

高次 $\Delta\Sigma$ 変調器を用いたデジタル直接駆動 式スピーカに関する研究

KUROKI, Kazushige / 黒木, 和重

(発行年 / Year)

2008-03-24

(学位授与年月日 / Date of Granted)

2008-03-24

(学位名 / Degree Name)

修士(工学)

(学位授与機関 / Degree Grantor)

法政大学 (Hosei University)

2007年度 修士論文

論文題名 高次 変調器を用いたデジタル
直接駆動式スピーカに関する研究
指導教授 安田 彰

法政大学大学院工学研究科

電気工学専攻修士課程

06R3109

氏名 クロキ 黒木 カズシゲ 和重

Abstract

Although a substantial quantity of music data is stored as digital information, as in the case of CDs and MDs, an analog drive is still the main component of a loudspeaker. If the speaker can be driven digitally, it becomes possible to perform all processes from the input to the output digitally. As a result, the analog power amplifier and some other components become unnecessary and a small, light, and high-quality speaker can be achieved. In this paper, we propose a basic idea of Digital Speaker and a digital-driven piezoelectric speaker employing multi-bit delta-sigma modulation. The prototype Digital Speaker implemented with a FPGA, CMOS drivers, and piezoelectric sub-speakers shows low THD performance.

Key words: Digital speaker, Delta-sigma modulation, Thermometer-code conversion, Mismatch shaper

目次

第1章 . 序論.....	5
第2章 . スピーカの概要.....	6
2 . 1 スピーカの基本.....	6
2 . 2 スピーカの特性.....	7
2 . 2 . 1 定格感度レベル (出力音圧レベル)	7
2 . 2 . 2 ダイナミックレンジ.....	8
2 . 2 . 3 周波数特性.....	9
2 . 2 . 4 歪み特性.....	10
第3章 . 従来のオーディオシステム.....	11
3 . 1 D / A 変換器	11
3 . 1 . 2 再生フィルタ.....	12
3 . 1 . 3 後置フィルタ.....	12
3 . 2 パワーアンプ	13
3 . 2 . 1 A 級パワーアンプ	13
3 . 2 . 2 B 級パワーアンプ	14
3 . 2 . 3 A B 級パワーアンプ.....	14
3 . 2 . 4 D 級パワーアンプ	15
3 . 3 従来のオーディオシステムの問題点.....	16
第4章 . 提案手法	17
4 . 1 従来のデジタルスピーカ.....	17
4 . 2 提案手法の基本構造.....	17
4 . 3 変換	18
4 . 3 . 1 1 次 変換器.....	18
4 . 3 . 2 2 次 変調器.....	19
4 . 3 . 3 3 次 変調器.....	20
4 . 4 温度計コード変換	21
4 . 5 ミスマッチシェーパ	22
4 . 5 . 1 素子のばらつきについて.....	22
4 . 5 . 2 NSDEMとは.....	22
4 . 6 ドライバ回路	24
4 . 7 出力素子	25
4 . 7 . 1 圧電スピーカ.....	25

4.7.2 多入力ダイナミックスピーカ.....	26
4.7 音の合成.....	27
第5章. シミュレーション結果.....	27
第6章. 実装実験結果.....	30
6.1 ドライバ回路による比較.....	30
6.1.1 出力波形の比較.....	30
6.1.2 集音による比較.....	32
6.2 多入力ダイナミックスピーカ実装結果.....	34
第7章. 結論.....	35
謝辞.....	36
参考文献.....	37
学会発表.....	38

第 1 章 . 序論

現在, 音声信号は CD や DVD に代表されるように, デジタル信号として記録されている. オーディオシステム全体がデジタル化される一方で, スピーカは未だにアナログ駆動である. デジタル信号で記録された音声信号は, 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. この DAC からの出力信号は, アナログのパワーアンプなどによって増幅され, その信号はさらに抵抗やキャパシタ等により構成されるアナログフィルタで高周波成分を取り除かれスピーカから出力される. デジタル回路を構成する素子と比較した場合, アナログ回路素子は相対的に重く, 回路規模の面でも大きい. 更にアナログ駆動においては, 高精細な音を実現するに当たり, ラウドネスコントロールが必要とされる. これにより, 更に大きな回路や高消費電力を求められる. これらの理由から, 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回路ではよりポピュラーとなった. しかしながら D 級アンプには, 100MHz 以上の高速のクロック周波数が求められるとともに, 内部の 1 ビットデルタシグマ ($\Delta\Sigma$) 変調器には, 非常に高いオーバーサンプリング比が求められる. また 1 ビット $\Delta\Sigma$ 変調では帯域外雑音も大きく, 高調波歪特性の観点からも次世代のオーディオシステムには不適とされている.

仮にデジタルの音声信号が入力されてから, スピーカに接続されるまでのシステムが, 全てデジタル信号で直接駆動することが出来れば, DAC やアナログパワーアンプは, オーディオシステムから取り除くことができると考えられる. 加えて, 音質の劣化という観点においても, 磁気による影響やケーブルによる誤差を低減できると考えられる.

本稿では, マルチビット $\Delta\Sigma$ 変調理論と, 素子のばらつきを低減する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法 (NSDEM) を応用し, デジタル直接駆動式スピーカの実現に向けた検討を著す.

第2章．スピーカの概要

2.1 スピーカの基本

スピーカとは、電気信号を音波に変換する装置である。現在使われている最も一般的なスピーカは、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と呼ばれるタイプである。

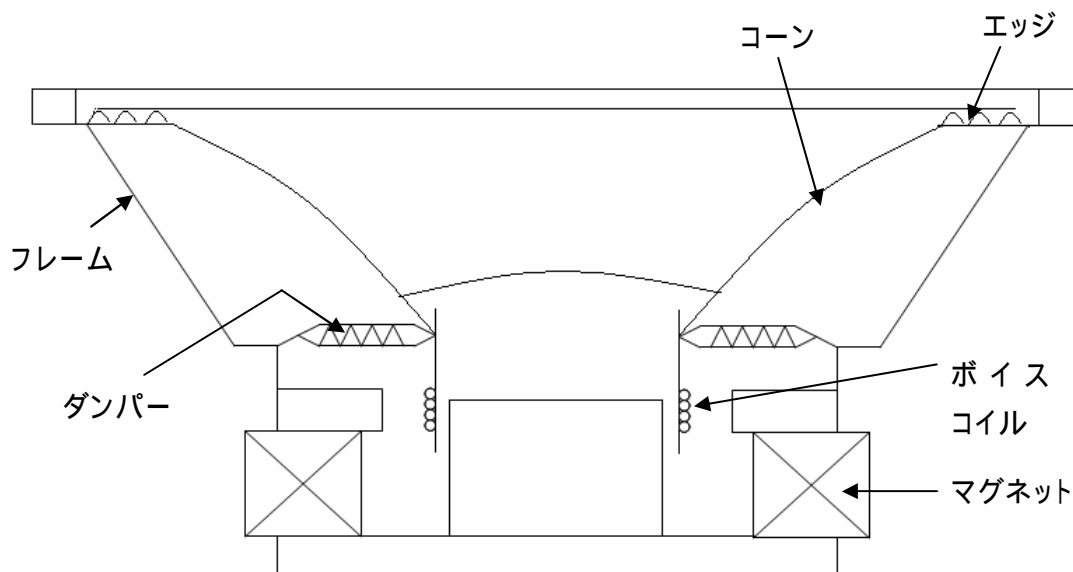


図1 ダイナミックコーン型スピーカの断面

図1にダイナミックコーン型スピーカの断面を示す。このダイナミックコーン型スピーカの動作原理は、強力な磁界の中に置かれた導体（ボイスコイル）に電流を流すと、磁力線と直角方向に力が生じて導体が動くことを利用するものである。その動きを振動板に伝えて振動板を動かし、音波を発生させる。この振動板は図1ではコーンと書いてあるが、コーン（円錐）でない形のものもある。

ダンパーは、ボイスコイルが磁界の所定の位置にきちんと収まるように保持すると共に、ボイスコイルが無制限に動くのを制動する役目をする。これは布に樹脂をしみ込ませ、多くのひだ（コルゲーション）を付けたもので、面と直角の方向に柔らかく動く。フレームはコーンを保持する枠である。

このダイナミックスピーカは、磁界と電流の間に生じる力を利用するので動電型スピーカという。また、振動板から出た音波は、直接空中に放射されるので直接放射型ということもある。

人間の耳で聞くことができる音の範囲は、周波数では約20 Hz～20 kHz、音圧のレベルでは約0～120 dB 強までである。ただし弱い音では低音と高音が聞こえにくい。また強い音の限界の上は音の感覚ではなく痛覚となる領域である。

音楽再生に必要な音域は、人間の可聴周波数帯域である約20 Hz～20 kHz とされているが、実用上は50 Hz～15 kHz や80 Hz～10 kHz のものや、小型ラジオでは400 Hz～4 kHz というものもある。しかし、理想をいえば5 Hz～80 kHz が必要だろう。

1つのスピーカで全音域(20 Hz～20 kHz)をカバーするのは難しいので、音域をいくつかに分割して分担する場合がある。1つのスピーカで20 Hz～20 kHz をカバーしようとする「フルレンジスピーカ」、低音用のスピーカで数100 Hz 以下という本当の低音だけを受け持つものもあれば、数kHz までカバーするものもある「ウーファー」、高音用で、一般的には数kHz 以上を受け持つ「ツイーター」などがある。

2.2 スピーカの特性

スピーカは次の性能を満足することが望ましい。

(1) 十分な音量が得られること

原音再生を目標とするときは、各楽器の音量程度の音圧を出せることが必要である。

(2) 音域が広く、周波数特性が平坦なこと

可能な限りすべての楽器の音域を出せることが望ましい、ただこの点については、低音側で困難なことが多く、不十分な装置がほとんどである。

また再生可能な帯域内の周波数特性は、できるだけ平坦であることが望ましい。もし、大きな凹凸があるときは不自然な音になる。

(3) 歪みが少ないこと

歪みとは元の波形が変化し、入力信号に含まれない成分が発生することであるが、これが多いと、音が濁って聞こえる場合や、不自然な感じがしてくる。

(4) 音がよいこと

(1)～(3)までは物理的に測定できる量で評価できる点であるが、これらの物理量がほぼ同じでも、耳で聴いてみて、なお音に差があることがある。したがって、耳で聴いて「よい音」と判断されることも性能のひとつである。

