

デジタル直接駆動型スピーカーを用いたアクティブノイズコントロールシステムの研究

國吉, 大吾 / KUNIYOSHI, Daigo

(発行年 / Year)

2012-03-24

(学位授与年月日 / Date of Granted)

2012-03-24

(学位名 / Degree Name)

修士(工学)

(学位授与機関 / Degree Grantor)

法政大学 (Hosei University)

2011 年度 修士論文

デジタル直接駆動型スピーカーを用いた
アクティブノイズコントロールシステムの
研究

STUDY FOR AN ACTIVE NOISE CONTROL SYSTEM
USING A DIGITALLY DRIVEN SPEAKER SYSTEM

指導教授 安田 彰 教授

法政大学大学院工学研究科

電気工学専攻修士課程

10R3117 クニヨシ 國吉 ダイゴ 大吾

Abstract

This paper presents an active noise control system based on a digitally direct driven speaker system (Digital Speaker). The proposed speaker employs mismatch shaper in addition to an adaptive filter and a multibit delta-sigma modulation. The adaptive filter is introduced prior to multi-bit delta-sigma modulator. An active noise control function is confirmed by experimental results. The experimental results show that sound pressure level of noise is reduced by 12dB at the target point.

Key Words : Digital Speaker, Mismatch shaper, Adaptive filter

内容

第1章 序論.....	- 5 -
第2章 スピーカーの概要.....	- 6 -
2.1 スピーカーの動作.....	- 6 -
2.2 コーン部.....	- 7 -
2.3 スピーカーの特性.....	- 7 -
2.3.1 SPL.....	- 7 -
2.3.2 THD.....	- 8 -
2.3.3 出力音圧周波数特性.....	- 8 -
2.3.4 信号対雑音比(SNR).....	- 8 -
第3章 従来のオーディオシステム.....	- 9 -
3.1 基本構造.....	- 9 -
3.2 問題点.....	- 9 -
第4章 デジタル直接駆動型スピーカー.....	- 11 -
4.1 基本構造.....	- 11 -
4.2 $\Delta\Sigma$ 変調器.....	- 12 -
4.2.1 1次 $\Delta\Sigma$ 変調器.....	- 12 -
4.2.2 2次 $\Delta\Sigma$ 変調器.....	- 14 -
4.2.3 3次 $\Delta\Sigma$ 変調器.....	- 15 -
4.3 温度計コード.....	- 17 -
4.4 ミスマッチシェーパー.....	- 18 -
4.4.1 スピーカーのバラつき.....	- 18 -
4.4.2 DWA (Data-Weighted Averaging).....	- 18 -
4.4.3 NSDEM (Noise Shaping Dynamic Element Matching).....	- 20 -
4.5 ドライバー回路.....	- 23 -
第5章 アクティブノイズコントロール.....	- 24 -
5.1 基本原理.....	- 24 -
5.1.1 ホイヘンスの原理.....	- 24 -
5.2 適応フィルタ.....	- 25 -
5.2.1 基本構造.....	- 25 -
5.2.2 FIR型適応デジタルフィルタ.....	- 27 -
5.2.3 最急降下法.....	- 29 -
5.2.4 LMSアルゴリズム.....	- 30 -
5.3 アクティブノイズコントロールの基本構造.....	- 30 -
第6章 提案するデジタル直接駆動型スピーカー.....	- 32 -

6.1 基本構成	- 32 -
6.2 提案手法 RTL.....	- 33 -
6.3 指向性制御	- 34 -
6.3.1 遅延器による指向性制御.....	- 34 -
6.3.2 平面波スピーカー.....	- 35 -
第7章 実験結果.....	- 37 -
7.1 実験方法.....	- 37 -
7.2 測定結果.....	- 39 -
第8章 結論.....	- 43 -
謝辞.....	- 44 -
参考文献	- 45 -
発表論文	- 46 -

第 1 章 序論

近年，騒音による公害が増加している傾向にあり，人々が生活する上で快適な音環境が求められている．騒音を低減させるための従来の方法として，遮音材や吸音材などを設置して音を低減させる，受動騒音制御(パッシブノイズコントロール，Passive Noise Control, PNC)技術が広く用いられている．PNC は高周波の音に対しては良い効果が得られるが，低周波を制御しようとする物理的に大きくなり，コストが高くなってしまふ．そこで，スピーカーを駆動させることで消音を行う能動騒音制御(アクティブノイズコントロール，Active Noise Control, ANC)が注目されている．アクティブノイズコントロールとは，騒音と同振幅で逆位相の音を制御音源から放射することで，騒音レベルを低減させる技術である．アクティブノイズコントロールは低周波の騒音に対しては，スピーカーやセンサーの数が少なく制御も容易であり，効果的である．

現在アクティブノイズコントロールに使われているスピーカーは多くのアナログ回路が使われている．アナログ回路の素子はデジタル回路の素子と比較すると，大きくて重く，回路規模も大きい．また，アクティブノイズコントロールを行うにおいて，複数個のスピーカーを使うとなると，スピーカーの個数に応じてアナログパワーアンプや DAC が必要となり，回路規模や消費電力が問題となっていた．

デジタルの音声信号が入力されてから，スピーカーに出力されるまでのシステムが，全てデジタル信号で駆動することが出来れば，アナログパワーアンプや DAC をオーディオシステムから取り除くことが出来るため，回路規模や消費電力といった問題点が改善される．

そこで，以下の構成で実現されるデジタル直接駆動型スピーカーを提案する．

- 入力デジタル信号をマルチビット $\Delta \Sigma$ 変調器でビット低減する (デコーダ)．
- 出力の 2 進コードを温度計コードに変換し，on-off 駆動の回路を用いて，複数の等重みのサブスピーカーから出力する．

以下にデジタル直接駆動型スピーカーのメリットを示す．

- 電気系はすべてデジタル処理になる (アナログ回路不要)
- サブスピーカーは on-off のみで駆動される・電力効率が高い
- 駆動回路の非線形性の影響が小さい
- $\Delta \Sigma$ 変調による帯域外雑音がマルチビット化により低減される

本論文では，騒音低減の性能向上を目的とした，デジタル直接駆動型スピーカーにおけるアクティブノイズコントロールシステムについての検討を記す．

第2章 スピーカーの概要

2.1 スピーカーの動作

スピーカーとは、音楽などの電気信号を振動子へ物理的振動に換え、音として出力させる変換機である。スピーカーを電気→音響変換器としてその動作を調べると、電気エネルギーから直接音響エネルギーに変換する変換器ではなく、電気→機械→音響という形でエネルギーを変換しているという事が分かる。すなわちボイスコイルに音声電流が流れると、フレミングの左手の法則により、ボイスコイルにモーメントの力が働き、ボイスコイルが振動する。その振動が振動板に伝わり、それが空気を振動して音に変換するという動きになる。

オーディオ機器などに一般的に使用されているスピーカーは、マグネットとコイルを組み合わせたダイナミックスピーカーと呼ばれるタイプである（図1）。

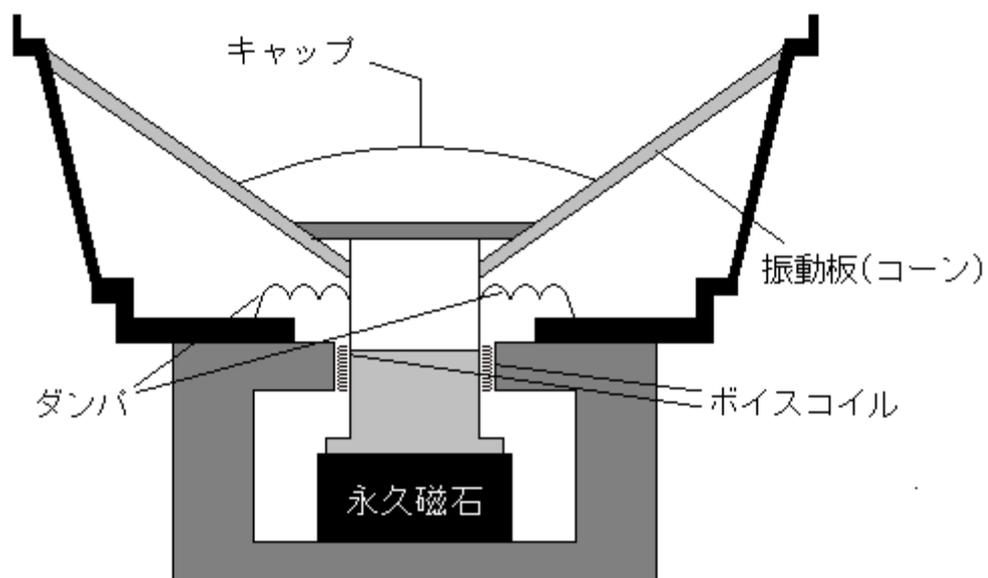


図1 ダイナミックスピーカーの断面構造

人間の可聴域はおよそ 20～20kHz の範囲と言われているが、スピーカーには「フルレンジスピーカー」といった、人間の可聴周波数域の範囲を一つのスピーカユニットで再生するような設計が施されているものと、その周波数をいくつかの範囲に分け、それぞれの周波数を専用に振動させるスピーカー、それぞれ超低音用の「スーパーウーファー」、低音用の「ウーファー」、中音用の「スクーカー」、高音用の「ツイーター」、超高音用の「スーパーツイーター」などがある。各周波数域専用のスピーカーには、独自の形状と材質が用

いられる。

2.2 コーン部

振動系として、コイルに音声（ボイス）電流が流れて振動するため、そう名付けられたボイスコイルが磁気回路の空隙内に挿入されてある。これに振動系を常に空隙の中心に保つようにするとともに、コーンを正しく軸方向へ振動させるためのダンパがあり、その上にコーン形をした振動部がある。このコーンが振動することで空気中に音を放射することになる。音を直接放射するコーン部は、スピーカーにおいて非常に重要で、普通紙や金属で作られるが、中でも紙が多く、その種類や処理法、中に入れる材料（羊毛など）の混合方法などで特性大きく変わる。また、頂角、ひだ（コルゲーション）の有無や形状も特性に影響する。

2.3 スピーカーの特性

スピーカーの基本構造について言及してきたが、実際にハードウェアとしてのスピーカーを評価する際に最も重要となるのが、周波数特性である。続いて音圧レベル、歪特性、位相特性などが挙げられる。実生活で使用することを考えれば、ユニットサイズなども重要となる。以下にそれぞれの特性の内容について述べる。

2.3.1 SPL

音があると空気の圧力が少しだけ変化するため、音波の強さを表すには単位[Pa]で表現する事が出来る。（変化した分の圧力なので音圧と呼ぶ）しかし、通常の音は気圧計に出ないぐらいの小さなものであり、取り扱いが難しい。そのため、音圧の表現には、人の聴覚の特性に合わせた表現方法を使うのが一般的である。

SPL (Sound Pressure Level), すなわち音圧レベルは以下のように dB 表現を用いて定義される。

$$\text{SPL} = 20 \log_{10} \frac{P_1[\text{Pa}]}{P_0[\text{Pa}]} [\text{dB}] \quad (1)$$

ここで P_1 は音の音圧、 P_0 は基準音圧（人間が聞くことの出来る最小の音圧。一般的な基準音圧は $20 \mu\text{Pa}$ ）である。つまり音の音圧レベルは、音圧は基準音圧の何倍かという値に対数を取って 20 倍した値のことである。

スピーカーの特性表示としては、スピーカーに 1W の入力を入れ、正面軸上 1m の点にお

ける音圧を表示する事が多い。本稿での SPL もこれに習って測定を行っている。

2.3.2 THD

オーディオアンプの歪みというのは一般に波形歪みを指すのだが、これは全高調波歪率ともよび、THD(Total Harmonic Distortion)とも呼ばれる。波形歪みを測定する場合、テストする周波数の基本波（正弦波）を加えて、出力側でそれに高調波成分が入っているかどうかを調べる。出力の波形に含まれている高調波成分を取り出して、それが基本波に対して何%あるかというのが THD になる。

2.3.3 出力音圧周波数特性

入力電圧を一定として周波数を変えた場合の SPL を周波数に対して示した特性を、出力音圧周波数特性と呼ぶ。これは、入力信号がどんな高低音のバランスで再生されるか、すなわち入力信号のスペクトルがどのように変えられるかを示す特性である。

これにより、どのくらいの周波数まで再生出来るかが分かり、そのスピーカ-の再生帯域が分かる。ダイナミックスピーカ-は他の方式のスピーカ-と比較すると、優れた周波数特性を有すると言われており、人間の耳で聞き取れる周波数帯域(60~15kHz)での出力を中心に設計されている。図2にダイナミックスピーカ-の音圧周波数特性例を示す。

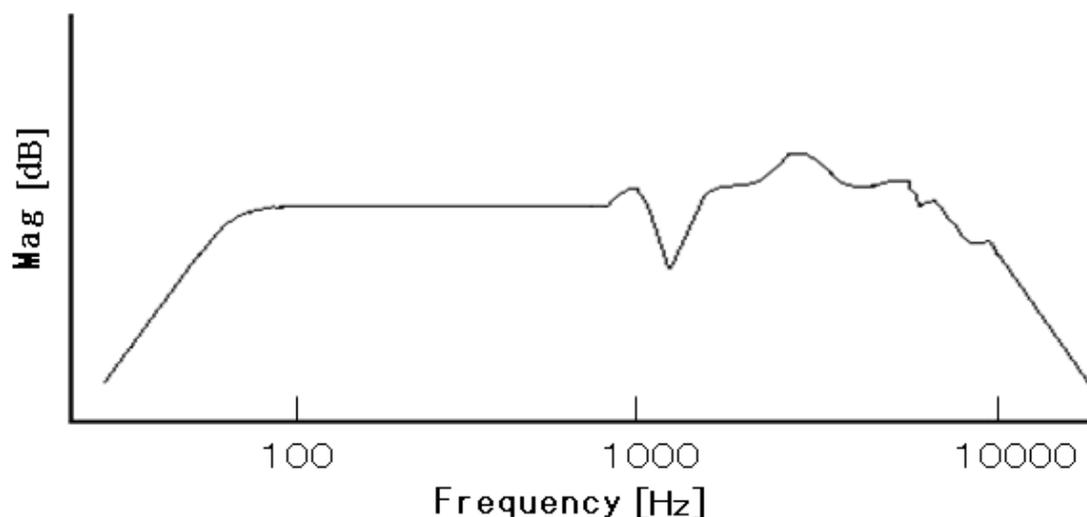


図2 ダイナミックスピーカ-の音圧周波数特性例

2.3.4 信号対雑音比(SNR)

