

長岡技術科学大学大学院

工学研究科修士論文

題 目

パラメトリックスピーカの高調波成分
を考慮した能動騒音制御シミュレーション

指導教員 準教授 杉田 泰則

著者 電気電子情報工学専攻

14317990 福田 稜

提出期日 平成30年2月9日

目 次

第 1 章 はじめに	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究目的	2
1.3 本論文の構成	2
第 2 章 本研究に必要な技術	3
2.1 能動騒音制御	3
2.1.1 能動騒音制御とは	3
2.1.2 Filtered-x LMS アルゴリズム	3
2.2 パラメトリックスピーカの特性	5
2.2.1 自己復調作用	5
2.2.2 高調波成分の発生	7
2.3 Volterra フィルタ	7
2.3.1 適応 volterra フィルタ	8
2.4 FLANN	9
2.4.1 FLANNについて	9
2.4.2 関数拡張	10
2.4.3 FLANNを用いたシステム同定	10
2.5 まとめ	12
第 3 章 提案法	13
3.1 パラメトリックスピーカの理論式	13
3.1.1 Westervelt モデル	13
3.1.2 振幅変調モデル	15
3.2 提案モデル	17

3.3 まとめ	18
第 4 章 実験	19
4.1 提案モデルの妥当性	19
4.1.1 提案モデルの特性	19
4.1.2 実測実験	20
4.1.3 妥当性の検証	21
4.2 騒音制御シミュレーション	24
4.2.1 誤差経路特性のシステム同定	24
4.2.2 騒音制御シミュレーション結果	25
4.2.3 FLANN 拡張数の比較	27
4.3 まとめ	28
第 5 章 おわりに	29
謝辞	30
参考文献	33

第1章 はじめに

1.1 研究背景

近年、工場や工事現場からの騒音に対する苦情が増加し、騒音が「公害」として認識されるようになり、騒音への対策に関して多くの研究がなされている。その中で、能動騒音制御[1]と呼ばれる技術が注目されている。この技術はスピーカや加振器、空気流量をコントロールするバルブなど、なにかを駆動させて音を消すというものであり低周波音に対して有効である。この技術が応用されている代表的な例として、工場の空調ダクト[2]がある。空調ダクトのように音が1次元的に伝搬する場合には、能動騒音制御が非常に効果的であり、ガスタービン[3]やディーゼルエンジン[4]など、適用例も多い。しかしながら、1般の三次元自由空間内を伝搬する騒音に対して制御スピーカから制御音を放射した場合、制御点を含むいくつかの点では音は相殺されるが、音が波状に広がる性質を有するために、逆に強めあう点が現れる。空間での消音を実現するために制御点を複数設け制御用スピーカを複数使用して配置を工夫することで、ある1定の範囲の空間内の消音を達成することは可能である[5]。しかしながら、システムの規模が大きくなり、設置上の制約やコスト面の問題がある。

空間での消音を実現するための方法として、鋭い指向性を持つパラメトリックスピーカを能動騒音制御に用いる方法がある[6, 7, 8]。パラメトリックスピーカは可聴域の信号で変調された超音波を高音圧で放射することで、空気の非線形現象により、鋭い指向性をもつ音が再生されるスピーカである。パラメトリックスピーカを用いると、制御点の周辺空間に余分な音の増大を招くことなく局所的に消音できる能動騒音制御システムを実現することができる。しかし、パラメトリックスピーカは空気の非線形により歪みが発生し、再生される信号には高調波成分が現れる。

パラメトリックスピーカの能動騒音制御への応用は、シミュレーションと実測実験の両方の面から検証が行われている[9]。シミュレーションに使用されるパラメトリックスピーカの数値計算モデルは、Westervelt[10]がパラメトリックスピーカの基礎的な理論式を見出してから、Berktayの改良モデル[11]やYoneyamaの振幅変調モデル[12]などいくつかのモデルが提案されている。しかし、これらを用いた先行研究のシミュレーションでは発生する高調波成分が考慮されていない。

1.2 研究目的

本論文では、パラメトリックスピーカの高調波成分が騒音制御性能に与える影響をシミュレーションにより検討することを目的とし、2次の高調波まで考慮したパラメトリックスピーカのモデルを提案する。提案法はKomatsuzaki らによって提案された振幅変調モデル[9]を拡張したものである。この振幅変調モデルは純音のみでなく任意の包絡関数に対する復調信号を求めることができ、他のモデルと比べて能動騒音制御シミュレーションに用いるのに適している。この振幅変調モデルを拡張した提案モデルにより、パラメトリックスピーカを用いた能動騒音制御システムを数値的に再現することが可能なため、これを用いてパラメトリックスピーカの高調波成分が騒音制御性能に与える影響をシミュレーションにより検討する。

1.3 本論文の構成

本論文の構成は以下のとおりである。第2章では本研究に必要な技術の基礎的な原理について述べる。第3章ではパラメトリックスピーカの数値計算モデルについて述べ、従来のモデルを拡張した提案モデルを示す。第4章ではまず、提案モデルの妥当性について、シミュレーションによる音圧分布と実測による音圧分布を比較することによって検証を行う。その後、提案モデルを用いて能動騒音制御シミュレーションを行い、結果について比較、検討を行う。最後に第5章では、本論文の結論を示す。

第2章 本研究に必要な技術

2.1 能動騒音制御

能動騒音制御とは、騒音に対し何かを動かしてその対策を実現しようとするものである。動かすもの（駆動部）としてはスピーカや加振器、空気流量をコントロールするバルブなど様々な種類がある。本節ではその基礎的な技術について述べる。

2.1.1 能動騒音制御とは

能動騒音制御は、受動的な手法では抑圧が難しい低周波音に対し有効であるとして、これまで多くの研究がなされてきた。能動騒音制御はフィードフォワード制御、フィードバック制御及び両者を含む2自由度制御に分類できる。騒音源の音圧を事前に参照マイクロホンで取得できる場合にはフィードフォワード制御が採用されることが多い。騒音源の音圧を事前に取得できない場合にはフィードバック制御を選択することになるが、この場合、周期的な騒音に対して以外は効果が期待できない。2自由度型制御は場合によっては高い効果を発揮するが、上記のものに比べると制御が複雑になる。本研究では騒音源の音圧を事前に参照マイクロホンで取得できる場合を仮定し、能動騒音制御シミュレーションにフィードフォワード制御を用いる。

2.1.2 Filtered-x LMS アルゴリズム

図2.1はフィードフォワード制御の能動騒音制御のブロック図である。騒音源の近くに設置したマイクで取得した信号を入力信号 $x(n)$ とする。その信号を適応フィルタでフィルタリングし、制御スピーカから $y(n)$ として出力することで、制御点での信号 $e(n)$ （誤差信号）を小さくする。ここで、primary path は騒音源から制御点までの特性を表しており、騒音源からの騒音が primary path を通って制御点に達する信号を $d(n)$ とし、誤差信号 $e(n)$ を求めると次の式になる。

$$e(n) = d(n) + y(n) \quad (2.1)$$

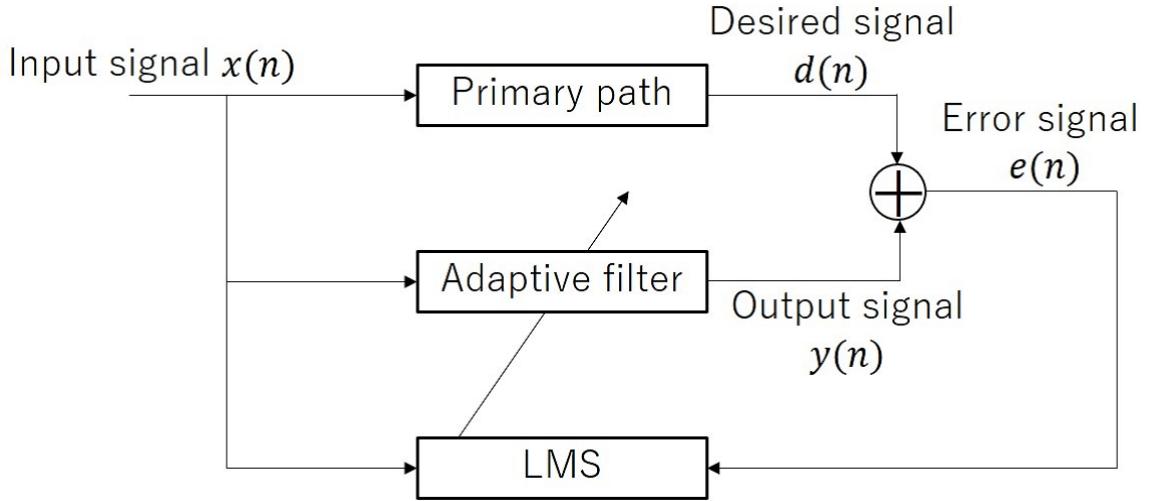


図 2.1: フィードフォワード制御の能動騒音制御ブロック図

ここで、2乗平均誤差 ε を次式のように定義する。

$$\varepsilon = E[e^2(n)] \quad (2.2)$$

ただし、 $E[\cdot]$ は期待値操作を表す。この2乗平均誤差 ε を最小にするように適応フィルタのフィルタ係数 $\mathbf{w}(n) = [w_1, w_2, \dots, w_N]$ を更新する。 $\nabla(n)$ を時刻 n におけるフィルタ係数 \mathbf{w} に関する2乗平均誤差の勾配とすると、フィルタ係数 \mathbf{w} は次の式で更新される。

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{\mu}{2} \nabla(n) \quad (2.3)$$

ここで μ はステップサイズパラメータを表す。入力信号を $\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N)]$ とおき、勾配 $\nabla(n)$ の瞬時値を

$$\nabla(n) = -2e(n)\mathbf{x}(n) \quad (2.4)$$

とおくと、フィルタ係数の更新式は次式で示される。

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e(n)\mathbf{x}(n) \quad (2.5)$$

しかし、実際の騒音制御システムにおいては制御スピーカから制御点までに誤差経路特性 C が存在する。図 2.2 は誤差経路特性 C を考慮した能動騒音制御のブロック図である。 \hat{C} は誤差経路特性 C を事前に同定したもので、 L 次のフィルタである。誤差経路特性 C を考慮すると係数更新式は次の式のようになる。

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - 2\mu e(n)\mathbf{r}(n) \quad (2.6)$$

