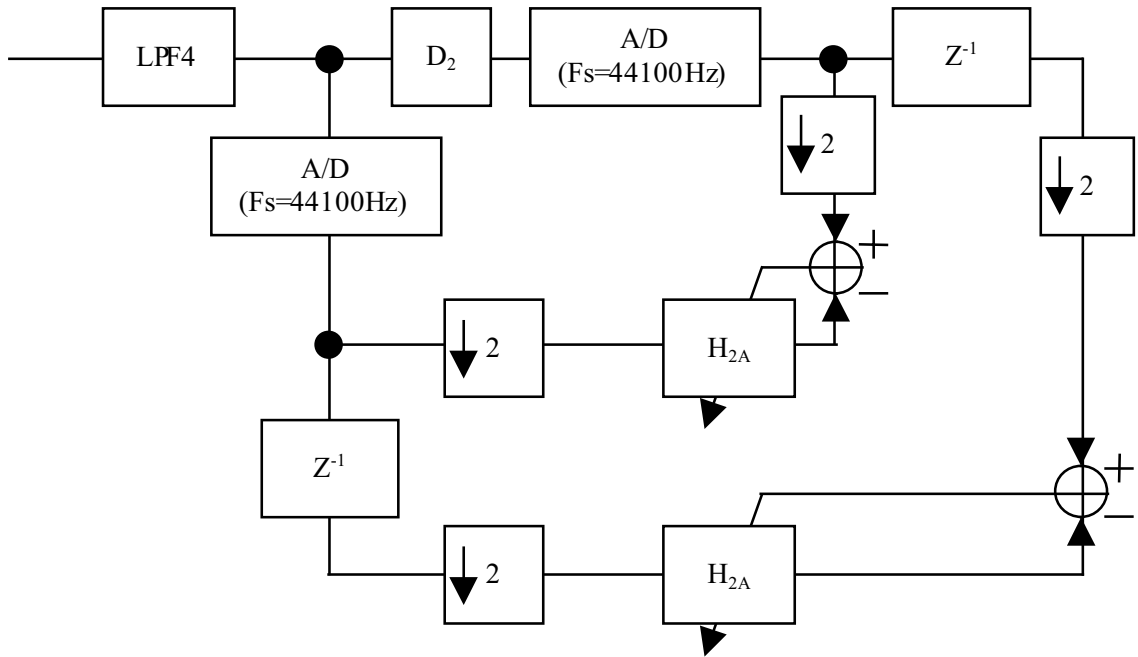


Figure 3-12 Adaptive Volterra filter using the Frank's method and multirate repeating methods.

Fig.3-14 より Reduction は約 28.5[dB] でそれぞれ収束していること，マルチレート繰り返し法を用いることで収束速度を改善できることが見て取れる．また，Fig.3-15 および 3-16 からどちらの手法であっても正確に同定されていることがわかる．よって，Fig.3-12 の構成により，通常の方法より少ない演算量で H_{2A} を入手することができる．ここで，Fig.3-9 における 2 次 Volterra フィルタ H_2 を rectangular decimation した H_{2A} は式 (3.12) のように表すことができる．

$$\begin{aligned}
 H_{2A}(m_1, m_2) &= H_2(m_1^{\frac{1}{2}}, m_2^{\frac{1}{2}}) + H_2(m_1^{\frac{1}{2}}, -m_2^{\frac{1}{2}}) \\
 &+ H_2(-m_1^{\frac{1}{2}}, m_2^{\frac{1}{2}}) + H_2(-m_1^{\frac{1}{2}}, -m_2^{\frac{1}{2}})
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

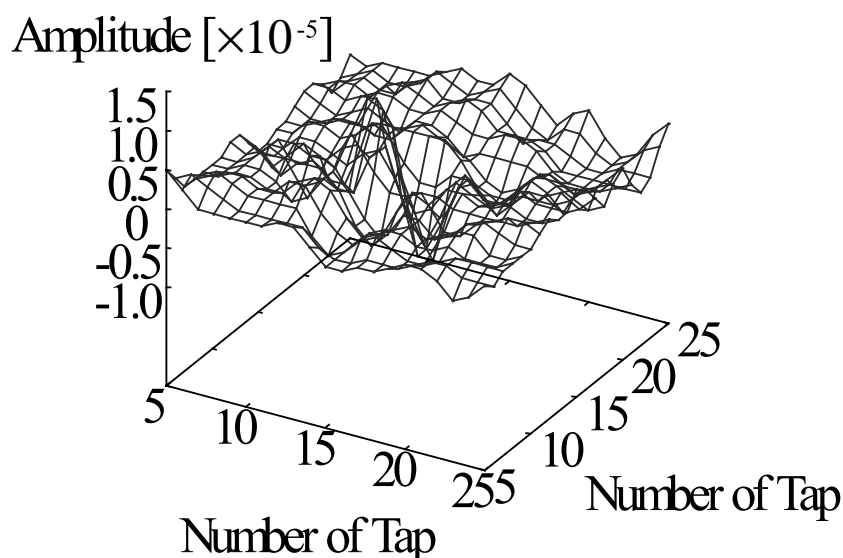


Figure 3-13 A part of the second order Volterra kernel.

次に, Fig.3-12における H_{2A} は式 (3.13) のようになる.

$$\begin{aligned}
 H_{2A}(m_1, m_2) = & \frac{H_2(m_1^{\frac{1}{2}}, m_2^{\frac{1}{2}})}{4} + \frac{H_2(m_1^{\frac{1}{2}}, -m_2^{\frac{1}{2}})}{4} \\
 & + \frac{H_2(-m_1^{\frac{1}{2}}, m_2^{\frac{1}{2}})}{4} + \frac{H_2(-m_1^{\frac{1}{2}}, -m_2^{\frac{1}{2}})}{4}
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

よって, 式 (3.12) と式 (3.13) が等しくなるように, Fig.3-11における下段のブロック図における出力信号を $1/4$ 倍する必要があるが, Fig.3-12の構成によって同定された H_{2A} を Fig.3-11における H_{2A} に直接コピーすることができる.

3.4.5 提案する構成を用いた非線形逆システム

本項では Fig.3-11の構成を非線形逆システムに適用することを検討する. Fig.3-2に示された通常非線形逆システムにおいて, Volterra 標本化定理を満たす2次 Volterra フィルタ D_2 は上記の議論より Fig.3-11の関係を用いて Fig.3-17に示すように低レート, 低タップ長の2次 Volterra フィルタ H_{2A} に変形することができる.

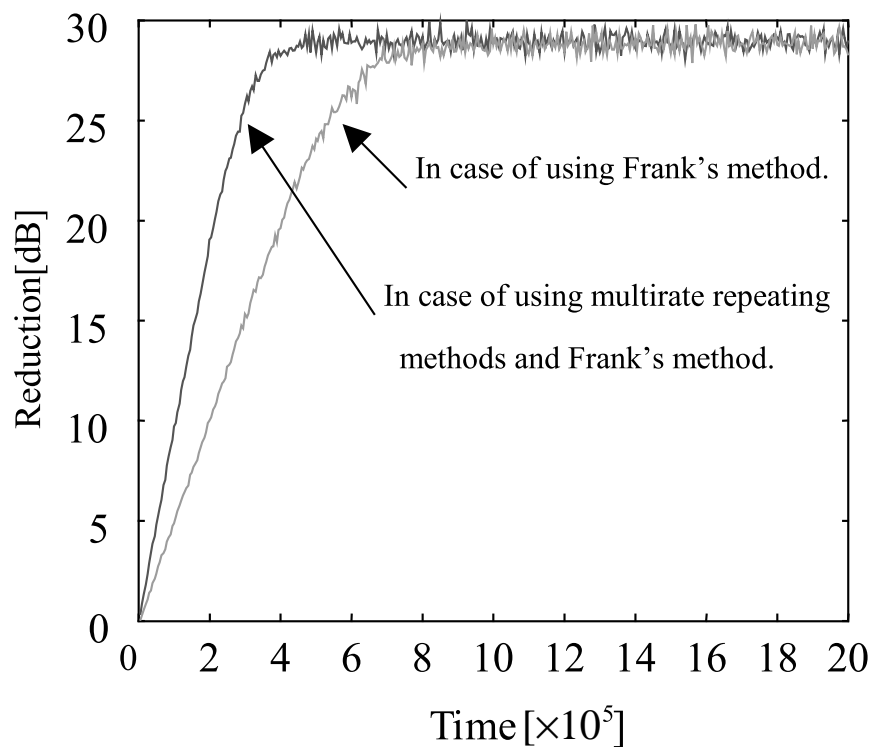


Figure 3-14 Comparison of convergence property.

すなわち，提案する構成は Volterra 標本化定理を満たす Volterra フィルタにおける冗長性を排除した構成である．この構成の特徴は低レート低タップ長の Volterra フィルタを用いてもエイリアシングが生じないことである．

次に，通常法と提案法による非線形逆システムにおける演算量について比較する．それぞれの単位時間当たりの乗算回数と加算回数を式 (3.14)~(3.17) に示す．

通常非線形逆システムの乗算回数

$$2 \times (N_{V2})^2 + N_{V1} \quad (3.14)$$

通常非線形逆システムの加算回数

$$N_{V2}^2 + N_{V1} - 2 \quad (3.15)$$

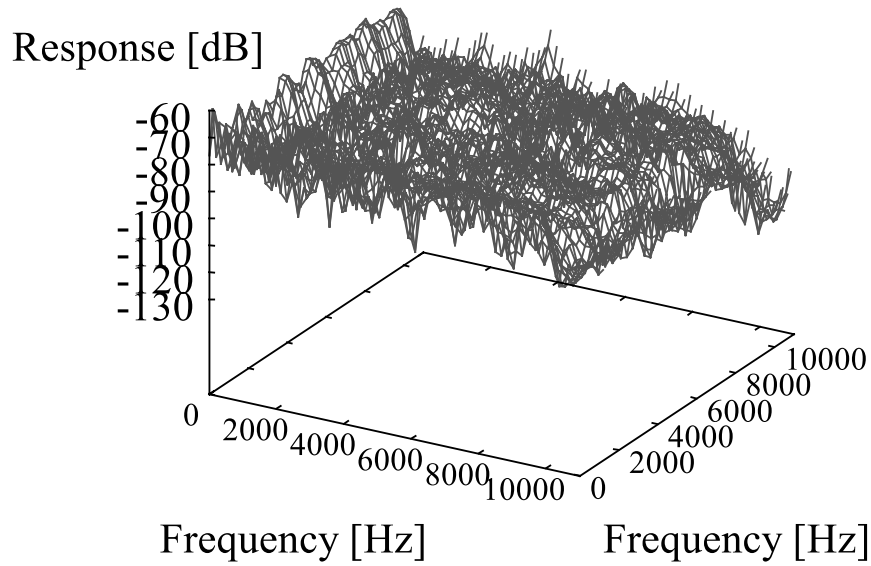


Figure 3-15 Amplitude characteristic of the identified Volterra filter by using the Frank's method and multirate repeating methods ($f_1:0\sim11025\text{Hz}$ $f_2: 0\sim11025\text{Hz}$).

提案法の非線形逆システムの乗算回数

$$2 \times \left(\frac{N_{V2}}{2} \right)^2 + N_{V1} + N_L \quad (3.16)$$

提案法の非線形逆システムの加算回数

$$\left(\frac{N_{V2}}{2} \right)^2 + N_{V1} + N_L - 3 \quad (3.17)$$

ここで、非線形逆システムにおいて2次 Volterra フィルタ H_2 のタップ長が N_{V2} 、線形逆フィルタ H_1 のタップ長が N_{V1} 、LPF のタップ長が N_L である。仮に、2次 Volterra フィルタのタップ長が長い場合、式 (3.14)～(3.17) における演算量は N_{V2} のみの項で決定されるため N_{V1} 、 N_L の項を無視することができる。よって、提案する非線形逆システムの演算量は通常法による非線形逆システムの演算量の約0.25倍であり、十分に演算量が削減されていることがわかる。

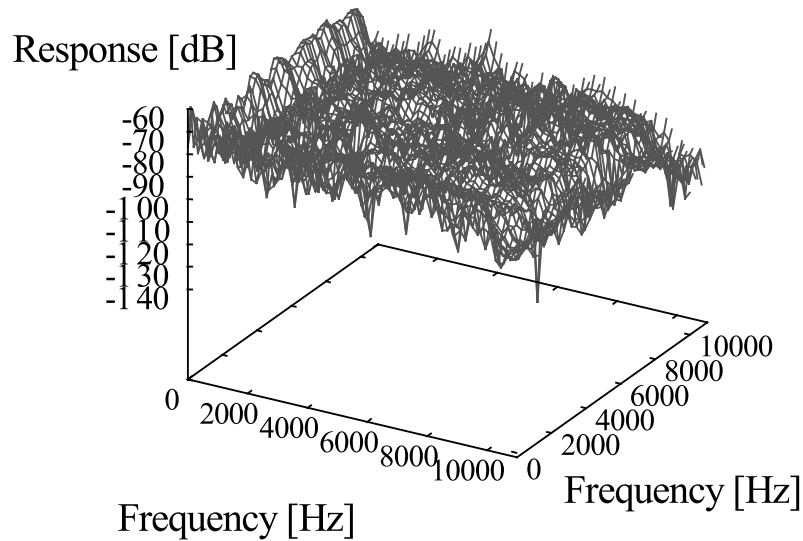


Figure 3-16 Amplitude characteristic of the identified Volterra filter by using the Frank's method ($f_1: 0 \sim 11025 \text{ Hz}$ $f_2: 0 \sim 11025 \text{ Hz}$).

3.4.6 非線形歪み除去のシミュレーション

Fig.3-17の構成の有効性を確認するために非線形歪み除去のシミュレーションを行う。Fig.3-17のシステムに f_1 と f_2 の周波数を持つ複合正弦波を非線形逆システムとスピーカシステムに入力し、非線形歪み除去前と除去後の出力に含まれる2次非線形歪みのスペクトル値を比較する。そのシミュレーション条件を Table 3-2に、結果として通常法と提案法の非線形歪み除去効果をそれぞれ Table 3-3～3-5に示す。なお、非線形歪み除去効果は非線形歪み除去前と除去後の差により求めたものであり、非線形歪み除去効果の値が大きいほど非線形歪みを多く除去している。Table 3-3～3-5より、入力された正弦波の組合せにより従来法と提案法における除去効果の優劣にばらつきが生じていることがわかる。その理由として、 H_2, H_{2A} を外乱を加えて同定したため、それぞれのフィルタにノイズが加わり、ばらつきが生じたと考えられる。しかしながら、両方法ともに十分に非線形歪み除去効果があることが確認できる。したがって、Fig.3-17の構成は通常非線形逆システムと同等の非線形歪み除去効果を持ちながら演算量を約1/4に削減可能である。

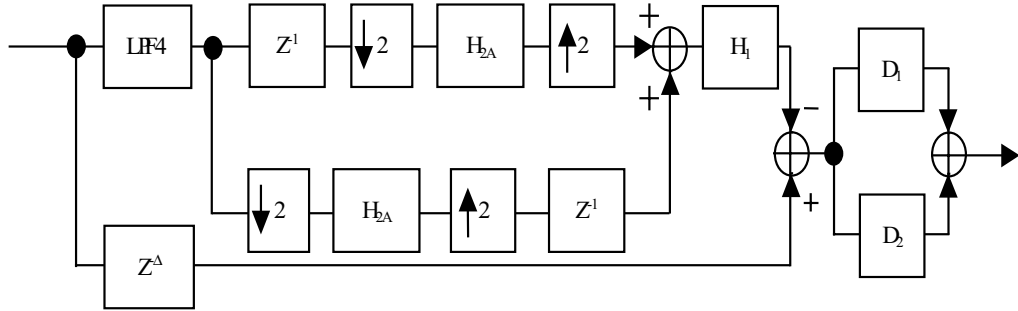


Figure 3-17 Block diagram of the proposed nonlinear inverse system.

Table 3-2 Simulation condition.

Input voltage	6.0V
Tap length of unknown system	256
Tap length of unknown nonlinear system	256×256
Tap length of LPF4	256
Tap length of H_1	1024
Tap length of H_{2A}	128×128
Sampling frequency	44.1kHz

Table 3-3 Effectiveness of eliminating the second order distortion.
($f_1=344.53\text{Hz}$, $f_2=861.33\text{Hz}$)

Elements	Conventional [dB]	Proposed [dB]
$f_2 - f_1$	41.72	46.87
$2f_1$	10.74	15.69
$f_2 + f_1$	33.03	37.11
$2f_2$	29.83	27.77

Table 3-4 Effectiveness of eliminating the second order distortion.
 ($f_1=2239.45\text{Hz}, f_2=3273.05\text{Hz}$)

Elements	Conventional [dB]	Proposed [dB]
$f_2 - f_1$	35.12	53.83
$2f_1$	-1.05	17.28
$f_2 + f_1$	24.37	15.84
$2f_2$	18.41	17.14

Table 3-5 Effectiveness of eliminating the second order distortion.
 ($f_1=3445.31\text{Hz}, f_2=4306.64\text{Hz}$)

Elements	Conventional [dB]	Proposed [dB]
$f_2 - f_1$	29.94	21.32
$2f_1$	14.02	20.37
$f_2 + f_1$	32.77	43.90
$2f_2$	14.40	30.43

3.5 結言

本章では、まず、線形歪みを除去する線形逆フィルタと非線形歪みを除去する非線形逆システムならびにマルチレート信号処理の基礎理論を述べた。次に、Volterra 標本化定理により帯域制限された Volterra フィルタにおける冗長性を排除した構成を提案し、Frank の同定法とマルチレート繰り返し法を適用した同定法により H_{2A} を入手可能であることを示した。最後に、提案した構成を非線形逆システムに適用し、提案法の構成は通常非線形逆システムと同等の非線形歪み除去効果を持ちながら演算量を約 1/4 に削減可能であることを示した。次章以降では、より実用的なサブバンド適応 Volterra フィルタによる非線形システム同定法について述べる。

第4章 サブバンド適応 Volterra フィルタによる演算量削減

4.1 緒言

スピーカシステムの非線形歪みは概して低域に多く存在している。したがって、スピーカシステムを同定する際に各帯域で同一のタップ長を持つ適応 Volterra フィルタは演算効率が悪い。なお、システム同定時の適応 Volterra フィルタには第3章で述べた入力信号に対する帯域制限は不要である。そのため、第3章で述べた帯域制限を利用する手法では処理できない帯域が発生して、同定の推定精度を高くすることができない。このような場合、線形フィルタの分野ではマルチレート信号処理技術を適応フィルタに適用したサブバンド適応フィルタが有効である。というのは、サブバンド適応フィルタは全帯域を処理しながら、各帯域で任意のタップ長を選択することができるからである。そこで、本章では歪みが多く含まれる低域を集中的に処理するために、歪みの多い帯域においてはタップ長を長くし、逆に歪みの少ない帯域にはタップ長を短く設定できるように、Volterra フィルタをサブバンド化する方法ならびにサブバンド適応 Volterra フィルタ (DSAVF) [35] を提案する。

まず、サブバンド適応 Volterra フィルタを用いて異なるタップ長でスピーカシステムを同定する。スピーカシステムの同定にサブバンド化する手法を適用した場合、本手法は従来法と比較して、同等の演算量の場合には誤差減衰量を約 2dB 改善でき、同等の誤差減衰量を得る場合には演算量を 70% に低減できることをシミュレーションにより示す。

次に、対象とするシステムにスピーカシステムを含むエコーキャンセラにサブバンド適応 Volterra フィルタのタップ長を自動制御する手法を適用する。音響エコー

キャンセラ (AEC) は音響エコー経路の一部であるスピーカシステムが弱い時変性および非線形性を有している場合には、十分な性能を発揮できず、スピーカシステムの非線形性を適応的にとらえることができる適応 Volterra フィルタ (AVF) [11] を用いた非線形エコーキャンセラ (NAEC) [21] [22] が提案されている。しかし、AVF は演算量が莫大であり、収束速度が非常に遅いという問題がある。NAEC に DSAVF のタップ長を自動調整する手法を適用した場合、入力信号および AVF のフィルタ係数におけるパワーが大きい帯域ではタップ長を長く、入力信号および AVF のフィルタ係数におけるパワーが小さい帯域ではタップ長を短くすることができる。よって、本手法は演算量を一定に保ったまま、重要である帯域を集中的に同定することができる。具体的には本手法は従来法と比較して、2 倍高速に収束し、より高い定常エコー消去量 (ERLE) を得ることができかつ演算量を約 1/4 に削減できることを計算機シミュレーションにより示す。

4.2 サブバンド適応 Volterra フィルタによるシステム同定

本節ではまず、Volterra フィルタをサブバンド化する方法について議論する。次に、本手法をスピーカシステムの同定へ適用するための構成について議論する。最後に、歪みの多い低域を集中的に処理するために、各帯域でタップ長が異なるサブバンド適応 Volterra フィルタ (DSAVF: Direct Subband Adaptive Volterra Filter) を提案し、その有効性をシミュレーションによって示す。

4.2.1 Volterra フィルタのサブバンド化

適応 Volterra フィルタを用いてスピーカシステムの低域のみを同定する場合には、適応フィルタとは異なり、適応 Volterra フィルタでは低域の入力信号と誤差信号を用いて更新しても、その誤差信号には全帯域の入力信号に対するスピーカシステムの出力信号が含まれている。例えば、2 種類の周波数をもつ高域の複合正弦波がスピーカシステムに入力された場合、スピーカシステムの出力信号には

低域の信号である差の混変調波が含まれている。よって、このような場合、適応 Volterra フィルタの収束速度は遅くなる。そこで、Volterra フィルタをサブバンド化することにより、歪みの多い帯域に長いタップ長を、歪みの少ない帯域には短いタップ長を設け、歪みが多く含まれる低域を集中的に処理することを検討する。まず、Volterra フィルタのサブバンド化について議論する。ただし、議論を簡単にするために、本章では、分割数を2とする。3.4.2の議論を拡張することにより、マルチレート信号処理を用いた Volterra フィルタにより2次 Volterra フィルタの帯域を Fig.4-1 のように分割することができる。また、Volterra 核の対称性から2次 Volterra フィルタは Fig.4-2 のように表現できる。 H'_{22}, H'_{23} は異なる入力信号の組み合わせを持つバイリニア Volterra フィルタである。なお、 $H'_{21}, H'_{22}, H'_{23}, H'_{24}$ の係数において規則的に並んだ零値の個所を取り除くとそれぞれの帯域のダウンサンプリングされたフィルタと一致する。