信号に対するノイズ(雑音)の量を対数で表したもの。アンプなどの電気回路の性能を表すときなどに使われる。基準信号を入力したときの信号レベルを、入力なしの場合の雑音レベルに対して dB で表す。数値が大きいほど雑音が少なく高品質の信号が得られることを意味する。

第3章. 従来のオーディオシステム

3.1 基本構造

従来のオーディオシステムの構成を図3に示す。CDやデジタルオーディオプレイヤーなどのデジタルで保存されたオーディオデータは、デジタルアナログ変換器（DAC）によってアナログ信号に変換される。アナログに変換された信号は、スピーカーで鳴らすには音圧が低いので、アナログパワーアンプによって増幅される。増幅された信号はアナログフィルタ通過して、スピーカーから出力される。

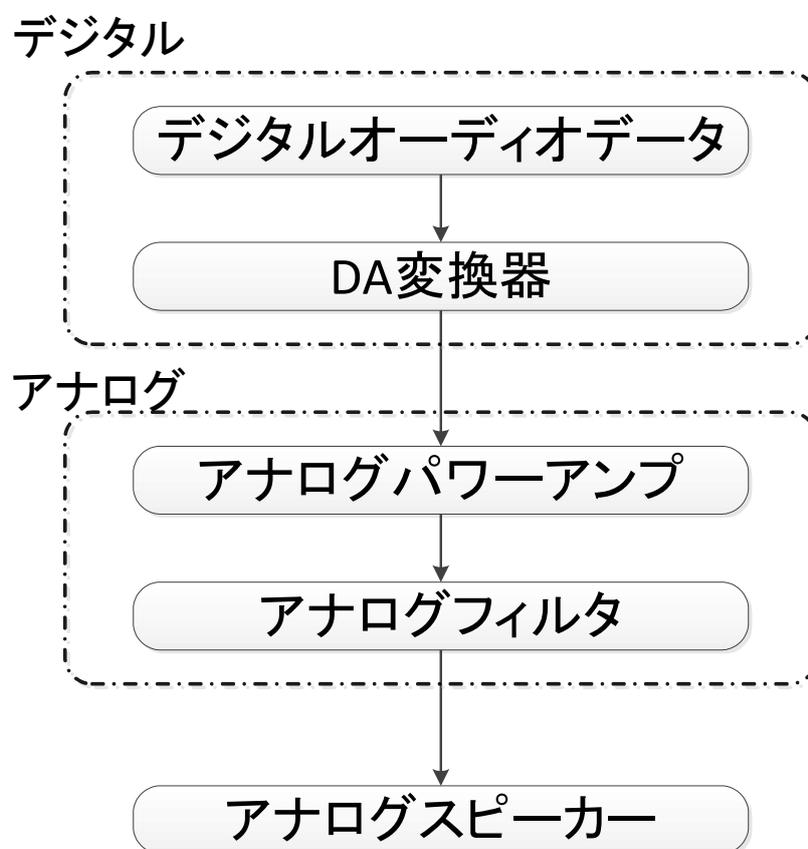


図3 従来のオーディオシステム

3.2 問題点

従来手法のオーディオシステムを構成しているDACやパワーアンプなどのアナログ回路は、デジタル回路に比べ相対的に重く回路規模の面でも大きい。また、音質を向上させるためには、これらのアナログ回路部分に高い精度が必要になり、精度を求めるにつれ更に回路規模が大きくなってしまふ。そのため、消費電力の低減やアンプの軽量化を目的とし

たデジタル D 級アンプがオーディオシステムではポピュラーである。

通常、デジタル D 級アンプは 1 ビットの PWM 信号を駆動している。そのため、100MHz 以上の高い内部クロック周波数が必要になり、内部の $\Delta \Sigma$ 変調には高いオーバーサンプリング比が必要になる。また、1 ビット出力のため帯域外雑音も大きく、問題点が多いと言える。

第4章 デジタル直接駆動型スピーカ

4.1 基本構造

デジタルのオーディオデータが入力されてから、スピーカに出力されるまでをデジタル信号で駆動できるデジタル直接駆動型スピーカの基本構成を図4に示す。まず、CD等からのデジタルオーディオデータがマルチビット $\Delta\Sigma$ 変調器によって、スピーカの数 M 個とした場合に $\log_2 M$ ビットまで低減される。この際に生じる量子化誤差は、 $\Delta\Sigma$ 変調器のノイズシェーピング特性によって高域にシフトされる。 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力は、バイナリコードから等重みの温度計コードに変換され、ドライバを通してスピーカに入力される。そして、各スピーカの出力が空間上で合成され、空間上で音声信号が復元される。

しかし、実際には複数のスピーカそれぞれに製造誤差によるバラつきが存在する。スピーカにバラつきがあると、バラつきによる非線形性の影響で音質が劣化する。そこでデジタル直接駆動型スピーカでは、温度計コード変換とドライバの間にノイズシェーピング・ダイナミック・エレメントマッチング (NSDEM) という回路を挿入し、バラつきによって生じるノイズを可聴域外の高域へシフトさせている。

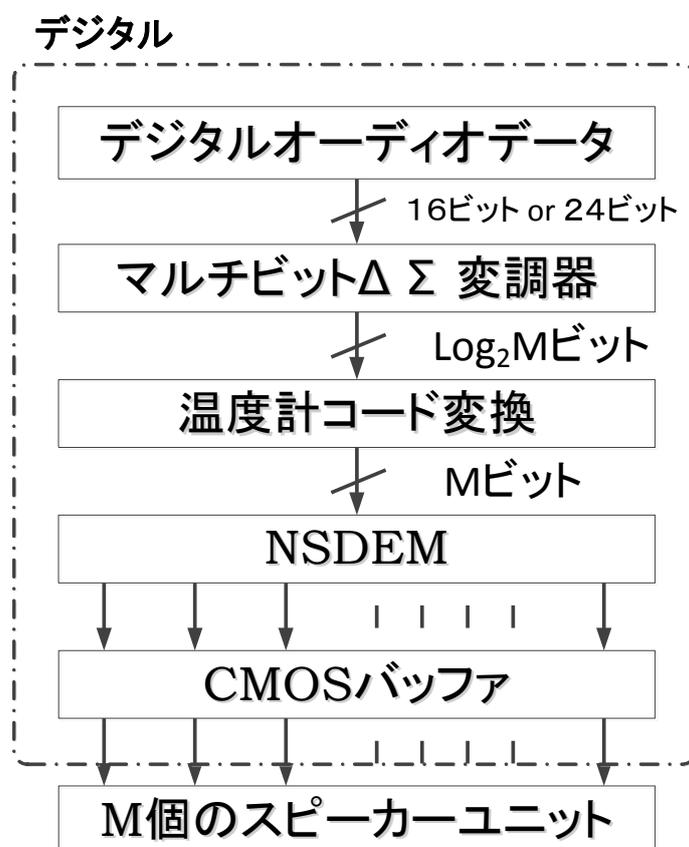


図4 デジタル直接駆動型スピーカの構成

4.2 $\Delta\Sigma$ 変調器

4.2.1 1次 $\Delta\Sigma$ 変調器

デジタル信号でスピーカーを直接駆動するには、駆動しやすい信号に変換しておく必要がある。変調の方法は、前述したPWM方式など多々あるが、必要な信号帯域幅の100倍程度のサンプリング周波数で高精度変換を実現できる、急峻なノイズシェーピング特性を持つ（マルチビット） $\Delta\Sigma$ 変調器を用いる。基本となる1次 $\Delta\Sigma$ 変調器の構成を図5に示す。

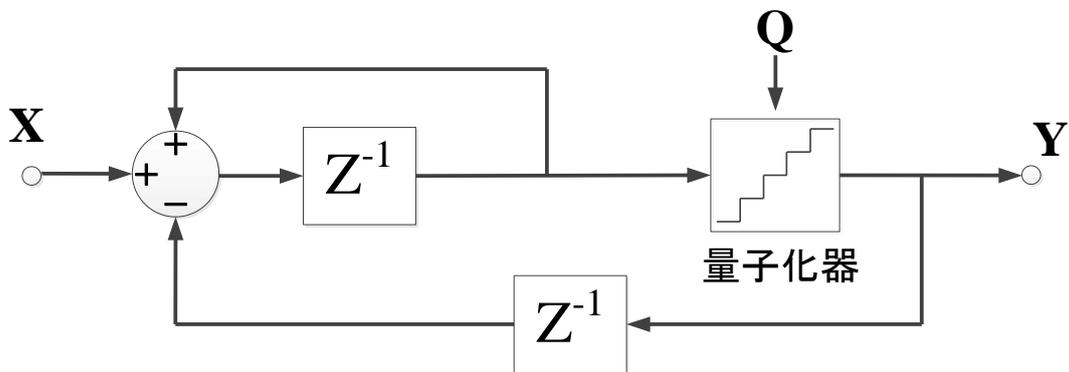


図5 1次 $\Delta\Sigma$ 変調器のブロック図

$\Delta\Sigma$ 変調器はループフィルタ（積分器）と量子化器から構成されている。入力された信号は積分器を通り、量子化器によって量子化される。また、量子化器の出力は入力にフィードバックされ、入力との差分をとることにより、量子化の際の誤差の実が積分されることになる。入力を X 、出力を Y 、 Q を量子化誤差として図5の入出力伝達関数を求めると、

$$Y(z) = z^{-1}X(z) + (1 - z^{-1})Q(z) \quad (2)$$

が得られる。第1項は入力信号が1クロック遅延して出力端子から出力されることを意味し、第2項は量子化雑音 Q が出力端子で $(1-z^{-1})$ 倍になることを示している。

周波数 ω のノイズに注目する。そのノイズに遅延 z^{-1} を掛けるとノイズの位相が $\exp(j\omega T)$ だけずれる。このときクロック周期 T が十分短ければは次式で近似することができる。

$$|1 - z^{-1}| = |1 - \exp(-j\omega T)| \approx 2\omega T \quad (3)$$

$\omega T \ll 1$ とみなせる低周波領域では $\Delta\Sigma$ 変調器の内部で発生した量子化誤差は大幅に抑制されることが分かる。反対に高周波領域ではノイズは強調される。これが「ノイズシェーピング特性」と呼ばれる $\Delta\Sigma$ 変調器の最大の特徴である。1次の $\Delta\Sigma$ 変調器によるノイズシェーピングの傾きはおおよそ 20dB/dec である。MATLAB/Simulink モデルによる1次 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトル波形を図6に示す。

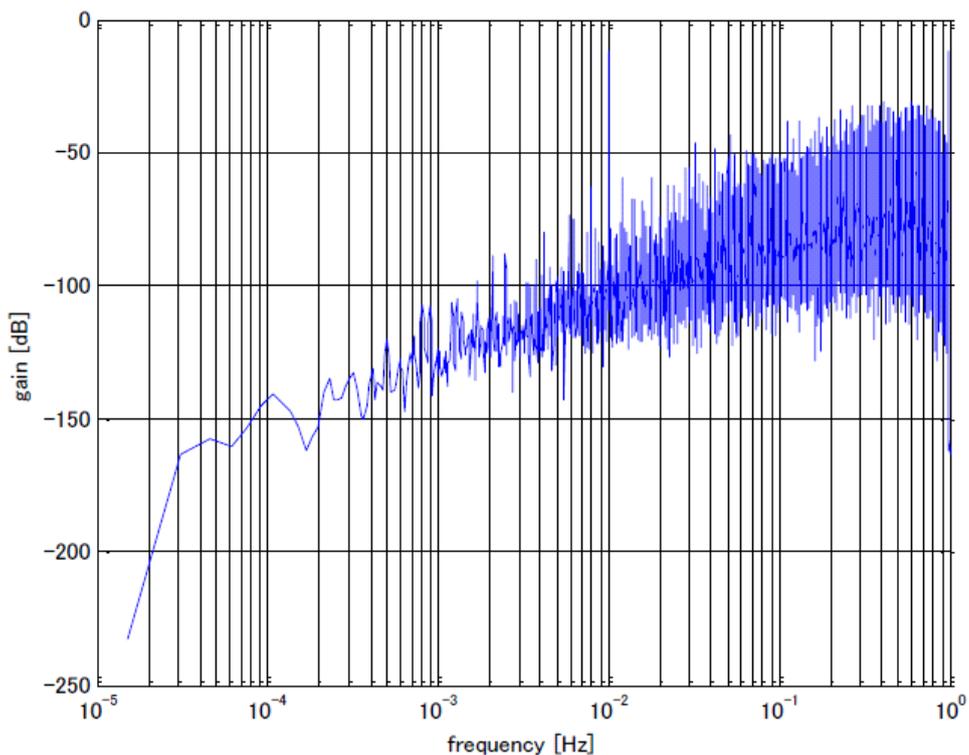


図6 1次 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトル

4.2.2 2次 $\Delta\Sigma$ 変調器

上記のように1次 $\Delta\Sigma$ 変調器により急峻なノイズシェーピングを掛ける方法として、遅延積分器を多重にすることで高次化する方法がある。2次 $\Delta\Sigma$ 変調器のブロック図を図7に示す。図中のパラメータの α_1 、 α_2 値をそれぞれ1、2と設定すると、伝達関数は(4)式のように表すことができる。

$$Y(z) = z^{-2}X(z) + (1 - z^{-1})^2Q(z) \quad (4)$$

量子化誤差 Q に対して $(1 - z^{-1})$ の2乗が乗せられていることが分かる。このことから1次よりさらに帯域内の雑音は低減することが分かる。2次 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトルを図8に示す。1次の場合と比較すると信号成分付近の雑音に対して、さらにノイズシェーピングされていることが確認できる。