ただし $r(n)$ は次式で定義される。

$$r(n) = \sum_{j=0}^{L-1} \hat{c}(j)x(n-j) \quad (2.7)$$

式 (2.6) のように、入力信号 $x(n)$ を誤差経路特性のフィルタに通して得られる $r(n)$ に置き換えたものを、フィルタにより適応化した LMS アルゴリズムという意味から、これを filtered-x LMS アルゴリズムと呼ぶ。

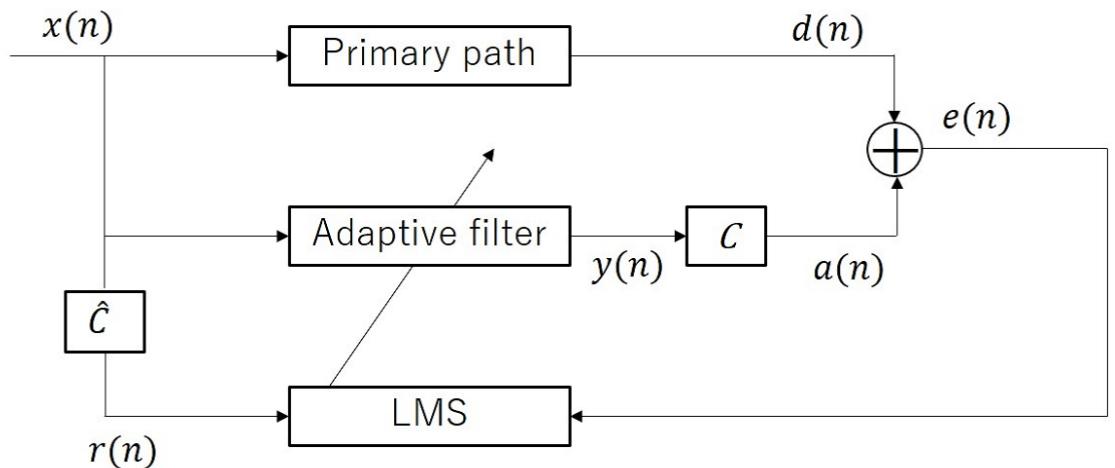


図 2.2: Filtered-x LMS アルゴリズムのブロック図

2.2 パラメトリックスピーカの特性

パラメトリックスピーカは可聴域の信号で変調された超音波を高音圧で放射することで、空気の非線形現象により、鋭い指向性をもつ音が再生されるスピーカである。以下でパラメトリックスピーカの基礎的な原理について述べる。

2.2.1 自己復調作用

微小な振幅の音波の場合、空気の非線形性は無視できるが、振幅が大きくなると無視できなくなり、波形歪みの発生などの非線形特有の現象が発生する。このような振幅の大きい音波を有限振幅音波 [13] という。周波数の近い 2 つの有限振幅音波を空間に放射すると各々の音波の和音と差音の結合波（2 次波）が有限振幅音波（1 次波）のビーム内に新たに

発生する。こうした音波は1次波の伝搬に伴い蓄積的に振幅を増す。そして、1次波の振幅が音波吸収や球面拡散によって減衰して2次波の発生が微弱になるまで增幅作用は持続する。2次波のうち差音は1次波に比べて周波数が低いことから音波吸収は小さく、たとえ1次波が減衰しても遠方まで伝搬する。このような差音の生成過程を空間的にながめると、図2.3のように1次波のビーム幅をもって差音の仮想音源がその伝搬方向に空間分布する。したがって差音は周波数が低いにもかかわらず鋭いビーム幅を持ち、しかもサイドローブは抑制される。こうして2次的に発生する仮想的なアレイをパラメトリックアレイと呼んでいる。

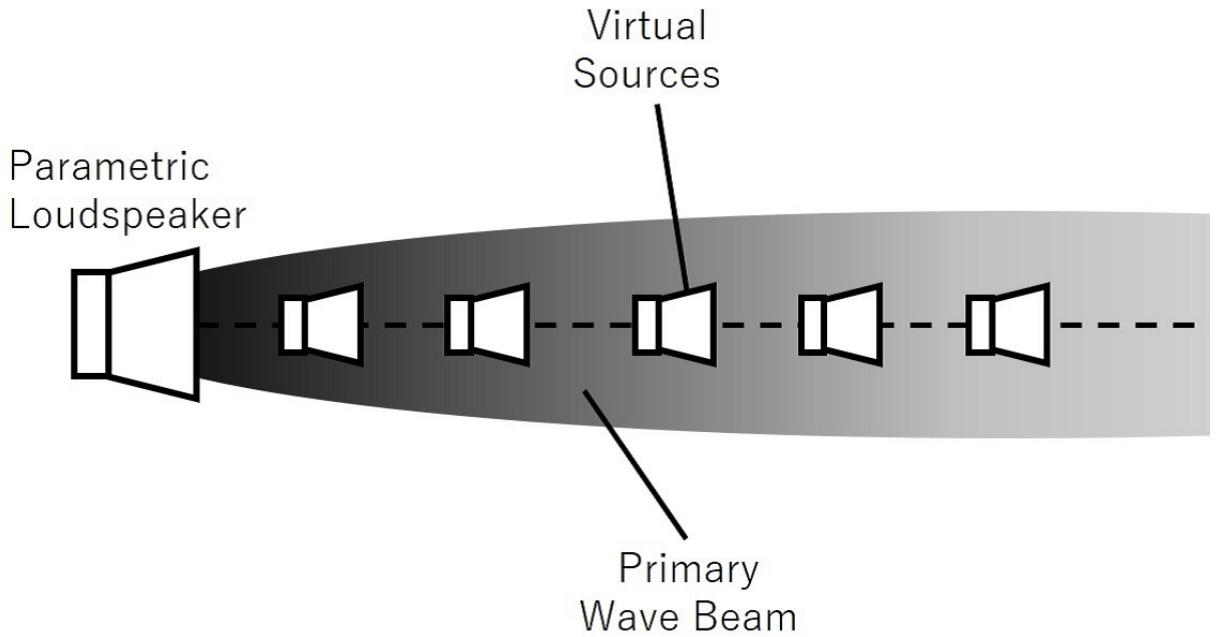


図 2.3: 自己復調作用

パラメトリックアレイをスピーカとして利用する場合、1次波の周波数を20kHz以上、通常は40kHz近辺の超音波領域に設ける。そして、その超音波を音声などの可聴域の信号で振幅変調し、超音波エミッタを介して空中に放射する。変調された1次波には可聴域の信号の情報を含んだサイドバンドがあり、これと搬送波成分の相互作用でサイドバンドが可聴周波数領域に移動する。これは空気の非線形性により、変調波自ら空間内で信号波を復調していることになる。これを有限振幅音波の自己復調という。

2.2.2 高調波成分の発生

パラメトリックスピーカで使用される変調方式の中で最も基本的なものとして DSB-AM(double sideband amplitude modulation) がある。DSB-AM で変調された 1 次波の包絡信号 $e(t)$ は

$$e(t) = 1 + mg(t) \quad (2.8)$$

で与えられる。ここで m は変調度、 $g(t)$ は入力信号を示す。この信号に対し Westervelt の理論式 [10] を用いると、復調信号 $p_2(t)$ は以下の式で表される。

$$p_2(t) \approx \frac{\beta p_0^2 S}{16\pi\rho_0 c_0^4 r \alpha_0} \left(2m \frac{dg(t')}{dt'} + m^2 \frac{dg^2(t')}{dt'} \right) \quad (2.9)$$

ここで β は非線形パラメータ（空气中では 1.2）、 S はパラメトリックアレイの面積、 ρ_0 は空気の密度、 c_0 は音速、 r は音軸上の距離、 α_0 は搬送波の吸収係数である。この式から分かるように、パラメトリックスピーカから音波を出力すると、入力信号のほかに高調波成分 $m^2 dg^2(t')/dt'$ が発生する。この高調波成分は変調度を小さくしたり、変調方式として SRAM(square-root amplitude modulation)[14] や SSB-AM(single sideband amplitude modulation)[15]、MAM(modified amplitude modulation)[16] などを用いることで低減することができる。しかし、これらの方法は 1 次波の音圧レベルが一定以上になると十分に高調波成分を低減することができず [17]、能動騒音制御の用途に用いる場合は大きな音圧が必要となるため、高調波成分が無視できない。

2.3 Volterra フィルタ

パラメトリックスピーカなどの非線形の入出力関係を持つシステムは Volterra 級数展開 [18] によって表すことができる。

$$\begin{aligned} y(n) = & h_0 + \sum_{k_1=0}^{\infty} h_1(k_1) x(m - k_1) + \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} h_2(k_1, k_2) x(n - k_1) x(n - k_2) \\ & + \cdots + \sum_{k_1=0}^{\infty} \cdots \sum_{k_q=0}^{\infty} h_q(k_1, \dots, k_q) x(n - k_1) \cdots x(n - k_q) + \cdots \end{aligned} \quad (2.10)$$

ここで $x(n)$ と $y(n)$ は離散入出力信号、 $h_q(k_1, \dots, k_q)$ は q 次の離散 Volterra 核である。Volterra 核の数はフィルタの次数 q に応じて指数関数的に増加するため、大きくするとそ

れだけ計算に膨大な時間がかかるてしまう。本論文では使用するモデルの関係から 2 次非線形成分までを対象とし、有限の記憶長 N を持つ Volterra フィルタを用いる。式は次式のようになる。

$$y(n) = h_0 + \sum_{k_1=0}^{N-1} h_1(k_1)x(m - k_1) + \sum_{k_1=0}^{N-1} \sum_{k_2=0}^{N-1} h_2(k_1, k_2)x(n - k_1)x(n - k_2) \quad (2.11)$$

2.3.1 適応 Volterra フィルタ

適応 Volterra フィルタとは、Volterra フィルタに適応信号処理を導入したものである。本論文ではモデル化したパラメトリックスピーカのシステム同定に使用する。図 2.4 は適応 Volterra フィルタを用いたシステム同定のブロック図である。図 2.4 のような構成で適応 Volterra フィルタを更新する場合、通常の線形適応フィルタと同じく誤差信号の 2 乗期待値を最小化するようにフィルタ係数を更新するが、本論文では LMS アルゴリズムを用いる。1 次、2 次の Volterra フィルタに対する LMS アルゴリズムの更新式は以下のようになる。

$$h_1(k_1; n + 1) = h_1(k_1; n) + \mu_1 e(n)x(n - k_1) \quad (2.12)$$

$$h_2(k_1, k_2; n + 1) = h_2(k_1, k_2; n) + \mu_2 e(n)x(n - k_1)x(n - k_2) \quad (2.13)$$