次に、Fig.4-2の構成をスピーカシステムの同定に応用する際の構成を Fig.4-3 に示す。Fig.4-3における H_1 は1次適応 Volterra フィルタを示す。 $H'_{21}, H'_{22}, H'_{23}, H'_{24}$ における零値以外の個所を誤差信号により更新する。この構成により、 H'_{21} が得られ、 H'_{21} をダウンサンプリングすることにより、フィルタ H_{21A} が入手できる。なお、Fig.4-3における構成に Fig.3-11で示されたマルチレート信号処理を用いた場合の構成を Fig.4-4に示す。Fig.4-3, 4-4の構成を用いることにより、適応 Volterra フィルタの並列処理が可能となる。Fig.4-4に示す本手法は全帯域のフィルタが必要となり、各帯域のタップ長が同一であるならば、通常法と同等の演算量である。一方、非線形逆システムにおいては Volterra フィルタのエイリアシングを回避するために入力信号もしくは Volterra フィルタの帯域が制限されるため、 H_{21A} だけが必要となる。よって、DSAVFを用いて非線形逆システムを設計する場合にはその H_{21A} を Fig.3-17の構成で H_{2A} として用いることにより、非線形逆システムの演算量を削減することができる。

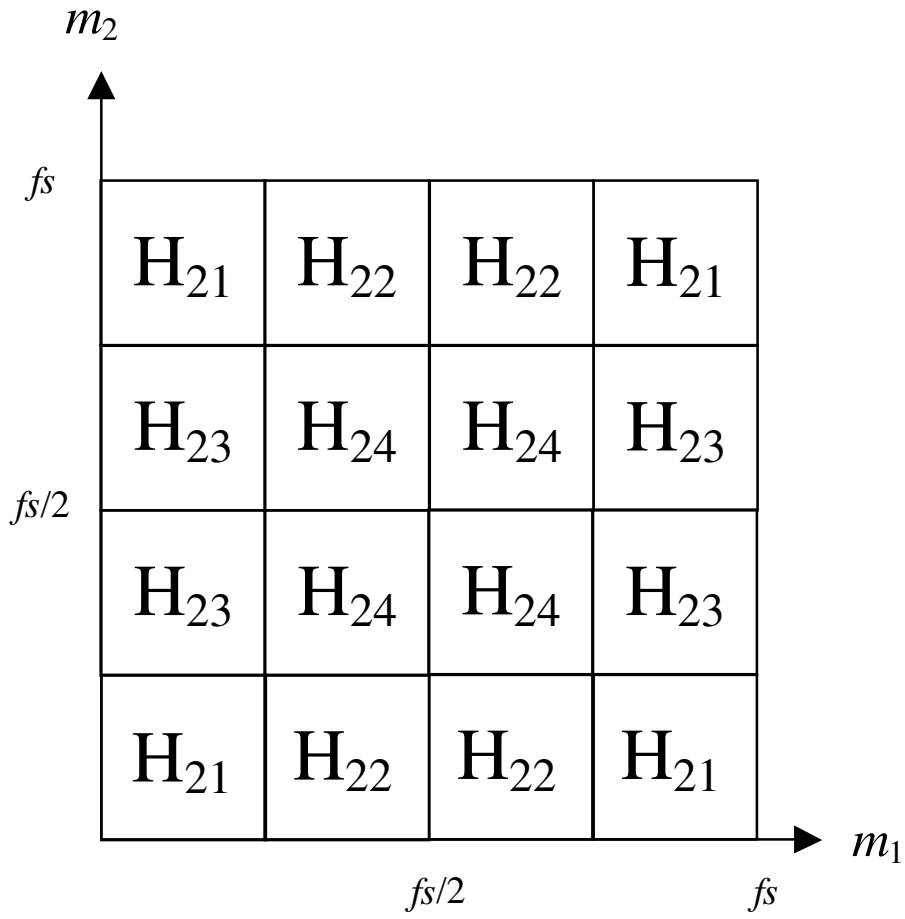


Figure 4-1 Amplitude characteristic in case of divided Volterra filter.

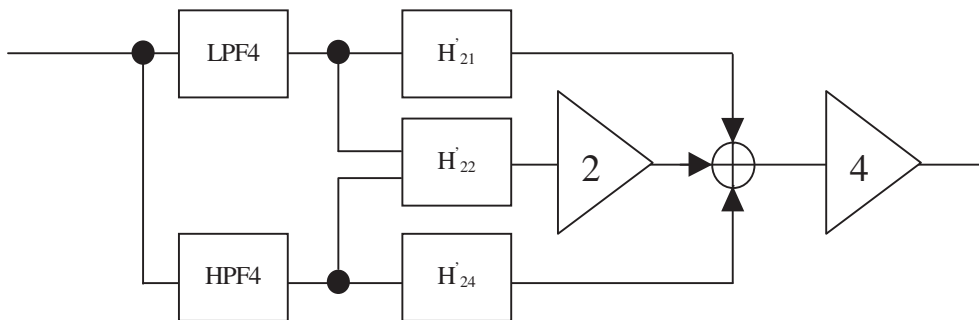


Figure 4-2 Division of the Volterra filter.

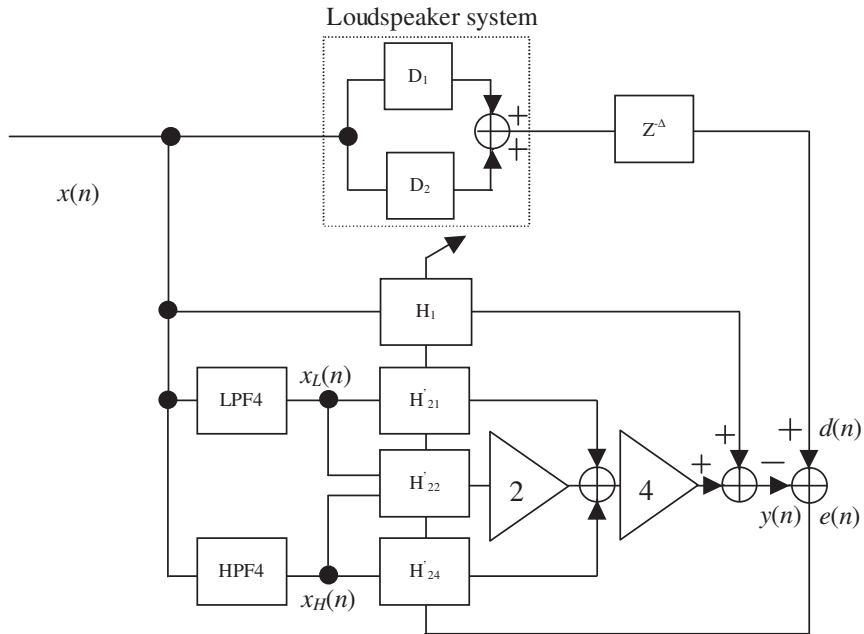


Figure 4-3 Identification method by the Volterra filter including zero component.

4.2.2 DSAVF と AVF の関係式

LPF, HPF が完全に直交していない場合, DSAVF の精度が低下するため, 本手法では LPF, HPF に直交変換であるアダマール変換を DSAVF に適用する. その場合, LPF の係数が 0.5, 0.5, HPF の係数が 0.5, -0.5 となる. ここで, その DSAVF における H'_{21} , H'_{22} , H'_{24} と D_2 の関係を導出する. 議論を簡単にするため, LPF の係数を 0.5, 0.5, HPF の係数を 0.5, -0.5, D_2 のタップ長を N (N は偶数) とする. このとき, 希望信号 $d(n)$, 出力信号 $y(n)$ は次のようになる.

$$\begin{aligned}
 d(n) = & \sum_{k_1=0}^{\frac{N-1}{2}} \sum_{k_2=0}^{\frac{N-1}{2}} h_2(2k_1, 2k_2)x(n-2k_1)x(n-2k_2) \\
 & + h_2(2k_1+1, 2k_2)x(n-2k_1-1)x(n-2k_2) \\
 & + h_2(2k_1, 2k_2+1)x(n-2k_1)x(n-2k_2-1) \\
 & + h_2(2k_1+1, 2k_2+1)x(n-2k_1-1)x(n-2k_2-1)
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

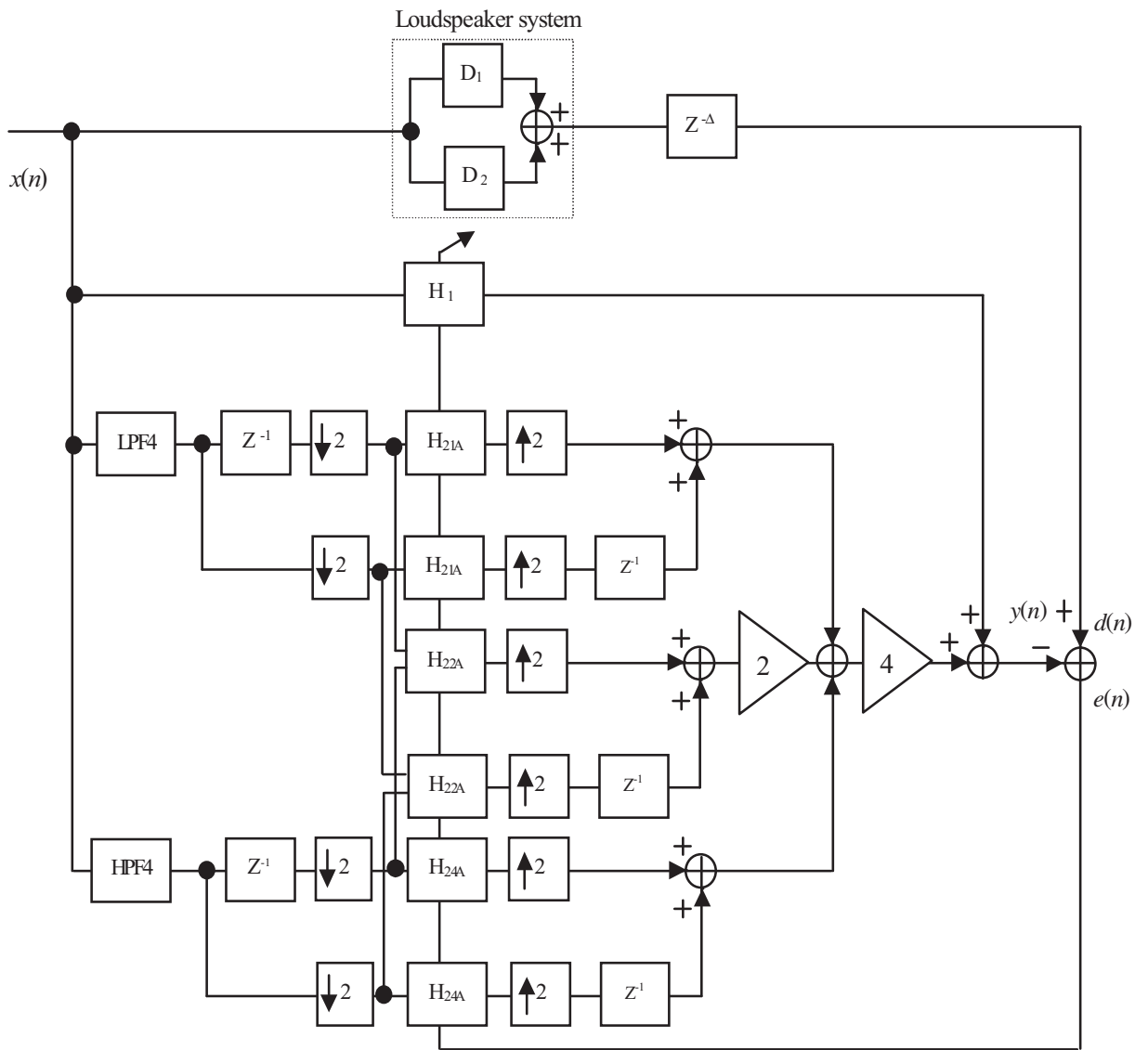


Figure 4-4 Identification method by the Volterra filter using multirate signal processing.

$$\begin{aligned}
y(n) &= \sum_{k_1=0}^{\frac{N-1}{2}} \sum_{k_2=0}^{\frac{N-1}{2}} h'_{21}(2k_1, 2k_2) \{x(n-2k_1) \\
&+ x(n-2k_1-1)\} \{x(n-2k_2) + x(n-2k_2-1)\} \\
&+ h'_{22}(2k_1, 2k_2) \{x(n-2k_1) - x(n-2k_1-1)\} \\
&\cdot \{x(n-2k_2) + x(n-2k_2-1)\} \\
&+ h'_{22}(2k_1, 2k_2) \{x(n-2k_1) + x(n-2k_1-1)\} \\
&\cdot \{x(n-2k_2) - x(n-2k_2-1)\} \\
&+ h'_{22}(2k_1, 2k_2) \{x(n-2k_1) - x(n-2k_1-1)\} \\
&\cdot \{x(n-2k_2) - x(n-2k_2-1)\}
\end{aligned} \tag{4.2}$$

式(4.1), (4.2) より, DSAVF における H'_{21} , H'_{22} , H'_{24} と D_2 の関係式は

$$\begin{aligned}
h_2(k_1, k_2) &= h'_{21}(k_1, k_2) + h'_{22}(k_1, k_2) \\
&+ h'_{23}(k_1, k_2) + h'_{24}(k_1, k_2)
\end{aligned} \tag{4.3}$$

$$\begin{aligned}
h_2(k_1+1, k_2) &= h'_{21}(k_1, k_2) + h'_{22}(k_1, k_2) \\
&- h'_{23}(k_1, k_2) - h'_{24}(k_1, k_2)
\end{aligned} \tag{4.4}$$

$$\begin{aligned}
h_2(k_1, k_2+1) &= h'_{21}(k_1, k_2) - h'_{22}(k_1, k_2) \\
&+ h'_{23}(k_1, k_2) - h'_{24}(k_1, k_2)
\end{aligned} \tag{4.5}$$

$$\begin{aligned}
h_2(k_1+1, k_2+1) &= h'_{21}(k_1, k_2) - h'_{22}(k_1, k_2) \\
&- h'_{23}(k_1, k_2) + h'_{24}(k_1, k_2)
\end{aligned} \tag{4.6}$$

となる. 式(4.3)~(4.6) より, Volterra フィルタにおける各帯域の全帯域への合成は, 乗算をすることなく合成できるため低演算である.

4.2.3 DSAVF を用いたスピーカシステムの同定のシミュレーション

Fig.4-3, Fig.4-4 に示す構成を用いて, シミュレーション上でスピーカシステムを同定することにより, 本手法により正しく同定ができるかどうかを確認する. そのシミュレーション条件を Table 4-1 に示す. 結果として, Reduction の収束特性を Fig.4-5 に, 使用するスピーカシステムの Volterra 核を Fig.4-6 に, 同定後に得られた H_{21A} , H_{22A} , H_{24A} をそれぞれ Fig.4-7~4-9 に示す. なお, 適応フィルタである H_1 の更新アルゴリズムには LMS を, AVF の更新アルゴリズムには NLMS を用い, AVF の更新は更新回数が 5 万回を超えたときに開始する. ただし, NLMS で用いるパワーは全帯域のパワーを用いる.

Fig.4-7~4-9 より十分な精度が得られており, 本手法によりスピーカシステムの同定が正しく行えていることがわかる. 次に, Fig.4-7 より H_{21A} は緩やかな減衰特性を, H_{24A} は急峻な減衰特性を持っている. また, H_{22A} は k_1 方向には緩やかな減衰特性を持ち, k_2 方向には急峻な減衰特性を持っている. そこで, 各帯域の減衰特性の性質を利用して, サブバンド化の利点を利用して演算効率を向上させる. その方法として, H_{22A} , H_{24A} における小さい係数の領域を削除しても, 高精度な近似が可能であると考えられる. ここで, Fig.4-8, 4-9 から H_{22A} の窓は長方形に, H_{24A} の窓は小さい正方形にするのが適当と仮定する. 提案法のタップ長を Fig.4-10 にそれぞれ示す.

4.2.4 各帯域でタップ長が異なる DSAVF によるスピーカシステムの同定のシミュレーション

4.2.3 の議論のように各帯域のタップ長を変化させた場合, 同定精度を向上できることを確かめるために, シミュレーション上で, スピーカシステムを同定する. そのシミュレーション条件を Table 4-2 に示す. なお, スピーカシステムの 2 次非線形項として 4.2.3 でのシミュレーションとは異なる Volterra 核を用い, その核を Fig.4-11 に示す. 本手法と通常法を比較するため, H'_{21} のタップ長が $N \times N$ のとき, H'_{22} のタップ長を $N \times N/M$ に, H'_{24} のタップ長を $N/M \times N/M$ に, 通常法

Table 4-1 Simulation conditions.

Tap length of LPF4, HPF4	2
Tap length of an unknown system	256
Input voltage	10.0V
Tap length of an unknown nonlinear system	256
tap length of subband AVF	128
Step size parameter of ADF	0.00001
Step size parameter of AVF	0.33
Sampling frequency	44.1kHz
S/N ratio	24dB

Table 4-2 Identification conditions.

Tap length of LPF4, HPF4	2
Tap length of an unknown system	64
Input voltage	10.0V
Tap length of an unknown nonlinear system	64
Step size parameter of ADF	0.00001
Step size parameter of AVF	0.1
Sampling frequency	44.1kHz
S/N ratio	35dB

Table 4-3 Identification conditions.

M	H_2	H_{21A}	H_{22A}	H_{24A}
4	40×40	32×32	32×8	8×8
2	48×48	32×32	32×16	16×16
1	64×64	32×32	32×32	30×32

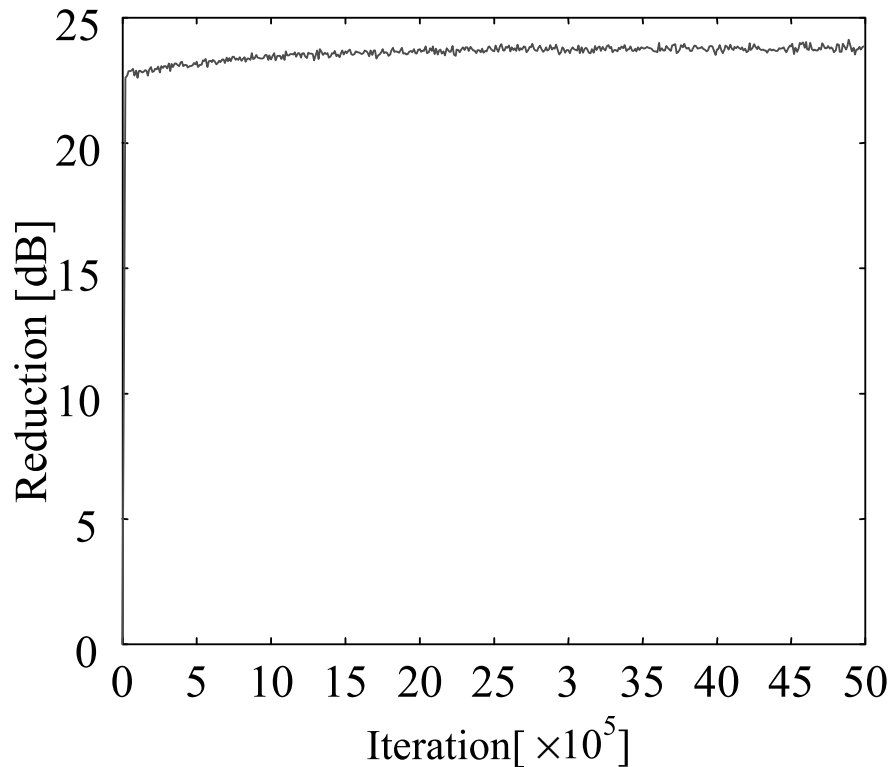


Figure 4-5 Convergence property.

のタップ長を本手法と同一の演算量になるように設定する。ただし、 M は正定数である。また、通常法と本手法の適応フィルタのタップ長を Table 4-3 に示す。なお、適応フィルタの更新アルゴリズムには LMS を、AVF の更新アルゴリズムには NLMS を用い、AVF の更新は更新回数が 5 万回を超えたときに開始する。ただし、NLMS で用いるパワーは全帯域のパワーを用いる。結果として、タップ長を変化させたときの通常法と本手法の Reduction を Fig.4-12, 4-13 にそれぞれ示す。 Fig.4-12, 4-13 から、 $M = 2$ および $M = 4$ のとき、本手法の Reduction の収束値は通常法より高い。また、総メモリ数が 1600 である本手法 ($M = 4$) と総メモリ数が 2304 である通常法 ($M = 2$) の Reduction の収束特性はほぼ同一である。したがって、スピーカシステムの同定に本手法を適用した場合、本手法が従来法と比較して、同等の演算量の場合には誤差減衰量を最大約 2dB 改善でき、同等の誤差減衰量を得る場合には演算量を約 70% に低減できることがシミュレーション

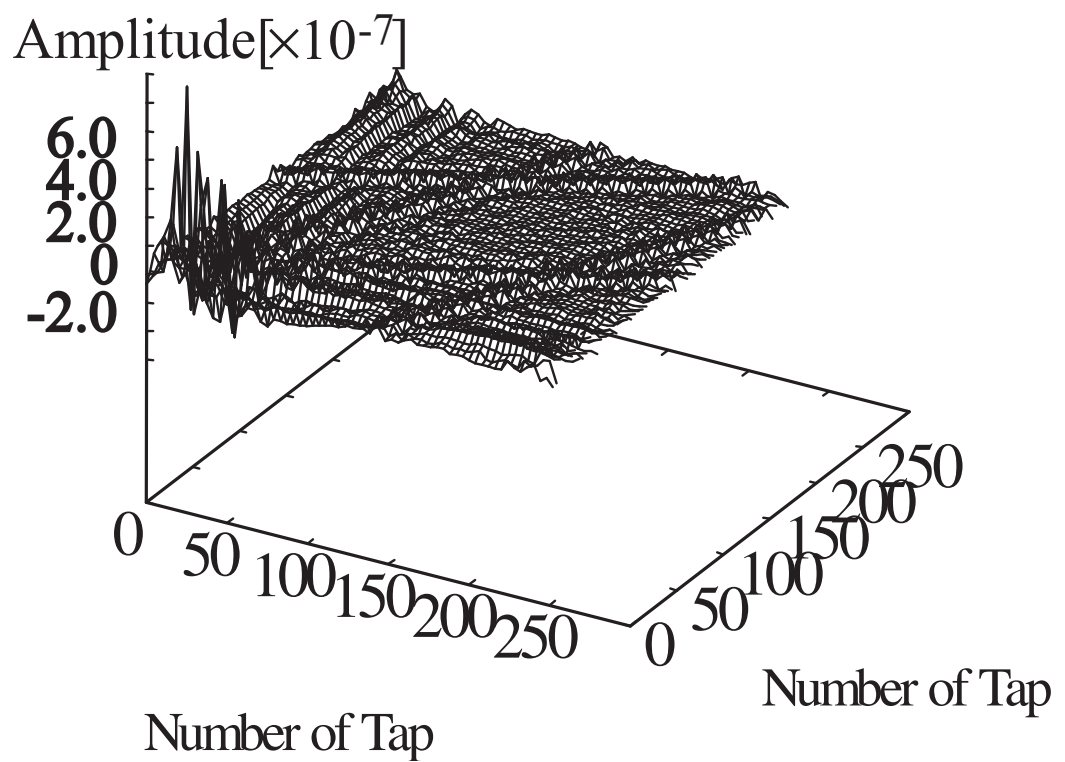


Figure 4-6 A second order unknown nonlinear system.