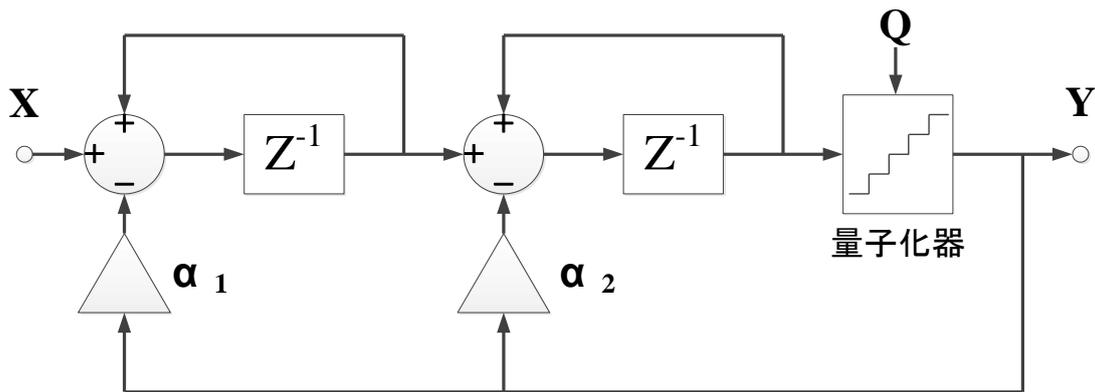


図7 2次 $\Delta\Sigma$ 変調器のブロック図

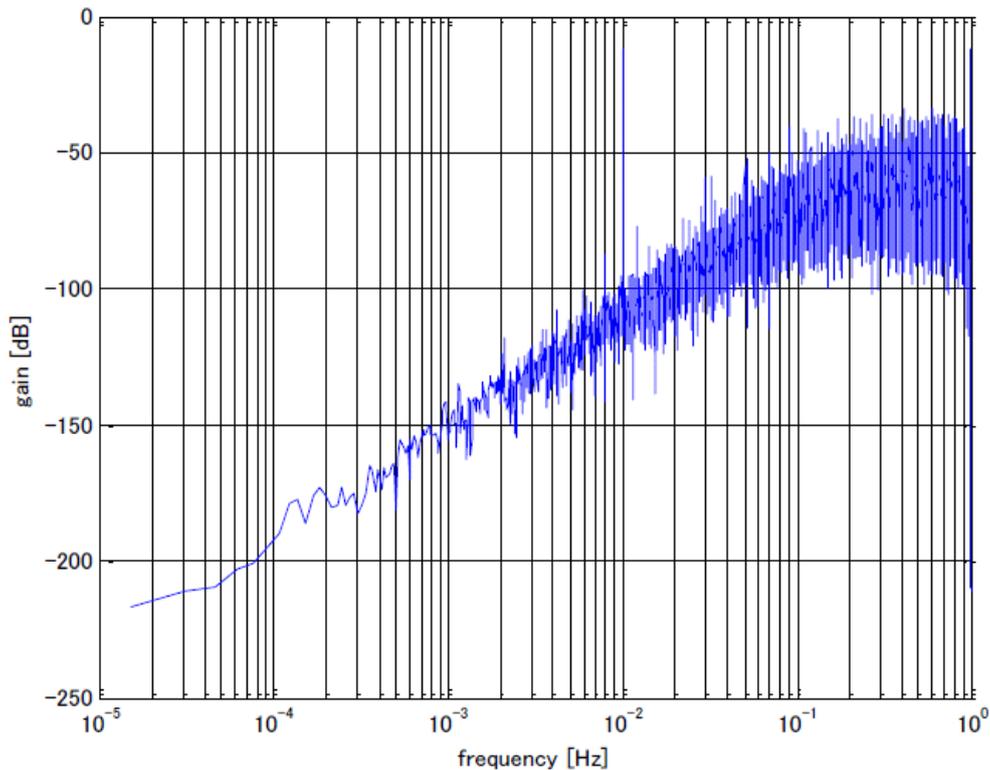


図8 2次 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトル

4.2.3 3次 $\Delta\Sigma$ 変調器

3次 $\Delta\Sigma$ 変調器のブロック図を図9に示す. 図中のパラメータ $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ はそれぞれ1, 3, 3と設定して, 1次 $\Delta\Sigma$ 変調器と同様にして伝達関数を求めると(5)式が求められる.

$$Y(z) = z^{-3}X(z) + (1 - z^{-1})^3Q \quad (5)$$

(4)式より量子化誤差 Q に $(1 - z^{-1})^3$ という伝達関数がかかるため, 量子化誤差 Q に対して, 1次 $\Delta\Sigma$ 変調器よりも高いノイズシェーピング特性を得ることができる(3次ノイズシェーピング特性). 実際に使用する3次 $\Delta\Sigma$ 変調器のノイズシェーピング特性を図10に示す. 図からもわかるように, 可聴域(20kHz以下)において, 3次 $\Delta\Sigma$ 変調器により3次のローパス型のノイズシェーピング特性(60dB/decade)が得られていることが分かる.

量子化誤差は変調器の出力数が増えるほど減少する. そのため, サブスピーカーの数が増えるほど, デジタル直接駆動型スピーカーの性能は向上し, また音圧も上がることになる. したがって提案する方法で使用する事は低電圧で高出力の実現に繋がる.

本稿では, 高速動作に優れている点と急峻なノイズシェーピング特性から, この3次 $\Delta\Sigma$ 変調器をシステムとして採用することにした.

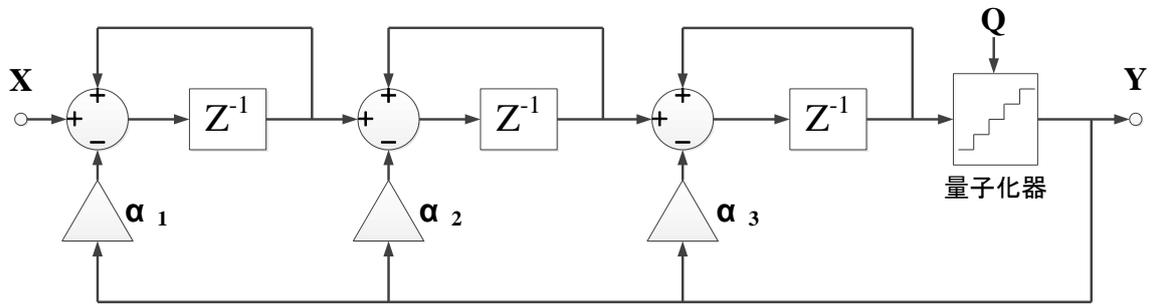


図9 3次 $\Delta\Sigma$ 変調器のブロック図

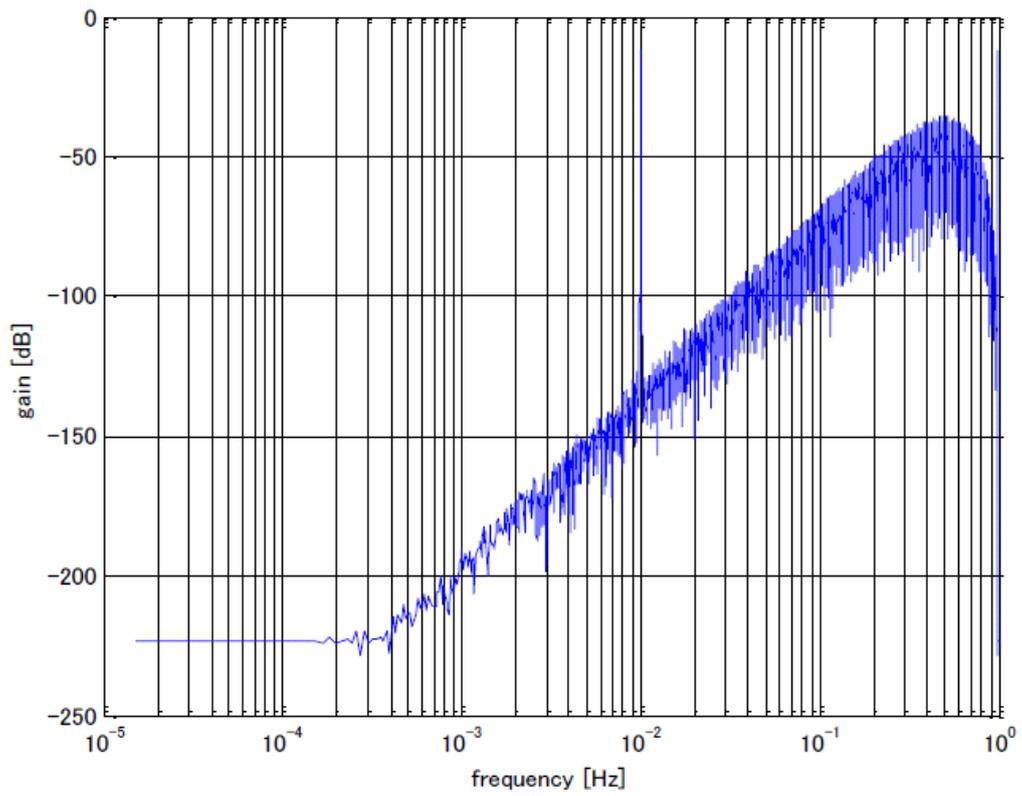


図10 3次 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトル

4.3 温度計コード

デジタルのオーディオデータはマルチビット $\Delta\Sigma$ 変調器により量子化され、次数の低い2進数の信号として出力される。2進数の信号は重み付けされているため、そのままスピーカ自体で重み付けを行うと、製造の精度に出力信号が大きく影響を受けてしまう。ここで、温度計コード変換によって、2進数の信号を温度計コード変換する。同じスピーカを複数使用することができるようになり、製造による素子のばらつきによる影響を低減することができる。また、0, 1 で駆動することにより非線形性をなくすことができる。これは2点のみで駆動することにより、2点を結んだ線は直線になることから明らかである。ただし必要となるビット数は重み付けされたコードよりも増えてしまう（表1）。

表1 温度計コードの対応表

10進数	2進数	温度計コード
0	0000	00000000
1	0001	00000001
2	0010	00000011
3	0011	00000111
4	0100	00001111
5	0101	00011111
6	0110	00111111
7	0111	01111111
8	1000	11111111

この温度計コードを用いることにより同一のスピーカを同一の電圧で駆動することができるため、システム全体の誤差を減らすことができる。

4.4 ミスマッチシェーパー

低い OSR で高分解能な $\Delta\Sigma$ 変調器にするために、量子化器のレベルを増やすということが行われてきた。しかしながら、フィードバック経路の内部 DAC のバラつきによって生じる非線形性の影響で全体の性能が劣化してしまう。バラつきが存在しない場合には、図 1-1 (a) に示すように出力素子の数と出力が線形な関係であるが、バラつきが存在する場合には、図 1-1 (b) に示すように非線形性が生じてしまうからである。そこでミスマッチシェーパーという回路を使うことにより、それらの非線形性によるノイズを低減している。デジタル直接駆動型スピーカーでは、出力素子であるスピーカーのバラつきを低減するためにミスマッチシェーパーを用いる。

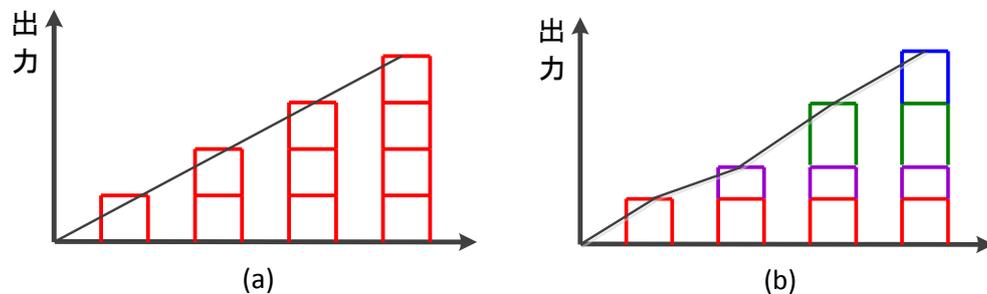


図 1-1 素子バラつきによる誤差

(a) バラつきが存在しない場合 (b) バラつきが存在する場合

4.4.1 スピーカーのバラつき

デジタル直接駆動型スピーカーでは出力素子が複数必要になる。すべての素子が同じ特性であれば問題は起こらないが、出力特性が違う素子の場合には、そのバラつきにより雑音が生じる。そのため入力信号に対して出力波形は理想波形とは異なる波形となってしまう。例えば、スピーカーの音圧特性のバラつきが 1% 存在したとすると、理論的に SNR は 40dB に減少することになる。

4.4.2 DWA (Data-Weighted Averaging)

通常の温度計コードの出力をそのまま使用すると、下位ビットの使用頻度が高くなり、もともと線形であった信号が非線形になり低域にノイズが生じてしまう。DWA では、どこまで使用したかのポインタを置くことによって、出力素子を順番に選択していくことでバラつきの影響によるノイズを低減している。DWA の素子選択の例を図 1-2 に示す。入力に 4 つ on という信号が入力されたら、素子 0, 1, 2, 3 が on になり、次に 3 が入力されるとその次の素子である 4 からスタートして、4, 5, 6 と連続に使用していく。素子を一順したらもう 1 度最初の素子 0 に戻り同じ動作を繰り返していく。

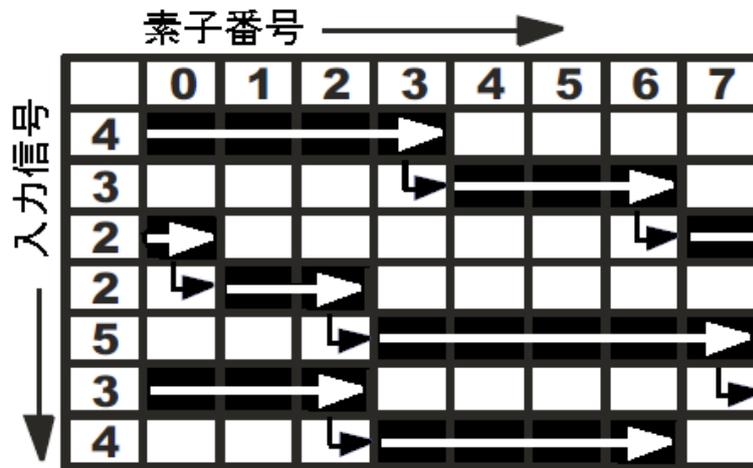


図 1 2 DWA の素子選択方式

順番にすべての素子を使用することで、なぜ非線形性によって生じるノイズを低減することができるのか。スピーカーが4つの場合を例にすると、入力信号がフルスケールの場合には4つすべてのスピーカーが駆動することになる。しかし、ハーフスケールの場合には出力が2つのスピーカーを駆動する。4つのスピーカーから2つのスピーカーを選択する組み合わせは ${}_4C_2 = 6$ で6通りになり、出力素子を順番に選択していくことはすべての組み合わせを順番にとることになる。図 1 3 に示すように、それら6通りの出力の平均は、素子を1つ単体で出力した時の平均値の2倍になる。これは、出力するスピーカーの個数が増えていっても同様であり、それぞれの素子の相対誤差がキャンセルされ、図 1 4 に示すように線形性を取り戻し非線形性によるノイズを低減することができる。

