

関西大学学位審査論文

非線形信号処理を用いた
動電型スピーカシステムの
非線形歪み補正法に関する研究

Study on Compensating Nonlinear Distortions
of Electro-dynamic Loudspeaker Systems

2015年3月31日

岩居 健太

要旨

概要

本論文は、音響信号処理における非線形信号処理を用いた動電型スピーカシステムの非線形歪み補正法について、非線形歪み補正フィルタのパラメータの推定法および非線形歪み補正効果の改善のためのフィルタ構成方法を提案し、まとめたものである。本論文では、動電型スピーカシステムの非線形微分方程式を利用した Mirror フィルタを研究対象とし、(1) その物理パラメータの推定法として“Volterra 核を利用したパラメータ推定法”を、(2) 非線形歪み補正効果の改善のためのフィルタの実現法として、従来法である非線形 2 次 IIR フィルタを拡張した“非線形 3 次 IIR フィルタによる実現法”を提案している。

Volterra 核を利用した密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法は、Volterra 核をスピーカモデルとして利用し、計算機シミュレーションにより算出された Mirror フィルタの平均補正量を評価関数とし、これを最大とするようなパラメータを探索する手法である。本手法で用いる Volterra 核の同定では標準マイクロホンを利用する。また、パラメータ推定時に用いる励起信号に制約がないため、従来法の問題点であるレーザ変位計のような追加の測定機器を必要とすること、励起信号の制約を解決できる。本手法においては、従来の振動板変位を利用した推定法および提案法である Volterra 核を利用した推定法により実スピーカシステムの力係数、ステイフネスのパラメータを推定し、それらのパラメータにより設計された Mirror フィルタの非線形歪み補正効果を比較し、提案法の有効性を検証した。実験結果より、Volterra 核を利用したパラメータ推定法は振動板変位を利用した従来のパラメータ推定法と同等またはそれ以上の精度でパラメータを推定可能であることを示している。

非線形 3 次 IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法は、従来の実現法である非線形 2 次 IIR フィルタで考慮されていた力係数、スティフネスの非線形性に加え、自己インダクタンスの非線形性を考慮した非線形微分方程式より導出したフィルタである。これにより、非線形 2 次 IIR フィルタの問題点である中高域における非線形歪み補正効果の劣化が改善される。本手法においては、Klippel 測定器により測定された実スピーカシステムの線形・非線形パラメータを用いて、非線形 2 次 IIR フィルタおよび非線形 3 次 IIR フィルタを設計し、これらの非線形歪み補正効果を比較することで、提案法である非線形 3 次 IIR フィルタの有効性を検証した。実験結果より、中高域において、非線形 3 次 IIR フィルタの非線形歪み補正効果は非線形 2 次 IIR フィルタの補正効果に比べ高くなることを示している。また、非線形 3 次 IIR フィルタとサブバンドパラレルカスケード Volterra フィルタ (SPCVF) を適用した線形化システムの非線形歪み補正効果、およびその演算量について検討した。実験結果より、両手法が同等の非線形歪み補正効果となる場合、その演算量は非線形 3 次 IIR フィルタのほうが非常に少ないことを示している。以上の結果より、非線形 3 次 IIR フィルタが動電型スピーカシステムの非線形歪み補正法として有効であることを示している。

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、研究背景と目的、動電型スピーカシステムの非線形歪み発生要因とそのモデル化、先行研究の問題点、および本論文の構成について述べている。

第 2 章では、スピーカシステムの非線形歪み補正を行うための Mirror フィルタの非線形 2 次 IIR フィルタによる実現法、および Mirror フィルタを設計する際に必要となるスピーカシステムのパラメータ推定法として振動板変位特性を利用した密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法について述べている。本章では、まず非線形 2 次 IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法を示している。次に、振動板変位特性を利用した密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法について述べている。

第3章では、第一の研究成果である、Volterra 核を利用した密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法について述べている。本章では、まず従来の振動板変位特性を利用したパラメータ推定法の問題点について述べている。その後、提案法である Volterra 核を利用したパラメータ推定法について述べている。そして、実スピーカシステムを用いたパラメータ推定結果および推定パラメータにより設計された Mirror フィルタの非線形歪み補正実験の結果を示している。実験結果より、Volterra 核を利用したパラメータ推定法により得られたパラメータを用いた場合、従来の振動板変位を利用したパラメータ推定法により得られたパラメータを用いた場合に比べ非線形歪み補正効果が高くなり、Volterra 核を利用したパラメータ推定法は動電型スピーカシステムのパラメータ推定法として有効であることを示している。

第4章では、第二の研究成果である、非線形3次 IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法について述べている。本章では、まず自己インダクタンスの影響を考慮した動電型スピーカシステムの微分方程式を示す。次に、非線形3次 IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法を示す。そして、実スピーカシステムを用いた非線形歪み補正実験の結果を示す。本実験では、パラメータ推定法の性能が非線形歪み補正効果に与える影響を除外するために、Klippel 測定器により得られた線形・非線形パラメータを用いて Mirror フィルタを設計する。第一の結果として、従来の非線形2次 IIR フィルタおよび提案法である非線形3次 IIR フィルタによる非線形歪み補正結果を示している。実験結果より、非線形3次 IIR フィルタにより中高域における非線形歪み補正効果の劣化が改善されることが示されている。次に、第二の結果として、SPCVF を適用した線形化システムと非線形3次 IIR フィルタの演算量および非線形歪み補正結果を示している。実験結果より、SPCVF を適用した線形化システムと非線形3次 IIR フィルタの非線形歪み補正効果が同等の場合、線形化システムの演算量は非線形3次 IIR フィルタの演算量の約 79 倍となり、さらに特定の周波数において SPCVF を適用した線形化システムに比べ非線形3次 IIR フィルタの非線形歪み補正効果が高くなることが示されている。以上の結果より、非線形3次 IIR フィルタは動電型スピーカシステムの非線形歪み補正法として有効であることが示されている。

第5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

残された課題について述べる.

以上, 本論文は上記 5 章により構成されている.

目次

第1章 緒論	1
1.1 音響工学におけるデジタル信号処理	1
1.2 Volterra フィルタによる動電型スピーカシステムの非線形性の表現	5
1.3 非線形微分方程式による動電型スピーカシステムの非線形性の表現	6
1.4 先行研究での問題点	15
1.5 研究の目的と本論文の構成	16
第2章 Mirror フィルタの実現法とそのパラメータ推定法	20
2.1 緒言	20
2.2 Mirror フィルタ	20
2.2.1 非線形2次IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法	21
2.2.2 非線形微分方程式の解	27
2.3 スピーカシステムのパラメータ推定法	29
2.3.1 線形パラメータ決定法	29
2.3.2 振動板変位特性を利用した 密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法	30
2.4 結言	34
第3章 Volterra 核を利用した 密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法	35
3.1 緒言	35
3.2 Volterra 核を利用した 密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法	36

3.3	実スピーカシステムによる提案法の性能評価	41
3.3.1	密閉型スピーカシステムのパラメータ推定	42
3.3.2	非線形歪み補正実験	53
3.4	結言	69
第 4 章	非線形 3 次 IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法	70
4.1	緒言	70
4.2	非線形 3 次 IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法	71
4.2.1	動電型スピーカシステムの運動方程式	71
4.2.2	非線形 3 次 IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法	72
4.3	実スピーカシステムによる 非線形 3 次 IIR フィルタの非線形歪み補正実験	83
4.3.1	動電型スピーカシステムのパラメータ測定	83
4.3.2	非線形歪み補正実験	87
4.3.3	線形化システムとの比較	113
4.4	結言	123
第 5 章	結論	124
	謝辞	128
付 録 A	Volterra フィルタの性質	130
A.1	緒言	130
A.2	Volterra フィルタの性質	130
A.2.1	離散 Volterra 級数展開	130
A.2.2	離散 Volterra 級数の離散フーリエ変換	134
A.2.3	周波数応答法によるスピーカの Volterra 核の同定	144
A.3	結言	152
付 録 B	双一次変換によるデジタルフィルタの設計	153
B.1	緒言	153

B.2	双一次変換	153
B.3	双一次変換による非線形 2 次 IIR フィルタの導出	156
B.4	結言	159
付 録 C	非線形 2 次 IIR フィルタの安定性および補正原理	160
C.1	緒言	160
C.2	非線形 2 次, 3 次 IIR フィルタの安定性に関する検討	160
C.2.1	ラウスの方法による安定判別法	160
C.2.2	非線形 2 次, 3 次 IIR フィルタの安定性	162
C.3	非線形 2 次 IIR フィルタの非線形歪み補正原理	163
C.4	結言	166

第1章 緒論

1.1 音響工学におけるデジタル信号処理

近年, 半導体集積回路や DSP (Digital Signal Processor) に代表される専用プロセッサが飛躍的に高速化, 高性能化, 大容量化, 小型化, 低価格化してきたことに伴い, デジタル信号処理 [1–4] による音や動画像の処理が盛んに行われるようになった. 特に, 理論体系が確立されており, システム解析が容易であるという点から, 線形デジタルフィルタが情報処理や通信など様々な分野で用いられている. 本論文で取り上げている音響工学もそのうちのひとつである. 特に, 線形適応フィルタ [5] を用いた信号処理は, 音響系のインパルス応答や逆特性の同定, アクティブノイズコントロール [6–8], 音響エコーキャンセラー [9], 雑音抑圧 [10], 音場再現システム [11] で用いられている. さらに, 近年では線形デジタルフィルタによる処理だけでなく, 周波数スペクトルや位相情報の処理による雑音抑圧 [12, 13] や, 独立成分分析 (ICA) を用いたブラインド音源分離 [14, 15], 非負値行列因子分解 (NMF) によるブラインド音源分離 [16–18] など研究されている.

しかし, 実環境においては対象システムが非線形性を有する場合があります. 線形デジタル処理では十分な効果が得られない場合がある. このような状況においては非線形デジタルフィルタ [19] などの非線形処理を用いる必要がある. 本研究の対象である音響再生系で発生する非線形歪みの低減もそのうちのひとつである. ここで, 音響システムにおける非線形性の問題について述べる. 1982 年のソニーとフィリップスの共同開発による CD (コンパクトディスク) の発売以来, 音楽ソフトはほぼ完全にアナログからデジタルに移行し, 音響機器類のデジタル化も急速に

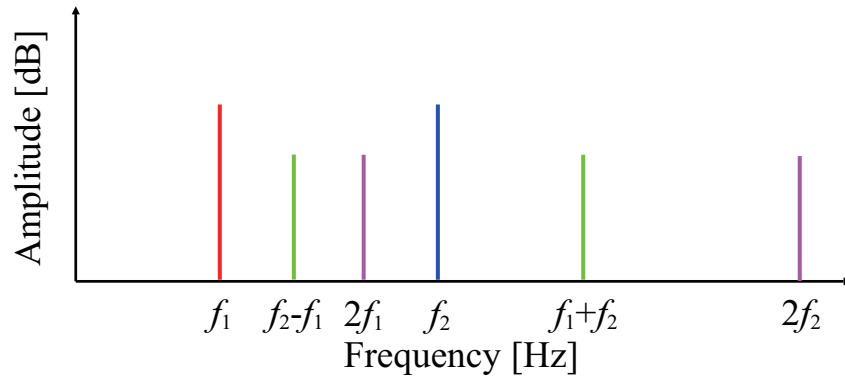


Figure 1-1 Example of the nonlinear distortions.

進み, 信号伝達経路で発生する歪みは著しく低減され, 音質は飛躍的に改善された.

しかし, 音響再生系の末端に位置するスピーカは, 発明されて以来, その基本原理がほとんど変化しておらず, 電気信号を機械的な振動に変換し, さらに音響的な振動, 即ち音波に変換して出力するといった非常に複雑な系となっている. そのため, スピーカには線形歪みや非線形歪みといった歪みが発生する. ここで, 線形歪みとは周波数によって振幅周波数特性および位相周波数特性が平坦でないために生じる歪みの総称であり, 非線形歪みとは入出力間に比例関係がない場合に生じる歪みの総称である. また, 後者の非線形歪みは, 入力した周波数の整数倍の成分が出力される高調波歪みと, 2つ以上の周波数を入力した際の和および差の成分が出力される相互変調波歪みとに大別することができる [20]. Fig. 1-1 に非線形歪みの発生例を示す. ただし, f_1, f_2 は入力周波数を表す. 非線形システムに周波数 f_1, f_2 を有する複合正弦波を入力すると, Fig. 1-1 に示すように高調波歪み $2f_1, 2f_2$, 和の相互変調波歪み $f_1 + f_2$, 差の相互変調波歪み $f_2 - f_1$ を生じる. なお, これらは2次非線形歪みであり, 実システムでは3次以上の歪みも生じる.

これら非線形歪みの発生要因はスピーカの種類や周波数帯域によって異なる. ここでは, 現在一般的に広く用いられている動電型スピーカシステム [21–23] について述べる. 動電型スピーカシステムの構造を Fig. 1-2 に示す [24]. 動電型スピーカシステムは, 最低共振周波数付近の周波数帯域でスピーカシステムの振動板変位が増大するために, 変位に依存するボイスコイルの駆動力の非線形性やエッジやダン

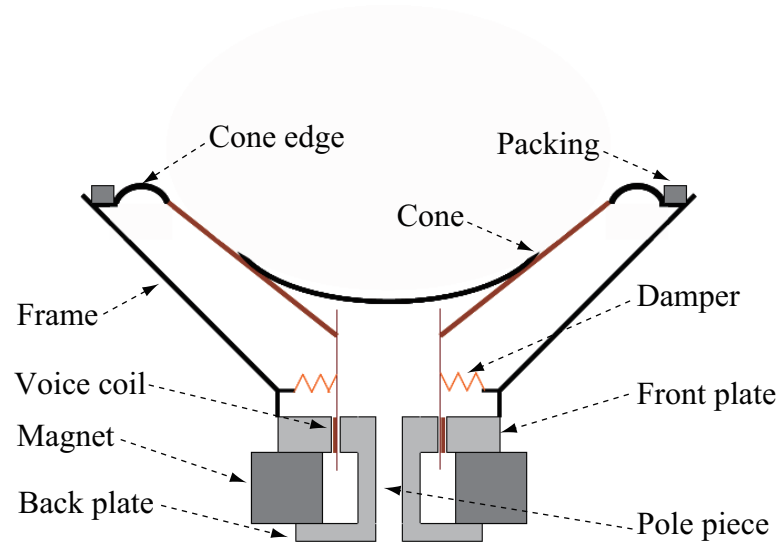
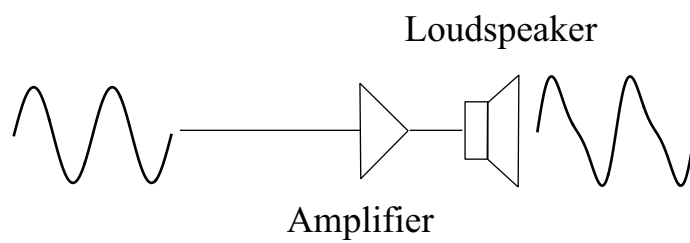


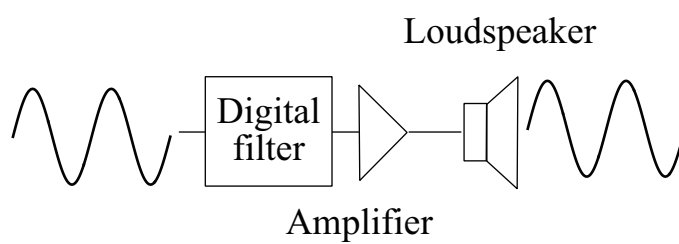
Figure 1-2 The structure of electro-dynamic loudspeaker.

パなどの支持系の機械的非線形性などにより、非線形歪みが発生するという問題がある [25, 26]. また、動電型スピーカシステムの最低共振周波数付近における音圧レベルの低下を補うために、低周波数帯域をブーストする場合があるが、これにより振動板変位が増大し、さらに多くの非線形歪みを生じる. これらの非線形歪みは音質的に悪影響を与えるため、この非線形歪みの補正が重要となっている [27].

この非線形歪みの補正法としては、機械構造面での改良によるアプローチがあるが、十分に歪みを低減することには限界がある. そこで近年、デジタル信号処理技術を用いて非線形歪みを補正する手法に関する研究が数多く行われるようになってきた [25, 28–37]. これらの歪みを補正する手法のひとつに、スピーカシステムの線形成分および非線形成分を同定し、非線形歪み補正フィルタを設計して補正する方法がある. ここで、非線形歪み補正のモデルを Fig. 1-3 に示す. スピーカシステムに信号をそのまま入力すると、その出力には非線形歪みが重畳する. そこで、スピーカシステムの前段にデジタルフィルタを置くことで、非線形歪みを低減する. なお、このデジタルフィルタは非線形デジタルフィルタである必要がある.



(a) Without compensator



(b) With compensator

Figure 1-3 Principle of compensation of nonlinear distortions.

1.2 Volterra フィルタによる動電型スピーカシステムの非線形性の表現

非線形性を表現できるディジタルフィルタには、メディアンフィルタに代表される順序統計に基づくフィルタ、ファジーやニューラルネットワークを利用したフィルタ [19], Volterra フィルタ [19, 37–40] など様々なものが存在する. 特に, Volterra フィルタは、離散 Volterra 級数展開 [38] の Volterra 核をディジタルフィルタとしてとらえたものであり、

$$\begin{aligned}
 y(n) = & h_0 \\
 & + \sum_{k_1=0}^{\infty} h_1(k_1)x(n-k_1) \\
 & + \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} h_2(k_1, k_2)x(n-k_1)x(n-k_2) \\
 & + \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} \sum_{k_3=0}^{\infty} h_3(k_1, k_2, k_3)x(n-k_1)x(n-k_2)x(n-k_3) \\
 & + \cdots \\
 & + \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} \cdots \sum_{k_p=0}^{\infty} h_p(k_1, k_2, \dots, k_p)x(n-k_1)x(n-k_2) \cdots x(n-k_p) \\
 & + \cdots,
 \end{aligned} \tag{1.1}$$

で表される. ここで, $x(n)$ と $y(n)$ はそれぞれ時刻インデックス 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, Eq. (1.1) 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. Volterra 核および Volterra フィルタの周波数応答

である Volterra Frequency Response (VFR) の性質については、付録 A を参照されたい。

この Volterra フィルタはスピーカシステムのようなヒステリシスなどのない弱い非線形システムの入出力関係を表現できるといった利点があり、1987 年に A. J. M. Kaizer がスピーカシステムの非線形性を Volterra フィルタによってモデリングできることを明らかにした [25]。また、Volterra フィルタを利用したスピーカシステムの非線形歪み補正の研究が多く行われている。例えば、W. A. Frank は Volterra フィルタの演算量を削減するために Multi memory decomposition (MMD) 構成を提案し、それを利用してスピーカの線形化 (非線形歪みの補正) を行っている [41]。さらに、適応 Volterra フィルタによる同定法 [33, 39, 42] や周波数応答法 [29, 34–36] による同定法などが提案されている。特に、周波数応答法は正弦波を対象システムに入力し、その入出力スペクトルを用いて同定を行うため、高い SN 比を確保できるという利点がある。このように、Volterra フィルタを用いたスピーカシステムの同定ならびに非線形歪み補正に関する研究が多く行われている。この Volterra フィルタを用いる手法の利点として、歪みの発生要因に関係なく全ての歪みに対して補正を行うことができるという点があげられる。しかし、Volterra フィルタを求める際と入力信号を線形化システムに畳み込む際の演算量が莫大となり、DSP などのプロセッサに容易に実装できないという問題がある。

1.3 非線形微分方程式による動電型スピーカシステムの非線形性の表現

電気音響変換器であるスピーカシステムは電気信号を機械振動に変換し、音波を放射するものであり、その基本構造は今日普及するコーンスピーカが 1925 年に製品として発表されて以来、ほとんど変化していない。ここで、我々が研究対象としている動電型スピーカは、一様な磁界中におかれたボイスコイルに電流が流れると、電磁誘導作用によってボイスコイルやこれと一体となっているコーンが上下に振動する。そして、コーンに隣接する空気を振動させて音波を放射する。このようにコーンが振動することによって直接に音を放射することから、コーンスピーカは

直接放射型スピーカとも呼ばれている。

さて、実際のスピーカシステムは電気信号（電気系の振動）を忠実に空気の振動（音響系の振動）に変換することはできず、最終的な音響系の振動にはさまざまな歪みが重畳し、スピーカシステムの音質は劣化している。

スピーカシステムの非線形歪み発生要因について説明するために、まずコーンの運動方程式を用いて機械系と電気系の対応について説明する [21–23]。ボイスコイルに音響信号が電流として流れると、導体であるボイスコイルには電磁誘導作用の原理に従って駆動力が発生する。駆動方向はフレミング左手の法則に従って、ボイスコイルは上下に動く。電流 $i(t)$ [A] を流すと、発生する駆動力 $F_1(t)$ [N] は、

$$F_1(t) = Bli(t), \quad (1.2)$$

となり、電流 $i(t)$ に比例して線形的に駆動力が増減する。ここで、 B は磁極空隙の磁束密度 [Wb/m²]、 l は磁界中の導体の長さ [m] であり、これらの積 Bl を力係数 [Wb/m] と呼ぶ。以後、 Bl はひとつのパラメータとして扱い、 $B^2l^2 = Bl^2$ と表記する。この力係数 Bl は、ボイスコイルに流れる電流 1A あたり、振動系に何 N の力がかかるかを示している。したがって、ボイスコイルに接続されているコーンは電流変化に比例して動き、空気を振動させる。

そして、スピーカシステムに $u(t)$ [V] の電圧を加えるとき、

$$Bli(t) = m \frac{d^2x(t)}{dt^2} + R_m \frac{dx(t)}{dt} + Kx(t), \quad (1.3)$$

$$u(t) = R_e i(t) + Bl \frac{dx(t)}{dt}, \quad (1.4)$$

が成り立つ。ただし、 $x(t)$ は変位 [m]、 $dx(t)/dt$ は速度 [m/s]、 $d^2x(t)/dt^2$ は加速度 [m/s²]、 m はコーンとボイスコイルの質量および付加空気の質量の和 [kg]、 R_m は振動系機械抵抗 [Ns/m]、 K はエッジとダンパとのスティフネスの和 [N/m]、 R_e はボイスコイルの直流抵抗と増幅器の内部抵抗の和 [Ω] である。

ここで、Eq. (1.3) はコーンの運動方程式であり、左辺と右辺の単位は [N] である。また、Eq. (1.4) は Kirchhoff の電圧則 (KVL) であり、各項の単位は [V] である。なお、ボイスコイルはインダクタンスをもっているが、スピーカシステムの低音域では、この項は他の項に比較して小さいので、通常省略される。

Table 1-1 Analogy between the mechanical and electric system.

Mechanical system	force	velocity	m	mechanical resistance	K
	\Updownarrow	\Updownarrow	\Updownarrow	\Updownarrow	\Updownarrow
Electric system	voltage	current	L	electric resistance	$1/C$

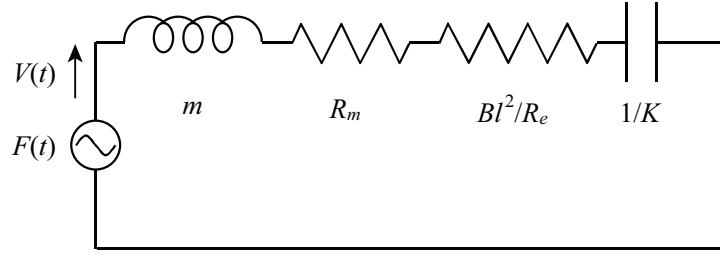


Figure 1-4 Mechanical circuit of electro-dynamic loudspeaker.

Eq. (1.4) を $i(t)$ について解くと,

$$i(t) = \left(u(t) - Bl \frac{dx(t)}{dt} \right) / R_e, \quad (1.5)$$

となり, この Eq. (1.5) を Eq. (1.3) に代入すると,

$$\frac{Blu(t)}{R_e} = m \frac{d^2x(t)}{dt^2} + \left(R_m + \frac{Bl^2}{R_e} \right) \frac{dx(t)}{dt} + Kx(t), \quad (1.6)$$

が得られる. この Eq. (1.6) の各項は力であり, 単位は [N] である.

次に, Table 1-1 に示す機械系と電気系の対応表を用いると, Eq. (1.6) は Fig. 1-4 のような機械等価回路で表すことができる. 力 $F(t)$ は Eq. (1.6) の右辺より $Blu(t)/R_e$ である. 電気回路と対応して考えると, 機械インピーダンス Z_m は,

$$Z_m = j\omega m + \left(R_m + \frac{Bl^2}{R_e} \right) + \frac{K}{j\omega}, \quad (1.7)$$

となる. この Eq. (1.7) の虚数部を零とすると, 共振角周波数 ω_0 と共振周波数 f_0 は,

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K}{m}}, \quad (1.8)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{m}}, \quad (1.9)$$

となり, この周波数を最低共振周波数と呼んでいる.

次に, コーンの振動速度を求める. なぜなら, スピーカシステムにより発生する音圧はコーンの振動速度に比例するからである. まず, f_0 以下の低い周波数について考える. Eq. (1.7) の第 1 項目と第 2 項目は第 3 項目と比較して小さいことから, 機械インピーダンスは,

$$Z_m \approx \frac{K}{j\omega}, \quad (1.10)$$

と近似することができる. したがって, 振動板の振動速度 $V(t)$ [m/s] は,

$$V(t) = F(t) / Z_m = \frac{Blu(t)}{R_e} / \frac{K}{\omega} = \frac{Blu(t)\omega}{R_e K}, \quad (1.11)$$

となる.

また f_0 の場合については, Eq. (1.7) から, 機械インピーダンスは,

$$Z_m = R_m + Bl^2 / R_e, \quad (1.12)$$

となり, さらに Eq. (1.12) の右辺第 1 項目は第 2 項目と比較して小さいので省略できる. したがって,

$$V(t) = F(t) / Z_m = \frac{Blu(t)}{R_e} / \frac{Bl^2}{R_e} = \frac{u(t)}{Bl}, \quad (1.13)$$

となる.

同様に f_0 以上の場合について考える. この場合, Eq. (1.7) の第 2 項目と第 3 項目は第 1 項目と比較して小さいことから, 機械インピーダンスは,

$$Z_m \approx j\omega m, \quad (1.14)$$

と近似できる. したがって,

$$V(t) = F(t) / Z_m = \frac{Blu(t)}{R_e} / j\omega m = \frac{Blu(t)}{R_e \omega m}, \quad (1.15)$$

となる.

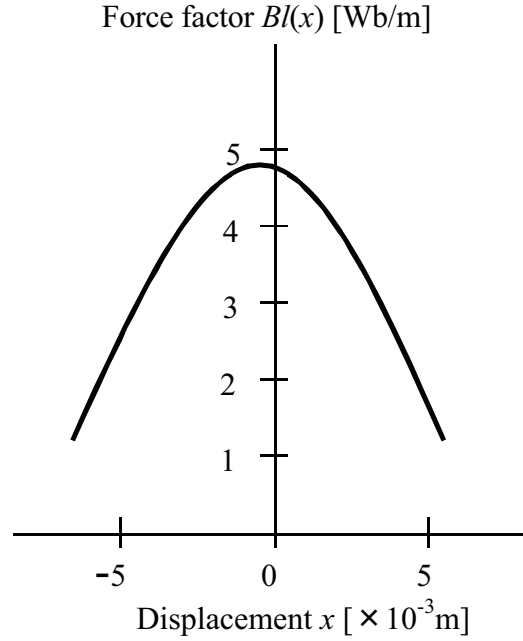


Figure 1-5 Typical force factor $Bl(x)$ versus displacement x curve.

Eq. (1.11), (1.13), (1.15) を見てもわかるように, コーンの振動速度 $V(t)$ はスピーカシステムに加える起電力 $u(t)$ に比例する. また, スピーカシステムにより発生する音圧 $p(t)$ [Pa] はコーンの振動速度 $V(t)$ に比例する [23]. したがって,

$$p(t) \propto V(t) \propto u(t), \quad (1.16)$$

が成立する. この Eq. (1.16) はスピーカシステムが線形システムであるということを示している. しかしながら, 実際のスピーカシステムにおいて, Eq. (1.16) の比例関係は成立しない. なぜなら, 実際のスピーカシステムは線形システムではなく, 非線形システムであるからである. 次に, この Eq. (1.16) が成立しない理由について述べる.

最低共振周波数付近におけるスピーカシステムの非線形歪み発生 of 主な要因は, 力係数と支持系のスティフネスの非線形性であるといわれている [25, 26, 43]. まず, 力係数の非線形性について説明する. ボイスコイルが運動する範囲で, 力係数 Bl が一定であれば歪みは発生しないが, 実際のスピーカシステムでは, 力係数は一定でない. これは, 実際のスピーカシステムではボイスコイルが永久磁石により作ら

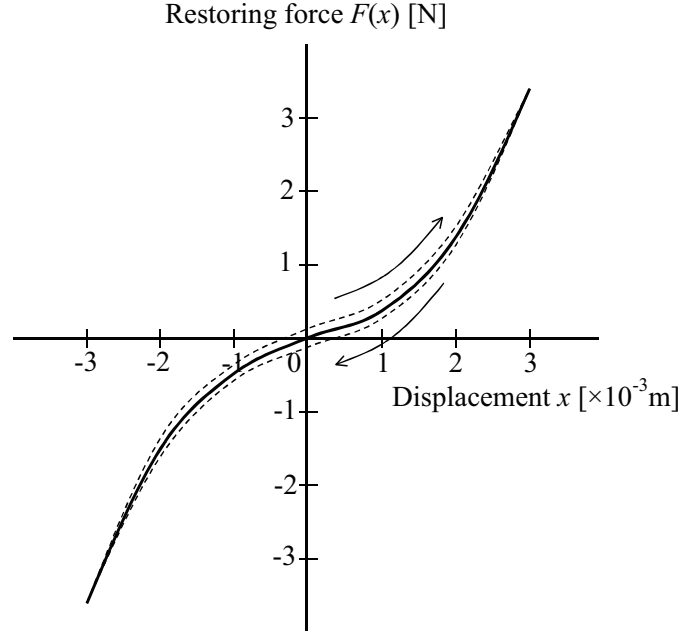


Figure 1-6 Typical restoring force $F(x)$ versus displacement x curve.

れる磁束の範囲を超えて運動するためである．典型的な力係数 $Bl(x)$ と振動板変位の関係を Fig. 1-5 に示す [25, 26]. Fig. 1-5 より，振動板変位が大きいときに力係数が小さくなり，力係数が振動板変位 x の偶数次の関数となっていることがわかる．これを 2 次関数で近似すると

$$\begin{aligned}
 Bl(x) &= Bl_0 + b'_1 x + b'_2 x^2 \\
 &= Bl_0(1 + b_1 x + b_2 x^2) \\
 &= Bl_0 b(x),
 \end{aligned} \tag{1.17}$$

で表される．ただし， Bl_0 は振動板変位 x がゼロのときの力係数， b_1 , b_2 は力係数の非線形パラメータをそれぞれ表し， $b(x)$ は単位を持たない．また，力係数 $Bl(x)$ は上に凸の関数となるため b_2 は負となる．このように，実際のスピーカシステムでは力係数 Bl が一定でない，すなわち Eq. (1.11), (1.13), (1.15) で求めたコーンの振動速度とスピーカシステムに加える起電力の比例関係が成立しないので，スピーカシステムは非線形歪みを発生させてしまう．

次に，支持系のスティフネスの非線形性について説明する．Fig. 1-2 に示すよう

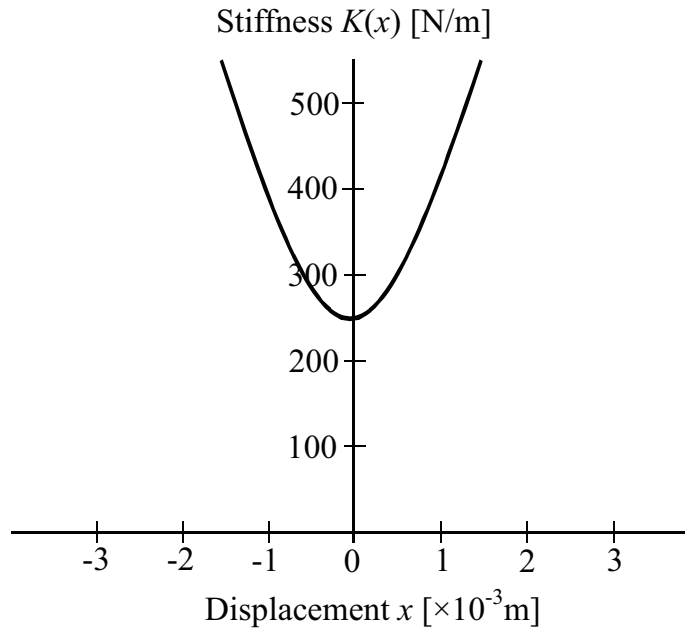


Figure 1-7 Typical stiffness $K(x)$ versus displacement x curve.

に, スピーカシステムにおいてコーンはコーンエッジとダンパの2ヶ所で支持されている. この支持系によるコーンの変位 x と加えられる力 F_2 の関係はスティフネス K を用いて

$$F_2 = Kx, \quad (1.18)$$

と表される. コーンが運動する範囲で, コーンに加えられる力とコーンの変位 x とが比例関係にあれば歪みは発生しないが, 実際のスピーカシステムでは, 比例関係は成立しない. これは, 振動板変位が大きくなった際にダンパやサスペンションが伸びきってしまい, そのためダンパやサスペンションに働く力が非常に大きくなるためである. 典型的なコーンに加えられる力 $F(x)$ を Fig. 1-6 に示す [25,26]. なお, 実際には破線で示されるようにヒステリシス現象が見られるが, ここではその中心線を取り, これを力-変位曲線とする. Fig. 1-6 の実線を見ると, コーンに加えられる力は振動板変位 x の奇数次の関数で表現できることがわかり, 3 次関数で近似すると

$$\begin{aligned}
F(x) &= K_0x + k'_1x^2 + k'_2x^3 \\
&= (K_0 + k'_1x + k'_2x^2)x \\
&= K(x)x,
\end{aligned} \tag{1.19}$$

となる．ここで、 K_0 は振動板変位 x がゼロのときのステイフネスを表す．さらに、ステイフネス-変位曲線は Fig. 1-7 となる．よって、ステイフネスは振動板変位 x の偶数次の関数で表現することができ、2 次関数で近似すると

$$\begin{aligned}
K(x) &= K_0 + k_1x + k_2x^2 \\
&= K_0(1 + k_1x + k_2x^2) \\
&= K_0k(x),
\end{aligned} \tag{1.20}$$

となる．ただし、 k_1, k_2 はステイフネスの非線形パラメータを表し、 $k(x)$ は単位を持たない．また、ステイフネス $K(x)$ は下に凸の関数となるため k_2 は正となる．このように、実際のスピーカシステムのステイフネス K は変位 x の関数であり、非線形性をもつ．それゆえ、スピーカシステムは非線形歪みを発生させ、Eq. (1.16) は厳密には成り立たない．よって、これらの非線形性を考慮すると Eq. (1.6) は

$$\frac{Bl(x)u(t)}{R_e} = m \frac{d^2x(t)}{dt^2} + \left(R_m + \frac{Bl^2(x)}{R_e} \right) \frac{dx(t)}{dt} + K(x)x(t), \tag{1.21}$$

と書き改められ、この非線形微分方程式により動電型スピーカシステムの非線形の動作が表現される．

さらに、中高域においては、自己インダクタンスの影響も考慮する必要がある．自己インダクタンスの非線形性の要因としては、振動板が動くことによるボイスコイルと磁束の鎖交面積の変化が挙げられる．そのため、自己インダクタンスは振動板変位 x によって変化する関数となる．典型的な自己インダクタンスと振動板変位の関係を Fig. 1-8 に示す [26]．Fig. 1-8 より、自己インダクタンス $L(x)$ は振動板変位 x の奇数次の関数で表せることがわかる．そしてこれを 3 次関数で近似すると、

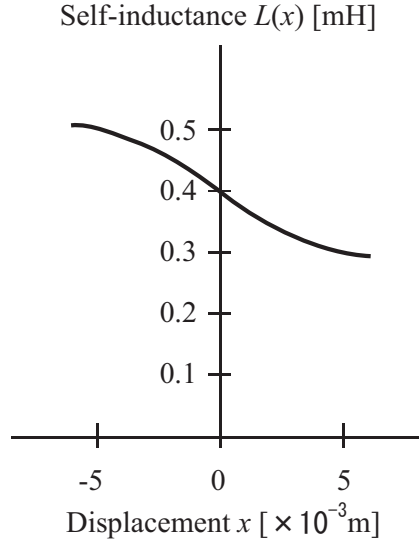


Figure 1-8 Typical self-inductance $L(x)$ versus displacement x curve.

$$\begin{aligned}
 L(x) &= L_0 + l'_1 x + l'_2 x^2 + l'_3 x^3 \\
 &= L_0(1 + l_1 x + l_2 x^2 + l_3 x^3) \\
 &= L_0 l(x),
 \end{aligned} \tag{1.22}$$

で表される。ただし、 L_0 は振動板変位 x がゼロのときの自己インダクタンス [H] を、 l_1, l_2, l_3 は自己インダクタンスの非線形パラメータをそれぞれ表し、 $l(x)$ は単位を持たない。なお、Volterra 級数展開 (Eq. (1.1)) と非線形微分方程式 (Eq. (1.21)) の関係性は [25, 31] で示されている。

以上、低周波数帯域におけるスピーカシステムの非線形歪み発生の主要な要因について述べた。力係数 Bl とスティフネス K は Eq. (1.11), (1.13), (1.15) からコーンの振動速度に影響を与えるもの、すなわちそれに比例する音圧に影響を与えるものであり、これらに非線形性があると、当然、Eq. (1.16) の比例関係は成立しない。さらに、中高域においては Eq. (1.22) で表される自己インダクタンス L の非線形性も振動速度および音圧に影響を与える。したがって、スピーカシステムは線形システムとしてではなく、非線形システムとして扱う必要がある。

1.4 先行研究での問題点

1.2 節で述べたように、ニューラルネットワークや Volterra フィルタといった一般的な非線形フィルタでは、入力信号との畳み込みに要する演算量が莫大となり、プロセッサへの実装が困難となる。そこで、我々は演算量が少ない非線形歪み補正法として Mirror フィルタ [28] を研究の対象とし議論を進める。Mirror フィルタは W. Klippel により提案されたフィードフォワード方式の非線形歪み補正フィルタであり、竹村はそれを改良した非線形 2 次 IIR フィルタを用いた実現法 [30] を、H. Schurer は [28] の方式を改良し Extended-Mirror フィルタを提案している [31]。Mirror フィルタはスピーカシステムの非線形微分方程式を直接利用しているので、対象とする非線形歪みの発生要因が明確になり、理解しやすい。その上、IIR フィルタで実現できるため、演算量が非常に小さくなるという利点もある。この Mirror フィルタの係数を決定するためには、動電型スピーカシステムの線形パラメータ (T/S パラメータ)、非線形パラメータが必要となる。線形パラメータは動電型スピーカシステムの電気インピーダンス特性より容易に求めることができる。しかし、非線形パラメータの決定法として知られている W. Klippel の方法 [44] では、スピーカシステムから発生する音圧を W. Klippel の式にあてはめて非線形パラメータを求めるために、値が虚数になる場合や非常に大きくなる場合があり、Mirror フィルタに利用できないという問題がある。

そこで、先行研究で Simulated Annealing [45, 46] による振動板変位特性を利用したスピーカシステムのパラメータ推定法が提案された [47]。この手法では、精度よくスピーカシステムのパラメータを推定することができる。しかし、本手法では振動板変位特性を測定するためにレーザ変位計が必要となり、さらにその測定で用いる信号は周波数が固定された複合正弦波に限られるため、パラメータ推定で考慮される周波数レンジが非常に狭いという問題がある。さらに、本手法では非線形微分方程式の数値計算を必要とするため、ボイスコイルの自己インダクタンスの非線形性などを考慮していくと非線形微分方程式が複雑になり、数値計算が困難になるという問題がある。

また、従来の Mirror フィルタの実現法である非線形 2 次 IIR フィルタはその非

線形歪み補正効果が低域に限定される [48]. その原因として, 非線形 2 次 IIR フィルタでは中高域における自己インダクタンスの非線形性を考慮していないことが挙げられる.

1.5 研究の目的と本論文の構成

本論文では, 非線形信号処理を用いた動電型スピーカシステムの非線形歪み補正法の実現に向け, フィルタ性能の改善及びそのパラメータを精度よく推定する手法の確立を目的とする. 特に, 小型スピーカでは通常のスピーカに比べ出力音圧が小さいため, 通常のオーディオ用スピーカのような音圧を出力すると振幅が大きくなり, 非線形歪みが多く発生する. さらに, 近年のスマートフォンやタブレットに代表されるスマートデバイスの普及によりスピーカの小型化が進み, それに伴いこれらの内蔵スピーカによる再生音の低歪み化は音質改善の観点で重要と思われる. また, スマートデバイスに限らずラップトップ PC の薄型化も進み, 特に Ultrabook [49] に代表される筐体が非常に薄い PC では, やはりスピーカの形状や内蔵する空間に制約が生じ, 歪みの重畳は避けられない. よって, 本研究の意義はますます大きくなるものと思われる.

先述の通り, 本研究で対象とする動電型スピーカシステムの非線形微分方程式を基礎とした非線形歪み補正法では物理パラメータを決定する必要があり, インピーダンス特性から容易に決定できる線形パラメータに比べ, 非線形パラメータについては専用の測定器やパラメータ推定法を利用する必要がある. 特に, 専用の測定器は購入に際してコストがかかるため, 容易に購入することができない. また, 上述のとおり従来の振動板変位を利用したパラメータ推定法でもレーザ変位計が必要となる上, これを用いても中高域での振動板変位特性を測定することが困難であり, 容易に用いることはできない. また, パラメータ推定時に特定の励起信号のみしか利用できないことは, 推定の自由度を低下させるため望ましくない.

そこで, 第一の研究成果として Volterra 核を利用した密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法 [50] を提案する. 本手法で用いる Volterra 核はスピーカシステムに正弦波や白色雑音などを入力し, そのときの放射音を標準マイクロホンによ

り録音することで同定することができる。また、Volterra 核は対象とする周波数帯域の情報を同定することができるため、従来のパラメータ推定法で用いた振動板変位特性に比べ利用できる情報が多い。提案法では、この Volterra 核はスピーカモデルとして利用し、このスピーカモデルに Mirror フィルタの補正信号を流して非線形歪み補正効果がもっとも高くなるパラメータを探索する。すなわち、提案法は計算機シミュレーションにより算出された非線形歪み補正量を評価関数とすることで、密閉型スピーカシステムのパラメータ推定を行っている。パラメータ推定において、本手法では複合正弦波をはじめ様々な励起信号を用いることができる。本論文では、2つの実スピーカシステムを用いて、従来法、提案法の両手法によりパラメータを推定し、それらの推定パラメータを用いて非線形 2 次 IIR フィルタ構成の Mirror フィルタを設計し、非線形歪み補正実験を行い、非線形歪み補正結果を示す。

次に、Mirror フィルタは考慮されている非線形パラメータの種類により、非線形歪み補正効果は変化する。たとえば、スティフネスのみを考慮した場合には最低共振周波数付近およびそれ以下の帯域においては非線形歪みを補正できる。しかし、比較的広い帯域に影響力をもつ力係数の非線形性を考慮していないため、非線形歪み補正効果は少ない。このように、物理パラメータを用いる非線形微分方程式を基礎とした非線形歪み補正法では、どのパラメータの非線形性に着目するかが重要となる。特に、従来の構成法である非線形 2 次 IIR フィルタでは、力係数およびスティフネスのみを非線形パラメータとし、自己インダクタンスの影響は考慮されていなかった。そのため、非線形 2 次 IIR フィルタは中高域における非線形歪み補正が困難であった。

そこで、第二の研究成果として自己インダクタンスの非線形性も考慮したフィルタ構造である非線形 3 次 IIR フィルタ [51] を提案する。非線形 3 次 IIR フィルタは、自己インダクタンスの影響も加えた非線形微分方程式よりフィルタ構造が導出され、従来の非線形 2 次 IIR フィルタと同様、再帰構造を有する。本論文では、実スピーカシステムを用いて Klippel 測定器により線形・非線形パラメータを測定し、これらのパラメータを用いて設計された従来の非線形 2 次 IIR フィルタおよび提案法の非線形 3 次 IIR フィルタの非線形歪み補正効果を比較、検証する。また、提案法において自己インダクタンスを線形パラメータとした場合の補正効果につい

でも検討を行い、自己インダクタンスの非線形性が非線形歪み補正に及ぼす影響を検証する。最後に、Volterra フィルタを非線形歪み補正フィルタに応用した手法との比較を行い、演算量および補正効果にどのような違いがあるかを検証する。

以下に、本論文の構成を記す。

第2章では、スピーカシステムの非線形歪み補正を行うための Mirror フィルタの原理と非線形2次 IIR フィルタによる実現法、および Mirror フィルタを設計する際に必要となるスピーカシステムのパラメータ推定法として振動板変位特性を利用したパラメータ推定法について述べる。本章では、まず非線形2次 IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法を示す。次に、振動板変位特性を利用したパラメータ推定法について述べる。ここでは、スピーカシステムのインピーダンス特性を用いる線形パラメータ決定法および振動板変位特性を利用したスピーカシステムのパラメータ推定原理を示す。

第3章では、第一の研究成果である、Volterra 核を利用した密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法について述べる。本章では、まず従来の振動板変位特性を利用したパラメータ推定法の問題点について述べる。その後、提案手法である Volterra 核を利用したパラメータ推定法について述べる。ここでは、励起信号として複合正弦波を用いた場合の評価関数およびその計算例を示す。そして、実スピーカシステムを用いたパラメータ推定結果および推定パラメータにより設計された Mirror フィルタの非線形歪み補正実験の結果を示す。本実験では異なる2つの動電型スピーカシステムに関する結果を掲載している。従来の振動板変位特性を利用したパラメータ推定法と提案法である Volterra 核を利用したパラメータ推定法の評価値の収束特性、推定パラメータにより設計された非線形2次 IIR フィルタの非線形歪み補正効果を比較する。

第4章では、第二の研究成果である、非線形3次 IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法について述べる。本章では、まず自己インダクタンスの影響を考慮した微分方程式を示す。次に、非線形3次 IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法を示す。そして、実スピーカシステムを用いた非線形歪み補正実験の結果を示す。本実験では、パラメータ推定法の性能が非線形歪み補正効果に与える影響を除外するために、Klippel 測定器により得られた線形・非線形パラメータを用いて Mirror

フィルタを設計する．そして，(1) 従来の非線形 2 次 IIR フィルタおよび提案法である非線形 3 次 IIR フィルタによる非線形歪み補正効果の比較，(2) Volterra フィルタを用いた非線形歪み補正法としてサブバンドパラレルカスケード Volterra フィルタを適用した線形化システムと非線形 3 次 IIR フィルタの演算量，および非線形歪み補正効果の比較を行う．

第 5 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．

第2章 Mirror フィルタの実現法とそのパラメータ推定法

2.1 緒言

本章では, スピーカシステムの非線形歪み補正を行うための Mirror フィルタの原理と実現法, およびそのパラメータ推定法について述べる.