(4)に関しては個人差もあるため判断は各々に任せられるが、(1)～(3)は測定可能な物理量があるので以下にそのいくつかを挙げる。

2.2.1 定格感度レベル(出力音圧レベル)

音波の強さを表すには音圧(単位は[Pa])を使用するが、ジェット機の音のように大きなものから、ささやき声のような小さなものまで、音波の強弱の差は非常に大きく、100万倍以上にも及ぶ。

このような大きな数値は、取り扱いに不便なのと、もう一つには、人間の耳の音の感じ方(音量感)が、ほぼ音圧の対数に比例するという理由から、20 μPa を基準とした dB

(デシベル) 表示を使用する。このように dB を使用したものを音圧のレベルと呼ぶ。
音圧レベルは

$$\text{音圧 (A) のレベル} = 20 \log_{10} \frac{A[\text{Pa}]}{20[\mu\text{Pa}]} [\text{dB}]$$

で表す。この基準になる $20 \mu\text{Pa}$ は、音の強さの基準である $10^{-12} \text{W}/\text{m}^2$ の音圧に等しい。

定格感度レベル (出力音圧レベル) はスピーカに 1W の入力を入れ、正面軸上 1m の点における音圧を定格感度レベルと定義して、スピーカの特長表示の一項目としている。

2.2.2 ダイナミックレンジ

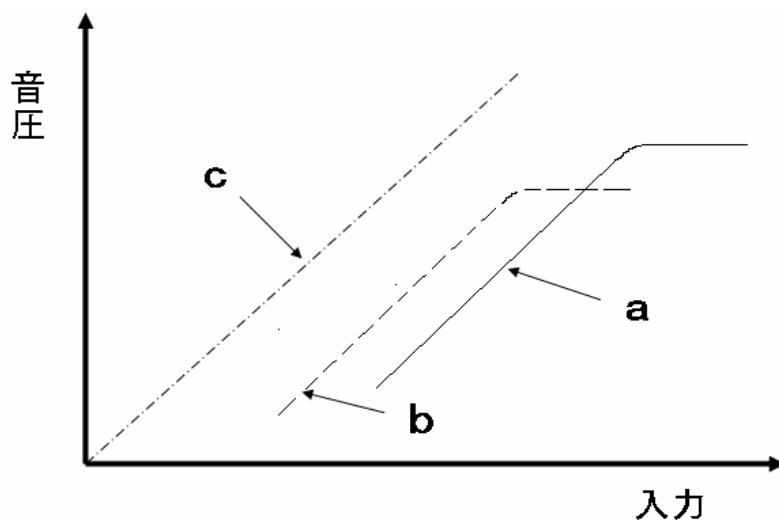


図2 ダイナミックレンジの考え方

ダイナミックレンジとは、最小音圧と最大音圧の差のことである。一般に大型スピーカは最小音圧、最大音圧とも大きく、小型スピーカはどちらも小さくなる。

図2の a と b はダイナミックレンジが同じだが、a のほうは大音量向きであり、小音量で聞くとダイナミックレンジは狭くなる。逆に b は小音量向きで、大音量で聞くとダイナミックレンジが狭くなる。c のようなタイプのスピーカができれば理想的である。

2.2.3 周波数特性

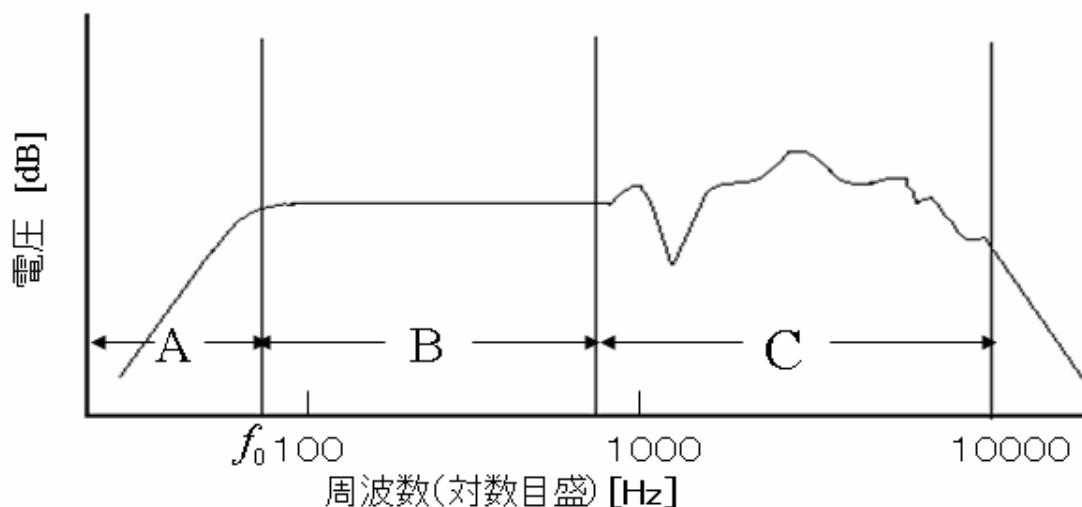


図3 動電直接放射スピーカの音圧周波数特性の代表的な形

周波数特性とは出力音圧周波数特性（ f 特）のことで、スピーカに一定の入力を与え、どこからどこまで（低い方から高い方まで）の周波数を再現できるかを示す。再生可能な帯域の周波数特性はなるべく平坦であることが望まれる。

図3に一つの紙の円錐振動板をもった可動コイル直接放射スピーカの音圧周波数特性の代表的な形を示す。この特性は、基本共振周波数 f_0 以下の周波数範囲（図のA）、 f_0 以上で振動板が一体となって動く範囲（図のB）、振動板に定在波ができる範囲（図のC）の三つの部分に区分することができる。Aの範囲では、音圧は周波数の2乗にほぼ反比例するので、有効な動作周波数範囲の実際上の下の限界は f_0 の少し下である。Bの部分が音圧の本質的に一様な範囲である。Cの部分は、振動板の形や材質によって異なり、かなり一様にもなるが、一般に多かれ少なかれ凹凸がある。

振動板の直径の小さいスピーカほど、Bの範囲が高い周波数まで広がっているが、低い周波数では、振幅に限度があるために大きな出力が出せない。そのため、広い周波数範囲にわたって一様な特性が要求されるときは、振動板直径の異なるいくつかのスピーカを組み合わせる方法が用いられる。

2.2.4 歪み特性

カタログなどに示されているのは高調波歪み特性のみで、THD (Total Harmonic Distortion) とも呼ばれる。単純に数量表示がしづらいため周波数特性のグラフと一緒に示される場合が多い。

スピーカにある周波数の正弦波を加えた場合、スピーカからその正弦波と一緒に、整数倍の周波数の正弦波も出てくる。2倍のものを第2高調波、3倍のものを第3高調波と呼ぶ。さらに第4、第5、第6・・・と限りなく続くのだが、成分としては第2と第3が多いので、この二つをグラフに表示するのが一般的である。

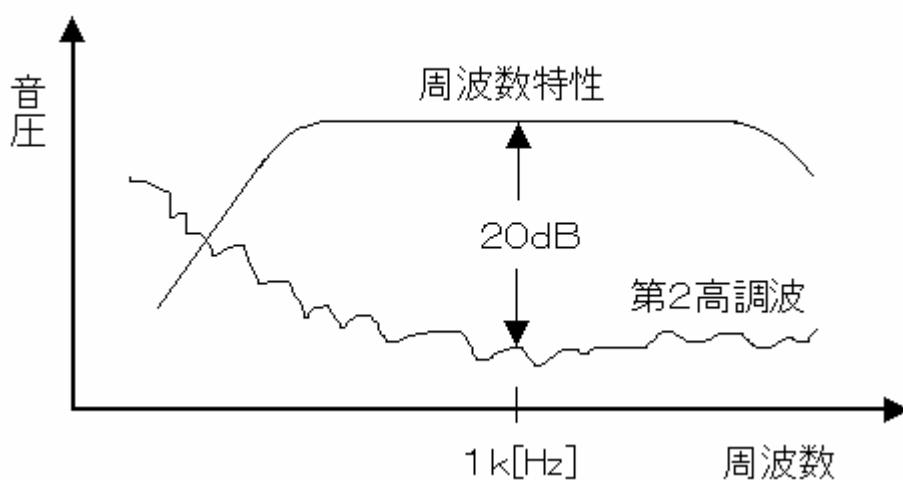


図4 第2高調波歪み率の考え方

図4は説明用の図で、第2、第3高調波を併記すると図が複雑になるので第2高調波だけを示す。上の平らなカーブが周波数特性であり、したのギザギザのカーブが歪み成分である。1 kHzのところでは20 dBのレベル差があったとすると、これは、1 kHzの正弦波を加えた場合、スピーカからは2 kHzの正弦波が、音圧比で1/10だけ出てくることを示している。ずっと低域にいくと歪み成分が周波数特性を上回っているが、これは例えば、30 Hzの正弦波を入力しても、出てくるのが60 Hzばかりであるということを示している。

第3章．従来のオーディオシステム

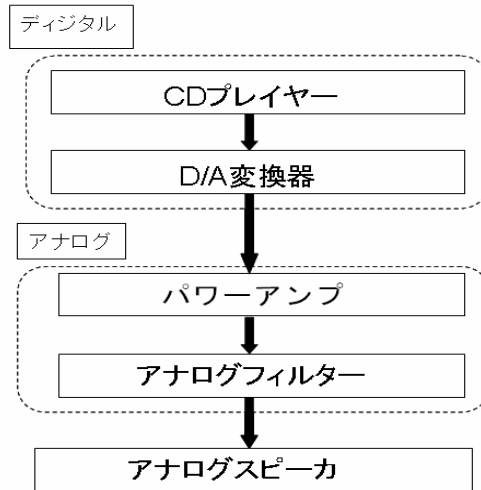


図5 現在のオーディオシステム

現在のオーディオシステムを図5に示す．CD等を含むデジタルオーディオプレーヤからのデジタル信号は，D/A変換器によりデジタル信号からアナログ信号に変換される．変換された信号は，相対的に音圧レベルが低いためにD級アンプに代表されるパワーアンプで増幅される．この増幅の際スイッチングにより高調波雑音が発生するため，後段の低域通過フィルタでそれらを取り除く必要がある．フィルタを通過した信号が，音波としてスピーカから出力されるのである．以下にD/A変換器とパワーアンプの基本について述べる．