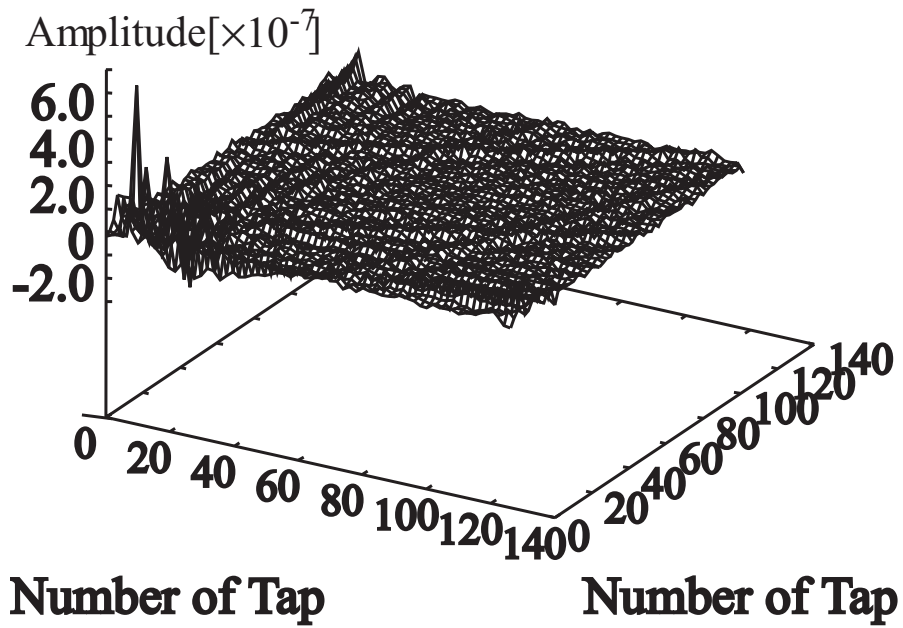


Figure 4-7 The identified second order Volterra kernel(H_{21A}).

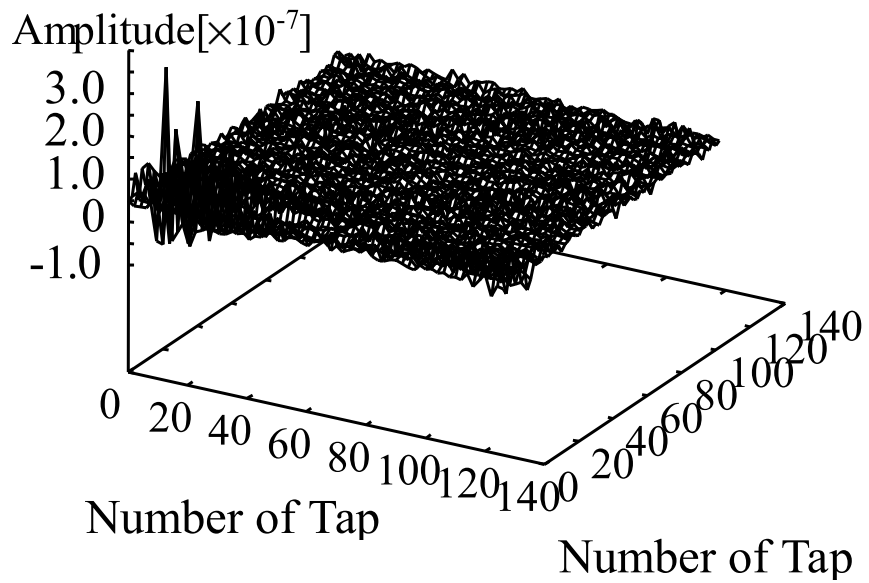


Figure 4-8 The identified second order Volterra kernel(H_{22A}).

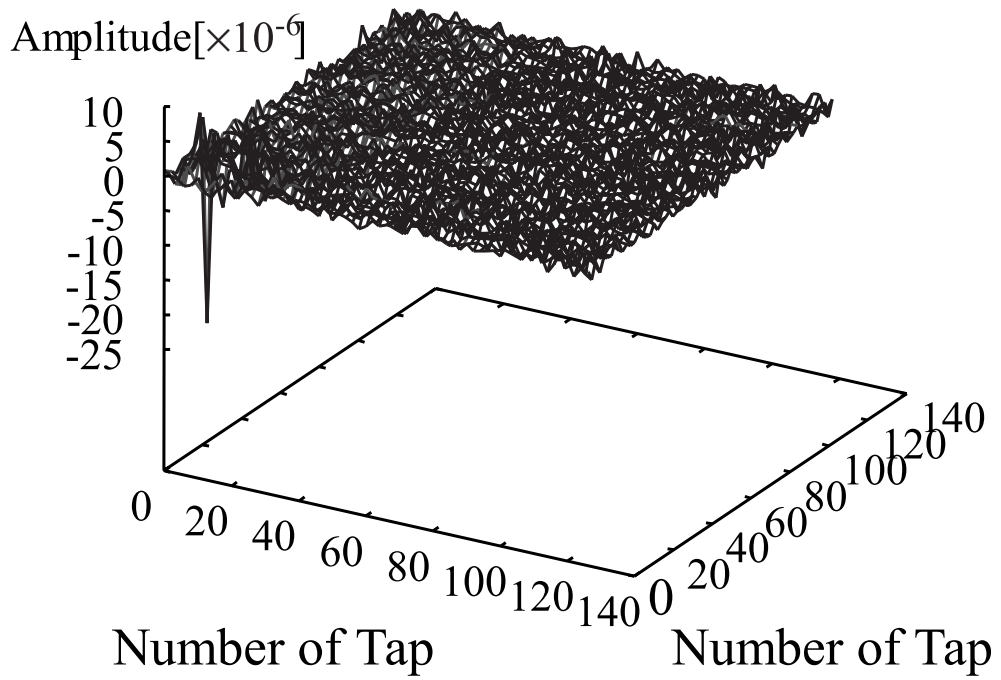


Figure 4-9 The identified second order Volterra kernel(H_{24A}).

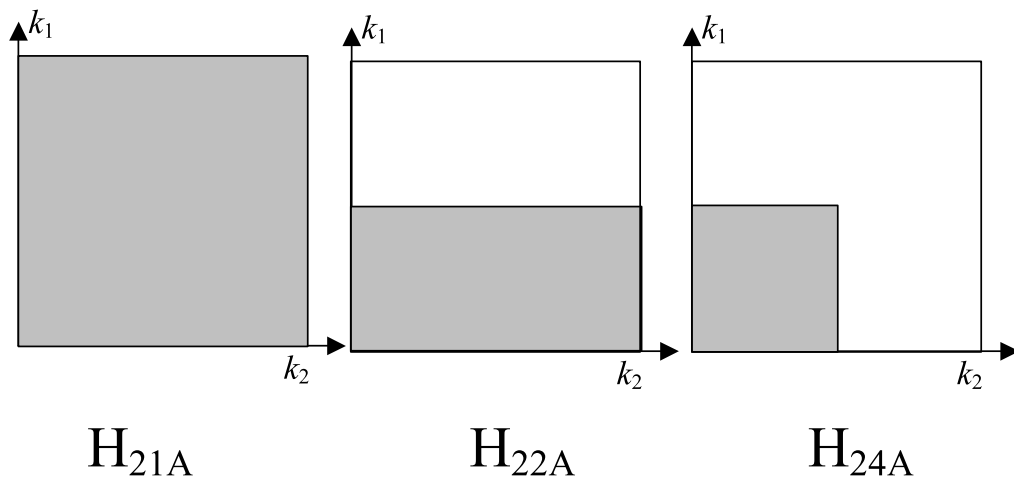


Figure 4-10 The tap length in each frequency band.

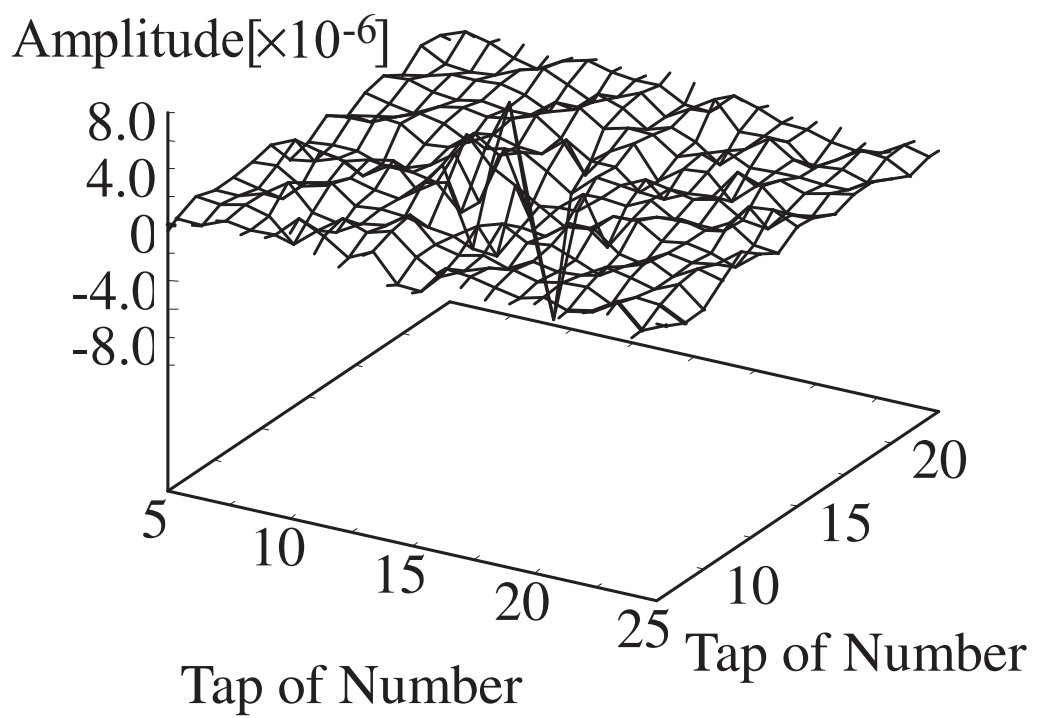


Figure 4-11 A part of second order Volterra kernel.

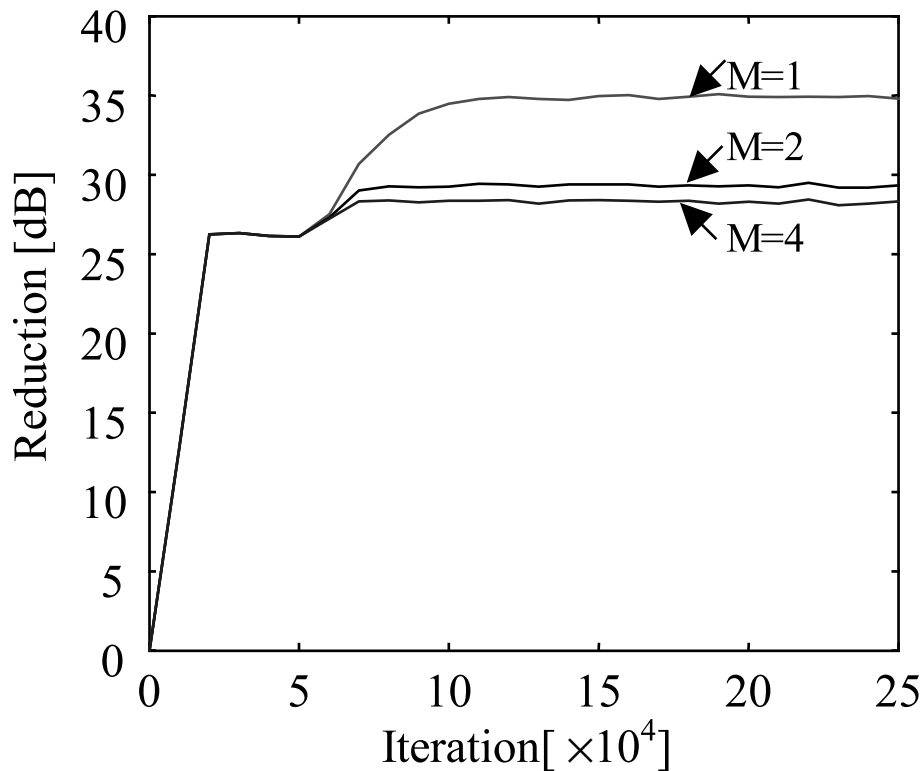


Figure 4-12 Convergence properties of the conventional methods.

により示された。

4.3 音響エコーキャンセラ

近年、通信形態が多様化している中で、拡声通話系と呼ばれる通話形態が急速に発展している。拡声通話系の例として、テレビ会議システム、拡声電話機などが挙げられる。拡声通話系ではスピーカとマイクロホンにより通話を行うため、通話しながら、両手が使えるなどの利点がある反面、拡声通話系では音響エコーが発生するため、自然な拡声通話が実現できない。本章では、音響エコーの発生の原理とその障害について、また、従来のエコー制御技術の適用例と問題点を説明する。さらに、従来法の問題点を改善できる制御技術である音響エコーキャンセラ (AEC) について述べる。

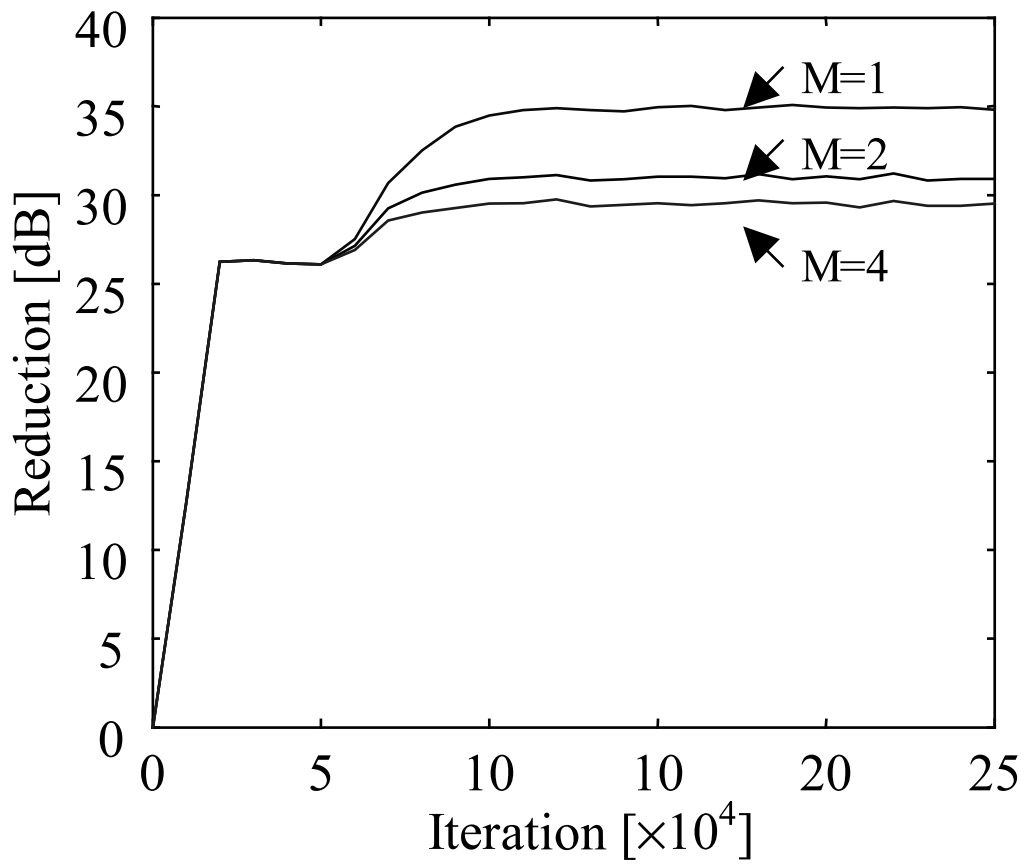


Figure 4-13 Convergence properties of the proposed methods.

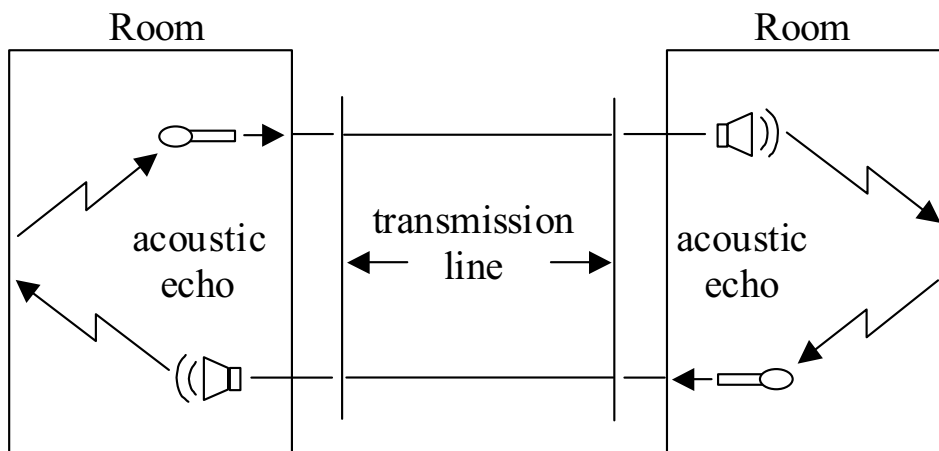


Figure 4-14 Acoustic echo by hands-free telephone set.

4.3.1 音響エコーの発生とエコー障害

通信の形態が多様化する中で拡声通話系と呼ばれる通話形態が急速に発展している。拡声通話系とは、従来の電話通話系がハンドセット（送受話器）を手をもって音声の送受を行うのに対して、スピーカとマイクロホンにより通話を行うシステムの総称である。この拡声通話系には、多人数が一同に会して会話できる、通話をしながら両手が自由に使える、自然な会話形態が実現できる、などの大きな利点がある。その反面、拡声電話では音響エコーが発生するという問題点もある。ここで、音響エコーとは、送話者側の声を受話者側の経路を経由して送話者側に戻り、“こだま”のように知覚される現象のことであり、この音響エコーは以下に述べるように通話品質を劣化させる。

まず、マイクロホンとスピーカを用いた拡声通話系の構成を Fig.4-14 に示す。送話者の音声は受話者側のスピーカ・室内音響系・マイクロホンを通して時間遅れが付加され、送話者側のスピーカから再生される。時間遅れとは、送話者と送話者側のマイクロホン間、受話者側のスピーカと受話者側のマイクロホン間、送話者側のスピーカと送話者間を音が伝わる時間であり、音響エコーは時間遅れとその大きさにより特徴付けられる。この時間遅れが小さい場合は、分離したエコーとは知覚されにくいため、大きさが小さければ音響エコーを許容できる。これに

対して、時間遅れが大きくなるにつれて、分離したエコーとして知覚されるようになるため、エコーの大きさが小さくても許容できなくなり、通話に支障をきたすようになる。また、音響エコーが回線の両端で発生すると、通信網を介して閉ループが形成され、ループ利得が1を越え位相が一致する場合には、発振現象（ハウリング）を起こし通話不能に陥る。そこで、スピーカ・マイクロホン間の音響帰還を低減させるために、音声スイッチ、センタクリップ、くし型フィルタ、周波数シフト、周波数特性補正といった従来から多くの方法が適用されている。しかしながら、これらの方法には、片方通話しかできない、音声信号がひずむ、スピーカ・マイクロホン間の音響帰還の低減量が不十分であるという欠点があり、当然、通話品質を下げ、使用者にとって自然な通話形態とは言い難い原因となる。これらの問題点を改善したエコー制御方法としてAECがある。

4.3.2 音響エコーキャンセラの構成

AECとは、適応フィルタをスピーカ・室内音響系・マイクロホンという音響エコー経路の伝達特性に並列につないで構成され、その構成図はFig.4-15のようになる。AECの実際の適用例としてテレビ会議システム、自動車電話、携帯電話、拡声電話機などが挙げられる。AECの原理は、音響エコー経路の伝達特性、すなわち、スピーカ・室内音響系・マイクロホン間のインパルス応答 $\mathbf{h}(n)$ を適応フィルタを用いて推定し、受話信号に適応フィルタ処理を施して擬似エコーを作成して、真のエコーから差し引くことである。ここで、適応フィルタにおける音響エコー経路の伝達特性の推定が良好で、適応フィルタの特性と音響エコー経路の伝達特性が一致したとき、擬似エコーと音響エコーは一致し、音響エコーを完全に除去することが可能となる。

実際の音響エコーキャンセラの動作について説明する。音響エコー信号 $y(n)$ は、受話信号 $x(n)$ と音響エコー経路 $\mathbf{h}(n)$ の畳み込み信号として、 $y(n) = \mathbf{h}(n) * x(n)$ と表される。AECでは、音響エコー経路が人の移動や室内環境の変化により変動するため、音響エコー経路を適応フィルタ $\hat{\mathbf{h}}(n)$ で推定する。適応フィルタには、収束特性が安定している線形FIRフィルタがよく用いられる。そこで、適応フィ

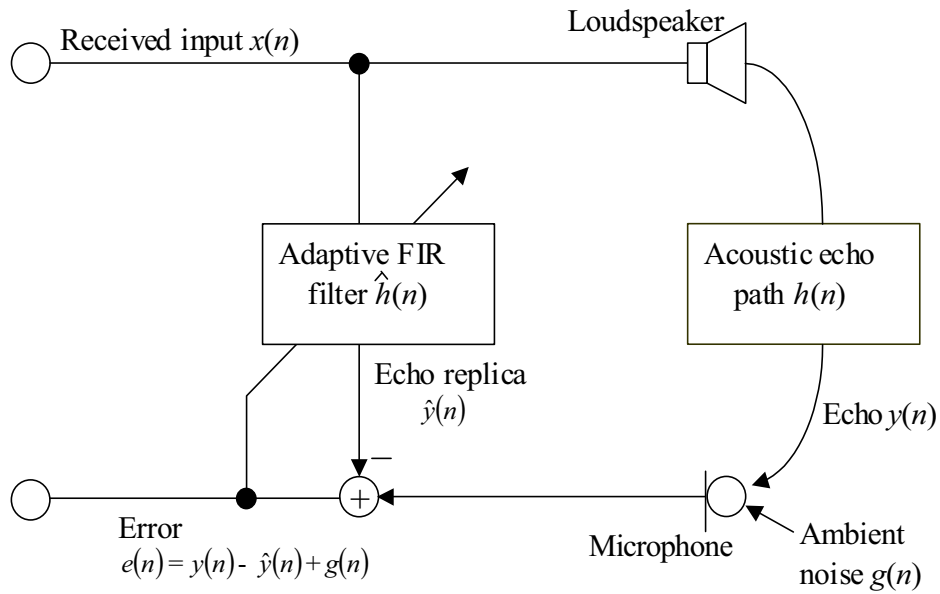


Figure 4-15 Conventional acoustic echo cancellation.