Mirror フィルタはスピーカシステムの非線形歪み発生要因をそのまま運動方程式に反映させたデジタルフィルタである [28]. よって, Mirror フィルタを実現するためには, まずスピーカシステムの線形パラメータと非線形パラメータを求める必要がある. そして, 求めたスピーカシステムのパラメータを用いて, Mirror フィルタを実現し, スピーカシステムの前段に配置することで, 非線形歪みを補正することが可能となる. スピーカシステムの線形パラメータは, インピーダンス特性を用いることによって決定できる. また, 非線形パラメータの決定法には W. Klippel の方法 [44] や振動板変位特性を用いた方法 [47] などがある.

以下, 本章は次のように構成されている. まず, Mirror フィルタの特徴と非線形 2 次 IIR フィルタによる実現法 [30] について述べる. 次に, Mirror フィルタの設計に必要なスピーカシステムのパラメータの推定法について, 線形パラメータはインピーダンス特性を用いる方法, 非線形パラメータは振動板変位特性を用いた手法について順に説明する.

2.2 Mirror フィルタ

Mirror フィルタ [28] は, 動電型スピーカシステムの非線形歪みの発生要因として各パラメータの非線形性を振動板変位に依存する変数とし, その非線形パラメー

タをもとに非線形信号処理を行う独特の方式である。また、非線形 2 次 IIR フィルタ [30] によって実現可能であるので、演算量が非常に少ないのが特徴である。Mirror フィルタは、ボイスコイルおよび磁気回路による駆動系や電磁制動系の力係数、エッジやダンパなどの振動系の支持系スティフネス、ボイスコイルの自己インダクタンスなどの非線形に対応している。

本節では、その Mirror フィルタの実現法と、非線形システムであるスピーカシステムを表す非線形微分方程式の解を数値解析によって求める方法について説明する。

2.2.1 非線形 2 次 IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法

振動板変位 $x(t)$ が小振幅の場合、Eq. (1.3) および (1.4) より低周波数帯域におけるスピーカシステムの振動系は単一振動系と近似でき、その運動方程式はスピーカシステムの線形パラメータを用いて 2 次線形微分方程式 (2.1) で表され、さらに書き改めると Eq. (2.2) となる。

$$\frac{Bl_0 A_0 u(t)}{R_e} = m_0 \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + K_0 x(t) + R_m \frac{dx(t)}{dt} + \frac{Bl_0^2}{R_e} \frac{dx(t)}{dt}, \quad (2.1)$$

$$G_0 u(t) = \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + \omega_0^2 x(t) + \frac{\omega_0}{Q_0} \frac{dx(t)}{dt}, \quad (2.2)$$

$$G_0 = \frac{A_0 Bl_0}{R_e m_0}, \quad (2.3)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K_0}{m_0}}, \quad (2.4)$$

$$Q_0 = \frac{\sqrt{m_0 K_0}}{R_m + Bl_0^2 / R_e}. \quad (2.5)$$

ただし、 $u(t)$ は入力電圧 [V]、 A_0 はアナログ部のゲイン、 m_0 は振動系等価質量 [kg]、 Q_0 は ω_0 での共振の鋭さを示す。このとき、入力信号 $u(t)$ に対する振動板変位 $x(t)$ 、速度 $v(t)$ 、加速度 $a(t)$ は非線形歪みのないものとなり、

$$x(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[G_0 / \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2 \right) \right] * u(t), \quad (2.6)$$

$$v(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[G_0 s / \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2 \right) \right] * u(t), \quad (2.7)$$

$$a(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[G_0 s^2 / \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2 \right) \right] * u(t), \quad (2.8)$$

により表される．ただし， $*$ は畳み込み記号， \mathcal{L}^{-1} は逆ラプラス変換， $s = j\omega$ はラプラス変換における複素変数を表す．

最低共振周波数 f_0 付近の周波数帯域では，振動板変位 $x(t)$ が大きい場合に非線形歪みが生じる．非線形パラメータとしては力係数，スティフネスなどがあり，実際はこれらの合成によって非線形歪みが生じる．非線形パラメータの力係数，スティフネスはそれぞれ Eq. (1.17), (1.20) で表すことができる．本章では，非線形パラメータを力係数とスティフネスのみとし，その他のパラメータは線形パラメータとして議論を進める．

振動板変位 $x(t)$ に依存する非線形パラメータを導入すると，非線形微分方程式 (2.9) となり，さらに書き改めると Eq. (2.10) となる．

$$\frac{Bl(x)A_0 u_{L,C}(t)}{R_e} = m_0 \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + K(x)x(t) + R_m \frac{dx(t)}{dt} + \frac{Bl^2(x)}{R_e} \frac{dx(t)}{dt}, \quad (2.9)$$

$$G_0 b(x) u_{L,C}(t) = \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + k(x) \omega_0^2 x(t) + \left\{ 1 + \left(1 - \frac{Q_0}{Q_m} \right) (b^2(x) - 1) \right\} \frac{\omega_0}{Q_0} \frac{dx(t)}{dt}, \quad (2.10)$$

$$Q_m = \frac{\sqrt{m_0 K_0}}{R_m}. \quad (2.11)$$

ただし， Q_m は ω_0 での機械振動系の共振の鋭さを示す．Eq. (2.10) の振動板変位 $x(t)$ が Eq. (2.6) となれば， $u_{L,C}(t)$ は非線形歪み補正信号となる．双一次変換 [4] を利用し，非線形歪みのない振動板変位，速度，加速度を離散時間で考えると，

$$x(n) = G_0 \mathcal{Z}^{-1} \left[\frac{h_{x0,C} + h_{x1,C} z^{-1} + h_{x2,C} z^{-2}}{1 + B_{1,C} z^{-1} + B_{2,C} z^{-2}} \right] * u(n), \quad (2.12)$$

$$v(n) = G_0 \mathcal{Z}^{-1} \left[\frac{h_{v0,C} + h_{v1,C} z^{-1} + h_{v2,C} z^{-2}}{1 + B_{1,C} z^{-1} + B_{2,C} z^{-2}} \right] * u(n), \quad (2.13)$$

$$a(n) = G_0 \mathcal{Z}^{-1} \left[\frac{h_{a0,C} + h_{a1,C} z^{-1} + h_{a2,C} z^{-2}}{1 + B_{1,C} z^{-1} + B_{2,C} z^{-2}} \right] * u(n), \quad (2.14)$$

$$\begin{aligned} h_{x0,C} &= h_{x2,C} = \frac{h_{x1,C}}{2} = \frac{1}{4f_s^2} \bigg/ \alpha_C, \\ h_{v0,C} &= -h_{v2,C} = \frac{1}{2f_s} \bigg/ \alpha_C, \quad h_{v1,C} = 0, \\ h_{a0,C} &= h_{a2,C} = -\frac{h_{a1,C}}{2} = 1 \bigg/ \alpha_C, \\ B_{1,C} &= \left(-2 + \frac{\omega_0^2}{2f_s^2} \right) \bigg/ \alpha_C, \\ B_{2,C} &= \left(1 - \frac{\omega_0}{2Q_0 f_s} + \frac{\omega_0^2}{4f_s^2} \right) \bigg/ \alpha_C, \\ \alpha_C &= 1 + \frac{\omega_0}{2Q_0 f_s} + \frac{\omega_0^2}{4f_s^2}, \end{aligned}$$

となる。ただし、 f_s はサンプリング周波数、 \mathcal{Z}^{-1} は逆 z 変換を、 $z = e^{j\omega}$ は z 変換における複素変数を表す。離散非線形歪み補正信号 $u_{L,C}(n)$ は Eq. (2.10) をもとにして次式で表される。

$$\begin{aligned} u_{L,C}(n) &= \frac{1}{b(x(n))} \left[\frac{a(n)}{G_0} + k(x(n)) \omega_0^2 \frac{x(n)}{G_0} \right. \\ &\quad \left. + \left\{ 1 + \left(1 - \frac{Q_0}{Q_m} \right) (b^2(x(n)) - 1) \right\} \frac{\omega_0}{Q_0} \frac{v(n)}{G_0} \right]. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Eq. (2.12) を満たす Eq. (2.15) の補正信号 $u_{L,C}(n)$ は非線形 2 次 IIR フィルタによって実現でき、その構成図は Fig. 2-1 となり、詳細な構成は Fig. 2-2 となる。ただし、Fig. 2-2 のそれぞれのフィルタ係数は次式により表される。

$$C(x(n)) = 1 + \beta(x(n)) + \gamma(x(n)), \quad (2.16)$$

$$D(x(n)) = B_{1,C} + 2\gamma(x(n)), \quad (2.17)$$

$$E(x(n)) = B_{2,C} - \beta(x(n)) + \gamma(x(n)), \quad (2.18)$$

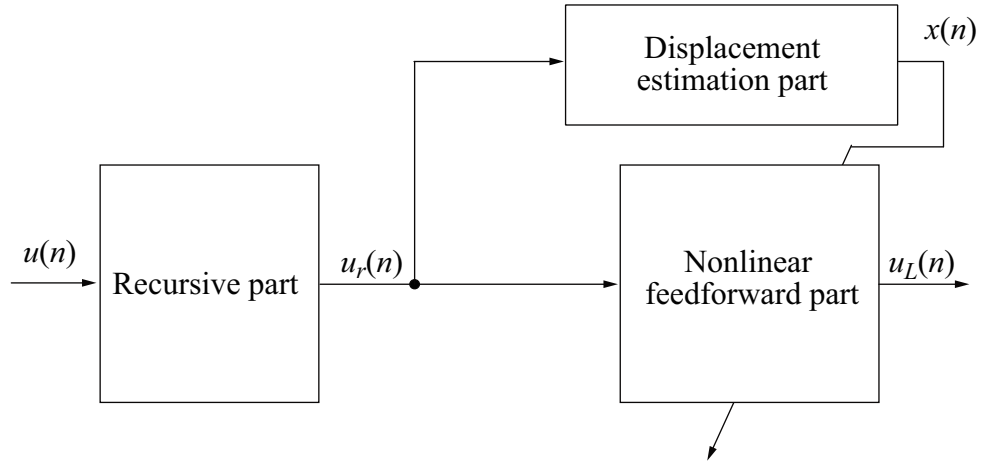


Figure 2-1 Brief block diagram of nonlinear IIR filter.

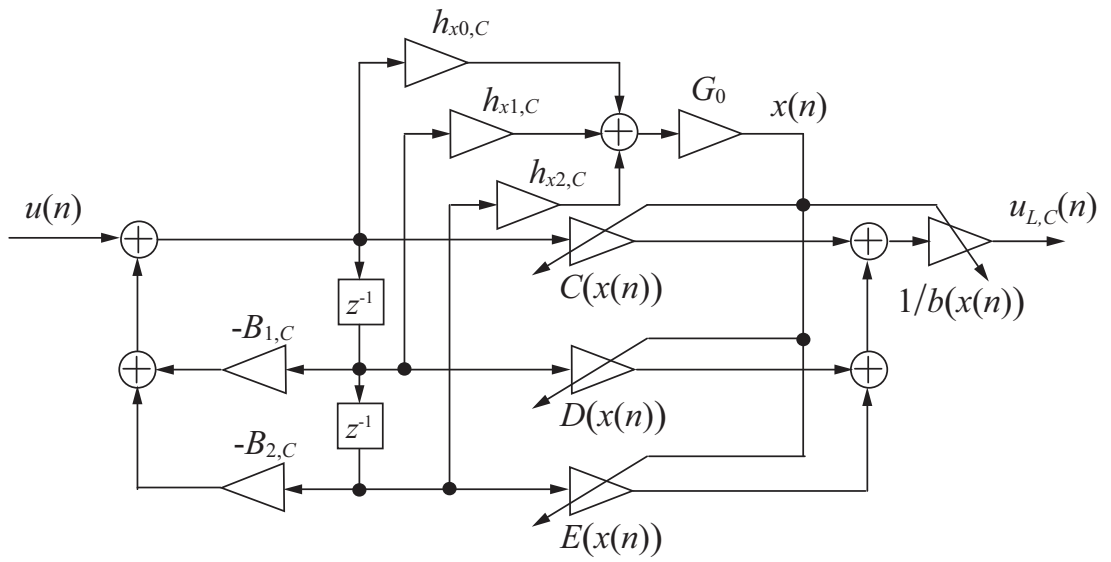


Figure 2-2 Block diagram of 2nd-order nonlinear IIR filter.

$$\beta(x(n)) = \beta_{0,C} \{b^2(x(n)) - 1\}, \quad \beta_{0,C} = \frac{\omega_0}{2Q_0 f_s} \left(1 - \frac{Q_0}{Q_m}\right) / \alpha_C,$$

$$\gamma(x(n)) = \gamma_{0,C} \{k(x(n)) - 1\}, \quad \gamma_{0,C} = \frac{\omega_0^2}{4f_s^2} / \alpha_C.$$

さらに, Fig. 2-2 における処理手順を Table 2-1 に示す. Fig. 2-1 を Fig. 2-2 を対応付けると, 最初のフィードバック部では

$$u_r(n) = u(n) - B_{1,C}u_r(n-1) - B_{2,C}u_r(n-2), \quad (2.19)$$

を計算し, 振動板変位予測部では

$$x(n) = G_0 \{h_{x0,C}u_r(n) + h_{x1,C}u_r(n-1) + h_{x2,C}u_r(n-2)\}, \quad (2.20)$$

を計算する. そして, 非線形フィルタリング部では

$$u_{L,C}(n) = \frac{1}{b(x(n))} \{C(x(n))u_r(n) + D(x(n))u_r(n-1) + E(x(n))u_r(n-2)\}, \quad (2.21)$$

を計算する. 最後に, 非線形 2 次 IIR フィルタの処理を要約する. まず, 歪みのない振動板変位 $x(n)$, 速度 $v(n)$, 加速度 $a(n)$ を計算機上でシミュレートする. 次に, 実スピーカシステムで歪みのない状態を再現するための電圧 $u_{L,C}(n)$ を求める. なお, 歪みのない振動板変位 $x(n)$, 速度 $v(n)$, 加速度 $a(n)$ の影響は, フィルタ係数 $C(x(n))$, $D(x(n))$, $E(x(n))$ 内に含まれている. この補正信号をスピーカシステムから再生することによって非線形歪みを補正することができる.

Table 2-1 Calculation procedure of 2nd-order nonlinear IIR filter.

<i>Initialization :</i>	$G_0 = (A_0 B l_0) / (R_e m_0)$ $\alpha_C = 1 + \omega_0 / (2Q_0 f_s) + \omega_0^2 / (4f_s^2)$ $h_{x0,C} = h_{x2,C} = h_{x1,C} / 2 = 1 / (4f_s^2 \alpha_C)$ $B_{1,C} = \{-2 + \omega_0^2 / (2f_s^2)\} / \alpha_C$ $B_{2,C} = \{1 - \omega_0 / (2Q_0 f_s) + \omega_0^2 / (4f_s^2)\} / \alpha_C$ $\beta_{0,C} = \omega_0 (1 - Q_0 / Q_m) / (2Q_0 f_s) / \alpha_C$ $\gamma_{0,C} = \omega_0^2 / (4f_s^2) / \alpha_C$
<i>Computation :</i>	For $n = 0, 1, 2, \dots$ compute $u(n) = u(n) - B_{1,C} u(n-1) - B_{2,C} u(n-2)$ $x(n) = G_0 \{h_{x0,C} u(n) + h_{x1,C} u(n-1) + h_{x2,C} u(n-2)\}$ $b(x(n)) = 1 + b_1 x(n) + b_2 x^2(n)$ $k(x(n)) = 1 + k_1 x(n) + k_2 x^2(n)$ $\beta(x(n)) = \beta_{0,C} \{b^2(x(n)) - 1\}$ $\gamma(x(n)) = \gamma_{0,C} \{k(x(n)) - 1\}$ $C(x(n)) = 1 + \beta(x(n)) + \gamma(x(n))$ $D(x(n)) = B_{1,C} + 2\gamma(x(n))$ $E(x(n)) = B_{2,C} - \beta(x(n)) + \gamma(x(n))$ $u_{C,L}(n) = \{C(x(n))u(n) + D(x(n))u(n-1) + E(x(n))u(n-2)\} / b(x(n))$

2.2.2 非線形微分方程式の解

非線形システムであるスピーカシステムは非線形微分方程式を用いて表されるが、この解を求めるのは非常に困難である。ここでは、Runge-Kutta 法を用いた数値解析 [52] によって非線形微分方程式の解を導く方法について説明する。

Runge-Kutta 法

2 階常微分方程式の一般形は、

$$F(t, x, \frac{dx}{dt}, \frac{d^2x}{dt^2}) = 0, \quad (2.22)$$

のように表される。また、時間発展する系をモデル化する場合、次式のように表されることが多い。

$$\frac{d^2x}{dt^2} = f(t, x, \frac{dx}{dt}). \quad (2.23)$$

Eq. (2.23) において、1 階微分を v という別変数と考え、次のように変形する。

$$\frac{dx}{dt} = v, \quad (2.24)$$

$$\frac{dv}{dt} = f(t, x, v). \quad (2.25)$$

これは、1 階常微分方程式の一般的な連立系

$$\frac{dx}{dt} = g(t, x, v), \quad (2.26)$$

$$\frac{dv}{dt} = f(t, x, v), \quad (2.27)$$

で、 $g(t, x, v) = v$ とした特殊な場合であるとみなすことができる。

dx/dt , dv/dt に対してそれぞれ Runge-Kutta 法を適用し、予測子を互いの計算に利用していくことにより、以下の手順で x_{n+1} , v_{n+1} を求める。

$$x_{n+1} = x_n + \frac{1}{6}(a_n + 2b_n + 2c_n + d_n), \quad (2.28)$$

$$v_{n+1} = v_n + \frac{1}{6}(A_n + 2B_n + 2C_n + D_n), \quad (2.29)$$

$$a_n = T_s g(t_n, x_n, v_n), \quad (2.30)$$

$$b_n = T_s g\left(t_n + \frac{1}{2}T_s, x_n + \frac{a_n}{2}, v_n + \frac{A_n}{2}\right), \quad (2.31)$$

$$c_n = T_s g\left(t_n + \frac{1}{2}T_s, x_n + \frac{b_n}{2}, v_n + \frac{B_n}{2}\right), \quad (2.32)$$

$$d_n = T_s g(t_n + T_s, x_n + c_n, v_n + C_n), \quad (2.33)$$

$$A_n = T_s f(t_n, x_n, v_n), \quad (2.34)$$

$$B_n = T_s f\left(t_n + \frac{1}{2}T_s, x_n + \frac{a_n}{2}, v_n + \frac{A_n}{2}\right), \quad (2.35)$$

$$C_n = T_s f\left(t_n + \frac{1}{2}T_s, x_n + \frac{b_n}{2}, v_n + \frac{B_n}{2}\right), \quad (2.36)$$

$$D_n = T_s f(t_n + T_s, x_n + c_n, v_n + C_n). \quad (2.37)$$

ここで, T_s はサンプリング間隔 [s] である.

スピーカシステムの運動方程式への適用

Runge-Kutta 法をスピーカシステムの非線形微分方程式に適用する. スピーカシステムの非線形性を考慮したときの運動方程式 (2.9) を, 次式のように変形する.

$$\frac{d^2 x(t)}{dt^2} = \frac{1}{m_0} \left\{ \frac{Bl(x)A_0 u(t)}{R_e} - K(x)x(t) - \left(R_m + \frac{Bl^2(x)}{R_e} \right) \frac{dx(t)}{dt} \right\}. \quad (2.38)$$

よって, Eq. (2.38) は次式のように表せる.

$$\frac{dx(t)}{dt} = v(t), \quad (2.39)$$

$$\frac{dv(t)}{dt} = \frac{1}{m_0} \left\{ \frac{Bl(x)A_0 u(t)}{R_e} - K(x)x(t) - \left(R_m + \frac{Bl^2(x)}{R_e} \right) v(t) \right\}. \quad (2.40)$$

これらの式から Runge-Kutta 法を用いて振動板変位 $x(t)$ を近似的に求めることができる. また, Eq. (2.31), (2.32), (2.35), (2.36) では $t_n + T_s/2$ のときの入力信号を用いるので, 実際に入力する信号 $u(t)$ はサンプリング周波数を $2/T_s = 2f_s$ としてサンプリングする必要がある.

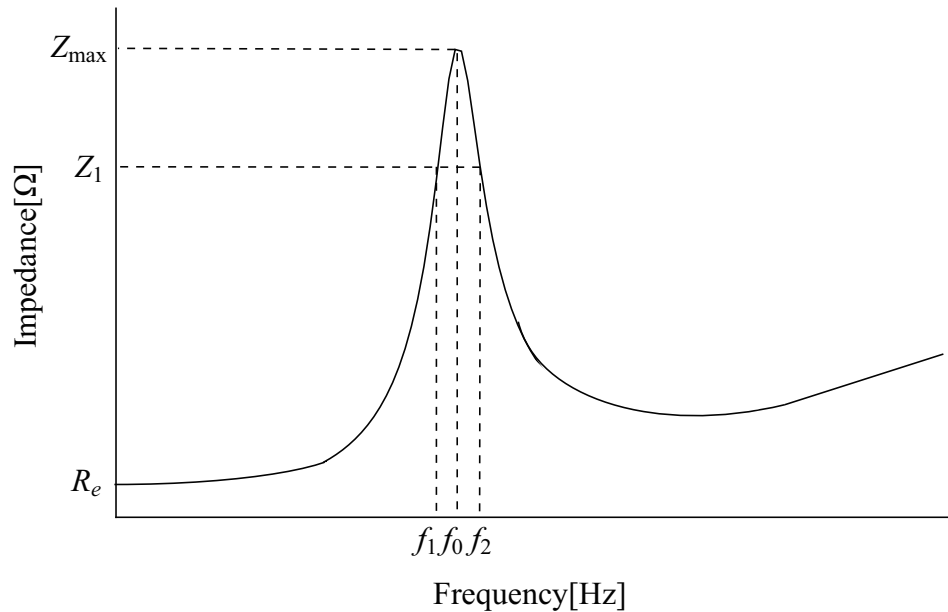


Figure 2-3 Impedance–frequency characteristic.

2.3 スピーカシステムのパラメータ推定法

本節では, Mirror フィルタを設計する際に必要となるスピーカシステムの線形パラメータと非線形パラメータを求める方法について述べる.

2.3.1 線形パラメータ決定法

周波数に対するスピーカシステムの入力端子からみた電気インピーダンスの絶対値の変化を表す曲線をインピーダンス特性という. Fig. 2-3 に示すように, 最低共振周波数 f_0 付近ではボイスコイルに発生する逆起電力は大きく, 電流が流れにくくなり大きな共振峰ができ, 最も大きい値を示す. そして, それより高い帯域ではボイスコイルのインダクタンスにしたがって上昇する形になる. このインピーダンス特性を用いて, スピーカシステムの Q_m , Q_0 や線形パラメータを決定することができる.

決定法としては、まず次式を満たすインピーダンス Z_1 を求める。

$$Z_1^2 = \frac{Z_{\max}^2 + R_e^2}{2}. \quad (2.41)$$

ここで、 Z_{\max} は最低共振周波数 f_0 でのインピーダンス値である。次に、インピーダンスが Z_1 となる周波数 f_1, f_2 ($f_1 < f_2$) を Fig. 2-3 のインピーダンス特性から求め、次式により Q_m, Q_0 を求める。

$$Q_m = \frac{f_0}{f_2 - f_1}, \quad (2.42)$$

$$Q_0 = Q_m \frac{R_e}{Z_{\max}}. \quad (2.43)$$

また、スピーカシステムの他の線形パラメータ m_0, K_0, Bl_0 については、Eq. (2.4), (2.5), (2.11) より求めることができる。なお、 m_0 については、振動板に質量 M の錘を付加してインピーダンス特性を測定し、そのときの共振周波数 f'_0 、無付加時の共振周波数 f_0 および Eq. (2.44) より求めることができる

$$m_0 = M \frac{f_0'^2}{f_0'^2 - f_0^2}. \quad (2.44)$$

2.3.2 振動板変位特性を利用した

密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法

スピーカシステムの非線形パラメータ推定法には W. Klippel の方法 [44] などがある。しかし、この手法では値が虚数となる場合などがあり、正確に非線形パラメータを決定できないという問題点がある。そこで本節では、スピーカシステムの振動板変位特性やインピーダンス特性を測定し、計算特性と一致させるように Simulated Annealing を用いることで、パラメータを推定する方法 [47] について説明する。

Simulated Annealing

Simulated Annealing (SA) は、高温で加熱した金属の温度を徐々に下げて冷やすことによって、もとの金属より欠陥の少ない優れた結晶構造を作る物理プロセス (焼きなまし) を計算機上で模倣した最適化手法である [45, 46]。

SA の基礎となる最適解の探索法として局所探索法がある。局所探索法とは逐次的な解の改善操作を繰り返す最適化手法であり、近傍内に目的関数を改善する点が存在しない場合に局所探索法は終了する。しかし、局所最適解（ローカルミニマム）をもつ目的関数においては、Fig. 2-4(a) のように多くの場合局所最適解に捕捉され、大域的最適解（グローバルミニマム）には到達できない。この欠点を補うために、温度の概念を用いて確率的ゆらぎを導入したものがSA である。SA では、局所探索法での暫定解の更新法として目的関数を改善するものだけでなく、改悪となるものも一定の制限のもとで許すことによって、Fig. 2-4(b) のように局所最適解から脱出し、最適解への到達を可能としている。また、SA は目的関数が微分できなくてもよいなど、目的関数に対する制約が少ない。

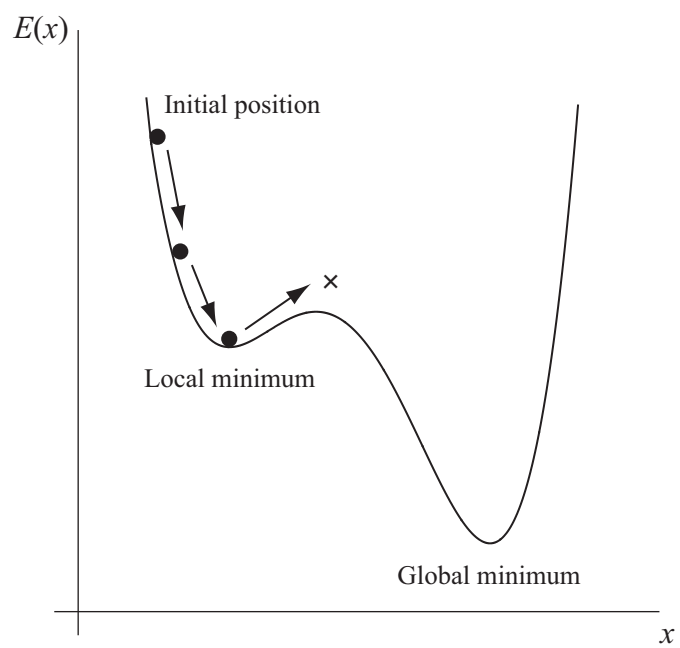
振動板変位特性を利用した密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法

振動板変位特性を利用した密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法について説明する。SA は測定したスピーカシステムの振動板変位特性と計算機上での振動板変位特性が一致するような最適非線形パラメータを探索するために利用する。本手法では、非線形パラメータと同時に線形パラメータの推定も同時に行う。線形パラメータも同時に推定することで、より精度のよい非線形パラメータを推定できる。SA を用いるには温度 T_k 、パラメータベクトル \mathbf{X}_l 、評価値 $E(\mathbf{X}_l)$ が必要となる。パラメータベクトル、評価値はそれぞれ次式で定義され、この評価値が小さくなるようにSA を動作させていく。

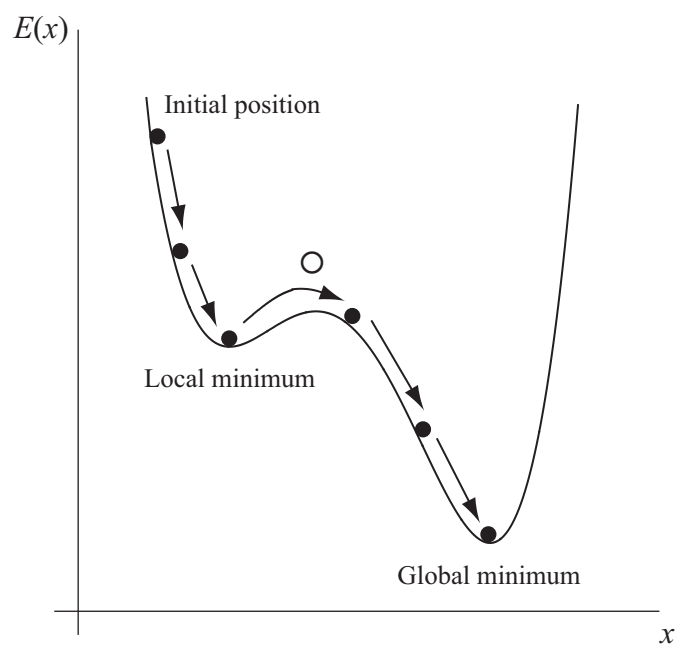
$$\mathbf{X}_l = [Bl_{0,l} \ K_{0,l} \ R_{e,l} \ R_{m,l} \ m_{0,l} \ b_{1,l} \ b_{2,l} \ k_{1,l} \ k_{2,l}]^T, \quad (2.45)$$

$$E(\mathbf{X}_l) = E'(\mathbf{X}_l) + \frac{\sum_{k=1}^{N_{f,i}} \left\{ G_{M,i}(f_k) - G_{C,i}(\mathbf{X}_l, f_k) \right\}^2}{N_{f,i}}, \quad (2.46)$$

$$E'(\mathbf{X}_l) = \sqrt{A(\mathbf{X}_l)/5}, \quad (2.47)$$



(a) Local search



(b) SA

Figure 2-4 Searching the global minimum.

$$\begin{aligned}
A(\mathbf{X}_l) = & \{G_{M,d}(f_a) - G_{C,d}(\mathbf{X}_l, f_a)\}^2 \\
& + \{G_{M,d}(f_b) - G_{C,d}(\mathbf{X}_l, f_b)\}^2 \\
& + \{G_{M,d}(2f_a) - G_{C,d}(\mathbf{X}_l, 2f_a)\}^2 \\
& + \{G_{M,d}(2f_b) - G_{C,d}(\mathbf{X}_l, 2f_b)\}^2 \\
& + \{G_{M,d}(f_a + f_b) - G_{C,d}(\mathbf{X}_l, f_a + f_b)\}^2.
\end{aligned} \tag{2.48}$$

ここで, $G_{M,d}$ は2つの周波数 f_a, f_b の複合正弦波をスピーカシステムに入力して得られる振動板変位の実測スペクトル, $G_{C,d}$ は非線形微分方程式 (2.9) に非線形パラメータを代入して Runge-Kutta 法を用いて振動板変位の数値解析によって求めた計算スペクトルである. また, $G_{M,i}, G_{C,i}$ はそれぞれスピーカシステムの実測インピーダンス特性, 計算インピーダンス特性, $N_{f,i}$ は評価周波数点数である.

以下に, SA による線形, 非線形パラメータ推定法の手順について簡単に示す.

1. 初期化

初期パラメータベクトル \mathbf{X}_0 を生成し, 開始温度 T_0 における評価値 $E(\mathbf{X}_0)$ を求める. ただし, b_2, k_2 はそれぞれ負の値, 正の値で初期値を設定し, 線形パラメータにおいては 2.3.1 で求めたものを初期値とする.

2. 探索

現在のパラメータベクトル \mathbf{X}_l から, 次に推移するパラメータベクトル \mathbf{X}_{l+1} を正規乱数によりランダムに生成する. ここで, b_2, k_2 , 線形パラメータに関して符号が逆になった場合は折り返して b_2 は負の値, k_2 および線形パラメータは正の値となるように設定する. そして, 次のパラメータベクトル \mathbf{X}_{l+1} の評価値 $E(\mathbf{X}_{l+1})$ と現在のパラメータベクトル \mathbf{X}_l の評価値 $E(\mathbf{X}_l)$ との差分 $\Delta E_l (= E(\mathbf{X}_{l+1}) - E(\mathbf{X}_l))$ を Eq. (2.49) に代入することで次のパラメータベクトルへの推移確率 P を求め, 次のパラメータベクトルを受理するか否かを判定する.

$$P(\Delta E_l, T_k) = \begin{cases} 1 & (\Delta E_l \leq 0) \\ \frac{1}{1 + \exp(\frac{\Delta E_l}{T_k})} & (\text{otherwise}). \end{cases} \tag{2.49}$$

この操作を指定した回数 N_t に達するまで繰り返す.

3. クーリング

探索の第 k ステップの温度 T_k をもとに, 次のステップの温度 T_{k+1} を Eq. (2.50) により設定する.

$$T_{k+1} = \delta T_k. \quad (2.50)$$

ここで, δ は $0.8 \leq \delta < 1$ 程度の値をもつ定数であり, 温度更新係数と呼ばれる.

4. 終了

終了温度 T_f に達していれば, 評価値の最も小さくなったパラメータベクトルを最適解 \mathbf{X}_{opt} として終了する. そうでなければ, 手順 2 に戻る.

この手法により, スピーカシステムのインピーダンス特性と振動板変位特性を用いることで線形パラメータと非線形パラメータを精度よく推定することが可能となる.

2.4 結言

本章では, スピーカシステムの非線形歪み補正を行うための Mirror フィルタの原理と実現法について述べた. まず, スピーカシステムの運動方程式を用いて設計される Mirror フィルタの非線形 2 次 IIR フィルタによる実現法について説明した. 次に, Mirror フィルタを設計する際に必要となるスピーカシステムのパラメータを求める方法について説明した. 線形パラメータについてはスピーカシステムのインピーダンス特性を測定することで決定することが可能である. また, スピーカシステムのパラメータ推定法である振動板変位特性を利用したパラメータ推定法について説明した.

以下の章では, Volterra 核を利用した密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法を提案する. そして, 実スピーカシステムにおいてパラメータ推定を行い, そのパラメータから Mirror フィルタを設計する. そして, 2 次非線形歪み補正実験を行い, その歪み補正効果ならびに提案法の有効性を示す.

第3章 Volterra核を利用した 密閉型スピーカシステムのパ ラメータ推定法

3.1 緒言

第2章で示したように、動電型スピーカシステムの非線形歪みの補正法として、非線形微分方程式を基礎とした Mirror フィルタがあり、そのフィルタ係数決定で用いるスピーカシステムのパラメータ推定法として、振動板変位特性とインピーダンス特性から Simulated Annealing を用いて同時に線形パラメータと非線形パラメータを推定する方法について説明した。

しかし、振動板変位特性を利用した従来のパラメータ推定法には、以下の問題点がある。

1. 振動板変位の測定のために、追加の測定機器としてレーザ変位計が必要となる。しかし、レーザ変位計では中高域における非常に小さい振動板変位を計測することが困難である。
2. 振動板変位測定時に用いる励起信号に制約がある。すなわち、従来法では固定された2周波数を有する複合正弦波を励起信号として用いるため、2周波数以外の周波数成分を考慮したパラメータ推定を行えない。

以上2点の問題点を解決するための新たなパラメータ推定法として、本章では Volterra 核を利用した密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法 [50] を提案する。本手法では、非線形モデルを表現する際に使用される離散 Volterra 核 [38] をスピーカモデルとして利用し、計算機上で Mirror フィルタの平均補正量を求める。そ

して、平均補正量を評価関数として、これが最大となるように SA によりパラメータを変動させる。先述のとおり、Volterra 核は標準マイクロホンを用いて同定するため、従来のパラメータ推定法で必要となったレーザ変位計などの追加の測定機器が不要である。また、Volterra 核は対象とする周波数帯域のすべての周波数成分を含むため、パラメータ推定で利用できる周波数成分が従来法に比べ多い。さらに、平均補正量を求める際に利用する励起信号の自由度が高い。すなわち、Mirror フィルタの非線形歪み補正効果の検証で用いるスイープ正弦波はもちろん、有色雑音や音楽信号を用いることができる。本章では、励起信号としてスイープ正弦波を用いる。

以下、本章は次のように構成されている。まず、提案法である Volterra 核を利用したスピーカシステムのパラメータ推定法について述べる。次に、実スピーカシステムを用いた Mirror フィルタによる非線形歪み補正実験を行う。そして、その補正効果から提案法の有効性を示す。

3.2 Volterra 核を利用した 密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法

本節では、新たなパラメータ推定法として Volterra 核を利用した密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法 [50] を提案する。

提案法の推定手順として、最初に推定対象となるスピーカシステムの Volterra 核を周波数応答法 [29, 34–36] により同定する。次に、スピーカシステムのインピーダンス特性より初期線形パラメータを得る。そして、Fig. 3-1 により示される推定システムにより、スピーカシステムのパラメータを推定する。本章では、Eq. (1.1) で表される離散 Volterra 級数展開を 2 次までで打ち切り、

$$y(n) = \sum_{k_1=0}^{N-1} h_1(k_1)x(n-k_1) + \sum_{k_1=0}^{N-1} \sum_{k_2=0}^{N-1} h_2(k_1, k_2)x(n-k_1)x(n-k_2), \quad (3.1)$$

として利用する。なお、先述のとおりパラメータ推定で用いる励起信号 $u(n)$ は、白

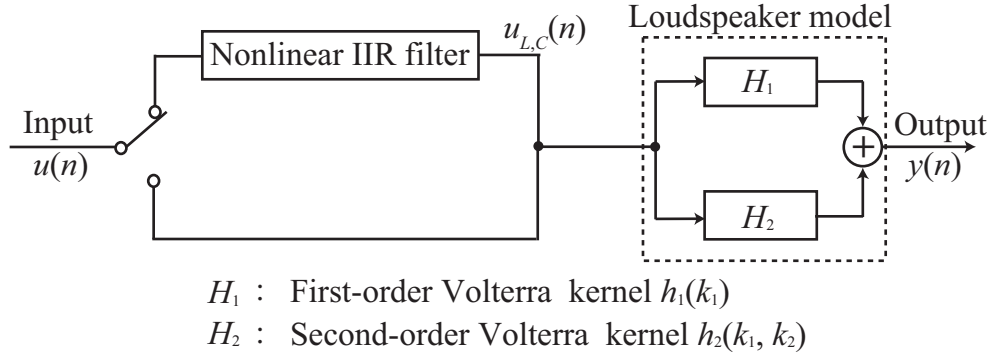


Figure 3-1 Estimation model using Volterra kernels.

色雑音, 有色信号, 狭帯域信号, 音楽信号など, 自由に設定することができるが, 本章では, 複合正弦波

$$u(n) = \frac{1}{2} \left\{ \sin \left(\frac{2\pi m_1 n}{N} \right) + \sin \left(\frac{2\pi m_2 n}{N} \right) \right\}, \quad (3.2)$$

を用いる. ただし, m_1, m_2 は離散周波数ビンを表し, m_1 は固定周波数, m_2 はスイープ周波数, N は離散フーリエ変換 (DFT) の点数を表す. 提案法の概要は次の通りである. 計算機上で非線形歪み補正シミュレーションを行い, 複数のパラメータの組み合わせに対して非線形歪み補正量を算出する. そして, この補正量を評価関数として用いる. 評価関数は次式により表される.

$$E_N(\mathbf{X}_l) = \frac{1}{3} \{ E_{\text{har}}(\mathbf{X}_l) + E_{\text{sum}}(\mathbf{X}_l) + E_{\text{dif}}(\mathbf{X}_l) \}, \quad (3.3)$$

$$E_{\text{har}}(\mathbf{X}_l) = \frac{1}{M_{\text{har}}} \sum_{m_2} \{ S(2m_2) - S_L(\mathbf{X}_l, 2m_2) \}, \quad (3.4)$$

$$E_{\text{sum}}(\mathbf{X}_l) = \frac{1}{M_{\text{sum}}} \sum_{m_2} \{ S(m_1 + m_2) - S_L(\mathbf{X}_l, m_1 + m_2) \}, \quad (3.5)$$

$$E_{\text{dif}}(\mathbf{X}_l) = \frac{1}{M_{\text{dif}}} \sum_{m_2} \{ S(m_2 - m_1) - S_L(\mathbf{X}_l, m_2 - m_1) \}, \quad (3.6)$$

ただし, $S(2m_2)$, $S(m_1 + m_2)$, $S(m_2 - m_1)$ はスピーカモデルから出力された 2 次高調波歪み, 和の相互変調波歪み, 差の相互変調波歪みのレベルを, $S_L(\mathbf{X}_l, 2m_2)$, $S_L(\mathbf{X}_l, m_1 + m_2)$, $S_L(\mathbf{X}_l, m_2 - m_1)$ は Mirror フィルタを用いた際にスピーカモデルから出力された 2 次高調波歪み, 和の相互変調波歪み, 差の相互変調波歪みのレベ

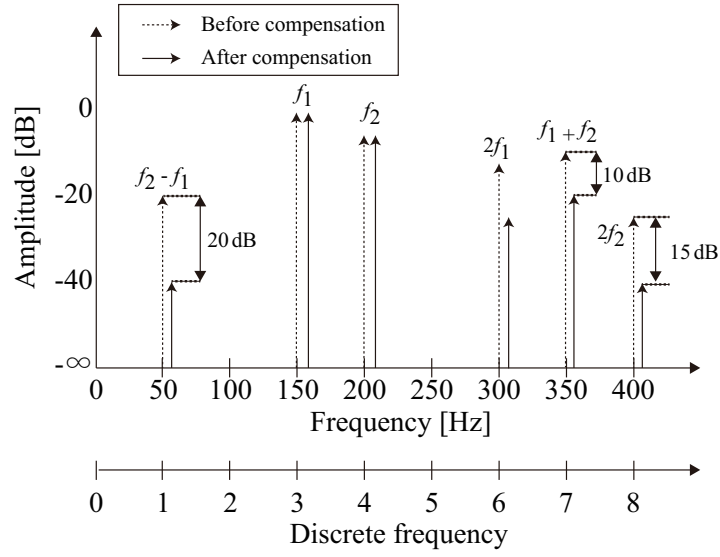


Figure 3-2 An example of spectra before and after compensation for explanation of the cost function where frequency resolution is 50 Hz.

ルをそれぞれ表す. また, M_{har} , M_{sum} , M_{dif} は Eq. (3.4)~(3.6) の算出で用いた周波数ビンの総数をそれぞれ表す. なお, \mathbf{X}_l はパラメータベクトルであり, Eq. (2.45) で与えられる. ここで, Eq. (3.4)~(3.6) は 2 次高調波歪み, 和の相互変調波歪み, 差の相互変調波歪みの平均補正量をそれぞれ表している. 換言すると, Eq. (3.4)~(3.6) は補正前と補正後における 2 次高調波歪み, 和の相互変調波歪み, 差の相互変調波歪みのレベル差をそれぞれ表している. 評価関数 (3.3) が最大となると, Mirror フィルタの平均補正量は最大となる. 次に, 評価関数が増加するようにパラメータを変動させる. 本手法では, パラメータの探索方法として従来法と同様に SA を用いる.

ここで, 具体例として, 周波数分解能を 50 Hz, 周波数を $f_1 = 150$ Hz, $f_2 = 200$ Hz (離散周波数 $m_1 = 3$, $m_2 = 4$), Fig. 3-2 で示されるスペクトルを用いて, 評価関数 (3.3) を算出する. 2 次高調波歪み, 和の相互変調波歪み, 差の相互変調波歪みのレベルはそれぞれ

$$S(2m_2) = S(2 \times 4) = S(8) = -25 \text{ dB (at 400 Hz)},$$

$$\begin{aligned}
S(m_1 + m_2) &= S(3 + 4) = S(7) = -10 \text{ dB (at 350 Hz)}, \\
S(m_2 - m_1) &= S(4 - 3) = S(1) = -20 \text{ dB (at 50 Hz)}, \\
S_L(\mathbf{X}_l, 2m_2) &= S_L(\mathbf{X}_l, 8) = -40 \text{ dB (at 400 Hz)}, \\
S_L(\mathbf{X}_l, m_1 + m_2) &= S_L(\mathbf{X}_l, 7) = -20 \text{ dB (at 350 Hz)}, \\
S_L(\mathbf{X}_l, m_2 - m_1) &= S_L(\mathbf{X}_l, 1) = -40 \text{ dB (at 50 Hz)},
\end{aligned}$$

である。本条件において, Eq. (3.4)~(3.6), すなわち各成分の平均補正量は

$$\begin{aligned}
E_{\text{har}}(\mathbf{X}_l) &= S(8) - S_L(\mathbf{X}_l, 8) = -25 - (-40) = 15 \text{ dB}, \\
E_{\text{sum}}(\mathbf{X}_l) &= S(7) - S_L(\mathbf{X}_l, 7) = -10 - (-20) = 10 \text{ dB}, \\
E_{\text{dif}}(\mathbf{X}_l) &= S(1) - S_L(\mathbf{X}_l, 1) = -20 - (-40) = 20 \text{ dB},
\end{aligned}$$

となり, 評価関数 (3.3) は

$$\begin{aligned}
E_N(\mathbf{X}_l) &= \frac{1}{3} \{E_{\text{har}}(\mathbf{X}_l) + E_{\text{sum}}(\mathbf{X}_l) + E_{\text{dif}}(\mathbf{X}_l)\} \\
&= \frac{1}{3} (15 + 10 + 20) \\
&= 15 \text{ dB},
\end{aligned}$$

となる。

次に, 推定モデル内での計算手順を以下に示す。なお, パラメータベクトル \mathbf{X}_l は Eq. (2.45) により表される。

1. 初期化

初期パラメータベクトル \mathbf{X}_0 を生成し, 開始温度 T_0 における評価値 $E_N(\mathbf{X}_0)$ を求める。ただし, b_2 は負の値, k_2 は正の値で初期値を設定し, 線形パラメータにおいては 2.3.1 で求めたものを初期値とする。

2. 補正前の周波数特性の算出

スイープ正弦波 $u(n)$ を生成し, これを Volterra 核により表されるスピーカモデルに入力し出力 $y(n)$ を得る。そして, $y(n)$ の周波数特性 $S(m)$ を DFT により算出する。

3. 探索

現在のパラメータベクトル \mathbf{X}_l から, 次に推移するパラメータベクトル \mathbf{X}_{l+1} を正規乱数によりランダムに生成する. ここで, b_2, k_2 , 線形パラメータに関して, 符号が逆になった場合は折り返して, b_2 は負の値, k_2 および線形パラメータは正の値となるように設定する.

4. 補正後の周波数特性の算出

スイープ正弦波 $u(n)$ をパラメータベクトル \mathbf{X}_{l+1} を元に設計された Mirror フィルタに通し, 補正信号 $u_{L,C}(n)$ を生成する. そして, $u_{L,C}(n)$ をスピーカモデルに入力し, 出力 $y_L(n)$ を得る. そして, $y_L(n)$ の周波数特性 $S_L(\mathbf{X}_{l+1}, m)$ を DFT により算出する.

5. 評価値の算出

手順 2, 4 で求めた $S(m)$, $S_L(\mathbf{X}_{l+1}, m)$ より, 評価関数 (3.3) を算出する.