3.1 D/A変換器

D/A変換とは，デジタル信号をアナログ信号に変換することである．この動作はデジタル信号を再生化し，再生フィルタと後置フィルタを通してアナログに変換していく一連のステップを指す．

3.1.1 再生化

D/A変換する場合に，デジタル入力となるパルスは N/sec で， n ビットの情報とスタート・ストップ等の情報を含んでいる．このために変換周波数 f_c は $f_c = N/n$ となる．

「サンプリング定理」に「変換周波数（標準化周波数 $f_s = f_c$ ）から忠実に再現できる最大周波数 f_{MAX} は $f_c/2$ までである」とある．この f_c が再生できる最大周波数 f_{MAX} を決めている．アナログ波形の振幅は n が高いほど細かいレベルまで再現できる．

3.1.2 再生フィルタ

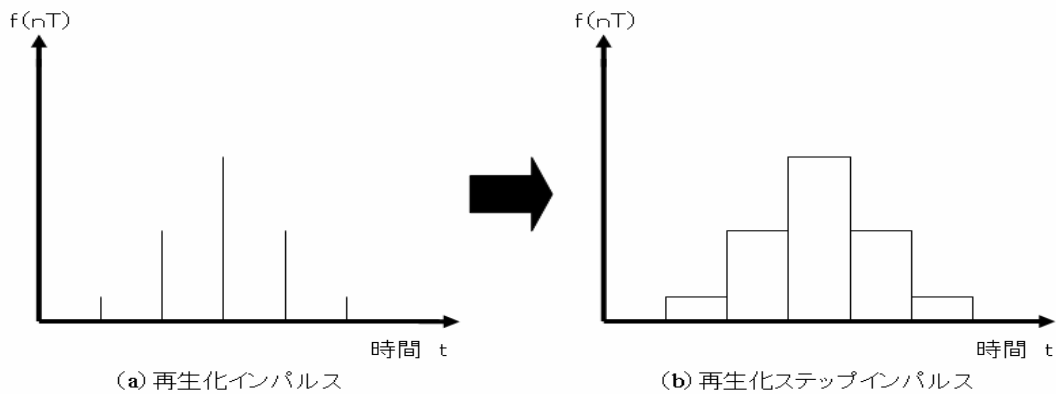


図6 インパルスからステップインパルスへの変化の様子

再生フィルタとは、不連続なインパルスを連続なステップパルスにすることである。デジタル入力からアナログ出力に変換するとき、再生化によってデジタル入力は振幅を伴ったインパルス列となる。このインパルス列は不連続であるので、これを連続のアナログにしていくために再生フィルタを使用し、1つ目と2つ目のインパルス間には一定のレベルを保つようになっている。つまり、インパルスの間隔は $T_c = 1/f_c$ でインパルス間の情報が無いので、一般には前の情報を保持する形をとる。これを補間という。再生フィルタによって、ステップパルスの列ができるのである。これは回路的には、サンプル・ホールド回路またはラッチ回路などで行っていく。

3.1.3 後置フィルタ

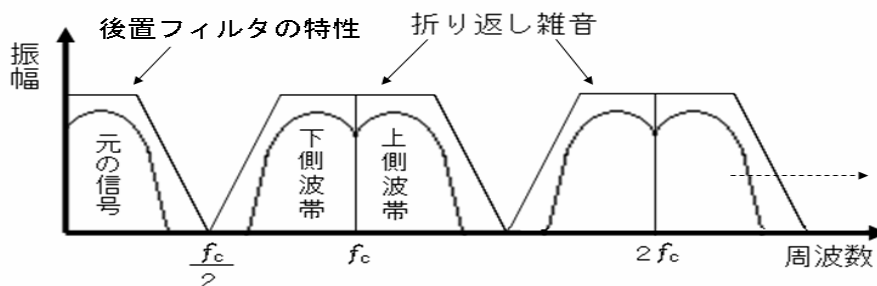


図7 折り返し雑音と後置フィルタ

後置フィルタは、ステップパルスの後に挿入し、きれいなアナログの波形を出力するために使用する。D/A変換により再生されたアナログ波形には、 f の外に折り返し雑音 $f_N = n \cdot f_c \pm f_{MAX}$ が含まれている。ここで本当に必要とする再生周波数 f はDCから最大周波数 f_{MAX} までの周波数成分のみである。このため、ステップパルスの後にローパス特性を持つ後置フィルタを挿入し、必要とする周波数成分のみを取り出しアナログ波形を得ている。

3.2 パワーアンプ

パワーアンプは入力された音声信号を増幅するための機器である。出力段の形態や動作によってA級、B級、AB級、D級に分けられる。以下にそれぞれの動作や特徴を述べる。

3.2.1 A級パワーアンプ

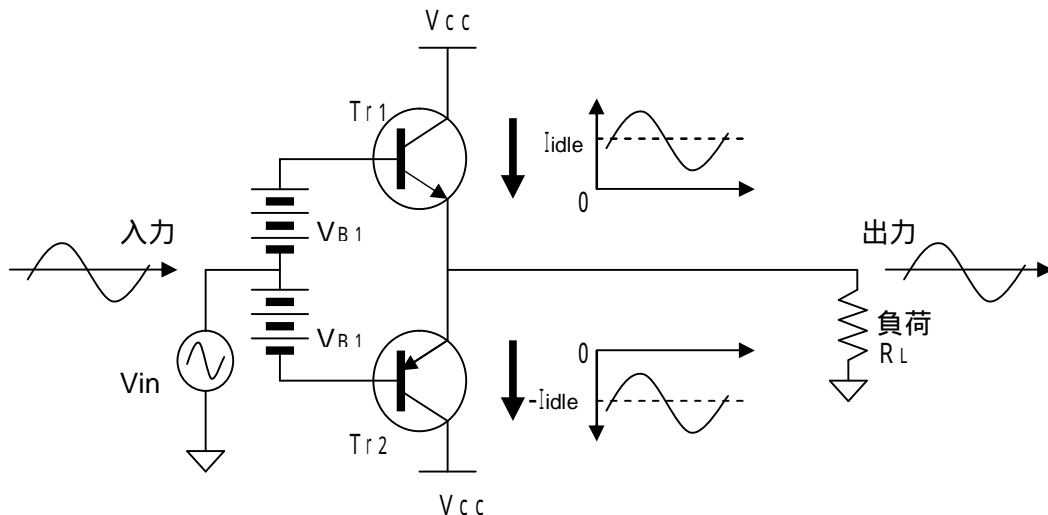


図8 A級パワーアンプの動作

無信号時でも、最大出力の半分のバイアス電流 I_{idle} が流れる。各出力トランジスタのベース・エミッタ間には、常にバイアス電圧 (V_{B1}) が加えられている。歪みは小さいが、無効電流が大きく、理想的な最大効率でも50%であり非常に効率の悪い方式である。発熱もとても大きく、大きな電力増幅器では、巨大なヒートシンクで電力素子を放熱する必要がある。

3.2.2 B級パワーアンプ

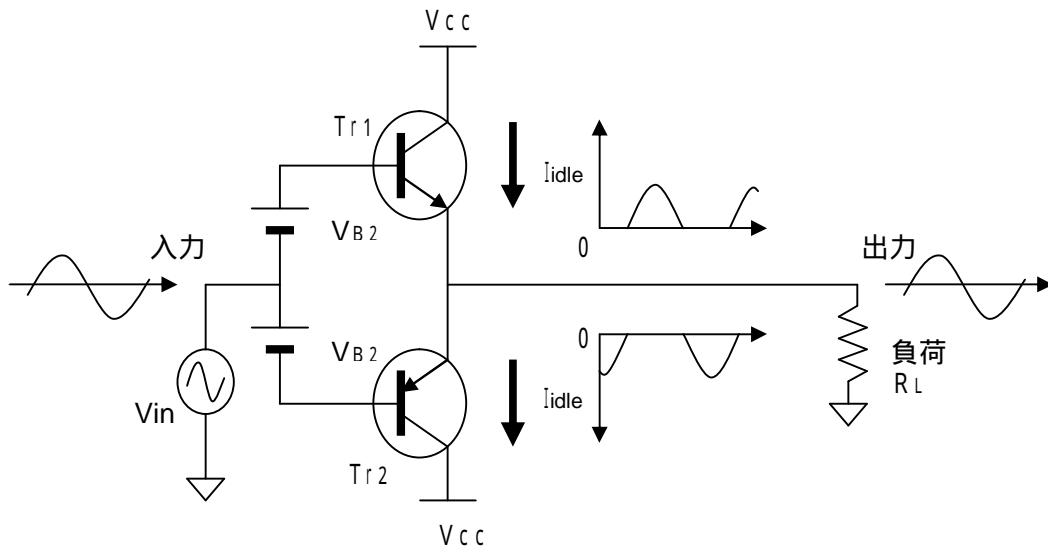


図9 B級パワーアンプの動作

バイアス電圧 V_{B2} が加えられているが、その値は $0.3 \sim 0.4 \text{ V}$ 程度しかないため、無信号時のバイアス電流が 0 A になるような動作をする。各トランジスタの出力電流は、半周期の間ゼロになる。

この動作は無信号時の無効電流が流れないため、A級よりは効率が良い。しかし、出力信号が 0 V 付近を通過するとき、上下のトランジスタがOFFするので、大きな歪みが発生する。この歪みをクロスオーバー歪みという。