ルタのシステム長を N とし, N 個のフィルタ係数を $\hat{h}_1(n), \hat{h}_2(n), \dots, \hat{h}_N(n)$ と表すと, 係数ベクトル $\hat{\mathbf{h}}(n)$ は

$$\hat{\mathbf{h}}(n) = [\hat{h}_1(n), \hat{h}_2(n), \dots, \hat{h}_N(n)]^T \quad (4.7)$$

と表される. 但し, T は転置を示す. このとき, 受話信号ベクトル $\mathbf{x}(n)$ を

$$\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]^T \quad (4.8)$$

と定義すると, 擬似エコー $\hat{y}(n)$ は

$$\hat{y}(n) = \hat{\mathbf{h}}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (4.9)$$

と計算される. マイクロホンで受音される信号 $y_{in}(n)$ には, 音響エコー信号 $y(n)$ 以外にも, 外乱要因 $g(n)$ も混入するので,

$$y_{in}(n) = y(n) + g(n) \quad (4.10)$$

となる. 音響エコー $y(n)$ から擬似エコー $\hat{y}(n)$ を差し引くと, 消し残りである残留

エコー，つまり誤差信号 $e(n)$ は

$$\begin{aligned} e(n) &= y_{in}(n) - \hat{y}(n) \\ &= y(n) - \hat{y} + g(n) \end{aligned} \quad (4.11)$$

となる．そこで，適応フィルタ $\hat{\mathbf{h}}(n)$ の修正は，その時々々の誤差信号 $e(n)$ と受話信号ベクトル $\mathbf{x}(n)$ に基づいて $e(n)$ が減少するように少しずつ繰り返して行われる．

4.3.3 非線形エコーキャンセラ

特に，低コストのスピーカシステムを用いる場合には，スピーカによる非線形成分の影響が大きくなり，音響エコー経路が非線形となる．そこで，スピーカシステムの非線形性を適応的にとらえることができる AVF を用いた NAEC が提案されている．NAEC の構成図は Fig.4-16 のようになる．Fig.4-16 において，ADF は線形 FIR フィルタ，AVF は 2 次適応 Volterra フィルタを表している．AVF は，演算量がシステム長，次数の増加に伴い指数関数的に増大してしまうため，AVF の演算量を削減するための方法として，Fig.2-9 に示した Adaptive Simplified Volterra filters(ASVF) [22] と Fig.2-8 に示した Stenger が提案する NAEC [21] がある．

4.4 提案 NAEC

ASVF，Stenger が提案する NAEC では Volterra 核のみに着目して，演算量を削減しているのに対して，本手法では音響エコーを帯域別に着目した場合，低域より高域の方が早く減衰すること [48] を利用し，DSAVF を用いて低域におけるタップ長を長く，高域におけるタップ長を短くする．さらに，本節ではこのタップ長を自動的に設定する方法について検討する．本手法で用いられるアルゴリズムはサブバンド化 [35] された AVF と入力信号のパワーの積により，不必要な係数を自動的に取り除くことができる．

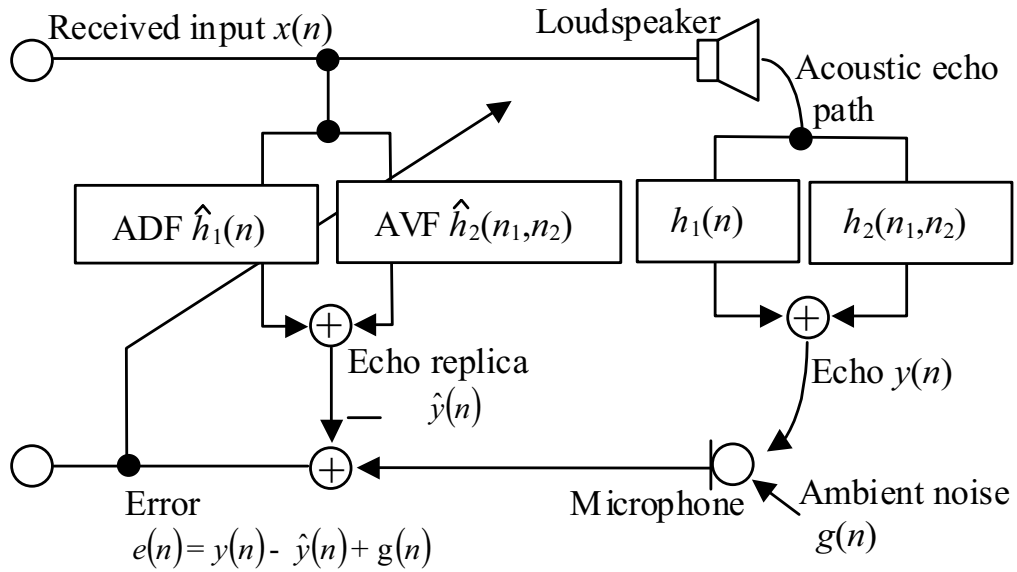


Figure 4-16 Conventional nonlinear acoustic echo cancellation.

4.4.1 タップ長の自動制御アルゴリズム

本項ではタップ長の自動制御アルゴリズム [49] を DSAVF に適用するために適切な修正を加えたタップ長の自動制御アルゴリズムを示す。まず、 k 番目の更新回数、 i 番目のサブバンドにおいて、その係数ベクトル $\mathbf{c}_{i,k}$ と入力信号ベクトル $\mathbf{x}_{i,k}$ を式 (4.12)~(4.14) により定義する。

$$\mathbf{c}_{i,k} = [c_{i,1,1,k}, c_{i,1,2,k}, \dots, c_{i,N_{i,k},N_{i,k},k}]^T \quad (4.12)$$

$$\mathbf{x}_{i,k} = [x_{i,k-N_{i,k}+1,k-N_{i,k}+1}, x_{i,k-N_{i,k}+2,k-N_{i,k}+1}, \dots, x_{i,k,k}]^T \quad (4.13)$$

$$x_{i,k,k} = x_{i,k}x_{i,k} \quad (4.14)$$

ここで、 $[]^T$ は転置を、 $N_{i,k}$ は k 回の係数更新で、 i 番目のサブバンドにおけるタップ長を表す。タップ長の自動制御アルゴリズムでは M 分割の場合、 i 番目のサブバンドにおけるタップ長は S サンプルごとに式 (4.15)~式 (4.21) により更新される。

$$N_{i,mS} = N_{i,(m-1)S} - R + \Phi_{i,mS} \quad (4.15)$$

$$\Phi_{i,mS} = INT[RM \Psi_{i,mS}] \quad (4.16)$$

$$\Psi_{i,mS} = \frac{\sum_{p=(m-1)S+1}^{mS} v_{i,p} \bar{\mathbf{c}}_{i,p}^T \bar{\mathbf{c}}_{i,p}}{\sum_{p=(m-1)S+1}^{mS} \mathbf{v}_p \tilde{\mathbf{c}}_p} \quad (4.17)$$

$$\tilde{\mathbf{c}}_k = [\bar{\mathbf{c}}_{1,k}^T \bar{\mathbf{c}}_{1,k} \bar{\mathbf{c}}_{2,k}^T \bar{\mathbf{c}}_{2,k} \cdots \bar{\mathbf{c}}_{M,k}^T \bar{\mathbf{c}}_{M,k}]^T \quad (4.18)$$

$$\bar{\mathbf{c}}_{i,k} = [c_{i,N_{i,k}-P+1, N_{i,k}-P+1, k} c_{i, N_{i,k}, N_{i,k}, k}]^T / (2N_{i,k} - P^2) \quad (4.19)$$

$$\mathbf{v}_k = [v_{1,k} v_{2,k} v_{M,k}]^T \quad (4.20)$$

$$v_{i,k} = \mathbf{x}_{i,k}^T \mathbf{x}_{i,k} / N_{i,k}^2 \quad (4.21)$$

ここで、 $N_{i,mS}$ は i 番目のサブバンド、 m 番目のタップ再分配におけるタップ長である。 R はタップ再分配ステップサイズ、 $INT[]$ はその引数に対する最も近い整数を取るための演算子、 $\tilde{\mathbf{c}}_k$ は係数ベクトル $\mathbf{c}_{i,k}$ の過去 P 要素に相当する部分的な係数ベクトルである。 また、入力信号パワーベクトル \mathbf{v}_k は式 (4.20)、(4.21) によって与えられる。 2分割の DSAVF の場合、演算量を一定にするために、低域と高域の Volterra フィルタ H_{21A} 、 H_{24A} に対してタップ長の自動制御アルゴリズムを適用し、バイリニア Volterra フィルタ H_{22A} のタップ長を低域と高域の Volterra フィルタ H_{21A} 、 H_{24A} のタップ長 (高域のタップ長 \times 低域のタップ長) から求める必要がある。 上記のアルゴリズムを用いた DSAVF による NAEC の構成図を、Fig.4-17 に示す。 ここで、自動制御の手順について説明する。

1. バイリニア以外の帯域において部分的なフィルタ係数ベクトル、入力信号パワーベクトル、 $\bar{\mathbf{c}}_{i,k}$ 、 \mathbf{v}_k を S サンプル分求める。
2. 過去 S サンプル分の $\bar{\mathbf{c}}_{i,k}$ 、 \mathbf{v}_k を用いて $\Psi_{i,mS}$ を求める。
3. 式 (4.16) を用いて $\Phi_{i,mS}$ を求める。
4. 式 (4.15) を用いて $N_{i,mS}$ を求め、各帯域のタップ長を変更する。
5. $N_{i,mS}$ を用いてバイリニアの帯域のタップ長を変更し、手順 1 に戻る。

なお、手順 1 は 1 サンプルごとに処理されるのに対して、手順 2 から手順 5 は S サンプルごとに処理される。 手順 1 では本手法において必要となる情報を求めている。 手順 2 で求めた $\Psi_{i,mS}$ は各帯域における部分的な AVF の係数のパワーと入力信号パワーの積の割合であり、0 から 1 までの値を取り、 $\Psi_{i,mS}$ の総和は 1 であ

る。高い ERLE を得るには入力信号が大きい帯域を重点的に推定することと未知システムの値の大きい帯域を重点的に推定することである。したがって、部分的な AVF の係数のパワーの総和と入力信号パワーの積が大きい帯域を集中的に同定することにより高い ERLE を得ることができる。手順 3, 4 ではまず、各帯域のタップ長を後部から R タップ取り除き、 MR タップを得る。その MR タップに $\psi_{i,mS}$ を掛け合わせ、その値を四捨五入したものが、各帯域の新たな与えられるタップ数 $\phi_{i,mS}$ となる。最後に各帯域において $\phi_{i,mS}$ を足すことにより新たなタップ長が得られる。このようにして、部分的な AVF の係数のパワーの総和と入力信号パワーの積が大きい帯域においてはタップ長が長くなり、部分的な AVF の係数のパワーの総和と入力信号パワーの積が小さい帯域においてはタップ長が短くなる。 S は $\psi_{i,mS}$ を求めるときの平均回数に相当する。非定常な信号では S を大きくする必要がある。また、 R が大きければ大きいほど素早くタップ長を変更することができるが、到達できる ERLE は低くなるため、 R を可変にするのが望ましい。 P は部分的な AVF の係数の数に関係し、小さくするほど、演算量は少なくなるが厳密なフィルタ係数のパワーを求めることができなくなる。したがって、 P はハードウェアに依存するパラメータである。

4.4.2 ERLE の収束特性の比較

従来法である適応フィルタのみの AEC および通常の NAEC、本手法と同等の演算量に設定した ASVF および Stenger の手法と上記の提案法をシミュレーション上でそれぞれ比較する。そのシミュレーション条件を Table 5-3 に示す。ただし、提案法で用いられる LPF の係数は 0.5, 0.5, HPF の係数は 0.5, -0.5 であり、タップ長の自動制御アルゴリズムで用いられるパラメータ値はそれぞれ R を 1, S を 10000, P を 3, M を 2 としている。また、入力信号として有色信号 (1 次の AR 過程 (AR 係数 0.7) で生成) を、エコー経路として実際の拡声電話機 (ON-1511N) を測定したものをを用いている。なお、更新アルゴリズムには NLMS を用いる。ただし、入力信号のパワーはすべての手法と同じ値を用いる。

結果として、30 回平均された ERLE の収束特性を Fig.4-18 に、低域と高域の

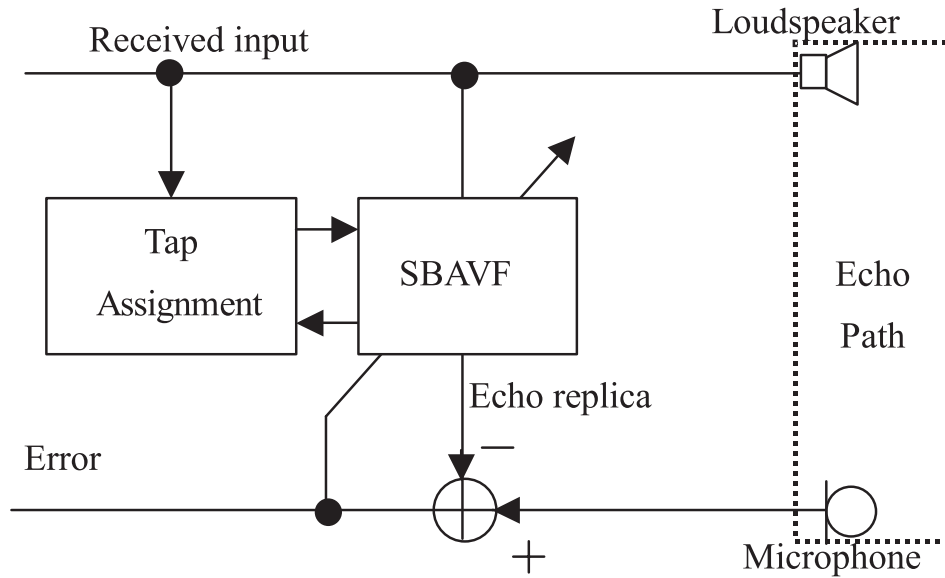


Figure 4-17 Proposed NAEC.

Table 4-4 Simulation condition.

Linear echo path	256
Nonlinear echo path	128
Input voltage	0.8V
Tap length of ADF, DSAVF	256, 32
Step size parameter of ADF and AVF	0.025
Sampling frequency	8000kHz
S/N ratio	29dB

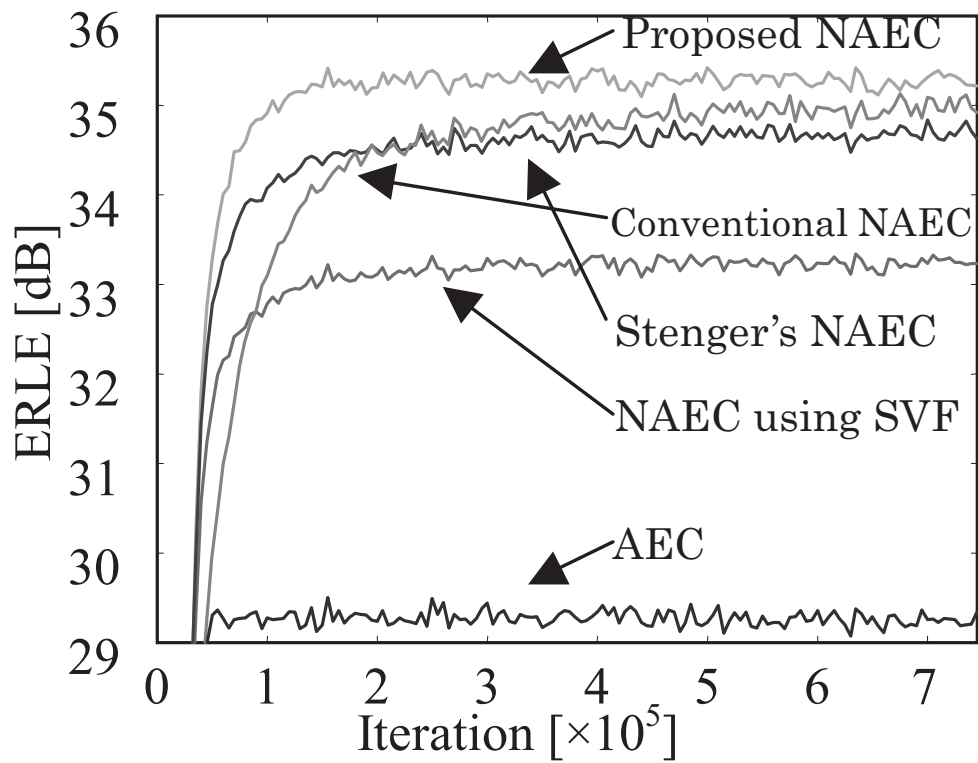


Figure 4-18 Comparison of ERLEs among NAECs for colored input.

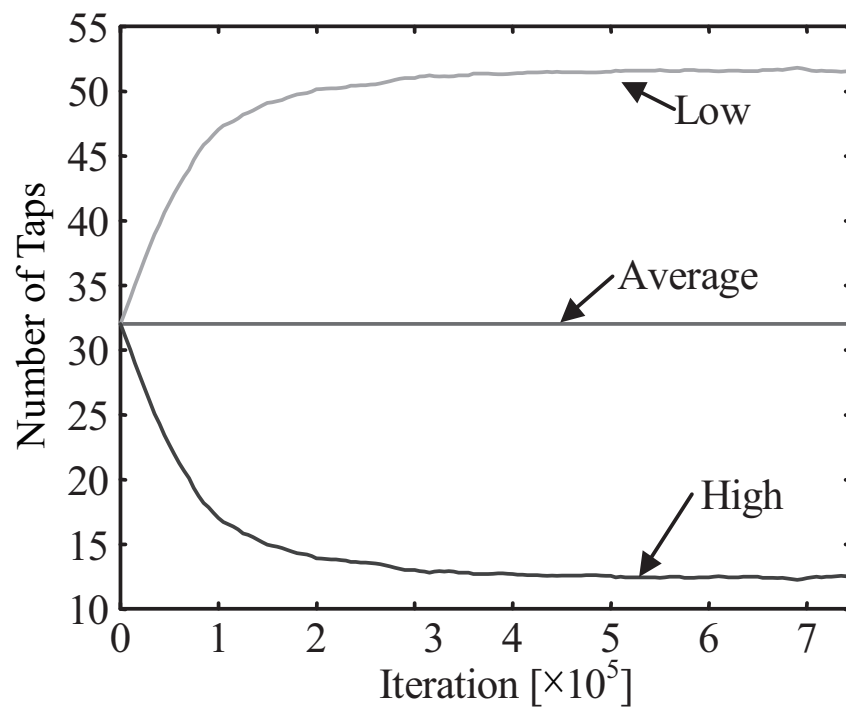


Figure 4-19 Transition property of number of taps for colored input.

タップ長を Fig.4-19 にそれぞれ示す。Fig.4-18 より、本手法は同等の演算量である ASVF および Stenger の手法より常に収束が早く、高い ERLE の特性を得ることができることがわかる。また、Fig.4-19 より低域にタップ長が多く振り分けられていることがわかる。高い ERLE を得るには入力信号が大きい帯域を重点的に推定することと未知システムの値の大きい帯域を重点的に推定することである。本手法においては入力信号および AVF のパワーの小さい帯域のタップ長は短くなり、入力信号および AVF のパワーの大きい帯域のタップ長は長くなる。よって、高い ERLE を得ることができ、更新する係数が少ないため、高速に収束することができる。また、本手法は通常の NAEC と比較して約 1/4 の演算量に削減されている。以上より、本手法を用いることにより NAEC の実現性が非常に高くなると考えられる。

4.4.3 音声入力による ERLE の収束特性の比較

音声入力による ERLE の収束特性を比較するために、音響エコー経路をシミュレーション上で同定する。そのシミュレーション条件を Table 4-5 に示す。ただし、LPF の係数は 0.5, 0.5 であり、HPF の係数は 0.5, -0.5 である。また、入力信号として 2 種類の音声信号 (男性) を用いる。なお、比較のために従来法では提案法と同演算量となるようにタップ長を 25 に固定して、同様のシミュレーションを行う。結果として、ERLE の収束特性を Fig.4-20 に、各帯域のタップ長を Fig.4-21 にそれぞれ示す。なお、更新アルゴリズムには NLMS を用いる。ただし、入力信号のパワーはすべての帯域で従来法と同じ値を用いる。Fig.4-20 より本手法は従来法と比較して、誤差減衰量が最大で約 5dB 改善されていることがわかる。また、Fig.4-21 よりタップ長の平均が安定しているため提案法の総演算量が一定に保たれていることと、音声のパワーが低域に偏っていることがわかる。以上の結果より、入力信号が音声信号であり、外乱がない場合には本手法が従来法と同演算量でありながら、高い ERLE が得られることがわかった。最後に、Table 4-5 に示すように外乱を付加していない理由について述べる。外乱がある場合には、無音声区間において外乱の影響を線形フィルタであっても大きく受け、2 次 AVF ではかなりの影響

Table 4-5 Simulation condition.

Linear echo path	64
Nonlinear echo path	64
Max input voltage	1.5V
Tap length of ADF, DSAVF	64, 25
Step size parameter of ADF and AVF	0.1, 0.003
Sampling frequency	8000kHz
S/N ratio	∞ dB
R	1
M	2
S	40000
P	4

を受ける。したがって、無音声区間において2次AVFのステップサイズパラメータをかなり小さくする必要がある。よって、無音声区間においてステップサイズパラメータを小さくする制御を用いない場合、外乱があるならば2次AVFの収束速度が極めて遅くなるため、外乱を付加せず、シミュレーションを行った。

4.5 結言

本章では、適応Volterraフィルタをサブバンド化する方法およびタップ長の自動制御を持つDSAVFによるNAECを提案した。まず、そのサブバンド適応Volterraフィルタを用いたスピーカシステムの同定法について述べた。サブバンド適応Volterraフィルタにおいて各帯域でタップ長が異なる場合、サブバンド適応Volterraフィルタの演算効率を従来法より高めることができることを示した。具体的には、スピーカシステムの同定に本手法を適用した場合、本手法は従来法と比較して、同等の演算量の場合には誤差減衰量を最大約2dB改善でき、同等の誤差減衰量を得る場合には演算量を約70%に低減できる。

次に、各帯域でタップ長が異なるサブバンド適応Volterraフィルタにおいて各帯域で最適なタップ長を自動的に決定することのできるアルゴリズムについて述

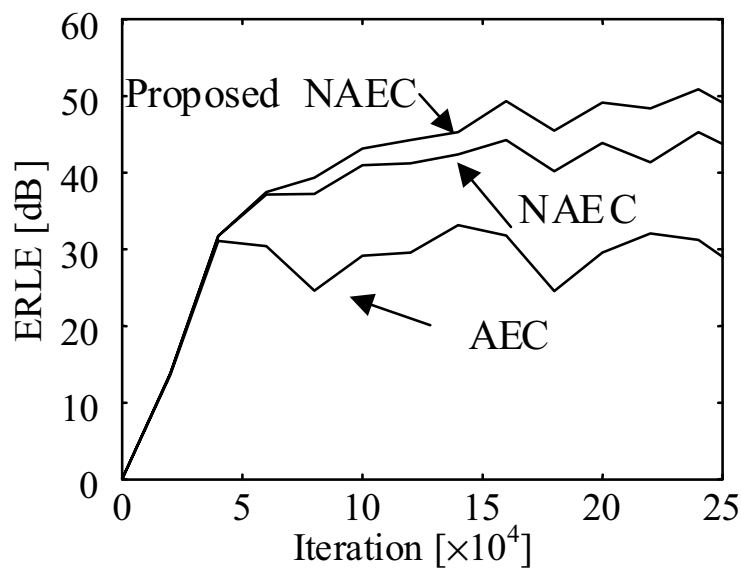


Figure 4-20 Comparison of ERLEs among NAECs for speech input.