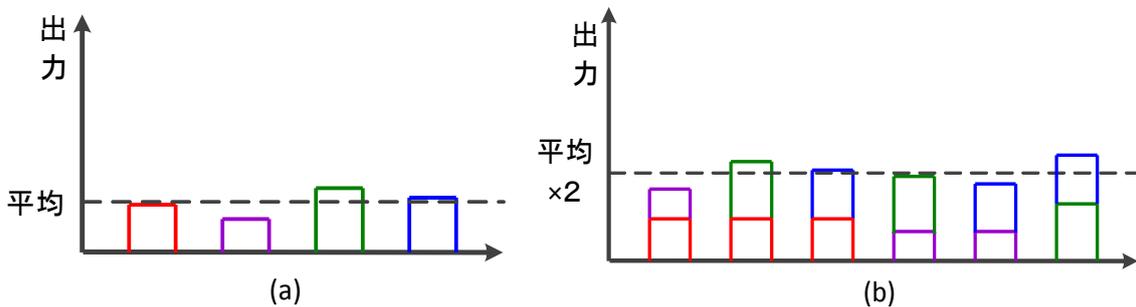


図 1 3 スピーカー出力音圧平均

(a) スピーカー数1 (b) スピーカー数2

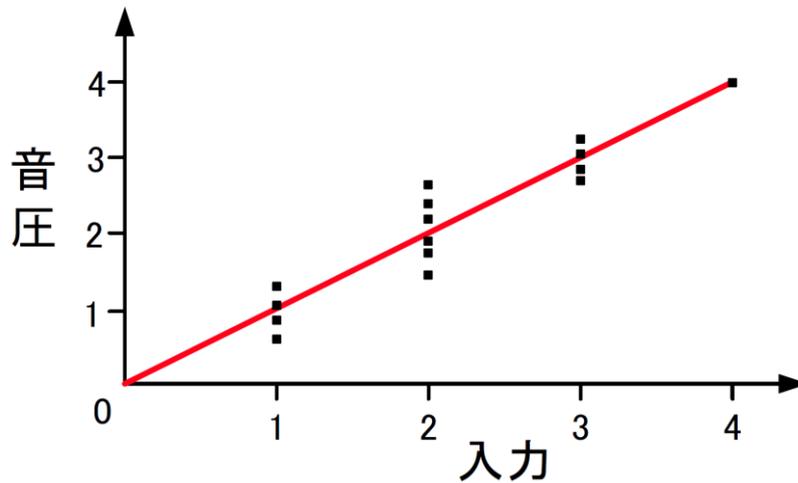


図 1 4 線形性

4.4.3 NSDEM (Noise Shaping Dynamic Element Matching)

素子のバラつきによって生じる雑音に対して、 $\Delta\Sigma$ 変調のように高次のノイズシェーピングをかけることが可能であれば、可聴帯域内の雑音をさらに減少させることが出来る。

提案手法では、素子のバラつきによる雑音を低減させるため、NSDEM を用いる。

図 17 に NSDEM のブロック図を示す。NSDEM では、温度計コード変換された $\Delta\Sigma$ 変調器の出力信号をループフィルタに入力し、スピーカ-の選択回数を積分する。そして、その積分値を小さい順にソートし、 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力に合わせて積分値の小さいスピーカ-をセレクトし、出力する。すなわち各スピーカ-の使用回数の積分値が一定値になるように制御している。これにより、誤差成分は出力において n 次のノイズシェーピングを受ける。実際に使用するミスマッチシェーパ-には、3 次のローパス型のノイズシェーピング特性を持つ NSDEM を使用した。

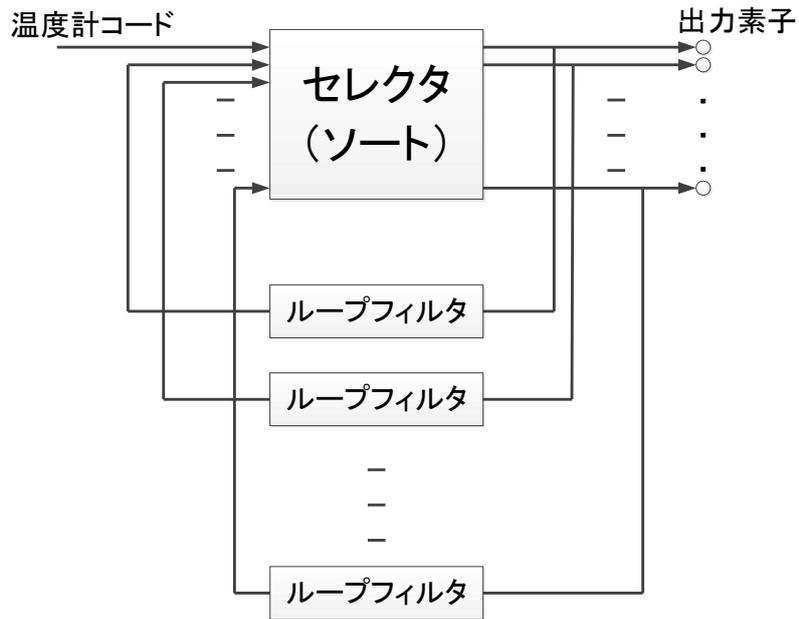


図 1 5 NSDEM のブロック図

各出力に対して 3%の誤差を与えた時の NSDEM の出力スペクトルを図 1 6 に示す。可聴域(20kHz 以下)において、3次 $\Delta\Sigma$ 変調器と同様に、素子のバラつきによる雑音に対しても 3 次のローパス型のノイズシェーピング特性 (60dB/decade)があることが確認出来る。また DWA との比較のため、通常の素子選択を図 1 7、実際に使用する素子選択を図 1 8 に示す。

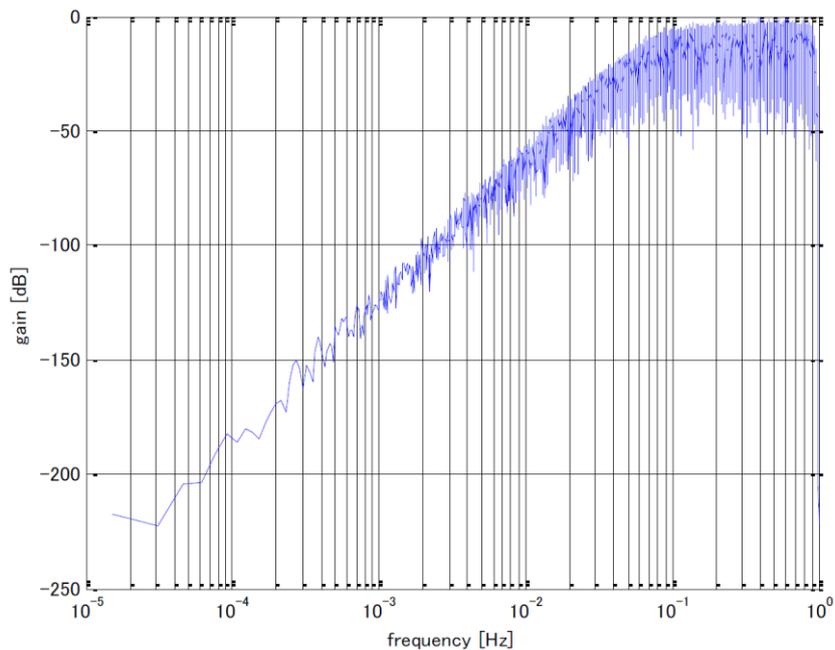


図 1 6 3次 NSDEM の出力スペクトル

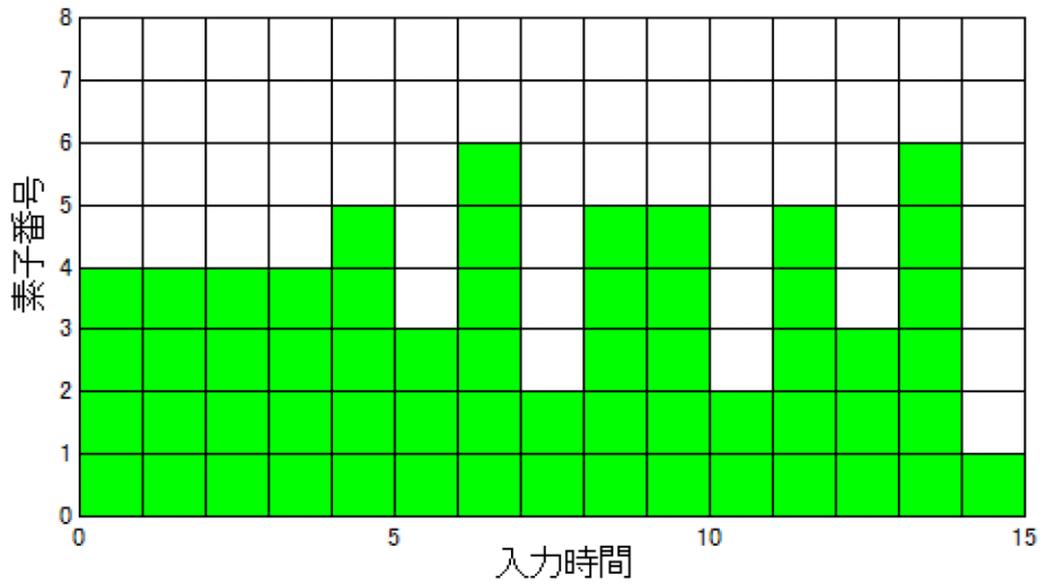


図 1 7 通常の素子選択

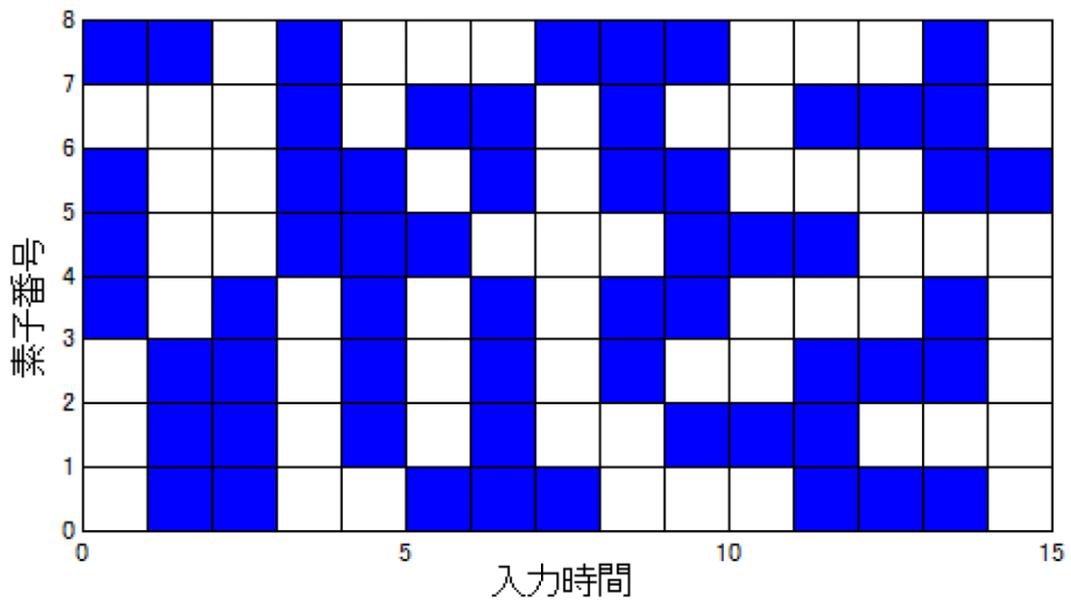


図 1 8 NSDEM の素子選択

また、この NSDEM は複数のスピーカの使用回数の積分値が一定になるように制御しているが、スピーカが単体の場合でも 2 次のローパス型ノイズシェーピング特性が得られる (40dB/decade)。

4.5 ドライバー回路

デジタル直接駆動型スピーカーでは、スピーカーへの電気信号は前述した通り、スイッチング回路から出力されている。このドライバー回路は、簡易なものであれば CMOS インバーターで構成することができる。そのブロックを図 19 に示す。ただし、この回路では電圧の上限が低く、出力電圧を確保することが困難である。そのため、本稿のデジタル直接駆動型スピーカーではフル・ブリッジ回路を用いている。フル・ブリッジ回路を図 20 に示す。ここで、図 20 の MOSFET ドライバーは NMOS トランジスタを駆動するために用いている。

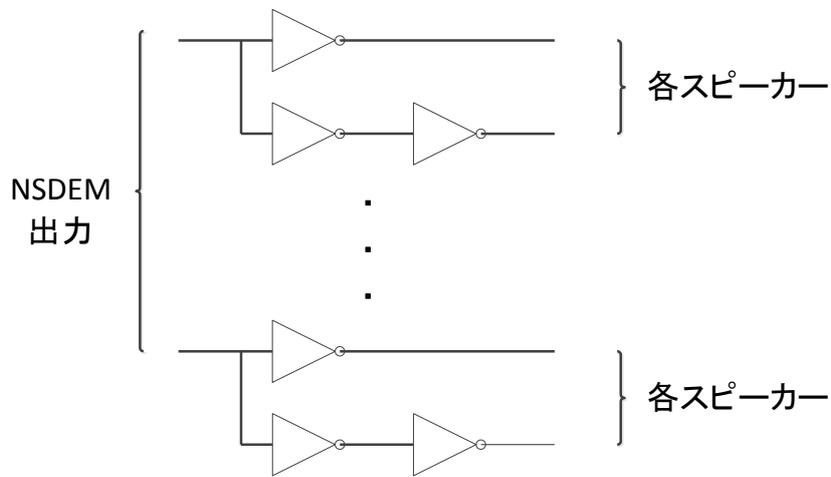


図 19 CMOS バッファ回路

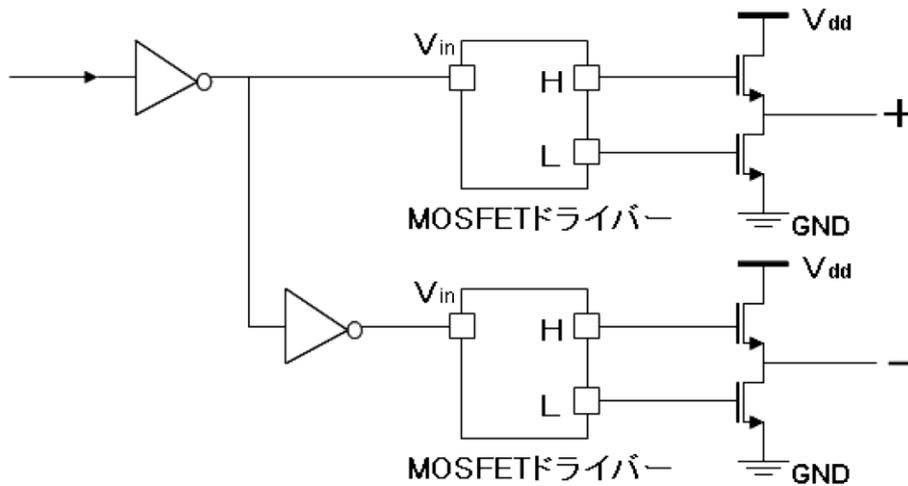


図 20 フル・ブリッジ回路

第5章 アクティブノイズコントロール

5.1 基本原理

5.1.1 ホイヘンスの原理

媒質中を波動が伝わる時、同一位相となる点を結んでできる面を波面と言う。図21のように、波面が球面である波動を球面波と言う。波動が伝わる時、ある時点での波面上に並ぶ波源から発生する素元波が球面波となってできる球面群の包絡面が次の時点での波面となる。これをホイヘンスの原理と言う。