6. パラメータの判定

次のパラメータベクトル \mathbf{X}_{l+1} の評価値 $E_N(\mathbf{X}_{l+1})$ と現在のパラメータベクトル \mathbf{X}_l の評価値 $E_N(\mathbf{X}_l)$ との差分 $\Delta E_{N,l}(= E_N(\mathbf{X}_{l+1}) - E_N(\mathbf{X}_l))$ を Eq. (3.7) に代入することで次のパラメータベクトルへの推移確率 P を Eq. (3.7) より求め, 次のパラメータベクトルを受理するか否かを判定する.

$$P(\Delta E_{N,l}, T_k) = \begin{cases} 1 & (\Delta E_{N,l} \geq 0) \\ \frac{1}{1 + \exp(-\frac{\Delta E_{N,l}}{T_k})} & (\text{otherwise}). \end{cases} \quad (3.7)$$

7. 探索プロセスの繰り返し

指定回数だけ, 手順 3 から 6 を繰り返す.

8. クーリング

Eq. (2.50) により温度を下げる. そして, 再度手順 3 から 7 を実行する.

9. 終了

終了温度 T_f に達したら, 評価関数のもっとも大きくなったパラメータベクトル \mathbf{X}_l を最適解 \mathbf{X}_{opt} として, 推定を終了する.



(a) Loudspeaker A



(b) Loudspeaker B

Figure 3-3 Loudspeakers used in this experiment.

3.3 実スピーカシステムによる提案法の性能評価

本節では, 実スピーカシステムによる Volterra 核を利用した密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法の性能評価について述べる. 評価手順を示す. まず, 測定したインピーダンス特性を用いて線形パラメータを求める. 次に, 振動板変位特性を測定し, 振動板変位を利用した推定法を用いて非線形パラメータを求める. さらに, Volterra 核を同定し, Volterra 核を利用した推定法を用いて非線形パラメータを求める. そして, 推定されたパラメータを用いて Mirror フィルタを非線形 2 次 IIR フィルタにより設計し, 検証用信号とフィルタを畳み込み非線形歪み補正信号を生成する. 最後に, 検証用信号および補正信号をスピーカに入力した際の音圧を標準マイクロホンによりそれぞれ測定し, それらを DFT し音圧周波数特性を求め, 非線形歪み補正量を評価する. なお, 本節で使用したスピーカシステムは密閉型スピーカシステム A および B であり, 使用したスピーカシステムの概観を Fig. 3-3 に, 仕様を Table 3-1 に示す. また, 測定機器は Table 3-2 に示したものを使用し, 実験は本研究室の無響箱内 (内寸法: 奥行 1.49 m, 幅 1.3 m, 高さ 1.74 m) で行い, マイクからスピーカまでの距離は 100 cm とした. 以後, 本節では振動板変位特性を利用したパラメータ推定法 [47] を従来法, Volterra 核を利用したパラメータ推定法を提案法と表記する.

Table 3-1 Specifications of loudspeaker systems.

	Loudspeaker A	Loudspeaker B
Diameter	6.5 cm	6.0 cm
Rated power	6 W	5 W
Electrical resistance	4.20 Ω	7.67 Ω
Enclosure volume	0.6 <i>l</i>	9.8 <i>l</i>
Enclosure type	Closed-box	Closed-box

Table 3-2 Measurement equipment.

Sound card	Fireface UCX (RME)
Power amp	A-973 (ONKYO)
Microphone	4191 (B&K)
Pre amp	2669 (B&K)
Mic amp	2690-0F4 (B&K)

3.3.1 密閉型スピーカシステムのパラメータ推定

最初に, 初期線形パラメータ決定のためにインピーダンス特性を測定した. 測定したインピーダンス特性を Fig. 3-4 に, Fig. 3-4 により得られた初期線形パラメータを Table 3-3 に示す.

次に, 従来法で用いる振動板変位特性をレーザ変位計 LK-G80 (KEYENCE 社製) で測定した. なお, スピーカシステム A への入力信号として周波数 $f_a = 172$ Hz および $f_b = 391$ Hz の複合正弦波を, スピーカシステム B への入力信号として周波数 $f_a = 188$ Hz および $f_b = 344$ Hz の複合正弦波をそれぞれ用いた. また, スピーカシステム A への入力電圧を 4.4 V, スピーカシステム B への入力電圧を 5.1 V に設定した. スピーカシステム A, B の入力周波数および電圧が異なるのは, それぞれのスピーカシステムで最低共振周波数, 定格電圧および歪みの現れ方が異なるためである.

次に, 提案法で用いる Volterra 核を周波数応答法により同定した. Volterra 核の

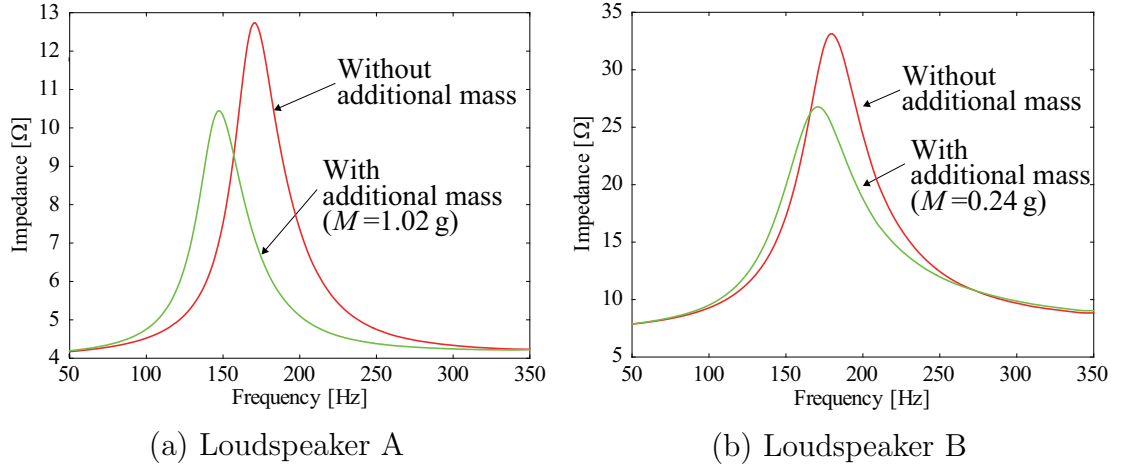


Figure 3-4 Impedance characteristics.

Table 3-3 Initial linear parameters.

	Loudspeaker A	Loudspeaker B
ω_0	1,082 rad/s	1,139 rad/s
Q_0	1.95	1.09
Q_m	5.93	4.69
R_e	4.20 Ω	7.67 Ω
R_m	0.53 Ns/m	0.51 Ns/m
m_0	2.91×10^{-3} kg	2.11×10^{-3} kg
K_0	3,405 N/m	2,736 N/m
Bl_0	2.13 Wb/m	3.60 Wb/m

同定条件を Table 3-4 に、同定された Volterra 核を Fig. 3-5 および 3-6 にそれぞれ示す. なお, 先述のとおり, スピーカシステム A については入力電圧を 4.4 V, スピーカシステム B については 5.0 V と異なる値とした.

次に, 初期線形パラメータ, 振動板変位特性および Volterra 核を用いて, 従来法および提案法によるパラメータ推定を行った. スピーカシステム A のパラメータ探索条件を Table 3-5 に, スピーカシステム B のパラメータ探索条件を Table 3-6 にそれぞれ示す. なお, Iteration count は各温度 T_k におけるパラメータの更新回数を表す. 従来法では, 温度更新係数 $\delta = 0.9$ より温度 T_k は $T_0 = 100$ から $T_f = 1.0$ まで

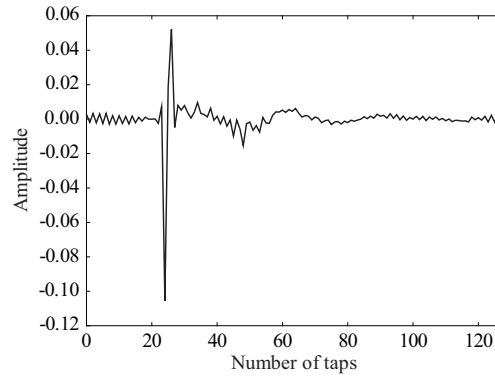
Table 3-4 Identification conditions.

Sampling frequency f_s	8,000 Hz
Frequency range	63–3,938 Hz
Tap length of first-order Volterra kernel N	128
Tap length of second-order Volterra kernel $N \times N$	128×128

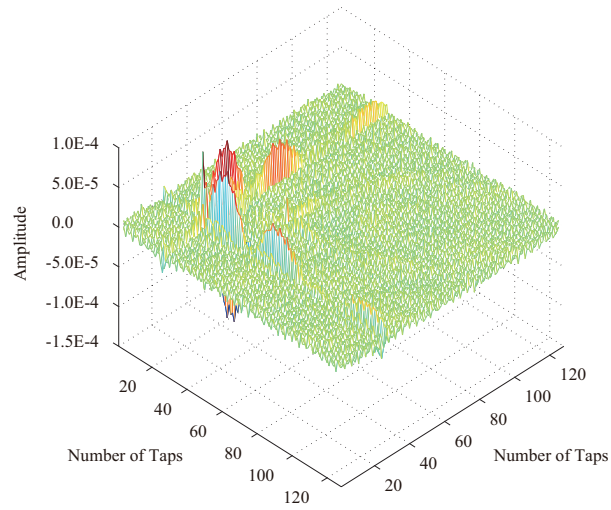
Table 3-5 Search conditions for linear and nonlinear parameters (loudspeaker A).

Initial virtual temperature T_0	100
Final virtual temperature T_f (conventional)	1.0
Final virtual temperature T_f (proposed)	0.1
Virtual temperature update coefficient δ	0.9
Iteration count N_t (conventional)	2,000
Iteration count N_t (proposed)	100
Initial values of nonlinear parameters	
$b_{1,0}, k_{1,0}$	0.0
$b_{2,0}$	-5.0×10^4
$k_{2,0}$	5.0×10^4

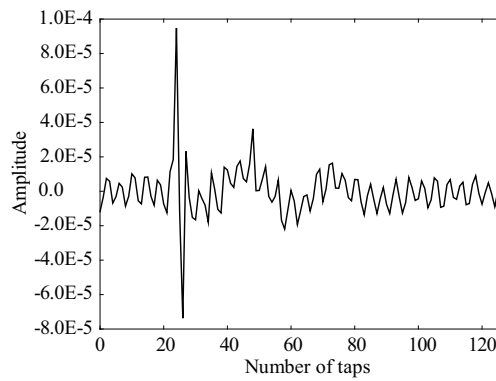
44回更新される。すなわち、パラメータベクトル \mathbf{X}_l は $44 \times 2,000 = 88,000$ 回更新される。また、スピーカシステム A に提案法を適用した場合、温度更新係数 $\delta = 0.9$ より温度 T_k は $T_0 = 100$ から $T_f = 0.1$ まで 65 回更新され、パラメータベクトル \mathbf{X}_l は $65 \times 100 = 6,500$ 回更新される。スピーカシステム B に提案法を適用した場合、温度更新係数 $\delta = 0.9$ より温度 T_k は $T_0 = 100$ から $T_f = 1.0 \times 10^{-3}$ まで 109 回更新され、パラメータベクトル \mathbf{X}_l は $109 \times 100 = 10,900$ 回更新される。また、提案法における周波数の設定はスピーカシステム A, B ともに Table 3-7 に示すものとした。従来法では評価関数がもっとも小さくなったパラメータベクトルを、提案法では評価関数がもっとも大きくなったパラメータベクトルをそれぞれ最適パラメータベクトル \mathbf{X}_{opt} とした。スピーカシステム A および B のパラメータ推定における評価関数の推移を Fig. 3-7 および 3-8 にそれぞれ示す。Fig. 3-7 および 3-8 より、スピーカシステム A, B のパラメータ推定ともに従来法、提案法の評価値が十分に



(a) First-order

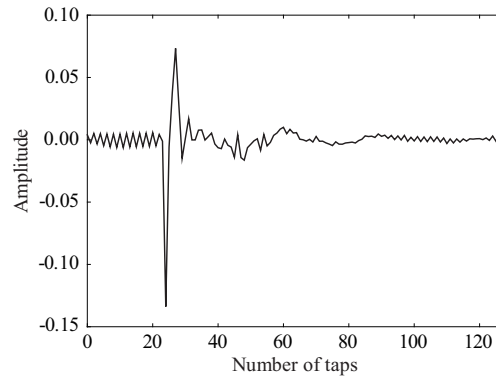


(b) Second-order (overall)

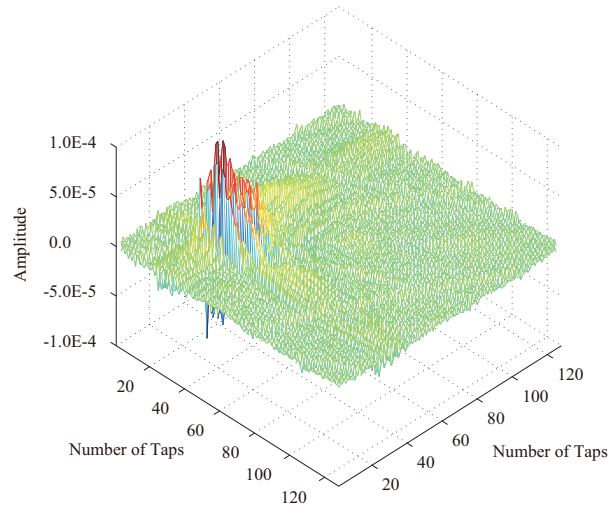


(c) Second-order (main diagonal component)

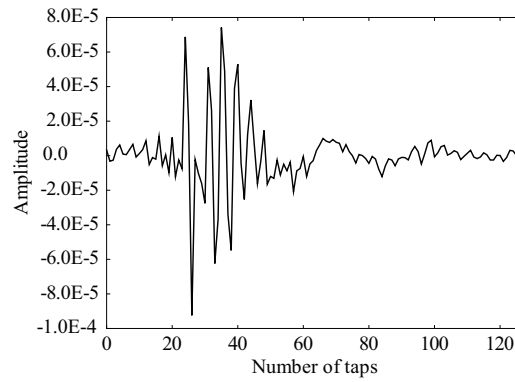
Figure 3-5 Identified Volterra kernels (loudspeaker A).



(a) First-order



(b) Second-order (overall)



(c) Second-order (main diagonal component)

Figure 3-6 Identified Volterra kernels (loudspeaker B).

Table 3-6 Search conditions for linear and nonlinear parameters (loudspeaker B).

Initial virtual temperature T_0	100
Final virtual temperature T_f (conventional)	1.0
Final virtual temperature T_f (proposed)	1.0×10^{-3}
Virtual temperature update coefficient δ	0.9
Iteration count N_t (conventional)	2,000
Iteration count N_t (proposed)	100
Initial values of nonlinear parameters	
$b_{1,0}, k_{1,0}$	0.0
$b_{2,0}$	-5.0×10^4
$k_{2,0}$	5.0×10^4

収束していることがわかる。しかし, Fig. 3-7(a) は探索終了時の評価値が約 2.7 であり, Fig. 3-8(a) の 0.4 に比べ高い値となっていることがわかる。これは, 推定で用いた振動板変位特性の問題が挙げられる。すなわち, レーザ変位計による振動板変位の測定では, 大気中の埃によるレーザの散乱などにより SNR (Signal-to-Noise Ratio) が低下する可能性があり, スピーカシステム A の変位特性についても埃により SNR が低下した可能性がある。特に, 基底成分に比べ非線形歪み成分は相対的に振幅レベルが小さくなるため, このような散乱の影響は大きくなると考えられる。また, Fig. 3-7(b) および Fig. 3-8(b) より, 提案法における評価値の大きさがスピーカシステム A, B で異なることがわかる。これは, スピーカシステム毎に歪みレベルが異なり, 歪み補正が比較的容易なもの, 逆に歪み補正が難しいものが存在することに起因する。

推定されたスピーカシステム A の線形, 非線形パラメータを Table 3-8 に, スピーカシステム B の線形, 非線形パラメータを Table 3-9 にそれぞれ示す。また, 推定された非線形パラメータによる力係数 $Bl(x)$ および $K(x)$ を Eq. (3.8)~(3.15) に示す。なお, 下付きの c は従来法を, p は提案法を, A はスピーカシステム A を, B はスピーカシステム B をそれぞれ示す。

Table 3-7 Frequency set for the proposed method.

Fixed frequency f_1	63 Hz
Swept frequency f_2	63–500 Hz
Discrete frequency m_1	1
Discrete frequency m_2	1–8
Number of frequency bins M_{har}	8
Number of frequency bins M_{sum}	8
Number of frequency bins M_{dif}	7

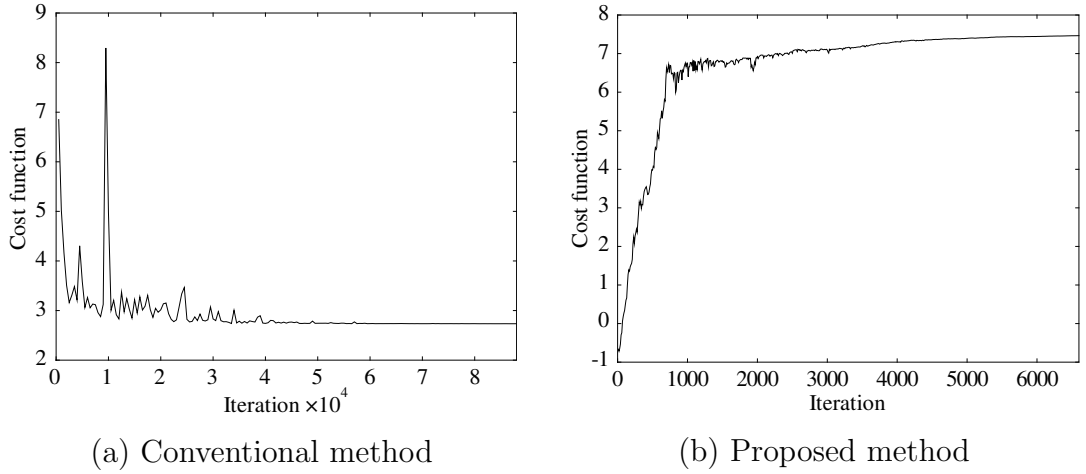


Figure 3-7 Dynamics of the cost functions (loudspeaker A).

$$Bl_{c,A}(x) = Bl_{0,\text{opt},c,A}(1 - 153x - 48100x^2), \quad (3.8)$$

$$K_{c,A}(x) = K_{0,\text{opt},c,A}(1 + 7x + 37000x^2), \quad (3.9)$$

$$Bl_{p,A}(x) = Bl_{0,\text{opt},p,A}(1 - 96x - 48900x^2), \quad (3.10)$$

$$K_{p,A}(x) = K_{0,\text{opt},p,A}(1 - 52x + 47600x^2), \quad (3.11)$$

$$Bl_{c,B}(x) = Bl_{0,\text{opt},c,B}(1 - 123x - 54200x^2), \quad (3.12)$$

$$K_{c,B}(x) = K_{0,\text{opt},c,B}(1 - 112x + 31200x^2), \quad (3.13)$$

$$Bl_{p,B}(x) = Bl_{0,\text{opt},p,B}(1 - 29x - 51300x^2), \quad (3.14)$$

$$K_{p,B}(x) = K_{0,\text{opt},p,B}(1 - 118x + 49000x^2). \quad (3.15)$$

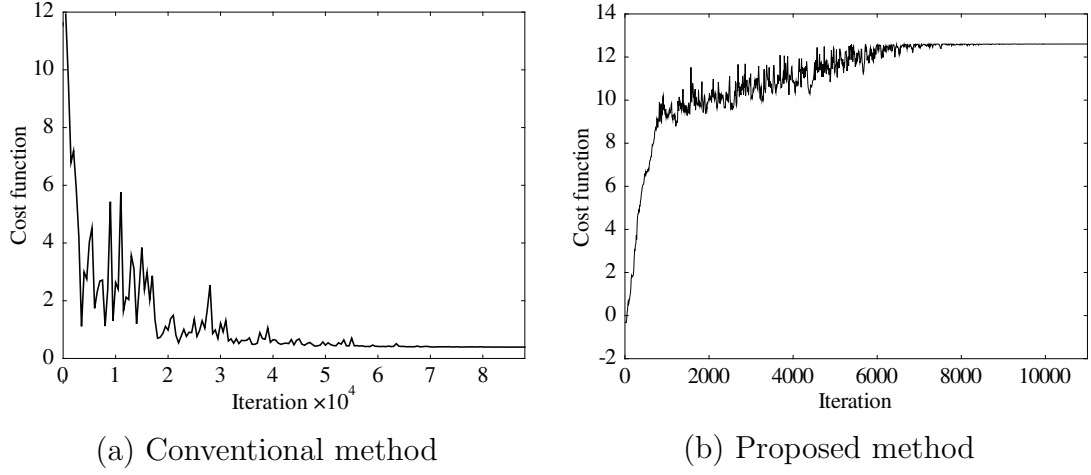


Figure 3-8 Dynamics of the cost functions (loudspeaker B).

Table 3-8 Estimated linear and nonlinear parameters (loudspeaker A).

	Conventional	Proposed
$\omega_{0,\text{opt}}$	1,077 rad/s	1,082 rad/s
$Q_{0,\text{opt}}$	1.38	1.96
$Q_{m,\text{opt}}$	4.13	5.91
$R_{e,\text{opt}}$	3.82 Ω	4.20 Ω
$R_{m,\text{opt}}$	0.72 Ns/m	0.53 Ns/m
$m_{0,\text{opt}}$	2.75×10^{-3} kg	2.91×10^{-3} kg
$K_{0,\text{opt}}$	3,196 N/m	3,406 N/m
$Bl_{0,\text{opt}}$	2.34 Wb/m	2.13 Wb/m
$b_{1,\text{opt}}$	-153 /m	-96 /m
$b_{2,\text{opt}}$	-48,100 /m ²	-48,900 /m ²
$k_{1,\text{opt}}$	7 /m	-52 /m
$k_{2,\text{opt}}$	37,000 /m ²	47,600 /m ²

一般的に、実スピーカシステムの非線形パラメータの真値を知ることは非常に難しい。しかし、[26] に示されるような典型的な非線形パラメータの特性があり、推定された非線形パラメータがこの特性から大きく外れていなければ、今回の推定で得られたパラメータはある程度妥当なものであるといえる。Eq. (3.8)~(3.15) を用いて、非線形パラメータと振動板変位の関係をプロットした。その結果を Fig. 3-9

Table 3-9 Estimated linear and nonlinear parameters (loudspeaker B).

	Conventional	Proposed
$\omega_{0,\text{opt}}$	1,132 rad/s	1,139 rad/s
$Q_{0,\text{opt}}$	1.14	1.09
$Q_{m,\text{opt}}$	4.95	4.68
$R_{e,\text{opt}}$	7.71 Ω	7.67 Ω
$R_{m,\text{opt}}$	0.28 Ns/m	0.51 Ns/m
$m_{0,\text{opt}}$	1.23×10^{-3} kg	2.11×10^{-3} kg
$K_{0,\text{opt}}$	1,573 N/m	2,736 N/m
$Bl_{0,\text{opt}}$	2.69 Wb/m	3.60 Wb/m
$b_{1,\text{opt}}$	-123 /m	-29 /m
$b_{2,\text{opt}}$	-54,200 /m ²	-51,300 /m ²
$k_{1,\text{opt}}$	-112 /m	-118 /m
$k_{2,\text{opt}}$	31,200 /m ²	49,000 /m ²

および 3-10 に示す。Fig. 3-9 および 3-10 より、これらの非線形パラメータは [26] で示される典型的な非線形パラメータの特性にある程度近い特性となっていることがわかる。すなわち、力係数、ステイフネスの特性が振動板変位の 2 次関数となっていることがわかる。なお、推定精度が低い場合はこれらの特性が 1 次関数的なものになる場合がある。これは、 $|b_2|$ 、 $|k_2|$ が非常に小さくなった場合、あるいは $|b_1|$ 、 $|k_1|$ が非常に大きくなった場合に相当する。

次に、推定された線形・非線形パラメータを非線形微分方程式に代入し振動板変位特性を求め、実測振動板変位特性と比較した。振動板変位特性を Fig. 3-11 および 3-12 に示す。Fig. 3-11 より、従来法のパラメータにより算出された振動板変位特性は、提案法のパラメータにより算出された振動板変位特性に比べ実測特性に近い特性となっていることがわかる。しかし、従来法では実測特性との平均誤差が約 2.1 dB、提案法では約 3.4 dB となっている。また、Fig. 3-12 より、従来法のパラメータにより算出された振動板変位特性は、提案法のパラメータにより算出された振動板変位特性に比べ実測特性に近い特性となっていることがわかる。特に、Fig. 3-11 と比べ従来法のパラメータが入力周波数だけでなく 2 次高調波歪み、和の相互変調波

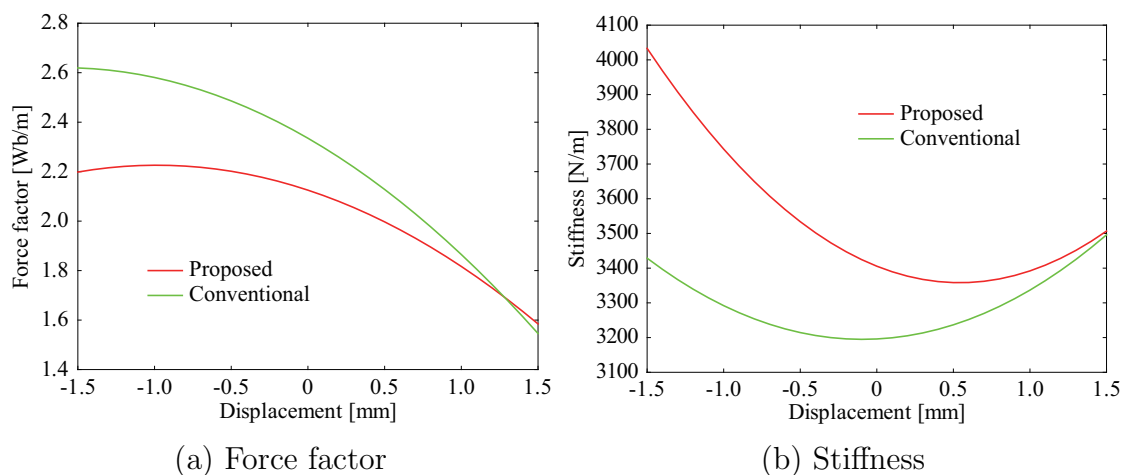


Figure 3-9 Relationship between the estimated nonlinear parameters and the displacement of the diaphragm (loudspeaker A).

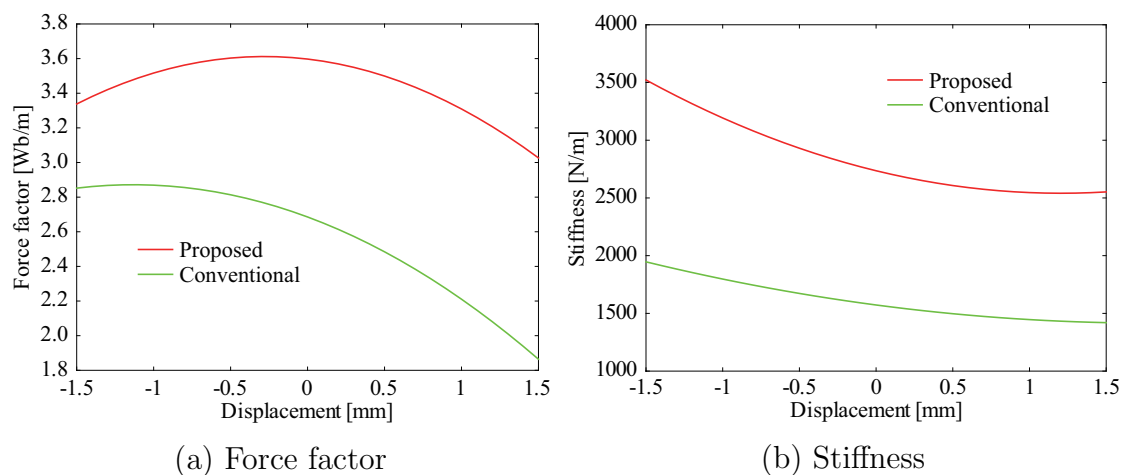


Figure 3-10 Relationship between the estimated nonlinear parameters and the displacement of the diaphragm (loudspeaker B).

歪みをよく再現していることがわかる。このときの平均誤差は、従来法で約 0.3 dB, 提案法では約 4.2 dB となっている。

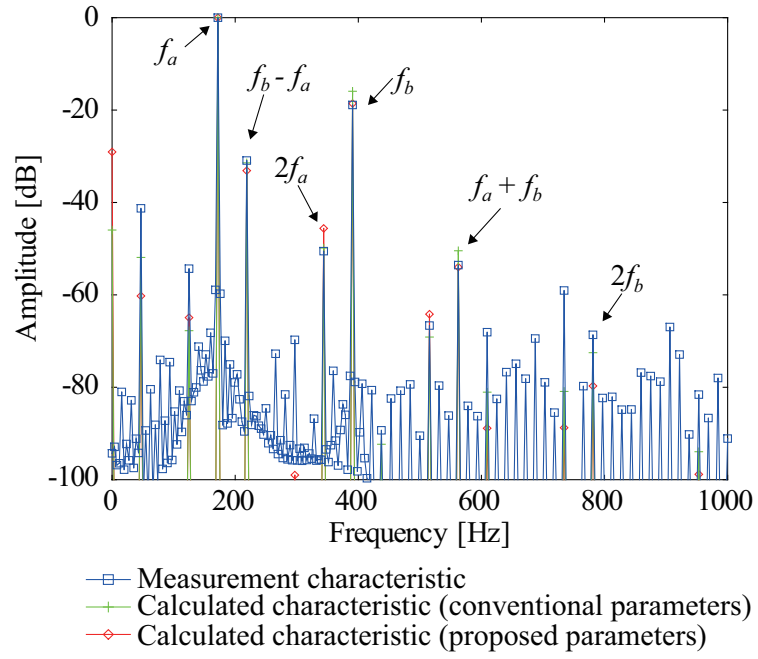


Figure 3-11 Spectra of the displacement of the diaphragm (loudspeaker A).

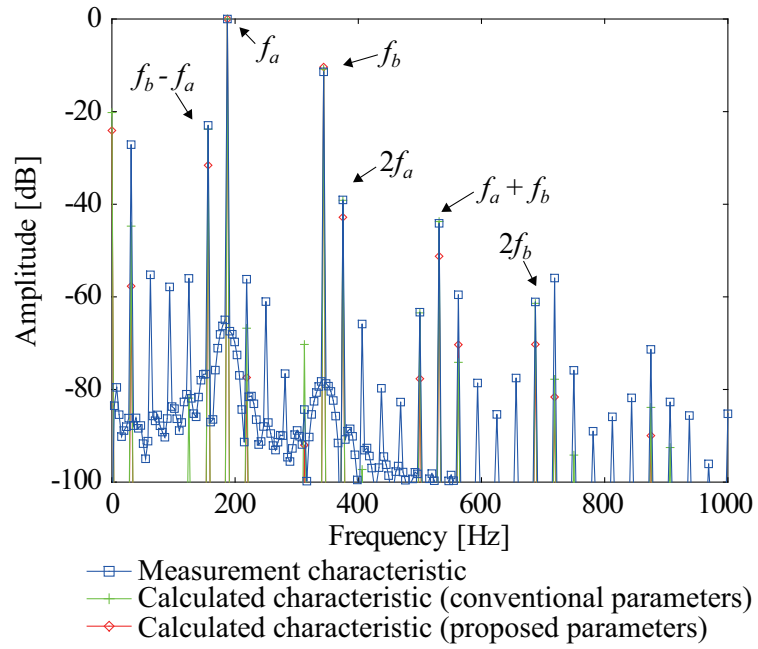


Figure 3-12 Spectra of the displacement of the diaphragm (loudspeaker B).

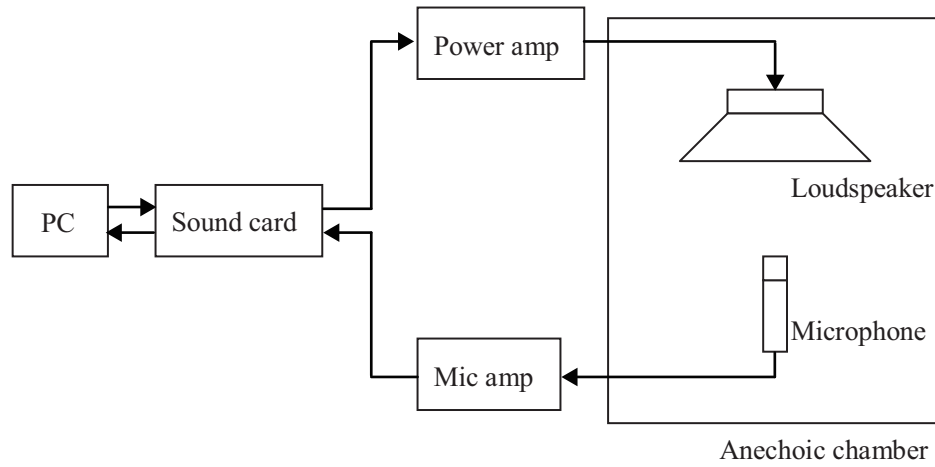


Figure 3-13 Composition of experimental equipment.

Table 3-10 Measurement conditions used for compensating nonlinear distortions.

	Loudspeaker A	Loudspeaker B
Input signal	Swept sinusoidal wave	Swept sinusoidal wave
Sampling frequency f_s	8,000 Hz	8,000 Hz
Fixed frequency f_1	63 Hz	63 Hz
Swept frequency f_2	31–602 Hz	31–602 Hz
Input voltage	4.4 V	5.0 V

3.3.2 非線形歪み補正実験

従来法および提案法により推定されたパラメータを用いて非線形 2 次 IIR フィルタを設計し、それぞれのパラメータを用いた場合の非線形歪み補正効果を検証した。本検証では、検証用信号として Eq. (3.2) で示されるスイープ正弦波を用いた。測定条件を Table 3-10 に示す。本実験では、パラメータ推定時とは異なる電圧、固定周波数を用いた場合の非線形歪み補正効果の違いについても検討する。なお、本検証では 2 次非線形歪みのみを考慮した。測定された非線形歪みの音圧周波数特性を Fig. 3-14, 3-15 に、平均補正量を Table 3-11, 3-12 にそれぞれ示す。Fig. 3-14, Table 3-11 より、スピーカシステム A においては提案法による推定パラメータを用

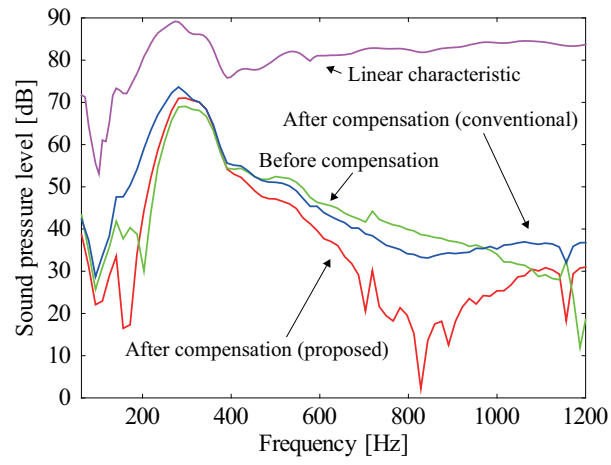
Table 3-11 Average amounts of compensation for nonlinear distortion (loudspeaker A).

	Conventional	Proposed
2nd-order harmonic distortion	-2.2 dB	7.2 dB
2nd-order intermodulation distortion (sum)	-1.3 dB	2.8 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)	2.4 dB	4.1 dB
Average	-0.4 dB	4.7 dB

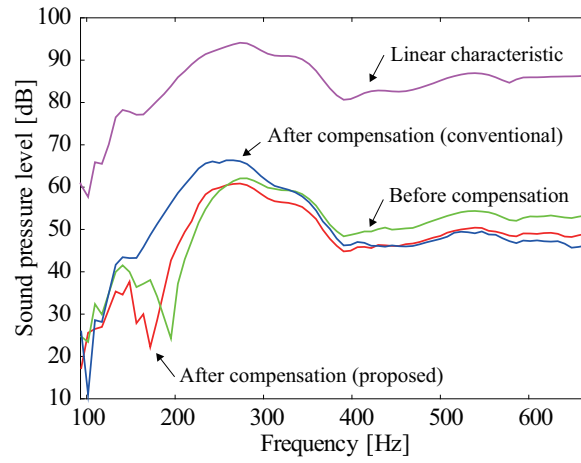
Table 3-12 Average amounts of compensation for nonlinear distortion (loudspeaker B).

	Conventional	Proposed
2nd-order harmonic distortion	-5.1 dB	1.5 dB
2nd-order intermodulation distortion (sum)	1.7 dB	4.2 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)	11.3 dB	4.1 dB
Average	2.6 dB	3.3 dB

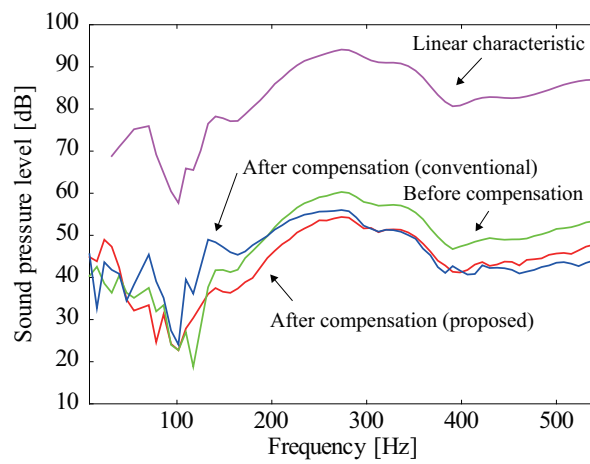
いることで従来法による推定パラメータを用いた場合に比べ非線形歪み補正効果が約 2~5 dB 高くなっていることがわかる。Fig. 3-15, Table 3-12 より、スピーカシステム B においては提案法による推定パラメータを用いることで従来法による推定パラメータを用いた場合に比べ高調波歪み補正効果および和の相互変調波歪み補正効果が約 3~7 dB 高くなっていることがわかる。しかし、スピーカシステム B の差の相互変調波歪み補正効果は従来法による推定パラメータを用いた場合のほうが高いことがわかる。換言すると、従来法による推定パラメータは差の相互変調波歪み補正に特化されたパラメータであるといえる。本来、スピーカシステムは音楽鑑賞などに用いるため、このような特定の歪みのみを補正するパラメータは実用的でないといえる。



(a) 2nd-order harmonic distortion

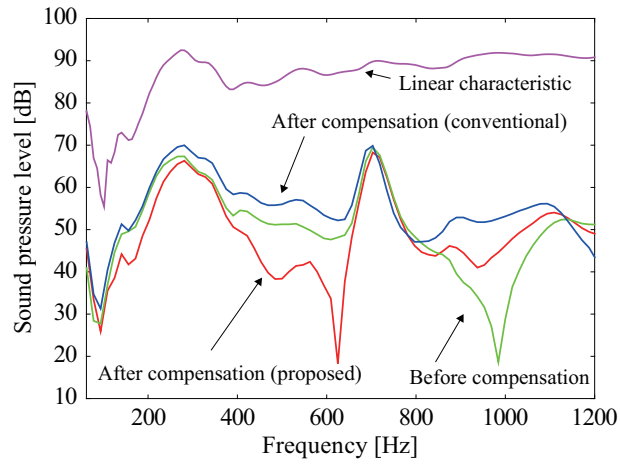


(b) 2nd-order intermodulation distortion (sum)

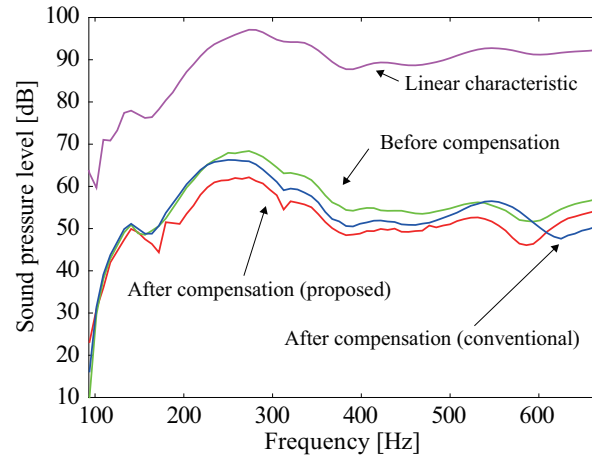


(c) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

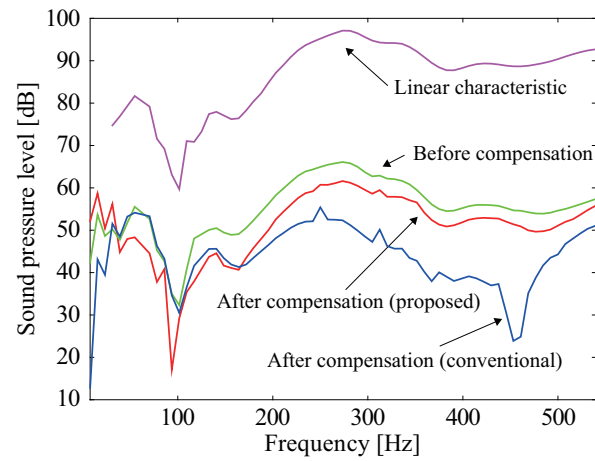
Figure 3-14 Effectiveness in compensating nonlinear distortions (loudspeaker A).



(a) 2nd-order harmonic distortion



(b) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(c) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

Figure 3-15 Effectiveness in compensating nonlinear distortions (loudspeaker B).

Table 3-13 Average amounts of compensation for nonlinear distortion (loudspeaker A, 3.1 V).

	Conventional	Proposed
2nd-order harmonic distortion	-1.3 dB	6.0 dB
2nd-order intermodulation distortion (sum)	0.9 dB	2.7 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)	3.1 dB	4.2 dB
Average	0.9 dB	4.3 dB

Table 3-14 Average amounts of compensation for nonlinear distortion (loudspeaker B, 4.0 V).

	Conventional	Proposed
2nd-order harmonic distortion	-3.1 dB	3.1 dB
2nd-order intermodulation distortion (sum)	3.2 dB	5.2 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)	9.3 dB	4.3 dB
Average	3.1 dB	4.2 dB

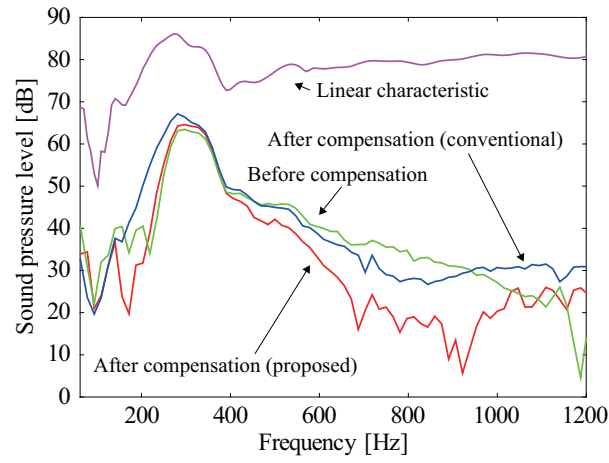
次にパラメータ推定時とは異なる電圧における補正効果を検討する。なお、スピーカシステム A に対しては入力電圧 3.1 V および 5.5 V を、スピーカシステム B に対しては入力電圧 4.0 V および 6.3 V を選んだ。測定された非線形歪みの音圧周波数特性を Fig. 3-16~3-19 に、平均補正量を Table 3-13~3-16 にそれぞれ示す。Fig. 3-16~3-19, Table 3-13~3-16 より、電圧を変化させても、提案法による推定パラメータを用いた場合と従来法による推定パラメータを用いた場合の補正効果は大きく変化しないことがわかる。よって、従来法、提案法の両手法により推定されたパラメータは電圧変化に対して追従可能であることがわかる。

Table 3-15 Average amounts of compensation for nonlinear distortion (loudspeaker A, 5.5 V).

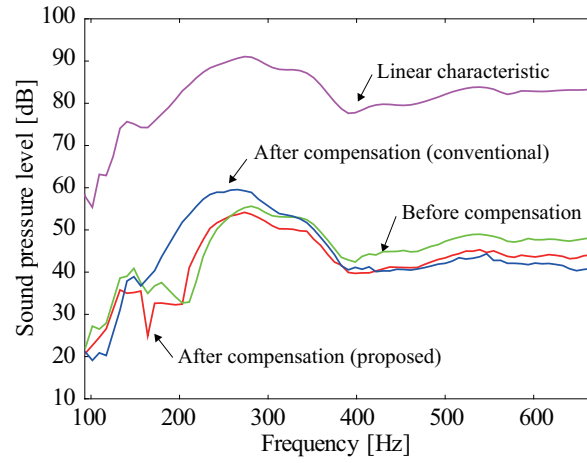
	Conventional	Proposed
2nd-order harmonic distortion	-4.3 dB	4.7 dB
2nd-order intermodulation distortion (sum)	-1.2 dB	2.7 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)	3.1 dB	6.8 dB
Average	-0.8 dB	4.7 dB

Table 3-16 Average amounts of compensation for nonlinear distortion (loudspeaker B, 6.3 V).

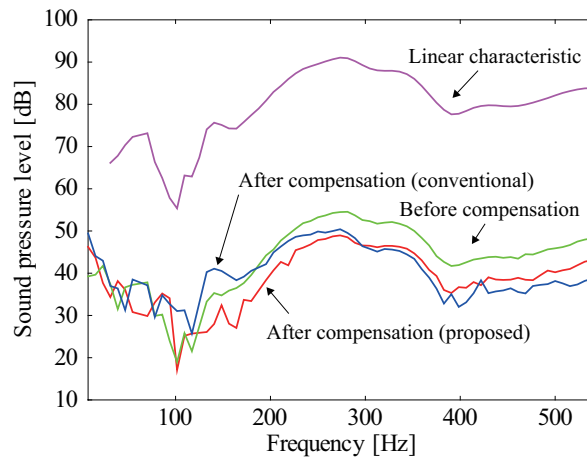
	Conventional	Proposed
2nd-order harmonic distortion	-2.7 dB	2.2 dB
2nd-order intermodulation distortion (sum)	0.9 dB	3.9 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)	8.2 dB	5.2 dB
Average	2.1 dB	3.8 dB



(a) 2nd-order harmonic distortion

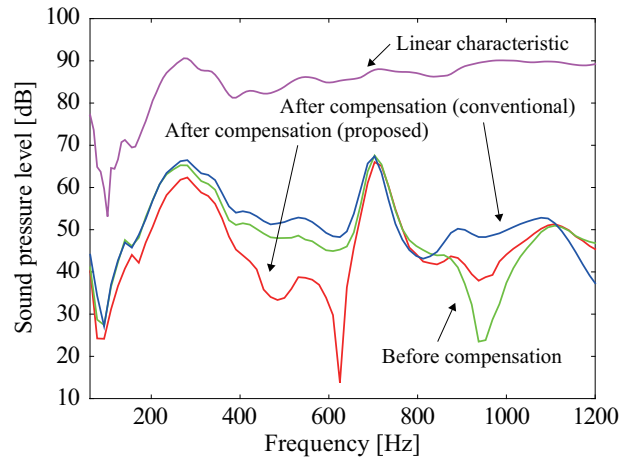


(b) 2nd-order intermodulation distortion (sum)

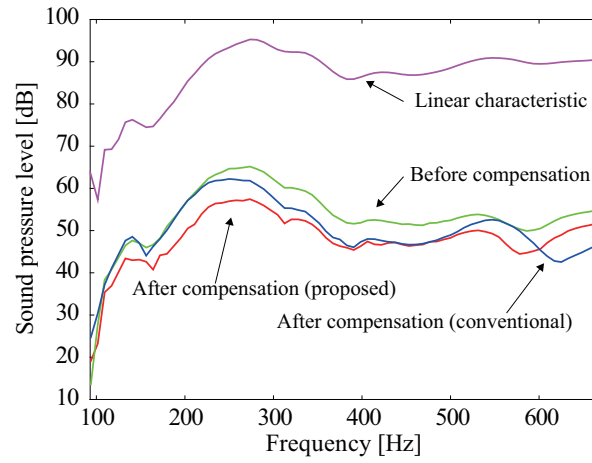


(c) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

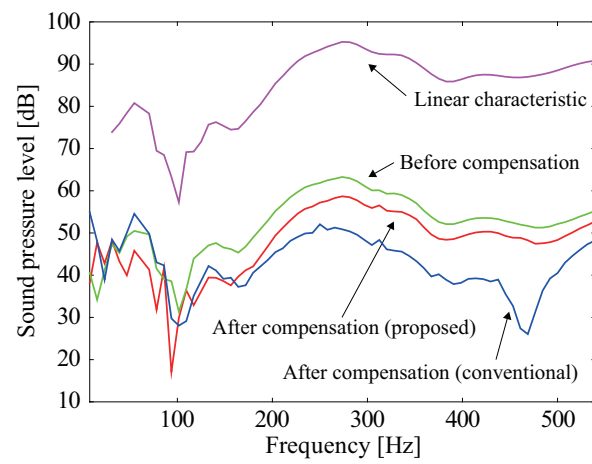
Figure 3-16 Effectiveness in compensating nonlinear distortions (loudspeaker A, 3.1 V).