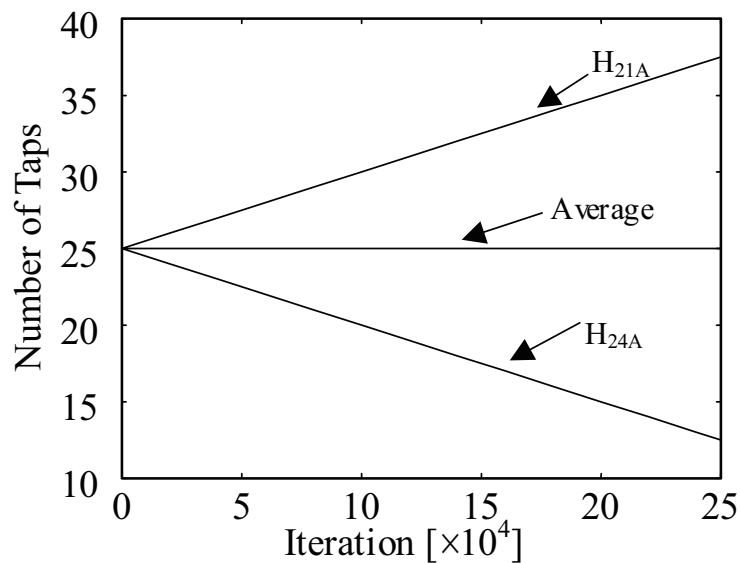


Figure 4-21 Transition property of number of taps for speech input.

べた。入力信号が有色信号の場合、本手法が従来法と比較して、2倍高速に収束し、より高いERLEを得ることができ、かつ演算量を約1/4に削減できることをシミュレーション結果によって示した。入力信号が音声信号で外乱がない場合に

においても，本手法は従来法と比較し最大で約 5dB 高い ERLE を得ることができた．次章では本章で述べたサブバンド適応 Volterra フィルタを入力信号変換ブロックによって 1 つの適応 Volterra フィルタで構成する実現手法について述べる．

第5章 フィルタ構造を簡略化したサブバンド適応 Volterra フィルタによる演算量削減

5.1 緒言

適応 Volterra フィルタ (AVF) はスピーカシステムのような非線形システムを同定するために使用され、一般的な適応アルゴリズムを AVF のフィルタ係数を更新するために用いることができる。しかしながら、AVF をたとえ 2 次で打ち切ったとしても AVF には莫大な演算量が要求される。それゆえ、AVF のリアルタイム実装において、演算効率を向上させることは重要な問題である。本章では、AVF に対して高い演算効率を持つ、ある画期的なサブバンド AVF を提案する。提案するサブバンド AVF は 4 つのパートから構成される。

1. 一つのサブバンド AVF を演算するための入力信号の変換
2. 演算効率を改善するためのタップ数決定
3. 推定精度を保つためのサブバンド数切り替え
4. 適切なサブバンド数の自動検索

提案するサブバンド AVF はスピーカのように、主要な非線形成分がある周波数帯域に集中する場合に演算効率を改善できる。従来の計算効率を考慮した AVF と比較して提案するサブバンド AVF が高い推定精度を達成できることをシミュレーションにより示す。本論文では、4 章で示した各帯域でタップ長が異なるサブバンド適応 Volterra フィルタを Direct Subband Adaptive Volterra Filter (DSAVF) と呼ぶ。

サブバンド数が固定の DSAVF はいくつかの場合において、対象となるスピーカシステムの非線形性の程度に依存して、高い推定精度を得られない場合がある。例えば、DSAVF では高い推定精度を得るためにサブバンド数および各サブバンドのタップ長を変更する追加の関数が必要となる。したがって、フィルタ構造は同定中に構成を変更するために簡単にすべきである。しかしながら、サブバンド数が増加するにつれて帯域分割された入力信号の組み合わせの数が指数関数的に増加するため DSAVF はより複雑なフィルタ構成が必要となる。この課題を解決するために、本章では DSAVF を簡潔に表現する手法を提案する。

本手法は入力信号変換 (IST) 部および係数が IST 部に従い再配置された 1 つの AVF から構成される [50]。DSAVF に対する提案法において、各サブバンドのデシメートされた入力信号成分は再配置され、修正された入力ベクトルとして IST 部で統合される。また、DSAVF の各サブバンドにおける係数が修正された入力ベクトルに合わせて再配置されて、1 つの AVF として統合される。提案法は DSAVF の係数をサブバンドの低域から高域の順で再配置するため係数が低域に集中するシステムの場合には演算効率を改善できる。すなわち、再配置された係数が打ち切られた場合、高域のサブバンドが削除される。一般的なスピーカシステムにおいては DSAVF は同定時にサブバンド数を変更可能であるため、演算量を削減することができる。本論文ではこの手法を Integrated DSAVF (IDSAVF) と呼ぶ。

IDSAVF において、演算効率の観点で高い推定精度を達成するためにサブバンド数 D とタップ数 N の打ち切る数が重要である。それゆえ、サブバンド数 D を決定する自動化手法を提案する。仮に捨てられた部分の $L1$ ノルムが小さいならば、フィルタ係数の収束状態における推定精度の低下は小さいため、提案法はフィルタ行列において捨てられた部分の $L1$ ノルムを表現したコスト関数に基づいて、適切なサブバンド数 D を決定する。このようにして、提案法ではサブバンド数 D を切り替えることができ、適切なサブバンド数 D を最良の推定精度を獲得するために自動的に決定する。本章では、提案する IDSAVF と従来の AVF の演算量削減手法の演算量と収束特性をそれぞれ比較する。

5.2 サブバンド Volterra フィルタ

5.2.1 帯域制限された Volterra フィルタにおける冗長性の排除

線形フィルタの場合、マルチレート信号処理は帯域制限された信号に対して、効果的である。文献 [51] において、マルチレート信号処理が VF に適用された。3 章で述べたように 2 次 VF の周波数帯域が $f_s/2D$ 以下に帯域制限される場合、 D^2 の倍率で演算量を削減できる手法が提案されている [33, 43]。ここで、 D はサブバンド数を示す。一方、AVF を用いた同定においては Volterra サンプリング定理が要求されないため、 $f_s/2$ 以下の全周波数帯域を処理する可能性がある。仮に、2 次 VF における入力信号の周波数帯域が $f_s/2D$ 以下の制限のみであるなら、 $h'_2(k_1, k_2)$ は未知システムに対する出力信号における高周波成分の存在のため、未知システムに対する出力信号における低周波成分のみを効果的に同定することができない。文献 [35] では $f_s/2$ 以下の全周波数帯域に対応した $h'_2(k_1, k_2)$ を用いた SAVF が提案されている。4 章で詳しく述べた SAVF は D^2 本の $1/D^2$ のフィルタ係数を持った $h'_2(k_1, k_2)$ から成る。したがって、各サブバンドに異なるタップ長を割り当てない限り SAVF の演算量は従来の $h_2(k_1, k_2)$ と等しい。言い換えれば、SAVF は各サブバンドで異なるタップ長を割り当てることで、演算効率を向上させる可能性がある。

5.2.2 DSAVF の導出

まず、 $N \times N$ 行列で変換された入力信号と 2 次 VF の畳み込み演算結果が通常の入力信号と 2 次 VF の結果と等しくなる条件を導出する。次に、 $N \times N$ 行列から N/D の $D \times D$ 行列へ議論を拡張する。最後に、再配置している入力信号および各サブバンドに対する VF によって、サブバンド構造を導出する。本章において、ベクトル変数および行列の場合、添え字は要素の数を示す。スカラー変数の場合、特に明記しない限り添え字は行と列を示す。さらに、時変変数の場合、特に明記しない限り、括弧内は時間を示す。表 5-1 は方程式における変数の意味を示す。

Table 5-1 List of variables.

Variable	Meaning
$\mathbf{x}_N(n)$	Input signal vector with tap length N (5.1)
\mathbf{H}_N	second-order VF matrix with tap length $N \times N$ (5.1)
$y_{2nd}(n)$	Output signal of $\mathbf{x}_N(n)$ and \mathbf{H}_N (5.1)
$\mathbf{z}_N(n)$	Input signal transformed by \mathbf{A}_N (5.3)
\mathbf{G}_N	second-order VF matrix transformed by \mathbf{A}_N (5.3)
\mathbf{A}_N	Symmetric and orthogonal $N \times N$ matrix (5.3)
$\mathbf{x}_D(n - dD)$	D -dimensional input signal vector (5.5)
$\mathbf{H}_D(d_1D, d_2D)$	Second-order VF matrix with tap length $D \times D$ (5.5)
$\mathbf{z}_D(n - dD)$	Input signal transformed by \mathbf{A}_D (5.8)
$\mathbf{G}_D(d_1D, d_2D)$	second-order VF matrix transformed by \mathbf{A}_D (5.8)
$\mathbf{z}_{N/D}(n, s)$	Input signal with sub-band index s (5.12)
$\mathbf{G}_{N/D}(s_1, s_2)$	second-order VF matrix with sub-band indices s_1 and s_2 (5.12)

N 次元のベクトル $\mathbf{x}_N(n)$ および $N \times N$ 行列 \mathbf{H}_N を以下のように定義する.

$$\mathbf{x}_N(n) = \left[x(n), x(n-1), \dots, x(n-(N-1)) \right]^T$$

$$\mathbf{H}_N = \begin{bmatrix} h_2(0,0) & \cdots & h_2(0,N-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_2(N-1,0) & \cdots & h_2(N-1,N-1) \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

ここで, $h_2()$ は2次 Volterra 核を表現している. さらに, 式 (2.4) における $y_{2nd}(n)$ は

$$y_{2nd}(n) = \mathbf{x}_N^T(n) \mathbf{H}_N \mathbf{x}_N(n) \quad (5.2)$$

のように表される. $N \times N$ の対称な直交行列 \mathbf{A}_N を定義するならば, \mathbf{A}_N は \mathbf{A}_N^T と等しく, $\mathbf{A}_N \mathbf{A}_N$ は単位行列となる. \mathbf{A}_N を用いることによって, ある変換領域に直交変換できる. ただし, 本論文ではこの変換領域を周波数領域の変換として議論を進める. \mathbf{A}_N によって変換されるベクトル $\mathbf{z}_N(n)$ と行列 \mathbf{G}_N は次のように表

現できる.

$$\begin{aligned}
\mathbf{z}_N(n) &= \mathbf{A}_N \mathbf{x}_N(n) \\
&= \begin{bmatrix} z_0(n), z_1(n), \dots, z_{N-1}(n) \end{bmatrix}^T \\
\mathbf{G}_N &= \mathbf{A}_N^T \mathbf{H}_N \mathbf{A}_N, \\
&= \begin{bmatrix} g_{20,0}(0,0) & g_{0,1}(0,0) & \cdots & g_{20,N-1}(0,0) \\ g_{21,0}(0,0) & g_{1,1}(0,0) & \cdots & g_{21,N-1}(0,0) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{2N-1,0}(0,0) & g_{2N-1,1}(0,0) & \cdots & g_{2N-1,N-1}(0,0) \end{bmatrix} \\
\mathbf{A}_N &= \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & \cdots & a_{0,N-1} \\ a_{1,0} & a_{1,1} & \cdots & a_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N-1,0} & a_{N-1,1} & \cdots & a_{N-1,N-1} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{5.3}$$

したがって，変換された出力信号 $y_{t2nd}(n)$ は

$$\begin{aligned}
y_{t2nd}(n) &= \mathbf{z}_N^T(n) \mathbf{G}_N \mathbf{z}_N(n) \\
&= (\mathbf{A}_N \mathbf{x}_N(n))^T \mathbf{A}_N^T \mathbf{H}_N \mathbf{A}_N (\mathbf{A}_N \mathbf{x}_N(n)) \\
&= \mathbf{x}_N^T(n) \mathbf{A}_N^T \mathbf{A}_N^T \mathbf{H}_N (\mathbf{A}_N \mathbf{A}_N) \mathbf{x}_N(n) \\
&= \mathbf{x}_N^T(n) (\mathbf{A}_N \mathbf{A}_N)^T \mathbf{H}_N (\mathbf{A}_N \mathbf{A}_N) \mathbf{x}_N(n) \\
&= \mathbf{x}_N^T(n) \mathbf{H}_N \mathbf{x}_N(n) \\
&= y_{2nd}(n)
\end{aligned} \tag{5.4}$$

のようになる．すなわち，行列 \mathbf{A}_N が対称かつ直交行列であるから，変換された出力信号は式 (5.2) によって与えられた $y_{2nd}(n)$ と等しくなる．したがって，本章では \mathbf{A}_N が対称直交行列であると仮定する．言い換えれば，対称直交行列 \mathbf{A}_N に

よって変換された入力信号で更新された AVF は \mathbf{A}_N によって変換された 2 次 VF になる。

次に、式 (5.1) において部分ベクトルおよび部分行列によってそれぞれ分離された D 次元のベクトル $\mathbf{x}_D(n)$ および $D \times D$ 行列 \mathbf{H}_D について議論する。 D 次元の部分ベクトル $\mathbf{x}_D(n - dD)$ と $D \times D$ 部分行列 $\mathbf{H}_D(d_1D, d_2D)$ を

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_D(n - dD) &= \left[x(n - dD), x(n - 1 - dD), \dots, x(n - (D - 1) - dD) \right]^T \\ \mathbf{H}_D(d_1D, d_2D) &= \begin{bmatrix} h_2(d_1D, d_2D) & \cdots & h_2(d_1D, D - 1 + d_2D) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_2(D - 1 + d_1D, d_2D) & \cdots & h_2(D - 1 + d_1D, D - 1 + d_2D) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.5)$$

のように定義する。ここで、 d, d_1, d_2 は 0 から $N/D - 1$ までの整数であり、 $h_2()$ は 2 次 Volterra 核を示す。 $\mathbf{x}_D(n - dD)$ と $\mathbf{H}_D(d_1D, d_2D)$ はサンプル時間で D ごとに時間方向に対して $\mathbf{x}_N(n)$ と \mathbf{H}_N からそれぞれ切り離される。本章では N/D は整数であると仮定する。したがって、式 (5.1) は

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_N(n) &= \left[\mathbf{x}_D^T(n), \dots, \mathbf{x}_D^T(n - (N/D - 1)D) \right]^T \\ \mathbf{H}_N &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_D(0, 0) & \cdots & \mathbf{H}_D(0, (N/D - 1)D) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_D((N/D - 1)D, 0) & \cdots & \mathbf{H}_D((N/D - 1)D, (N/D - 1)D) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.6)$$

のように表現できる。ここで、 $\mathbf{x}_N(n)$ と \mathbf{H}_N は $\mathbf{x}_D(n - dD)$ と $\mathbf{H}_D(d_1D, d_2D)$ をそれぞれ用いて D サンプルに分離される。仮に、 $N \times N$ 行列から N/D の $D \times D$ 行列へ議論を拡張するために式 (5.6) を (5.2) に置き換える場合、 $y_{2nd}(n)$ は

$$y_{2nd}(n) = \sum_{d_1=0}^{N/D-1} \sum_{d_2=0}^{N/D-1} \mathbf{x}_D^T(n - d_1D) \mathbf{H}_D(d_1D, d_2D) \mathbf{x}_D(n - d_2D) \quad (5.7)$$

のように表現できる。ここで、式 (5.2) の計算は線形結合であるから、部分ベクトル $\mathbf{x}_D(n)$ および行列 $\mathbf{H}_D(d_1D, d_2D)$ を用いて得られる演算結果の合計が式 (5.2) と

等しくなることを式 (5.7) は示している．対称直交行列 \mathbf{A}_N の議論を \mathbf{A}_D に適用すると， D 次元の変換されたベクトル $\mathbf{z}_D(n - dD)$ および $D \times D$ の変換された行列 $\mathbf{G}_D(d_1D, d_2D)$ は

$$\begin{aligned}
\mathbf{z}_D(n - dD) &= \mathbf{A}_D \mathbf{x}_D(n - dD) \\
&= \left[z_0(n - dD), z_1(n - dD), \dots, z_{D-1}(n - dD) \right]^T \\
\mathbf{G}_D(d_1D, d_2D) &= \mathbf{A}_D^T \mathbf{H}_D(d_1D, d_2D) \mathbf{A}_D \\
&= \begin{bmatrix} g_{20,0}(d_1D, d_2D) & \cdots & g_{20,D-1}(d_1D, d_2D) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{2D-1,0}(d_1D, d_2D) & \cdots & g_{2D-1,D-1}(d_1D, d_2D) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{5.8}$$

のように表される． \mathbf{A}_D は対称直交行列であるから， $\mathbf{z}_D(n - dD)$ と \mathbf{A}_D によって変換された $\mathbf{G}_D(d_1D, d_2D)$ の演算結果は式 (5.7) と等しくなる．したがって， $y_{2nd}(n)$ は

$$y_{2nd}(n) = \sum_{d_1=0}^{N/D-1} \sum_{d_2=0}^{N/D-1} \mathbf{z}_D^T(n - d_1D) \mathbf{G}_D(d_1D, d_2D) \mathbf{z}_D(n - d_2D) \tag{5.9}$$

となる．式 (5.9) で示したタップ長 N の入力信号と VF の畳み込み演算は時間領域で N/D の畳み込み演算に分離され， $D \times D$ 行列 \mathbf{A}_D を用いることによって変換される．ここで， $D \times N/D$ 入力信号行列 $\mathbf{Z}_{D,N/D}(n)$ を次のように定義する．

$$\mathbf{Z}_{D,N/D}(n) = \left[\mathbf{z}_D(n), \mathbf{z}_D(n - D), \dots, \mathbf{z}_D(n - (N/D - 1)N) \right] \tag{5.10}$$

ここで， $\mathbf{Z}_{D,N/D}(n)$ は N/D の D 次元のベクトル $\mathbf{z}_D(n)$ の全体のセットからなる．したがって， $\mathbf{Z}_{D,N/D}(n)$ もまた N/D の D 次元ベクトルの全体のセットの転置行列と等しくなるため，

$$\mathbf{Z}_{D,N/D}(n) = \left[\mathbf{z}_{N/D}(n, 0), \mathbf{z}_{N/D}(n, 1), \dots, \mathbf{z}_{N/D}(n, D - 1) \right]^T \tag{5.11}$$

のように表される．ここで， N/D 次元のベクトル $\mathbf{z}_{N/D}(n, s)$ と $N/D \times N/D$ 行列 $\mathbf{G}_{N/D}(s_1, s_2)$ は $\mathbf{z}_D(n - dD)$ と $\mathbf{G}_D(d_1D, d_2D)$ における各要素として

$$\mathbf{z}_{N/D}(n, s) = \left[z_s(n), z_s(n - D), \dots, z_s(n - (N/D - 1)D) \right]^T$$

$$\mathbf{G}_{N/D}(s_1, s_2) = \begin{bmatrix} g_{2s_1, s_2}(0, 0) & \cdots & g_{2s_1, s_2}(0, (N/D - 1)D) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{2s_1, s_2}((N/D - 1)D, 0) & \cdots & g_{2s_1, s_2}((N/D - 1)D, (N/D - 1)D) \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

のように与えられる．ここで， s, s_1, s_2 はそれぞれ 0 から $D - 1$ までの整数である． s, s_1, s_2 は周波数帯域を示し， g_2 は 2 次 Volterra 核を示す． $\mathbf{z}_{N/D}(n, s)$ は全体のセットである $\mathbf{Z}_{D, N/D}(n)$ から一つの周波数方向に分離することにより生成されるため， $\mathbf{z}_{N/D}(n, s)$ はある周波数帯域を計算するために必要な入力ベクトルの要素を示す． $\mathbf{z}_{N/D}(n, s)$ の議論を適用することによって，同様に $\mathbf{G}_{N/D}(s_1, s_2)$ が生成される．式 (5.9) の計算は線形結合であるから，乗算の組み合わせを変えない限り，演算順序を変更できる．したがって，各サブバンドにおいて再配置された入力信号と 2 次 VF によってサブバンド構造を導くために式 (5.9) は式 (5.12) を用いて次のように表現できる．

$$y_{2nd}(n) = \sum_{s_1=0}^{D-1} \sum_{s_2=0}^{D-1} \mathbf{z}_{N/D}^T(n, s_1) \mathbf{G}_{N/D}(s_1, s_2) \mathbf{z}_{N/D}(n, s_2) \quad (5.13)$$

式 (5.12) における各サンプル周期は D であることに注意する．このようにして，この周期は $1/D$ 倍に減らされる． \mathbf{A}_D の各行がバンドパスフィルタとして見なされる場合，概して，各フィルタの利得は 1 である．式 (2.4) と比較して，式 (5.12) を式 (5.13) に代入する．この場合，2 次 VF の出力信号は次のように示される．

$$y_{2nd}(n) = D^2 \sum_{s_1=0}^{D-1} \sum_{s_2=0}^{D-1} \sum_{k_1=0}^{N/D-1} \sum_{k_2=0}^{N/D-1} g_{2s_1, s_2}(k_1D, k_2D) \cdot z_{s_1}(n - k_1D) z_{s_2}(n - k_2D) \quad (5.14)$$