ここで μ_1, μ_2 はステップサイズである。

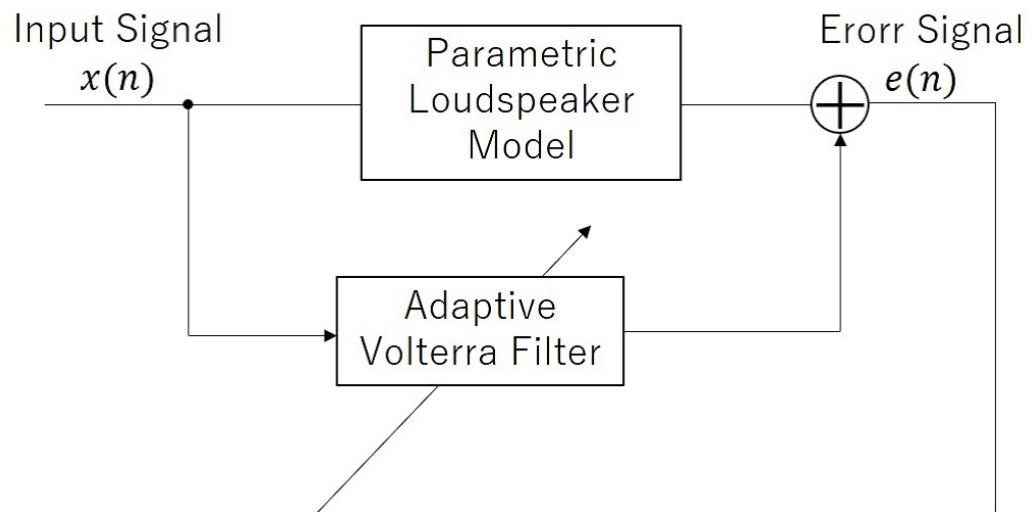


図 2.4: 適応 Volterra フィルタを用いたシステム同定

2.4 FLANN

FLANN(Functional Link Artificial Neural Network)[19] は関数拡張を用いた NN(Neural Network) で、同じく NN の一つである MLP(Multilayer Perceptron) と比較し計算量が少ない代替案として提案されている。FLANN は非線形システム同定や能動騒音制御 [20] などに応用例がある。

2.4.1 FLANN について

図 2.5 に FLANN の構造を示す。FLANN は隠れ層を持たず、入力層と出力層だけを持った NN 構造をしている。FLANN では入力要素 $x_k (1 \leq k \leq N)$ は $T_l(x_k) (0 \leq l \leq M-1)$ に関数拡張される。ここで M を FLANN の拡張数と呼ぶ。関数拡張に使用する関数にはいくつか種類があるが、本論文ではチェビシェフ多項式とルジャンドル多項式を使用する。

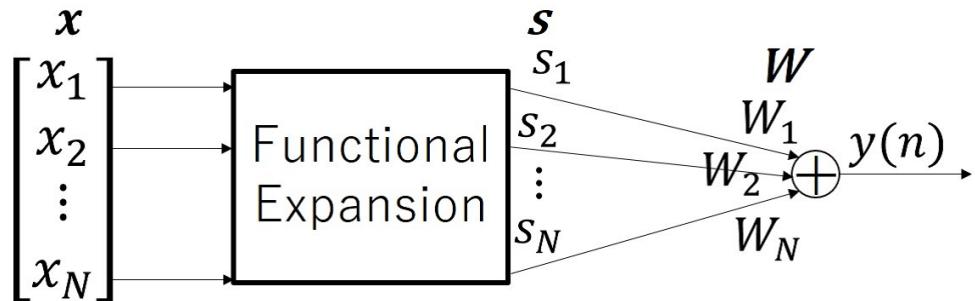


図 2.5: FLANN の構造

FLANN の入力を $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]$ 、出力を y 、重みを $\mathbf{W} = [W_1, W_2, \dots, W_N]$ 、
 $W_k = [w_{k1}, w_{k2}, \dots, w_{kM}]$ とすると、入力 \mathbf{x} はまず次のように \mathbf{s} に関数拡張される。

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_0(x_1) & T_1(x_1) & \cdots & T_{M-1}(x_1) \\ T_0(x_2) & T_1(x_2) & \cdots & T_{M-1}(x_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ T_0(x_N) & T_1(x_N) & \cdots & T_{M-1}(x_N) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

その後、関数拡張された各項に対し重み W が掛け合わされ、出力される。

時刻 n における出力 $y(n)$ は

$$y(n) = \sum_{k=1}^N s_k W_k^T \quad (2.15)$$

で与えられる。

2.4.2 関数拡張

本論文では、関数拡張にチェビシェフ多項式とルジャンドル多項式を使用する。その理由は、これらの多項式は x^2, x^3 を含んだ項を持っている。そのため、 $\sin\theta, \cos\theta$ を含む項を持つ三角多項式と比較すると使用するモデルに合致しており、より精度よく近似できると考えたためである。

まず、チェビシェフ多項式は以下の漸化式で与えられる。

$$T_{l+1}(x_k) = 2x_k T_l(x_k) - T_{l-1}(x_k) \quad (2.16)$$

ただし $0 \leq l \leq M - 1$ 、 $T_0 = 1, T_1 = x(n)$ である。たとえば拡張数 M が 3 の場合、チェビシェフ多項式を使った関数拡張は

$$s_k = \begin{bmatrix} T_0 & T_1 & T_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_k & 2x_k^2 - 1 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

となる。

次に、ルジャンドル多項式の漸化式を示す。

$$T_{l+1}(x_k) = \frac{2l+1}{l+1} x_k T_l(x_k) - \frac{l}{l+1} T_{l-1}(x_k) \quad (2.18)$$

ただし $0 \leq l \leq M - 1$ 、 $T_0 = 1, T_1 = x_k$ である。たとえば拡張数 M が 3 の場合、ルジャンドル多項式を使った関数拡張は

$$s_k = \begin{bmatrix} T_0 & T_1 & T_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_k & \frac{1}{2}(3x_k^2 - 1) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

となる。

2.4.3 FLANN を用いたシステム同定

記憶長が N の FLANN の入出力関係は式 (2.15) のようになる。

今入力 \mathbf{x} が

$$\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-N+1)] \quad (2.20)$$

で与えられるとする。FLANN の拡張数が 3 だとすると、チェビシェフ多項式で関数拡張された $\mathbf{s}(n)$ は次のようになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{s}(n) = & [1, x(n), 2x(n)^2 - 1, \\ & 1, x(n-1), 2x(n-1)^2 - 1, \dots, \\ & 1, x(n-N+1), 2x(n-N+1)^2 - 1] \end{aligned} \quad (2.21)$$

FLANN を用いてシステム同定を行うときのブロック図を図 2.6 に示す。ここでは対象のシステムを非線形システムと仮定する。誤差信号 $e(n)$ を、非線形システムを通った信号 $d(n)$ と、FLANN 出力 $y(n)$ を用いて表すと

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.22)$$

となる。ここで、2 乗平均誤差 ε を次式のように定義する。

$$\varepsilon = E[e^2(n)] \quad (2.23)$$

ただし、 $E[\cdot]$ は期待値操作を表す。FLANN ではこの 2 乗平均誤差 ε に関する最小化問題を解くことによって重み \mathbf{W} を決定する。 $\nabla(n)$ を重み \mathbf{W} に関する 2 乗平均誤差の勾配とすると、重みは次の式で更新される。

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - \frac{\mu}{2} \nabla(n) \quad (2.24)$$

ここで μ はステップサイズパラメータを表す。いま、勾配 $\nabla(n)$ の瞬時値を

$$\nabla(n) = -2e(n)\mathbf{s}(n) \quad (2.25)$$

とおくと、重みの更新式は次式で示される。

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) + \mu e(n)\mathbf{s}(n) \quad (2.26)$$

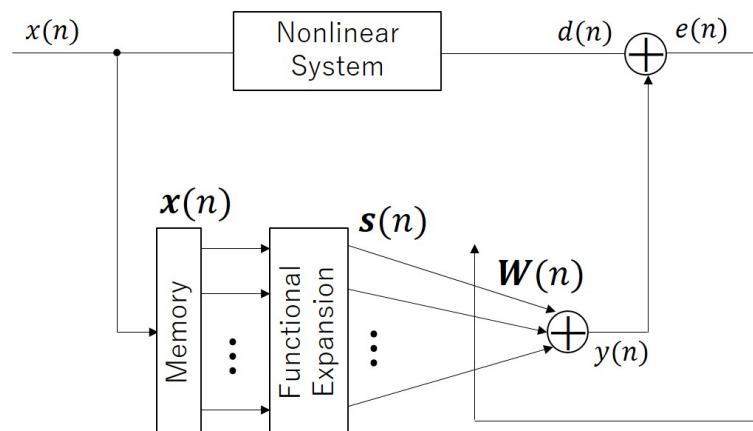


図 2.6: FLANN を用いたシステム同定のブロック図

2.5 まとめ

本章では、能動騒音制御の原理、また、パラメトリックスピーカの特性と、研究に必要な Volterra フィルタ、FLANN の原理について述べた。パラメトリックスピーカを能動騒音制御に適用すると、制御点の周辺に音圧の上昇を発生させることなく騒音を抑制することが可能であるが、パラメトリックスピーカは再生音に高調波成分が発生するため、騒音制御を行う場合は高調波成分を考慮する必要がある。第 3 章では従来のパラメトリックスピーカの数値計算モデルを示し、その後高調波成分を考慮したモデルである提案モデルについて述べる。

第3章 提案法

3.1 パラメトリックスピーカの理論式

パラメトリックスピーカは、空気の非線形性によりパラメトリックアレイが発生することを利用している。パラメトリックアレイによる音場を近似的に求める理論的モデルは Westervelt のモデルを基礎として、周波数あるいは時間領域において解を求める方法 [21] や KZK 方程式を基礎式としてフーリエ級数展開により近似解を求める方法 [22] などいくつかの種類が提案されている。ここでは全てのモデルの基礎となる Westervelt のモデルと、提案モデルの元となる振幅変調モデルについて述べる。