(a) 2nd-order harmonic distortion

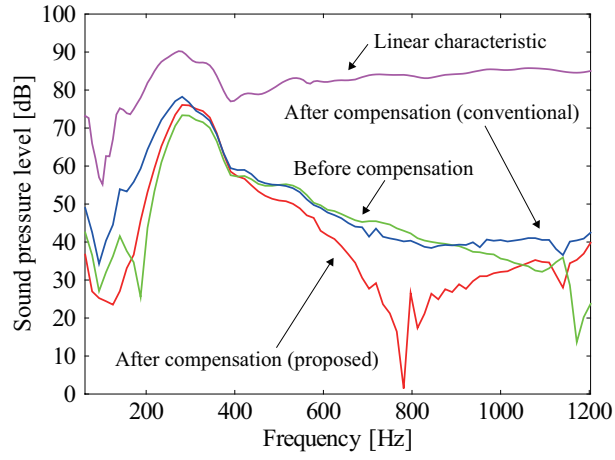


(b) 2nd-order intermodulation distortion (sum)

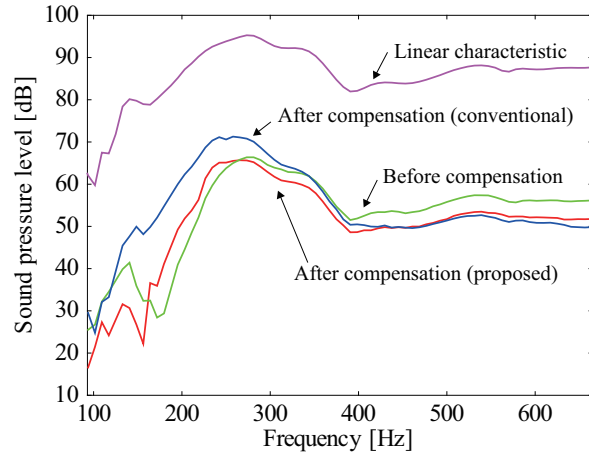


(c) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

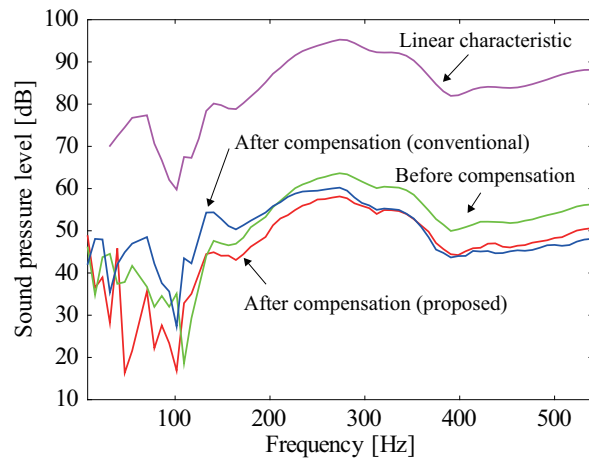
Figure 3-17 Effectiveness in compensating nonlinear distortions (loudspeaker B, 4.0 V).



(a) 2nd-order harmonic distortion

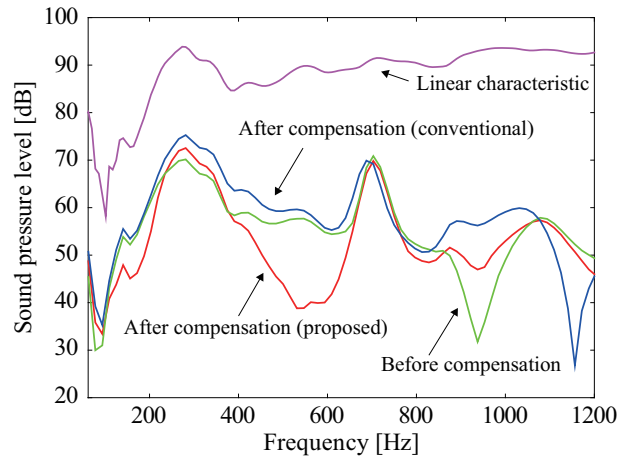


(b) 2nd-order intermodulation distortion (sum)

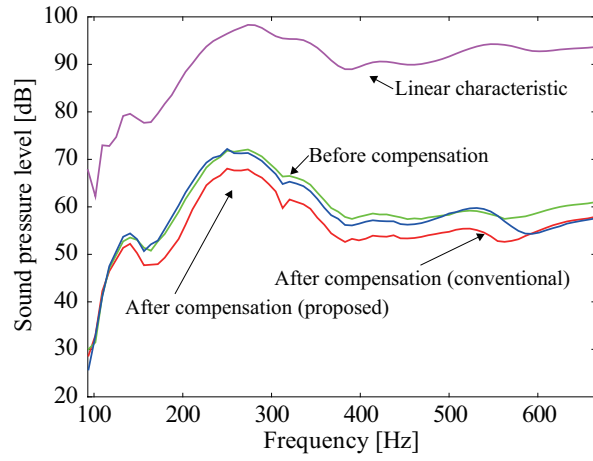


(c) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

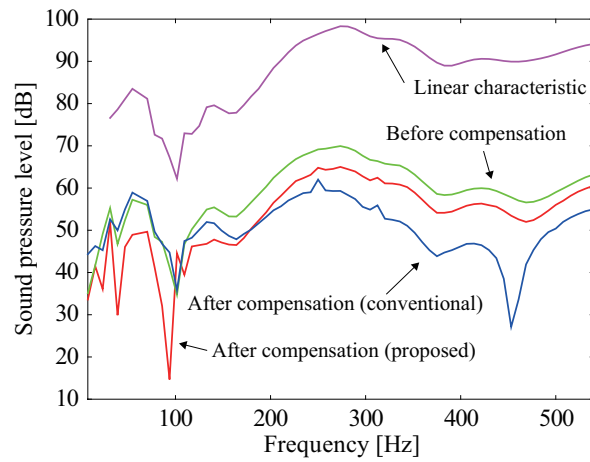
Figure 3-18 Effectiveness in compensating nonlinear distortions (loudspeaker A, 5.5 V).



(a) 2nd-order harmonic distortion



(b) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(c) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

Figure 3-19 Effectiveness in compensating nonlinear distortions (loudspeaker B, 6.3 V).

Table 3-17 Average amounts of compensation for nonlinear distortion (loudspeaker A, fixed frequency = 188 Hz).

	Conventional	Proposed
2nd-order intermodulation distortion (sum)	-0.8 dB	1.4 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)	9.4 dB	8.6 dB
Average	4.3 dB	5.0 dB

最後に、固定周波数を変化させた場合の相互変調波歪み補正効果の変化を検討する。なお、固定周波数は 188 Hz, 305 Hz の 2 種類を選んだ。測定された非線形歪みの音圧周波数特性を Fig. 3-20~3-23 に、平均補正量を Table 3-17~3-20 にそれぞれ示す。Fig. 3-20~3-22, Table 3-17~3-19 より、スピーカシステム A において提案法による推定パラメータを用いることで、非線形歪み補正効果が従来法と同等か従来法に比べ約 2~6 dB 改善されることがわかる。Fig. 3-21~3-23, Table 3-18~3-20 より、スピーカシステム B において提案法による推定パラメータを用いることで、非線形歪み補正効果が従来法に比べ約 2~10 dB 改善されることがわかる。

ここで、スピーカシステム B においては従来法のパラメータは実測振動板変位特性をよく再現しているにも関わらず、非線形歪み補正効果は提案法のパラメータに比べ低くなっていることに着目する。これは、従来法の推定を行った際に、線形パラメータを大きく変化させることで実測振動板変位特性に近づけたことにより、非線形歪み補正効果が低減したと考えられる。実際に、力係数は初期値に比べ約 25 %小さくなっている。また、スティフネスは初期値に比べ約 42 %小さくなっている。それに対し、提案法において力係数、スティフネスともに初期値と等しいことがわかる。すなわち、従来法、提案法ともに線形パラメータの更新にも注意を払う必要がある。

以上の結果より、提案法は Mirror フィルタで用いる動電型スピーカシステムのパラメータの推定法として有効であることが示された。

Table 3-18 Average amounts of compensation for nonlinear distortion (loudspeaker B, fixed frequency = 188 Hz).

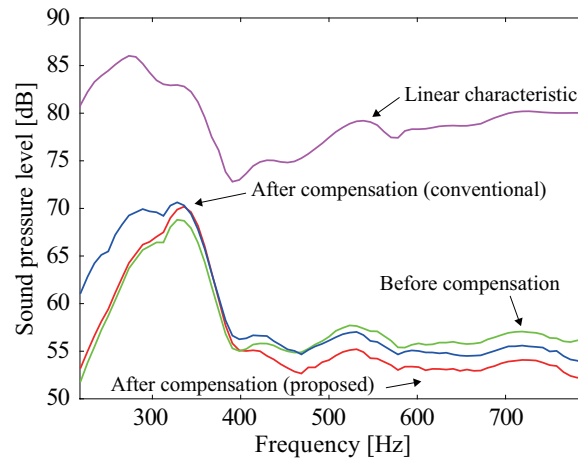
	Conventional	Proposed
2nd-order intermodulation distortion (sum)	-3.9 dB	4.5 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)	1.4 dB	5.0 dB
Average	-1.3 dB	4.8 dB

Table 3-19 Average amounts of compensation for nonlinear distortion (loudspeaker A, fixed frequency = 305 Hz).

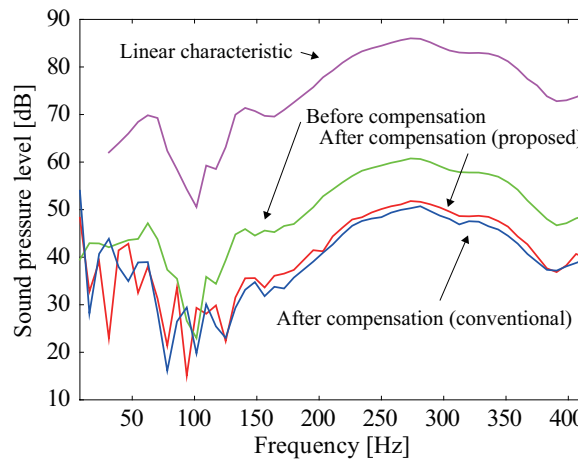
	Conventional	Proposed
2nd-order intermodulation distortion (sum)	2.0 dB	8.4 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)	-1.0 dB	1.6 dB
Average	0.5 dB	5.0 dB

Table 3-20 Average amounts of compensation for nonlinear distortion (loudspeaker B, fixed frequency = 305 Hz).

	Conventional	Proposed
2nd-order intermodulation distortion (sum)	-2.0 dB	7.5 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)	1.6 dB	3.7 dB
Average	-0.2 dB	5.6 dB

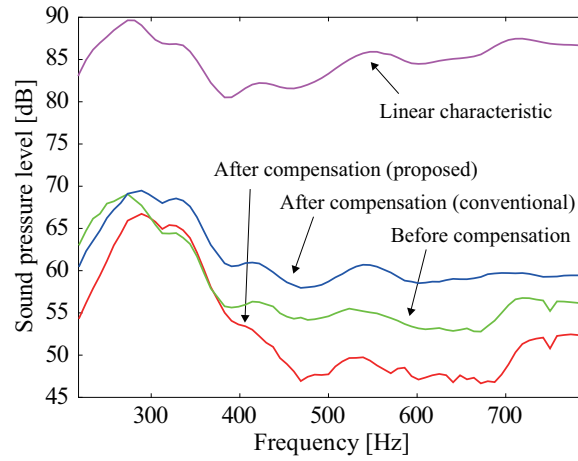


(a) 2nd-order intermodulation distortion (sum)

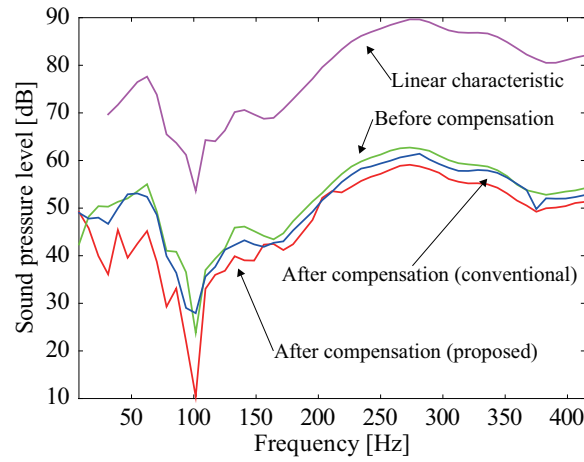


(b) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

Figure 3-20 Effectiveness in compensating nonlinear distortions (loudspeaker A, fixed frequency = 188 Hz).

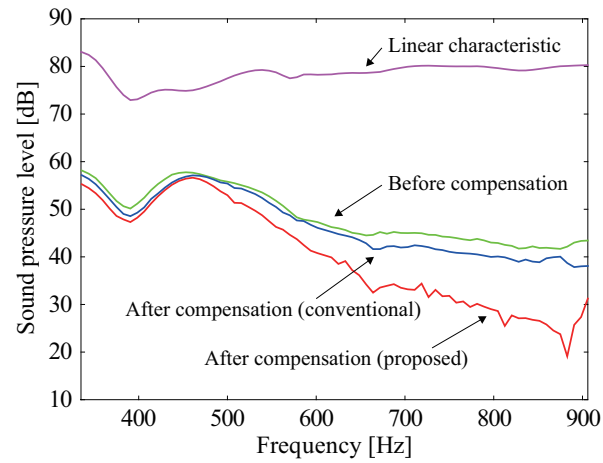


(a) 2nd-order intermodulation distortion (sum)

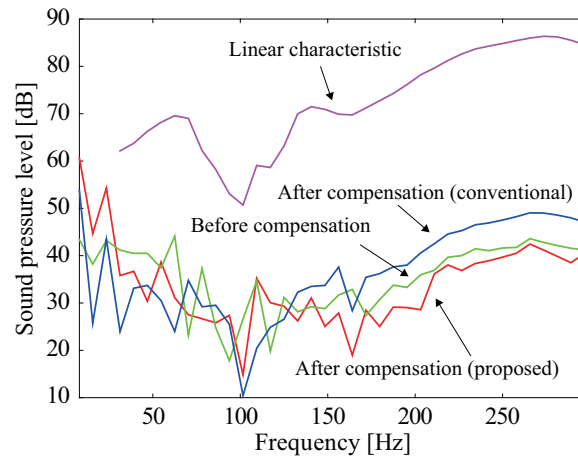


(b) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

Figure 3-21 Effectiveness in compensating nonlinear distortions (loudspeaker B, fixed frequency = 188 Hz).

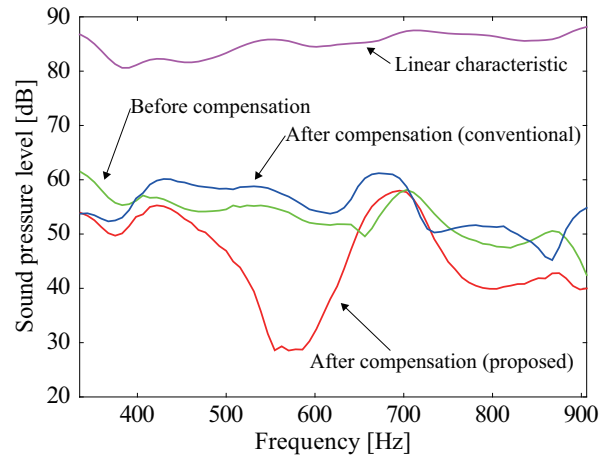


(a) 2nd-order intermodulation distortion (sum)

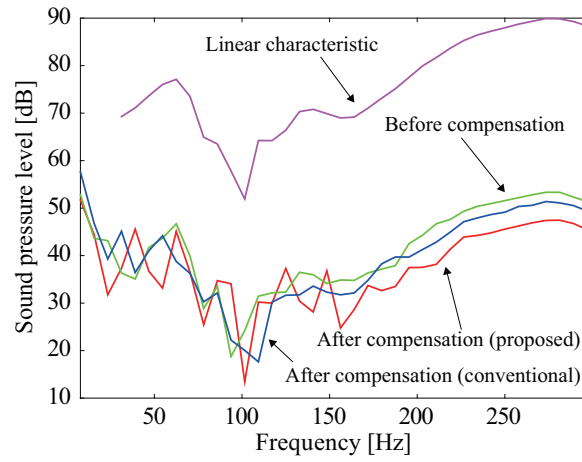


(b) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

Figure 3-22 Effectiveness in compensating nonlinear distortions (loudspeaker A, fixed frequency = 305 Hz).



(a) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(b) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

Figure 3-23 Effectiveness in compensating nonlinear distortions (loudspeaker B, fixed frequency = 305 Hz).

3.4 結言

本章では, スピーカシステムの Volterra 核をスピーカモデルとして使用し, 計算機シミュレーションにより得られた非線形歪み補正量を評価関数として用いるスピーカシステムのパラメータ推定法を提案した. そして, 実スピーカシステムを用いてパラメータ推定を行い, 推定パラメータを用いた Mirror フィルタによる非線形歪み補正実験を行い, その補正効果について検討した. その結果, 提案法による推定パラメータを用いることで従来の振動板変位特性を用いた手法による推定パラメータを用いた場合に比べ約 2~5 dB 非線形歪み補正効果が改善された. また, 固定周波数を変化させた場合においても, 提案法による推定パラメータを用いることで従来法による推定パラメータを用いた場合に比べ約 2~6 dB 非線形歪み補正効果が改善され, 提案法はスピーカシステムのパラメータ推定法として十分な性能を有することが示された.

しかし, 今回の検証では Volterra 核を 2 次までで打ち切っているため, より正確なパラメータを得るためには, より高次の Volterra 核を用いる必要があると考えられる. 特に, 3 次非線形歪みの聴覚的な影響は大きいといわれているため, 3 次 Volterra 核まで用いたパラメータ推定法の検証が必要と思われる. また, 提案法は Simulated annealing によりパラメータを探索しているため, 初期値の設定によっては Mirror フィルタで用いることができるパラメータが推定されない場合がある. よって, 今後より正確なスピーカシステムのパラメータ推定が必要であるといえ, 具体的には凸最適化などの手法によるパラメータ推定法を考案する必要がある.

ところで, 本章では Mirror フィルタを非線形 2 次 IIR フィルタにより実現したが, その非線形歪み補正効果が低域に限定されていることが [48] で報告されている. その原因として, 非線形 2 次 IIR フィルタでは中高域における自己インダクタンスの非線形性を考慮していないことが挙げられる. そこで次章では, 自己インダクタンスの非線形性を考慮した Mirror フィルタの実現法として非線形 3 次 IIR フィルタによる実現法を提案し, その非線形歪み補正効果について検討を行う.

第4章 非線形3次IIRフィルタによる Mirrorフィルタの実現法

4.1 緒言

第2章で述べたように、非線形歪みの補正法としては、スピーカシステムの非線形歪み発生要因をそのまま運動方程式に反映させた Mirror フィルタがある。Mirror フィルタは非線形2次IIRフィルタ [30] により実現できるため、Volterra フィルタ [37–40] とスピーカシステムの線形特性を補正する線形逆フィルタを組み合わせで構成される線形化システム [32] と比べ、演算量を非常に小さくできる。しかし、非線形2次IIRフィルタでは中高域における非線形歪み補正効果が低下するという問題がある。その原因として、自己インダクタンスの非線形性を考慮していないことなどが挙げられる。そこで、本章では自己インダクタンスの非線形性も考慮した新たな実現法として、非線形3次IIRフィルタによる Mirror フィルタの実現法を提案する。本手法では、フィルタ構造の導出で使用する運動方程式に自己インダクタンスの項を加えているため、中高域においても非線形歪みをある程度補正することができる。

以下、本章は次のように構成されている。まず、非線形3次IIRフィルタによる Mirror フィルタの実現法について述べる。次に、実スピーカシステムを用いた Mirror フィルタの非線形歪み補正実験を行う。そして、非線形2次IIRフィルタおよび非線形3次IIRフィルタにより設計された Mirror フィルタの補正効果から、提案法の有効性を示す。

4.2 非線形3次IIRフィルタによるMirrorフィルタの実現法

非線形2次IIRフィルタによる実現法では、自己インダクタンスの非線形性を考慮していないため中高域における非線形歪み補正効果が低下するという問題がある。そこで本節では、非線形3次IIRフィルタによるMirrorフィルタの実現法 [51] を提案する。

4.2.1 動電型スピーカシステムの運動方程式

動電型スピーカシステムの運動方程式について述べる。第1章では、動電型スピーカシステムの運動方程式を説明する際に、自己インダクタンスの影響を無視して議論を進めた。しかし、実際の動電型スピーカシステムでは、高周波信号が入力されると自己インダクタンスの影響を無視できなくなる。ここでは、自己インダクタンスの影響も考慮した運動方程式について説明する。

ボイスコイルに電気信号の音声電流が流れているときの運動方程式はEq. (1.3) によって表される。そして、スピーカシステムに $u(t)[V]$ の電圧を加えるとき、KVLは

$$u(t) = R_e i(t) + Bl \frac{dx(t)}{dt} + L \frac{di(t)}{dt}, \quad (4.1)$$

により表される。ただし、 L はボイスコイルの自己インダクタンス [H] である。運動方程式 (1.3) を $i(t)$ について解くと、

$$i(t) = \frac{1}{Bl} \left(m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + R_m \frac{dx(t)}{dt} + Kx(t) \right), \quad (4.2)$$

となり、このEq. (4.2) をEq. (4.1) に代入すると、

$$\begin{aligned} \frac{Blu(t)}{R_e} &= m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + \left(R_m + \frac{Bl^2}{R_e} \right) \frac{dx(t)}{dt} + Kx(t) \\ &+ \frac{L}{R_e} \left(m \frac{d^3 x(t)}{dt^3} + R_m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + K \frac{dx(t)}{dt} \right), \end{aligned} \quad (4.3)$$

が得られる。このEq. (4.3) の各項は力であり、単位は [N] である。Eq. (4.3) の等価回路はFig. 4-1 により表される。なお、最低共振角周波数は第2章で示したとおりEq. (2.4) である。

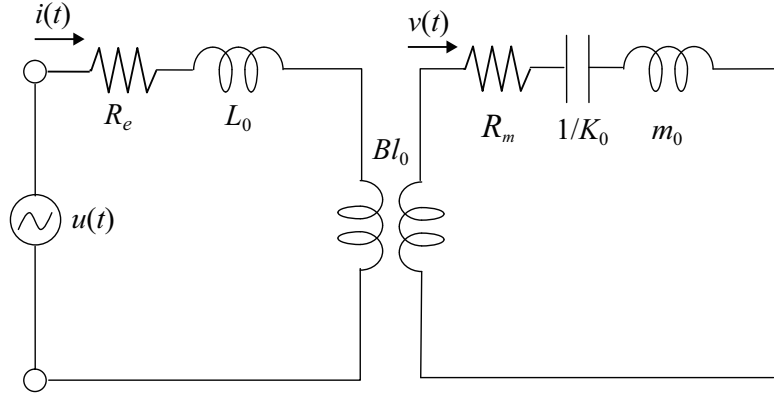


Figure 4-1 Equivalent circuit of loudspeaker system.

しかし, 1.3 で述べたように, 実際のスピーカシステムでは力係数, スティフネス以外に自己インダクタンスも非線形となる. 次節では, 自己インダクタンスの非線形性も考慮した非線形 IIR フィルタの構造を導出する.

4.2.2 非線形 3 次 IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法

提案法である非線形 3 次 IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法について述べる. 非線形 3 次 IIR フィルタでは, スピーカシステムの動作を表すパラメータとしてボイスコイルの自己インダクタンスを加える. 自己インダクタンスを加えた場合, スピーカシステムの運動方程式は線形パラメータを用いて 3 次線形微分方程式

$$\begin{aligned} \frac{Bl_0 A_0 u(t)}{R_e} = m_0 \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + K_0 x(t) + R_m \frac{dx(t)}{dt} + \frac{Bl_0^2}{R_e} \frac{dx(t)}{dt} \\ + \frac{L_0}{R_e} \left(m_0 \frac{d^3 x(t)}{dt^3} + K_0 \frac{dx(t)}{dt} + R_m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} \right), \end{aligned} \quad (4.4)$$

で表され, さらに書き改めると

$$\begin{aligned} G_0 u(t) = \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + \omega_0^2 x(t) + \frac{\omega_0}{Q_0} \frac{dx(t)}{dt} \\ + \tau \left(\frac{d^3 x(t)}{dt^3} + \omega_0^2 \frac{dx(t)}{dt} + \frac{\omega_0}{Q_m} \frac{d^2 x(t)}{dt^2} \right), \end{aligned} \quad (4.5)$$

となる. ただし, τ は時定数 [s] であり,

$$\tau = \frac{L_0}{R_e}, \quad (4.6)$$

により表わされる. このとき, 入力信号 $u(t)$ に対する振動板変位 $x(t)$, 速度 $v(t)$, 加速度 $a(t)$ および躍度 (加加速度) $j(t)$ は非線形歪みのないものとなり,

$$x(t) = \mathcal{L}^{-1} [H_x(s)] * u(t), \quad (4.7)$$

$$v(t) = \mathcal{L}^{-1} [H_v(s)] * u(t), \quad (4.8)$$

$$a(t) = \mathcal{L}^{-1} [H_a(s)] * u(t), \quad (4.9)$$

$$j(t) = \mathcal{L}^{-1} [H_j(s)] * u(t), \quad (4.10)$$

により表される. ただし,

$$H_x(s) = \left[G_0 / \left\{ \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2 \right) + \tau \left(s^3 + \frac{\omega_0}{Q_m} s^2 + \omega_0^2 s \right) \right\} \right], \quad (4.11)$$

$$H_v(s) = \left[G_0 s / \left\{ \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2 \right) + \tau \left(s^3 + \frac{\omega_0}{Q_m} s^2 + \omega_0^2 s \right) \right\} \right], \quad (4.12)$$

$$H_a(s) = \left[G_0 s^2 / \left\{ \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2 \right) + \tau \left(s^3 + \frac{\omega_0}{Q_m} s^2 + \omega_0^2 s \right) \right\} \right], \quad (4.13)$$

$$H_j(s) = \left[G_0 s^3 / \left\{ \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2 \right) + \tau \left(s^3 + \frac{\omega_0}{Q_m} s^2 + \omega_0^2 s \right) \right\} \right], \quad (4.14)$$

である.

最低共振周波数 f_0 付近の周波数帯域では, 振動板変位 $x(t)$ が大きい場合に非線形歪みが生じる. 非線形パラメータとしては力係数, スティフネス, 自己インダクタンスなどがあり, 実際はこれらの合成によって非線形歪みが生じる. 非線形パラメータの力係数, スティフネス, 自己インダクタンスは Eq. (1.17), (1.20), (1.22) でそれぞれ表される. 本章では, 非線形パラメータを力係数, スティフネスおよび自己インダクタンスのみとし, その他のパラメータは線形パラメータとして議論を進める.

振動板変位 $x(t)$ に依存する非線形パラメータを導入すると, 運動方程式 (1.3) および KVL(4.1) はそれぞれ

$$Bl(x)i(t) = m_0 \frac{d^2x(t)}{dt^2} + K(x)x(t) + R_m \frac{dx(t)}{dt} - \frac{i^2(t)}{2} \frac{dL(x)}{dx}, \quad (4.15)$$

$$A_0u(t) = R_e i(t) + Bl(x) \frac{dx(t)}{dt} + \frac{dL(x)i(t)}{dt}, \quad (4.16)$$

となる。ただし、Eq. (4.15) の第 4 項はリラクタンスフォースと呼ばれる。ここで、従来法である非線形 2 次 IIR フィルタと同様に、非線形歪み補正信号を得るためには運動方程式 (4.15) および KVL(4.16) より電流 $i(t)$ を消去する必要がある。しかし、Eq. (4.15) には $i^2(t)$ が含まれるため、電圧 $u(t)$ についての解は 2 つ得られ、それらは根号を含むため補正信号が虚数となる場合がある。この問題を解決するために、非線形 2 次 IIR フィルタの導出で用いた考え方を再確認する。まず、非線形 2 次 IIR フィルタの導出では以下の事項を利用する。

- スピーカの運動は非線形微分方程式により記述される。
- スピーカから放射される音はコーンの運動と関係する。すなわち、スピーカの音圧は振動板の速度に比例する。
- 放射された音が無歪み (歪みが低減された) 状態では、スピーカの運動も無歪み (歪みが低減された状態) となる。
- スピーカの運動が無歪みのとき、その運動は線形微分方程式により記述される。

非線形微分方程式にスピーカの線形の運動を代入すると、非線形微分方程式中の電圧は無歪みの運動を満たすための電圧を表す。すなわち、力係数、スティフネスを線形パラメータと仮定した運動を非線形微分方程式に代入することで、非線形 2 次 IIR フィルタの補正信号が導出される。この考えを非線形 3 次 IIR フィルタの導出にも利用する。さらに、 $i^2(t)$ の項は自己インダクタンスの項であることに着目する。力係数、スティフネスが線形のときの運動 (線形の運動) を代入したのと同様に、自己インダクタンスが線形のときの電流を非線形微分方程式に代入することを考える。自己インダクタンスが線形のとき、 $L(x) = L_0$ となるため、運動方程式 (4.15) は

$$Bl(x)i_L(t) = m_0 \frac{d^2x(t)}{dt^2} + K(x)x(t) + R_m \frac{dx(t)}{dt}, \quad (4.17)$$

となり, さらに書き改めると

$$i_L(t) = \frac{1}{Bl(x)} \left\{ m_0 \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + K(x)x(t) + R_m \frac{dx(t)}{dt} \right\}, \quad (4.18)$$

となる. この電流 $i_L(t)$ が自己インダクタンスの非線形性を補正する電流となる. 次に, 電流 $i_L(t)$ を用いて, 運動方程式 (4.15) および KVL (4.16) を

$$Bl(x)i(t) = m_0 \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + K(x)x(t) + R_m \frac{dx(t)}{dt} - \frac{i_L^2(t)}{2} \frac{dL(x)}{dx}, \quad (4.19)$$

$$A_0 u(t) = R_e i(t) + Bl(x) \frac{dx(t)}{dt} + \frac{dL(x)i_L(t)}{dt}, \quad (4.20)$$

と書き換える. Eq. (4.19) および (4.20) より電流 $i(t)$ を消去することで, 非線形歪み補正信号を導出できる. Eq. (4.19) および (4.20) をまとめると,

$$\begin{aligned} \frac{Bl(x)A_0 u_{L,P}(t)}{R_e} &= m_0 \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + K(x)x(t) + R_m \frac{dx(t)}{dt} + \frac{Bl^2(x)}{R_e} \frac{dx(t)}{dt} \\ &+ \frac{Bl(x)}{R_e} \frac{d}{dt} \{L(x)i_L(t)\} - \frac{i_L^2(t)}{2} \frac{dL(x)}{dx}, \end{aligned} \quad (4.21)$$

となり, さらに書き改めると

$$\begin{aligned} G_0 b(x) u_{L,P}(t) &= \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + \omega_0^2 k(x)x(t) + \left\{ 1 + \left(1 - \frac{Q_0}{Q_m} \right) (b^2(x) - 1) \right\} \frac{\omega_0}{Q_0} \frac{dx(t)}{dt} \\ &+ \tau \left\{ \frac{dl(x)}{dt} - \frac{l(x)}{b(x)} \frac{db(x)}{dt} \right\} \left\{ \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + \frac{\omega_0}{Q_m} \frac{dx(t)}{dt} + \omega_0^2 k(x)x(t) \right\} \\ &+ \tau l(x) \left\{ \frac{d^3 x(t)}{dt^3} + \frac{\omega_0}{Q_m} \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + \omega_0^2 k(x) \frac{dx(t)}{dt} + \omega_0^2 \frac{dk(x)}{dt} x(t) \right\} \\ &- \frac{A_0 \tau}{2Bl_0 G_0} \frac{1}{b^2(x)} \left\{ \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + \frac{\omega_0}{Q_m} \frac{dx(t)}{dt} + \omega_0^2 k(x)x(t) \right\}^2 \frac{dl(x)}{dx}, \end{aligned} \quad (4.22)$$

となる. Eq. (4.22) の振動板変位 $x(t)$ が Eq. (4.7) となれば, $u_{L,P}(t)$ は非線形歪み補正信号となる. 非線形歪みのない振動板変位を離散時間で考えると,

$$x(n) = G_0 \mathcal{Z}^{-1} [H_x(z)] * u(n), \quad (4.23)$$

$$v(n) = G_0 \mathcal{Z}^{-1} [H_v(z)] * u(n), \quad (4.24)$$

$$a(n) = G_0 \mathcal{Z}^{-1} [H_a(z)] * u(n), \quad (4.25)$$

$$j(n) = G_0 \mathcal{Z}^{-1} [H_j(z)] * u(n), \quad (4.26)$$

$$H_x(z) = \frac{h_{x0,P} + h_{x1,P}z^{-1} + h_{x2,P}z^{-2} + h_{x3,P}z^{-3}}{1 + B_{1,P}z^{-1} + B_{2,P}z^{-2} + B_{3,P}z^{-3}}, \quad (4.27)$$

$$H_v(z) = \frac{h_{v0,P} + h_{v1,P}z^{-1} + h_{v2,P}z^{-2} + h_{v3,P}z^{-3}}{1 + B_{1,P}z^{-1} + B_{2,P}z^{-2} + B_{3,P}z^{-3}}, \quad (4.28)$$

$$H_a(z) = \frac{h_{a0,P} + h_{a1,P}z^{-1} + h_{a2,P}z^{-2} + h_{a3,P}z^{-3}}{1 + B_{1,P}z^{-1} + B_{2,P}z^{-2} + B_{3,P}z^{-3}}, \quad (4.29)$$

$$H_j(z) = \frac{h_{j0,P} + h_{j1,P}z^{-1} + h_{j2,P}z^{-2} + h_{j3,P}z^{-3}}{1 + B_{1,P}z^{-1} + B_{2,P}z^{-2} + B_{3,P}z^{-3}}, \quad (4.30)$$

となる。ただし,

$$\begin{aligned} h_{x0,P} &= \frac{h_{x1,P}}{3} = \frac{h_{x2,P}}{3} = h_{x3,P} = \frac{1}{4f_s^2} / \alpha_P, \\ h_{v0,P} &= h_{v1,P} = -h_{v2,P} = -h_{v3,P} = \frac{1}{2f_s} / \alpha_P, \\ h_{a0,P} &= -h_{a1,P} = -h_{a2,P} = h_{a3,P} = 1 / \alpha_P, \\ h_{j0,P} &= -\frac{h_{j1,P}}{3} = \frac{h_{j2,P}}{3} = -h_{j3,P} = 2f_s / \alpha_P, \end{aligned}$$

$$B_{1,P} = \{(-1 + \beta_{0,P} + 3\gamma_{0,P}) + T(-3 - \beta_{m0} + \gamma_{0,P})\} / \alpha_P,$$

$$B_{2,P} = \{(-1 - \beta_{0,P} + 3\gamma_{0,P}) + T(3 - \beta_{m0} - \gamma_{0,P})\} / \alpha_P,$$

$$B_{3,P} = \{(1 - \beta_{0,P} + \gamma_{0,P}) + T(-1 + \beta_{m0} - \gamma_{0,P})\} / \alpha_P,$$

$$\alpha_P = (1 + \beta_{0,P} + \gamma_{0,P}) + T\alpha_m,$$

$$\alpha_m = 1 + \beta_{m0} + \gamma_{P,0}, \quad \beta_{0,P} = \frac{\omega_0}{2Q_0f_s},$$

$$\beta_{m0} = \frac{\omega_0}{2Q_mf_s}, \quad \gamma_{0,P} = \frac{\omega_0^2}{4f_s^2}, \quad T = \frac{2\tau}{T_s},$$

である。Eq. (4.22) より, 離散時間における非線形歪み補正信号 $u_{L,P}(n)$ は

$$\begin{aligned}
u_{L,P}(n) = & \frac{1}{b(x(n))} \left[\frac{a(n)}{G_0} + \omega_0^2 k(x(n)) \frac{x(n)}{G_0} \right. \\
& + \left\{ 1 + \left(1 - \frac{Q_0}{Q_m} \right) (b^2(x(n)) - 1) \right\} \frac{\omega_0}{Q_0} \frac{v(n)}{G_0} \\
& + \tau \left\{ \Delta[l(x(n))] - \frac{l(x(n))}{b(x(n))} \Delta[b(x(n))] \right\} \\
& \times \left\{ \frac{a(n)}{G_0} + \frac{\omega_0}{Q_m} \frac{v(n)}{G_0} + \omega_0^2 k(x(n)) \frac{x(n)}{G_0} \right\} \\
& + \tau l(x(n)) \left\{ \frac{j(n)}{G_0} + \frac{\omega_0}{Q_m} \frac{a(n)}{G_0} \right. \\
& \quad \left. + \omega_0^2 k(x(n)) \frac{v(n)}{G_0} + \omega_0^2 \Delta[k(x(n))] \frac{x(n)}{G_0} \right\} \\
& \left. + G(x(n)) \left\{ \frac{a(n)}{G_0} + \frac{\omega_0}{Q_m} \frac{v(n)}{G_0} + \omega_0^2 k(x(n)) \frac{x(n)}{G_0} \right\}^2 \right], \quad (4.31)
\end{aligned}$$

$$G(x(n)) = -\frac{A_0 \tau}{2Bl_0} \frac{1}{b^3(x(n))} \{l_1 + 2l_2 x(n) + 3l_3 x^2(n)\}, \quad (4.32)$$

となる。ただし,

$$\Delta[f(x(n))] = \frac{f(x(n)) - f(x(n-1))}{T_s}, \quad (4.33)$$

である。Eq. (4.23) を満たす Eq. (4.31) の補正信号 $u_{L,P}(n)$ は非線形 3 次 IIR フィルタによって実現でき、その構成図は Fig. 4-2 となる。ただし、各フィルタ係数は

$$\begin{aligned}
C_0(x(n)) = & \{1 + \beta_{0,P} \beta(x(n)) / \alpha_P + \gamma_{0,P} \gamma(x(n)) / \alpha_P\} \\
& + \frac{T}{\alpha_P} \{(1 + \beta_{m0} + \gamma_{0,P}) \lambda(x(n)) \\
& + \gamma_{0,P} [\lambda(x(n)) + 1] [\gamma(x(n)) + \gamma_d(x(n))]\} \\
& + T \lambda_d(x(n)) C_{L0}(x(n)), \quad (4.34)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_1(x(n)) &= \{B_{1,P} + \beta_{0,P}\beta(x(n))/\alpha_P + 3\gamma_{0,P}\gamma(x(n))/\alpha_P\} \\
&+ \frac{T}{\alpha_P} \{(-3 - \beta_{m0} + \gamma_{0,P})\lambda(x(n)) \\
&+ \gamma_{0,P} [\lambda(x(n)) + 1] [\gamma(x(n)) + 3\gamma_d(x(n))]\} \\
&+ T\lambda_d(x(n))C_{L1}(x(n)), \tag{4.35}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_2(x(n)) &= \{B_{2,P} - \beta_{0,P}\beta(x(n))/\alpha_P + 3\gamma_{0,P}\gamma(x(n))/\alpha_P\} \\
&+ \frac{T}{\alpha_P} \{(3 - \beta_{m0} - \gamma_{0,P})\lambda(x(n)) \\
&+ \gamma_{0,P} [\lambda(x(n)) + 1] [-\gamma(x(n)) + 3\gamma_d(x(n))]\} \\
&+ T\lambda_d(x(n))C_{L2}(x(n)), \tag{4.36}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_3(x(n)) &= \{B_{3,P} - \beta_{0,P}\beta(x(n))/\alpha_P + \gamma_{0,P}\gamma(x(n))/\alpha_P\} \\
&+ \frac{T}{\alpha_P} \{(-1 + \beta_{m0} - \gamma_{0,P})\lambda(x(n)) \\
&+ \gamma_{0,P} [\lambda(x(n)) + 1] [-\gamma(x(n)) + \gamma_d(x(n))]\} \\
&+ T\lambda_d(x(n))C_{L3}(x(n)), \tag{4.37}
\end{aligned}$$

$$C_{L0}(x(n)) = (\alpha_m + \gamma_{0,P}\gamma(x(n))) / \alpha_P, \tag{4.38}$$

$$C_{L1}(x(n)) = (B_{m1} + 3\gamma_{0,P}\gamma(x(n))) / \alpha_P, \tag{4.39}$$

$$C_{L2}(x(n)) = (B_{m2} + 3\gamma_{0,P}\gamma(x(n))) / \alpha_P, \tag{4.40}$$

$$C_{L3}(x(n)) = (B_{m3} + \gamma_{0,P}\gamma(x(n))) / \alpha_P, \tag{4.41}$$

$$B_{m1} = -1 + \beta_{m0} + 3\gamma_{0,P},$$

$$B_{m2} = -1 - \beta_{m0} + 3\gamma_{0,P},$$

$$B_{m3} = 1 - \beta_{m0} + \gamma_{0,P},$$

$$\beta(x(n)) = \left(1 - \frac{Q_0}{Q_m}\right) (b^2(x(n)) - 1),$$

$$\gamma(x(n)) = k(x(n)) - 1,$$

$$\begin{aligned}
\lambda(x(n)) &= l(x(n)) - 1, \\
\gamma_d(x(n)) &= \Delta_n [k(x(n))], \\
\lambda_d(x(n)) &= \Delta_n [l(x(n))] - \frac{l(x(n))}{b(x(n))} \Delta_n [b(x(n))], \\
\Delta_n [f(x(n))] &= \frac{f(x(n)) - f(x(n-1))}{2},
\end{aligned}$$

である．非線形 3 次 IIR フィルタの処理を Table 4-1, 4-2 に示す．ここで，第 2 章と同様に，Fig. 2-1 との対応付けを行う．すると，各ブロックにおける処理は以下のようになる．

$$u_r(n) = u(n) - B_{1,P}u_r(n-1) - B_{2,P}u_r(n-2) - B_{3,P}u_r(n-3), \quad (4.42)$$

$$x(n) = G_0 \{h_{x0,P}u_r(n) + h_{x1,P}u_r(n-1) + h_{x2,P}u_r(n-2) + h_{x3,P}u_r(n-3)\}, \quad (4.43)$$

$$\begin{aligned}
u_L(n) &= \frac{1}{b(x(n))} \{C_0(x(n))u_r(n) + C_1(x(n))u_r(n-1) \\
&\quad + C_2(x(n))u_r(n-2) + C_3(x(n))u_r(n-3)\} \\
&\quad + G(x(n)) \{C_{L0}(x(n))u_r(n) + C_{L1}(x(n))u_r(n-1) \\
&\quad + C_{L2}(x(n))u_r(n-2) + C_{L3}(x(n))u_r(n-3)\}^2.
\end{aligned} \quad (4.44)$$

なお，フィルタ係数 $C_{Li}(x(n))$ および $G(x(n))$ により生成される信号は，リラクタンスフォースによる非線形歪みの補正信号となる．この補正信号をスピーカシステムから再生することによって非線形歪みを補正することができる．

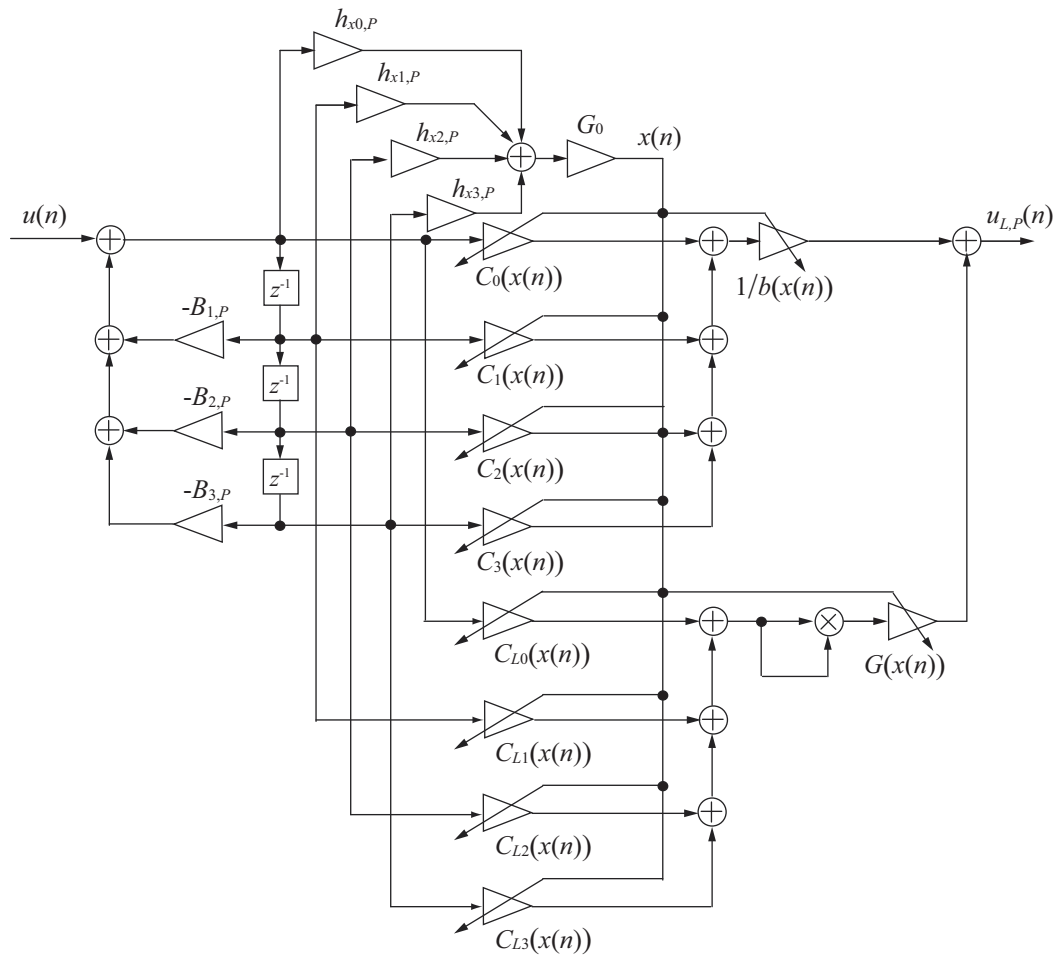


Figure 4-2 Block diagram of 3rd-order nonlinear IIR filter.