ここで， s_1 と s_2 は各サブバンドのインデックスを示す．大きな値の s_1 と s_2 は高周波のサブバンドを示す．

変換された入力ベクトル $\mathbf{z}_{N/D}(n, s)$ はレジスタを時間シフトすることによって、得ることができない。なぜなら、変換された入力ベクトル $\mathbf{z}_{N/D}(n+1, s)$ の要素は直前の変換された入力ベクトル $\mathbf{z}_{N/D}(n, s)$ を時間シフトして得られたものと異なるからである。したがって、古い入力ベクトル $\mathbf{z}_{N/D}(n-1, s), \mathbf{z}_{N/D}(n-2, s), \dots, \mathbf{z}_{N/D}(n-(D-1), s)$ が D 倍の遅延器もしくは遅延メモリに保存されなければならない。入力信号 $z_{s_1}(n), z_{s_2}(n)$ および 2 次 VF $g_{2s_1, s_2}(k_1, k_2)$ は次の手順で得ることができる。まず、 $x(n)$ と $h_2(k_1, k_2)$ が式 (5.6) に示されるようにそれぞれ D と D^2 の領域に分割される。次に $x(n)$ と $h_2(k_1, k_2)$ が式 (5.7) に示されるように \mathbf{A}_D によって変換される。それから、すべての入力信号とフィルタ係数が式 (5.10) を式 (5.11) に置き換えることによって、各周波数帯域に対する時間インデックス順に保存される。最後に、保存された入力信号と係数の数はそれぞれ、 D と D^2 の倍率で削減される。式 (5.14) から DSAVF の数は 2 つの入力信号の組み合わせ数に一致する。例えば、入力信号を D の帯域に分割した場合、DSAVF の分割数は D^2 である。さらに、2 次 VF のタップ数が N の場合、 $g_{2d_1, d_2}(k_1, k_2)$ のタップ数が N/D^2 となる。もし $g_{20,0}(k_1, k_2)$ のみを使用するならば、3 章で提案した手法である文献 [33] および [43] において、提案されている手法から得られる出力信号とそれぞれ一致する。

Fig.5-1 はシステム同定における DSAVF のブロック図を示している。Fig.5-1 における SELECTOR は $z_s(n)$ から周波数帯域に変換された入力信号である $z_0(n)$ から $z_{D-1}(n)$ の間で二つの信号を選択する。Fig.5-1 において誤差信号は

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (5.15)$$

となる。ここで、 $d(n)$ は未知非線形システムの出力信号である。Normalized Least Mean Square (NLMS) アルゴリズムに基づいた DSAVF の更新式は

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{N/D}(n+1, s_1, s_2) &= \mathbf{G}_{N/D}(n, s_1, s_2) \\ &+ \mu e(n) \frac{\mathbf{z}_{N/D}^T(n, s_1) \mathbf{z}_{N/D}(n, s_2)}{(D \mathbf{z}_{N/D}(n, s_1) \mathbf{z}_{N/D}^T(n, s_2))^2} \end{aligned} \quad (5.16)$$

となる。ここで、 μ はステップサイズパラメータと呼ばれ、収束速度と推定精度を調整するために使用される。式 (5.14) および Fig.5-1 では出力信号はサブバンド数

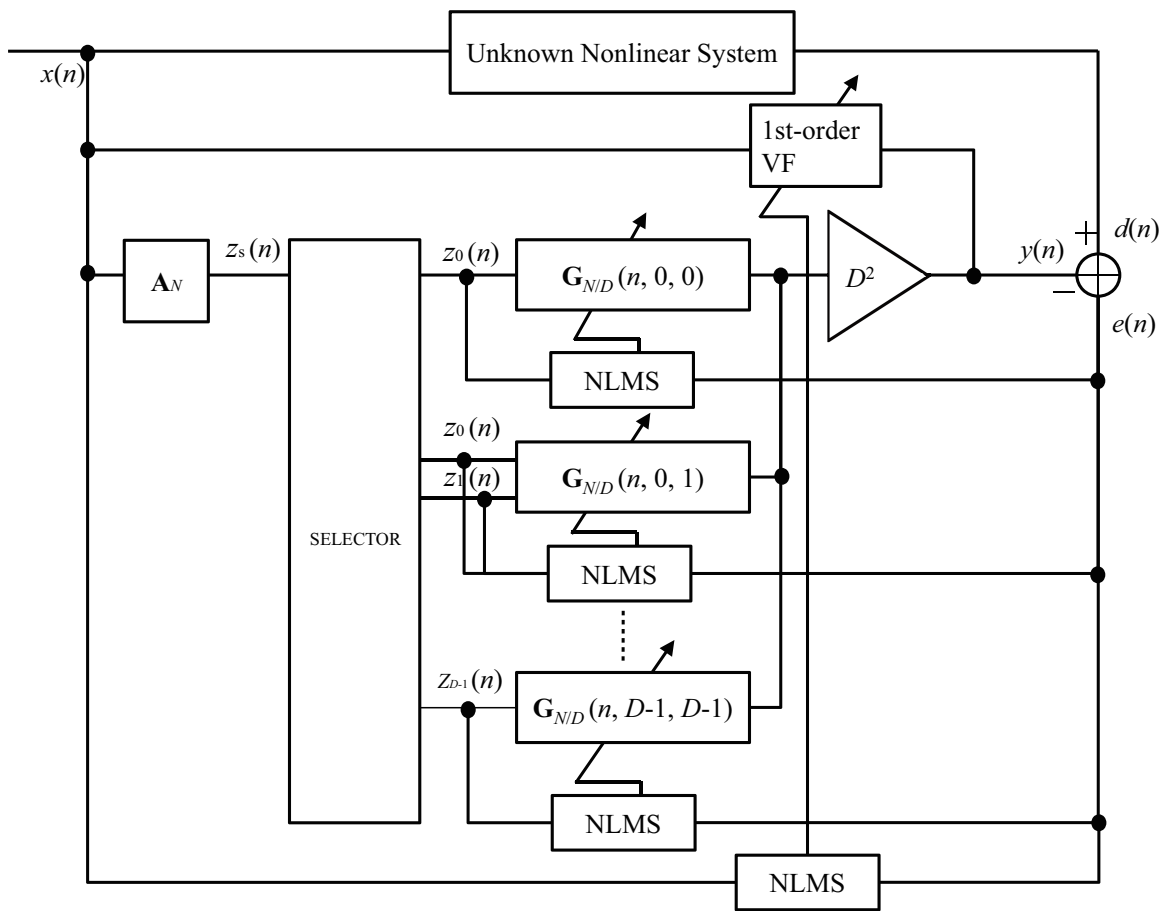


Figure 5-1 DSAVF in the system identification.

に依存して D^2 倍され，式 (5.16) では更新量がサブバンド数に依存して $1/D^2$ 倍される。

5.3 Integrated Direct Subband Adaptive Volterra Filter(IDSAVF)

一般のスピーカシステムは非線形性を有しており，その程度はどのようなスピーカシステムを対象にするかに強く依存するが，その非線形性は概して低周波数帯域に発生する．演算効率を向上するための効果的な手法を実現するためには小さい係数を自動的に削除し，その打ち切り戦略は対象とする未知システムに対応して調整されるべきである．4章で提案した DSAVF はフィルタ係数のパワーの総和と入力信号パワーの積が大きい帯域を集中的に同定であるものの，分割数が大きい場合の構造が非常に複雑となる．そこで，Integrated DSAVF (IDSAVF) と呼ばれる新しい DSAVF の実現手法を本章で提案する．IDSAVF はある修正された入力ベクトルを伴った単一の AVF によって構成され，コスト関数に基づいてあらかじめ用意した候補からサブバンド数を切り替える機能と，適切なサブバンド数とタップ長を選択する機能を持っている．

5.3.1 DSAVF の新しい実現手法

サブバンド数が増加するにつれて帯域分割された入力信号の組み合わせ数が指数関数的に増加するため，DSAVF ではより複雑なフィルタ構成が必要となる．この課題を解決するために，DSAVF において，新たな実現手法を提案する．概して多くのフィルタから成る DSAVF において提案法はシステム構成を簡略化できる．

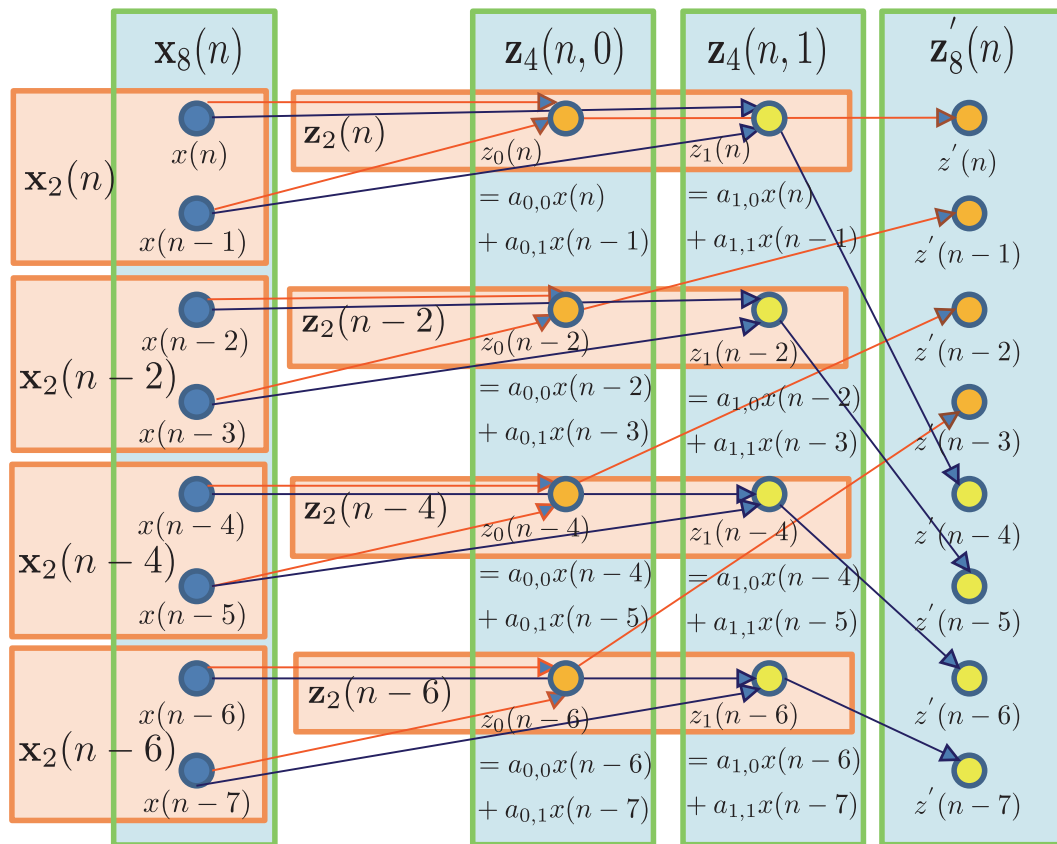


Figure 5-2 Relation between $\mathbf{x}_N(n)$, $\mathbf{z}_{N/D}(n, s)$, and $\mathbf{z}'_N(n)$.

DSAVFにおいて、 N 次元ベクトル $\mathbf{z}'_N(n)$ および $N \times N$ 行列 \mathbf{G}'_N は

$$\begin{aligned}
\mathbf{z}'_N(n) &= \left[\mathbf{z}_{N/D}^T(n,0), \mathbf{z}_{N/D}^T(n,1), \dots, \mathbf{z}_{N/D}^T(n,D-1) \right]^T \\
&= \left[z'(n), z'(n-1), \dots, z'(n-(N-1)) \right]^T \\
\mathbf{G}'_N &= \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{N/D}(0,0) & \cdots & \mathbf{G}_{N/D}(0,D-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}_{N/D}(D-1,0) & \cdots & \mathbf{G}_{N/D}(D-1,D-1) \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} g'_2(0,0) & g'_2(0,1) & \cdots & g'_2(0,N-1) \\ g'_2(1,0) & g'_2(1,1) & \cdots & g'_2(1,N-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g'_2(N-1,0) & g'_2(N-1,1) & \cdots & g'_2(N-1,N-1) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{5.17}$$

のように定義される。例えば、 D が2ならば、 $\mathbf{z}'_N(n)$ が $\mathbf{z}_{N/2}(n,0)$ および $\mathbf{z}_{N/2}(n,1)$ から構成されるベクトルである。ここで、 $\mathbf{z}'_N(n)$ と $\mathbf{x}_N(n)$ は N 次元のベクトルである。また、 \mathbf{G}'_N と \mathbf{H}_N との関係は $\mathbf{z}'_N(n)$ と $\mathbf{x}_N(n)$ との関係と同じである。Fig.5-2 は $N=8$ および $D=2$ の場合における $\mathbf{x}_N(n)$, $\mathbf{z}_{N/D}(n,s)$, $\mathbf{z}'_N(n)$ の関係を示している。 $\mathbf{z}_4(n,0)$ と $\mathbf{z}_4(n,1)$ はそれぞれダウンサンプリングされた低周波と高周波信号である。 $\mathbf{z}'_8(n)$ は $\mathbf{z}_4(n,0)$ の後ろに $\mathbf{z}_4(n,1)$ を繋げることで生成される。Fig.5-2 に示されるように、入力ベクトル $\mathbf{x}(n)$ がシフトレジスタに保存される。なぜなら、直前の入力ベクトル $\mathbf{x}(n)$ の要素をシフトすることによって新しい入力信号 $x(n+1)$ をストアすることで新しい入力ベクトル $\mathbf{x}(n+1)$ を得ることができるからである。また、式 (5.13) と式 (5.14) は

$$y_{2nd}(n) = \mathbf{z}'_N(n) \mathbf{G}'_N \mathbf{z}'_N(n) \tag{5.18}$$

$$y_{2nd}(n) = D^2 \sum_{k_1=0}^{N-1} \sum_{k_2=0}^{N-1} g'_2(k_1, k_2) z'(n-k_1) z'(n-k_2) \tag{5.19}$$

のように表される。ここで、 $g'_2(k_1, k_2)$, $z'(n-k_1)$, $z'(n-k_2)$ はそれぞれ式 (5.17) における行列 \mathbf{G}'_N およびベクトル $\mathbf{z}'_N(n)$ の要素である。式 (5.19) は式 (2.4) と同様の

形になっていることがわかる。つまり、式 (5.19) はその要素は異なるが通常の 2 次 VF と同じ構成によって実現される。例えば、 $D = 2$ の場合、 $\mathbf{G}_{N/D}(s_1, s_2)$ と \mathbf{G}'_N の間の関係は Fig.5-3 に示されている。 \mathbf{G}'_N は $\mathbf{G}_{N/2}(0, 0)$, $\mathbf{G}_{N/2}(0, 1)$, $\mathbf{G}_{N/2}(1, 0)$, $\mathbf{G}_{N/2}(1, 1)$ からなる 2 次 Volterra 核である。 Fig.5-3 に示されるように、低い周波数領域を示す $\mathbf{G}_{N/2}(0, 0)$ をそのまま同じ時間軸にコピーする。次に、バイリニアを表す $\mathbf{G}_{N/2}(0, 1)$ および $\mathbf{G}_{N/2}(1, 0)$ を時間方向 k_1 もしくは k_2 に対してそれぞれ $N/2$ サンプルシフトし、コピーする。そして、高い周波数領域を表す $\mathbf{G}_{N/2}(1, 1)$ を時間方向 k_1 および k_2 に対してそれぞれ $N/2$ サンプルシフトし、コピーする。以上の操作により \mathbf{G}'_N は生成される。また、Fig.5-3 に示されるように、 $\mathbf{z}'(n)$ の各要素である $\mathbf{z}_{N/2}^T(n, 0)$, $\mathbf{z}_{N/2}^T(n, 0)$ と \mathbf{G}'_N の各要素である $\mathbf{G}_{N/2}(0, 0)$, $\mathbf{G}_{N/2}(0, 1)$, $\mathbf{G}_{N/2}(1, 0)$, $\mathbf{G}_{N/2}(1, 1)$ とのそれぞれの畳み込み演算の出力の合計値はそれぞれ線形結合であるため、 $\mathbf{z}'(n)$ と \mathbf{G}'_N の畳み込み演算の出力信号と等しい。したがって、4 つのダウンサンプリングされたフィルタを一つのフィルタに統合できる。ここで、式 (5.14) によって得られた出力は式 (5.19) によって得られた出力と等しい。なぜなら、式 (5.14) および式 (5.19) はそれぞれ積和演算の線形結合により出力信号を求め、それぞれ乗算の組み合わせを変えずにその加算の順番のみを入れ替えているからである。

一方、変換された入力ベクトル $\mathbf{z}'_N(n+1)$ の要素は一つ前の時間ステップで変換された入力ベクトル $\mathbf{z}'_N(n)$ を単純に時間シフトすることによって得られる信号ベクトルとは異なるため、変換された入力信号 $\mathbf{z}'_N(n)$ はシフトレジスタを利用して得ることができない。したがって、古い入力ベクトル $\mathbf{z}'_N(n-1)$, $\mathbf{z}'_N(n-2)$, ..., $\mathbf{z}'_N(n-(D-1))$ が D 倍の遅延デバイスもしくはメモリに保存されなければならない。そして、新しい信号 $\mathbf{z}'(n)$ のみ各サンプル時間に計算される。 $D = 2$ の場合、時刻 n における $\mathbf{z}'_N(n)$ および時刻 $n-1$ における $\mathbf{z}'_N(n-1)$ がサンプル時刻ごとに相当する 2 つのメモリを切り替える必要がある。上記のメモリ演算は式 (2.18) における $h'_2(k_1, k_2)$ と入力信号と畳み込み演算を行なった場合の入力信号のメモリ状態と同様になる。

Fig.5-4 はメモリ管理を用いた入力信号の変換を伴う IDSAVF と呼ばれる DSAVF の新しい実現手法を示している。 Fig.5-4 には IST, 変換された VF である \mathbf{G}'_N , 利

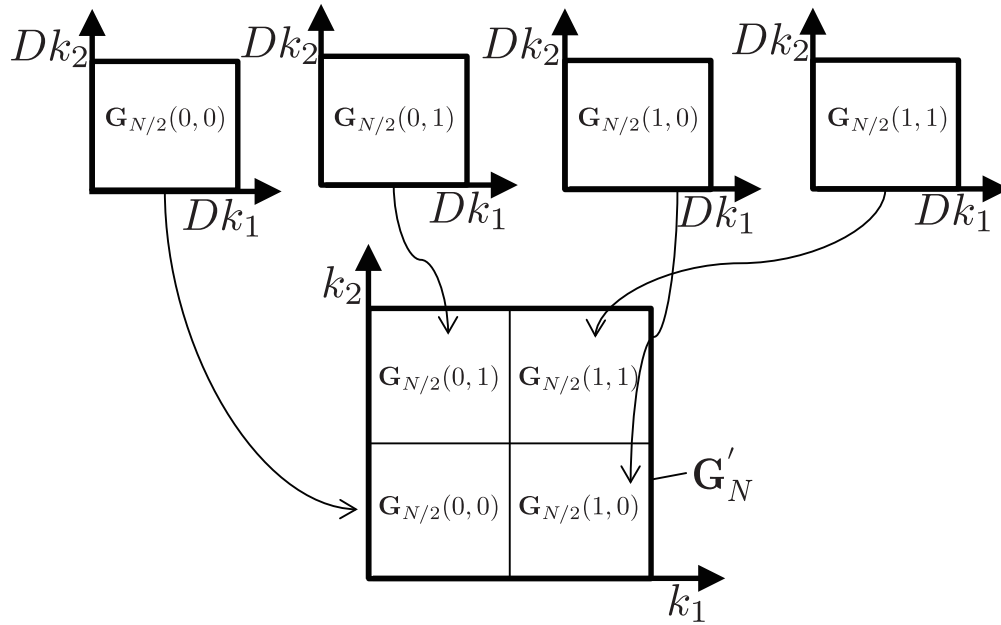


Figure 5-3 Relation between $\mathbf{G}_{N/D}(s_1, s_2)$ and \mathbf{G}'_N .

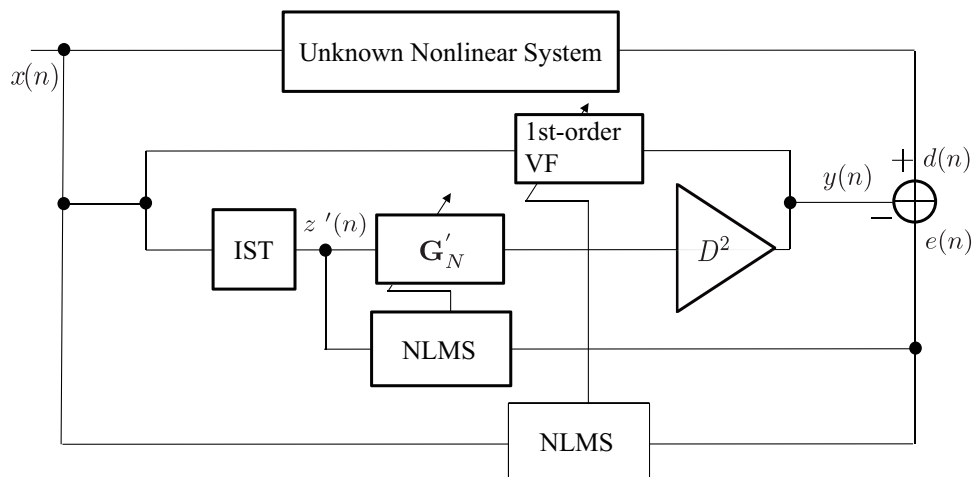
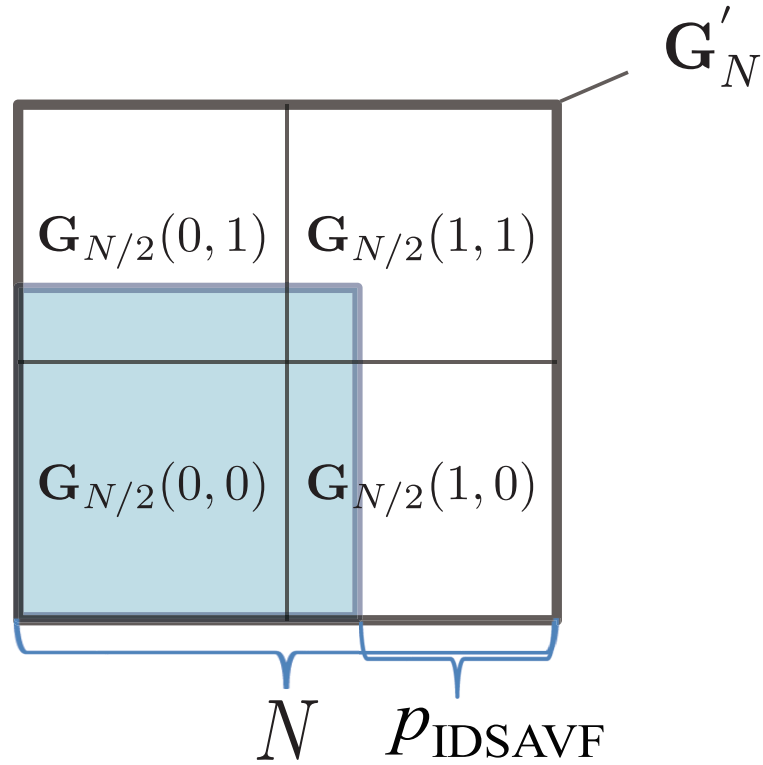
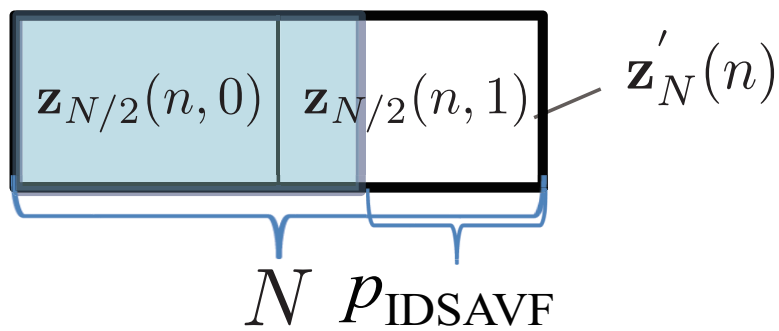


Figure 5-4 New method for DSAVF in the system identification.