3.1.1 Westervelt モデル

Westervelt は周波数の異なる 2 つの高音圧超音波が媒質中に放射された場合、音源周波数の差周波成分が非線形効果によって音軸上に仮想音源群を形成し、指向性の高い音波が発生することを理論的に示した。ここでは、放射する高音圧超音波を 1 次波、放射後に発生する低周波帯の音波を 2 次波、と呼ぶことにする。

パラメトリックアレイの理論モデルは次に示す波動方程式 (3.1) および 2 次音源強さの式、式 (3.2) によって表される。

$$\nabla^2 p_s - \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2 p_s}{\partial t^2} = \rho_0 \frac{\partial q}{\partial t} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} q(x, t) &= \frac{1}{\rho_0^2 c_0^4} \left\{ 1 + \frac{\rho_0}{2c_0^2} \left(\frac{d^2 p}{d\rho^2} \right)_{\rho=\rho_0} \right\} \frac{\partial p_i^2}{\partial t} \\ &= \frac{\beta}{\rho_0^2 c_0^4} \frac{\partial p_i^2}{\partial t} \end{aligned} \quad (3.2)$$

ρ_0 と c_0 はそれぞれ媒質の密度と音速を表している。 β は非線形パラメータと呼ばれ、空气中では 1.2 の値である。以上の式は、超音波の高指向性という特徴から音軸上に強さ q の仮想音源がアレイ状に形成され、2 周波成分の音波が非線形歪みをおこすことにより、差周波成分の音圧が形成されるという考えに基づいている。音源強さ q はキャリア音波の 2 乗の時間微分 $\partial p_i^2 / \partial t$ に比例し、2 つのキャリア周波数の和と差成分を放射音場内に作り出

す。これを確認するために、次式のような2周波成分からなるキャリア音圧を仮定する。

$$p_i = P_1 \exp(-\alpha_1 x) \cos(\omega_1 t - k_1 x) + P_2 \exp(-\alpha_2 x) \cos(\omega_2 t - k_2 x) \quad (3.3)$$

ここで、 P は音圧、 α は媒質の吸収係数、 k は波数を表している。また、添え字はそれぞれのキャリア音波を表し、 $\omega_1 > \omega_2$ とする。式 (3.3) を 2 乗すると高調波及び和、差周波数成分が得られるが、高調波成分は空間内において速やかに減衰するとして差周波数成分のみ書き出すと

$$p_i^2 = P_1 P_2 \exp\{-(\alpha_1 + \alpha_2)x\} \cos(\Omega t - Kx) \quad (3.4)$$

となる。ただし、式 (3.4)において $\Omega = \omega_1 - \omega_2$ 、 $K = k_1 - k_2$ である。式 (3.4) を式 (3.2) に代入することで仮想音源強さ q は

$$q(x, t) = \frac{\beta P_1 P_2 \Omega}{\rho_0^2 c_0^4} \exp\{-(\alpha_1 + \alpha_2)x\} \sin(\Omega t - Kx) \quad (3.5)$$

となる。また、差音 p_s に関する式 (3.1) の解は、仮想音源を取り囲む領域について以下の体積分を施すことによって得られる。

$$p_s(\mathbf{r}, t) = -\frac{\rho_0}{4\pi} \int \frac{\exp(-\alpha_d |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|)}{\mathbf{r} - \mathbf{r}'} \frac{\partial}{\partial t} \left\{ q \left(\mathbf{r}', t - \frac{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|}{c_0} \right) \right\} dV' \quad (3.6)$$

なお、 \mathbf{r}, \mathbf{r}' はそれぞれ観測点及び音源位置を表すベクトル、 α_d は差音の吸収係数である。図 3.1 に示すように、2つのキャリア音波が音軸 x に沿って重なり合いながら平面波状に伝搬すると考え、2次元の極座標で音場を再現する。断面 S 内で音源強さは一様とし、式 (3.6) を音軸のみに沿う積分式に変換すると、

$$p_s(R, \theta, t) = -\frac{\rho_0 S}{4\pi} \int \frac{\exp(-\alpha_d r)}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial t} \left\{ q \left(x, t - \frac{r}{c_0} \right) \right\} dx \quad (3.7)$$

観測点は放射面中心及び音軸から十分遠方にあるとして $r \approx R - x \cos \theta$ 、距離減衰に関して $1/r \approx 1/R$ と近似する。式 (3.5) を式 (3.7) に代入して解くと、結果的に2次波音圧は次のようになる

$$p_s(R, \theta, t) = \frac{\beta P_1 P_2 \Omega^2 S}{4\pi \rho_0 c_0^4 R} \exp(-\alpha_d R) \times \frac{\cos(\Omega t - KR - \phi)}{[A^2 + 4K^2 \sin^4(\theta/2)]^{1/2}} \quad (3.8)$$

式 (3.7) を見て分かるように、Westervelt のモデルでは放射する 2 つの高音圧超音波の周波数を指定する必要があるため、純音以外を数値的に再現するのが困難である。したがって、次の振幅変調モデルを導入する。

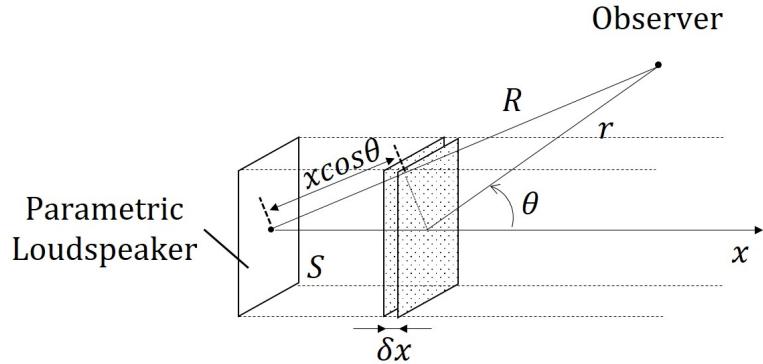


図 3.1: パラメトリックアレイの波形分布

3.1.2 振幅変調モデル

周波数の異なる 2 つの高音圧超音波が媒質中に放射された場合、音源周波数の差分周波数が媒質における非線形効果により音軸に沿って仮想音源群を形成し、直進性の高い音波が作られる。2 つの音波の相互作用の結果として生じる等価な 2 次音源の強さを式で表現すると、

$$q(x, t) = \frac{1}{\rho_0^2 c_0^4} \left\{ 1 + \frac{\rho_0}{2c_0^2} \left(\frac{d^2 p}{d\rho^2} \right)_{\rho=\rho_0} \right\} \frac{\partial p_i^2}{\partial t} = \frac{\beta}{\rho_0^2 c_0^4} \frac{\partial p_i^2}{\partial t} \quad (3.9)$$

ただし、 ρ_0 は媒体の密度、 c_0 は媒体の音速、 β は非線形パラメータを示す。式 (3.9) の右辺にある音圧 p の密度 ρ による 2 階微分は以下のように書き直すことができる。

$$\left(\frac{d^2 p}{d\rho^2} \right)_{\rho=\rho_0} = \frac{\gamma - 1}{\rho_0} c_0^2 \quad (3.10)$$

式 (3.10) において γ は比熱比を表し、空気では $\gamma = 1.4$ である。以上の式は、超音波が高指向性という特徴から音軸上に強さ q の仮想音源がアレイ状に形成され、2 周波成分の包絡が波形歪みを起こすことにより、差成分音圧が生成されるという考えに基づいている。音源強さ q は 2 乗の時間微分 $\partial p_i^2 / \partial t$ に比例し、キャリア周波数成分の和及び差成分を放射音場内に作り出す。

振幅変調された单一周波数のキャリア音波を次式で表現する

$$p_i(x, t) = P_0 [1 + mg(t - x/c_0)] \times \exp(-\alpha_0 x) \sin \omega_0 (t - x/c_0) \quad (3.11)$$

P_0 、 α_0 及び ω_0 はそれぞれキャリアの音圧振幅、吸収係数、周波数を表し、 m は変調度、 $g(t)$ は振幅変調の被変調波である入力信号を表す。式 (3.11) を用いると仮想音源強さ q は

以下のようになる。

$$q(x, t) = -\frac{\beta P_0^2}{\rho_0^2 c_0^4} \exp(-2\alpha_0 x) \times \frac{\partial}{\partial t} \left[mg \left(t - \frac{x}{c_0} \right) + \frac{1}{2} m^2 g^2 \left(t - \frac{x}{c_0} \right) \right] \quad (3.12)$$

式 (3.12) の右辺第2項は複調波の高調波歪みを表すが、 $m < 1$ としてこれを微小とみなし、第1項のみを考慮して次のように書き直す。

$$q(x, t) = -\frac{m\beta P_0^2}{\rho_0^2 c_0^4} \exp(-2\alpha_0 x) \times \frac{\partial}{\partial t} \left[g \left(t - \frac{x}{c_0} \right) \right] \quad (3.13)$$

キャリア音波が音軸 x にそって重なり合いながら平面波状に伝搬すると考えると、音軸に沿って展開される2次音圧 p_s は仮想音源を取り囲む領域について体積分することで表現できる。

$$p_s(R, \theta, t) = -\frac{\rho_0 S}{4\pi} \int \frac{\exp(-\alpha_0 r)}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial t} \left\{ g \left(x, t - \frac{r}{c_0} \right) \right\} dx \quad (3.14)$$

式 (3.12) を積分式 (3.14) に代入し、次式を得る。

$$p_s(R, \theta, t) = -\frac{m\beta P_0^2 S}{4\pi \rho_0^2 c_0^4} \int \frac{\exp(-2\alpha_0 x - \alpha_d r)}{r} \times \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left\{ g \left(t - \frac{x}{c_0} - \frac{r}{c_0} \right) \right\} dx \quad (3.15)$$

観測点は十分遠方にあるとして、 $r \approx R - x \cos \theta, 1/r \approx 1/R$ と近似し、式 (3.15) を書き換えると

$$p_s(R, \theta, t) = -\frac{m\beta P_0^2 S}{4\pi \rho_0^2 c_0^4 R} \exp(-\alpha_d R) \int \exp(-2\alpha_0 + \alpha_d \cos \theta) x \times \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left\{ g \left(t - \frac{R}{c_0} - \frac{1 - \cos \theta}{c_0} x \right) \right\} dx \quad (3.16)$$

ここで、 $u = [(1 - \cos \theta)/c_0]x$ とし、 $-2\alpha_0 + \alpha_d \cos \theta \approx -2\alpha_0$ と近似すれば、式 (3.16) は次のように簡略化できる。

$$p_s(R, \theta, t) = B \int \frac{1}{D} \exp \left(-\frac{1}{D} u \right) \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left\{ g \left(t - \frac{R}{c_0} - u \right) \right\} du \quad (3.17)$$