3.2.3 AB級パワーアンプ

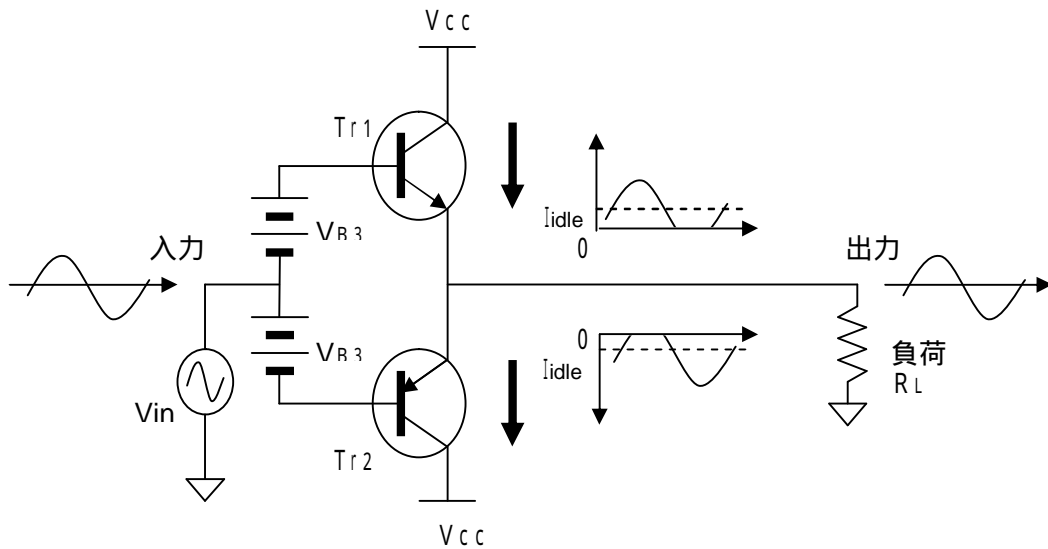


図10 AB級パワーアンプの動作

A級の低歪み特性とB級の高効率特性を両立させるために、無信号時のバイアス電流を25～50mA程度流す方式である。0.6V程度のバイアス電圧(V_{B3})をベースエミッタ間に加える。このようにすることで、入力信号が0Vでもコレクタ電流が流れる。

入力信号が0V以上に上昇すると、 Tr_1 のコレクタ電流が増大して、 Tr_2 が徐々にOFFする。逆に、入力信号が0V以下になると、 Tr_2 のコレクタ電流が増大して、 Tr_1 が徐々にOFFする。

負荷に流れる電流は、上下の出力電流を合成したものである。B級ほどではないがクロスオーバー歪みを発生し、また、A級と比べると無信号時の発熱は格段に少ない。ただし、出力に伴う発熱は決して小さくないため、AB級のパワーアンプでも、A級と同様に大きなヒートシンクが必要となる。

3.2.4 D級パワーアンプ

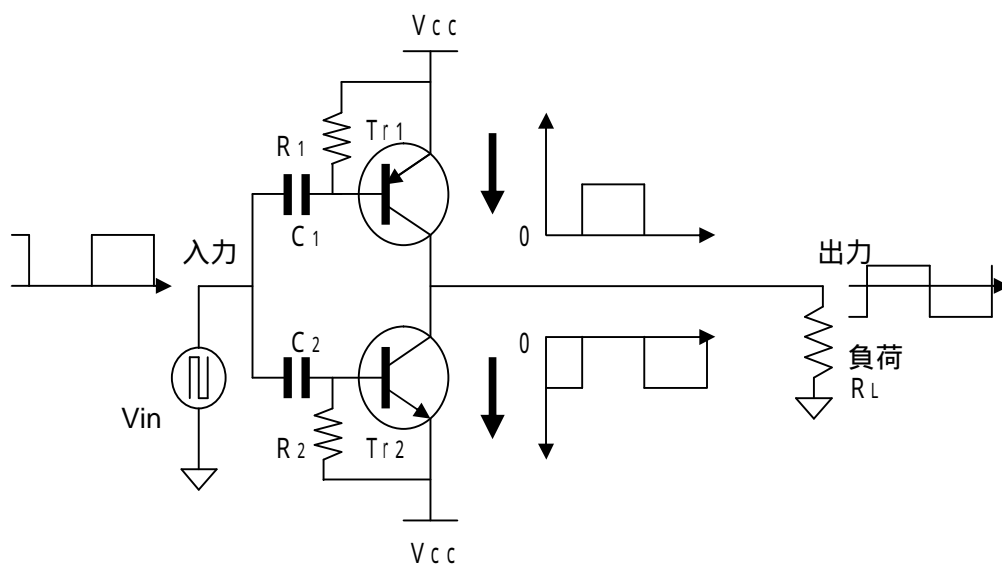


図11 D級パワーアンプの動作

出力段のトランジスタが、ON/OFFスイッチのように動作する。パルス状の入力信号がベースに加えられ、出力電流は0Aから最大値(V_{cc}/R_L)まで増減する。

スイッチON時は最大電流がトランジスタを流れるが、このときのコレクタエミッタ間の抵抗値はとても小さく、原理的に損失はゼロである。また、スイッチOFF時は電流が流れないため損失はゼロである。

このように、D級出力段は損失(発熱)がとても小さいという特徴がある。D級アンプは、このタイプの出力段を採用して90%近い高効率を実現している。

3.3 従来のオーディオシステムの問題点

現在，音声信号はCDなどの記録媒体にデジタル信号で記録されているため，D/A変換器を通さなければならず，また，アナログ信号を増幅するためにパワーアンプが必要となっている．音質はD/A変換器やパワーアンプの性能によって左右される．

パワーアンプの種類で考えた場合，音質を最も良くしたい場合にはA級パワーアンプが適しているが，無効電流が必ず流れるため消費電力が大きくなることや，発熱量が大きいため，巨大なヒートシンクで放熱することが必要となる．

D級パワーアンプは他のパワーアンプと比べて，スイッチング動作することによって高効率な電力変換が可能であるため，電力ロスが少なく，発熱が小さい．その結果，放熱器を小型化できるだけでなく，電源回路の容量も小さくできる．短所としては，電源の電圧変動やノイズの影響を受けた場合，D級出力段が正しく動作しても，すべて歪みとして出力されてしまうことや，D級出力段では大きな電流が流れたり止まったりするため，大きなノイズが放出されることなどが挙げられる．

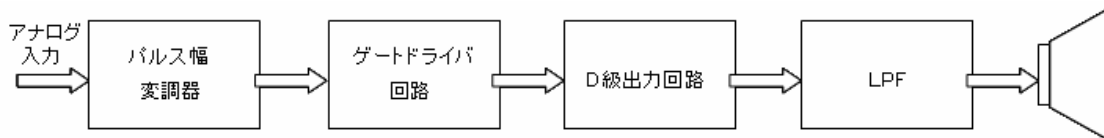


図12 D級パワーアンプのブロック図

図12にD級パワーアンプのブロック図を示す．3.2.4でD級出力段について触れたが，D級出力段に入力する信号は他のパワーアンプと違い矩形波である．一度D/A変換でアナログ信号に変換した信号を，パルス幅変調器を使って矩形波を生成してD級出力段に入力している．デジタル信号をアナログ信号に変換した後で，もう一度2値の信号を生成しているため二度手間だが，現在はこのような手法が取られている．

第4章． 提案手法

4.1 従来のデジタルスピーカ

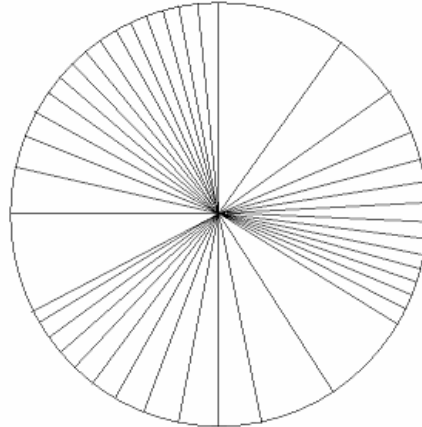


図1.3 駆動面積分割の例

デジタル信号でスピーカを直接駆動する方法として、図1.3のように圧電スピーカをデジタル信号の各ビット重みに対して面積を分割する方法が提案されている。しかしこの方法ではスピーカを正確に分割しなければならないため加工が難しく、また面積を分割するために音圧を上げることが難しいなどの欠点があった。

4.2 提案手法の基本構造

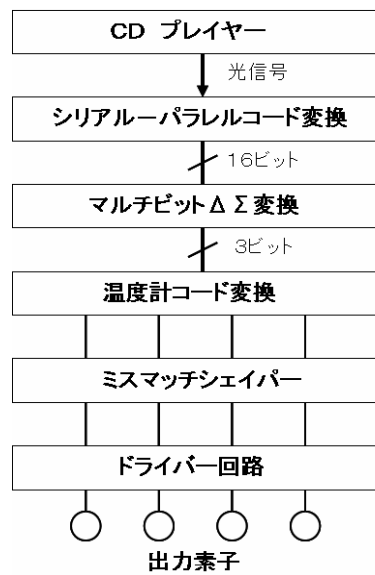


図1.4 提案手法の基本構造

図14に提案手法の基本構造を示す。提案する手法ではCDプレイヤーから出力された光信号をデジタル処理し、出力の圧電素子を2値の信号で駆動させ、音を空間で合成している。以下にそれぞれの構成要素について述べる。

4.3 変換

スピーカをデジタル信号で直接駆動するために、駆動し易い形に信号を変換させる必要がある。今回は出力部を8個としたため16ビットの信号から9値の信号を取り出すために変換を用いている。

4.3.1 1次変換器

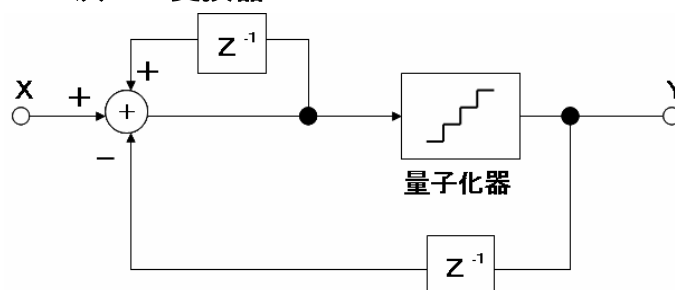


図15 1次変換器

図15に1次変換器のブロック図を示す。図に示すように変換は積分器、量子化器と遅延器によって構成される。入力された信号は積分器を通り量子化器で9値に変換される。その際に量子化誤差が発生する。これは量子化器が0から8の整数に信号を変換させる場合、中間の値である5.2や4.7などの値を5とするために生じる。また、出力は入力にフィードバックされ差分をとることによって、量子化誤差のみが積分されることになる。