この原理により、図22 (a) において、一次音源の周りに形成される音場とまったく同一の音場 Ω (コントロール対象空間) を、一次音源を取り囲む空間に閉じた面 Σ (二次音源の配置面) 上に分布した二次音源によって形成することが可能である。そこで、二次音源の位相を反転させた場合、 Ω 内では一次音源で形成される音場と、二次音源で形成される音場が同一ゲイン・逆位相となり、重ね合わせにより完全にキャンセルされ、音圧がゼロになる。これがアクティブノイズコントロールの基本原則である。図22 (b) に示すように、制御対象空間 Ω を囲むように Σ を選ぶと、 Ω 内の音圧をゼロにすることができる。

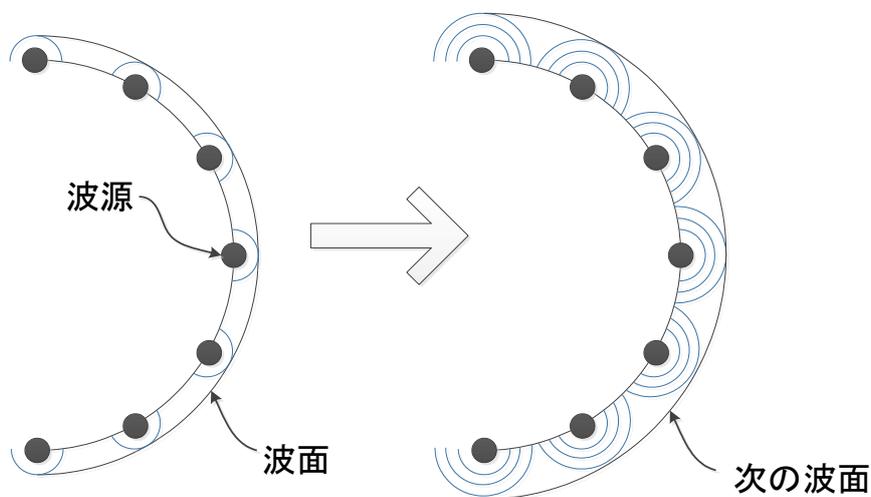


図21 ホイヘンスの原理

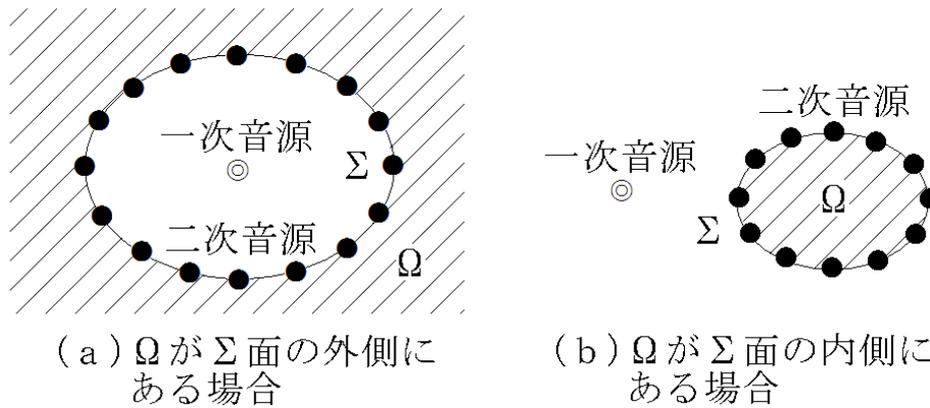


図 2.2 アクティブノイズコントロールの基本原理

対象領域が三次元の場合は境界が面になり，理論的には無数の二次音源が必要になるが，実際には対象音の波長に比べて十分短い間隔で二次音源を配置すれば十分である．よって波長の長い低周波音では粗い間隔の配置で十分である，波長の短い高周波音を対象とする場合はより密な配置が必要になる．アクティブノイズコントロールが低周波音に対して実現しやすく，高周波音に対して難しいのは，このような原理によるものである．

5.2 適応フィルタ

5.2.1 基本構造

適応フィルタとは，自分自身の特性が最適になるように自動修正するフィルタである．未知系を含んだシステムの制御や信号処理に利用され，アクティブノイズコントロールには必要不可欠である．図 2.3 に適応フィルタを含んだ基本ブロック図を示す．

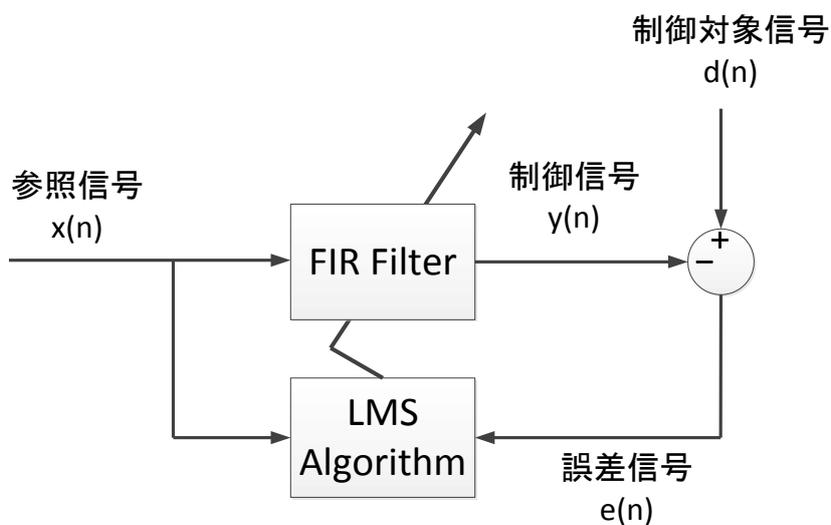


図 2.3 適応フィルタの基本構造

ここでの n は離散時間変数である。適応フィルタへの入力信号が $x(n)$ 出力信号が $y(n)$ で、 $d(n)$ は所望信号、 $e(n)$ は誤差信号である。誤差信号は $e(n) = d(n) - y(n)$ と定義される。このとき適応フィルタは、出力 $y(n)$ が所望信号 $d(n)$ に似た信号になり、誤差 $e(n)$ のパワーが小さくなるように自分自身の特性を修正する。その修正は、入力 $x(n)$ と誤差 $e(n)$ に基づいて、適応アルゴリズムによって時間の経過と共にされる。適応フィルタの内部構造を図 2 4 に示す。

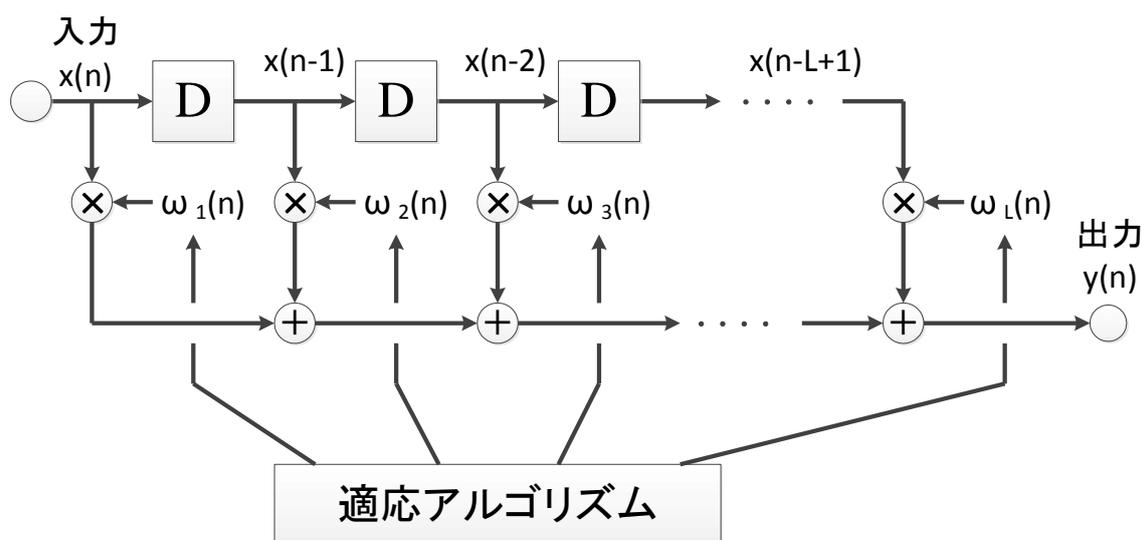


図 2 4 適応フィルタの内部構造

フィルタ部で最も利用されているのが FIR フィルタである。図 2 4 に示すのは $(L - 1)$ 次の FIR フィルタである。図の上部の遅延素子でスカラ入力信号 $x(n)$ からベクトル入力信号 $x(n)$ を作り出している。このベクトル入力信号に、適応アルゴリズムによって修正される重み係数ベクトル $\omega(n)$ がかかり、すべて足されて出力される。これらのことからわかるように、FIR フィルタの入出力特性は L 個の重み係数 $\omega_1(n)$, $\omega_2(n)$, ..., $\omega_L(n)$ の値によって制御される。

5.2.2 FIR 型適応デジタルフィルタ

誤差経路，観測雑音の存在しない状況でのシステムを図 2 5 に示す。

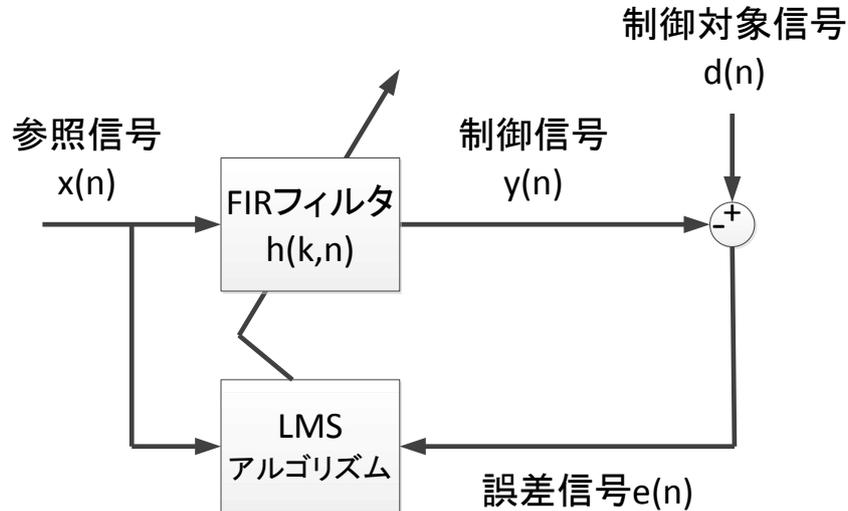


図 2 5 1 入力 1 出力適応デジタルフィルタ

時刻 n における FIR 型適応デジタルフィルタのインパルス応答が N_h 次の FIR 型適応デジタルフィルタで表現され，その k 次のフィルタ係数を $h(k, n) (k = 0, \dots, N_h - 1)$ と表すとすると，参照信号 $x(n)$ に対応する出力信号 $y(n)$ は

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N_h-1} h(k, n)x(n - k) \quad (6)$$

と表される．この適応フィルタの係数をベクトル表示すると， $\mathbf{h}(n) = [h(0, n), h(1, n), \dots, h(N_h - 1, n)]$ となり，式(6)は次式のように表される．

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

$$\mathbf{x}(n) = [x(n), \dots, x(n - N_h + 1)] \quad (7)$$

このとき制御対象信号 $d(n)$ と制御信号 $y(n)$ の和を誤差信号 $e(n)$ とすると

$$e(n) = d(n) + y(n) \quad (8)$$

と表され，二乗平均誤差 $\varepsilon(n)$ は

$$\varepsilon(n) = E[e^2(n)] \quad (9)$$

で表される．ただし， $E[\]$ は期待値操作を表す．この二乗平均誤差は正の実数値をとるスカラー量であり，誤差信号の平均電力を表す．式(9)を変形すると，

$$\varepsilon(n) = E[d^2(n) + 2E[d(n)y(n)] + E[y^2(n)]] \quad (10)$$

$$\begin{aligned} &= E[d^2(n)] + 2 \sum_{k=0}^{N_h-1} h(k, n) E[d(n)x(n-k)] \\ &+ \sum_{k=0}^{N_h-1} \sum_{m=0}^{N_h-1} h(k, n) h(m, n) E[x(n-k)x(n-m)] \quad (11) \end{aligned}$$

が得られる．いま，参照信号と制御対象信号が，おのおの定常であり，かつ相互相関関数が時間差のみに依存すると仮定すると，式の右辺の3項は，つぎのように捉えることができる．

- ① $E[d^2(n)] = P_d$ (ただし， P_d は制御対象信号のパワー)
- ② $E[d(n)x(n-k)] = p(k)$ (ただし， $p(k)$ は制御対象信号 $d(n)$ と k サンプル遅延させた参照信号 $x(n-k)$ の相互相関関数)
- ③ $E[x(n-k)x(n-m)] = r(m-k)$
(ただし， $r(m-k)$ は，参照信号 $x(n)$ に $m-k$ の時間差を与えた場合の自己相関関数)

以上より，二乗平均誤差 $\varepsilon(n)$ は

$$\begin{aligned} \varepsilon(n) &= P_d + 2 \sum_{k=0}^{N_h-1} h(k, n) p(k) \\ &+ \sum_{k=0}^{N_h-1} \sum_{m=0}^{N_h-1} h(k, n) h(m, n) r(m-k) \quad (12) \end{aligned}$$

と表現される．式(3.7)より，参照信号と制御対象信号が，おのおの定常であり，かつ相互相関関数が時間差のみに依存する場合は，二乗平均誤差は FIR フィルタ係数の二次関数であることがわかる．したがって，二乗平均誤差は，各フィルタ係数に対して単一の最小点をもつ鉢状の曲面として表現できる．