式 (3.17) において、 $B = -m\beta P_0^2 S / 8\pi \rho_0 c_0^4 R$ 、 $D = \sin^2(\theta/2) / \alpha_0 c_0$ である。さらに、次式をパラメトリックアレイに関するインパルス応答：

$$h(t, \theta) = \begin{cases} 1/D \exp(-1/D)t, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad (3.18)$$

とみなせば、式 (3.17) の積分式は時間領域における次の畳み込み演算に置き換えることが可能である。

$$p_s(R, \theta, t) = B h(t, \theta) * \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left\{ g \left(t - \frac{R}{c_0} \right) \right\} \quad (3.19)$$

式 (3.19) を解くことで、任意の振幅変調信号に対するパラメトリックアレイの再現が可能となる。

3.2 提案モデル

上に示した振幅変調モデルを使用すれば、任意の振幅変調信号に対するパラメトリックアレイの再現が可能である。しかし、このモデルでは発生する高調波成分を無視して考えているため、高調波成分を考慮したモデルを導出する。

まず、式 (3.12) の右辺第 2 項を微小とみなさずにそのままの値で積分式 (3.14) に代入し、次式を得る。

$$p_s(R, \theta, t) = -\frac{m\beta P_0^2 S}{4\pi\rho_0^2 c_0^4} \int \frac{\exp(-2\alpha_0 x - \alpha_d r)}{r} \times \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left\{ g \left(t - \frac{x}{c_0} - \frac{r}{c_0} \right) + \frac{1}{2}mg^2 \left(t - \frac{x}{c_0} - \frac{r}{c_0} \right) \right\} dx \quad (3.20)$$

観測点は十分遠方にあるとして、 $r \approx R - x \cos \theta, 1/r \approx 1/R$ と近似し、式 (3.20) を書き換えると

$$p_s(R, \theta, t) = -\frac{m\beta P_0^2 S}{4\pi\rho_0 c_0^4 R} \exp(-\alpha_d R) \int \exp(-2\alpha_0 + \alpha_d \cos \theta) x \times \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left\{ g \left(t - \frac{R}{c_0} - \frac{1 - \cos \theta}{c_0} x \right) + \frac{1}{2}mg^2 \left(t - \frac{R}{c_0} - \frac{1 - \cos \theta}{c_0} x \right) \right\} dx \quad (3.21)$$

ここで、 $u = [(1 - \cos \theta)/c_0]x$ とし、 $-2\alpha_0 + \alpha_d \cos \theta \approx -2\alpha_0$ と近似すれば、式 (3.21) は次のように簡略化できる。

$$p_s(R, \theta, t) = B \int \frac{1}{D} \exp\left(-\frac{1}{D}u\right) \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left\{ g \left(t - \frac{R}{c_0} - u \right) + \frac{1}{2}mg^2 \left(t - \frac{R}{c_0} - u \right) \right\} du \quad (3.22)$$

次式をパラメトリックアレイに関するインパルス応答：

$$h(t, \theta) = \begin{cases} 1/D \exp(-1/D)t, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

とみなせば、式 (3.17) の積分式は時間領域における次の畳み込み演算に置き換えることが可能である。

$$p_s(R, \theta, t) = B h(t, \theta) * \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left\{ g \left(t - \frac{R}{c_o} \right) + \frac{1}{2}mg \left(t - \frac{R}{c_o} \right) \right\} \quad (3.24)$$

ここで、音軸上 ($\theta = 0$) に限定すると $h(t, \theta)$ は $\delta(t)$ とみなすことができる。

したがって、式 (3.24) の積分式は次のように置き換えることが可能である。

$$p_s(R, 0, t) = B \times \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left\{ g \left(t - \frac{R}{c_o} \right) + \frac{1}{2}mg \left(t - \frac{R}{c_o} \right) \right\} \quad (3.25)$$

この式 (3.25) のモデルを用いることにより、任意の振幅変調波形について高調波成分まで考慮した音圧を求めることができる。このモデルを用いて能動騒音制御シミュレーションを行う。

3.3 まとめ

本章では、Westervelt によって示されたパラメトリックアレイの基礎となるモデルと、提案モデルの基礎となる振幅変調モデルを示すことで従来の数値計算モデルについて述べた。その後振幅変調モデルを拡張した提案モデルを導入した。従来の考え方では、変調度 m を小さくすることで高調波成分を含む項を微小とみなして無視していたが、出力音圧が大きい場合には高調波成分が無視できないとして、これを含んだモデルを示した。第4章ではこの提案モデルの妥当性を、シミュレーションと実測の音圧分布を比較することで検証する。その後、提案モデルを用いて高調波成分まで考慮した騒音制御シミュレーションを行う。

第4章 実験

本章では実験を2つに分けて行う。まず、1つ目として、提案モデルのシミュレーションによる音圧分布と、実測により測定した音圧分布を比較することで、提案モデルの妥当性を検証する。2つ目に、提案モデルを用いて能動騒音制御のシミュレーションを行う。シミュレーションには2章で述べた Volterra フィルタと FLANN を使用し、それぞれの騒音の減衰量を MSE の平均値により比較する。

4.1 提案モデルの妥当性

提案モデルの妥当性を、シミュレーションと実測実験の音圧分布の比較により検討する。音圧分布は音軸上のみ、距離 r が 0.2m～1.5m の範囲で比較する。また、騒音制御シミュレーションに最適な変調度を検討するため、振幅変調の変調度を 0.8～0.4 までの範囲で測定、比較する。

4.1.1 提案モデルの特性

まず、シミュレーションにより提案モデルの音圧分布を調べる。提案モデルによる音圧分布シミュレーションに使用したパラメータを表 4.1 に示す。これらのパラメータを式 (3.25) の提案モデルに代入し、シミュレーションによる 2 次波（復調される信号）の入力信号成分と高調波成分についての音圧分布を調べる。提案モデルへの入力信号は 1 kHz の正弦波とする。

表 4.1: 音圧分布シミュレーションの条件

搬送波振幅	10 Pa
面積 S	100 cm ²
空気の密度 ρ_0	1.2 kg/m ³
音速 c_0	344 m/s
入力信号 $g(t)$	1 kHz の正弦波
サンプリング周波数	16 kHz

4.1.2 実測実験

次に、実際のパラメトリックスピーカの音圧分布を測定する。図 4.1 に実測に使用した実験環境を示す。実験は無響室で行った。出力信号の生成、その信号の振幅変調 (DSB-AM)、測定には MATLAB を用い、オーディオインターフェース (Roland, UA-1010) を介して再生・録音を行った。変調信号は、パワーアンプ (ONKYO, A-9070) で増幅し、図 ?? に示すパラメトリックスピーカにて空気中に放射し、マイクロフォン (Audio-technica, AT8542) で集音した。また、変調波のキャリア周波数は 40 kHz とし、1 kHz の正弦波を変調・再生する。その信号をマイクロフォンアンプ (Audio-technica, AT-MA2) によって増幅し、オーディオインターフェースへ入力した。なお、再生・録音のサンプリング周波数は 96 kHz とした。