入力をX、出力をY、量子化誤差をQとすると、関係式は(1)式ようになる

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

(1)を見るとわかるが、入力Xは出力Yに直接出力されているが、量子化誤差Qには $(1 - Z^{-1})$ という伝達関数がかかっている。この伝達関数のZを $\exp(j\omega T)$ で置き換えると周波数特性になるため、量子化誤差Qは直流付近で値が小さくなるのがわかる。この効果のことをノイズシェーピング効果と呼んでいる。また、量子化誤差はサンプリング周波数を2倍にするたびにS/N比は3dBずつ向上する。この効果のことをオーバーサンプリング効果と呼んでいる。図16に1次変調器の出力スペクトルを示す。

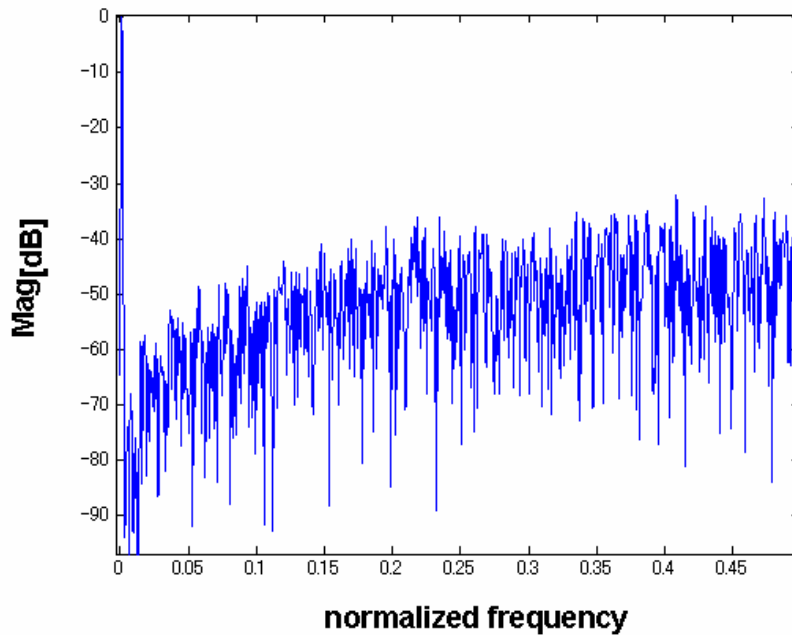


図16 1次 変調器の出力スペクトル

4.3.2 2次 変調器

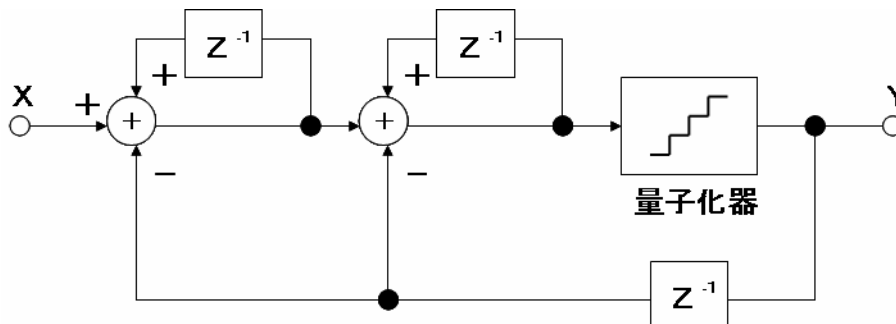


図17 2次 変調器

図17に2次 変調器のブロック図を示す．図15の1次 変調器に積分器を一つ加えた形になっている．1次 変調器の時と同様に量子化誤差を Q として，入力 X から出力 Y への関係式を求めると(2)式になる．

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

1次 変調器と同じような関係式が出るが，量子化誤差 Q には $(1 - Z^{-1})^2$ の伝達関数がかかっている．これは1次 変調器での関数の2乗になっているため，低周波域で量子化誤差をさらに低減することができる．図18に2次 変調器の出力スペクトルを示す．図16と比べて低周波域で量子化誤差が下がっているのがわかる．

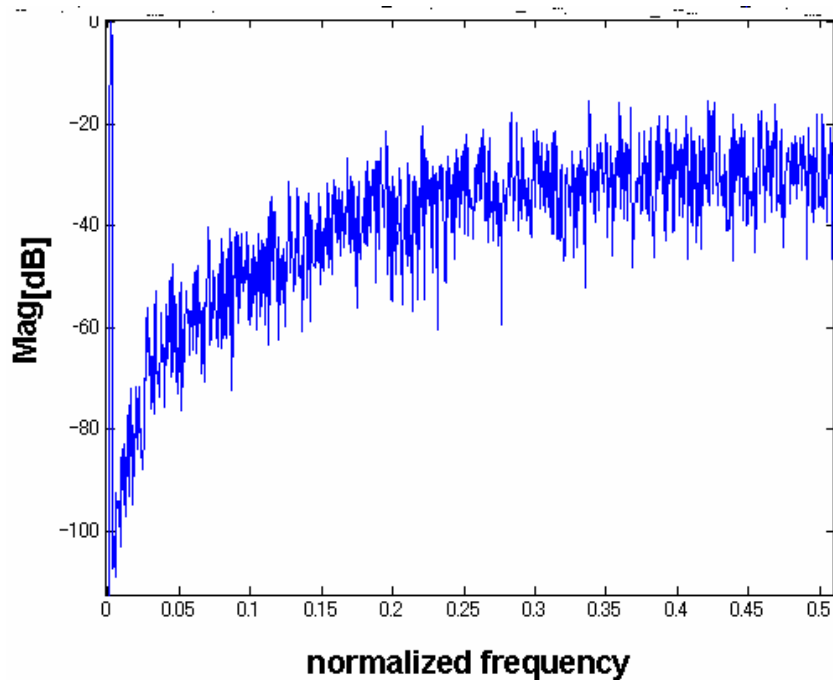


図 1 8 2 次 変調器の出力スペクトル

4 . 3 . 3 3 次 変調器

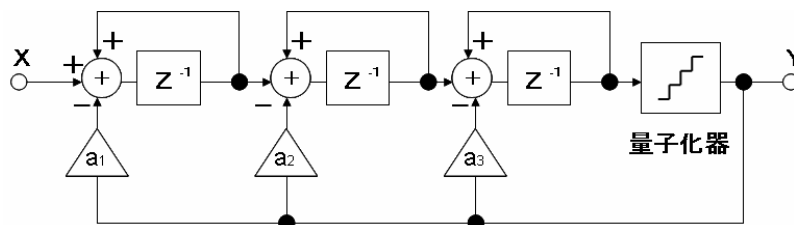


図 1 9 3 次 変調器

図 1 9 に 3 次 変調器のブロック図を示す．1 次，2 次と同じように量子化雑音を Q とし，入力 X から出力 Y へ の関係式を求めると (3) 式になる．

$$Y = \frac{Z^{-3} X}{f(Z, a_i)} + \frac{(1 - Z^{-1})^3}{f(Z, a_i)} Q \quad (3)$$

$$f(Z, a_i) = (a_1 - a_2 + a_3 - 1)Z^{-3} + (a_2 - 2a_3 + 3)Z^{-2} + (a_3 - 3)Z^{-1} + 1$$

$f(Z, a_i) = 1$ となるように a_1, a_2, a_3 の値を求めると $a_1 = 1, a_2 = 3, a_3 = 3$ となる．したがって (3) 式は (4) 式となる．

$$Y = Z^{-3} X + (1 - Z^{-1})^3 Q \quad (4)$$

1次，2次変調器と同じように量子化誤差Qに $(1-Z^{-1})^3$ という伝達関数がかかっている．3次変調器の出力スペクトルを図20に示す．2次の出力スペクトルと比較すると低周波域で量子化誤差がさらに低減されていることがわかる．本稿では16ビットから9値に変換する際に3次変調器を用いる．

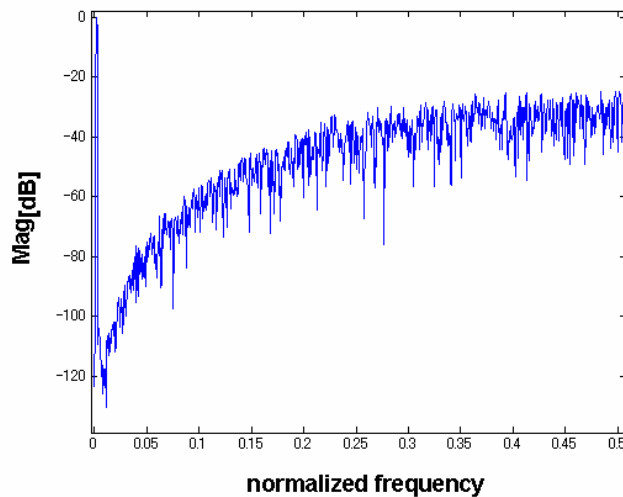


図20 3次変調器の出力スペクトル

4.4 温度計コード変換

デジタルオーディオ信号はマルチビット変調器により9値に量子化され，4ビットの2進数として出力される．従来のオーディオシステムであればこの信号を再生フィルタ，後置フィルタを通した後，パワーアンプで信号を増幅してスピーカを鳴らすという形をとっている．

今回はスピーカをデジタル信号で直接駆動するために，変調器から出力される2進数の9値を温度計コードに変換する．これは，出力の2進数がビットごとに重みがある信号であるため，そのままの信号を使用してデジタル直接駆動するのは難しい．そこで，各ビットに重みのない温度計コードに変換する．温度計コードの例を表1にしめす．

表1 温度計コード変換

10進数	2進数	温度計コード
2	0010	00000011
5	0101	00011111
8	1000	11111111

4.5 ミスマッチシェーパ

4.5.1 素子のばらつきについて

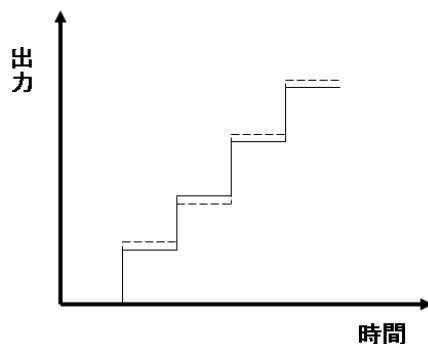


図 2.1 素子ばらつきによる誤差

提案手法では出力素子が複数必要となる．全ての素子が同じ特性であれば問題は起きないのだが，出力特性が違う素子の場合にはそのばらつきにより雑音が生じる．例えば，同じ信号が入った時に，素子に \pm 数%の誤差があると仮定すると出力波形が図 2.1 のように理想波形とは異なる波形となってしまう．提案手法では，素子のばらつきによる雑音を低減させるため NSDEM を用いる．