(a) Integrated direct sub-band AVF (IDS AVF).



(b) Transformed input signal vector.

Figure 5-5 Relationship between filter length N and elements of integrated direct sub-band VF and corresponding input vector when $D = 2$.

得調整 D^2 がそれぞれ示されている。この実現手法において、 \mathbf{G}'_N が \mathbf{H}_N と同じフィルタ構造であるため、一般的な適応アルゴリズム (例えば、NLMS) を使用することができる。NLMS アルゴリズムに基づいた IDSAVF の更新式は

$$\mathbf{G}'_N(n+1) = \mathbf{G}'_N(n) + \mu e(n) \frac{\mathbf{z}'_N(n) \mathbf{z}'_N(n)}{(D \mathbf{z}'_N(n) \mathbf{z}'_N(n))^2} \quad (5.20)$$

のように表される。

5.3.2 打ち切られた IDSAVF

本項では、演算量の観点で IDSAVF の利点を説明する。Fig.5-5 は $D = 2$ のときの対応する入力ベクトル $\mathbf{z}'_N(n)$ におけるタップ長 N と IDSAVF \mathbf{G}'_N の要素の関係を示している。Fig.5-5 において、 p_{IDSAVF} は打ち切られた長さである。Fig.5-5 における色付けされた領域は打ち切りされていない有効なフィルタ係数を示している。Fig.5-5 において右下のエリアが低周波成分を右上のエリアが高周波成分を他のエリアがバイリニア成分を示している。したがって、対象とする非線形システムがスピーカシステムと同様に低域に主要な成分が存在するならば、適切なサブバンド数 D および適切な打ち切りの長さ p_{IDSAVF} を選択することによって演算効率を改善することができる。ここで、高い推定精度を実現するために適切なサブバンド数 D を選択することが重要である。一方、打ち切る長さ p_{IDSAVF} はハード性能に応じて決定される。したがって、次項では適切なサブバンド数 D を選択するための方法について述べる。

5.3.3 サブバンド数の切り替え

適切なサブバンド数 D はシステム同定においてより低い Normalized Mean Square Error (NMSE) となるため、NMSE に基づいてサブバンド数を切り替えることができる。ここで、NMSE は次のように定義される。

$$\text{NMSE} = 10 \log_{10} \frac{\sum e^2(n)}{\sum d^2(n)} \quad (5.21)$$

しかしながら，サブバンド数 D を切り替えた時，入力ベクトルとフィルタ係数が切り替え後のサブバンド数に適合するまで，NMSE が著しく増加する．したがって，仮にサブバンド数が切り替わった場合，NMSE を維持するために入力ベクトルとフィルタ係数は現在のサブバンド数に適合するように切り替え前の係数から変換する必要がある．また，単純な変換を実現するためにマルチステージ直交行列を用いる．ここでは Hadamard 行列を以下のように $2^n \times 2^n$ 直交行列にする．

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_2 &= \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1/2 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_{2^n} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_2 \otimes \mathbf{A}_{2^{n-1}}[1] \\ \vdots \\ \mathbf{A}_2 \otimes \mathbf{A}_{2^{n-1}}[2^{n-1}] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.22)$$

ここで， $\mathbf{A}_{2^n}[i]$ は行列 \mathbf{A}_{2^n} の要素の i 番目の行からなる部分行列である． n は自然数であり， \otimes は Kronecker 積である．大きな N に対する $\mathbf{A}_{2^n}[i]$ の演算量は大きくなるので，入力ベクトルとフィルタ係数を段階的に変換できるマルチステージでの直交行列をサンプルごとに演算量を最大に削減するために適用する．

5.3.4 適切なサブバンド数のための探索アルゴリズム

NMSE の値は Fig.5-5 における打ち切られた領域の大きさに依存する．仮に打ち切られた領域に小さい係数値が多く含まれているならば，NMSE は小さくなる．言い換えれば，この状況が適切なサブバンド数を意味する．一方，仮に大きな値が打ち切った領域に多く含まれるならば，現在のサブバンド数が小さすぎるか大きすぎるかである．したがって，自動的に適切なサブバンド数 D を決定するため

の D に対するコスト関数は以下のように定義される.

$$\begin{aligned}
 J(D) = & 2D^2 \sum_{k_1=D}^{N-1} \sum_{k_2=0}^{N-p_{\text{IDSAVF}}-1} |g'_2(k_1, k_2)| \\
 & + D^2 \sum_{k_1=N-p_{\text{IDSAVF}}}^{N-1} \sum_{k_2=N-p_{\text{IDSAVF}}}^{N-1} |g'_2(k_1, k_2)|
 \end{aligned} \tag{5.23}$$

ここで, Fig.5-5 の p_{IDSAVF} は打ち切った長さであり, 正の整数かつ2のべき乗である. コスト関数はフィルタ行列の破棄された部分の $L1$ ノルムに基づいている. 破棄部分の $L1$ ノルムが小さいならば, 推定精度は適応の定常状態においてはほとんど劣化しない. 提案する探索アルゴリズムのフローチャートを Fig.5-6 に示す. 高い演算効率を得るために, 提案する探索アルゴリズムはサンプル毎ではなくある区間 L 毎に実行される (例えば, $L = f_s$. ここで f_s はサンプリング周波数である). 探索アルゴリズムにおいて, まず, 最適なサブバンド数を探索するためにサブバンド数の候補を事前に決定する. 次に, 候補となったサブバンド数ごとのコスト関数の値からなるリストを用意する. 現在のサブバンド数に対するコスト関数 $J(D_{\text{new}})$ はリストに保存された前のコスト関数 $J(D_{\text{old}})$ と比較される. 仮に $J(D_{\text{new}})$ が $J(D_{\text{old}})$ 以下であれば, D_{new} が保存され, D_{old} がリストから削除される. この比較を繰り返すことで最終的に最小のコスト関数値を持つ最適なサブバンド数がリストに残る. しかしながら, 対象とする未知システムが大きく変動した場合, コスト関数の値も同様に変動するため, 現在のコスト関数を一旦リセットする必要ある. この変動は NMSE の急激な上昇によって検出可能である. したがって, NMSE が大きく上昇した場合, 提案する探索アルゴリズムは探索アルゴリズムをリセットし, 初期状態からコスト関数が最小化されるまで適切なサブバンド数を探索し続ける.

5.3.5 提案する IDSAVF の演算量

本項では, 提案する IDSAVF と従来法 (AVF, ASVF(delay), ASVF(diagonal), APCVF, ASIVF, ISAVF) の演算量を比較する. Table5-2 は従来法と提案法の演

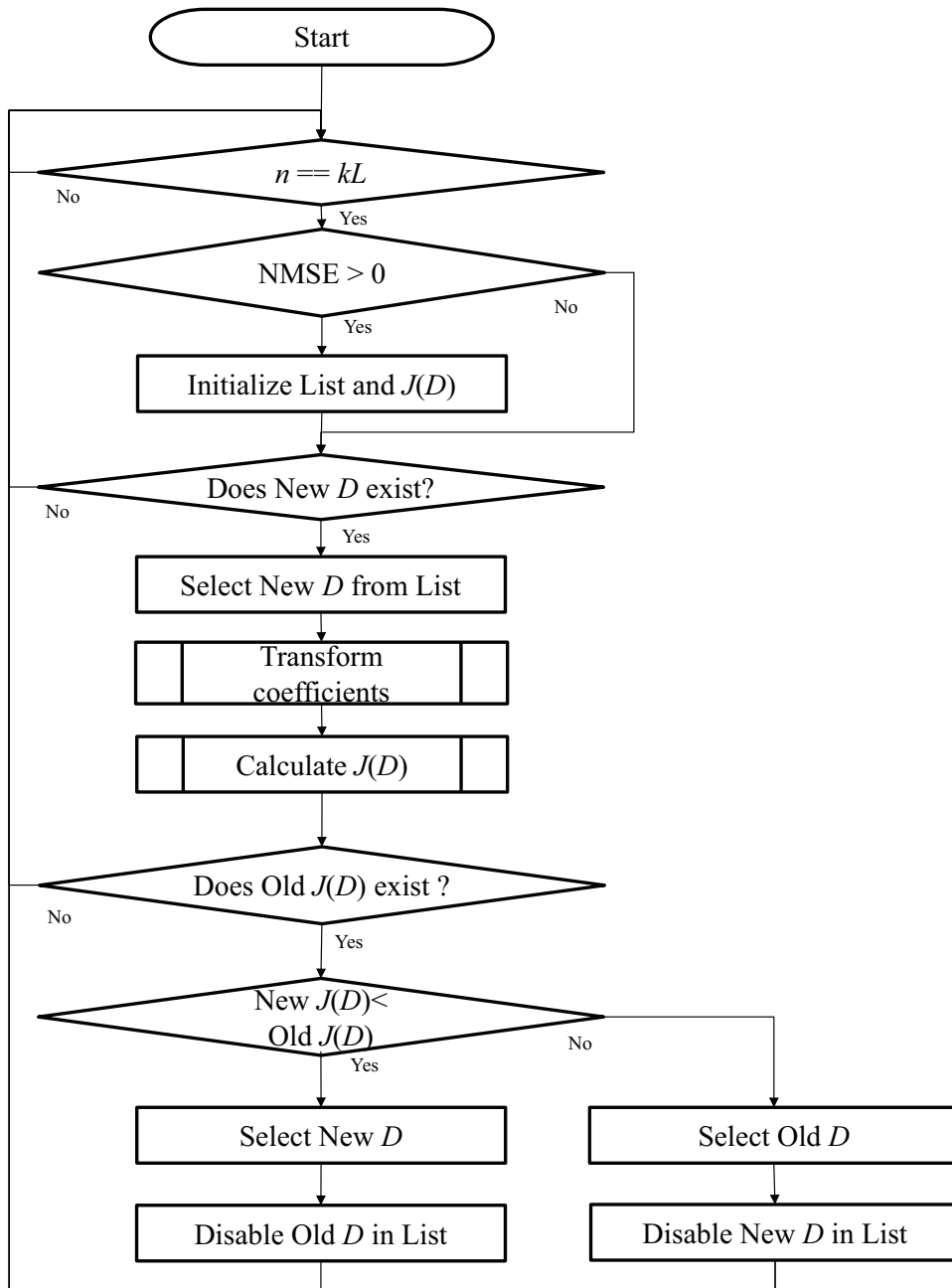


Figure 5-6 Flow chart of the search algorithm for an appropriate number of subbands.

算量を示している。ここで、 p_{AVF} は打ち切られたタップ数もしくは遅延器の長さを、 p_{AVF_d} は削除した FIR フィルタの数を、 p_{APCVF} は削除されたブランチ数を、 p_{ASIVF} はデシメーションレートを、 p_{IDSAVF} は打ち切られたタップ長をそれぞれ示している。Table5-2における“Multiplication(Output)”は L サンプル時間ごとの全体の乗算回数を示している。“Multiplication(Update)”は適応フィルタを更新するための演算量を示す。“Multiplication(Others)”はIST部においてサンプル時刻ごとに $\mathbf{x}_N(n)$ を $\mathbf{z}'_N(n)$ に変換するための演算量、サブバンド数が増加した場合 $\mathbf{z}'_N(n)$ と \mathbf{G}'_N を再計算するための演算量、式(5.23)におけるコスト関数を求めるための演算量の合計を示している。ただし、これらの演算量は演算量を最小にするために対称性を考慮した2次VFを前提としている。IDSAVFは前項で説明したように、デシメーション、2次VFへの入力ベクトル再配置、適切なサブバンド数の探索を行う。Table5-2は具体例として $N = 128$ の場合について示している。ここで、AVFにおける打ち切り数 p_{AVF} を8とし、その他の手法におけるパラメータ p_{AVF_d} 、 p_{APCVF} 、 p_{ASIVF} 、 p_{IDSAVF} は各手法の乗算回数が等しくなるように選んでいる。ただし、 $p_{ASIVF} = 1$ の場合のASIVFの乗算回数がAVFより大きくなり、 $p_{ASIVF} = 2$ の場合のASIVFの乗算回数がAVFの約1/4になるため、 p_{ASIVF} を2とした。

IDSAVFにおいては、あらかじめ準備した候補からサブバンド数を切り替え、適切なサブバンド数とタップ長を選択するため、その追加機能の演算量が存在するが、それらの演算量は僅かであるため、IDSAVFはDSAVFとほぼ同じ演算量と言える。

Table 5-2 Comparison of computational complexity among the proposed and conventional methods of an AVF.

	Multiplication (Output)	Multiplication (Update)	Multiplication (Others)	Example ($N = 128$)
AVF, ASVF (delay)	$((N - p_{AVF})^2 + N - p_{AVF} + 1)L$	$((N - p_{AVF})^2 + N - p_{AVF} + 1)L$	-	232336000($p_{AVF} = 8$)
ASVF (diagonal), ISAVF	$(N^2 + N + 1 - p_{AVF_d}(p_{AVF_d} + 1))L$	$(N^2 + N + 1 - p_{AVF_d}(p_{AVF_d} + 1))L$	-	232528000($p_{ASVF_d} = 44$)
APCVF	$(N^2 + (2 - p_{APCVF})N - 2p_{APCVF})L$	$(N^2 + (2 - p_{APCVF})N - 2p_{APCVF})L$	-	232960000($p_{APCVF} = 16$)
ASIVF	$((N/p_{ASIVF})^2 + N/p_{ASIVF} + 1)L$	$((N/p_{ASIVF})^2 + N/p_{ASIVF} + 1)L$	-	65552000($p_{ASIVF} = 2$)
IDSAVF	$((N - p_{IDSAVF})^2 + (N - p_{IDSAVF}))/2 - 1)L$	$((N - p_{IDSAVF})^2 + (N - p_{IDSAVF}))/2 - 1)L$	$((N - p_{IDSAVF})^2 + (N - p_{IDSAVF}))/2 \log_2 D + 2$	232381047($p_{IDSAVF} = 8$)

Table 5-3 Simulation conditions.

Transform method	Hadamard
Input voltage	1.0V
Length of unknown nonlinear system (N)	128
Update algorithm of AVF	NLMS
Step size parameter of AVF	1.0
Sampling frequency	8kHz

5.4 シミュレーション結果

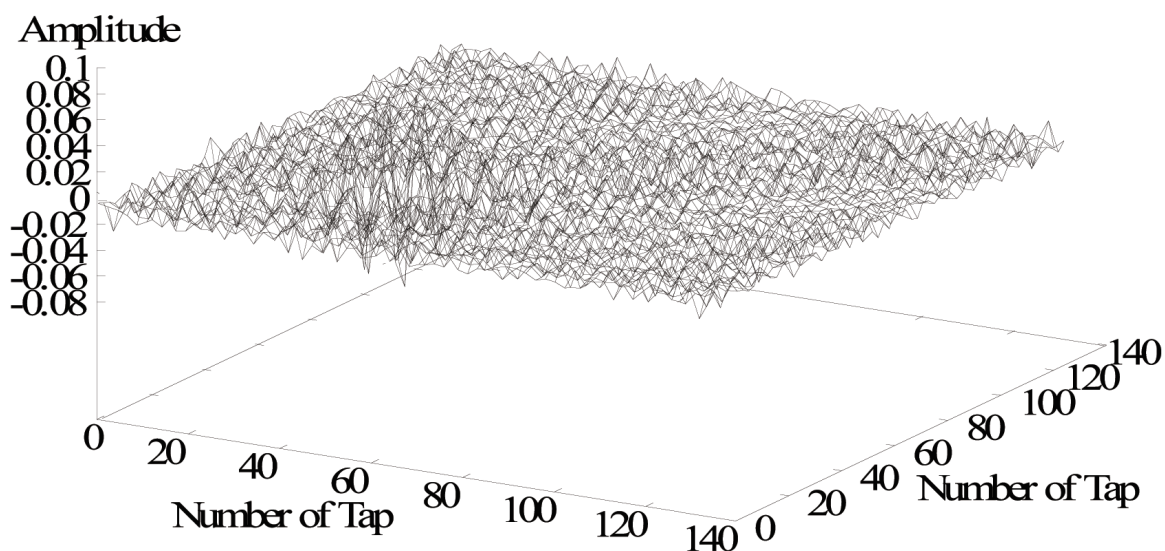


Figure 5-7 Second-order Volterra kernel of a loudspeaker system.

収束特性を比較するために、提案する IDSAVF と従来の AVF (AVF, ASVF (delay), ASVF (diagonal), APCVF, ASIVF, ISAVF) でスピーカシステムの 2 次非線形歪みを同定する。Table 5-3 は本章における共通のシミュレーション条件を示し、Fig. 5-7 はスピーカシステムの 2 次 Volterra 核を示している。この核は Volterra 級数展開に基づいた 2 次非線形性を表している。シミュレーションにおいて、ISAVF のサブバンド数は 2 とした。また、それぞれの手法におけるパラメータ p_{IDSAVF} , p_{AVF} , p_{ASVF_d} , p_{APCVF} , p_{ASIVF} , N はそれぞれの演算量が同じになるように設定した。た

だし、同等の演算量になるパラメータが存在しない ASIVF は除いている．具体的には $p_{IDSAVF} = 8$, $p_{AVF} = 8$, $p_{ASVFa} = 44$, $p_{APCVF} = 16$, $p_{ASIVF} = 2$ である． Fig.5-8 はすべての従来法の AVF と IDSAVF おけるそれぞれの収束特性の比較を示している．また， Fig.5-9 は IDSAVF おけるサブバンド数の推移を示している． Fig.5-8 より， ASIVF は演算量が他の手法より少ないが， NMSE の特性が良くない． Fig.5-8 に示されるように， 提案法である IDSAVF は従来法と同等の演算量でありながらもっとも優れた NMSE を得ることができている． Fig.5-8 と Fig.5-9 より， IDSAVF は同定中にサブバンド数を切り替え， 対象とする未知システムに合うサブバンド数を見つけることで NMSE が収束する前に適切なサブバンド数 D を探索していることがわかる．

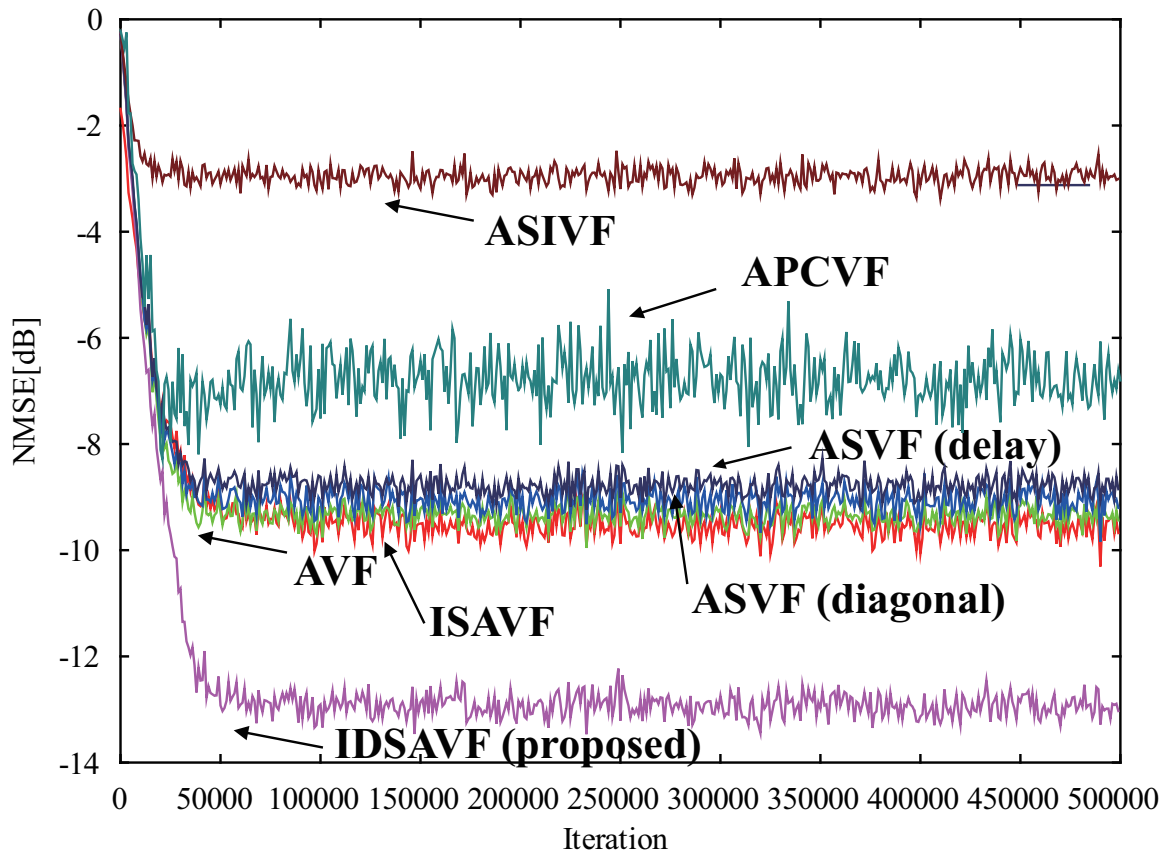


Figure 5-8 Comparison of convergence properties between IDSAVF and conventional AVFs.