Table 4-1 Calculation procedure of 3rd-order nonlinear IIR filter.

<i>Initialization :</i>	$G_0 = (A_0 B l_0) / (R_e m_0)$
	$T = 2\tau / T_s$
	$\beta_{0,P} = \omega_0 / (2Q_0 f_s)$
	$\beta_{m0} = \omega_0 / (2Q_m f_s)$
	$\gamma_{0,P} = \omega_0^2 / (4f_s^2)$
	$\alpha_m = 1 + \beta_{m0} + \gamma_{0,P}$
	$\alpha_P = 1 + \beta_{0,P} + \gamma_{0,P} + T\alpha_m$
	$h_{x0,P} = h_{x3,P} = h_{x1,P}/3 = h_{x2,P}/3 = 1/(4f_s^2\alpha_P)$
	$B_{1,P} = \{(-1 + \beta_{0,P} + 3\gamma_{0,P}) + T(-3 - \beta_{m0} + \gamma_{0,P})\} / \alpha_P$
	$B_{2,P} = \{(-1 - \beta_{0,P} + 3\gamma_{0,P}) + T(3 - \beta_{m0} - \gamma_{0,P})\} / \alpha_P$
	$B_{3,P} = \{(1 - \beta_{0,P} + \gamma_{0,P}) + T(-1 + \beta_{m0} - \gamma_{0,P})\} / \alpha_P$
	$B_{m1} = -1 + \beta_{m0} + 3\gamma_0$
	$B_{m2} = -1 - \beta_{m0} + 3\gamma_0$
	$B_{m3} = 1 - \beta_{m0} + \gamma_0$

Table 4-2 Calculation procedure of 3rd-order nonlinear IIR filter (continue).

<i>Computation :</i>	For $n = 0, 1, 2, \dots$ compute
	$u(n) = u(n) - B_{1,P}u(n-1) - B_{2,P}u(n-2) - B_{3,P}u(n-3)$
	$x(n) = G_0 \{h_{x0,P}u(n) + h_{x1,P}u(n-1) + h_{x2,P}u(n-2) + h_{x3,P}u(n-3)\}$
	$b(x(n)) = 1 + b_1x(n) + b_2x^2(n)$
	$k(x(n)) = 1 + k_1x(n) + k_2x^2(n)$
	$l(x(n)) = 1 + l_1x(n) + l_2x^2(n) + l_3x^3(n)$
	$\beta(x(n)) = (1 - Q_0/Q_m) (b^2(x(n)) - 1)$
	$\gamma(x(n)) = k(x(n)) - 1$
	$\lambda(x(n)) = l(x(n)) - 1$
	$\gamma_d(x(n)) = \Delta_n [k(x(n))]$
	$\lambda_d(x(n)) = \Delta_n [l(x(n))] - \{l(x(n))/b(x(n))\} \{\Delta_n [b(x(n))]\}$
	$G(x(n)) = -(A_0\tau) \{l_1 + 2l_2x(n) + 3l_3x^2(n)\} / (2Bl_0b^3(x(n)))$
	$C_{L0}(x(n)) = \{\alpha_m + \gamma_{0,P}\gamma(x(n))\} / \alpha_P$
	$C_{L1}(x(n)) = \{B_{m1} + 3\gamma_{0,P}\gamma(x(n))\} / \alpha_P$
	$C_{L2}(x(n)) = \{B_{m2} + 3\gamma_{0,P}\gamma(x(n))\} / \alpha_P$
	$C_{L3}(x(n)) = \{B_{m3} + \gamma_{0,P}\gamma(x(n))\} / \alpha_P$
	$C_0(x(n)) = \{1 + \beta_{0,P}\beta(x(n)) / \alpha_P + \gamma_{0,P}\gamma(x(n)) / \alpha_P\}$ $+ (T/\alpha_P) \{(1 + \beta_{m0} + \gamma_{0,P})\lambda(x(n)) + \gamma_{0,P} [\lambda(x(n)) + 1] [\gamma(x(n)) + \gamma_d(x(n))]\}$ $+ T\lambda_d(x(n))C_{L0}(x(n))$
	$C_1(x(n)) = \{B_{1,P} + \beta_{0,P}\beta(x(n)) / \alpha_P + 3\gamma_{0,P}\gamma(x(n)) / \alpha_P\}$ $+ (T/\alpha_P) \{(-3 - \beta_{m0} + \gamma_{0,P})\lambda(x(n)) + \gamma_{0,P} [\lambda(x(n)) + 1] [\gamma(x(n)) + 3\gamma_d(x(n))]\}$ $+ T\lambda_d(x(n))C_{L1}(x(n))$
	$C_2(x(n)) = \{B_{2,P} - \beta_{0,P}\beta(x(n)) / \alpha_P + 3\gamma_{0,P}\gamma(x(n)) / \alpha_P\}$ $+ (T/\alpha_P) \{(3 - \beta_{m0} - \gamma_{0,P})\lambda(x(n)) + \gamma_{0,P} [\lambda(x(n)) + 1] [-\gamma(x(n)) + 3\gamma_d(x(n))]\}$ $+ T\lambda_d(x(n))C_{L2}(x(n))$
	$C_3(x(n)) = \{B_{3,P} - \beta_{0,P}\beta(x(n)) / \alpha_P + \gamma_{0,P}\gamma(x(n)) / \alpha_P\}$ $+ (T/\alpha_P) \{(-1 + \beta_{m0} - \gamma_{0,P})\lambda(x(n)) + \gamma_{0,P} [\lambda(x(n)) + 1] [-\gamma(x(n)) + \gamma_d(x(n))]\}$ $+ T\lambda_d(x(n))C_{L3}(x(n))$
	$u_{L,P1}(n) = C_0(x(n))u(n) + C_1(x(n))u(n-1)$ $+ C_2(x(n))u(n-2) + C_3(x(n))u(n-3)$
	$u_{L,P2}(n) = C_{L0}(x(n))u(n) + C_{L1}(x(n))u(n-1)$ $+ C_{L2}(x(n))u(n-2) + C_{L3}(x(n))u(n-3)$
	$u_{L,P}(n) = u_{L,P1}(n)/b(x(n)) + G(x(n))u_{L,P2}^2(n)$

4.3 実スピーカシステムによる

非線形 3 次 IIR フィルタの非線形歪み補正実験

本節では、実スピーカシステムによる非線形 3 次 IIR フィルタの非線形歪み補正実験について述べる。本節で使用する動電型スピーカシステムのパラメータは、Klippel 測定器 [53] により測定する。それにより、パラメータ推定法の精度の問題を除くことができ、フィルタ性能のみを評価することができる。

本節で使用したスピーカシステムは第 3 章で使用したスピーカシステム A であり、使用した測定機器、測定環境は第 3 章と同様である。また、マイクからスピーカまでの距離は 100 cm とした。本節において、非線形 2 次 IIR フィルタ [30] を従来法、非線形 3 次 IIR フィルタを提案法と表記する。

測定手順を示す。最初に Klippel 測定器により動電型スピーカシステムの線形・非線形パラメータを測定する。次に、検証用信号としてスイープ正弦波を生成する。そして、測定されたパラメータを用いて Mirror フィルタを従来法、提案法のフィルタ構造により設計し、検証用信号とフィルタを畳み込み非線形歪み補正信号を生成する。最後に、検証用信号および補正信号をスピーカに入力した際の音圧を標準マイクロホンによりそれぞれ測定し、それらを DFT し音圧周波数特性を求め、非線形歪み補正量を評価する。ここで、スピーカシステムのインピーダンス特性を Fig. 4-3 に示す。Fig. 4-3 より、自己インダクタンスの影響によりインピーダンスが 650 Hz から上昇していることがわかる。よって、本節では自己インダクタンスの影響がない帯域として 650 Hz 以下の帯域を低域、自己インダクタンスの影響がある帯域として 650 Hz 以上を高域と表記する。

4.3.1 動電型スピーカシステムのパラメータ測定

最初に線形、非線形パラメータを Klippel 測定器で測定した。Klippel 測定器の構成 [53] を Fig. 4-4 に示す。Klippel 測定器では、振動板変位 $x(t)$ 、ボイスコイル電流 $i(t)$ 、入力電圧 $u(t)$ をセンシングし、パラメータを求める。線形パラメータ測定時には 1.3 V を、非線形パラメータ測定時には最大 6.3 V をスピーカシステムに印

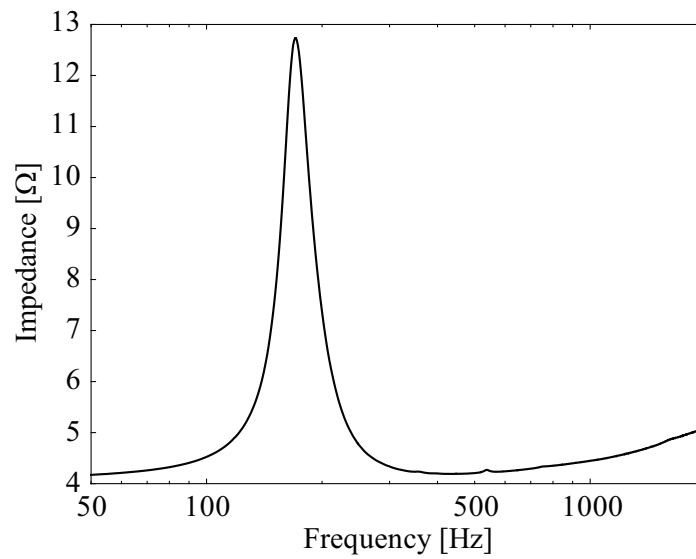


Figure 4-3 Impedance characteristic of a target loudspeaker system.

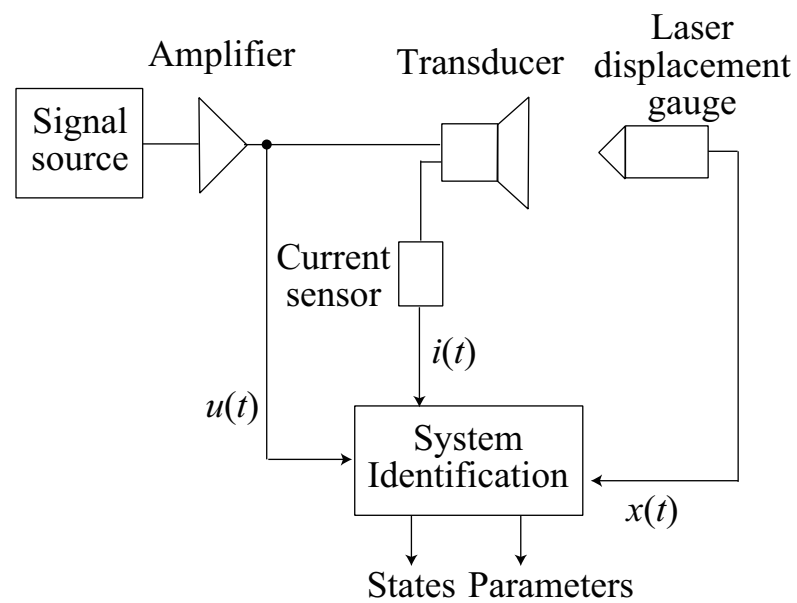


Figure 4-4 Block diagram of Klippel measurement instrument.

加した. 測定により得られた線形パラメータを Table 4-3 に, 非線形パラメータを Eq. (4.45)~(4.47) にそれぞれ示す.

Table 4-3 Linear parameters of the target loudspeaker system.

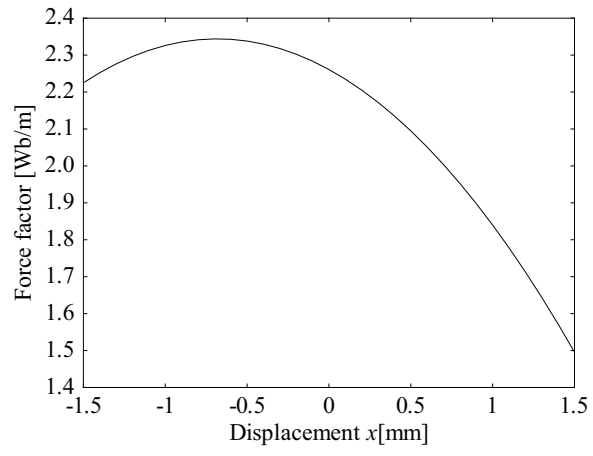
ω_0	1,052 rad/s
Q_0	1.78
Q_m	5.32
R_e	4.13 Ω
R_m	0.62 Ns/m
m_0	3.14×10^{-3} kg
K_0	3,480 N/m
Bl_0	2.26 Wb/m
L_0	0.15 mH

$$Bl(x) = Bl_0(1 - 108x - 78800x^2), \quad (4.45)$$

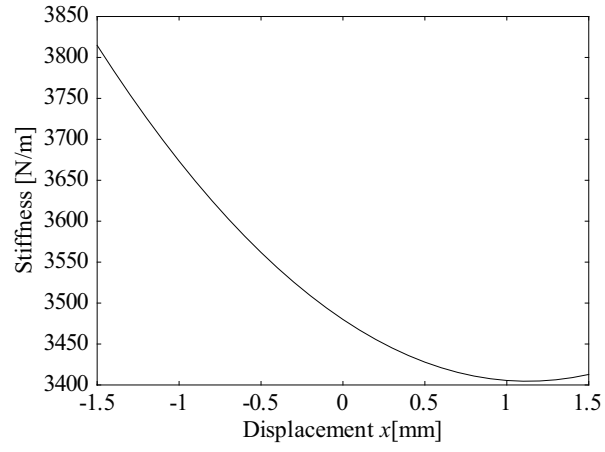
$$K(x) = K_0(1 - 38x + 17100x^2), \quad (4.46)$$

$$L(x) = L_0(1 - 217x + 5400x^2 + 1.11 \times 10^7 x^3). \quad (4.47)$$

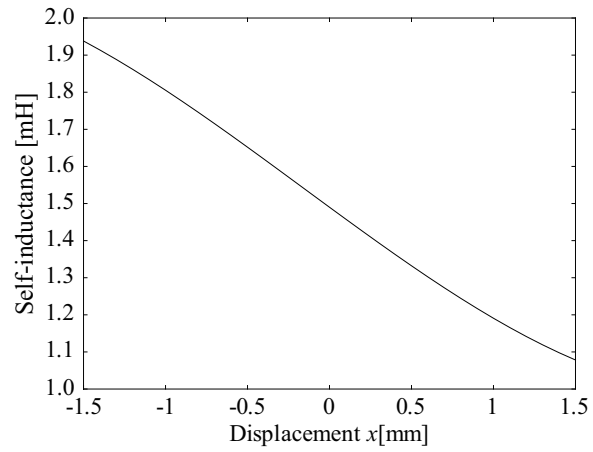
Eq. (4.45)~(4.47) の非線形パラメータを用いて、力係数、スティフネス、自己インダクタンスと振動板変位の関係を描画した。この結果を Fig. 4-5 に示す。



(a) Force factor



(b) Stiffness



(c) Self-inductance

Figure 4-5 Relationships between nonlinear parameters and displacement of diaphragm.

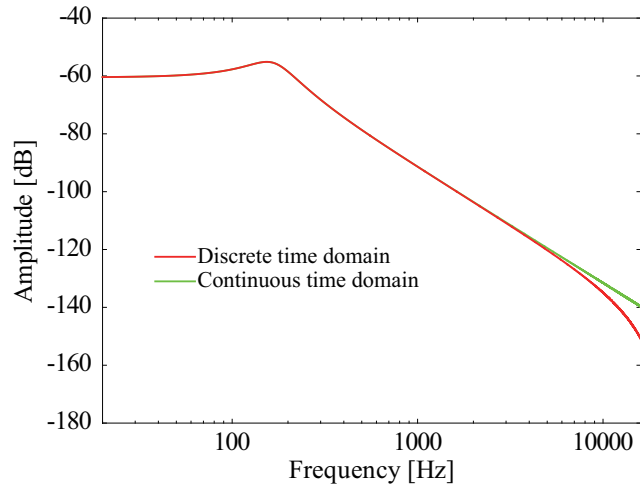
Table 4-4 Measurement conditions used for compensating nonlinear distortions.

Input signal	Swept sinusoidal wave
Sampling frequency f_s	32,000 Hz
Fixed frequency f_1	63 Hz
Swept frequency f_2	31–4,000 Hz
Input voltage	4.4 V

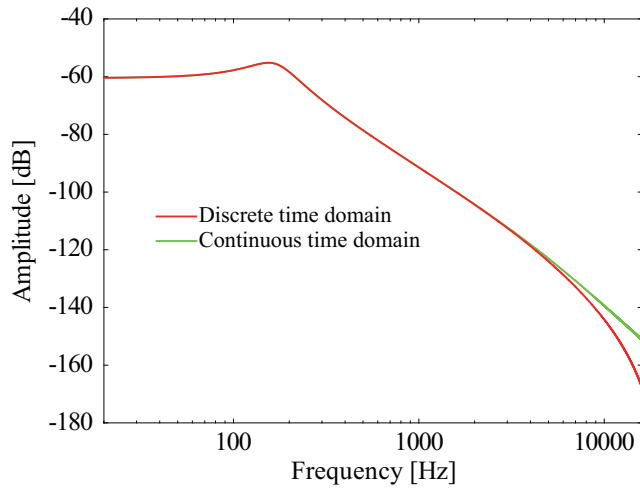
4.3.2 非線形歪み補正実験

測定されたパラメータを用いて Mirror フィルタを従来法, 提案法のフィルタ構造により設計し, 従来法, 提案法の非線形歪み補正効果の比較を行った. 測定条件を Table 4-4 に示す. なお, 検証用信号としては2つの周波数 f_1, f_2 を有するスイープ正弦波を利用し, f_1 は固定周波数, f_2 はスイープ周波数を表す. また, 本実験で利用した動電型スピーカシステムは, 振動板が $\pm 1.45 \times 10^{-3}$ m の範囲で振動し, 今回の電圧はその範囲を超えない値である.

ここで, 第3章の実験と異なり, 本実験では高域での非線形歪み補正効果の検証を行っているため, 周波数ワーピングの影響を考える必要がある. なぜなら, 従来法, 提案法ともにフィルタ構造の導出で双一次変換を利用しているためである. そこで, ラプラス領域の伝達関数 (2.6), (4.11), z 領域の伝達関数 (2.12), (4.27) により描画した振動板変位特性を比較する. 振動板変位特性を Fig. 4-6 に示す. Fig. 4-6 より, 4 kHz 付近における振動板変位特性の差は約 1 dB であり, 周波数ワーピングの影響は無視できるほど小さいといえる.



(a) 2nd-order nonlinear IIR filter



(b) 3rd-order nonlinear IIR filter

Figure 4-6 Frequency response of displacement characteristics at sampling frequency of 32 kHz.

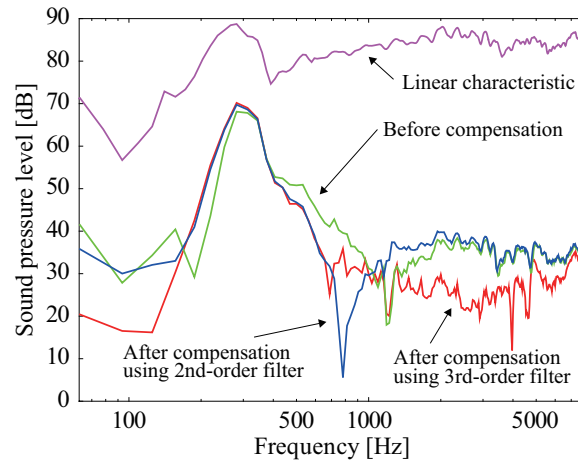
Table 4-5 Maximum amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters.

	2nd-order	3rd-order
31 Hz–656 Hz	34.0 dB	21.1 dB
656 Hz–4,000 Hz	7.0 dB	20.9 dB

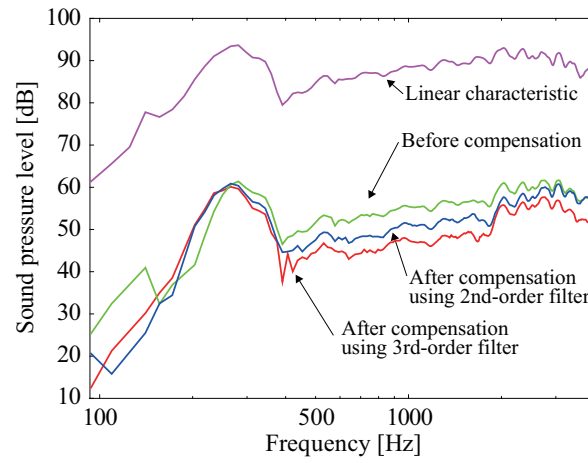
2次非線形歪みの音圧周波数特性を Fig. 4-7 に、最大補正量を Table 4-5 に、平均補正量を Table 4-6 にそれぞれ示す。なお、Fig. 4-7 の横軸は歪みの現れる周波数を、Table 4-5, 4-6 の周波数はスイープ周波数をそれぞれ表す。以後、音圧周波数特性の横軸は歪みの現れる周波数を、最大補正量、平均補正量の表中の周波数はスイープ周波数を表すものとする。Fig. 4-7, Table 4-5, 4-6 より、従来法に比べ提案法は高域における非線形歪み補正効果が約 1~7 dB ほど改善されていることがわかる。また、低域において提案法は従来法とほぼ同等の補正効果を示していることがわかる。

Table 4-6 Average amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters.

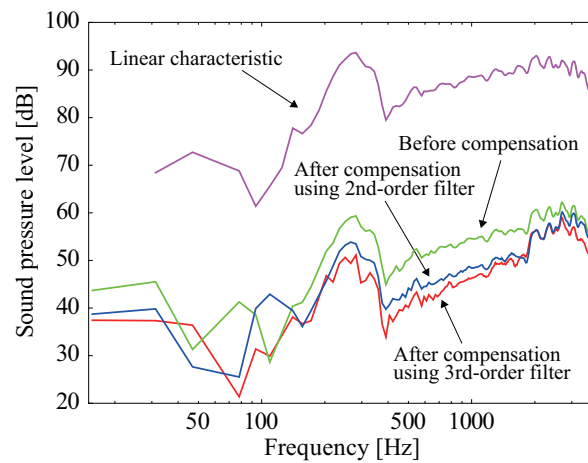
	2nd-order	3rd-order
2nd-order harmonic distortion		
31 Hz–656 Hz	2.5 dB	3.4 dB
656 Hz–4,000 Hz	-0.8 dB	6.8 dB
2nd-order intermodulation distortion (sum)		
31 Hz–656 Hz	3.3 dB	5.1 dB
656 Hz–4,000 Hz	2.4 dB	5.9 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)		
31 Hz–656 Hz	5.3 dB	8.3 dB
656 Hz–4,000 Hz	3.6 dB	5.4 dB
Average		
31 Hz–656 Hz	2.5 dB	5.7 dB
656 Hz–4,000Hz	1.7 dB	6.0 dB



(a) 2nd-order harmonic distortion



(b) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(c) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

Figure 4-7 Compensation abilities of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters.

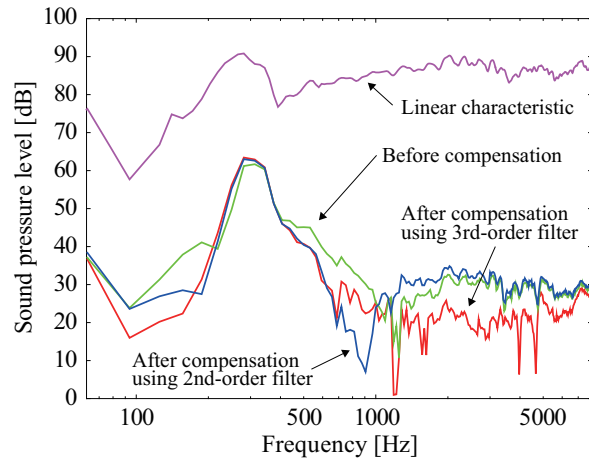
Table 4-7 Maximum amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters (input voltage = 3.1 V).

	2nd-order	3rd-order
31 Hz–656 Hz	36.4 dB	17.9 dB
656 Hz–4,000 Hz	6.7 dB	20.2 dB

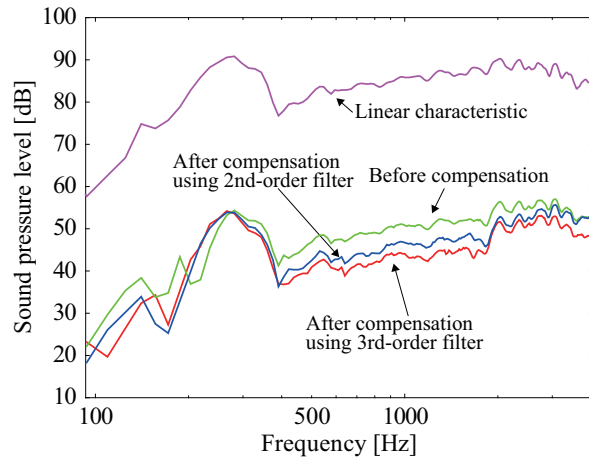
次に、入力電圧を変化させた際の補正効果について検討する。入力電圧を 3.1 V としたときの 2 次非線形歪みの音圧周波数特性を Fig. 4-8 に、最大補正量を Table 4-7 に、平均補正量を Table 4-8 にそれぞれ示す。入力電圧を 5.5 V としたときの 2 次非線形歪みの音圧周波数特性を Fig. 4-9 に、最大補正量を Table 4-9 に、平均補正量を Table 4-10 にそれぞれ示す。Fig. 4-8, Table 4-7, 4-8 より、電圧を低くした場合でも提案法が従来法よりも高い補正効果を保持していることがわかる。さらに、Fig. 4-9, Table 4-9, 4-10 より、電圧を高くした場合でも提案法が従来法よりも高い補正効果を保持していることがわかる。ただし、今回用いた非線形パラメータは印加電圧 6.3 V の下で測定されたため、検証した入力電圧 3.1 V, 4.4 V, 5.5 V において補正効果が保持されたと考えられる。

Table 4-8 Average amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters (input voltage = 3.1 V).

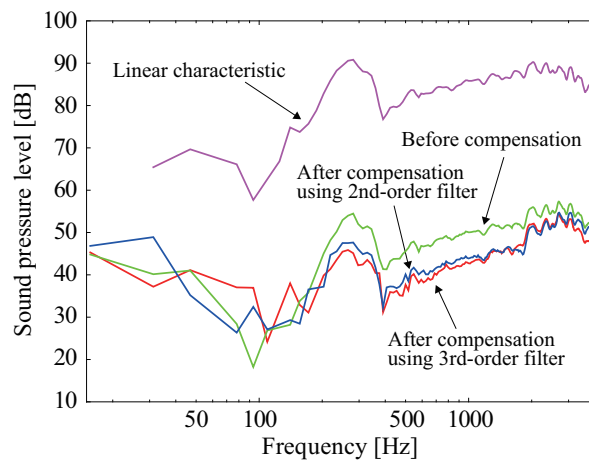
	2nd-order	3rd-order
2nd-order harmonic distortion		
31 Hz–656 Hz	4.3 dB	4.7 dB
656 Hz–4,000 Hz	-1.2 dB	6.4 dB
2nd-order intermodulation distortion (sum)		
31 Hz–656 Hz	3.1 dB	4.3 dB
656 Hz–4,000 Hz	2.7 dB	5.3 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)		
31 Hz–656 Hz	4.5 dB	5.5 dB
656 Hz–4,000 Hz	3.8 dB	4.5 dB
Average		
31 Hz–656 Hz	4.0 dB	4.8 dB
656 Hz–4,000 Hz	1.8 dB	5.4 dB



(a) 2nd-order harmonic distortion



(b) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(c) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

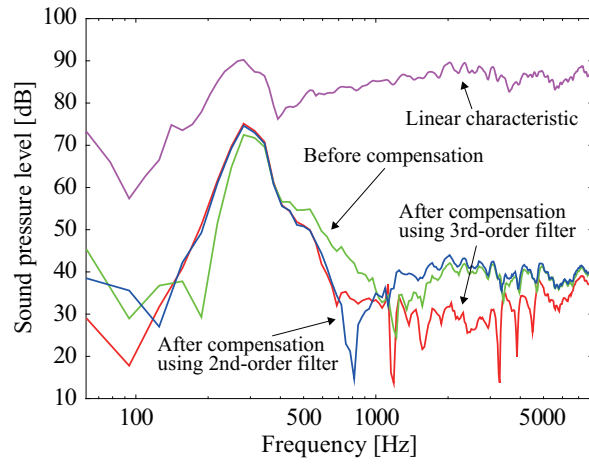
Figure 4-8 Compensation abilities of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters (3.1 V).

Table 4-9 Maximum amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters (input voltage = 5.5 V).

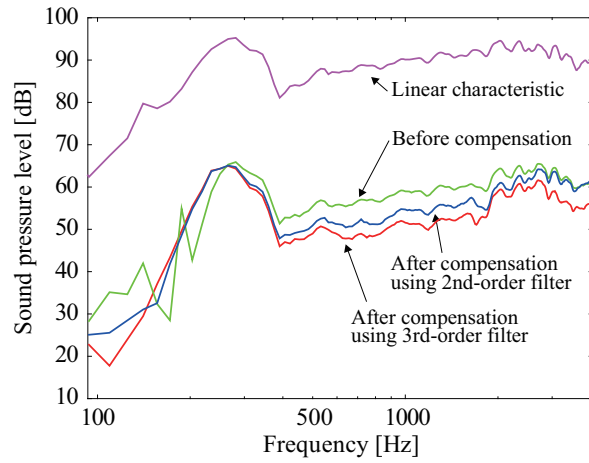
	2nd-order	3rd-order
31 Hz–656 Hz	27.4 dB	17.4 dB
656 Hz–4,000 Hz	7.3 dB	25.7 dB

Table 4-10 Average amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters (input voltage = 5.5 V).

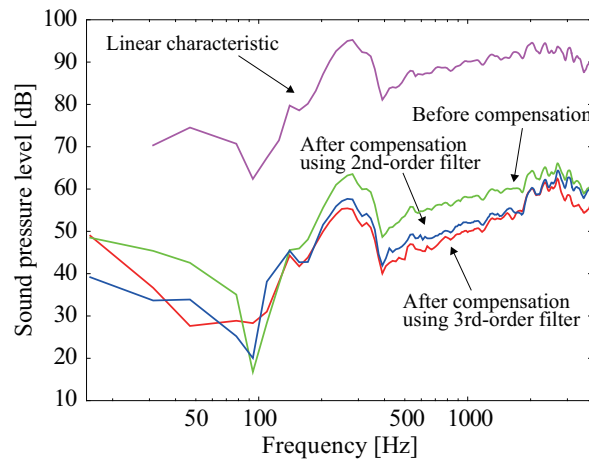
	2nd-order	3rd-order
2nd-order harmonic distortion		
31 Hz–656 Hz	1.9 dB	3.4 dB
656 Hz–4,000 Hz	-1.0 dB	6.2 dB
2nd-order intermodulation distortion (sum)		
31 Hz–656 Hz	2.7 dB	4.3 dB
656 Hz–4,000 Hz	2.4 dB	5.8 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)		
31 Hz–656 Hz	5.6 dB	7.2 dB
656 Hz–4,000 Hz	3.4 dB	5.4 dB
Average		
31 Hz–656 Hz	3.4 dB	5.0 dB
656 Hz–4,000 Hz	1.6 dB	5.8 dB



(a) 2nd-order harmonic distortion



(b) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(c) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

Figure 4-9 Compensation abilities of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters (5.5 V).

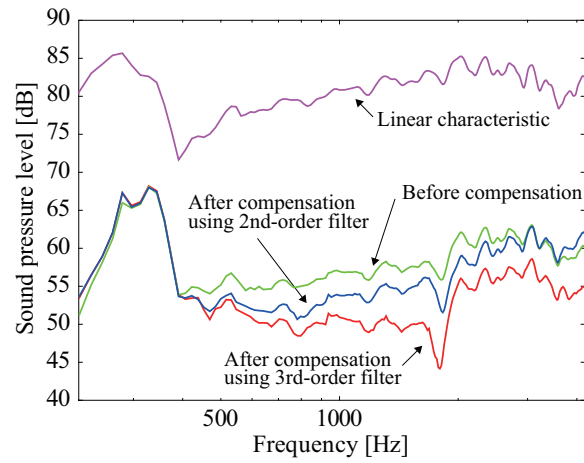
Table 4-11 Maximum amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters (fixed frequency = 188 Hz).

	2nd-order	3rd-order
31 Hz–656 Hz	16.2 dB	24.0 dB
656 Hz–4,000 Hz	14.5 dB	11.9 dB

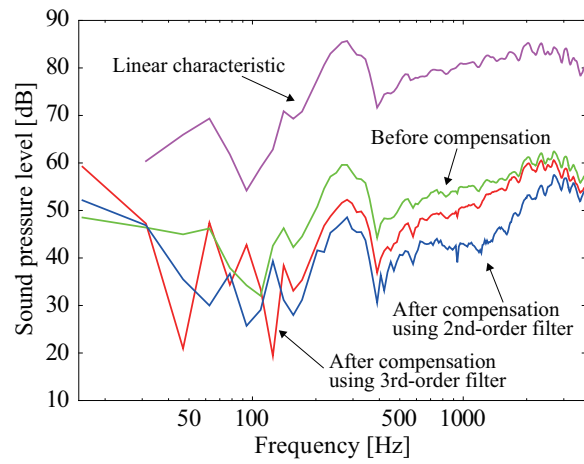
次に、固定周波数を変化させたときの相互変調波歪みの補正効果を検討する。固定周波数を 188 Hz, 313 Hz, 813 Hz としたときの 2 次非線形歪みの音圧周波数特性を Fig. 4-10~4-12 に、最大補正量を Table 4-11, 4-13, 4-15 に、平均補正量を Table 4-12, 4-14, 4-16 にそれぞれ示す。Fig. 4-10~4-12, Table 4-11~4-16 より、固定周波数を変化させた場合、従来法のほうが提案法に比べ高域における補正効果が高い場合があることがわかる。具体的には、Fig. 4-10(b) の固定周波数 188 Hz の差の相互変調波歪みおよび Fig. 4-11(a) の固定周波数 313 Hz の和の相互変調波歪みにおいて、上記の現象が生じている。この原因として、従来法と提案法で 188 Hz および 313 Hz 付近の周波数特性、特に線形振動板変位特性、速度特性、加速度特性が実システムの特性と異なることが考えられる。また、提案法における自己インダクタンスの非線形性が 188 Hz, 313 Hz における補正効果に影響を与えている可能性が考えられる。これらについては、次に述べる自己インダクタンスの非線形性が補正効果に与える影響の検討の中で述べる。しかしながら、その他については、提案法は従来法に比べ非線形歪み補正効果が高く、特に固定周波数を 813 Hz とした場合は、従来法では非線形歪みを補正できないのに対し、提案法では平均 3~9 dB 補正できていることがわかる。

Table 4-12 Average amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters (fixed frequency = 188 Hz).

	2nd-order	3rd-order
2nd-order intermodulation distortion (sum)		
31 Hz–656 Hz	1.9 dB	2.9 dB
656 Hz–4,000 Hz	1.2 dB	5.9 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)		
31 Hz–656 Hz	10.0 dB	6.3 dB
656 Hz–4,000 Hz	7.7 dB	2.5 dB
Average		
31 Hz–656 Hz	6.0 dB	4.6 dB
656 Hz–4,000 Hz	4.5 dB	4.2 dB



(a) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(b) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

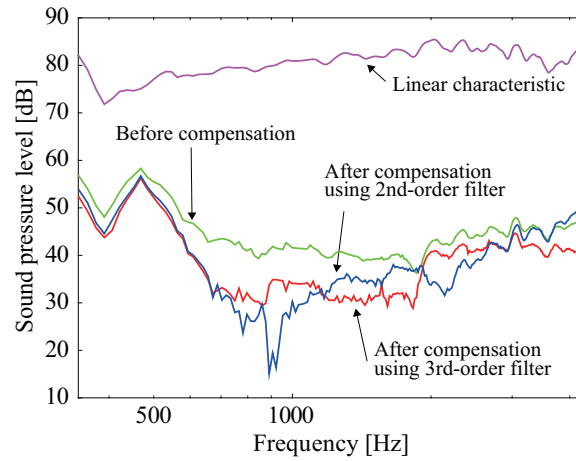
Figure 4-10 Compensation abilities of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters (fixed frequency = 188 Hz).

Table 4-13 Maximum amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters (fixed frequency = 313 Hz).

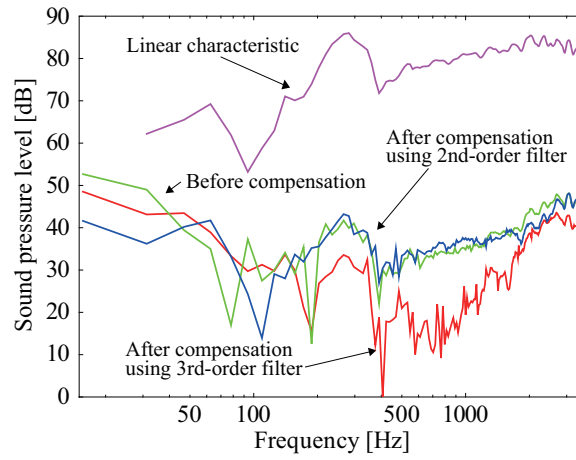
	2nd-order	3rd-order
31 Hz–656 Hz	26.1 dB	14.3 dB
656 Hz–4,000 Hz	13.4 dB	30.0 dB

Table 4-14 Average amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters (fixed frequency = 313 Hz).

	2nd-order	3rd-order
2nd-order intermodulation distortion (sum)		
31 Hz–656 Hz	9.5 dB	7.2 dB
656 Hz–4,000 Hz	3.1 dB	4.9 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)		
31 Hz–656 Hz	-0.3 dB	4.1 dB
656 Hz–4,000 Hz	0.5 dB	8.2 dB
Average		
31 Hz–656 Hz	4.6 dB	5.7 dB
656 Hz–4,000 Hz	1.8 dB	6.6 dB



(a) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(b) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

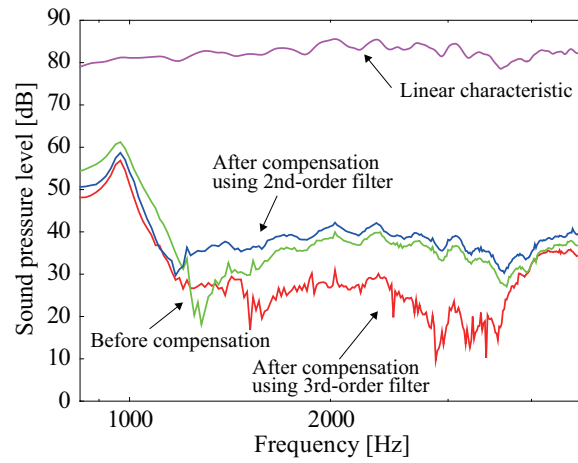
Figure 4-11 Compensation abilities of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters (fixed frequency = 313 Hz).

Table 4-15 Maximum amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters (fixed frequency = 813 Hz).

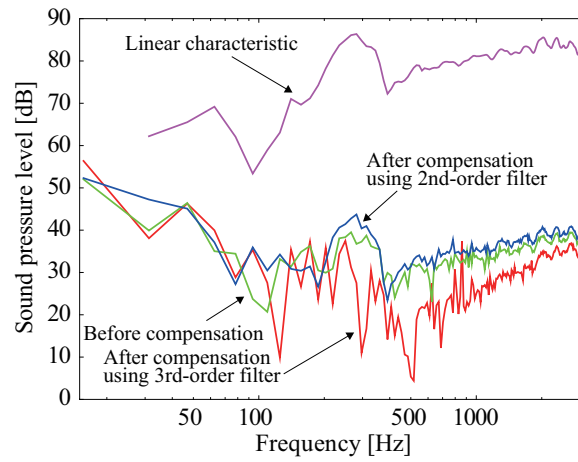
	2nd-order	3rd-order
31 Hz–656 Hz	7.3 dB	8.8 dB
656 Hz–4,000 Hz	7.2 dB	27.4 dB

Table 4-16 Average amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters (fixed frequency = 813 Hz).

	2nd-order	3rd-order
2nd-order intermodulation distortion (sum)		
31 Hz–656 Hz	-1.3 dB	3.7 dB
656 Hz–4,000 Hz	-2.5 dB	9.0 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)		
31 Hz–656 Hz	N/A	N/A
656 Hz–4,000 Hz	-1.8 dB	5.5 dB
Average		
31 Hz–656 Hz	-1.3 dB	3.7 dB
656 Hz–4,000 Hz	-2.2 dB	7.3 dB



(a) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(b) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

Figure 4-12 Compensation abilities of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters (fixed frequency = 813 Hz).

しかし、フィルタ構造に線形の自己インダクタンスを加えるだけでも、高域において非線形歪み補正効果が改善される可能性が考えられる。そこで、自己インダクタンスの非線形パラメータをゼロとして、すなわち $L(x(n)) = L_0$ として提案法を設計し、非線形歪み補正実験を行った。先ほどと同様に、Table 4-4 に示される測定条件で実験を行った。非線形歪みの音圧周波数特性を Fig. 4-13 に、最大補正量を Table 4-17 に、平均補正量を Table 4-18 にそれぞれ示す。Fig. 4-13, Table 4-17, 4-18 より、 $L(x(n)) = L_0$ とすると、提案法と従来法の非線形歪み効果がほぼ同等となることがわかる。次に、上記の実験と同様に固定周波数を変化させた場合の補正効果を検討する。固定周波数を 188 Hz, 313 Hz, 813 Hz にしたときの非線形歪みの音圧周波数特性を Fig. 4-14~4-16 に、最大補正量を Table 4-19, 4-21, 4-23 に、平均補正量を Table 4-20, 4-22, 4-24 にそれぞれ示す。Fig. 4-14~4-16, Table 4-19~4-24 より、固定周波数を変化させても、 $L(x(n)) = L_0$ とした提案法は従来法とほぼ同等の補正効果となっていることがわかる。ここで、Fig. 4-14(b) の固定周波数 188 Hz における差の相互変調歪み、および Fig. 4-15(a) の固定周波数 313 Hz における和の相互変調歪みの補正結果に着目する。Fig. 4-14(b) および Fig. 4-15(a) より、提案法において自己インダクタンスを線形とすることで非線形歪み補正効果が向上することがわかる。すなわち、Fig. 4-10(b), 4-11(a) において提案法の補正効果が従来法に比べ低くなった原因として、自己インダクタンスの非線形性が関係していることがわかる。ここで、力係数と自己インダクタンスがともに磁気回路に関するパラメータであり、

$$L = \frac{N_{\text{coil}}\Phi}{i}, \quad (4.48)$$

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S}, \quad (4.49)$$

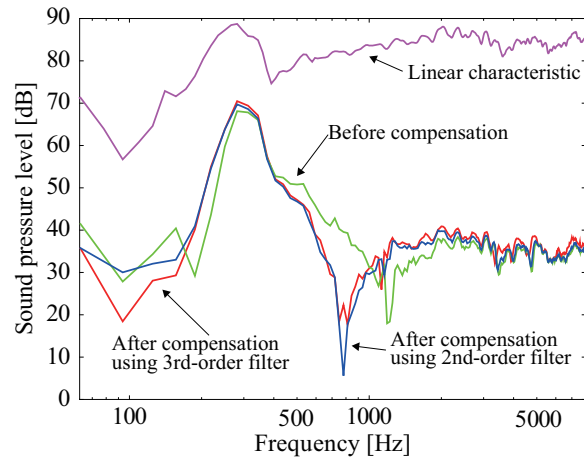
の関係を有する。ただし、 Φ は磁束 [Wb]、 \mathbf{B} は磁束密度ベクトル [Wb/m²]、 \mathbf{S} は磁束が貫く面積ベクトル [m²]、 N_{coil} はボイスコイルの巻き数である。すなわち、磁束密度 B (力係数 Bl) と自己インダクタンス L は相互関係があることが確認できる。しかしながら、基本的には提案法により高域の非線形歪み補正効果の改善が見られ、提案法の動電型スピーカシステムの非線形歪み補正に対する有効性が示された。

Table 4-17 Maximum amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters in case of the self-inductance treated as linear.

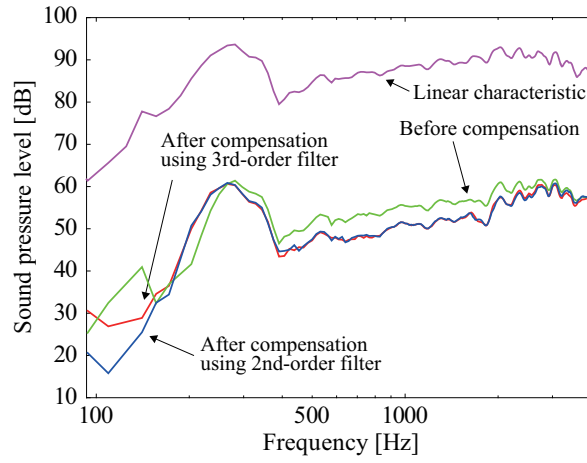
	2nd-order	3rd-order
31 Hz–656 Hz	34.0 dB	21.8 dB
656 Hz–4,000 Hz	7.0 dB	7.2 dB

Table 4-18 Average amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters in case of the self-inductance treated as linear.

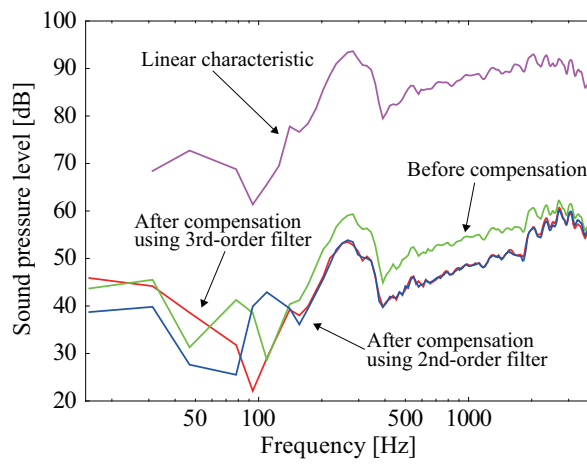
	2nd-order	3rd-order
2nd-order harmonic distortion		
31 Hz–656 Hz	2.5 dB	1.7 dB
656 Hz–4,000 Hz	-0.8 dB	-1.8 dB
2nd-order intermodulation distortion (sum)		
31 Hz–656 Hz	3.3 dB	2.7 dB
656 Hz–4,000 Hz	2.4 dB	2.5 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)		
31 Hz–656 Hz	5.3 dB	5.2 dB
656 H–4,000 Hz	3.6 dB	3.6 dB
Average		
31 Hz–656 Hz	3.7 dB	3.2 dB
656 Hz–4,000 Hz	1.7 dB	1.4 dB



(a) 2nd-order harmonic distortion



(b) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(c) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

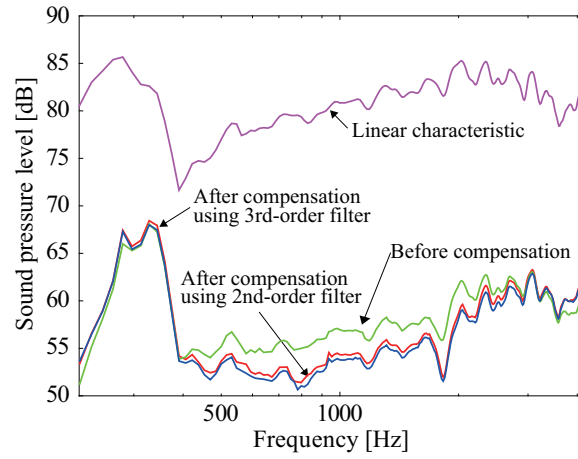
Figure 4-13 Compensation abilities of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters when self-inductance is treated as linear parameter.