4.5.2 NSDEM とは

NSDEM とは Noise Shaping Dynamic Element Matching の略である．以下にその動作について述べる．

提案する手法での出力信号は温度計コードになっているため，それぞれの素子には矩形波が入力される．温度計コードの各ビットに対して素子を固定した場合には，ビットごとに動作が異なるためオンオフ動作の激しいビットとそうでないビットがでてくる．特に最下位のビットはほとんどがオン状態であるため，最下位ビットに割り当てられた素子に誤差があったときには，長時間に渡ってその誤差が出力されることになり雑音の原因となる．

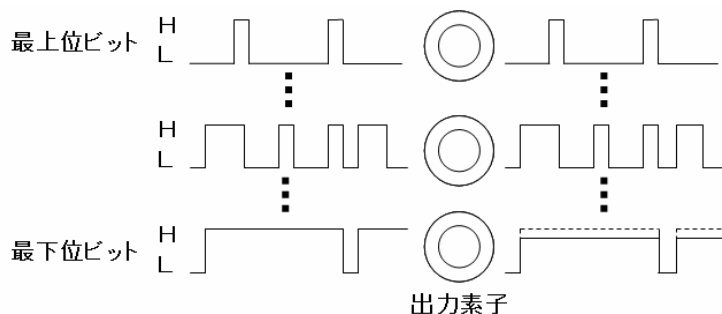


図 2.2 ビット固定した場合の出力

しかし，4．4項で述べたように温度計コードは各ビットに重みのないコードである．つまり，最上位ビットや最下位ビットのような区別がないため，出力信号に対する素子を固定する必要はなく，全ての素子を使用する割合を均等にするにより素子ばらつきによる誤差を低減することが可能となる．この素子を選択して使用して素子のばらつきによる誤差を減少させる動作のことをD E Mと呼んでいる．

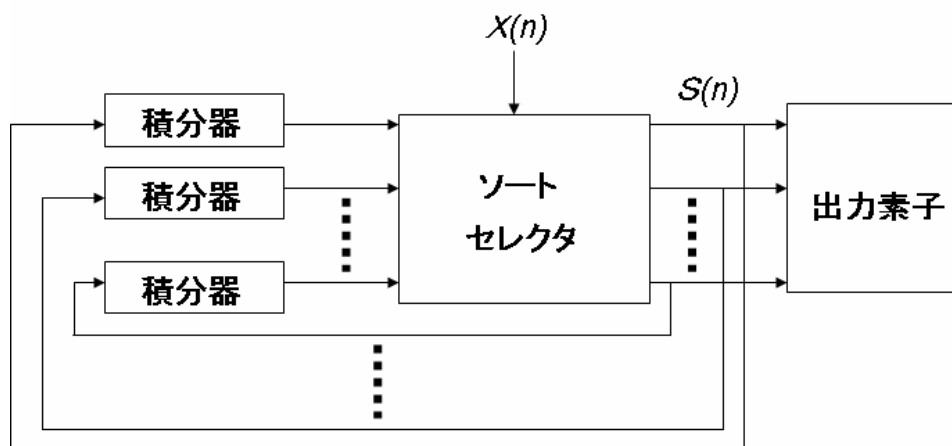


図 2 3 NSDEMの構造

素子のばらつきによって生じる誤差に対して，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できる．図 2 3 に NSDEM の構造を示す．温度計コードを

$$A = [a_1, a_2, \dots, a_n]$$

と書いた場合，入力 $X(n)$ は

$$X(n) = \sum_{i=1}^n A_i(n)$$

と表される．つまり出力素子は入力 $X(n)$ の値だけ選ばれる． $S(n)$ はセレクト信号で出力素子が選択されたときに 1，選択されなかったときには 0 とし，セレクト信号 $S(n)$ をフィードバックする．ソートセクタ内ではフィードバックされた $S(n)$ を参照し，時間的に出力素子が均等に使われるように並び替えを行う．また，フィードバック内の積分器によって，素子ばらつきに対する誤差に対してノイズシェーピングをかけることができ，DEM よりも可聴帯域内の雑音を低減することが可能となる．

4.6 ドライバ回路

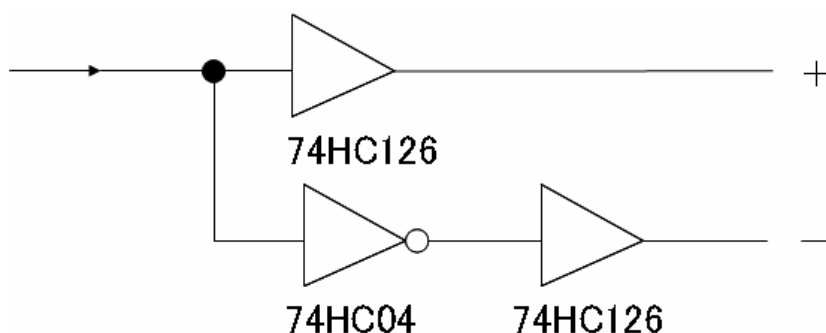


図 2.4 従来使用していた回路

図 2.4 に従来使用していた回路を示す。74HC126 はバッファ IC で 74HC04 はインバーター IC である。出力された信号をそのまま出力するものと、インバーターで反転させて出力したものを合わせて、プッシュプル形式で出力素子を動作させる。

しかし、この回路では各 IC に対してかけることのできる電圧の上限が低く、出力電圧が非常に小さかった。これは、通常の圧電スピーカの電圧 - 音圧変換利得が低いためである。音圧を大きくするためには、単純に出力素子にかかる電圧を高くすれば良い。より高い電圧がかけられるように上記の回路を次のように改良した。

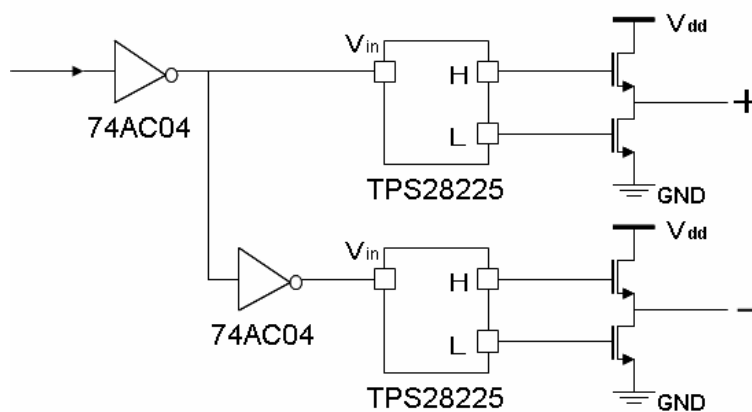


図 2.5 変更後の回路

図 2.5 に変更後の回路を示す。高い電圧をかけられるように D 級出力段に変更し、NMOS トランジスタを駆動するためにゲートドライバ IC の TPS28225 を使用した。回路動作自体は変更前のものと変わらないが、D 級出力段に変更したことにより 20V 程度の電圧を出力素子にかけられるようになった。

4.7 出力素子

4.7.1 圧電スピーカ

圧電スピーカは圧電素子を利用したものである。圧電素子とは、圧電体に加えられた力を電圧に変換する、または、加えられた電圧を力に変換するという圧電効果を利用した素子でピエゾ素子とも呼ばれる。圧電スピーカは薄い圧電素子に金属板を貼り付けた構造で、電圧を加えることにより生じる振動を音として聞くことができる。今回は直径 5cm のセラミック製圧電スピーカで実験を行った。使用したセラミック製圧電スピーカの周波数特性の一例を図 2.6 に、また圧電素子はアクリル板上に図 2.7 のように固定して測定を行った。

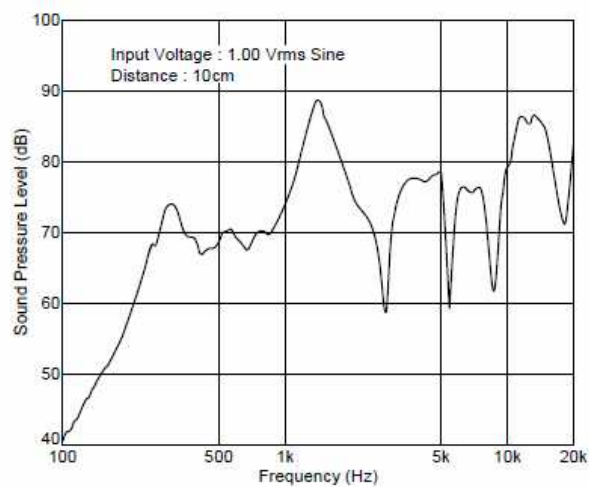


図 2.6 圧電スピーカの周波数特性例（村田製作所より）

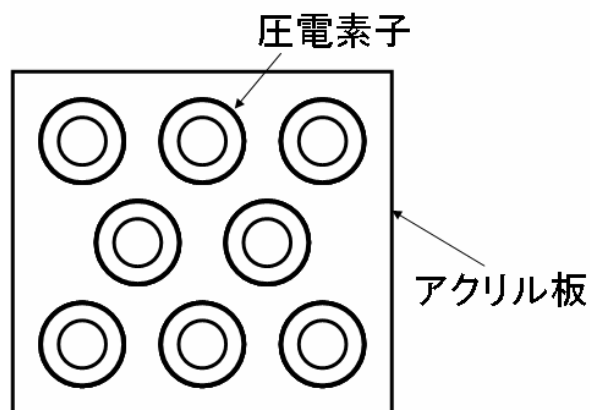


図 2.7 圧電スピーカの配置図

4.7.2 多入力ダイナミックスピーカ

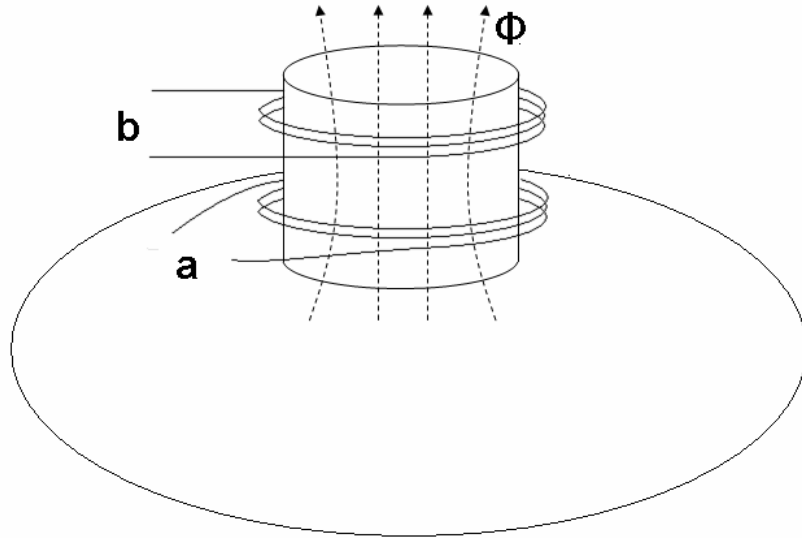


図 2 8 動作の概念図

ダイナミックスピーカの動作原理は 2.1 項で述べた通りである。提案手法では 8 つ出力信号があるためボイスコイルが 8 つ巻かれたダイナミックスピーカを使用する。図 2 8 に動作の概念図を示す。ボイスコイルの長さを l 、電圧を加えたときに発生する電流を I 、磁気回路による磁束密度を B とすると駆動力 F は