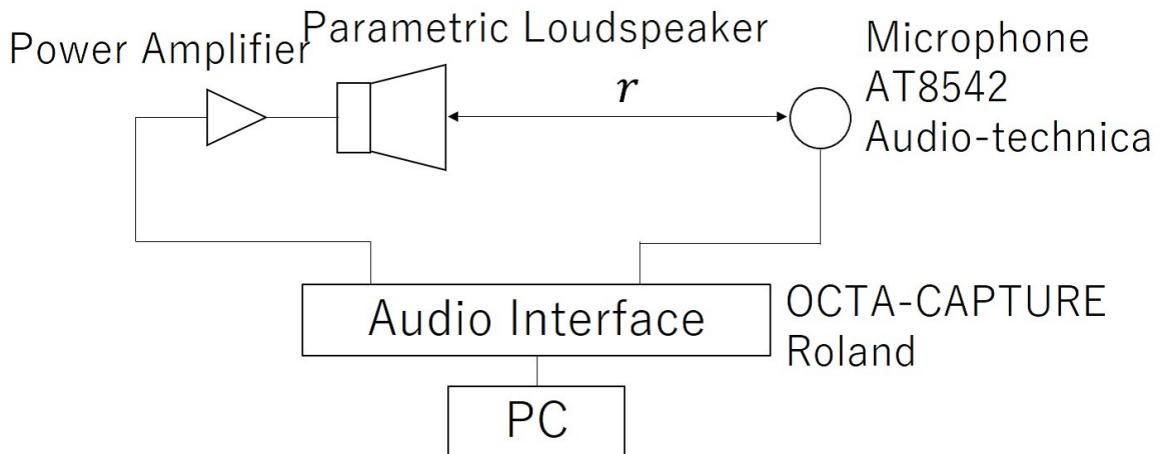


図 4.1: 実測実験のシステム図

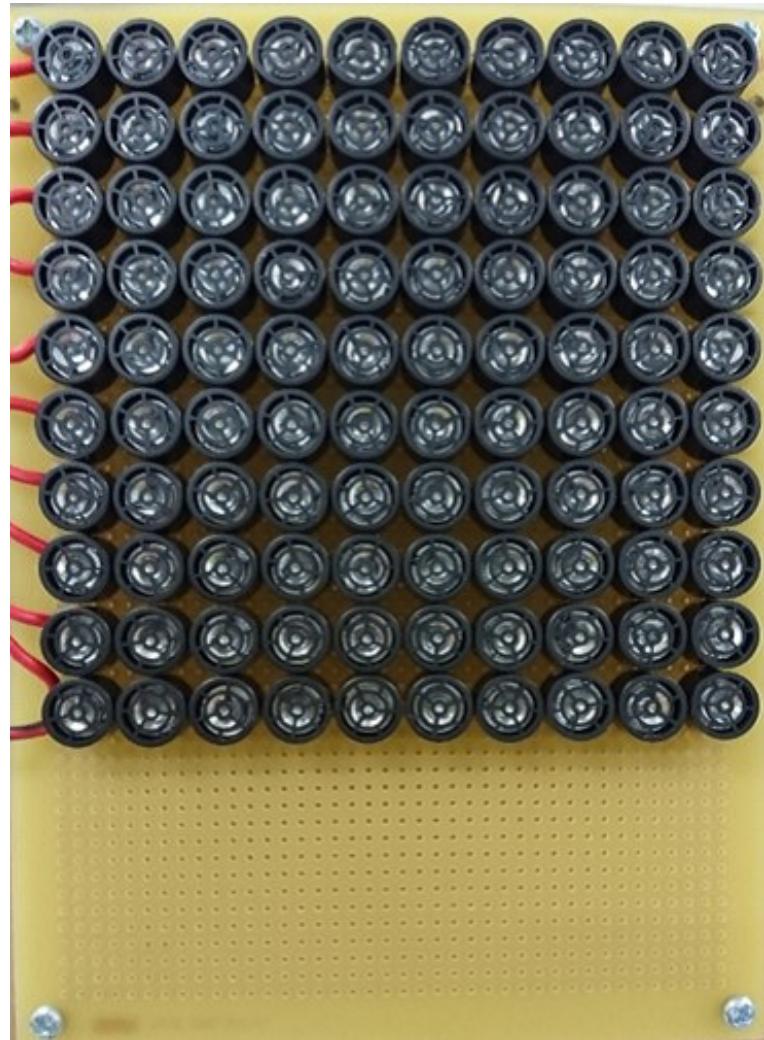


図 4.2: 実験に用いたパラメトリックスピーカ

4.1.3 妥当性の検証

以上の実験とシミュレーションにより、測定した音圧分布を下図に示す。図 4.3 に変調度が 0.8, 0.6, 0.4 の時の 2 次波の入力信号成分を示す。図 4.4 には同じく変調度が 0.8, 0.6, 0.4 の時の 2 次波の高調波成分を示す。先行論文でも報告されている通り、入力信号成分については妥当性が確認できる。一方高調波成分については、0.3m～0.8m の距離において、音圧差は 5dB 程度あるが、実測のグラフと傾きが似ていることから提案モデルの妥当性があると判断した。また、変調度 m については、0.4 の場合が最も実測に近いと判断し、騒音制御シミュレーションには 0.4 を使用することにした。

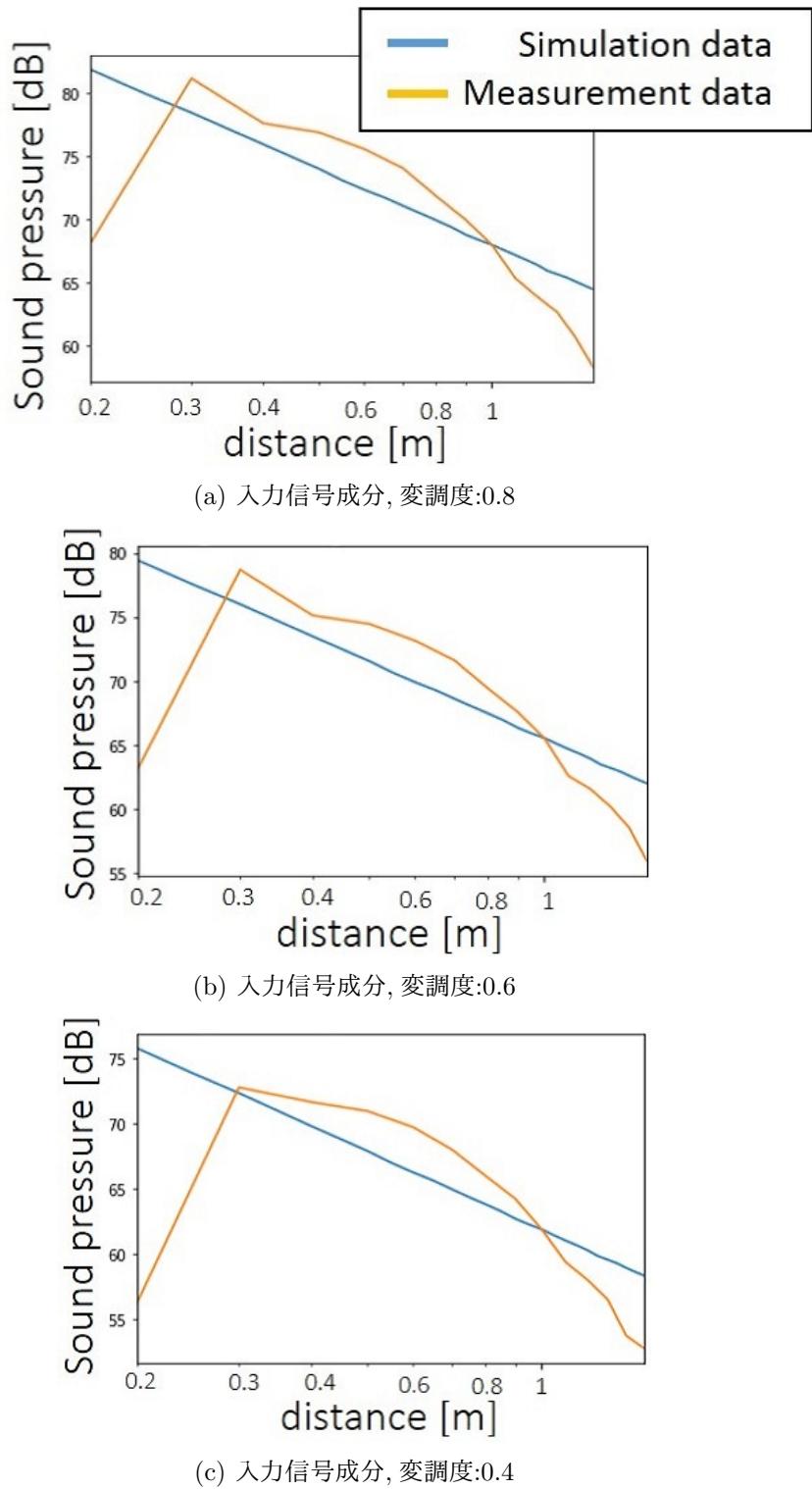


図 4.3: 入力信号成分の音圧分布

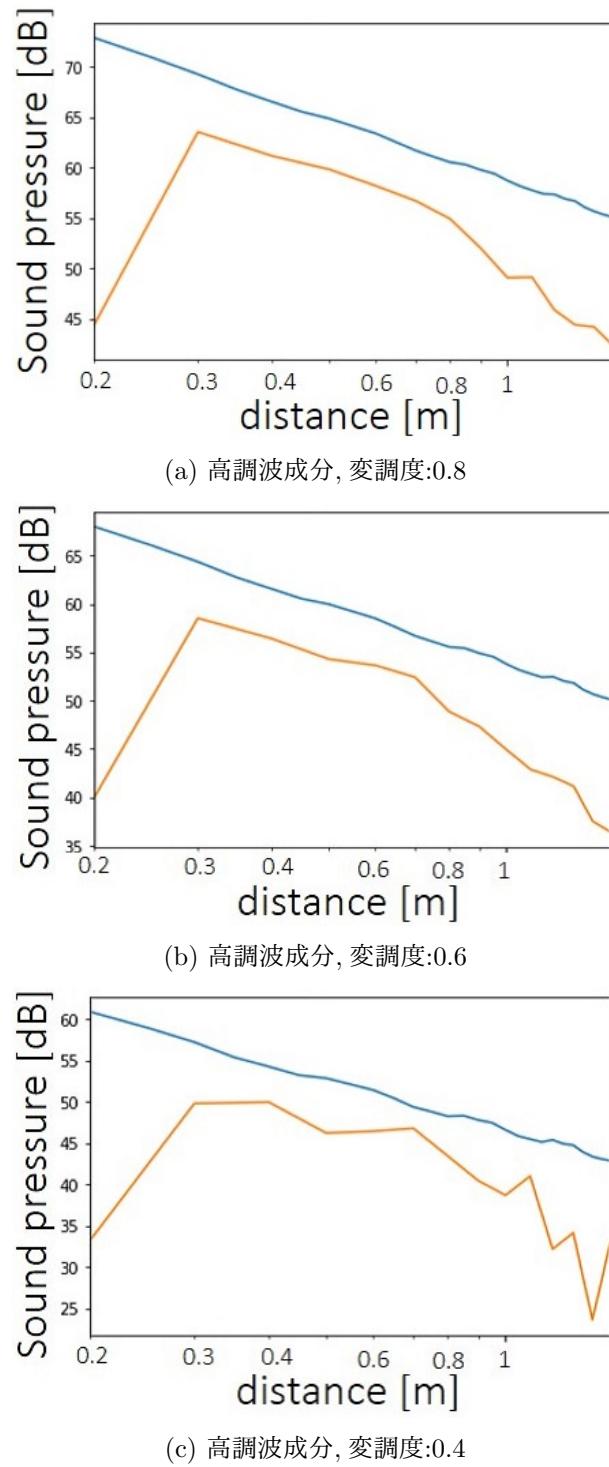


図 4.4: 高調波成分の音圧分布

4.2 騒音制御シミュレーション

図 4.5 に本論文で行う能動騒音制御のブロック図を示す。 C はパラメトリックスピーカから制御点までの特性であり、誤差経路特性と呼ぶ。この誤差経路特性 C の部分に提案モデルを用いる。 \hat{C} には提案モデルをあらかじめシステム同定によって同定したものを使用する。