この二乗平均誤差 $\varepsilon(n)$ が，すべてのフィルタ係数 $h(k, n)$ ($k = 0, \dots, N_h - 1$)に関する導関数が同時に 0 になる場合に最小値をとることから，フィルタ係数を解析的に求めることができる．まず，式(3.7)で定義された二乗平均誤差を， k 次のフィルタ係数 $h(k, n)$ で偏微分すると，

$$\frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial h(k, n)} = 2p(k) + 2 \sum_{m=0}^{N_h-1} h(m, n) r(m-k) \quad (13)$$

が得られる．この結果を 0 とおくと，次式で表される N_h 次連立方程式の解としてフィルタ係数が求まる．

$$\sum_{m=0}^{N_h-1} h(m, n) r(m-k) = -p(k) \quad (k = 0, \dots, N_h - 1) \quad (14)$$

となり，この式は FIR フィルタの正規方程式と呼ばれている．

5.2.3 最急降下法

正規方程式を解く手法は、フィルタの次数が大きくなると急速に演算量が増大してしまうが、最急降下法と呼ばれる方法をとることによって、この問題は解決される。この方法は、あるフィルタ係数に対して二乗平均誤差の一次導関数から勾配を求め、その勾配が負の方向に係数を更新することにより、最小二乗平均誤差に到達できることを利用している。最急降下法は次の手順で行う。

1. 誤差特性曲面の最小点を推測して、フィルタ係数の初期値を決める。
2. この初期推測点での勾配ベクトルを計算する。ベクトルの要素はフィルタ係数に関する二乗平均誤差 $\varepsilon(n)$ の一次導関数に等しい。
3. 勾配ベクトルと反対方向に初期推測値を変化させ、次の推測値を算出する。
4. 2.に戻って繰り返し行う。

誤差特性曲面の最急降下の方向にフィルタ係数を連続的に補正すれば、遂には最小二乗平均誤差 ε_{min} に達し、フィルタ係数は最適値をもつ。

制御対象信号 $d(n)$ が

$$d(n) = -\sum_{m=0}^{N_h-1} h(m, n)x(n-m) + e(n) \quad (15)$$

と表されるので、制御対象信号と参照信号の相互相関関数 $p(k)$ は

$$p(k) = -\sum_{m=0}^{N_h-1} h(m, n)r(m-k) + E[e(n)x(n-k)] \quad (16)$$

となる。式(3.8)に代入して、

$$\frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial h(k, n)} = 2E[e(n)x(n-k)] \quad (17)$$

が得られる。参照信号をベクトル化して $\mathbf{x}(n) = [x(n), \dots, x(n-N_h+1)]$ とすると、勾配ベクトル $\nabla(n)$ は

$$\nabla(n) = 2E[e(n)\mathbf{x}(n)] \quad (18)$$

と与えられる。よって、最急降下アルゴリズムによるフィルタ係数の更新式は

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(n+1) &= \mathbf{h}(n) + \frac{1}{2}\mu[-\nabla(n)] \\ &= \mathbf{h}(n) - \mu E[e(n)\mathbf{x}(n)] \end{aligned} \quad (19)$$

と与えられる。ここで、 μ は正のスカラ量であり、サンプリングごとの適応フィルタの係数

更新量を制御するパラメータで、ステップサイズパラメータと呼ばれる。

5.2.4 LMS アルゴリズム

最急降下法により最適解を求める方法で用いる二乗誤差の期待値の演算量は決して少なくはない。この演算量の問題を回避するため、二乗平均誤差の瞬時値を用いたアルゴリズムが LMS(least mean square)アルゴリズムである。

最急降下法での勾配ベクトルでの期待値操作(式(3.13))を省略し、勾配ベクトルの瞬時値 $\hat{\mathbf{v}}(n)$ を

$$\hat{\mathbf{v}}(n) = 2e(n)\mathbf{x}(n) \quad (20)$$

とおく。この関係を用いると LMS アルゴリズムは次式のように定式化される。

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(n+1) &= \mathbf{h}(n) + \frac{1}{2}\mu[-\hat{\mathbf{v}}(n)] \\ &= \mathbf{h}(n) - \mu e(n)\mathbf{x}(n) \end{aligned} \quad (21)$$

勾配ベクトルの瞬時値 $\hat{\mathbf{v}}(n)$ は大きな分散を持つため、LMS アルゴリズムの収束効率は最小二乗法に比べて劣る。しかし、 N_h 次の適応フィルタの係数更新が、 N_h 回の積算と同数の加算で実現できるため、アクティブノイズコントロールなどのできるだけ小規模のハードウェアで実時間処理をすることが求められる環境では高い有用性がある。

以上より、LMS アルゴリズムの概要は以下のように整理できる。

- ① フィルタ係数ベクトル $\mathbf{h}(k,0)$ の初期化
- ② 参照信号ベクトル $\mathbf{x}(n)$ の初期化
- ③ ステップサイズパラメータの設定
- ④ 以下の Step1 から 4 の繰り返し

Step1 : 誤差信号 $e(n)$ を観測する。

Step2 : 参照信号 $x(n)$ を観測し、参照信号ベクトルに組み込む。

Step3 : $\mathbf{y}(n) = \mathbf{h}(n)\mathbf{x}^T(n)$ に基づき制御信号 $y(n)$ を出力する。

Step4 : 式(2)に基づき適応フィルタの係数ベクトル $\mathbf{h}(n)$ を更新する。

誤差信号 $e(n)$ がゼロに近づくように設計することで、騒音に対して逆位相の波形を作り出すことができる。

5.3 アクティブノイズコントロールの基本構造

上記で解説した適応フィルタに、騒音源の信号を入力することでアクティブノイズコン

トロールを実現することができる。図 2 6 にアクティブノイズコントロールのブロック図の例を示す。

騒音源から発せられた音は消去点 P にたどりつくまでに音響伝達特性 G を通るものとする。このとき G が測定できたとすれば、図の適応フィルタの部分に音響伝達特性 G と同じフィルタを置けば騒音 $d(n)$ は P で消去される。しかしこの方法では、音場内の物体の移動や温度変化によって時間とともに変化する音響伝達特性 G を常時測定することが必要である。これに対し、適応フィルタは入力 $x(n)$ と誤差信号 $e(n)$ のみを用いて自動修正されるので音響伝達特性 G を知る必要がなく、さらに時間の経過と共に修正されるので、G が変化したとしても変化に追従して騒音を消去することが可能である。

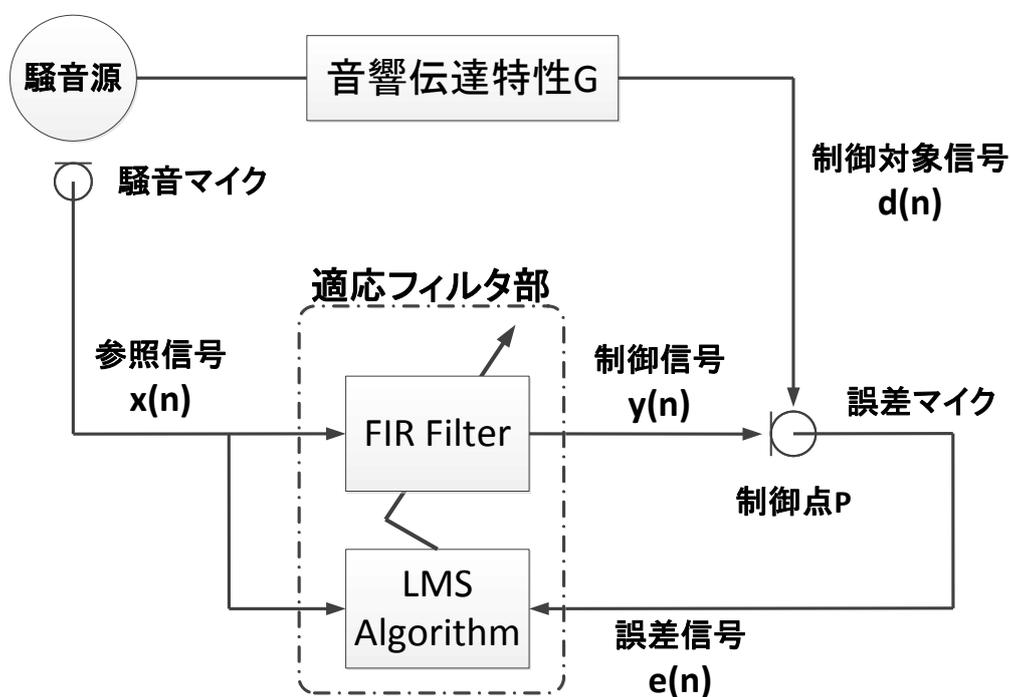


図 2 6 アクティブノイズコントロールのブロック図

第6章 提案するデジタル直接駆動型スピーカー

6.1 基本構成

デジタル直接駆動型スピーカーをアクティブノイズコントロールで用いるために、適応フィルタをデジタル直接駆動型スピーカーシステムに取り入れた（図27）。マイクで読み取ったアナログ信号をデジタル信号に変換してから適応フィルタに入力することで、適応フィルタとデジタル直接駆動型スピーカーの処理を同時に行うことができる。また、アクティブノイズコントロールに基づいたブロック図を図28に示す。

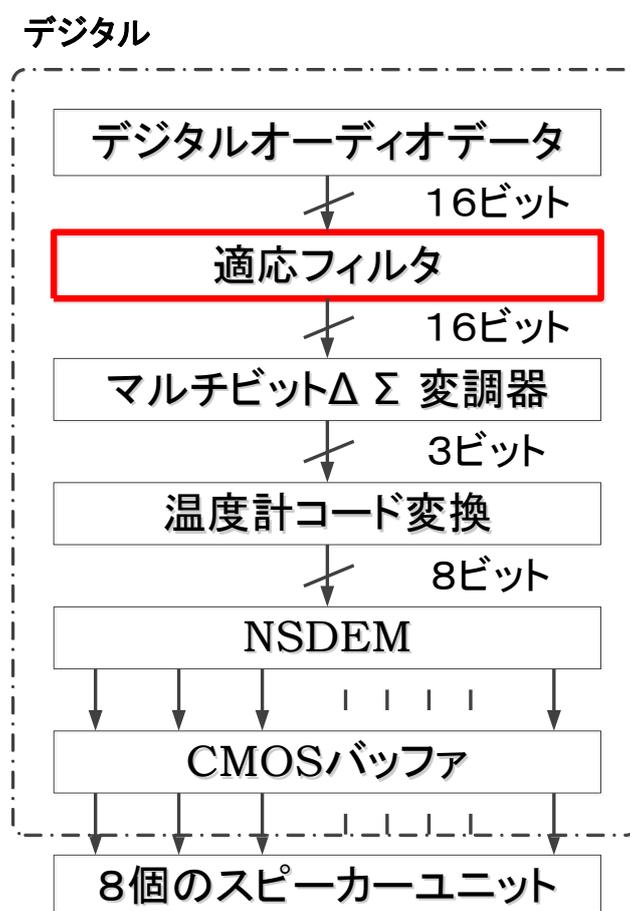


図27 ANC デジタル直接駆動型スピーカーの構成

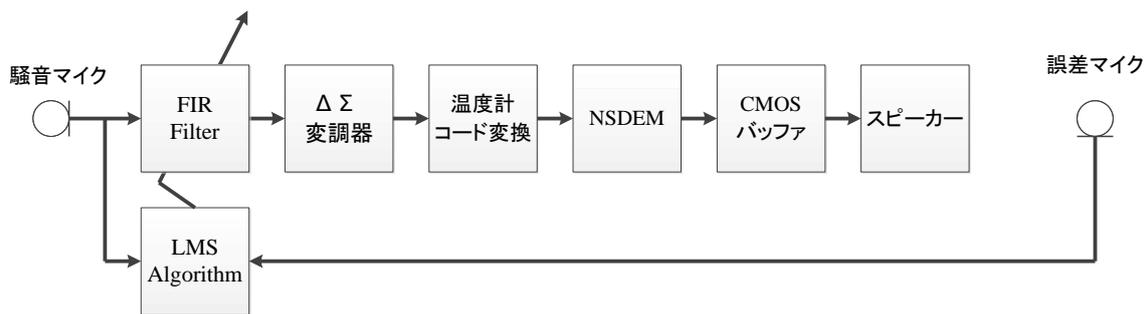


図 2 8 デジタル直接駆動型スピーカーを用いた ANC のブロック図

図 2 8 の回路では、騒音マイクで読み取った参照信号と、誤差マイクで読み取った誤差信号の 2 つの入力を適応フィルタ部に入力している。今回測定に用いる FPGA ボードでは、音声の入力が 1 つしかできない仕様になっているため、図 2 9 のような回路構成に変更する。

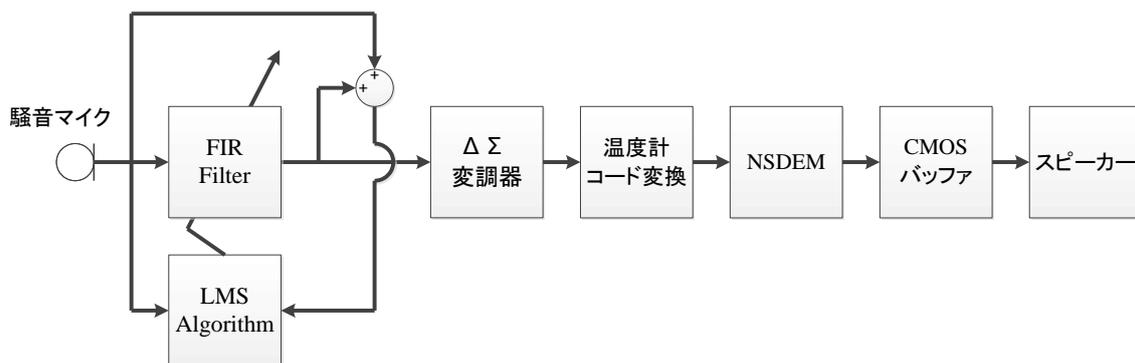


図 2 9 デジタル直接駆動型スピーカーを用いた ANC のブロック図 (変更後)

図 2 9 では、FPGA 内で騒音の経路を作り、適応フィルタの出力を重ねあわせることで、擬似的な誤差信号を作り出し、LMS アルゴリズムにフィードバックしている。そうすることで参照信号の 1 入力のみとなるので、実装が可能となる。

6.2 提案手法 RTL

LMS 適応フィルタを Verilog で作り、デジタル直接駆動型スピーカーシステムに取り入れ、Xilinx 社の ISE で出力した RTL 図を図 3 0 に示す。最初のブロックでシリアル音声入力データがパラレルデータに変換され、その後に LMS 適応フィルタが挿入されていることが確認できる。