Table 4-19 Maximum amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters in case of the self-inductance treated as linear (fixed frequency = 188 Hz).

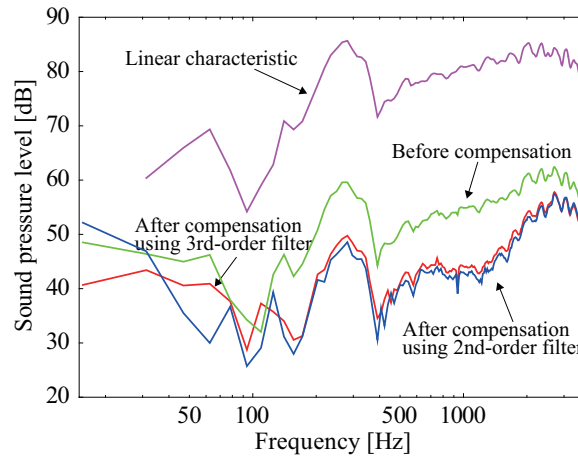
	2nd-order	3rd-order
31 Hz–656 Hz	16.2 dB	13.2 dB
656 Hz–4,000 Hz	14.5 dB	12.9 dB

Table 4-20 Average amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters in case of the self-inductance treated as linear (fixed frequency = 188 Hz).

	2nd-order	3rd-order
2nd-order intermodulation distortion (sum)		
31 Hz–656 Hz	1.9 dB	1.5 dB
656 Hz–4,000 Hz	1.2 dB	0.8 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)		
31 Hz–656 Hz	10.0 dB	8.5 dB
656 Hz–4,000 Hz	7.7 dB	7.0 dB
Average		
31 Hz–656 Hz	6.0 dB	5.0 dB
656 Hz–4,000 Hz	4.5 dB	4.2 dB



(a) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(b) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

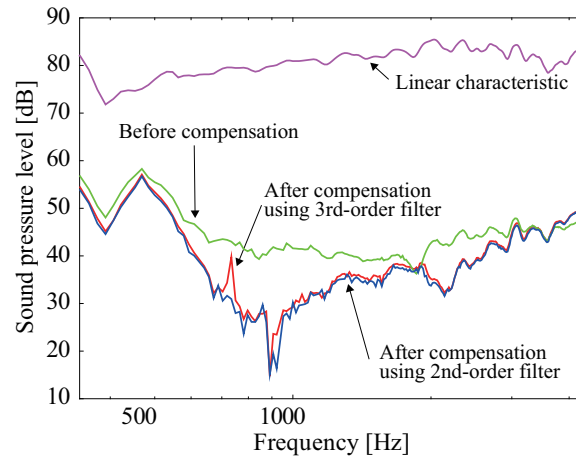
Figure 4-14 Compensation abilities of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters when self-inductance is treated as linear parameter (fixed frequency = 188 Hz).

Table 4-21 Maximum amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters in case of the self-inductance treated as linear (fixed frequency = 313 Hz).

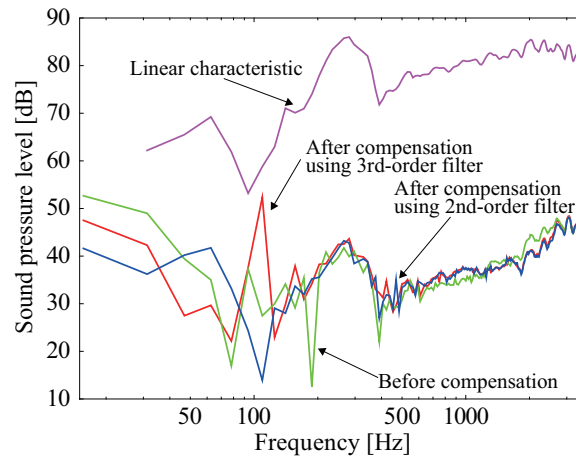
	2nd-order	3rd-order
31 Hz–656 Hz	26.1 dB	26.4 dB
656 Hz–4,000 Hz	13.4 dB	12.4 dB

Table 4-22 Average amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters in case of the self-inductance treated as linear (fixed frequency = 313 Hz).

	2nd-order	3rd-order
2nd-order intermodulation distortion (sum)		
31 Hz–656 Hz	9.5 dB	8.2 dB
656 Hz–4,000 Hz	3.1 dB	2.7 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)		
31 Hz–656 Hz	-0.3 dB	-1.3 dB
656 Hz–4,000 Hz	0.5 dB	0.3 dB
Average		
31 Hz–656 Hz	4.6 dB	3.5 dB
656 Hz–4,000 Hz	1.8 dB	1.5 dB



(a) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(b) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

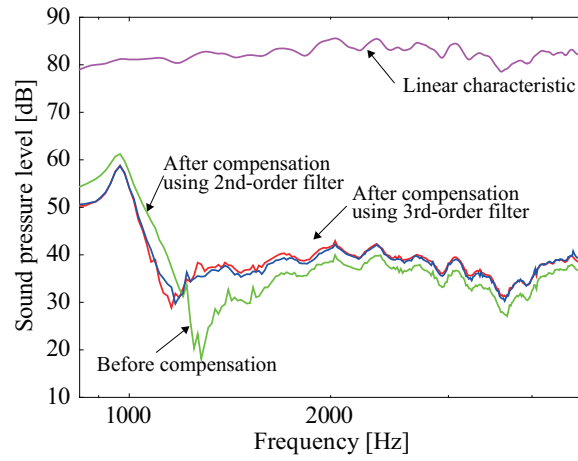
Figure 4-15 Compensation abilities of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters when self-inductance is treated as linear parameter (fixed frequency = 313 Hz).

Table 4-23 Maximum amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters in case of the self-inductance treated as linear (fixed frequency = 813 Hz).

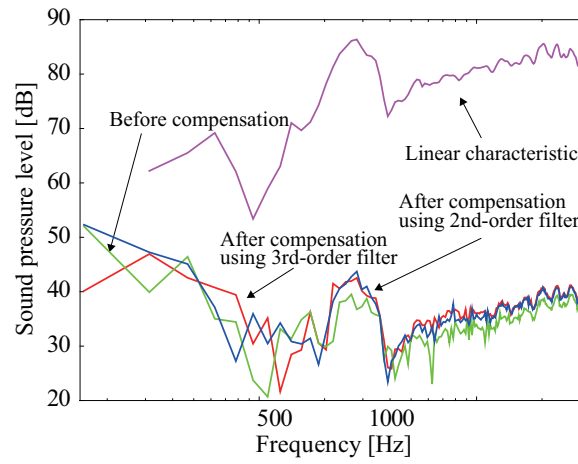
	2nd-order	3rd-order
31 Hz–656 Hz	7.3 dB	9.7 dB
656 Hz–4,000 Hz	7.2 dB	11.9 dB

Table 4-24 Average amounts of compensation of nonlinear distortion of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters in case of the self-inductance treated as linear (fixed frequency = 813 Hz).

	2nd-order	3rd-order
2nd-order intermodulation distortion (sum)		
31 Hz–656 Hz	-1.3 dB	-1.3 dB
656 Hz–4,000 Hz	-2.5 dB	-2.8 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)		
31 Hz–656 Hz	N/A	N/A
656 Hz–4,000 Hz	-1.8 dB	-2.1 dB
Average		
31 Hz–656 Hz	-1.3 dB	-1.3 dB
656 Hz–4,000 Hz	-2.2 dB	-2.5 dB



(a) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(b) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

Figure 4-16 Compensation abilities of 2nd- and 3rd-order nonlinear IIR filters when self-inductance is treated as linear parameter (fixed frequency = 813 Hz).

Table 4-25 Identification conditions.

Sampling frequency f_s	32,000 Hz
Frequency range	63–10,000 Hz
Tap length of first-order Volterra kernel N	512
Tap length of second-order Volterra kernel $N \times N$	512×512
Input voltage	4.4 V

4.3.3 線形化システムとの比較

次に, Volterra フィルタを用いた補正システムである線形化システム [32] との比較を行う. 最初に, 演算量の比較を行う. 従来法, 提案法はそれぞれ IIR フィルタ構造であるため, ゆえに, これらの手法は線形化システムに比べ演算量が少ない. さらに, 演算量削減手法としてサブバンドパラレルカスケード Volterra フィルタ (SPCVF) [54, 55] を適用したシステムと比較しても, 従来法, 提案法の演算量は少ない. ここで, 各システムの演算量を具体的に示す. 従来法は補正信号を 1 サンプル生成する際に, 20 回の乗算を要する. それに対し, 提案法の乗算回数は 110 回であり, 従来法に比べ多い. しかしながら, 線形化システムの乗算回数はこれに比べ非常に多く, フィルタ長が 128 の Volterra フィルタを用いると, SPCVF を適用しない場合で 17,025 回, SPCVF を適用し乗算回数を 70 %削減した場合で 5,829 回である. よって, 従来法と同様に提案法も DSP などのプロセッサに容易に実装できるといえる.

次に, 提案法と線形化システムの非線形歪み補正効果を比較した. ここで, 線形化システムは通常の Volterra フィルタを適用したものと, SPCVF を適用したものの 2 種類を比較対象とした. Volterra フィルタは周波数応答法 [29, 34–36] により同定した. Volterra フィルタの同定条件を Table 4-25 に示す. このとき, 線形化システムの乗算回数は 264,704 回であった. また, 今回の検討では SPCVF を適用した場合については, 固定周波数を 63 Hz としたときに補正効果が非線形 3 次 IIR フィルタと同等となるように削除する経路数を選んだ. なお, 厳密に両手法の補正効果を一致させることはできないことに留意する. 具体的には, 固有値の大きい 8 経路

を残し、そのときの乗算回数は8,712回であった。これは、非線形3次IIRフィルタの乗算回数110回の約79倍である。音圧周波数特性はTable 3-10と同条件で測定した。非線形歪みの音圧周波数特性をFig. 4-17に、最大補正量をTable 4-26に、平均補正量をTable 4-27にそれぞれ示す。Fig. 4-17, Table 4-27, 4-26より、通常のVolterraフィルタを用いた線形化システムに比べ、提案法は非線形歪み補正効果が低いことがわかる。また、相互変調波歪みにおいて、非線形3次IIRフィルタとSPCVFを適用した線形化システムはほぼ同等か、一部の帯域では非線形3次IIRフィルタのほうが非線形歪み補正効果が高くなっていることが確認できる。これは、SPCVFの経路削減において特定の周波数帯域の情報が失われたことが原因と思われる。次に固定周波数を188 Hz, 313 Hz, 813 Hzとした場合の補正効果を検証する。非線形歪みの音圧周波数特性をFig. 4-18~4-20に、最大補正量をTable 4-28, 4-30, 4-32に、平均補正量をTable 4-29, 4-31, 4-33にそれぞれ示す。Fig. 4-18~4-20, Table 4-28~4-33より、固定周波数188 HzにおいてSPCVFを適用した線形化システムと提案法はほぼ同等の補正効果を示しているが、固定周波数313 Hz, 813 HzにおいてはSPCVFを適用した線形化システムに比べ、提案法の方が補正効果が高いことがわかる。これは先述のとおり、SPCVFにおいて削除した経路に固定周波数313 Hz, 813 Hzの情報が含まれていたことが原因と考えられる。よって、非線形3次IIRフィルタはSPCVFを適用した線形化システムに比べ低演算量でDSPへの実装を容易にし、さらにSPCVFよりも非線形歪み補正効果が高いため、非線形歪み補正法として有効であるといえる。

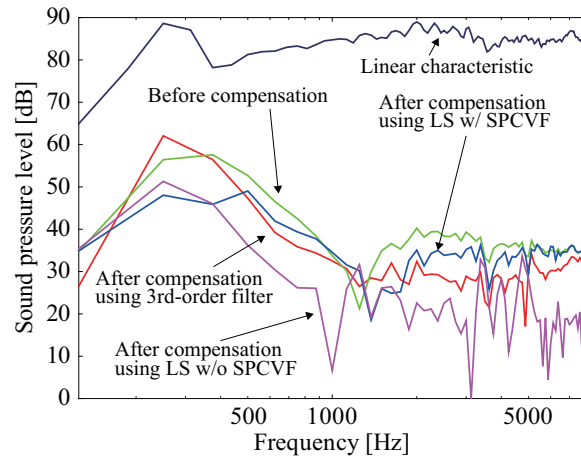
以上の結果より、非線形3次IIRフィルタは非線形2次IIRフィルタの問題点である中高域での非線形歪み補正効果の劣化を改善し、かつSPCVFを適用した線形化システムに比べ演算量を少なく抑えることができるため、本手法は動電型スピーカシステムの非線形歪み補正法として有効であるといえる。

Table 4-26 Maximum amounts of compensation of nonlinear distortion of 3rd-order nonlinear IIR filter (NLIIR) and linearization system (LS).

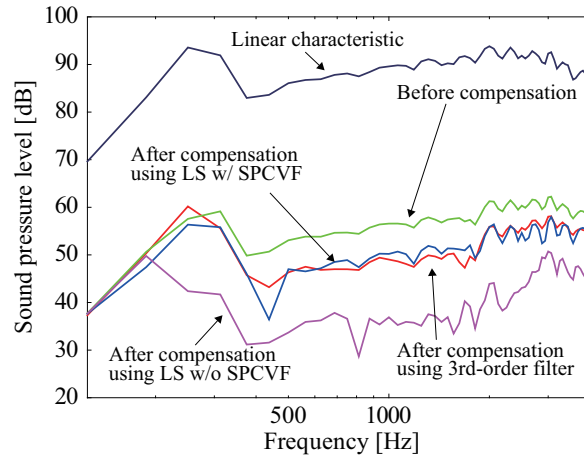
	3rd-order NLIIR	LS w/o SPCVF	LS w/ SPCVF
31 Hz–656 Hz	13.3 dB	29.6 dB	14.2 dB
656 Hz–4,000 Hz	16.7 dB	40.0 dB	11.7 dB

Table 4-27 Average amounts of compensation of nonlinear distortion of 3rd-order nonlinear IIR filter (NLIIR) and linearization system (LS).

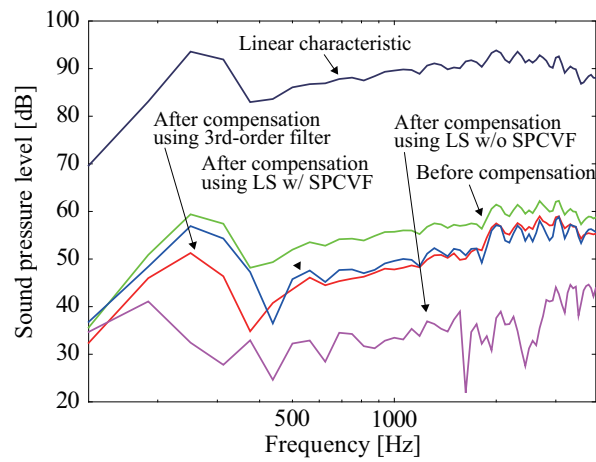
	3rd-order NLIIR	LS w/o SPCVF	LS w/ SPCVF
2nd-order harmonic distortion			
31 Hz–656 Hz	2.2 dB	9.9 dB	3.0 dB
656 Hz–4,000 Hz	6.6 dB	16.2 dB	2.5 dB
2nd-order intermodulation distortion (sum)			
31 Hz–656 Hz	4.4 dB	14.6 dB	5.3 dB
656 Hz–4,000 Hz	5.5 dB	16.7 dB	5.6 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)			
31 Hz–656 Hz	8.2 dB	19.2 dB	4.7 dB
656 Hz–4,000 Hz	4.6 dB	21.5 dB	4.9 dB
Average			
31 Hz–656 Hz	4.9 dB	14.6 dB	4.3 dB
656 Hz–4,000 Hz	5.6 dB	18.1 dB	4.3 dB



(a) 2nd-order harmonic distortion



(b) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(c) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

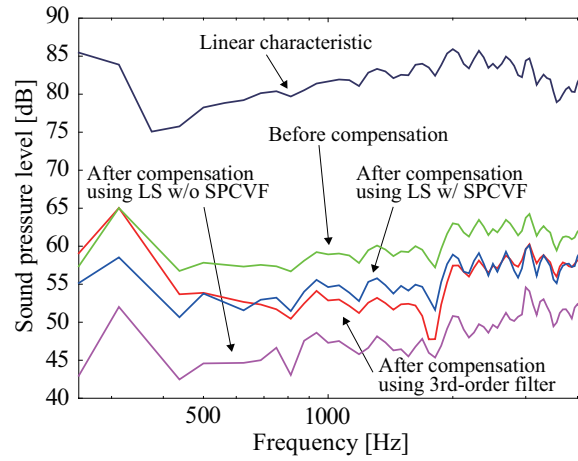
Figure 4-17 Compensation abilities of 3rd-order nonlinear IIR filter and linearization system.

Table 4-28 Maximum amounts of compensation of nonlinear distortion of 3rd-order nonlinear IIR filter (NLIIR) and linearization system (LS) (fixed frequency = 188 Hz).

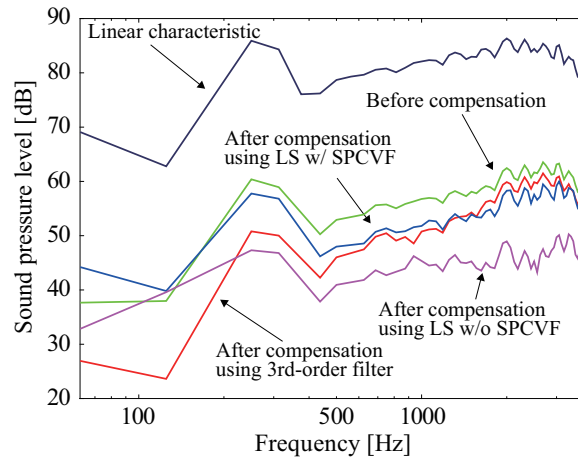
	3rd-order NLIIR	LS w/o SPCVF	LS w/ SPCVF
31 Hz–656 Hz	14.3 dB	14.4 dB	6.5 dB
656 Hz–4,000 Hz	10.5 dB	18.3 dB	5.6 dB

Table 4-29 Average amounts of compensation of nonlinear distortion of 3rd-order nonlinear IIR filter (NLIIR) and linearization system (LS) (fixed frequency = 188 Hz).

	3rd-order NLIIR	LS w/o SPCVF	LS w/ SPCVF
2nd-order intermodulation distortion (sum)			
31 Hz–656 Hz	3.4 dB	13.1 dB	4.8 dB
656 Hz–4,000 Hz	5.2 dB	11.5 dB	4.4 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)			
31 Hz–656 Hz	9.8 dB	8.8 dB	0.9 dB
656 Hz–4,000 Hz	3.3 dB	13.5 dB	4.1 dB
Average			
31 Hz–656 Hz	6.6 dB	11.0 dB	2.9 dB
656 Hz–4,000 Hz	4.3 dB	12.5 dB	4.3 dB



(a) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(b) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

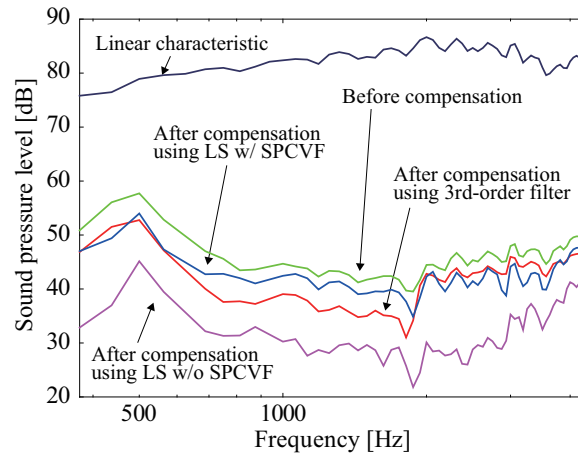
Figure 4-18 Compensation abilities of 3rd-order nonlinear IIR filter and linearization system (fixed frequency = 188 Hz).

Table 4-30 Maximum amounts of compensation of nonlinear distortion of 3rd-order nonlinear IIR filter (NLIIR) and linearization system (LS) (fixed frequency = 313 Hz).

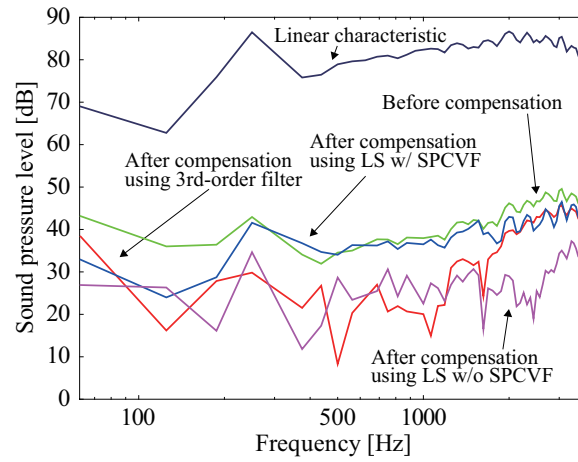
	3rd-order NLIIR	LS w/o SPCVF	LS w/ SPCVF
31 Hz–656 Hz	19.8 dB	22.3 dB	12.0 dB
656 Hz–4,000 Hz	26.3 dB	26.5 dB	6.4 dB

Table 4-31 Average amounts of compensation of nonlinear distortion of 3rd-order nonlinear IIR filter (NLIIR) and linearization system (LS) (fixed frequency = 313 Hz).

	3rd-order NLIIR	LS w/o SPCVF	LS w/ SPCVF
2nd-order intermodulation distortion (sum)			
31 Hz–656 Hz	5.8 dB	14.4 dB	3.9 dB
656 Hz–4,000 Hz	3.6 dB	13.3 dB	3.3 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)			
31 Hz–656 Hz	11.8 dB	15.4 dB	5.7 dB
656 Hz–4,000 Hz	7.8 dB	15.3 dB	2.9 dB
Average			
31 Hz–656 Hz	8.8 dB	14.9 dB	4.8 dB
656 Hz–4,000 Hz	5.7 dB	14.3 dB	3.1 dB



(a) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(b) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

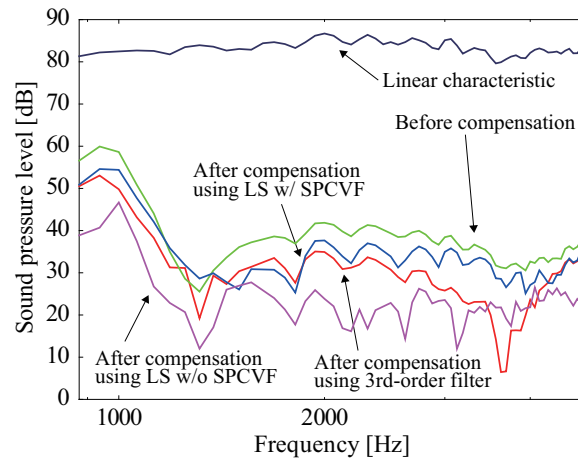
Figure 4-19 Compensation abilities of 3rd-order nonlinear IIR filter and linearization system (fixed frequency = 313 Hz).

Table 4-32 Maximum amounts of compensation of nonlinear distortion of 3rd-order nonlinear IIR filter (NLIIR) and linearization system (LS) (fixed frequency = 813 Hz).

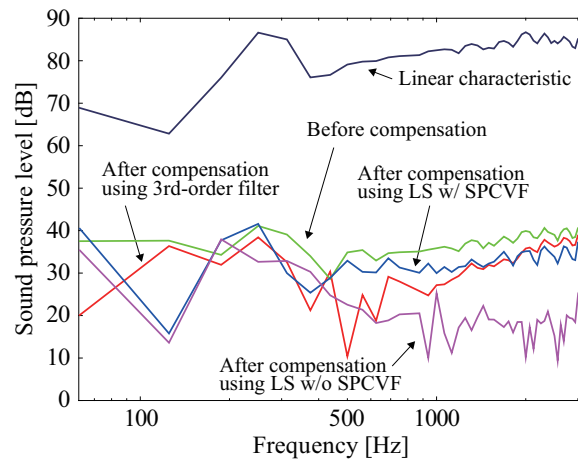
	3rd-order NLIIR	LS w/o SPCVF	LS w/ SCVF
31 Hz–656 Hz	8.8 dB	19.2 dB	5.8 dB
656 Hz–4,000 Hz	24.8 dB	29.8 dB	21.9 dB

Table 4-33 Average amounts of compensation of nonlinear distortion of 3rd-order nonlinear IIR filter (NLIIR) and linearization system (LS) (fixed frequency = 813 Hz).

	3rd-order NLIIR	LS w/o SPCVF	LS w/ SCVF
2nd-order intermodulation distortion (sum)			
31 Hz–656 Hz	5.0 dB	13.4 dB	2.0 dB
656 Hz–4,000 Hz	9.4 dB	14.3 dB	4.5 dB
2nd-order intermodulation distortion (difference)			
31 Hz–656 Hz	N/A	N/A	N/A
656 Hz–4,000 Hz	5.3 dB	17.5 dB	4.4 dB
Average			
31 Hz–656 Hz	5.0 dB	13.4 dB	2.0 dB
656 Hz–4,000 Hz	7.4 dB	15.9 dB	4.5 dB



(a) 2nd-order intermodulation distortion (sum)



(b) 2nd-order intermodulation distortion (difference)

Figure 4-20 Compensation abilities of 3rd-order nonlinear IIR filter and linearization system (fixed frequency = 813 Hz).

4.4 結言

本章では, 自己インダクタンスの非線形性を考慮した Mirror フィルタの実現法として, 非線形 3 次 IIR フィルタによる実現法を提案し, 実スピーカシステムを用いた非線形歪み補正実験によりその非線形歪み補正効果について検討を行った. 従来の非線形 2 次 IIR フィルタとの補正効果の比較により, 非線形 3 次 IIR フィルタにより中高域における非線形歪み補正効果が約 1~7 dB 改善されることが示された. また, 自己インダクタンスを線形パラメータとして非線形 3 次 IIR フィルタを設計し, その補正効果を検証した. その結果, 自己インダクタンスを線形パラメータとすることで従来法である非線形 2 次 IIR フィルタとほぼ同等の補正効果となることが示され, 自己インダクタンスの非線形性を考慮することによる非線形歪み補正の有効性が確認された. さらに, 非線形 3 次 IIR フィルタと SPCVF を適用した線形化システムの非線形歪み補正効果, およびその演算量を比較した. その結果, 両手法の非線形歪み補正効果が同等となる場合, SPCVF を適用した線形化システムの演算量は非線形 3 次 IIR フィルタの演算量の約 79 倍となり, 非線形 3 次 IIR フィルタは DSP などの演算処理装置への実装を容易にすることが示された. また, 異なる固定周波数を用いた場合, SPCVF を適用した線形化システムに比べ非線形 3 次 IIR フィルタの非線形歪み補正効果が高くなった. 以上の結果より, 非線形 3 次 IIR フィルタによる動電型スピーカシステムの非線形歪み補正法の有効性が示された.

第5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。

本研究では、非線形信号処理を利用した動電型スピーカシステムの非線形歪み補正を目的とし、その方法として Mirror フィルタによる非線形歪み補正法およびそのパラメータ推定法について検討した。

第1章では、研究背景と目的、動電型スピーカシステムの非線形性の発生要因とそのモデル化、先行研究の問題点、および本論文の構成について述べた。

第2章では、Mirror フィルタの従来の実現法である非線形2次IIR フィルタによる実現法、およびそのパラメータ推定法として振動板変位特性を利用したパラメータ推定法について述べた。

第3章では、本研究の第一の成果である Volterra 核を利用した動電型スピーカシステムのパラメータ推定法について述べた。従来法では、振動板変位を測定するためにレーザ変位計を必要とするため、その分多くの費用が必要となる。また、低域に比べ高域における振動板変位は非常に小さく、測定が困難となるため高域成分を含めたパラメータ推定を行うことが困難である。さらに、従来法では励起信号として複合正弦波を用いる必要があり、励起信号の制約がある。提案法では、Volterra 核をスピーカモデルとして利用し、計算機上で算出された Mirror フィルタの非線形歪み補正量を評価関数として、これを最大化するように Simulated annealing によってパラメータを探索する。そのため、標準マイクロホン以外の測定機器を必要とせず、さらにパラメータ推定でさまざまな励起信号を用いることができる。そして、励起信号としてスイープ正弦波を用いた場合の評価関数を示した。その後、2種類の実スピーカシステムを用いたパラメータ推定の結果を示した。従来法および提案法の評価値はともに収束し、パラメータ推定は良好に行われたことが示された。

そして、これらの推定パラメータにより設計された非線形 2 次 IIR フィルタの非線形歪み補正効果を比較し、提案法により推定されたパラメータを利用することで従来法による推定パラメータに比べ非線形歪み補正効果が約 2~5 dB 改善され、提案法の有効性が示された。

第 4 章では、本研究の第二の成果である非線形 3 次 IIR フィルタによる実現法を述べた。従来の実現法である非線形 2 次 IIR フィルタでは、自己インダクタンスの非線形性を考慮していないために中高域における非線形歪みが補正できなかった。そこで、自己インダクタンスの非線形性を考慮したフィルタ構造として非線形 3 次 IIR フィルタを提案した。提案法は非線形微分方程式に自己インダクタンスの非線形性を加え、従来法と同様の考え方でフィルタ構造が導出されることを示した。そして、実スピーカシステムを用いた非線形歪み補正実験を行い、従来法と提案法の非線形歪み補正効果を比較した。今回の比較では、Klippel 測定器により測定されたパラメータを用いて従来法、提案法のフィルタを設計した。実験の結果、提案法により高域の非線形歪み補正効果が従来法に比べ 1~7 dB 改善されることが示された。また、自己インダクタンスを線形として提案法を設計し、非線形歪み補正効果を検証した。その結果、自己インダクタンスを線形とすると従来法とほぼ同等の補正効果となり、自己インダクタンスの非線形性を加えた提案法の有効性が示された。さらに、Volterra フィルタを利用した線形化システムとの比較も行い、演算量の点では提案法が有利であることが示された。また、サブバンドパラレルカスケード Volterra フィルタによる演算量削減を用いた線形化システムとの比較では、両者の補正効果を同等とした場合に、線形化システムの演算量は非線形 3 次 IIR フィルタの約 79 倍となった。よって、DSP 等の演算処理装置への実装を考慮すると、提案法は動電型スピーカシステムの非線形歪み補正法として有効であることが示された。

以上、本論文では新たな Mirror フィルタのパラメータ推定法およびフィルタの実現法、およびその非線形歪み補正への応用について述べた。以下、今後の課題について述べる。

まず、研究全体の課題について述べる。本論文では、Volterra 核を利用したスピーカシステムのパラメータ推定法と非線形 3 次 IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法を別々に検討した。しかし、本論文では両者を組み合わせた場合の非線形

歪み補正効果については検討しなかった。よって、今後は Volterra 核を利用したスピーカシステムのパラメータ推定法と非線形 3 次 IIR フィルタを組み合わせた場合の非線形歪み補正効果を検証する必要がある。また、非線形歪み補正効果の評価において 2 次非線形歪みのみを対象としていた。しかし、聴感上では 3 次非線形歪みの影響が大きいということが経験的に知られている。よって、上述の検討において 3 次非線形歪み補正効果についても検証する必要がある。さらに、これらの検証では正弦波を利用して非線形歪み補正効果を検証している。しかし、スピーカを用いる状況においては正弦波のような狭帯域信号ではなく、音楽信号などの広帯域信号をスピーカに入力する。よって、広帯域信号を用いた非線形歪み補正効果の検証法である動的歪み測定法 [48] により非線形歪み補正効果を検証する必要がある。次に、本論文の 2 つの成果であるパラメータ推定法ならびにフィルタ構造に関する課題をそれぞれ述べる。

まず、Volterra 核を利用したスピーカシステムのパラメータ推定法における課題について述べる。従来の振動板変位特性を利用したパラメータ推定法により得られたパラメータを用いた場合に比べ、提案法により推定されたパラメータを用いたほうが平均補正量が約 2~5 dB 程度高くなり、提案法の有効性が示された。しかし、今回の検証では Volterra 核を 2 次までで打ち切っているため、より正確なパラメータを得るためにはより高次の Volterra 核を用いる必要があると考えられる。特に、3 次非線形歪みは聴覚的に影響が大きいことが知られているため、3 次 Volterra 核を用いたパラメータ推定法の検証が必要と考えられる。また、従来法と同様に、提案法は Simulated annealing によりパラメータを探索しているため、初期値の設定によっては Mirror フィルタで用いることができるパラメータが推定されない場合がある。よって、今後より正確なスピーカシステムのパラメータ推定が必要であるといえ、具体的には凸最適化などの手法によるパラメータ推定法を考案する必要がある。さらに、各非線形パラメータが非線形歪み補正法に及ぼす影響 [56] を考慮することで、パラメータ推定精度を向上できると考えられる。

次に、非線形 3 次 IIR フィルタによる Mirror フィルタの実現法における課題について述べる。非線形 3 次 IIR フィルタでは自己インダクタンスの非線形性を考慮したことで、非線形 2 次 IIR フィルタに比べ中高域での非線形歪み補正効果が改善さ

れることが示された。しかし、中高域における歪み補正量は低域に比べ少ない。これは、現在使用しているスピーカモデルでは高域での分割振動の影響を正確に反映できないことが原因と考えられる。そこで今後は、より正確なスピーカモデルを導き、フィルタ構造に反映させることが必要であるといえる。また、今回使用したスピーカは直径が 3.3~6.0 cm ほどであり、ある程度の大きさを有していた。これらのスピーカに比べ、スマートメディア等に内蔵されている小型スピーカでは、より多くの非線形歪みが発生する。しかし、非線形 2 次 IIR フィルタ、非線形 3 次 IIR フィルタの小型スピーカに対する非線形歪み補正効果については検証されていない。よって、非線形 2 次 IIR フィルタ、非線形 3 次 IIR フィルタによる小型スピーカの非線形歪み補正効果の検証が必要と思われる。さらに、これら小型スピーカでは機械抵抗の非線形性が現れることが、W. Klippel により明らかにされた [57]。よって、機械抵抗の非線形性を加えた新たなフィルタ構造の導出が必要と思われる。

さらに、現状では測定した物理パラメータを直接用いて非線形歪みを行っているが、スピーカシステムの物理パラメータの一部は経年変化するため、適応的にパラメータを変化させフィルタ係数をチューニングする必要がある。それにより、さらに非線形歪み補正効果を高くすることが可能であると考えられる。よって、今後は非線形 IIR フィルタに適応信号処理を適用する方法を検討する必要があると思われる。

謝辞

本論文は、筆者が関西大学大学院理工学研究科において行った研究の成果をまとめたものです。本研究を遂行するにあたり、数多くの方々のお世話になりました。

関西大学システム理工学部電気電子情報工学科 梶川嘉延教授には、筆者が同大学工学部電子情報システム工学科在籍時より、同大学院理工学研究科在籍の間、主指導教官として終始ご指導いただきました。梶川教授のご指導は厳しいご指摘もありましたが、温かいご助言もあり、梶川教授よりいただいたご厚情なくしては本研究の遂行はありえませんでした。厚く御礼申し上げます。

本論文の作成にあたり、多大な助言をいただきました、関西大学システム理工学部電気電子情報工学科 棟安実治教授、三好誠司教授に心から感謝します。

また、電子情報システム工学科在籍時より理工学研究科博士課程前期課程修了までの期間、関西大学システム理工学部 野村康雄名誉教授には種々のご助言をいただき、研究者としての姿勢を教えてくださいました。学会、研究室内での研究発表においては、様々なご指摘をいただき、そこで教えていただいた知識のおかげで本論文の執筆に至りました。ここに深く感謝いたします。

日本電気株式会社 杉山昭彦博士には、インターン期間中において、研究の基本的な姿勢をはじめ、雑音抑圧などの音響信号処理の基礎知識を教えてくださいました。また、実社会で働く際に必要となるスキルも教えてくださいました。NTT コミュニケーション基礎科学研究所 中谷智広博士、木下慶介博士には、ブラインド音源分離を丁寧に教えていただき、研究設備を利用させていただきました。東京工業大学大学院理工学研究科 山岸昌夫助教には、パラメータ推定法についてご助言をいただきました。オンキヨー株式会社 竹村和斉氏には、スピーカユニットを提供していただき、Klippel 測定器および無響室を利用させていただきました。また、月末

報告会では数々のご助言をいただきました。これらの方々のおかげで、音響信号処理に関する知見や様々なスキルが得られました。深くお礼申し上げます。

更に、本研究の遂行にあたり、関西大学工学部、システム理工学部、同大学院理工学研究科の歴代の学生の皆様には、研究活動や私生活においても数々のご協力をいただきました。奥野真也氏、川合大介氏、木村崇志氏、康弘樹氏、小林裕康氏、佐藤悠氏、佐用敦氏、田村雅則氏、鐵寛文氏、中河原吉輝氏、三島勇輝氏には、筆者が工学部在籍時より大変お世話になりました。特に、奥野氏、川合氏、小林氏、佐用氏、田村氏、鐵氏、三島氏には、その後も理工学研究科でご協力いただき、他分野の研究について教えていただきました。そして、学会発表ではご一緒させていただき、研究以外の面でも大変お世話になりました。史創博士（関西大学先端科学技術推進機構PD）には、国際会議の発表原稿作成でお世話になりました。後藤田公則氏（ホシデン株式会社）には、筆者に本研究分野の基礎知識をご教授いただきました。中村将志氏（富士通テン株式会社、関西大学大学院理工学研究科）、木下聡氏（パナソニック株式会社、関西大学大学院理工学研究科）、田中貴大君、棚田達也君、史騫君、木下哲君、長谷諭君、別所宏晃君、三木達也君（以上、関西大学大学院理工学研究科）、今元涼介君、桂井聡君、久保仁詩君、澤野衡君、清水貴大君、瀧本隼人君（以上、関西大学システム理工学部）には、筆者の研究生活を様々な側面で支えていただきました。羽田野佑太君（関西大学大学院理工学研究科）には、研究設備の保守管理や研究用プログラムの作成で大変お世話になりました。そして、上迫奈津季氏（TOA 株式会社）、大村学君（関西大学システム理工学部）には、筆者とともに本研究を進めていただきました。心より感謝いたします。個々にはお名前を申し上げられませんが、他にもお世話になった諸先輩方や学生の皆様にも、多くの面で支えていただきました。

最後になりましたが、本研究を纏め上げるに至ったのは、これまで筆者を支えご指導、ご鞭撻いただいたすべての方々のおかげです。心より御礼申し上げます。そして、父と妹には6年間の研究生活を温かく見守っていただき、大変感謝します。

付 録 A Volterra フィルタの性質

A.1 緒言

本章では, Volterra フィルタの各種性質および Volterra フィルタの同定法である周波数応答法について述べる.

A.2 Volterra フィルタの性質

A.2.1 離散 Volterra 級数展開

いま, 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, Eq. (1.1) で示される離散 Volterra 級数展開 [38] によって表現することができ, p 次の Volterra 演算子 $\mathbf{H}_p[x(n)]$ を導入することで Eq. (1.1) は,

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

のように簡単に書くことができる. ただし,

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_p[x(n)] &= \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} \cdots \sum_{k_p=0}^{\infty} h_p(k_1, k_2, \cdots, k_p) \\ &\quad \times x(n - k_1)x(n - k_2) \cdots x(n - k_p), \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

である. 本章では 3 次までの非線形成分 ($p = 3$) 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, Eq. (1.1) を Eq. (A.3) 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.

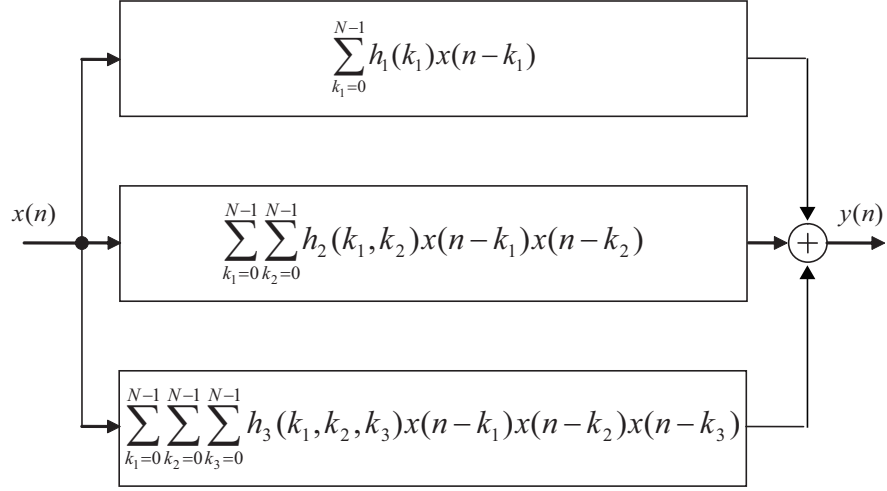


Figure A-1 Volterra structure.

$$\begin{aligned}
 y(n) = & \sum_{k_1=0}^{N-1} h_1(k_1)x(n-k_1) \\
 & + \sum_{k_1=0}^{N-1} \sum_{k_2=0}^{N-1} h_2(k_1, k_2)x(n-k_1)x(n-k_2) \\
 & + \sum_{k_1=0}^{N-1} \sum_{k_2=0}^{N-1} \sum_{k_3=0}^{N-1} h_3(k_1, k_2, k_3)x(n-k_1)x(n-k_2)x(n-k_3). \quad (\text{A.3})
 \end{aligned}$$

Eq. (A.3)において、第1項は線形出力、第2項は入力2つの積が含まれているためシステムの2次非線形出力、第3項は入力3つの積が含まれているためシステムの3次非線形出力にそれぞれ相当する。すなわち、Eq. (A.3)はFig. A-1に示すように、線形システムと2次、3次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。

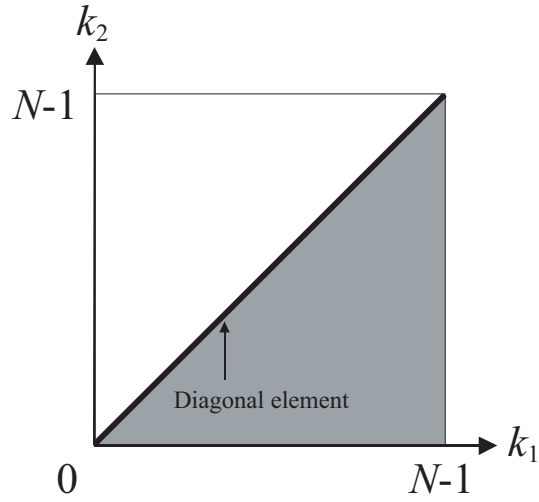


Figure A-2 Symmetry of the 2nd-order Volterra kernel.

2次, 3次 Volterra 核の対称性

i 次 Volterra 核 ($i \geq 2$) は対称性をもつ. まず, 2次 Volterra 核 $h_2(k_1, k_2)$ の対称性を式で示すと,

$$h_2(k_1, k_2) = h_2(k_2, k_1), \quad (\text{A.4})$$

となり, これを図示したものが Fig. A-2 である. Eq. (A.4) より, Fig. A-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.

次に, 3次 Volterra 核の対称性について説明する. まず, 3次 Volterra 核 $h_3(k_1, k_2, k_3)$ の対称性を式で示すと,

$$\begin{aligned} h_3(k_1, k_2, k_3) &= h_3(k_1, k_3, k_2) \\ &= h_3(k_2, k_1, k_3) = h_3(k_2, k_3, k_1) \\ &= h_3(k_3, k_1, k_2) = h_3(k_3, k_2, k_1), \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

となり, Eq. (A.5) を図示したものが Fig. A-3 である. ここで, Fig. A-3(a) は $k_2 = k_3$ となる平面で立方体を切断した領域が, また Fig. A-3(b) は $k_1 = k_3$ となる平面で

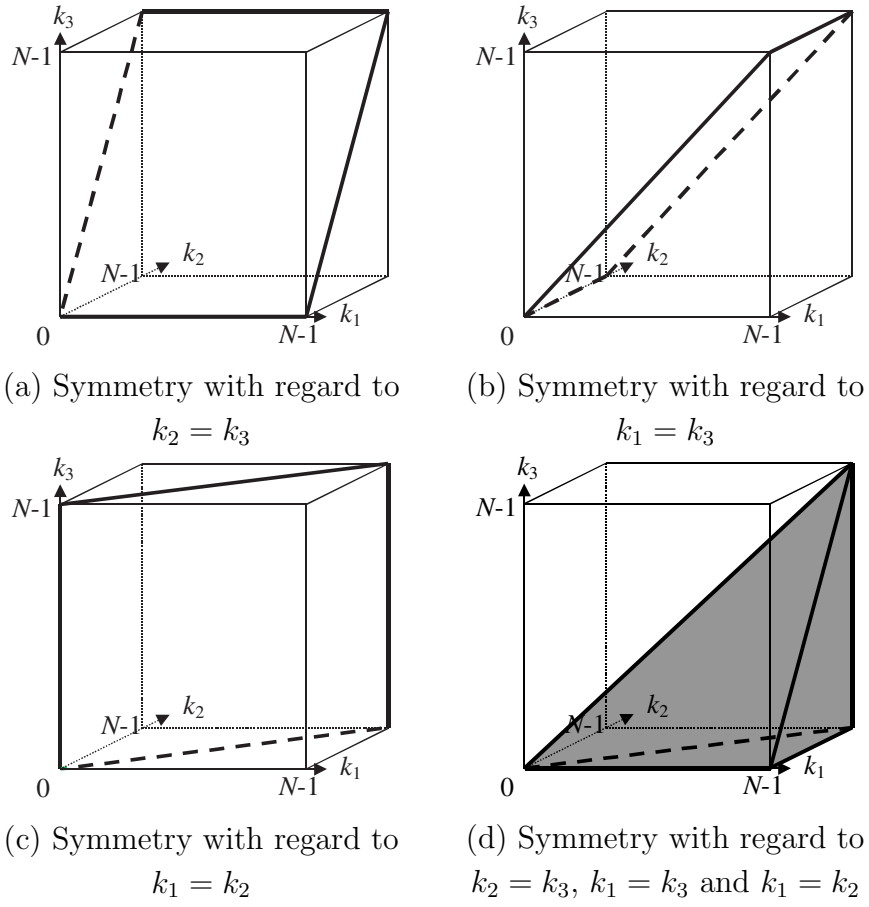


Figure A-3 Symmetry of the 3rd-order Volterra kernel.