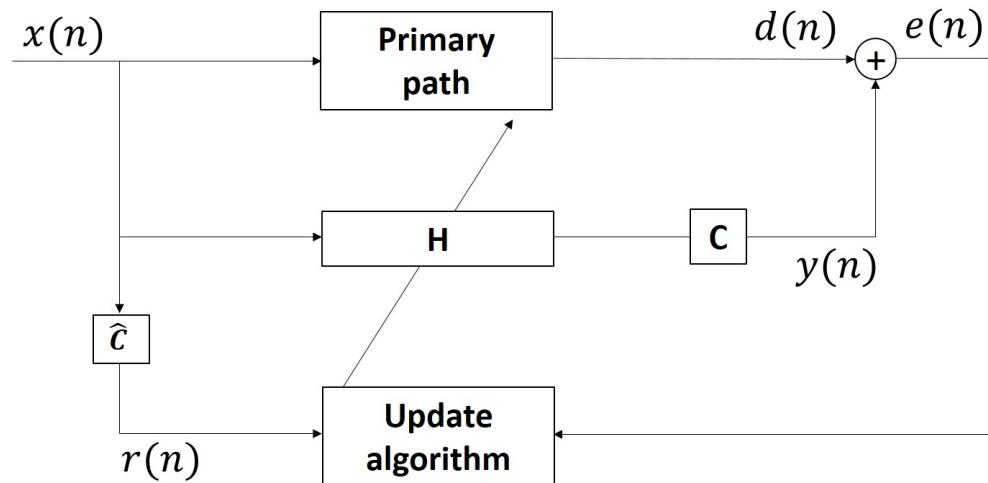


図 4.5: 能動騒音制御のブロック図

4.2.1 誤差経路特性のシステム同定

能動騒音制御シミュレーションを行うために、誤差経路特性 C をあらかじめシステム同定する。システム同定のブロック図を図 4.6 に示す。システム同定に使用する入力信号 $x(n)$ には 500 Hz～1500 Hz の正弦波を 10 Hz 刻みで足し合わせたものを使用する。また、図中には提案モデルとなっているが、実際にはパラメトリックスピーカの提案モデルから 0.8 m 離れた地点までの特性を使用する。また、適応フィルタには、FIR フィルタ、チェビシェフ多項式を用いた FLANN、ルジャンドル多項式を用いた FLANN、Volterra フィルタの 4 種類を用いる。なお、FLANN の拡張数は 3 とする。その理由は拡張数 3 の場合、チェビシェフ、ルジャンドルとともに x^2 の成分まで考慮でき、提案モデルは x^2 までの成分を有するためである。

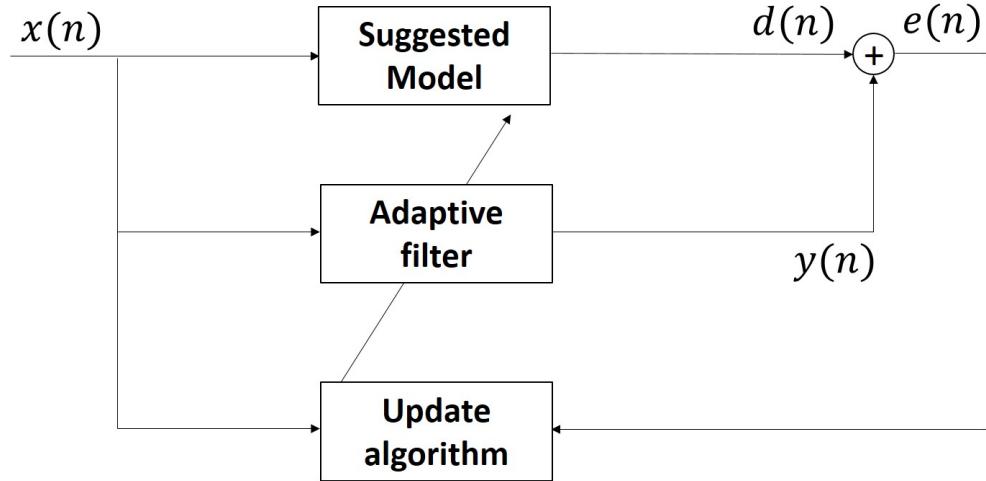


図 4.6: 誤差経路特性のシステム同定

4.2.2 騒音制御シミュレーション結果

誤差経路特性をシステム同定した結果を用いて、能動騒音制御シミュレーションを行う。シミュレーションに用いる \hat{C} と H の条件を表 4.2 に示す。騒音には振幅 ± 1 、周波数 1 kHz の正弦波を使用し、primary path は式 (4.1) に示すモデルを使用する。

$$d(n) = 0.8 \times x(n - 78) \quad (4.1)$$

FIR フィルタは線形成分のみしか近似できないため、FIR フィルタと、FLANN 及び Volterra フィルタを比較することで、線形成分のみならず非線形成分まで考慮した場合において、性能がどう変化するかを検討する。また、 H に用いる FLANN は、拡張数を $3 \sim 5$ までのパターン行う。これにより H に用いる FLANN が、 x^3 、 x^4 の成分まで考慮した場合についての性能の変化を検討する。騒音制御性能は、MSE 収束後の 1000sample 分の平均値により評価する。

能動騒音制御シミュレーション結果を表 4.3 に示す。この結果から、 H には FIR フィルタを使用するよりも FLANN を用いたほうが大きな結果が得られることが分かる。しかし、 \hat{C} に FLANN を用いても、FIR を使用したときと比べ効果の増大は見られなかった。これは C をシステム同定するときに同定の精度が十分でなかったことが原因であると考え、 C を Volterra フィルタを用いて同定したものを \hat{C} に用いてシミュレーションを行った。なお、そのときの H に用いる FLANN の拡張数は $3 \sim 5$ のうち最も効果が大きい 5 の場合のみとした。結果として、MSE の減少量は \hat{C} に FLANN を用いた場合から大きな変化が見られ

なかった。

適応フィルタである H は誤差信号 $e(n)$ と、誤差経路特性 \hat{C} を含んだ信号 $r(n)$ を使用して係数を更新するが、 \hat{C} の非線形成分を係数の更新にうまく使えてないと考えられる。このことから、パラメトリックスピーカを用いて能動騒音制御を行う場合は、 H には FLANN を用いたほうが騒音の減衰に大きな効果がでるが、 \hat{C} には FLANN や Volterra フィルタなどの非線形成分まで考慮できるものを使用する必要がないことが言える。

関数拡張に使用する多項式については、ルジャンドル多項式が最もパラメトリックスピーカのモデルに適しており、騒音低減効果が大きいということが言える。ただし、チェビシェフ多項式を使用した場合とそれほど大きな差は見られなかった。

表 4.2: 能動騒音制御シミュレーションの条件

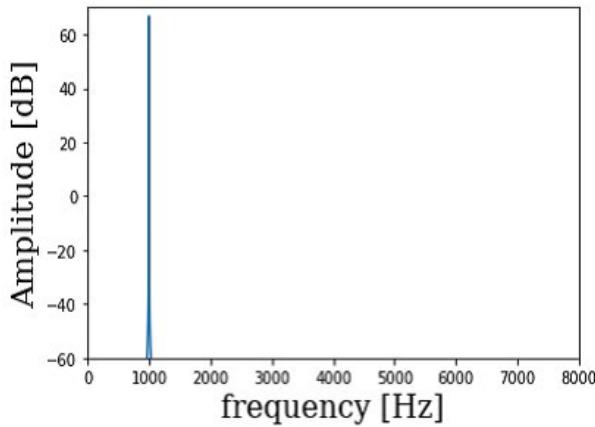
\hat{C}	H
FIR	FIR
FIR	chebyshev-FLANN
FIR	legendre-FLANN
chebyshev-FLANN	chebyshev-FLANN
legendre-FLANN	legendre-FLANN
Volterra	chebyshev-FLANN
Volterra	legendre-FLANN

表 4.3: 能動騒音制御シミュレーション結果

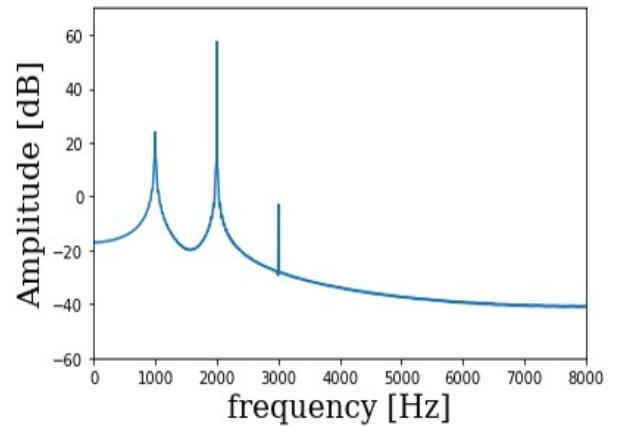
\hat{C}	H	FIR	H の拡張数 3	H の拡張数 4	H の拡張数 5
FIR	FIR	-13.7 dB			
FIR	chebyshev		-18.0 dB	-25.5 dB	-28.8 dB
FIR	legendre		-17.8 dB	-25.4 dB	-29.4 dB
chebyshev	chebyshev		-18.8 dB	-24.3 dB	-27.6 dB
legendre	legendre		-17.8 dB	-25.3 dB	-27.8 dB
Volterra	chebyshev				-27.5 dB
Volterra	legendre				-28.1 dB

4.2.3 FLANN 拡張数の比較

まず、騒音制御を行わない場合図 4.6(a) と、 H と \hat{C} に FIR フィルタを用いたときの誤差信号 $e(n)$ の振幅スペクトルを図 4.6(b) 示す。この図から、 H に FIR フィルタを用いると 1 kHz の騒音は低減できているが、高調波成分である 2 kHz の成分が発生していることが確認できる。次に、拡張数が 3 のチェビシェフ FLANN を H に用いたときの結果を 4.6(c) に示す。この場合 1 kHz の成分と 2 kHz の成分に対しては抑制ができているが、1 kHz と 2 kHz を抑制する信号の高調波成分として 3 kHz と 4 kHz が発生してしまっている。またこの場合、2 kHz の高調波成分を、2 kHz の入力信号成分で抑制しようとしているが、高調波成分は空気の非線形性により空気中で復調されるため、高調波成分に対し高調波成分と同じ周波数の入力信号成分で抑制することができる。同様に、拡張数を 4, 5 と増やすと、抑制できる周波数の数が増えるが、それに伴って発生する高調波成分の数も多くなってしまう。ただし、誤差信号全体で見るとその振幅は拡張数を増やすにつれて減少している。このことから、 H に使用する FLANN の拡張数を多くすると、より大きな騒音低減効果が得られることが言える。