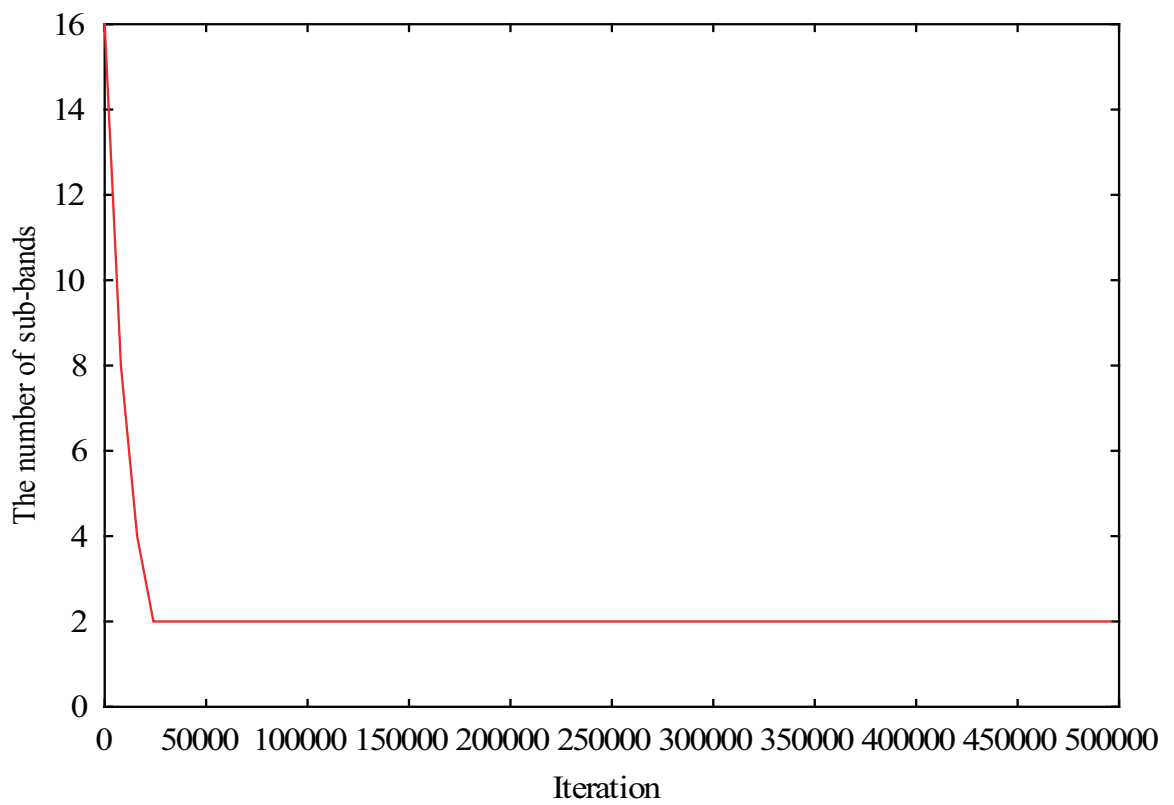


Figure 5-9 Number of sub-bands D for IDSAVF.

5.5 結言

本章では，4章で提案した DSAVF の新しい実現手法である IDSAVF について述べた．提案した IDSAVF は DSAVF の積和演算で積の組み合わせを変えないように IST 部において入力信号を直交変換し，異なる周波数の信号を一つの入力信号ベクトルとして並べる．さらに，同様に積和演算において積の組み合わせを変えないようにサブバンド毎の VF を一つの行列として並べることで DSAVF を 1 つの VF に統合できることを示した．また，IDSAVF と DSAVF の加算の順番は異なるが，それぞれの出力信号は等しいことを示した．提案した IDSAVF は対象とする非線形システムの特徴に合わせてタップ長の割り当てを適切に行うために，あらかじめ用意した候補の中で適切なサブバンド数とタップ長の打ち切りの組み合わせをコスト関数を用いて探索できることも示した．最後にシミュレーションを通じて，IDSAVF が同一の演算量を有する従来手法に比べて，優れた NMSE を実現できることも示した．したがって，IDSAVF は Volterra フィルタの精度を保ちながら演算量を低減できる優れた手法であることを示すことができた．

第6章 結論

本章では，本研究により得られた成果を要約するとともに，今後に残された課題について述べる．

本論文では非線形信号処理の一つである Volterra フィルタに関して，その演算量削減について検討するとともに，その応用例としてスピーカシステムを対象としたシステム同定および非線形歪み補正，ならびに音響エコーキャンセラについて検討を行った．その演算量削減手法としてマルチレート信号処理を Volterra フィルタに適用し，各帯域でスピーカシステムの特徴に応じたフィルタ構成について主に検討を行った．本論文においては大きくわけて3つの研究成果について紹介した．

第3章では，第一の研究成果として，マルチレート信号処理を用いた Volterra フィルタについて述べた．線形化システムにおける Volterra フィルタでは線形フィルタと比較して，入力信号の帯域制限が厳しくなる．そのため，Volterra フィルタと入力信号との畳み込み演算において，その帯域制限によって Volterra フィルタには冗長性がある．そこで，マルチレート信号処理を Volterra フィルタに適用することでその冗長性を排除し，演算量を削減する手法について提案した．シミュレーション上でスピーカシステムの非線形歪みを補正し，従来法と同程度の歪み補正効果を保ちながら演算量を約1/4に削減できることを示すことで，提案法の有効性を示した．

第4章では，第二の成果として，サブバンド適応 Volterra フィルタについて述べた．スピーカシステムのような非線形性を有する未知システムを同定する際に，第3章で述べた入力信号に対する帯域制限は不要である．全帯域を処理する場合においては，第3章で述べた手法では処理できない帯域が発生して，推定精度を高くすることができない．そこで，全周波数帯域を処理するために，各帯域をそ

それぞれ分割して処理するサブバンド適応 Volterra フィルタ (DSAVF) を提案した。また、各帯域においてタップ長が異なる DSAVF を用いた非線形システムの同定手法を提案し、シミュレーション結果より従来法と同程度の演算量で高い推定精度を保てることを示すことで、提案法の有効性を示した。

第5章では、第三の成果として、フィルタ構造を簡略化したサブバンド Volterra フィルタ (IDSAVF) について述べた。サブバンド適応 Volterra フィルタの帯域分割数が多くなる場合、各帯域の組み合わせ数が指数関数的に増加するため、その構成が複雑になる。そこで、第4章で述べた DSAVF を入力信号変換ブロックによって1つの適応 Volterra フィルタで構成する手法について述べた。次に、提案する IDSAVF のタップ長を短くした場合、帯域分割数によって得られる推定精度が異なることを示し、最も高い推定精度が得られる帯域分割数を自動的に求めることができるアルゴリズムを提案した。そのアルゴリズムを用いた IDSAVF による非線形システムの同定において、シミュレーション結果より従来法と同等の演算量で高い推定精度を保てることを示すことで、提案法の有効性を示した。以上、本論文では演算量を削減するためにマルチレート信号処理技術を Volterra フィルタに適用する方法について述べた。

今後の課題として、IDSAVF の探索アルゴリズムにおいてサブバンド数の候補を事前に用意する必要があり、この候補が IDSAVF の性能に依存する。一方、IDSAVF の IST 部において従来手法と比較して多くのメモリを消費する。よって、今後の取り組みとして、IDSAVF における探索アルゴリズムの改善およびメモリ効率の改善が必要となる。また、本論文では提案手法についてオフラインかつパソコン上での実装にとどまっている。提案手法を組み込みシステムを用いてオンラインで実装する必要がある。

謝辞

本論文は、筆者が関西大学工学部電子工学科、関西大学大学院工学研究科電子工学専攻および関西大学大学院理工学研究科総合理工学専攻に在籍中の研究成果をまとめたものです。

本研究の機会を与えて戴き、主指導教官として終始ご指導を戴きました関西大学システム理工学部電気電子情報工学科の梶川嘉延教授に厚く御礼申し上げます。

副査として本論文に関する細部にわたるご指導を戴きました関西大学システム理工学部電気電子情報工学科の棟安実治教授、三好誠司教授に心より感謝します。また、筆者が関西大学工学部電子工学科および関西大学大学院工学研究科電子工学専攻に在籍時にご指導を戴きました関西大学システム理工学部の野村康雄名誉教授に深く感謝します。

本研究の遂行にあたり、ご協力を戴いた史創准教授(電子科技大学)、岩居健太特任助教(立命館大学)、喜多俊輔研究員(地方独立行政法人大阪産業技術研究所)、羽田野佑太氏(株式会社デンソーテン)、辻川剛範氏(関西大学大学院理工学研究科)、中村将志氏(株式会社デンソーテン)に心より感謝します。

最後に、研究生活を支えてくれた家族に感謝します。

参考文献

- [1] 春日正男, AV・OA用デジタルフィルタ信号処理, 昭晃堂, 東京, 1991.
- [2] 大賀寿郎, 山崎芳男, 金田 豊, 音響システムとデジタル処理, 電子情報通信学会, 東京, 1995.
- [3] C. Breining, P. Dreiseitel, E. Hänsler, A. Mader, B. Nitsch, H. Puder, T. Schertler, G. Schmidt, and J. Tilp, “Acoustic echo control,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol.16, no.4, pp.42–69, Jul. 1999.
- [4] S. Haykin, 武部 幹訳, 適応フィルタ入門, 現代工学社, 東京, 1987.
- [5] M. Schetzen, *The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems*, Krieger, Florida, 1989.
- [6] A. J. M. Kaizer, “Modeling of the Nonlinear Response of an Electrodynamic Loudspeaker by a Volterra Series Expansion,” *Journal of Audio Engineering Society*, vol.35, no.6, pp.421–432, Jun. 1987.
- [7] V. J. Mathews and G. L. Sicuranza, *Polynomial Signal Processing*, John, Wiley & Sons, Inc, New York, 2000.
- [8] 辻川剛範, 塩崎尚徳, 梶川嘉延, 野村康雄, “周波数応答法を用いたスピーカシステムの同定-2次非線形歪除去における有効性-,” *日本音響学会誌*, vol.56, no.6, pp.384–395, Jun. 2000.

- [9] 辻川剛範, 梶川嘉延, 野村康雄, “周波数応答法による 3 次 Volterra 核同定とその音響再生系への適用,” 電子情報通信学会論文 (A), vol.J84-A, no.11, pp.1333–1345, Nov. 2001.
- [10] T. Koh and E. J. Powers, “Second-Order Volterra Filtering and Its Application to Nonlinear System Identification,” IEEE Transactions on Audio, Speech, and Signal Processing, vol.ASSP-33, no.6, pp.1445–1455, Dec. 1985.
- [11] V. J. Mathews, “Adaptive Polynomial Filters,” IEEE Signal Processing Magazine, vol.8, no.3, pp.10–26, Jul. 1991.
- [12] G. L. Sicuranza, “Quadratic Filters for Signal Processing,” Proceedings of the IEEE, vol.8, no.8, pp.1263–1285, Aug. 1992.
- [13] 梶川嘉延, “適応 Volterra フィルタの現状と展望,” 電子情報通信学会論文 (A), vol.J82-A, no.6, pp.759–768, Jun. 1999.
- [14] 柳坂和秀, 関 文隆, 梶川嘉延, 野村康雄, “入力信号のパワー変動を考慮したニューラルフィルタ,” 電子情報通信学会論文 (A), vol.J83-A, no.6, pp.253–262, Mar. 2000.
- [15] W. Klippel, “The Mirror Filter-A New Basis for Reducing Nonlinear Distortion and Equalizing Response in Woofer Systems,” Journal of Audio Engineering Society, vol.40, no.9, pp.675–691, Sep. 1992.
- [16] K. Iwai and Y. Kajikawa, “Parameter Estimation Method Using Volterra Kernels for Nonlinear IIR Filters,” IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, vol.E97-A, no.11, pp.2189–2199, Nov. 2014.
- [17] K. Iwai and Y. Kajikawa, “Third-Order Nonlinear IIR Filter for Compensating Nonlinear Distortions of Loudspeaker Systems,” IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, vol.E98-A, no.3, pp.820–832, Mar. 2015.

- [18] 電子情報通信学会編, 電子通信用語辞典, コロナ社, 1984.
- [19] 梶川嘉延, 野村康雄, “適応 Volterra フィルタを用いた非線形逆システムの設計,” 電子情報通信学会論文 (A), vol.J79-A, no.11, pp.1808–1816, Nov. 1996.
- [20] 梶川嘉延, 野村康雄, “適応 Volterra フィルタを用いた非線形逆システムのオンライン設計,” 電子情報通信学会論文 (A), vol.J82-A, no.1, pp.1–10, Jan. 1999.
- [21] A. Stenger, L. Trautmann, and R. Rabenstein, “Nonlinear Acoustic Echo Cancellation with 2nd Order Adaptive Volterra Filters,” 1999 IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing (ICASSP 1999), pp.877–880, Arizona, USA, Mar. 1999.
- [22] A. Fermo, A. Carini and G. L. Sicuranza, “Simplified Volterra Filters for Acoustic Echo Cancellation in GSM Receivers,” 10th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2000), pp.2413–2416, Tampere, Finland, Sep. 2000.
- [23] T. M. Panicker and V. J. Mathews, “Parallel-Cascade Realizations and Approximations of Truncated Volterra Systems,” IEEE Transactions on Signal Processing, vol.46, no.10, pp.2829–2832, Oct. 1998.
- [24] Y. Hatano, C. Shi, S. Kinoshita, and Y. Kajikawa, “A Linearization System for Parametric Array Loudspeakers Using The Parallel Cascade Volterra Filter,” 23rd European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2015), pp.1068–1072, Nice, France, Aug. 2015.
- [25] J. J. Shynk, “Frequency-Domain and Multirate Adaptive Filtering,” IEEE Signal Processing Magazine, vol.9, pp.14–37, Jan. 1992.
- [26] B. Rafaely and S. J. Elliott, “A Computationally Efficient Frequency-Domain LMS Algorithm with Constraints on The Adaptive Filter,” IEEE Transactions on Signal Processing, vol.48, no.6, pp.1649–1655, Jun. 2000.

- [27] S. Im and E. J. Powers, "A Block LMS Algorithm for Third-Order Frequency-Domain Volterra Filters," *IEEE Signal Processing Letters*, vol.4, no.3, pp.75–78, Mar. 1997.
- [28] S. Im, "A Normalized Block LMS Algorithm for Frequency-Domain Volterra Filters," *IEEE Signal Processing Workshop on Higher-Order Statistics*, pp.152–156, Banff, Canada, 1997.
- [29] 大歳哲也, 梶川嘉延, 野村康雄, "適応ボルテラフィルタのための周波数領域加算正規化ブロック LMS アルゴリズムにおけるブロック長制御の有効性," *電子情報通信学会論文誌 (A)*, vol.J86-A, no.7, pp.797–800, Jul. 2003.
- [30] 貴家仁志, *マルチレート信号処理*, 昭晃堂, 東京, 1995.
- [31] P. P. Vaidyanathan, *Multirate System and Filter Banks*, Prentice PTR Prentice-Hall, 1993.
- [32] R. E. Crochiere and L. R. Rabiner, *Multirate Digital Signal Processing*, Prentice PTR Prentice-Hall, 1983.
- [33] S. Kinoshita, Y. Kajikawa, and Y. Nomura, "Volterra Filters Using Multirate Signal Processing and Their Application to Loudspeaker Systems," *2001 IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing (ICASSP 2001)*, pp.3497–3500, Utah, USA, May 2001.
- [34] 木下 聡, 梶川嘉延, 野村康雄, "Volterra フィルタにおけるエリアジングの回避と演算量の削減," *電子情報通信学会論文誌 (A)*, vol.J85-A, no.1, pp.10–16, Jan. 2002.
- [35] 木下 聡, 梶川嘉延, 野村康雄, "マルチレート信号処理を用いた適応 Volterra フィルタとそのスピーカシステム同定への適用," *電子情報通信学会論文誌 (A)*, vol.J86-A, no.4, pp.393–401, Apr. 2003.

- [36] S. Kinoshita and Y. Kajikawa, “New Sub-band Adaptive Volterra Filter for Identification of Loudspeaker,” *IEICE Transactions on Fundamentals*, vol.E102-A, no.12, pp.1946–1955, 2019.
- [37] 市川 哲, 所 節夫, 川崎修司, 荻原啓司, 荻原哲也, “高次ヴォルテラ汎関数の縮約計算法,” *電子情報通信学会論文誌 (A)*, vol.J65-A, no.1, pp.77–84, Jan. 1982.
- [38] S. W. Nam and E. J. Powers, “Application of Higher Order Spectral Analysis to Cubically Nonlinear System Identification,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.42, no.7, pp.1746–1765, Jul. 1994.
- [39] W. A. Frank, “Sampling Requirements for Volterra System Identification,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol.3, no.9, pp.266–268, Sep. 1996.
- [40] F. Kuech and W. Kellermann, “Nonlinear Line Echo Cancellation Using a Simplified Second Order Volterra Filter,” *2002 IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing (ICASSP 2002)*, pp.1117–1120, Orlando, USA, May 2002.
- [41] T. M. Panicker, V. J. Mathews and G. L. Sicuranza, “Adaptive Parallel-Cascade Truncated Volterra Filters,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.46, no.10, pp.2664–2673, Oct. 1998.
- [42] H. Furuhashi, Y. Kajikawa, and Y. Nomura, “Linearization of Loudspeaker Systems Using a Subband Parallel Cascade Volterra Filter,” *IEICE Transactions on Fundamentals*, vol.E90-A, no.8, pp.1616–1619, Aug. 2007.
- [43] E. L. O. Batista, O. J. Tobias and R. Seara, “A Sparse-Interpolated Scheme for Implementing Adaptive Volterra Filters,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.58, no.4, pp.2022–2035, Apr. 2010.
- [44] D. Zhou, V. DeBrunner, Y. Zhai, and M. Yeary, “Efficient Adaptive Nonlinear Echo Cancellation Using Sub-band Implementation of the Adaptive Volterra

- Filter,” 2006 IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing (ICASSP 2006), pp.277–280, Toulouse, France, Jul. 2006.
- [45] T. G. Burton, R. A. Goubran and F. Beaucoup, “Nonlinear System Identification Using a Subband Adaptive Volterra Filter,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol.58, no.5, pp.1389–1397, May 2009.
- [46] T. G. Burton and R. A. Goubran, “A Generalized Proportionate Subband Adaptive Second-Order Volterra Filter for Acoustic Echo Cancellation in Changing Environments,” *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, vol.19, no.8, pp.2364–2373, Nov. 2011.
- [47] 貴家仁志, 西川清史, 芦原浩司, “マルチレート繰返し法によるサブバンド適応フィルタの収束速度の改善,” *電子情報通信学会論文誌 (A)*, vol.J78-A, no.2, pp.194–201, Feb. 1995.
- [48] 牧野昭二, 音響エコーキャンセラのための適応信号処理の研究, 東北大学博士論文, 1993.
- [49] A. Sugiyama and F. Landais, “A New Adaptive Intersubband Tap-Assignment Algorithm for Subband Adaptive Filters,” 1995 IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing (ICASSP 1995), pp.3051–3054, Detroit, USA, May 1995.
- [50] S. Kinoshita and Y. Kajikawa, “Integrated Direct Sub-band Adaptive Volterra Filter and Its Application to Identification of Loudspeaker Nonlinearity,” 24th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2016), pp.11–15, Budapest, Hungary, Aug. 2016.
- [51] D. Schwingshackl and G. Kubin, “Polyphase Representation of Multirate Nonlinear Filters and Its Applications,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.55, no.5, pp.2145–2157, May 2007.

研究業績

【学術論文】

1. 木下 聡, 梶川 嘉延, 野村 康雄, “Volterra フィルタにおけるエリアジングの回避と演算量の削減”, 電子情報通信学会論文誌 A, vol. J85-A, no. 1, pp. 10-16, Jan. 2002. 3 章
2. 木下 聡, 梶川 嘉延, 野村 康雄, “マルチレート信号処理を用いた適応 Volterra フィルタとそのスピーカシステム同定への適用”, 電子情報通信学会論文誌 A, vol. J86-A, no. 4, pp. 393-401, Apl. 2003. 4 章
3. S. Kinoshita and Y. Kajikawa, “New Sub-band Adaptive Volterra Filter for Identification of Loudspeaker”, IEICE Trans. on Fundamentals, vol. E102-A, no. 12, pp. 1946-1955, Dec. 2019. 5 章

【国際会議】

1. S. Kinoshita, Y. Kajikawa, Y. Nomura, “Volterra Filters Using Multirate Signal Processing and Their Application to Loudspeaker Systems”, Proc. of the 2001 IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing, Utah, USA, May 2001. 3 章
2. S. Kinoshita, Y. Kajikawa, Y. Nomura, “Subband Adaptive Volterra Filter and Its Application to Identification of Loudspeaker Systems”, Prof. of 2001 IEEE - EURASIP Nonlinear Signal and Image Processing Workshop (NSIP2001), Maryland, USA, Jul. 2001. 4 章
3. S. Kinoshita and Y. Kajikawa, “Integrated Direct Sub-band Adaptive Volterra Filter and Application to Identification of Loudspeaker Nonlinearity”, Proc.

of 24th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2016), Aug. 2016.
5 章

【研究会】

1. 木下 聡, 梶川 嘉延, 野村 康雄, “マルチレート信号処理を用いた Volterra フィルタに関する検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, DSP2000-19, May 2000.
3 章
2. 木下 聡, 梶川 嘉延, 野村 康雄, “Volterra フィルタにおけるエリアジングの回避と演算量の削減”, 電子情報通信学会技術研究報告, DSP2000-72, Jul. 2000.
3 章
3. 木下 聡, 梶川 嘉延, 野村 康雄, “サブバンド適応 Volterra フィルタを用いた非線形音響エコーキャンセラ”, 電子情報通信学会技術研究報告, DSP2002-25, May 2002. 4 章

【学会発表】

1. 木下 聡, 西尾 達也, 梶川 嘉延, 野村 康雄, “周波数領域適応 Volterra フィルタによる演算量の削減”, 平成 11 年度電気関係学会関西支部連合大会, G20-2, Nov. 1999.
2. 木下 聡, 梶川 嘉延, 野村 康雄, “マルチレート信号処理を用いた適応 Volterra フィルタに関する検討”, 2000 年電子情報通信学会総合大会, A-4-22, Mar. 2000.
3 章
3. 木下 聡, 梶川 嘉延, 野村 康雄, “Volterra フィルタにおける演算量削減とその応用”, 2000 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, A-4-9, Sep. 2000. 3 章
4. 木下 聡, 梶川 嘉延, 野村 康雄, “演算量を削減できる適応 Volterra フィルタの構成”, 2001 年電子情報通信学会総合大会, A-4-54, Mar. 2001. 4 章
5. 木下 聡, 梶川 嘉延, 野村 康雄, “マルチレート信号処理を用いた適応 Volterra フィルタによるスピーカシステムの同定”, 電子情報通信学会 DSP シンポジウム, B8-4, Nov. 2001. 4 章
6. 木下 聡, 梶川 嘉延, 野村 康雄, “サブバンド適応 Volterra フィルタによる非線

- 形エコーキャンセラ”, 2001 年電子情報通信学会総合大会, Mar. 2002. 4 章
7. 木下 聡, 梶川 嘉延, “サブバンド適応 Volterra フィルタの実現方法に関する検討”, 電子情報通信学会信号処理シンポジウム, B6-1, Nov. 2014. 5 章