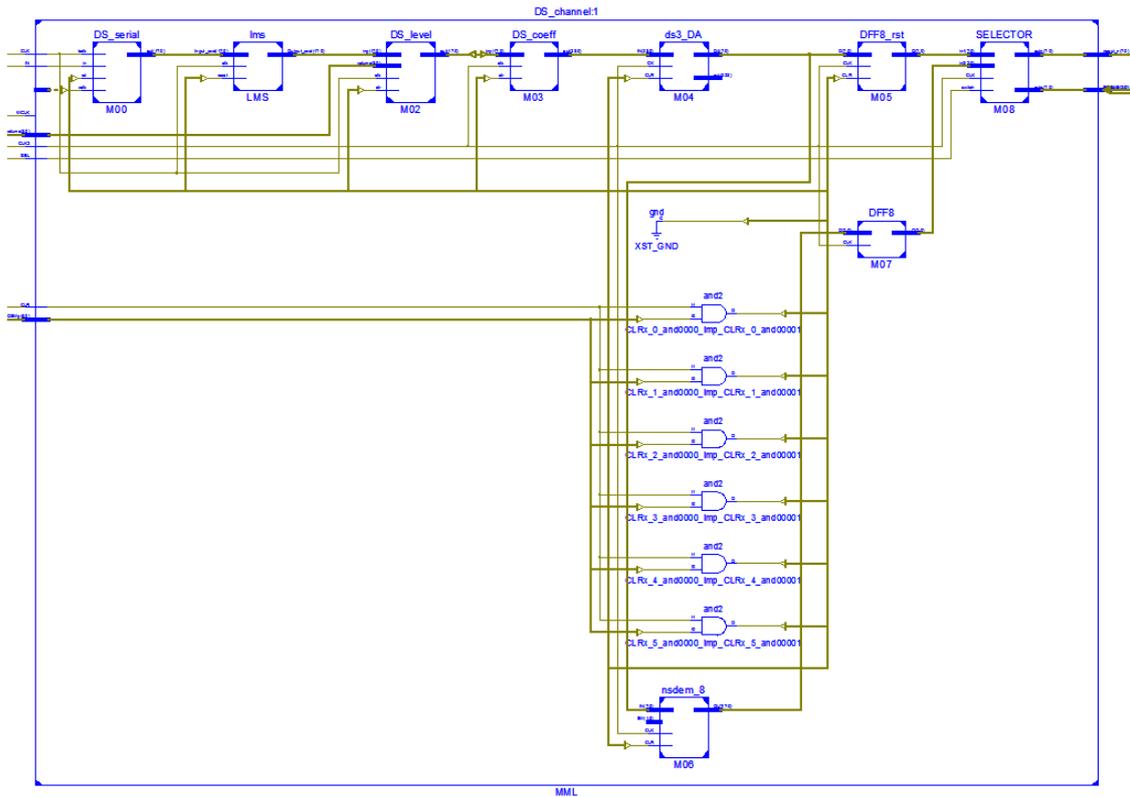


図 3 0 提案手法の RTL 図

6.3 指向性制御

6.3.1 遅延器による指向性制御

デジタル直接駆動スピーカーでは、デジタル信号処理によって容易に指向性を持たせることができる。今回は、波の干渉性質を利用し、遅延器によって位相を制御する遅延制御手法を採用する。図 3 1 に遅延量を計算するモデルを示す。音速を c 、スピーカー間隔を D 、傾ける角度を θ 、各スピーカーからリスニングポイントまでの距離差を d と置いた時、遅延時間 T_d の計算は(7)式のようなになる。そして、遅延時間が決まれば、サンプリング周期に合わせて必要な遅延器の個数がわかる。サンプリング周波数を f_s 、サンプリング周期を T_s と置いた時、遅延器の個数 D_m の計算は(7)式を用いて(8)式のようなになる。

$$T_d = \frac{D \sin \theta}{c}$$

$$D_m = \frac{f_s \cdot D \sin \theta}{c}$$

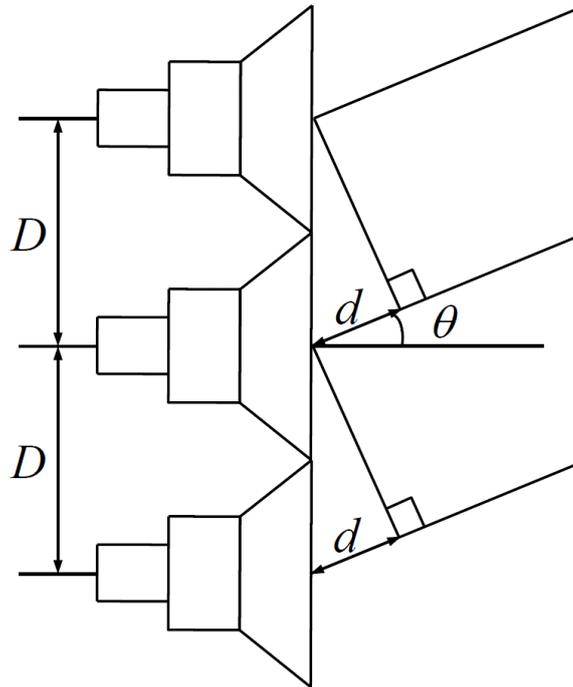


図 3 1 遅延量計算モデル

6.3.2 平面波スピーカー

平面波スピーカーは、複数のボイスコイルからの力が同位相で、平面の振動板に伝わることで音を再生する。このようにすることで、限りなく平面に近い音波を出すことができ、指向性を実現することができる。平面波スピーカーは、音が前方のみに伝わりやすく、距離による減衰が少ないという特徴を持つ。平面波スピーカーの音の広がり方を図 3 2 に示す。

今回、平面波スピーカーを線上に配置し、ラインアレイスピーカーとして作成した (図 3 3)。

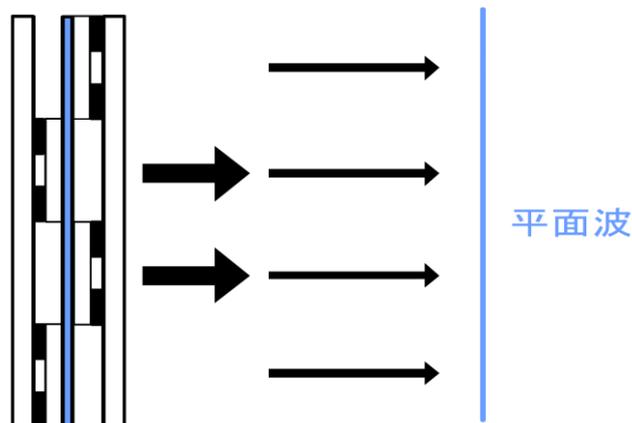


図 3 2 平面波スピーカーの音の広がり方



図 3 3 平面波ラインアレイスピーカー

第7章 実験結果

7.1 実験方法

提案した、LMS 適応フィルタを挿入したデジタル直接駆動型スピーカーでアクティブノイズコントロールの効果が達成されるか、また指向性を持たせてアクティブノイズコントロールを行うことでどのような効果が得られるかを確認するために、実機による検証を行った。測定環境を図34に示す。

デジタル直接駆動型スピーカーで構成されている制御音源の後方に、別のスピーカーで騒音に見立てた正弦波を出力し、マイクで参照信号として読み取る。EDIROL でデジタル信号に変換し、FPGA 内で LMS 適応フィルタを含めたデジタル直接駆動型スピーカーの処理をし、制御音源から制御信号を出力して消音を行う。制御音源には、ダイナミックスピーカーと平面波ラインアレイスピーカーを使用した。測定は、半径 1 m の半円に沿って測定用マイクを 10 度ずつずらし、それぞれの音圧を Audio Analyzer で測る方法を取った (図35)。そして、円形グラフで表示するポラパターンという図に、測定した値をプロットしていく。また、表2に測定条件を示す。

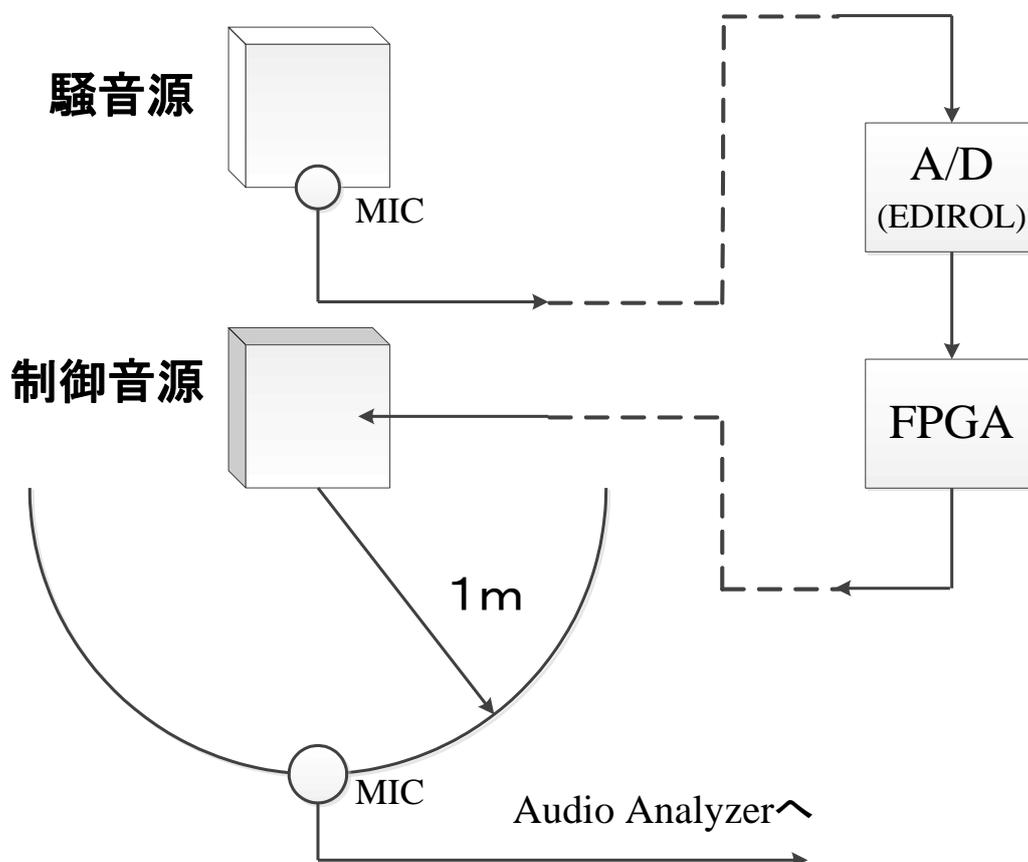


図34 測定環境

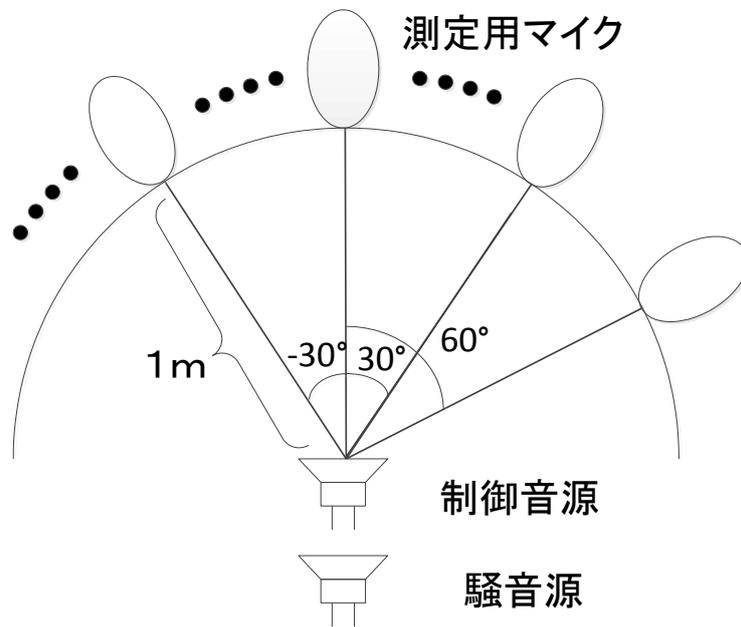


図 3 5 測定方法

表 2 測定条件

FPGAボード	Spartan3 XC3S1000
アルゴリズム	LMSアルゴリズム
フィルタ次数	4
ステップサイズ μ	0.001
サンプル時間	$3.543 \times 10^{-7} = 1/(44100 \times 64)$ 秒
Audio Analyzer	ROHDE&SCHWARZ社製R&S®UPV

7.2 測定結果

7.1 で示した測定環境で、騒音源から騒音のみを出力して測定したときと、アクティブノイズコントロールを行ったときの2回を測定し、ポーラパターンとしてプロットを行った。

まず、騒音源から 500Hz の信号を出力させたときの、制御音源にダイナミックスピーカーを用いたときのポーラパターンを図 3 6 (データ表 3)、平面波ラインアレイスピーカーを用いたときのポーラパターンを図 3 7 (データ表 4) に示す。青い線が騒音のみのプロットで、赤の線がアクティブノイズコントロールをしたときのプロットである。

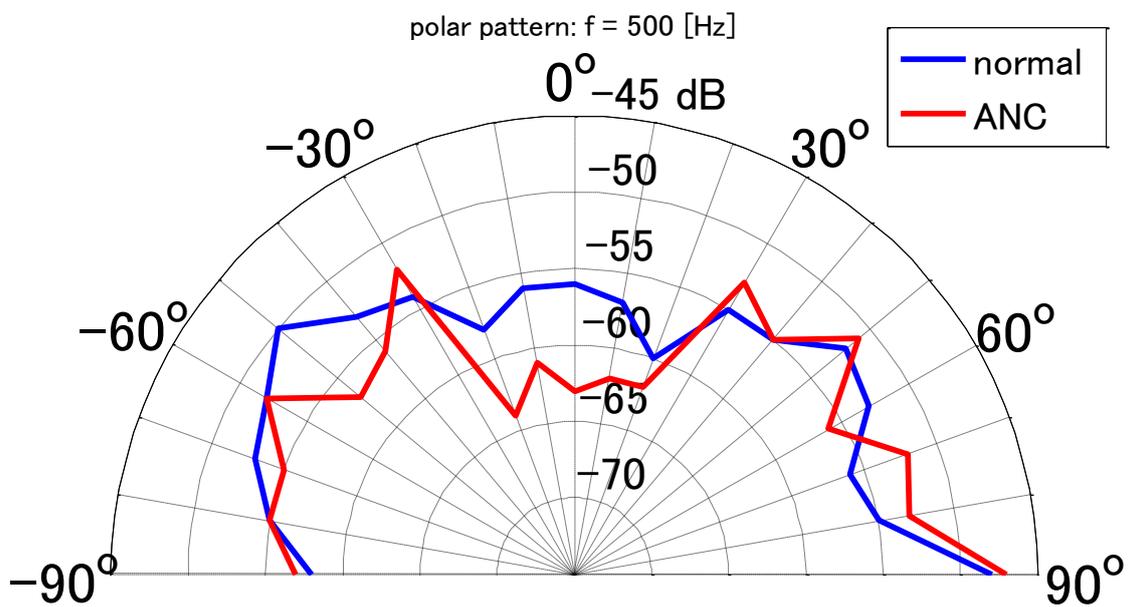


図 3 6 ダイナミックスピーカーの測定結果 (騒音源 500Hz)