(a) 無処理時



(b) FIR

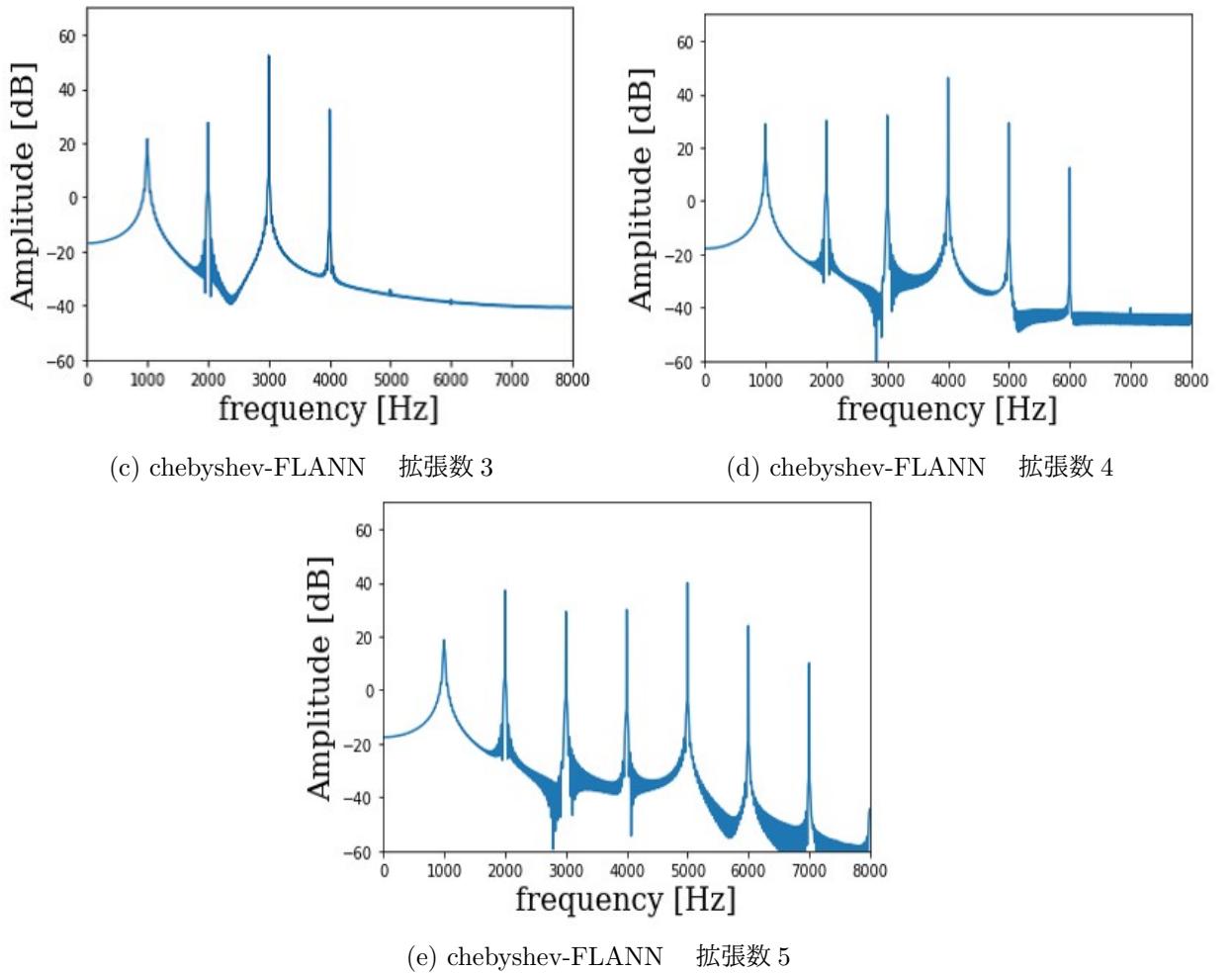


図 4.6: FLANN の拡張数による誤差信号のスペクトルの変化

4.3 まとめ

本章では、まずシミュレーション及び実測の音圧分布を比較することで提案モデルの妥当性を検証した。その結果、スピーカから観測点までの距離が 0.3m~0.8 の地点で妥当性を確認した。その後、提案モデルを用いて騒音制御シミュレーションを行った。能動騒音制御に用いる適応フィルタ部分には、FLANN を用いることで大きな効果が得られるが、誤差経路特性は FIR フィルタで線形成分のみを近似したものを使用しても騒音低減効果が変化しなかった。

第 5 章 おわりに

本論文では、高調波成分まで考慮したパラメトリックスピーカの数値計算モデルを提案した。第1章では能動騒音制御と、その応用である、パラメトリックスピーカを用いた3次元空間での能動騒音制御について述べ、そのシミュレーションにおける問題点をについて示した。第2章では本論文に必要な技術である能動騒音制御の原理、また、パラメトリックスピーカの原理について述べた。また論文中で使用する FLANN と Volterra フィルタについて、その原理を述べた。第3章ではパラメトリックスピーカの数値計算モデルの基礎となる Westervelt モデルについて述べ、その後振幅変調モデルと、それを拡張し、高調波成分まで考慮できるようにした提案モデルを導入した。第4章ではシミュレーション及び実測により、提案モデルの妥当性を検証後、提案モデルを用いた能動騒音制御シミュレーションを行った。提案モデルについては 0.3m~0.8m の距離においてが妥当性があると判断し、騒音制御シミュレーションでは、適応フィルタとして FLANN を用いた方が、FIR フィルタを用いた場合よりも騒音の減衰量が大きいことを確認した。一方、誤差経路特性の同定には FIR フィルタを用いた場合と、その他の非線形性を考慮できる NN やフィルタを用いた場合とあまり変化が見られなかった。以上のことからパラメトリックスピーカの能動騒音制御には適応フィルタとして FLANN を用い、誤差経路特性の同定には FIR フィルタを用いた場合が最適だということを示した。

謝辞

本研究の過程において、終始ご指導いただき、本論文をまとめるに際して親身なご助言をいただいた、杉田泰則准教授に心から感謝申し上げます。また、本論文の審査に当たり、貴重なご助言をいただいた岩橋政宏教授、ならびに圓道知博准教授に深謝申し上げます。さらに、研究生活全般にわたり、お世話になりました同期の方々、杉田研究室ならびに近隣研究室の皆様には感謝いたします。最後に、学生生活を様々な面から支えていただいた両親に感謝の意を表します。

平成30年2月

参考文献

- [1] 西村正治, 宇佐川毅, 伊勢史郎”アクティブノイズコントロール”, 日本音響学会, p2, 2008
- [2] 範 啓富, 野波 健蔵, 中野 光雄”フィードバック制御による一次元排気ダクト系のアクティブノイズコントロール”61巻 (1995) 588号 p. 3276-3281
- [3] 阿部新一, 栗栖清浩”IPP ガスターイン排気音等の ANC による低減”騒音制御, 27, 4, pp. 247-251, 2003
- [4] Ohnuma, T., Sugimura, J., Komura, Y., Nishimura, M. and Arai, T. ”Activecontrol of exhaust noise od diesel engine by wave synthesis method” Proc. of International Symposium on Active Control of Sound and Vivration, pp. 267-272, 1991
- [5] 陳国躍, 安倍正人, 曽根敏夫”多入力多制御点の ANC システムにおける適応アルゴリズムの 収束特性”電子情報通信学会論文誌 A Vol. J82-A No. 6 pp. 851-859
- [6] 田中 信雄, 館 亮佑, ”パラメトリックスピーカの反射を用いたアクティブノイズコントロール”日本機械学会論文集 (C 編), No. 2010-JCR-0276, 77巻 775号 (2011)
- [7] 石森 章純, 田中 信雄, 岩本 宏之”遅延駆動パラメトリックアレイスピーカによる広域能動騒音制御”日本機械学会論文集 (C 編), No. 2012-JCR-0512, 79巻 799号 (2013)
- [8] Tanaka N., Tanaka M., ”Active noise control using a steerable parametric array loudspeaker”The Journal of the Acoustical Society of America 127, 3526 (2010)
- [9] 小松崎俊彦, 岩田佳雄”パラメトリックスピーカを用いた能動騒音制御：数値計算モデルの構築と干渉音場の検討（機械力学, 計測, 自動制御）”, 日本機械学会論文集, C 編, Vol. 76, No. 761, pp177-184, 2010
- [10] H. hobaek, S. tjotta”Theory of parametric acoustic arrays”Colloque C8, supplement ecu n° ll, tome 40, novembre 1979, page C8-101

- [11] H. O. Berkay "Possible exploitation of non-linear acoustics in underwater transmitting applications" *Journal of Sound and Vibration*, Volume 2, Issue 4, October 1965, Pages 435-461
- [12] Yoneyama, M., Fujimoto, J., Kawamo, Y. and Sasabe, S., "The audio spotlight: An application of nonlinear interaction of sound waves to a new type of loudspeaker design" *THE JOURNAL of the Acoustical Society of America* Vol. 73, No. 5, May 1983, pp1531-1536
- [13] 鎌倉友男, 酒井新一" パラメトリックスピーカの実用化" *日本音響学会誌*, 62巻11号, pp. 791-797
- [14] Tomoo Kamakura, Masahide Yoneyama, and Kazuo Ikegaya. "Developments of parametric Loudspeaker for Practical Use". 10th International symposium on Nonlinear Acoustics, pp. 147-150, 1984
- [15] Woon seng Gan, Ee Leng Tan, and Sen Kuo. "Audio projection". *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 28, No. 1, pp. 378-385, 1985.
- [16] Ee Leng Tan, Peifeng Ji, and Woon Seng Gan. "On preproc3ssing techniques for bandlimited parametric loudspeakers". *Applied Acoustics*, Vol. 71, No. 5, pp. 486-492, 2010
- [17] Peifeng Ji, Ee-Leng Tan, Woon-Seng Gan, and Jun Yang, "A Comparative Analysis of Preprocessing Methods for the Parametric Loudspeaker Based on the Khokhlov-Zabolotskaya-Kuznetsov Equation for Speech Reproduction" *IEEE Transactions On Audio, Speech, And Language Processing*, Vol. 19, No. 4, pp. 937-946, 2011
- [18] 梶川嘉延, "Volterra フィルタとその音響システムへの応用" *システム/制御/情報*, Vol. 47, No. 1, pp26-31, 2003
- [19] Jagdish C. Patra, and Alex C. Kot, "Nonlinear Dynamic System Identification Using Chebyshev Functional Link Artificial Neural Network" *IEEE Transactions Systems, Man, and Cybernetics-Part B: Cybernetics*, Vol. 32, No. 4, 2002

- [20] Debi Prasad Das and Ganapati Panda, "Active Mitigation of Nonlinear Noise Processes Using a aNovel Filtered-s LMS Algorithm"IEEE Transactions On Speech And Audio Processing, Vol. 12, No. 3, 2004
- [21] Zheng M. and Coates, R. F. W., "The angular response of a parametric array"analytical solution, Journal of Sound and Vibration, Vol. 209, No. 3, pp. 493-503, 1998
- [22] Tjotta, J. N., Tjotta, S. and Vefring, E. H., "propagation and interaction of two collinear finite amplitude sound beams" Journal of Acoustical Society of America, Vol. 88, No. 6, pp2859-2870, 1990