切断した領域が, さらに Fig. A-3(c) は $k_1 = k_2$ となる平面で切断した領域がそれぞれ等しくなることを示している. Fig. A-3(a)~(c) のように, 3つ平面で立方体を切断すると, 立方体は6つの三角錐の領域に分割され, それらの領域はそれぞれ等しくなる. Fig. A-3(d) はその6つに分割された三角錐のうちの1つを示している. この3次 Volterra 核の対称性により, 実際に必要な3次 Volterra 核の係数は $N(N^2 + 3N + 2)/6$ 個となる.

A.2.2 離散 Volterra 級数の離散フーリエ変換

ここでは, 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 [58] について, Volterra 級数の離散フーリエ変換, VFR の対称性 [59], Volterra 核の実数性などの周波数領域 Volterra フィルタの性質について説明する.

Eq. (1.1) 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,

$$\begin{aligned}
Y(m) = & H_0(m) \\
& + H_1(m)X(m) \\
& + A_1[H_2(m_1, m_2)X(m_1)X(m_2)] \\
& + A_2[H_3(m_1, m_2, m_3)X(m_1)X(m_2)X(m_3)] \\
& + \cdots \\
& + A_{p-1}[H_p(m_1, m_2, \cdots, m_p)X(m_1)X(m_2) \cdots X(m_p)] \\
& + \cdots \quad (0 \leq m, m_1, m_2, \cdots, m_p, \cdots \leq N - 1), \tag{A.6}
\end{aligned}$$

となる. ただし,

$$H_0(m) = \begin{cases} Nh_0 & (m = 0) \\ 0 & (m \neq 0), \end{cases} \tag{A.7}$$

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,

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}nm}, \tag{A.8}$$

$$Y(m) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}nm}, \tag{A.9}$$

により算出される. また, $H_p(m_1, m_2, \dots, m_p)$ は p 次 VFR であり, $h_p(k_1, k_2, \dots, k_p)$ を p 次元 DFT したもの, すなわち

$$H_p(m_1, m_2, \dots, m_p) = \sum_{k_1=0}^{N-1} \sum_{k_2=0}^{N-1} \cdots \sum_{k_p=0}^{N-1} h_p(k_1, k_2, \dots, k_p) e^{-j \frac{2\pi}{N} (k_1 m_1 + k_2 m_2 + \cdots + k_p m_p)}, \quad (\text{A.10})$$

により算出される. さらに, Eq. (A.6) の第 3 項以降に存在する 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 [60]. ここで, p 次 Volterra 核は対称性をもっているため, p 次 VFR も一般的に対称性をもつ [59]. 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, 本章では 3 次までの非線形成分 ($p = 3$) を扱うため, Eq. (A.6) を Eq. (A.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.

$$\begin{aligned} Y(m) &= H_1(m)X(m) \\ &\quad + A_1[H_2(m_1, m_2)X(m_1)X(m_2)] \\ &\quad + A_2[H_3(m_1, m_2, m_3)X(m_1)X(m_2)X(m_3)], \\ &\quad \text{for } 0 < m, m_1, m_2, m_3 < N - 1. \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

縮約

離散 Volterra 級数展開を DFT した, Eq. (A.6) と Eq. (A.11) には縮約演算子がある. 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. 本章では, 3 次までの非線形性を取り扱い, 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 次縮約と, 3 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 2 次縮約について説明する.

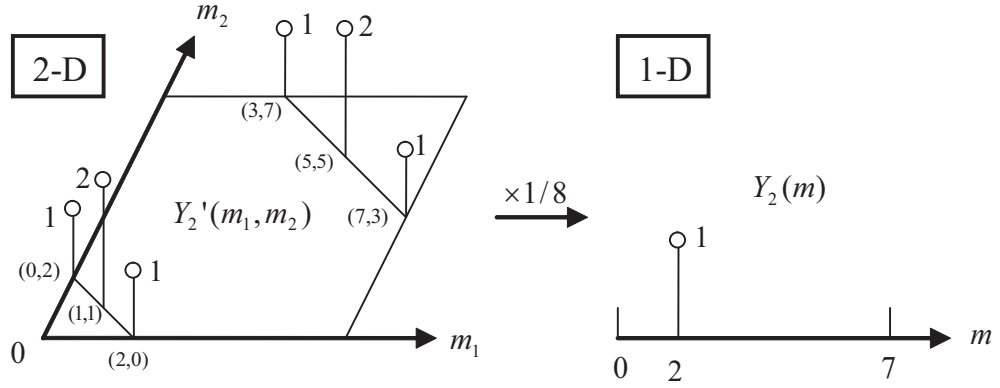


Figure A-4 1st-order reduction.

まず, 1次元への縮約は Eq. (A.12) に示すような演算で行われる.

$$\begin{aligned}
 Y_2(m) &= A_1 [Y_2'(m_1, m_2)] \\
 &= A_1 [H_2(m_1, m_2)X(m_1)X(m_2)] \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{m_1+m_2=m} H_2(m_1, m_2)X(m_1)X(m_2) \\
 &\quad + \frac{1}{N} \sum_{m_1+m_2=m+N} H_2(m_1, m_2)X(m_1)X(m_2). \tag{A.12}
 \end{aligned}$$

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 次元の出力スペクトルと 2 次元の出力スペクトルである. ここで, Eq. (A.12) より, 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 $1/N$ 倍す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,

$$Y_2'(m_1, m_2) = \begin{cases} 1 & \text{for } (m_1, m_2) = (0, 2), (2, 0), (3, 7), (7, 3) \\ 2 & \text{for } (m_1, m_2) = (1, 1), (5, 5) \\ 0 & \text{for others,} \end{cases} \tag{A.13}$$

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,

$$\begin{aligned} Y_2(2) &= \frac{1}{8} \sum_{m_1+m_2=2} Y'_2(m_1, m_2) + \frac{1}{8} \sum_{m_1+m_2=2+8} Y'_2(m_1, m_2) \\ &= \frac{1}{8} \{Y'_2(0, 2) + Y'_2(1, 1) + Y'_2(2, 0)\} + \frac{1}{8} \{Y'_2(3, 7) + Y'_2(5, 5) + Y'_2(7, 3)\} \\ &= 1, \end{aligned} \tag{A.14}$$

となる. Fig. A-4 はこれを図示したものである.

次に, 3 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 2 次縮約について説明する. 2 次縮約は Eq. (A.15) に示すような演算で行われる.

$$\begin{aligned} Y_3(m) &= A_2 [Y'_3(m_1, m_2, m_3)] \\ &= A_2 [H_3(m_1, m_2, m_3)X(m_1)X(m_2)X(m_3)] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{m_1+m_2+m_3=m} H_3(m_1, m_2, m_3)X(m_1)X(m_2)X(m_3) \\ &\quad + \frac{1}{N^2} \sum_{m_1+m_2+m_3=m+N} H_3(m_1, m_2, m_3)X(m_1)X(m_2)X(m_3) \\ &\quad + \frac{1}{N^2} \sum_{m_1+m_2+m_3=m+2N} H_3(m_1, m_2, m_3)X(m_1)X(m_2)X(m_3). \end{aligned} \tag{A.15}$$

ただし, $Y_3(m)$ と $Y'_3(m_1, m_2, m_3)$ はそれぞれ 3 次非線形項の 1 次元の出力スペクトルと 3 次元の出力スペクトルである. 1 次縮約の場合と同様に, Eq. (A.15) における 3 次非線形項の 1 次元の出力スペクトル $Y_3(m)$ を求める方法は $m_1 + m_2 + m_3 = m$ or $m + N$ or $m + 2N$ が成立する部分の $Y'_3(m_1, m_2, m_3)$, つまり $H_3(m_1, m_2, m_3)X(m_1)X(m_2)X(m_3)$ の値を加算し, 全体を $1/N^2$ 倍すればよい.

2 次, 3 次 VFR の対称性

VFR の対称性と Volterra 核の対称性の考え方は同じである. すでに 2 次, 3 次 Volterra 核の対称性については詳しく説明したので, 2 次, 3 次 VFR の対称性に関しては簡単に説明する.

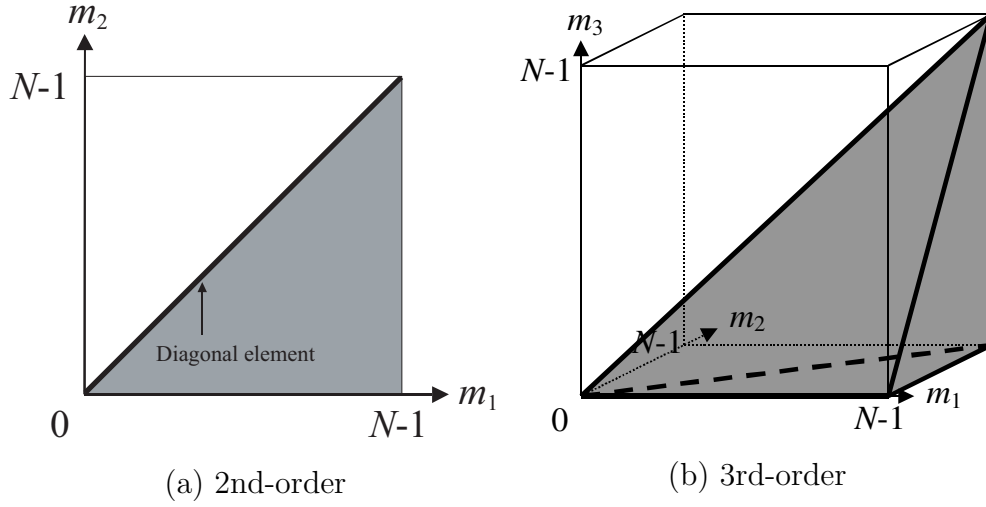


Figure A-5 Symmetry of the 2nd- and 3rd-order VFR.

2次, 3次 VFR はそれぞれ Eq. (A.16), (A.17) に示すように対称性をもつ.

$$H_2(m_1, m_2) = H_2(m_2, m_1), \quad (\text{A.16})$$

$$\begin{aligned} H_3(m_1, m_2, m_3) &= H_3(m_1, m_3, m_2) \\ &= H_3(m_2, m_1, m_3) = H_3(m_2, m_3, m_1) \\ &= H_3(m_3, m_1, m_2) = H_3(m_3, m_2, m_1). \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

そして, これらを図示したものが, それぞれ Fig. A-5(a), (b) 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 2 次が $N(N+1)/2$ 個, 3 次が $N(N^2+3N+2)/6$ 個となる.

Volterra 核の実数性

Volterra 核は実数であるため, それを DFT して得られる VFR は,

$$H_p(m_1, m_2, \dots, m_p, \dots) = H_p^*(N - m_1, N - m_2, \dots, N - m_p, \dots), \quad (\text{A.18})$$

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,

$$H_2(m_1, m_2) = H_2^*(N - m_1, N - m_2), \quad (\text{A.19})$$

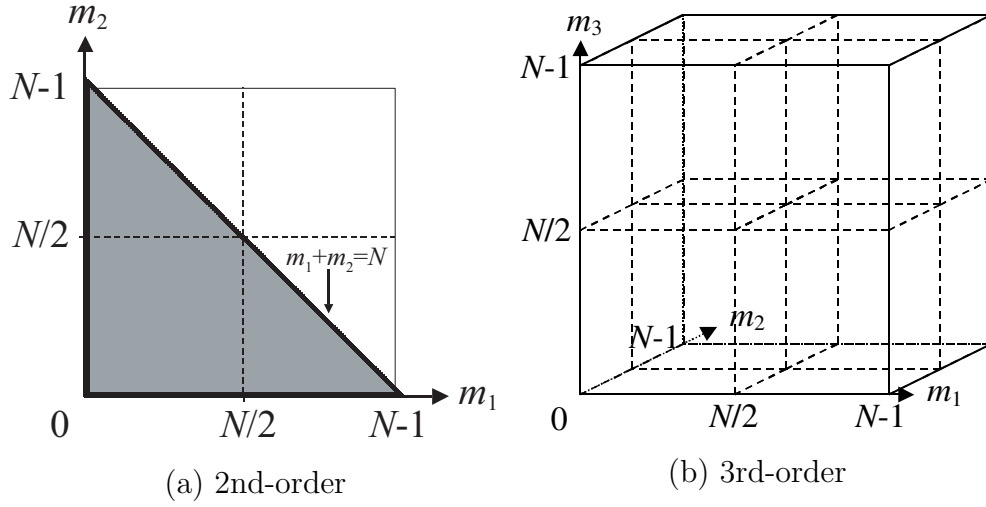


Figure A-6 Reality of the 2nd- and 3rd-order Volterra kernel.

のような関係をもち, Fig. A-6 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.

また, 3 次 VFR は,

$$H_3(m_1, m_2, m_3) = H_3^*(N - m_1, N - m_2, N - m_3), \quad (\text{A.20})$$

のような関係をもつ. Fig. A-6(b) に示すように 3 次 VFR 領域を 8 つの立方体の領域に分割すると, 3 次 VFR 領域における各対角領域が複素共役の関係となる.

エイリアシングが起きない 2 次, 3 次 VFR 領域

エイリアシングが起きない 2 次 VFR 領域 [59,61] 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. A-7(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 $0 \leq m_1 \leq N/2$ 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

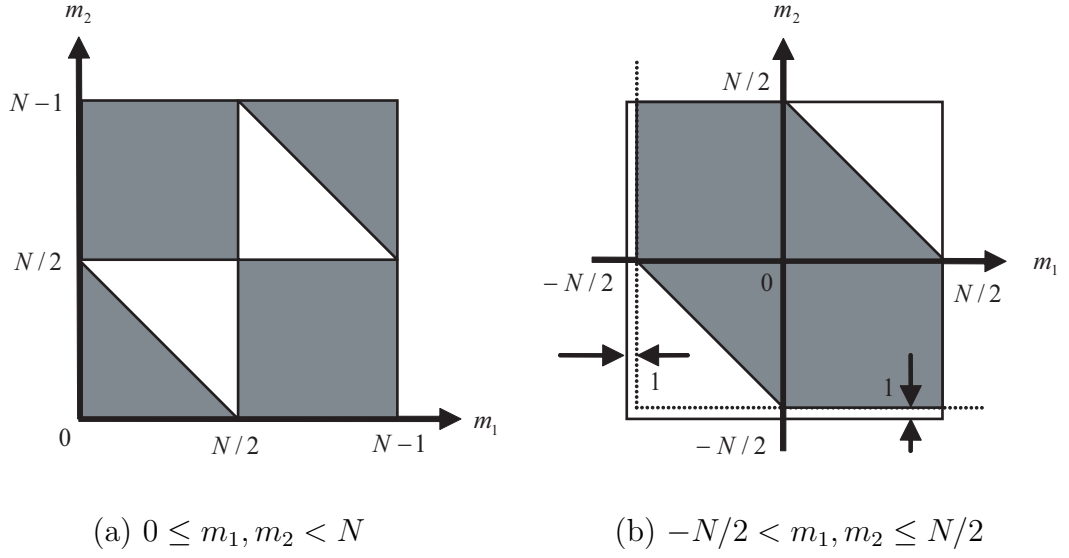


Figure A-7 Anti-aliasing region of the 2nd-order VFR.

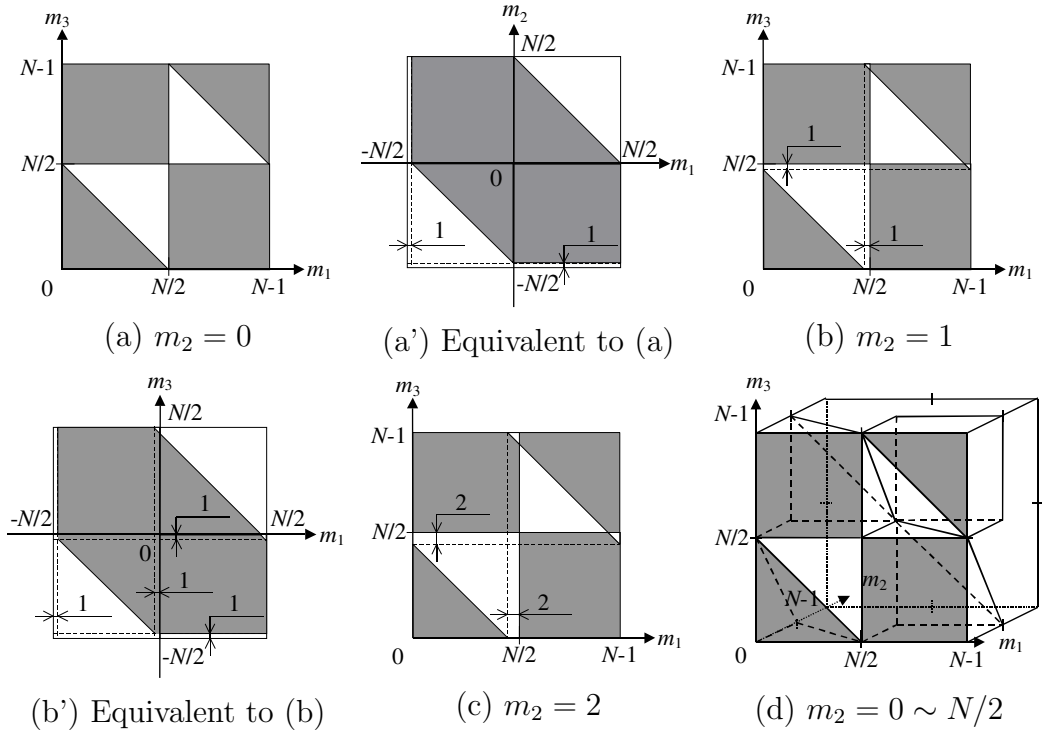
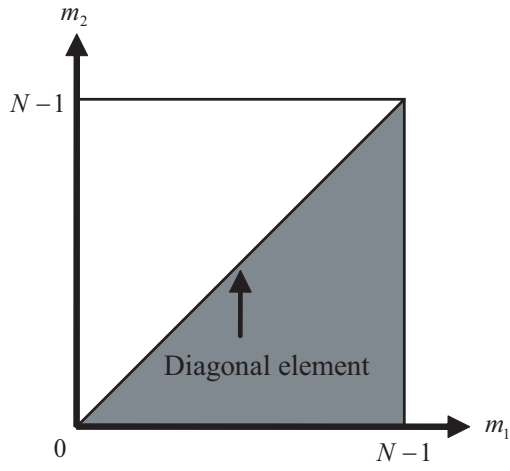


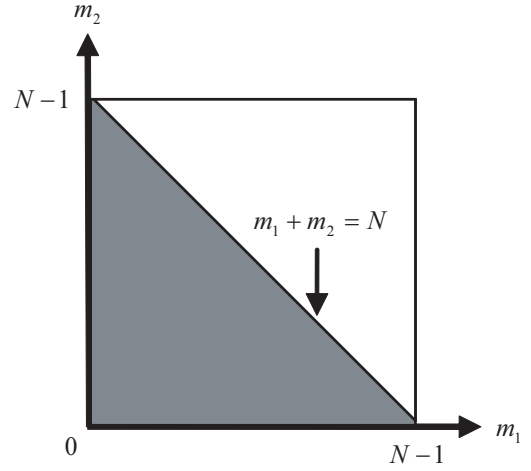
Figure A-8 Anti-aliasing region of the 3rd-order VFR.

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. A-7(a) と等価な図として Fig. A-7(b) を得ることができる。Fig. A-7(b) 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. A-7(b)の灰色の領域となり、それはFig. A-7(a)の灰色の領域である。

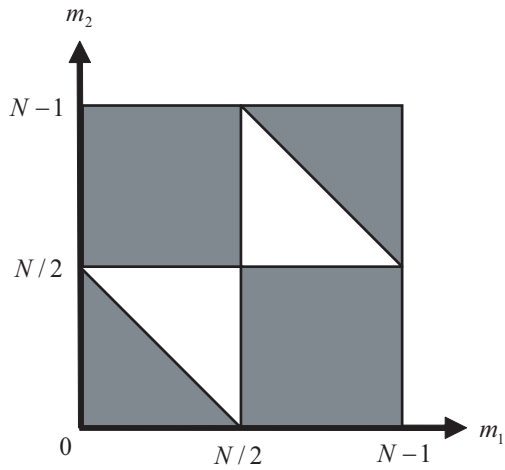
次に、エイリアシングが起きない3次VFR領域について説明する。まず、3次VFRの3つの変数 m_1, m_2, m_3 のうち $m_2 = 0$ とした m_1 - m_3 平面 (Fig. A-8(a)) を考える。この場合 $m_2 = 0$ であるため、前述の2次縮約により得られる3次非線形システムの出力信号の周波数 m は $m_1 + m_3$ の値、つまり2つの周波数 m_1 と m_3 の値に依存する。したがって、エイリアシングが起きない2次VFRの領域と同様に考えると、Fig. A-8(a) と等価な図として Fig. A-8(a') を得ることができる。Fig. A-8(a') において $m_1 + m_3$ の値が $-N/2 < m_1 + m_3 < N/2$ であればエイリアシングは起きないので、 $m_2 = 0$ とした場合にエイリアシングが起きない3次VFR領域はFig. A-8(a')の灰色の領域となり、それはFig. A-8(a)の灰色の領域である。次に、 $m_2 = 1$ とした場合 (Fig. A-8(b)) について考える。この場合において、2次縮約により得られる3次非線形システムの出力信号の周波数は $m_1 + 1 + m_3$ の値に依存する。Fig. A-8(a) の場合と同様に、まず離散信号の周期性より、Fig. A-8(b) と等価な図として Fig. A-8(b') を得る。Fig. A-8(b') において $m_1 + 1 + m_3$ の値が $-N/2 < m_1 + 1 + m_3 < N/2$ つまり $-N/2 - 1 < m_1 + m_3 < N/2 - 1$ であればエイリアシングは起きないので、 $m_2 = 1$ とした場合にエイリアシングが起きない3次VFR領域はFig. A-8(b')の灰色の領域となり、それはFig. A-8(b)の灰色の領域である。また、 $m_2 = 2$ とした場合 (Fig. A-8(c)) は、Fig. A-8(b) と同様に考えると、エイリアシングが起きない3次VFR領域は、Fig. A-8(c)の灰色の領域となる。したがって、Fig. A-8(a)~(c) と同様の手順で、 m_2 を $N/2$ まで増加させていくと、 $m_2 = 0 \sim N/2$ において、エイリアシングが起きない3次VFR領域として、Fig. A-8(d) に示す領域を得ることができる。なお、 $m_2 = N/2 \sim N - 1$ の場合は3次VFRの実数性より、 $m_2 = 1 \sim N/2$ の場合の複素共役をとればよい。



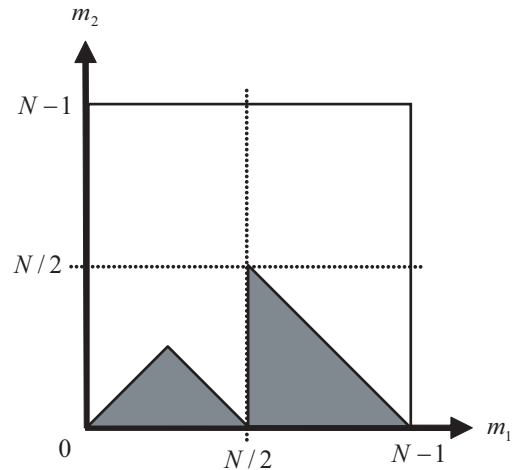
(a) Symmetry of the 2nd-order VFR



(b) Reality of the 2nd-order Volterra kernel



(c) Anti-aliasing region of the 2nd-order VFR



(d) Main region of the 2nd-order VFR

Figure A-9 Features of the 2nd-order VFR.

2次, 3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 の領域について説明してきた. これらの性質は VFR に独立でない領域, すなわち,

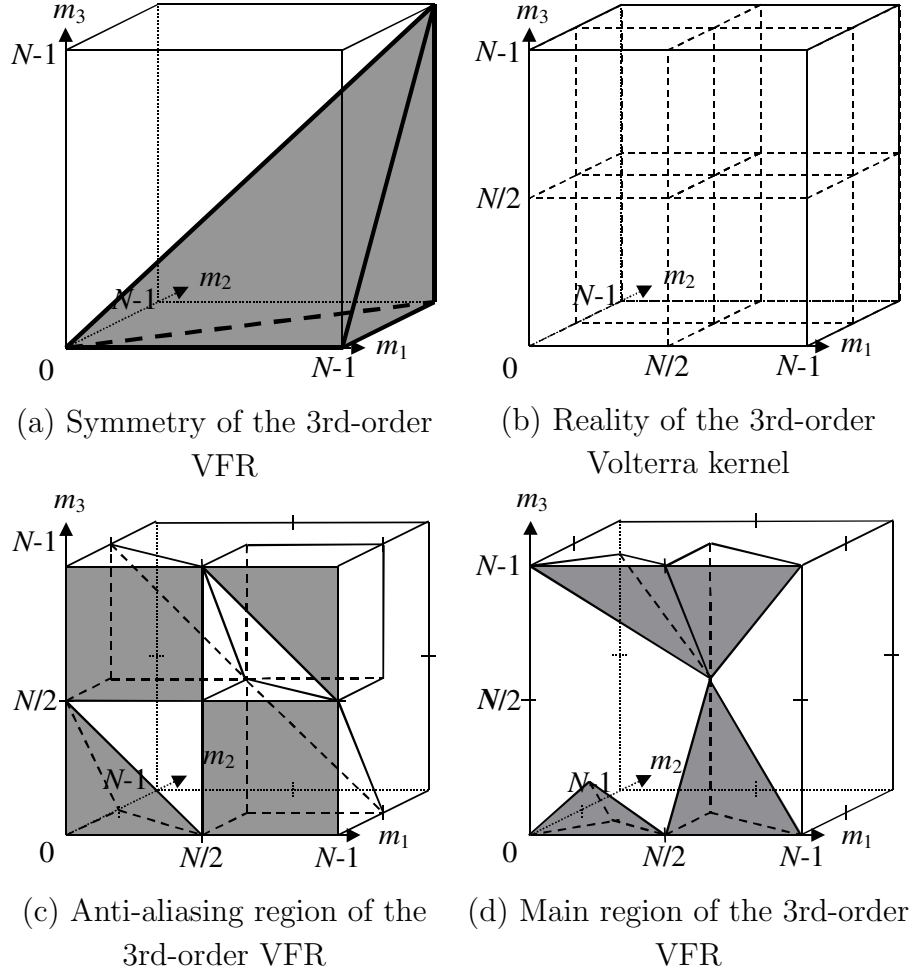


Figure A-10 Features of the 3rd-order VFR.

VFR に冗長な領域が含まれていることを示している。ここでは、その冗長な領域を省いた必要最小限の VFR の領域について説明する。

最初に、必要最小限の 2 次 VFR の領域について説明する。2 次 VFR の対称性より、Fig. A-9(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. A-9(b) の灰色の領域が必要領域となる。さらに、Fig. A-9(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. A-9(a)~(c) より、Fig. A-9(d) に示す灰色の領域が 2 次 VFR を代表する領域となり、その領域は全領域のおよそ 3/16 である。

次に、必要最小限の 3 次 VFR の領域について説明する。2 次 VFR の場合と同

様に, まず 3 次 VFR の対称性より Fig. A-10(a) において灰色で示す三角錐の領域が必要領域となる. また, 3 次 Volterra 核の実数性より Fig. A-10(b) における $0 < m_2 < N/2$ の領域が必要領域となる. さらに, Fig. A-10(c) に示すエイリアシングが起きない 3 次 VFR 領域が必要領域となる. したがって, Fig. A-10(a)~(c) より, Fig. A-10(d) に示す灰色の領域が 3 次 VFR を代表する領域となり, その領域は全領域のおよそ $1/18$ である. なお, Fig. A-10(a) において灰色で示されている領域に含まれないものが, Fig. A-10(d) において含まれているが, それは必要領域を $0 < m_2 < N/2$ の領域に収まるようにしたためであり, Fig. A-10(d) に冗長な 3 次 VFR が含まれているわけではない.

A.2.3 周波数応答法によるスピーカの Volterra 核の同定

未知システムの p 次 VFR の同定は, 未知システムに p 個の正弦波を入力して, 未知システムの出力に現れる高調波歪み, 相互変調波歪みのスペクトルを取り出すことによって実現される. ただし, p 個の正弦波が特定の周波数の組み合わせの場合に生じるスペクトルの重なりについて注意する必要がある.

周波数応答法 [29, 34–36] は, スピーカシステムに正弦波もしくは複合正弦波を入力し, その時の出力信号と対応する入力信号スペクトルを用いてスピーカシステムの VFR を決定するものであり, 正弦波という狭帯域信号を用いて同定するため, 同定時の SNR が高く, 高精度にスピーカシステムを同定することができる. 以下では, 3 次 VFR までの同定について述べ, その後同定時に問題となるスペクトルの重なりとその除去方法について述べる.

周波数領域におけるシステムの入出力関係と同定原理

1 次～3 次までの VFR を同定するには, 対象システムに周波数 m_1 と m_2 と m_3 ($N/2 > m_1 > m_2 > m_3 > 0$) の 3 種類の正弦波を入力する. それにより, 以下に示すようにシステムから大量のスペクトルが出力される. まず, 3 次までの非線形性をもつシステムのうち, 線形システムでは,

$$Y(m) = H_1(m)X(m), \quad (\text{A.21})$$

$$\text{for } m = m_1, m_2, m_3,$$

という3つのスペクトルが出力され、その周波数は入力スペクトルと同じで m_1 と m_2 と m_3 である。なお、ここでは出力スペクトルの周波数は $0 \sim N/2$ の範囲とする。次に、2次非線形システムの場合について考える。2次非線形システムでは入力信号の2次結合の成分が出力される。まず、1つの入力正弦波から成る2次結合として、

$$Y(m+m) = H_2(m, m)X(m)X(m)/N, \quad (\text{A.22})$$

$$\begin{aligned} Y(m-m) &= H_2(m, -m)X(m)X(-m)/N \\ &\quad + H_2(-m, m)X(-m)X(m)/N \\ &= 2H_2(m, -m)X(m)X(-m)/N, \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

$$\text{for } m = m_1, m_2, m_3,$$

というスペクトルが出力される。ここで、Eq. (A.22) の出力スペクトルは2次高調波成分である。また、Eq. (A.23) においては2次VFRの対称性を用いている。さらに、2つの入力正弦波から成る2次結合としては、

$$Y(m+m') = 2H_2(m, m')X(m)X(m')/N, \quad (\text{A.24})$$

$$Y(m-m') = 2H_2(m, -m')X(m)X(-m')/N, \quad (\text{A.25})$$

$$\text{for } (m, m') = (m_1, m_2), (m_2, m_3), (m_1, m_3),$$

が出力され、これらは2次相互変調成分である。同様に、3次非線形システムでは入力信号の3次結合の成分が出力される。まず、1つの入力正弦波から成る3次結合として、

$$Y(m+m+m) = H_3(m, m, m)X(m)X(m)X(m)/N^2, \quad (\text{A.26})$$

$$Y(m+m-m) = 3H_3(m, m, -m)X(m)X(m)X(-m)/N^2, \quad (\text{A.27})$$

$$\text{for } m = m_1, m_2, m_3,$$

が出力され, また 2 つの入力正弦波から成る 3 次結合として,

$$Y(m + m - m') = 3H_3(m, m, -m')X(m)X(m)X(-m')/N^2, \quad (\text{A.28})$$

$$Y(m + m + m') = 3H_3(m, m, m')X(m)X(m)X(m')/N^2, \quad (\text{A.29})$$

$$Y(m + m' - m') = 6H_3(m, m', -m')X(m)X(m')X(-m')/N^2, \quad (\text{A.30})$$

$$\begin{aligned} \text{for } (m, m') = & (m_1, m_2), (m_2, m_1), (m_2, m_3), \\ & (m_3, m_2), (m_1, m_3), (m_3, m_1), \end{aligned}$$

が出力される. さらに, 3 つの入力正弦波から成る 3 次結合として,

$$Y(m + m' + m'') = 6H_3(m, m', m'')X(m)X(m')X(m'')/N^2, \quad (\text{A.31})$$

$$\text{for } (m, m', m'') = (m_1, m_2, m_3),$$

$$Y(m + m' - m'') = 6H_3(m, m', -m'')X(m)X(m')X(-m'')/N^2, \quad (\text{A.32})$$

$$\text{for } (m, m', m'') = (m_1, m_2, m_3), (m_3, m_1, m_2), (m_2, m_3, m_1),$$

が出力される. なお, Eq. (A.27)~(A.32) では 3 次 VFR の対称性を用いている.

ここで, 各 VFR を求める方法であるが, Eq. (A.21)~(A.32) に示す出力スペクトルの周波数が互いに異なれば, Eq. (A.21)~(A.32) をそれぞれ VFR について解けばよい. まず, Eq. (A.21) の 1 次 VFR は,

$$H_1(m) = \frac{Y(m)}{X(m)}, \quad (\text{A.33})$$

$$\text{for } m = m_1, m_2, m_3,$$

で求めることができる. 次に, 2 次 VFR は, 例えば Eq. (A.24) であれば,

$$H_2(m, m') = \frac{NY(m + m')}{2X(m)X(m')}, \quad (\text{A.34})$$

$$\text{for } (m, m') = (m_1, m_2), (m_2, m_3), (m_1, m_3),$$

さらに, 3 次 VFR は, 例えば Eq. (A.31) であれば,

$$H_3(m, m', m'') = \frac{N^2Y(m + m' + m'')}{6X(m)X(m')X(m'')}, \quad (\text{A.35})$$

$$\text{for } (m, m', m'') = (m_1, m_2, m_3),$$

で求めることができる。しかしながら、実際には周波数 m_1 と m_2 と m_3 の組み合わせに依存して、Eq. (A.21)~(A.32) に示す出力スペクトルは重なり合う。その場合、重なるスペクトルを除去した後に各式を VFR について解けばよいが、その重なりを手際良く除去するためには、最初に単一正弦波を、次に 2 つの異なる周波数をもつ正弦波を、最後に 3 つの異なる周波数をもつ正弦波というように、順々に入力正弦波に含まれる周波数の数を増やして同定する必要がある。つまり、単一正弦波を入力信号とした場合に同定可能な Eq. (A.21)~(A.23), (A.26), (A.27) における VFR を同定し、その後 2 つの異なる周波数をもつ正弦波を入力信号として Eq. (A.24), (A.25), (A.28)~(A.30) における VFR を同定する。そして、最後に 3 つの異なる周波数をもつ正弦波を入力信号として Eq. (A.31) と (A.32) における VFR を同定するのである。次に、スペクトルの重なりとその除去方法について詳述する。

スペクトルの重なりとその除去方法

まず、単一正弦波を入力信号とした場合、Eq. (A.21), (A.27) の出力スペクトルの周波数が一致することから、

全ての線形成分と 3 次非線形成分 (単一正弦波)

$$Y(m) = H_1(m)X(m) + 3H_3(m, m, -m)X(m)X(m)X(-m)/N^2, \quad (\text{A.36})$$

のようなスペクトルの重なりが生じる。ここで、スペクトルの重なりを除去する方法であるが、Eq. (A.36) を見てもわかるように、線形成分 $H_1(m)$ を同定しようとすると 3 次非線形成分が常に同時につきまとい、1 組の入出力スペクトルのみでは線形成分と 3 次非線形成分を分離することができない。それは、未知数 2 つに対して式が 1 つしか得られないからである。そこで、入力信号である単一正弦波のパワーを変えて、もう 1 組の入出力スペクトルを得る。そうすると未知数 2 つに対し、式が 2 つとなるので連立方程式を解くことにより、線形成分と 3 次非線形成分をそれぞれ正確に同定することができる。

次に, 2つの異なる周波数をもつ正弦波を入力信号とした場合に生じるスペクトルの重なりについて考える. まず, Eq. (A.21), (A.27), (A.30) から, 入力する2つの周波数 m_1 と m_2 それぞれにおいて, 常に

全ての線形成分と3次非線形成分 (複合正弦波)

$$\begin{aligned} Y(m) = & H_1(m)X(m) \\ & + 3H_3(m, m, -m)X(m)X(m)X(-m)/N^2 \\ & + 6H_3(m, m', -m')X(m)X(m')X(-m')/N^2, \end{aligned} \quad (\text{A.37})$$

$$\text{for } (m, m') = (m_1, m_2), (m_2, m_1),$$

のように3つのスペクトルの重なりが生じる. しかしながら, Eq. (A.37) の第1項目 (線形成分) と第2項目 (3次非線形成分) は, すでに単一正弦波により Eq. (A.36) で同定された成分であるため, それらを出力スペクトルから差し引けば, スペクトルの重なりを除去することができる. その他, 2つの異なる周波数をもつ正弦波を入力信号とした場合に生じるスペクトルの重なるのうち, 以下に示す Eq. (A.38)~(A.45) においては, この Eq. (A.37) と同様に, 同定された成分を差し引くことによりスペクトルの重なりを除去することができる.

$m_1 = 2m_2$ のとき

$$\begin{aligned} Y(2m_2) = & H_1(2m_2)X(2m_2) \\ & + H_2(m_2, m_2)X(m_2)X(m_2)/N \\ & + 3H_3(2m_2, 2m_2, -2m_2)X(2m_2)X(2m_2)X(-2m_2)/N^2 \\ & + 6H_3(2m_2, m_2, -m_2)X(2m_2)X(m_2)X(-m_2)/N^2, \end{aligned} \quad (\text{A.38})$$

$$\begin{aligned} Y(4m_2) = & H_2(2m_2, 2m_2)X(2m_2)X(2m_2)/N \\ & + 3H_3(2m_2, m_2, m_2)X(2m_2)X(m_2)X(m_2)/N^2. \end{aligned} \quad (\text{A.39})$$

$2m_1 = 3m_2$ のとき

$$\begin{aligned} Y(4m_2) = & H_2(2m_2, 2m_2)X(2m_2)X(2m_2)/N \\ & + 3H_3(3m_2, 3m_2, -2m_2)X(3m_2)X(3m_2)X(-2m_2)/N^2. \end{aligned} \quad (\text{A.40})$$

$m_1 = 3m_2$ のとき

$$Y(2m_2) = H_2(m_2, m_2)X(m_2)X(m_2)/N \\ + 2H_2(3m_2, -m_2)X(3m_2)X(-m_2)/N, \quad (\text{A.41})$$

$$Y(3m_2) = H_1(3m_2)X(3m_2) \\ + H_3(m_2, m_2, m_2)X(m_2)X(m_2)X(m_2)/N^2 \\ + 3H_3(3m_2, 3m_2, -3m_2)X(3m_2)X(3m_2)X(-3m_2)/N^2 \\ + 6H_3(3m_2, m_2, -m_2)X(3m_2)X(m_2)X(-m_2)/N^2. \quad (\text{A.42})$$

$m_1 = 4m_2$ のとき

$$Y(2m_2) = H_2(m_2, m_2)X(m_2)X(m_2)/N \\ + 3H_3(4m_2, -m_2, -m_2)X(4m_2)X(-m_2)X(-m_2)/N^2, \quad (\text{A.43})$$

$$Y(3m_2) = 2H_2(4m_2, -m_2)X(4m_2)X(-m_2)/N \\ + H_3(m_2, m_2, m_2)X(m_2)X(m_2)X(m_2)/N^2. \quad (\text{A.44})$$

$m_1 = 5m_2$ のとき

$$Y(3m_2) = H_3(m_2, m_2, m_2)X(m_2)X(m_2)X(m_2)/N^2 \\ + 3H_3(5m_2, -m_2, -m_2)X(5m_2)X(-m_2)X(-m_2)/N^2. \quad (\text{A.45})$$

しかしながら、次に示す Eq. (A.46)~(A.50) では、すでに同定された成分を差し引いたとしても、依然として2つのスペクトルが重なり合う。Eq. (A.46)~(A.48) では、重なり合う2つのスペクトルの次数が異なる (例えば、Eq. (A.48) では2次と3次成分が重なる) ため、Eq. (A.36) の場合と同様に入力信号である複合正弦波のパワーを変動させて、もう1組の入出力スペクトルを得れば、連立方程式を解くことができる。

$m_1 = 2m_2$ のとき

$$\begin{aligned}
Y(m_2) &= H_1(m_2)X(m_2) \\
&+ 2H_2(2m_2, -m_2)X(2m_2)X(-m_2)/N \\
&+ 3H_3(m_2, m_2, -m_2)X(m_2)X(m_2)X(-m_2)/N^2 \\
&+ 6H_3(2m_2, -2m_2, m_2)X(2m_2)X(-2m_2)X(m_2)/N^2, \tag{A.46}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Y(3m_2) &= H_2(2m_2, m_2)X(2m_2)X(m_2)/N \\
&+ H_3(m_2, m_2, m_2)X(m_2)X(m_2)X(m_2)/N^2 \\
&+ 3H_3(2m_2, 2m_2, -m_2)X(2m_2)X(2m_2)X(-m_2)/N^2. \tag{A.47}
\end{aligned}$$

$2m_1 = 3m_2$ のとき

$$\begin{aligned}
Y(m_2) &= 2H_2(3m_2, -2m_2)X(3m_2)X(-2m_2)/N \\
&+ 3H_3(2m_2, 2m_2, -3m_2)X(2m_2)X(2m_2)X(-3m_2)/N^2. \tag{A.48}
\end{aligned}$$

$m_1 = 3m_2$ のとき

$$\begin{aligned}
Y(m_2) &= H_1(m_2)X(m_2) \\
&+ 3H_3(m_2, m_2, -m_2)X(m_2)X(m_2)X(-m_2)/N^2 \\
&+ 3H_3(3m_2, -m_2, -m_2)X(3m_2)X(-m_2)X(-m_2)/N^2 \\
&+ 6H_3(m_2, 3m_2, -3m_2)X(m_2)X(3m_2)X(-3m_2)/N^2, \tag{A.49}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Y(5m_2) &= 3H_3(3m_2, m_2, m_2)X(3m_2)X(m_2)X(m_2)/N^2 \\
&+ 3H_3(3m_2, 3m_2, -m_2)X(3m_2)X(3m_2)X(-m_2)/N^2. \tag{A.50}
\end{aligned}$$

一方, Eq. (A.49), (A.50) のように, すでに同定された成分を差し引いた後に重なり合う, 2つのスペクトルの次数が同じ場合, 入力信号である複合正弦波のパワーを変動させることにより, もう1組の入出力スペクトルを得て, それらを Eq. (A.49), (A.50) に代入しても, それは両辺を定数倍したものであるため, 結果としてパワー変動させる前の式と同じであり, 連立方程式を解くことはできない. しかしながら, 例えば Eq. (A.50) の入力スペクトルに着目すると, 第1項は周波数 $m_1 (= 3m_2)$ の

入力スペクトル $(X(3m_2))$ 1つと周波数 m_2 の入力スペクトル $(X(m_2))$ 2つの積であるのに対して、第2項は周波数 $m_1 (= 3m_2)$ の入力スペクトル $(X(3m_2))$ 2つと周波数 m_2 の入力スペクトル $(X(m_2))$ 1つの積である。したがって、Eq. (A.50) の場合は複合正弦波全体のパワーを変動させるのではなく、正弦波を合成する前の段階、つまり、単一正弦波の段階で2つの単一正弦波の内どちらか一方のみパワーを変動させ、もう1組の入出力スペクトルを得れば、別の式を得ることができ、正確に2つの3次非線形成分を同定することができる。なお、Eq. (A.49) の場合も同様である。

次に、3つの異なる周波数をもつ正弦波を入力信号とした場合のスペクトルの重なりであるが、組み合わせと重なりが非常に膨大な数となり、それらを全て調べ挙げることは非現実的である。また、この場合においては、前述のようにスペクトルの重なりを除去する為に入力信号のパワーを変動させる必要がない。それは、3つの周波数 m_1, m_2, m_3 の条件が $(m_1 > m_2 > m_3)$ となっているために、同定する4つの3次非線形成分 $H_3(m_1, m_2, m_3)$, $H_3(m_1, m_2, -m_3)$, $H_3(m_3, m_1, -m_2)$, $H_3(m_2, m_3, -m_1)$ の縮約後の周波数 $(m_1 + m_2 + m_3, m_1 + m_2 - m_3, m_3 + m_1 - m_2, m_2 + m_3 - m_1)$ 、つまり Eq. (A.31), (A.32) の出力スペクトルの周波数が同一の周波数とはなり得ないからである。したがって、単一正弦波、2つの異なる周波数をもつ正弦波、3つの異なる周波数をもつ正弦波の順に同定を進めていけば、これら4つの成分を同定する際に必要となる、Eq. (A.31), (A.32) の出力スペクトルと重なり合うのは、すでに同定された成分による出力スペクトルとなる。

そこで、この場合においてはその重なるスペクトルを検索し、該当するスペクトルを差し引くことにより除去する。まず、Eq. (A.21)~(A.32) の出力スペクトルの周波数を算出する。そして、Eq. (A.21)~(A.30) の出力スペクトルの内、Eq. (A.31), (A.32) の出力スペクトルの周波数と一致するスペクトルを検索し、該当するスペクトルを差し引く。このような方法でスペクトルの重なりを除去した後に4つの成分 $H_3(m_1, m_2, m_3)$, $H_3(m_1, m_2, -m_3)$, $H_3(m_3, m_1, -m_2)$, $H_3(m_2, m_3, -m_1)$ について Eq. (A.31), (A.32) を解くことで、それぞれを正確に同定することができる。

A.3 結言

本章では, Volterra フィルタの各種性質について述べ, さらに周波数応答法による Volterra 核の同定法について述べた.