表 3 ダイナミックスピーカーの測定結果 (騒音源 500Hz)

角度[°]	音圧(騒音) [dB]	音圧(ANC) [dB]	角度[°]	音圧(騒音) [dB]	音圧(ANC) [dB]
90	-48	-47	-10	-56	-61
80	-55	-53	-20	-58	-64
70	-56	-52	-30	-54	-52
60	-53	-56	-40	-53	-56
50	-52	-51	-50	-50	-57
40	-55	-55	-60	-52	-52
30	-55	-53	-70	-53	-55
20	-60	-62	-80	-55	-55
10	-57	-62	-90	-58	-57
0	-56	-63			

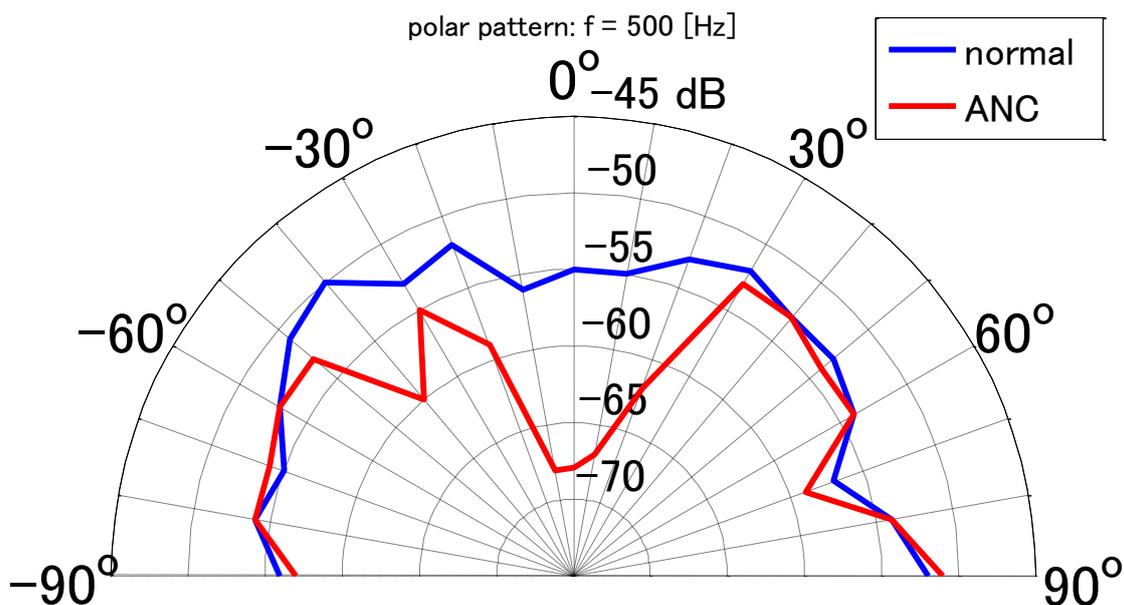


図 3 7 平面波ラインアレイスピーカーの測定結果（騒音源 500Hz）

表 4 平面波ラインアレイスピーカーの測定結果（騒音源 500Hz）

角度[°]	音圧(騒音) [dB]	音圧(ANC) [dB]	角度[°]	音圧(騒音) [dB]	音圧(ANC) [dB]
90	-52	-51	-10	-56	-68
80	-54	-54	-20	-52	-59
70	-57	-59	-30	-53	-55
60	-54	-54	-40	-50	-60
50	-53	-54	-50	-51	-53
40	-53	-53	-60	-53	-53
30	-52	-53	-70	-55	-54
20	-53	-62	-80	-54	-54
10	-55	-67	-90	-56	-57
0	-55	-68			

図を見ると、アクティブノイズコントロールによって雑音が低減されていることが確認できる。正面方向の雑音に対して、ダイナミックスピーカーでは 7dB の低減、平面波ラインアレイスピーカーでは 13dB の低減が達成できた。それぞれを比較すると、ダイナミックスピーカーはでは音を増幅している箇所が多く見られる。

次に、騒音源から 1kHz の信号を出力させたときの、制御音源にダイナミックスピーカーを用いたときのポーラパターンを図 3 8（データ表 5）、平面波ラインアレイスピーカーを用いたときのポーラパターンを図 3 9（データ表 6）に示す。

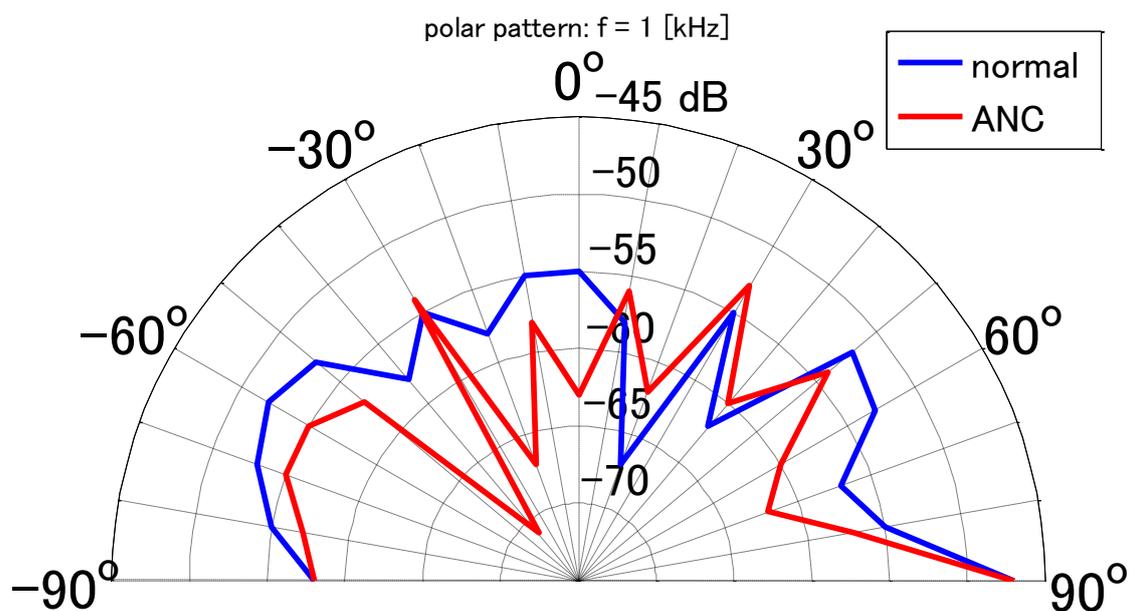


図 3 8 ダイナミックスピーカ-の測定結果 (騒音源 1kHz)

表 5 ダイナミックスピーカ-の測定結果 (騒音源 1kHz)

角度[°]	音圧(騒音) [dB]	音圧(ANC) [dB]	角度[°]	音圧(騒音) [dB]	音圧(ANC) [dB]
90	-47	-47	-10	-55	-58
80	-55	-57	-20	-58	-67
70	-57	-62	-30	-55	-54
60	-53	-60	-40	-58	-71
50	-52	-54	-50	-53	-57
40	-62	-60	-60	-52	-55
30	-55	-53	-70	-53	-55
20	-67	-62	-80	-55	-57
10	-58	-56	-90	-58	-58
0	-55	-63			

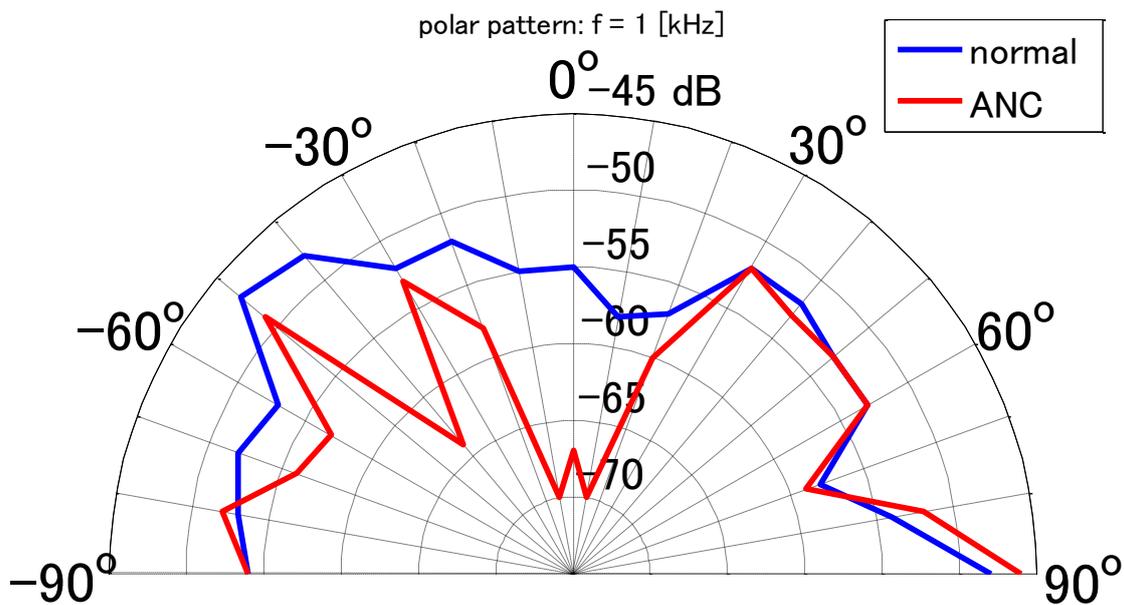


図 3 9 平面波ラインアレイスピーカーの測定結果 (騒音源 1kHz)

表 6 平面波ラインアレイスピーカーの測定結果 (騒音源 1kHz)

角度[°]	音圧(騒音) [dB]	音圧(ANC) [dB]	角度[°]	音圧(騒音) [dB]	音圧(ANC) [dB]
90	-48	-46	-10	-55	-70
80	-54	-52	-20	-52	-58
70	-58	-59	-30	-52	-53
60	-53	-53	-40	-48	-64
50	-53	-53	-50	-47	-49
40	-52	-53	-60	-53	-57
30	-52	-52	-70	-52	-56
20	-57	-60	-80	-53	-52
10	-58	-70	-90	-54	-54
0	-55	-67			

図を見ると、正面方向の雑音に対して、ダイナミックスピーカーでは 8dB の低減、平面波ラインアレイスピーカーでは 12dB の低減が達成できた。500Hz のときと同様に、ダイナミックスピーカーは音を増幅している箇所が多く見られる。一方、平面波ラインアレイスピーカーは正面方向に対して音が放射されることから、正面方向以外への影響が少ない。両者とも、-40° 方向で大幅な減衰が見られるが、これは測定した部屋の物の配置によるものだと考えられる。

第8章 結論

本論文では、デジタル直接駆動型スピーカーを制御音源として用いたアクティブノイズコントロールの実験を行った。また、アクチュエーターとしてダイナミックスピーカーと平面波ラインアレイスピーカーを用いたときの比較検討を行った。

MATLAB で作成した LMS 適応フィルタを Verilog に変換し、デジタル直接駆動型スピーカー内に組み込み、FPGA に焼きこみ実装して測定を行った。測定結果より、アクティブノイズコントロールによる効果が現れていることが確認できた。そして、ダイナミックスピーカーでは正面方向以外で音を増幅してしまっている箇所が多く見られた。ダイナミックスピーカーはコーン型であり、球面波として放射されるので、位相が重なってしまうところが現れるためである。それに対して平面波ラインアレイスピーカーは正面方向の雑音を減衰させつつ、他の方向で音を増幅させている箇所が見られなかった。これは、平面波ラインアレイスピーカーは指向性を持っているため、制御信号を正面のみに放射できるからであると考えられる。また、500Hz の正弦波に対して、ダイナミックスピーカーは 7dB、平面波ラインアレイスピーカーは 13dB の雑音低減が得られた。1kHz の正弦波に対しては、ダイナミックスピーカーは 8dB、平面波ラインアレイスピーカーは 12dB の雑音低減が得られた。よって、消音ポイント以外の箇所での増幅がほとんどなく、消音効果が高い平面波ラインアレイスピーカーがアクティブノイズコントロールには向いていると考えられる。

今後の課題は、擬似的に作っていた誤差信号を実際に誤差マイクで拾い、LMS アルゴリズムに使用することが第一である。これを行うことで、LMS アルゴリズムがより最適なフィルタ係数を更新することができるので、騒音除去の効果が上がると考えられる。

謝辞

本研究を行うにあたって，多大なる協力，ご指導いただきました安田彰教授に深く感謝いたします。また，研究室の皆様にも様々な助言をいただき，本稿が作成できたことにも深く感謝申し上げます。

参考文献

- [1] R. Saito, A. Yasuda, K. Kuroki. "A Digitally Direct Driven Dynamic-type Loudspeaker," AES 126th Convention, paper 7344, May 17, 2008.

- [2] 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, コロナ社, 2006.

- [3] S. Haykin, 著, 鈴木博, 訳 : 適応フィルタ理論, 科学技術出版, 2000.

- [4] K. Watanabe, A. Yasuda, H.Ohtani. "A novel beam-forming loudspeaker system using digitally driven speaker system," AES 127th Convention, paper 7950, Oct 9, 2009.

発表論文

[1] 國吉大吾, 横田和幸, 中島文彬, 安田 彰, 吉野 理貴 “デジタル直接駆動型スピーカシステムを用いた高指向性アクティブノイズコントロールシステム” 電子情報通信学会, 総合大会, A-10-4, Mar,2012.

[2] 岩出充弘, 新川尚登, 鈴木遼太, 國吉大吾, 安田彰 “ $\Delta \Sigma$ 変調器を用いたデジタルスピーカ駆動回路の一考察” 電子回路研究会, ECT-10-068, Jun,2010.