$$F = BIl$$

と表される。この式から駆動力 F は、磁束密度 B やボイスコイルの長さ l が一定であるならば、ボイスコイルに流れる電流 I によって決まることがわかる。図 2 7 で考えた場合、駆動力はコイル a に流れる電流 I_a とコイル b に流れる電流 I_b によって決まる。提案手法は磁気回路に巻かれた 8 つのボイスコイルに電流が流れ、流れた電流の強さに応じた駆動力でコーンが動き音へと変換される。

4.7 音の合成

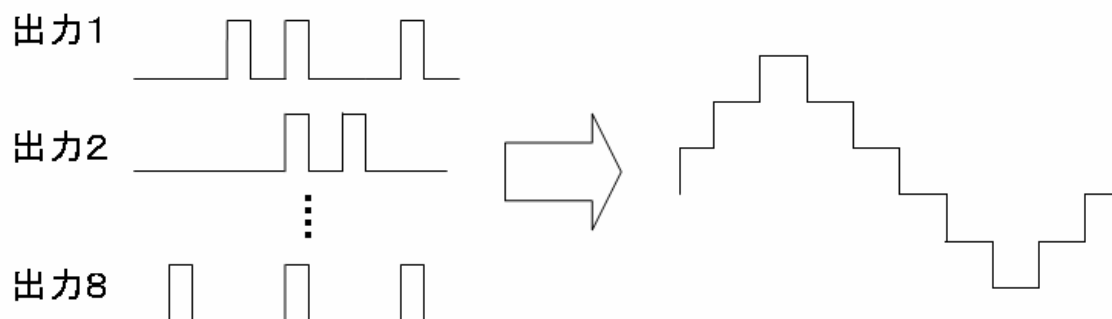


図29 音の合成のイメージ

図29に音の合成のイメージを示す。8つの出力信号はそれぞれ矩形波である。圧電スピーカで考えた場合、8つの素子は4.4.2項で述べたNSDEMされるためそれぞれ別々にオンオフし、圧電スピーカは電圧が加わったときに振動し音波を発生する。再生音はそれぞれの素子から出た音波の重ね合わせにより合成される。多入力ダイナミックスピーカの場合、各コイルに流れる電流により生じる磁束の量に応じた駆動力が発生し、その駆動力に応じた音が合成される。

第5章. シミュレーション結果

4章の図14に示した提案手法において、シリアルコードからパラレルコードへの変換からミスマッチシェーパまではFPGA上に焼き付け実装する。ソフト上で理論通り動作しているかを、直流値を入力して確認した。図30に3次変調器の出力スペクトルを示す。MATLAB上でのシミュレーションと同様の結果が得られた。また変調器の出力に素子ばらつきを与えた場合の出力スペクトルを図31に示す。図30と比較すると素子ばらつきによってノイズシェーピングが低域で劣化していることがわかる。

図32に温度計コードを入力したNSDEMの出力波形を示す。温度計コードと値は同じだが、ランダムに素子を選択するように動作していることがわかる。この動作によって素子ばらつきによる影響を少なくすることができる。図33にNSDEM後の出力に素子ばらつきを与えた場合の出力スペクトルを示す。図30と同様な出力スペクトルが得られていることがわかる。変調器からそのまま出力すると図31に示すように素子ばらつきの影響を受けるが、NSDEMを用いることにより素子ばらつきの影響を受けずに出力することができる。