付 録 B 双一次変換によるデジタルフィルタの設計

B.1 緒言

本章では、双一次変換によるデジタルフィルタの設計法について述べる。

B.2 双一次変換

デジタル信号処理では、システムの伝達関数を求めるために z 変換を利用する。 z 変換は、いわば離散時間信号に適用した際のラプラス変換といえる。ラプラス変換および z 変換の定義を次式に示す。

$$X(s) = \mathcal{L}[x(t)] = \int_0^{\infty} x(t)e^{-st} dt, \quad (\text{B.1})$$

$$X(z) = \mathcal{Z}[x(n)] = \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n}. \quad (\text{B.2})$$

ここで、 $x(t)$ は連続時間における信号、 $x(n)$ は $x(t)$ のサンプリング信号であり、連続時間インデックス t と離散時間インデックス n との間には以下の関係がある。

$$t = nT_s, \quad (n = 0, 1, 2, \dots). \quad (\text{B.3})$$

なお、 T_s はサンプリング間隔 [s] であり、連続時間信号 $x(t)$ は周期 T_s の単位インパルス列によりサンプリングされ離散時間信号 $x(n)$ となる。次に、それぞれの変換で利用する複素変数 s, z の関係を導く。ラプラス変換、 z 変換ともに、時間領域の信号を別の領域に写像する変換であり、積分または総和の計算が含まれる。よって、 e^{-st} と z の間には

$$\begin{aligned} z^{-n} &= e^{-st}, \\ z &= e^{sT_s}, \end{aligned} \tag{B.4}$$

の関係があることがわかる．ここで，Eq. (B.3) を用いた．Eq. (B.4) の右辺を級数展開し 1 次近似すると，

$$\begin{aligned} z &= \frac{e^{sT_s/2}}{e^{-sT_s/2}} \\ &= \frac{1 + sT_s/2 + \frac{1}{2}(sT_s/2)^2 + \cdots}{1 - sT_s/2 + \frac{1}{2}(-sT_s/2)^2 + \cdots} \\ &\approx \frac{1 + sT_s/2}{1 - sT_s/2}, \end{aligned} \tag{B.5}$$

となる．さらに，Eq. (B.5) を s について解くと

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}, \tag{B.6}$$

となる．これが双一次変換の式である．

ここで，双一次変換による $s \rightarrow z$ への写像について説明する．連続時間領域における線形時不変フィルタの伝達関数 $H_c(s)$ (アナログフィルタ) は， s 平面上で安定である必要がある．その安定領域は s 平面における $\text{Re}\{s\} = 0$ の領域，すなわち左半平面である．また，デジタルフィルタの伝達関数 $H_d(z)$ は， z 平面で極が単位円内に存在する場合に安定である．双一次変換は s 平面上の左半平面を z 平面上の単位円内への写像である．言い換えると，双一次変換はアナログ領域でのフィルタの安定性を保存し，連続時間フィルタ $H_c(s)$ の周波数応答特性のすべての点を離散時間フィルタ $H_d(z)$ の周波数応答特性に対応する点に 1 対 1 に写像する．

次に，双一次変換を用いることで生じる周波数ワーピング (周波数歪み) について述べる．周波数ワーピングは，連続時間フィルタ $H_c(s)$ と離散時間フィルタ $H_d(z)$ の周波数の間に，非線形な関係があるために生じる歪みのことである．ここで， $H_d(z)$ と $H_c(s)$ の関係は Eq. (B.5) および $s = j\omega$ より

$$\begin{aligned}
H_d(z) &= H_c \left(\frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \\
H_d(e^{sT_s}) &= H_c \left(\frac{2}{T_s} \frac{e^{sT_s} - 1}{e^{sT_s} + 1} \right) \\
H_d(e^{j\omega T_s}) &= H_c \left(\frac{2}{T_s} \frac{e^{j\omega T_s} - 1}{e^{j\omega T_s} + 1} \right) \\
&= H_c \left(\frac{2}{T_s} \frac{e^{j\omega T_s/2}(e^{j\omega T_s/2} - e^{-j\omega T_s/2})}{e^{j\omega T_s/2}(e^{j\omega T_s/2} + e^{-j\omega T_s/2})} \right) \\
&= H_c \left(\frac{j2}{T_s} \frac{e^{j\omega T_s/2}(e^{j\omega T_s/2} - e^{-j\omega T_s/2})/2j}{e^{j\omega T_s/2}(e^{j\omega T_s/2} + e^{-j\omega T_s/2})/2} \right) \\
&= H_c \left(\frac{2j \sin(\omega T_s/2)}{T_s \cos(\omega T_s/2)} \right) \\
&= H_c \left(j \frac{2}{T_s} \tan(\omega T_s/2) \right),
\end{aligned}$$

となる。ここで,

$$\frac{2 \tan(\omega T_s/2)}{T_s} = \omega_c, \quad (\text{B.7})$$

とおくと,

$$H_d(e^{j\omega T_s}) = H_c(j\omega_c), \quad (\text{B.8})$$

となる。Eq. (B.7) は、離散時間フィルタの z 平面の単位円内に存在する $z = e^{j\omega T_s}$ が s 平面における $s = j\omega_c$ に写像されることを表す。Eq. (B.7) の関係は非線形であり、低域では $\omega_c \approx \omega$ となるが、ナイキスト周波数付近では ω_c と ω は互いに異なる値をもつ。そのため、ナイキスト周波数付近では、Eq. (B.8) が成立しなくなることに注意する必要がある。なお、 ω_c および ω のレンジは以下のとおりである。

$$\begin{aligned}
-\infty &< \omega_c < \infty, \\
-\frac{\pi}{T_s} &< \omega < \frac{\pi}{T_s}.
\end{aligned}$$

なお、 ω はデジタルフィルタの角周波数であり、 $\pi/T_s = \pi F_s = 2\pi F_s/2$ であるためインパルス不変法による IIR フィルタの設計で見られるような周波数応答特性のエイリアジングは生じない。

B.3 双一次変換による非線形2次IIRフィルタの導出

双一次変換によるデジタルフィルタの設計例として、従来のフィルタ構造である非線形2次IIRフィルタの設計法を説明する。第2章でも述べたとおり、非線形2次IIRフィルタは動電型スピーカシステムの非線形微分方程式より導出され、その際に非線形微分方程式中に線形の運動（振動板変位、速度、加速度）を代入する。最初に、連続時間における変位 $x(t)$ より離散時間変位 $x(n)$ を導出する。連続時間における振動板変位 $x(t)$ は

$$x(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[G_0 / \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2 \right) \right] * u(t), \quad (\text{B.9})$$

であり、双一次変換により離散時間変位 $x(n)$ は次のように導出される。

$$\begin{aligned} x(nT_s) &= G_0 \mathcal{Z}^{-1} \left[\frac{1}{\left(\frac{2}{T_s} \right)^2 \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) + \frac{\omega_0}{Q_0} \frac{2}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + \omega_0^2} \right] * u(nT_s) \\ &= G_0 \mathcal{Z}^{-1} \left[\frac{(1+z^{-1})^2}{\left(\frac{2}{T_s} \right)^2 (1-z^{-1})^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} \frac{2}{T_s} (1-z^{-1})(1+z^{-1}) + \omega_0^2 (1+z^{-1})^2} \right] * u(nT_s) \\ &= G_0 \mathcal{Z}^{-1} \left[\frac{(1+2z^{-1}+z^{-2})/4f_s^2}{(1-2z^{-1}+z^{-2}) + \frac{\omega_0}{2Q_0f_s} (1-z^{-2}) + \frac{\omega_0^2}{4f_s^2} (1+2z^{-1}+z^{-2})} \right] * u(nT_s) \\ &= G_0 \mathcal{Z}^{-1} \left[\frac{(1+2z^{-1}+z^{-2})/4f_s^2}{\left(1 + \frac{\omega_0}{2Q_0f_s} + \frac{\omega_0^2}{4f_s^2} \right) + \left(-2 + \frac{\omega_0^2}{2f_s^2} \right) z^{-1} + \left(1 - \frac{\omega_0}{2Q_0f_s} + \frac{\omega_0^2}{4f_s^2} \right) z^{-2}} \right] * u(nT_s) \\ &= G_0 \mathcal{Z}^{-1} \left[\frac{h_{x0,C} + h_{x1,C}z^{-1} + h_{x2,C}z^{-2}}{1 + B_{1,C}z^{-1} + B_{2,C}z^{-2}} \right] * u(nT_s). \end{aligned}$$

離散速度 $v(n)$ 、離散加速度 $a(n)$ も同様にして求められる。連続時間領域における速度 $v(t)$ および加速度 $a(t)$ は

$$v(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[G_0 s / \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2 \right) \right] * u(t), \quad (\text{B.10})$$

$$a(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[G_0 s^2 / \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2 \right) \right] * u(t), \quad (\text{B.11})$$

であり、離散時間系では、

$$\begin{aligned} v(nT_s) &= G_0 \mathcal{Z}^{-1} \left[\frac{h_{v0,C} + h_{v1,C}z^{-1} + h_{v2,C}z^{-2}}{1 + B_{1,C}z^{-1} + B_{2,C}z^{-2}} \right] * u(nT_s), \\ a(nT_s) &= G_0 \mathcal{Z}^{-1} \left[\frac{h_{a0,C} + h_{a1,C}z^{-1} + h_{a2,C}z^{-2}}{1 + B_{1,C}z^{-1} + B_{2,C}z^{-2}} \right] * u(nT_s), \end{aligned}$$

となる。

次に、 $x(n)$, $v(n)$, $a(n)$ を非線形微分方程式の離散系に代入する。以下の導出では式を見やすくするために、一部で $x(n) = x$ と表記する。

$$\begin{aligned} u_{L,C}(n) &= \frac{1}{b(x)} \left[\frac{a(n)}{G_0} + k(x)\omega_0^2 \frac{x(n)}{G_0} \right. \\ &\quad \left. + \left\{ 1 + \left(1 - \frac{Q_0}{Q_m} \right) (b^2(x) - 1) \right\} \frac{\omega_0}{Q_0} \frac{v(n)}{G_0} \right] \\ &= \frac{1}{b(x)} \left[\mathcal{Z}^{-1} \left[\frac{h_{a0,C} + h_{a1,C}z^{-1} + h_{a2,C}z^{-2}}{1 + B_{1,C}z^{-1} + B_{2,C}z^{-2}} \right] * u(n) \right. \\ &\quad \left. + \omega_0^2 k(n) \mathcal{Z}^{-1} \left[\frac{h_{x0,C} + h_{x1,C}z^{-1} + h_{x2,C}z^{-2}}{1 + B_{1,C}z^{-1} + B_{2,C}z^{-2}} \right] * u(n) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\omega_0}{Q_0} \left\{ 1 + \left(1 + \frac{Q_0}{Q_m} \right) (b^2(x) - 1) \right\} \mathcal{Z}^{-1} \left[\frac{h_{v0,C} + h_{v1,C}z^{-1} + h_{v2,C}z^{-2}}{1 + B_{1,C}z^{-1} + B_{2,C}z^{-2}} \right] * u(n) \right]. \end{aligned}$$

ここで、下記のように z 変換すると、

$$\begin{aligned} &(1 + B_{1,C}z^{-1} + B_{2,C}z^{-2})U_{L,C}(z) \\ &= \frac{1}{b(x)} \left[\frac{1}{\alpha} \{U(z) - 2U(z)z^{-1} + U(z)z^{-2}\} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{\alpha} \frac{\omega_0}{2Q_0 f_s} \left\{ 1 + \left(1 - \frac{Q_0}{Q_m} \right) (b^2(x) - 1) \right\} \{U(z) - U(z)z^{-2}\} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{\alpha} \frac{\omega_0^2}{4f_s^2} k(x) \{U(z) + 2U(z)z^{-1} + U(z)z^{-2}\} \right], \end{aligned}$$

となる。ただし、非線形パラメータ $b(x)$, $k(x)$ は定数として扱い、 z 変換しない。次に、 $U(z)$, $U(z)z^{-1}$, $U(z)z^{-2}$ についてそれぞれまとめると、

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{\alpha} \left[1 + \left\{ 1 + \left(1 - \frac{Q_0}{Q_m} \right) (b^2(x) - 1) \right\} \frac{\omega_0}{2Q_0 f_s} + \frac{\omega_0^2}{4f_s^2} k(x) \right] U(z) \\
&= \frac{1}{\alpha} \left[1 + \left(1 - \frac{Q_0}{Q_m} \right) (b^2(x) - 1) \frac{\omega_0}{2Q_0 f_s} + \frac{\omega_0^2}{4f_s^2} (k(x) - 1) \right. \\
&\quad \left. + \left\{ \frac{\omega_0}{2Q_0 f_s} + \frac{\omega_0^2}{4f_s^2} \right\} \right] U(z) \\
&= \{1 + \beta(x(n)) + \gamma(x(n))\} U(z),
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{\alpha} \left[-2 + \frac{2\omega_0^2}{4f_s^2} k(x) \right] U(z) z^{-1} \\
&= \frac{1}{\alpha} \left[-2 + \frac{2\omega_0^2}{4f_s^2} (k(x) - 1) + \frac{2\omega_0^2}{4f_s^2} \right] U(z) z^{-1} \\
&= \{B_{1,C} + 2\gamma(x(n))\} U(z) z^{-1},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{\alpha} \left[1 - \left\{ 1 + \left(1 - \frac{Q_0}{Q_m} \right) (b^2(x) - 1) \right\} \frac{\omega_0}{2Q_0 f_s} + \frac{\omega_0^2}{4f_s^2} k(x) \right] U(z) z^{-2} \\
&= \frac{1}{\alpha} \left[1 - \left(1 - \frac{Q_0}{Q_m} \right) (b^2(x) - 1) \frac{\omega_0}{2Q_0 f_s} + \frac{\omega_0^2}{4f_s^2} (k(x) - 1) \right. \\
&\quad \left. + \left\{ -\frac{\omega_0}{2Q_0 f_s} + \frac{\omega_0^2}{4f_s^2} \right\} \right] U(z) z^{-2} \\
&= \{B_{2,C} - \beta(x(n)) + \gamma(x(n))\} U(z) z^{-2}.
\end{aligned}$$

よって、非線形微分方程式は次のような形となる。

$$\begin{aligned}
& u_{L,C}(n) + B_{1,C} u_{L,C}(n-1) + B_{2,C} u_{L,C}(n-2) \\
&= \frac{1}{b(x(n))} [C(x(n))u(n) + D(x(n))u(n-1) + E(x(n))u(n-2)]. \quad (\text{B.12})
\end{aligned}$$

最後に、Eq. (B.12) を直接型構成 2 により構成する。このときのブロック図を Fig. B-1 に、システムの伝達関数を以下に示す。

$$H(z) = \frac{1}{b(x(n))} \frac{C(x(n)) + D(x(n))z^{-1} + E(x(n))z^{-2}}{1 + B_{1,C}z^{-1} + B_{2,C}z^{-2}}. \quad (\text{B.13})$$

ここで、 $C(x(n))$, $D(x(n))$, $E(x(n))$ は $x(n)$ の関数であるが、定数として扱い z 変

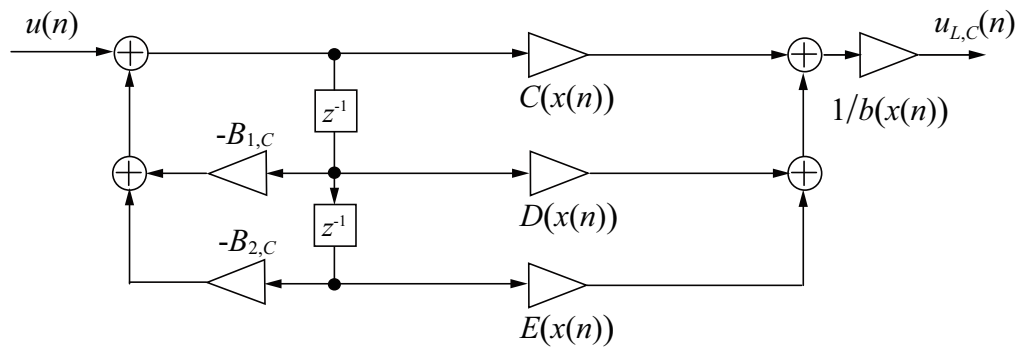


Figure B-1 Direct form of IIR filter structure.

換しない. また, $x(n)$ は Eq. (2.12) より算出されるため, Eq. B.13 および Eq. 2.12 のフィードバック部を共通化すると, 非線形 2 次 IIR フィルタ Fig. 2-2 が得られる.

B.4 結言

本章では, 双一次変換および双一次変換によるデジタルフィルタ設計法の一例として非線形 2 次 IIR フィルタの導出について述べた. なお, 非線形 3 次 IIR フィルタはこれと同様の方法により導出される.

付 録 C 非線形 2 次 IIR フィルタの安定性および補正原理

C.1 緒言

本章では, 非線形 2 次 IIR フィルタ, 非線形 3 次 IIR フィルタの安定性および非線形 2 次 IIR フィルタの補正原理について述べる.

C.2 非線形 2 次, 3 次 IIR フィルタの安定性に関する検討

本節では, 非線形 2 次, 3 次 IIR フィルタの安定性に関する検討を行う. 一般的に, 再帰型構成を有するフィルタは, フィルタ係数の設定によってシステムが不安定になる場合がある. この安定性を確認するための方法として, デジタルフィルタではフィルタの極配置による方法がある. しかし, 非線形 2 次, 3 次 IIR フィルタはフィルタ係数が複雑なため, フィルタの極を求めることが困難である. そこで, 非線形 IIR フィルタの導出過程で利用するアナログ系の伝達関数より, 安定性の証明を行う.

C.2.1 ラウスの方法による安定判別法

安定性の証明方法としてラウスの方法 [62] を利用する. ラウスの方法による安定性の証明手順を以下に示す. ただし, 特性方程式は次式とする.

$$a_0 s^N + a_1 s^{N-1} + \cdots + a_{N-1} s + a_N = 0. \quad (\text{C.1})$$

1. 係数の存在条件

$i = 0, 1, 2, \dots, N$ における s^i の係数 a_i がすべて存在する.

2. 同符号条件

条件 1 を満たす係数の符号がすべて同一である.

3. ラウス数列による判別

次式により定義されるラウス数列を作成し, 第 1 列目に配置する各要素の符号変化がない.

$$\begin{array}{c|cccccc}
 s^N & a_0 & a_2 & a_4 & a_6 & a_8 & \cdots \\
 s^{N-1} & a_1 & a_3 & a_5 & a_7 & a_9 & \cdots \\
 s^{N-2} & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & b_5 & \cdots \\
 s^{N-3} & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & c_5 & \cdots \\
 s^{N-4} & d_1 & d_2 & d_3 & d_4 & d_5 & \cdots \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 s^2 & e_1 & e_2 & e_3 & & & \\
 s^1 & f_1 & f_2 & & & & \\
 s^0 & g_1 & & & & &
 \end{array}$$

なお, 3 行目以降の係数は以下のように求められる.

$$b_1 = -\frac{1}{a_1} \begin{vmatrix} a_0 & a_2 \\ a_1 & a_3 \end{vmatrix} \quad b_2 = -\frac{1}{a_1} \begin{vmatrix} a_0 & a_4 \\ a_1 & a_5 \end{vmatrix} \quad \cdots$$

$$c_1 = -\frac{1}{b_1} \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ b_1 & b_2 \end{vmatrix} \quad c_2 = -\frac{1}{b_1} \begin{vmatrix} a_1 & a_5 \\ b_1 & b_3 \end{vmatrix} \quad \cdots$$

$$d_1 = -\frac{1}{c_1} \begin{vmatrix} b_1 & b_2 \\ c_1 & c_2 \end{vmatrix} \quad d_2 = -\frac{1}{c_1} \begin{vmatrix} b_1 & b_3 \\ c_1 & c_3 \end{vmatrix} \quad \cdots$$

$$\begin{array}{c}
 \vdots \\
 g_1 = -\frac{1}{f_1} \begin{vmatrix} e_1 & e_2 \\ f_1 & f_2 \end{vmatrix}
 \end{array}$$

なお、ラウスの方法はラプラス領域における安定性の証明であり、 z 領域における伝達関数を利用するフィルタの安定性を証明することはできない。しかし、非線形 2 次、3 次 IIR フィルタはアナログの伝達関数を双一次変換することで導出されるため、 z 領域における安定性も同時に証明することができる。これは、双一次変換が s 領域における左半平面 (安定領域) を z 領域における単位円内 (安定領域) に写像するためである。

C.2.2 非線形 2 次、3 次 IIR フィルタの安定性

ラウスの方法により、非線形 2 次、3 次 IIR フィルタの安定判別を行う。非線形 2 次、3 次 IIR フィルタは再帰係数を共有しているため、線形振動板変位または補正信号に関する伝達関数のどちらかが安定条件を満たせば、フィルタ全体の安定性が満たされる。よって、線形振動板変位の伝達関数の安定性について解析する。伝達関数は Eq. (2.6) より

$$H_x(s) = G_0 \left/ \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2 \right) \right., \quad (\text{C.2})$$

で表される。最初に、条件 1 について調べる。Eq. (C.2) より、

$$a_0 = 1, \quad a_1 = \omega_0/Q_0, \quad a_2 = \omega_0^2,$$

であり、各次数における係数が存在していることがわかる。よって、Eq. (C.2) は条件 1 を満たす。次に、条件 2 について調べる。各係数の符号はすべて正であり、Eq. (C.2) は条件 2 を満たす。最後に、条件 3 について調べる。Eq. (C.2) のラウス数列を以下に示す。

$$\begin{array}{c|ccc} s^2 & 1 & \omega_0^2 & 0 \\ s^1 & \omega_0/Q_0 & 0 & \\ s^0 & \omega_0^2 & & \end{array}$$

ここで、 $b_1 = \omega_0^2$ である。ラウス数列より、第 1 行目の要素が同符号であることが確認でき、これは条件 3 を満たす。よって、すべての条件を満たすため、Eq. (C.2) は安定であり、非線形 2 次 IIR フィルタの安定性が証明された。

次に、非線形 3 次 IIR フィルタの安定性を証明する。伝達関数は Eq. (4.11) である。Eq. (4.11) より、

$$a_0 = 1, \quad a_1 = \frac{1}{\tau} + \frac{\omega_0}{Q_0}, \quad a_2 = \frac{\omega_0}{Q_0\tau} + \omega_0^2, \quad a_3 = \frac{\omega_0^2}{\tau},$$

であり、条件 1 を満たす。よって、Eq. (4.11) は条件 1 を満たす。次に、各係数の符号はすべて正であり、条件 2 を満たす。最後に、ラウス数列は

$$\begin{array}{c|ccc} s^3 & 1 & \omega_0/Q_0\tau + \omega_0^2 & 0 \\ s^2 & 1/\tau + \omega_0/Q_0 & \omega_0^2/\tau & 0 \\ s^1 & \omega_0^2 & 0 & \\ s^0 & \omega_0^2/\tau & & \end{array}$$

となり、条件 3 を満たす。以上より、Eq. (4.11) は安定であり、非線形 3 次 IIR フィルタの安定性が証明された。

C.3 非線形 2 次 IIR フィルタの非線形歪み補正原理

本節では、非線形 2 次 IIR フィルタの非線形歪み補正原理について述べる。非線形歪み補正において、補正信号は線形成分、非線形成分の両方を有する。非線形 2 次 IIR フィルタの補正原理を考察するためには、非線形歪み補正信号 $u_{L,C}(n)$ を線形成分および非線形成分に分離する必要がある。その際に、 $1/b(x(n))$ を各次数に直接分解することはできないため、これを多項式近似し、その係数を b'_i ($i = 1, 2, \dots$) とする。Eq. (2.21) より、各成分に分離した補正信号は

$$\begin{aligned} u_{L,C}(n) &\approx \{1 + b'_1 x(n) + b'_2 x^2(n) + \dots\} u'_{L,C}(n) \\ &= u(n) + u_{L,C2}(n) + u_{L,C3}(n) + \dots, \\ &= u(n) + \sum_{i=2}^{\infty} M_i [u(n)], \end{aligned} \tag{C.3}$$

ただし、

$$u'_{L,C}(n) = u(n) + \sum_{i=2}^5 u'_{L,Ci}(n), \tag{C.4}$$

$$\begin{aligned}
u'_{L,C2}(n) &= \{2\beta_c b_1 + \gamma_c k_1\} x(n) u_r(n) \\
&\quad + 2\gamma_c k_1 x(n) u_r(n-1) \\
&\quad + \{-2\beta_c b_1 + \gamma_c k_1\} x(n) u_r(n-2),
\end{aligned} \tag{C.5}$$

$$\begin{aligned}
u'_{L,C3}(n) &= \{\beta_c(b_1^2 + 2b_2) + \gamma_c k_2\} x^2(n) u_r(n) \\
&\quad + 2\gamma_c k_2 x^2(n) u_r(n-1) \\
&\quad + \{-\beta_c(b_1^2 + 2b_2) + \gamma_c k_2\} x^2(n) u_r(n-2),
\end{aligned} \tag{C.6}$$

$$u'_{L,C4}(n) = 2\beta_c b_1 b_2 x^3(n) u_r(n) - 2\beta_c b_1 b_2 x^3(n) u_r(n-2), \tag{C.7}$$

$$u'_{L,C5}(n) = \beta_c b_2^2 x^4(n) u_r(n) - \beta_c b_2^2 x^4(n) u_r(n), \tag{C.8}$$

となり, $u_{L,Ci}(n)$ は

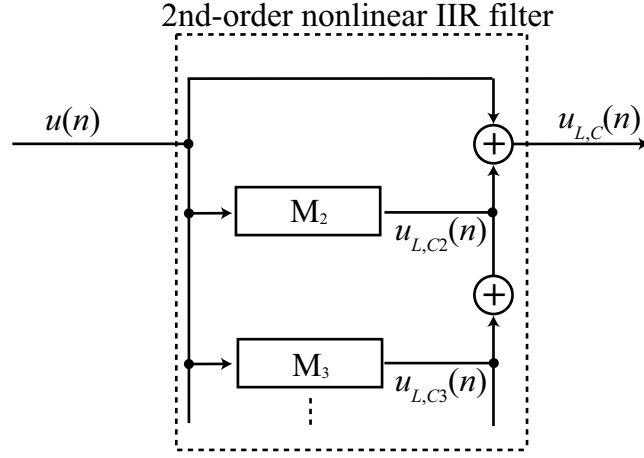
$$\begin{aligned}
u_{L,C2}(n) &= \{2\beta_c b_1 + \gamma_c k_1\} x(n) u_r(n) \\
&\quad + 2\gamma_c k_1 x(n) u_r(n-1) \\
&\quad + \{-2\beta_c b_1 + \gamma_c k_1\} x(n) u_r(n-2) \\
&\quad + b'_1 x(n) u(n),
\end{aligned} \tag{C.9}$$

$$\begin{aligned}
u_{L,C3}(n) &= \{\beta_c(b_1^2 + 2b_2) + \gamma_c k_2\} x^2(n) u_r(n) \\
&\quad + 2\gamma_c k_2 x^2(n) u_r(n-1) \\
&\quad + \{-\beta_c(b_1^2 + 2b_2) + \gamma_c k_2\} x^2(n) u_r(n-2) \\
&\quad + b'_1 x(n) u'_{L,C2}(n) + b'_2 x^2(n) u(n),
\end{aligned} \tag{C.10}$$

$$\begin{aligned}
u_{L,C4}(n) &= 2\beta_c b_1 b_2 x^3(n) u_r(n) - 2\beta_c b_1 b_2 x^3(n) u_r(n-2) \\
&\quad + b'_1 x(n) u'_{L,C3}(n) + b'_2 x^2(n) u'_{L,C2}(n) + b'_3 x^3(n) u(n),
\end{aligned} \tag{C.11}$$

$$\begin{aligned}
u_{L,C5}(n) &= \beta_c b_2^2 x^4(n) u_r(n) - \beta_c b_2^2 x^4(n) u_r(n) \\
&\quad + b'_1 x(n) u'_{L,C4}(n) + b'_2 x^2(n) u'_{L,C3}(n) \\
&\quad + b'_3 x^3(n) u_{L,C2}(n) + b'_4 x^4(n) u(n),
\end{aligned} \tag{C.12}$$

で表される. なお, 6 次以上の項は省略した. また, M_i は $u_{L,C}(n)$ の i 次非線形成分を出力するフィルタを, Eq. (C.3), (C.4) において, $u(n)$ は線形成分, $u_{L,Ci}(n)$ は $u_{L,C}(n)$ の i 次非線形成分をそれぞれ表す. そして, $u'_{L,Ci}(n)$ ($i = 2, 3, 4, 5$) は



M_2 : 2nd-order response of 2nd-order nonlinear IIR filter

M_3 : 3rd-order response of 2nd-order nonlinear IIR filter

Figure C-1 Parallel connection model of 2nd-order nonlinear IIR filter.

$1/b(x(n))$ を乗算する前の補正信号 $u'_{L,C}(n)$ の i 次非線形成分を表す. Eq. (C.3) より, 本フィルタは並列接続モデルで表現できることがわかる. この並列接続モデルを Fig. C-1 に示す. Eq. (C.3) を Volterra フィルタで表現されたスピーカモデルへ入力することで, 本フィルタの補正原理を明らかにすることができる. このときの入出力関係を Eq. (C.13) に示す. なお, H_i ($i = 1, 2, 3, \dots$) は i 次 Volterra フィルタを表す.

$$y(n) = \sum_{i=1}^3 H_i [u_{L,C}(n)]. \quad (C.13)$$

さらに, これをブロック図で表すと Fig. C-2 となる. スピーカモデルの出力 $y(n)$ に含まれる 2 次, 3 次非線形歪み成分はそれぞれ

$$y_2(n) = H_2 [u(n)] + H_1 [u_{L,C2}(n)], \quad (C.14)$$

$$y_3(n) = H_3 [u(n)] + H_1 [u_{L,C3}(n)], \quad (C.15)$$

となる. この $y_2(n)$ および $y_3(n)$ がゼロとなれば, 2 次, 3 次非線形歪みが完全に補正されたといえる. そこで, それぞれの歪み補正にどの非線形パラメータが関与す

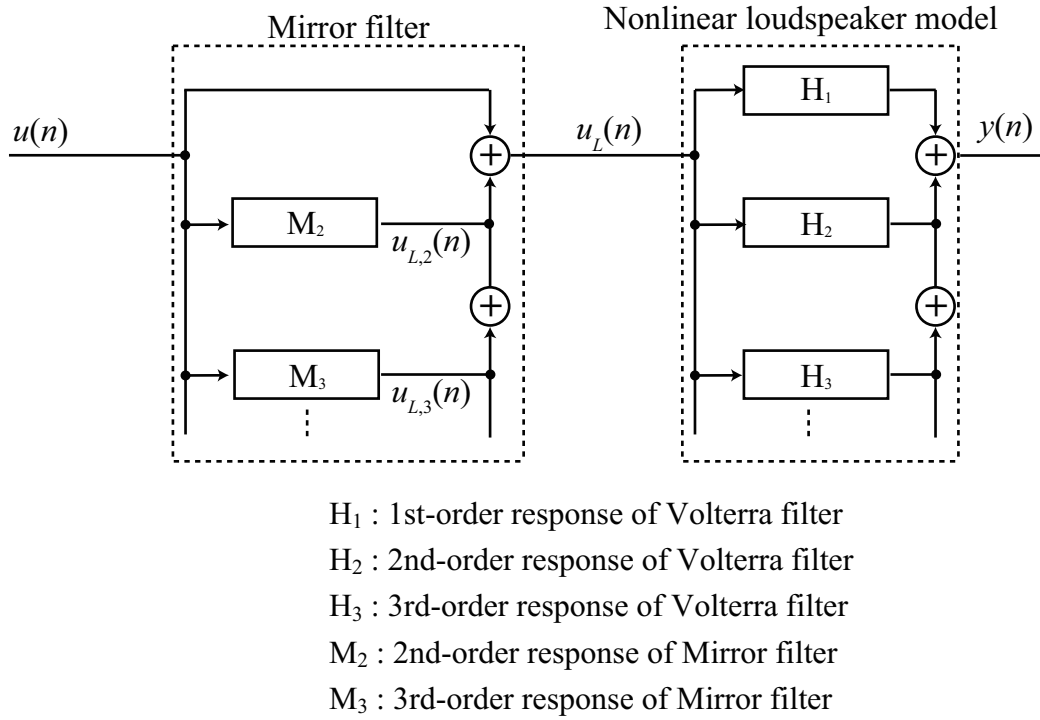


Figure C-2 Compensation model of 2nd-order nonlinear IIR filter.

るか検証する. Eq. (C.3), (C.8) より, 2次非線形歪み $y_2(n)$ の補正には b_1, b_2 そして k_1 が関与していることがわかる. 特に, $2b_1$ が存在するため, b_1 の影響は大きいと考えることができる. また, 3次非線形歪み $y_3(n)$ の補正には b_1, b_2 そして k_2 が関与していることがわかる. 特に, b_1^2 となっているため, b_1 の影響は特に大きいと考えることができる. そして, 非線形2次IIRフィルタの補正信号には $1/b(x(n))$ が存在するため, どの歪み成分の補正でも b_1, b_2 の影響は回避できないと考えられる.

C.4 結言

本章では, ラウスの方法により非線形2次IIRフィルタおよび非線形3次IIRフィルタの安定性を検証した. また, 非線形2次IIRフィルタの補正原理について述べた. なお, 非線形3次IIRフィルタについても同様の方法により補正原理を検証することが可能だが, 非常に複雑になるため省略した.

参考文献

- [1] 尾知博, デジタルフィルタ設計入門, CQ 出版社, 東京, 2002.
- [2] 貴家仁志, デジタル信号処理, 昭晃堂, 東京, 2002.
- [3] 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.
- [4] A.V. Oppenheim and R.W. Schaffer, Discrete-Time Signal Processing, Prentice Hall, 1989.
- [5] S.O. Haykin, Adaptive Filter Theory, fourth edition, Prentice Hall, 2001.
- [6] Y. Tokoro, Y. Kajikawa, and Y. Nomura, “Improvement of the stability and cancellation performance for the active noise control system using the simultaneous perturbation method,” IEICE Trans. on Fundamentals, vol.E90-A, no.8, pp.1555–1563, Aug. 2007.
- [7] M. Kumamoto, M. Kida, R. Hirayama, Y. Kajikawa, T. Tani, and Y. Kurumi, “Active noise control system for reducing MR noise,” IEICE Trans. on Fundamentals, vol.E94-A, no.7, pp.1479–1486, Jul. 2011.
- [8] N. Miyazaki and Y. Kajikawa, “Adaptive feedback anc system using virtual microphones,” 2013 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP 2013), pp.383–387, May 2013.
- [9] 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,” PhD thesis, 東北大学, Mar. 1993.

- [10] A. Sugiyama and R. Miyahara, “A new generalized sidelobe canceller with a compact array of microphones suitable for mobile terminals,” 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP 2014), pp.820–824, May 2014.
- [11] 立蔵洋介, “逆フィルタを用いた音場再現システムにおける再現音の品質向上に関する研究,” PhD thesis, 奈良先端科学技術大学院大学, 2002.
- [12] R. Miyahara and A. Sugiyama, “An auto-focusing noise suppressor for cell-phone movies based on phase randomization and power compensation,” 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP 2014), pp.2199–2203, May 2014.
- [13] A. Sugiyama and R. Miyahara, “A tapping-noise suppressor with magnitude-weighted phase-based detection for smartphones,” 2014 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE 2014), pp.526–527, Jan. 2014.
- [14] 浅野太, 音のアレイ信号処理 (音響テクノロジーシリーズ 16), 第 4 版, 日本音響学会, 2011.
- [15] 澤田宏, 荒木章子, 牧野昭二, “音源分離技術の最新動向,” 電子情報通信学会誌, vol.91, no.4, pp.292–296, Apr. 2008.
- [16] H. Sawada, H. Kameoka, S. Araki, and N. Ueda, “Multichannel extensions of non-negative matrix factorization with complex-valued data,” IEEE Trans. Audio, Speech, Lang. Proc., vol.21, no.5, pp.971–982, May 2013.
- [17] 亀岡弘和, “非負値行列因子分解とその音響信号処理応用,” 信学技報, vol.EA2012–118, pp.53–58, Dec. 2012.
- [18] P. Smaragdis, “Convolutional speech bases and their application to supervised speech separation,” IEEE Trans. Audio, Speech, Lang. Proc., vol.15, no.1, pp.1–12, Jan. 2007.

- [19] 棟安実治, 田口亮, 非線形デジタル信号処理, 朝倉書店, 東京, 1999.
- [20] 電子情報通信学会編, 電子通信用語辞典, コロナ社, 1984.
- [21] R.H. Small, “Closed-box loudspeaker systems part 1: Analysis,” Journal of the Audio Engineering Society, vol.20, no.10, pp.799–808, Dec. 1972.
- [22] R.H. Small, “Direct-radiator loudspeaker system analysis,” IEEE Trans. Audio and Electroacoustics, vol.AU–19, no.4, pp.269–281, Dec. 1971.
- [23] 山本武夫, スピーカ・システム (上), (下), ラジオ技術社, 東京, 1977.
- [24] Wikibooks, “Engineering acoustics/moving coil loudspeaker,” 2010.
http://en.wikibooks.org/wiki/Engineering_Acoustics/Moving_Coil_Loudspeaker
- [25] 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.412–432, Jun. 1987.
- [26] W. Klippel, “Tutorial: Loudspeaker nonlinearities – causes, parameters, symptoms,” Journal of the Audio Engineering Society, vol.54, no.10, pp.907–939, Oct. 2006.
- [27] 田中茂良, マイクロホン・スピーカ談義, 兼六館出版, 東京, 1995.
- [28] W. Klippel, “The mirror filter-A new basis for reducing nonlinear distortion and equalizing response in woofer systems,” Journal of the Audio Engineering Society, vol.40, no.9, pp.675–691, Sep. 1992.
- [29] 石川智一, 中島和彦, 梶川嘉延, 野村康雄, “デジタルヴォルテラフィルタを用いた音響再生系の非線形ひずみ除去に関する検討,” 電子情報通信学会論文誌 (A), vol.J79–A, no.7, pp.837–844, Jul. 1996.

- [30] 竹村和斉, 中武哲郎, 笠井譲治, “非線形 2 次 IIR フィルタによる動電型スピーカの非線形歪の低減,” 信学技報, vol.EA96-74, pp.65-72, Nov. 1996.
- [31] H. Schurer, Linearization of Electroacoustic Transducers, University of Twente Publications, 1997.
- [32] 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誌, vol.J79-A, no.11, pp.1808-1816, Nov. 1996.
- [33] 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誌, vol.J82-A, no.6, pp.759-768, Jun. 1999.
- [34] 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ー 2 次非線形歪み除去における有効性ー,” 日本音響学会誌, vol.56, no.6, pp.384-395, Jun. 2000.
- [35] M. Tsujikawa, T. Shiozaki, Y. Kajikawa, and Y. Nomura, “Identification and elimination of second-order nonlinear distortion of loudspeaker systems using Volterra filter,” 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2010), pp.249-252, Geneva, Switzerland, May 2000.
- [36] 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誌 (A), vol.J84-A, no.10, pp.1333-1345, Oct. 2001.
- [37] 梶川嘉延, “適応信号処理の基礎と応用 [VI・完]-非線形適応信号処理-,” 電子情報通信学会誌, vol.87, no.2, pp.123-128, Feb. 2004.
- [38] M. Schetzen, The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems, Krieger, Florida, 1989.
- [39] V.J. Mathews, “Adaptive polynomial filters,” IEEE Signal Processing Magazine, vol.8, no.3, pp.10-26, Jul. 1991.

- [40] V.J. Mathews and G.L. Sicuranza, Polynomial Signal Processing, John Wiley, New York, 2000.
- [41] W.A. Frank, “An efficient approximation to the quadratic Volterra filter and its application in real-time loudspeaker linearization,” *Signal Processing*, vol.45, pp.97–113, 1995.
- [42] G.L. Sicuranza, “Quadratic filters for signal processing,” *Proceedings of the IEEE*, vol.80, no.8, pp.1263–1285, Jul. 1992.
- [43] 吉久信幸, スピーカ, 理工研究社, 東京, 1977.
- [44] W. Klippel, “Dynamic measurement and interpretation of the nonlinear parameters of electrodynamic loudspeakers,” *Journal of the Audio Engineering Society*, vol.38, no.12, pp.944–955, Dec. 1990.
- [45] 三井和男, 大崎純, 大森博司, 田川浩, 本間俊雄, 発見的最適化手法による構造のフォルムとシステム, コロナ社, 東京, 2004.
- [46] 茨木俊秀, 岩波講座 応用数学 1 [方法 8] 離散最適化法とアルゴリズム, 岩波書店, 東京, 1993.
- [47] R. Nakao, Y. Kajikawa, and Y. Nomura, “An estimation method of parameters for closed-box loudspeaker system,” *IEICE Trans. on Fundamentals*, vol.EA91–A, no.10, pp.3006–3013, Oct. 2008.
- [48] S. Kitagawa and Y. Kajikawa, “Linearization ability evaluation for loudspeaker systems using dynamic distortion measurement,” *IEICE Trans. on Fundamentals*, vol.E94-A, no.2, pp.813–816, Feb. 2011.
- [49] B. Emmett, “Ultrabooks uncovered,” Jul. 2011. http://blogs.intel.com/technology/2011/07/the_world_of_computing_is/

- [50] K. Iwai and Y. Kajikawa, “Parameter estimation method for closed-box loudspeaker system,” Forum Acusticum 2011, Aalborg, Denmark, pp.2577–2582, Jun. 2011.
- [51] K. Iwai and Y. Kajikawa, “Linearization of dynamic loudspeaker system using third-order nonlinear IIR filter,” 20th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2012), Bucharest, Romania, pp.1970–1974, Aug. 2012.
- [52] 宇野利雄, 計算機のための数値計算, 朝倉書店, 東京, 1963.
- [53] Klippel GmbH, “The development tool of audio technology,” <http://www.klippel.de/our-products/rd-system.html>, 2013.
- [54] H. Furuhashi, Y. Kajikawa, and Y. Nomura, “Linearization of loudspeaker systems using a subband parallel cascade Volterra filter,” IEICE Trans. on Fundamentals, vol.EA90–A, no.8, pp.1616–1619, Aug. 2007.
- [55] M. Gotoda and Y. Kajikawa, “Low computational complexity realization for Volterra filters,” Asia-Pacific Signal and Information Processing Association 2010 Annual Summit and Conference (APSIPA2010), pp.719–732, Biopolis, Singapore, Dec. 2010.
- [56] N. Uesako and Y. Kajikawa, “Relationship between the nonlinear distortions compensation performance and each parameter of the electro-dynamic loudspeaker system,” 9th International Conference on Information, Communications, and Signal Processing (ICICS 2013), Tainan, Taiwan, pp.1–5, Nov. 2013.
- [57] W. Klippel, “Modeling the large signal behavior of micro-speakers,” Audio Engineering Society Convention 133, San Francisco, USA, Oct. 2012.
- [58] S. Im and E.J. Powers, “A fast method of discrete third-order Volterra filtering,” IEEE Transactions on Signal Processing, vol.44, no.9, pp.2195–2208, Sep. 1996.

- [59] S.W. Nam and E.J. Powers, “Application of higher order spectral analysis to cubically nonlinear system identification,” IEEE Trans. on Signal Processing, vol.42, no.7, pp.1746–1765, Jul. 1994.
- [60] 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.
- [61] W.A. Frank, “Sampling requirements for Volterra system identification,” IEEE Signal Processing letters, vol.3, no.9, pp.266–268, Sep. 1996.
- [62] M. Gopal, Control systems: Principles and Design, Second edition, Tata McGraw-Hill Education, 2002.

研究業績

【受賞】

1. 2010 年度 IEEE 関西支部 GOLD 賞
2. 平成 23 年度 SIP 学生奨励賞
3. 第 9 回 IEEE 関西支部学生研究奨励賞

【学術論文】

1. K. Iwai and Y. Kajikawa, “Parameter estimation method using Volterra kernels for nonlinear IIR filters,” IEICE Trans. on Fundamentals, vol. E97–A, no. 11, pp. 2189–2199, Nov. 2014.
(第 3 章に関連)
2. K. Iwai and Y. Kajikawa, “Third-order nonlinear IIR filter for compensating nonlinear distortions of loudspeaker systems,” IEICE Trans. on Fundamentals, vol. E98–A, no. 3, pp. 820–832, Mar. 2015.
(第 4 章に関連)

【国際会議】

1. K. Iwai and Y. Kajikawa, “Nonlinear IIR filter considering nonlinearity of self-inductance of loudspeaker systems,” in proc. of the 2010 International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT2010), Tokyo, Japan, pp. 317–320, Oct. 2010.
2. K. Iwai and Y. Kajikawa, “Parameter estimation method for closed-box loudspeaker system,” in proc. of the Forum Acusticum 2011, Aalborg, Denmark,

pp. 2577–2582, Jun. 2011.

3. K. Iwai and Y. Kajikawa, “Third-order nonlinear IIR filter for compensating nonlinear distortions of loudspeaker system,” in proc. of the Acoustics 2012, Hong Kong, China, CD-ROM (6 pages), May 2012.
4. K. Iwai and Y. Kajikawa, “Linearization of dynamic loudspeaker system using third-order nonlinear IIR filter,” in proc. of the 20th European Signal Processing Conference (EUSIPCO2012), Bucharest, Romania, pp. 1970–1974, Aug. 2012.
5. K. Iwai and Y. Kajikawa, “Nonlinear signal processing for compensating nonlinear distortion of loudspeakers,” in proc. of Asia-Pacific Signal and Information Processing Association 2010 Annual Summit and Conference (APSIPA ASC 2012), Hollywood, USA, CD-ROM (4 pages), Dec. 2012.
6. K. Iwai and Y. Kajikawa, “Nonlinear distortion reduction for electrodynamic loudspeaker using nonlinear filtering,” in proc. of the 22nd European Signal Processing Conference (EUSIPCO2014), Lisbon, Portugal, pp. 1357–1361, Sep. 2014.

【研究会】

1. 岩居健太, 梶川嘉延, “非線形 2 次 IIR フィルタを用いた動電型スピーカの非線形ひずみ補正,” 信学技報, EA2010–87, Nov. 2010.
2. 岩居健太, 梶川嘉延, “密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法,” 信学技報, EA2011–54, Aug. 2011.
3. 岩居健太, 梶川嘉延, “Mirror フィルタの構成法による動電型スピーカシステムの非線形歪み補正効果の比較,” 信学技報, EA2013–109, Jan. 2014.
4. 岩居健太, 梶川嘉延, “Mirror フィルタの非線形歪み補正効果に関する一検討,” 信学技報, SIP2014–156, Mar. 2015.

【学会発表】

1. 岩居健太, 梶川嘉延, “非線形 2 次 IIR フィルタを用いた動電型スピーカシステ

- ムの非線形歪み補正法に関する検討,” 日本音響学会 2010 年秋季研究発表会, 3-Q-21, Sep. 2010.
2. 岩居健太, 梶川嘉延, “スピーカシステム設計支援ソフトウェアの開発とスピーカシステムの製作実習,” 第 13 回 DSPS 教育者会議, pp. 49-50, Sep. 2011.
 3. 岩居健太, 梶川嘉延, “非線形 3 次 IIR フィルタを用いた動電型スピーカシステムの非線形歪み補正,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, A-4-19, Sep. 2011.
 4. 岩居健太, 梶川嘉延, “密閉型スピーカシステムのパラメータ推定法に関する検討,” 日本音響学会 2011 年秋季研究発表会, 1-R-6, Sep. 2011.
 5. 岩居健太, 梶川嘉延, “非線形 3 次 IIR フィルタを用いた動電型スピーカシステムの非線形歪み補正法に関する検討,” 第 26 回信号処理シンポジウム, pp. 350-355, Nov. 2011.
 6. 岩居 健太, 梶川嘉延, “非線形 3 次 IIR フィルタを用いた動電型スピーカシステムの非線形歪み補正法に関する検討,” 日本音響学会 2012 年秋季研究発表会, 3-4-9, Sep. 2012.
 7. 岩居健太, 梶川嘉延, “非線形 3 次 IIR フィルタによる動電型スピーカシステムの 3 次非線形歪み補正に関する検討,” 第 27 回信号処理シンポジウム, pp. 345-350, Nov. 2012.
 8. 岩居健太, 梶川嘉延, “非線形 2 次 IIR フィルタの非線形歪み補正原理に関する検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, A-10-1, Sep. 2013.
 9. 岩居健太, 梶川嘉延, “Mirror フィルタの構成法による非線形歪み補正効果の比較,” 日本音響学会 2013 年秋季研究発表会, 1-Q-36, Sep. 2013.
 10. 岩居健太, 梶川嘉延, “非線形 3 次 IIR フィルタの非線形歪み補正原理に関する検討,” 電子情報通信学会総合大会, A-4-10, Mar. 2015.
 11. 岩居健太, 梶川嘉延, “Mirror フィルタと Volterra フィルタの動電型スピーカシステムの非線形歪み補正効果および演算量の比較,” 日本音響学会 2015 年春季研究発表会, 1-Q-34, Mar. 2015.