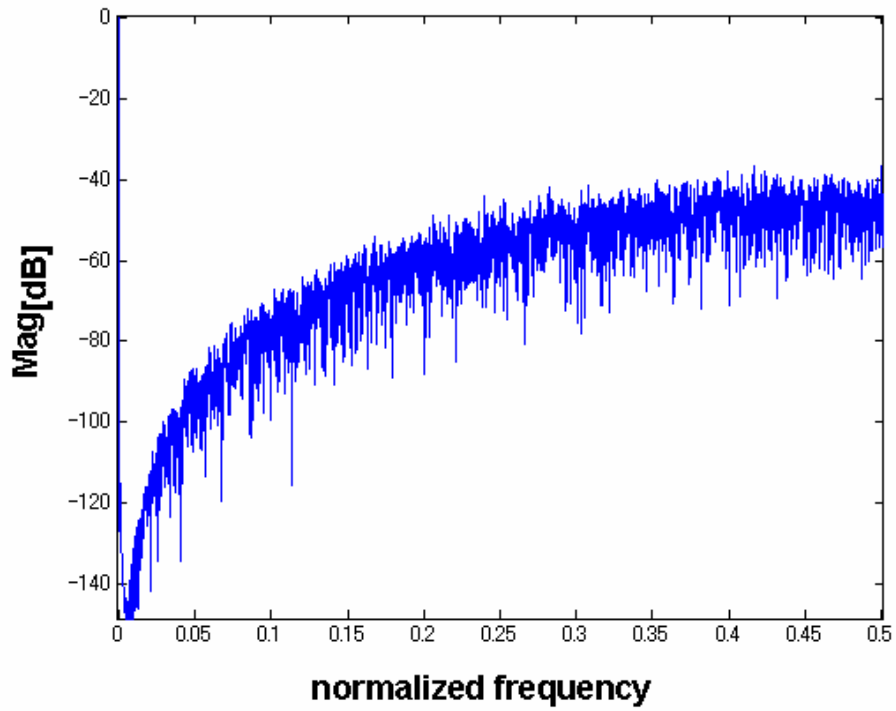


図 3 0 直流入力時の 変調器の出力スペクトル

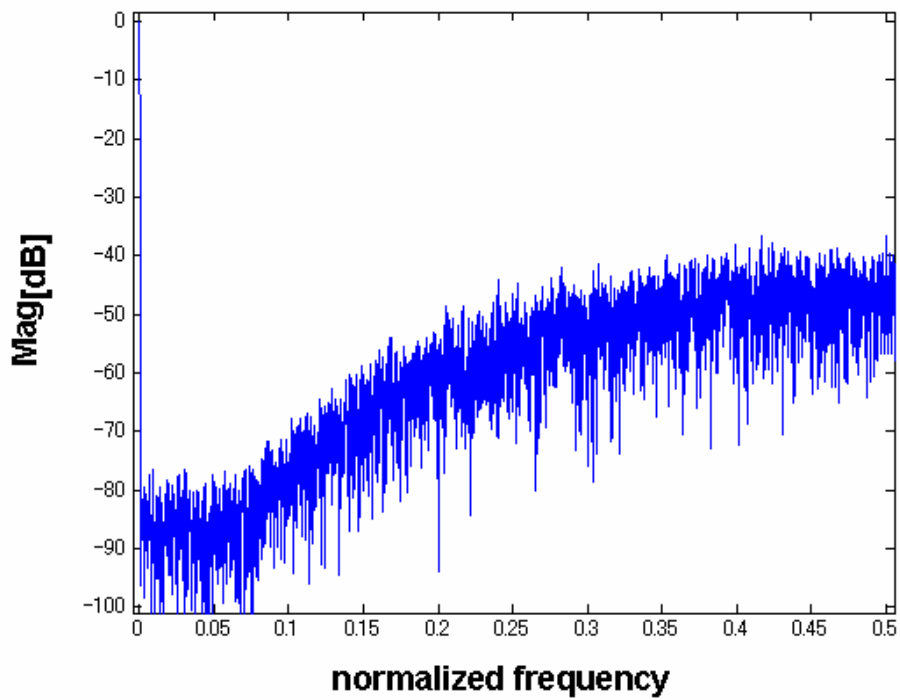


図 3 1 素子ばらつきを与えた時の出力スペクトル

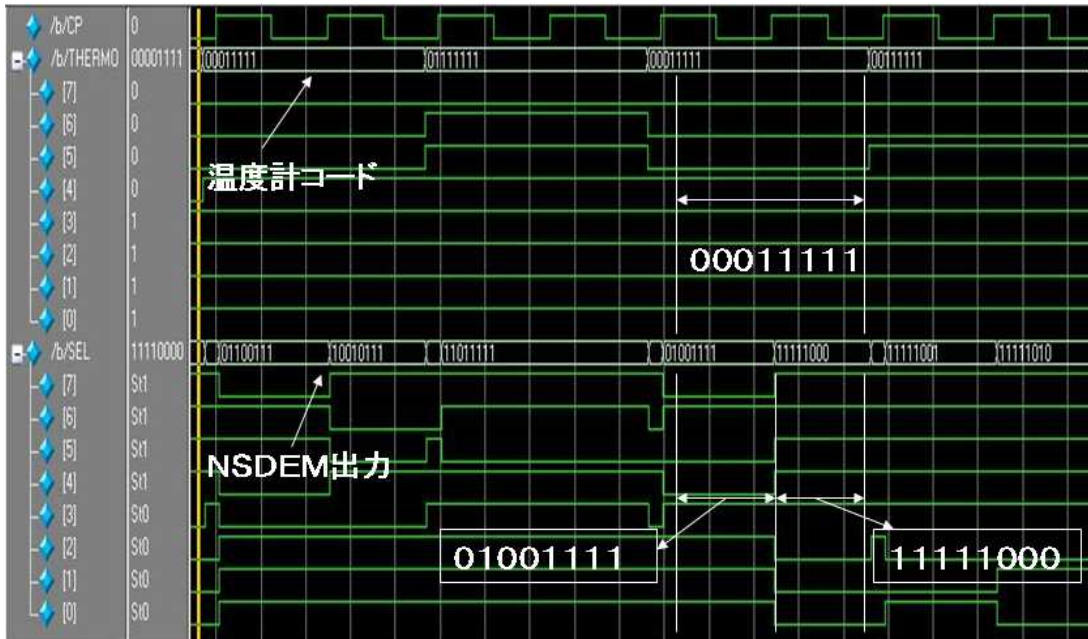


図 3 2 NSDEMの出力波形

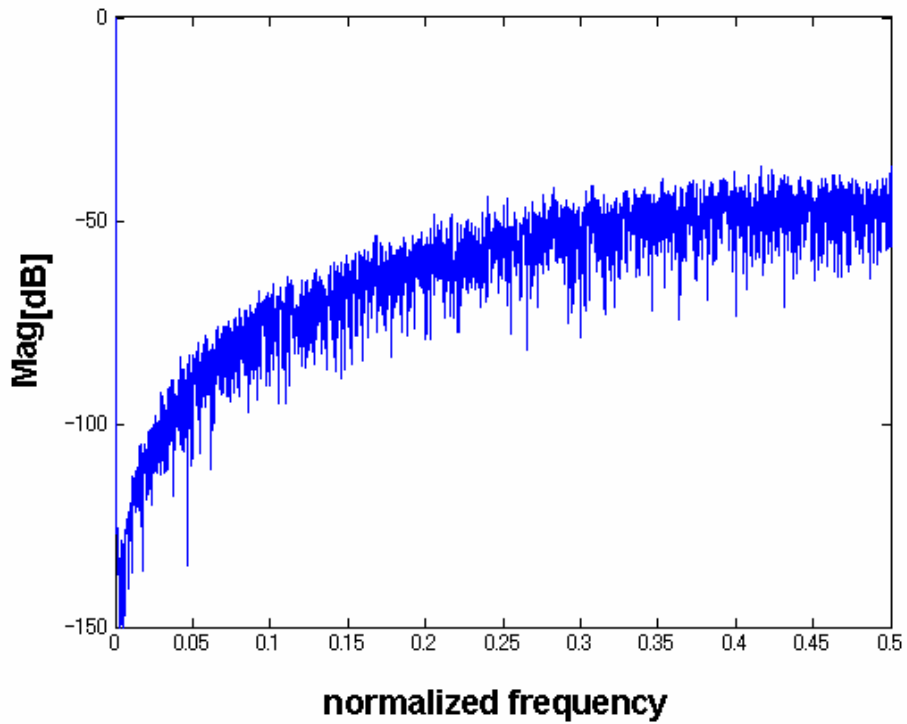


図 3 3 NSDEM後の出力スペクトル (素子ばらつきあり)

第 6 章 . 実装実験結果

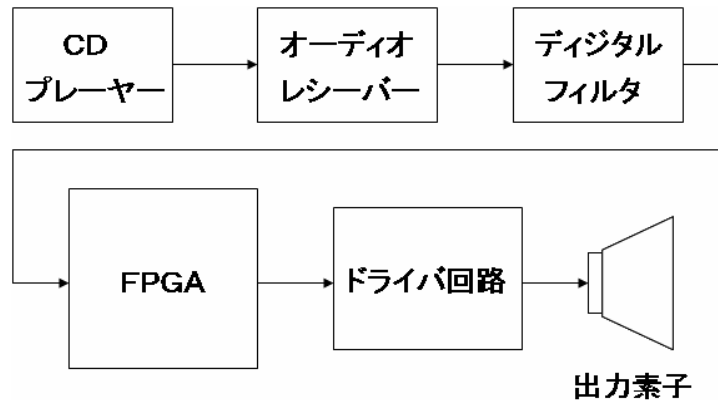


図 3 4 実験装置のブロック図

図 3 4 に実験装置のブロック図を示す。CD に記録されている信号は、16 ビットの L R シリアル信号である。CD からの 16 ビットのシリアル光信号をオーディオレシーバーで受信し、デジタルフィルタを通すことで L と R の信号に分解する。デジタルフィルタからのシリアル信号をパラレル信号に変換し、変換されたパラレル信号を変調器に入力し 0 から 8 までの 9 値に変換する。出力された 9 値の信号は 16 ビットの 2 進数で表現されているため 16 ビット 2 進数表記から 8 ビットの温度計コードへと変換する。温度計コードに変換された信号は NSDEM を通して出力される。シリアル信号からパラレル信号へ変換する回路から NSDEM までは FPGA 上に実装する。FPGA から出力された 8 つの信号はそれぞれドライバ回路で増幅し出力素子へと入力され音として再生される。今回の実験では入力信号として CD からの 1 kHz サイン波を使い実験をおこなった。

6 . 1 ドライバ回路による比較

6 . 1 . 1 . 出力波形の比較

図 3 5 , 図 3 6 は従来のドライバ回路と変更後のドライバ回路に 5 V の電圧を加えた場合の 8 つの出力波形のうち 1 つの波形をオシロスコープで測定したものである。二つの波形を比較すると従来のドライバ回路の方が立ち上がりや立下りの時間が短く動作していることがわかる。これは変更後のドライバ回路の増幅段にあるトランジスタの入力容量が大きいと考えられる。図 3 7 に変更後のドライバ回路に電圧 15 V を加えた場合の出力波形を示す。図 3 6 と比較するとわかるように、高い電圧を加えることにより 5 V の電圧で動作させた時よりも、立ち上がりや立下りの動作が安定していることがわかる。従来のドライバ回路では最高で 7 V までしか電圧をかけることができなかったが、変更後の回路にしたことにより、20 V 近くまで電圧を加えられるようになっている。



図 3 5 従来のドライバ回路による出力波形（印加電圧 5 V）



図 3 6 変更後のドライバ回路による出力波形（印加電圧 5 V）



図 3 7 変更後のドライバ回路による出力波形（印加電圧 1 5 V）

6 . 1 . 2 集音による比較

提案する手法によってスピーカから音に変換されることが確認できた．図 3 8 ，図 3 9 は従来のドライバ回路と変更後のドライバ回路に 5 V 加えて，圧電スピーカから発生された音をマイクで集音したものの出力スペクトルである．従来のドライバ回路の出力スペクトルよりも変更後のドライバ回路の方が 1 k H z の信号成分が 1 0 d B 大きくなっていることがわかる．また，図 4 0 に変更後のドライバ回路に 1 5 V の電圧を加えた時の出力スペクトルを示す．電圧を大きくすることにより 1 k H z の信号成分が，電圧を 5 V 加えた時よりも 1 0 d B 大きくなっている．

ドライバ回路を変更したことにより音圧を 2 0 d B 大きくすることができた．しかし，信号成分だけでなく雑音成分も増幅されているため，以前と比べて T H D (Total Harmonic Distortion) は悪くなっている．

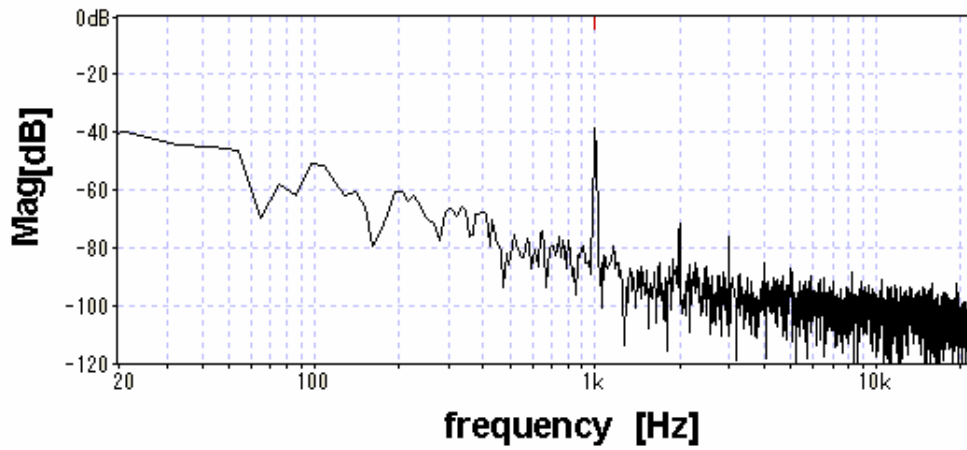


図 3 8 従来のドライバ回路による出力スペクトル (印加電圧 5 V)

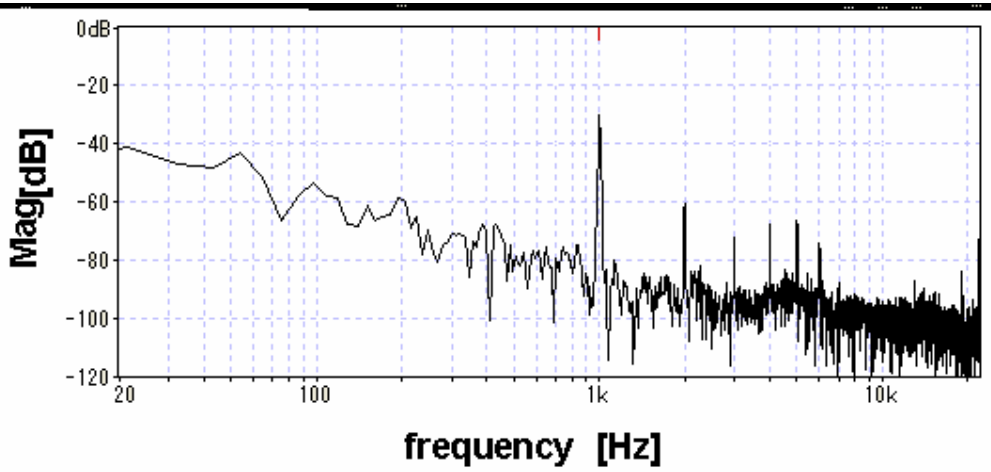


図 3 9 変更後のドライバ回路による出力スペクトル (印加電圧 5 V)

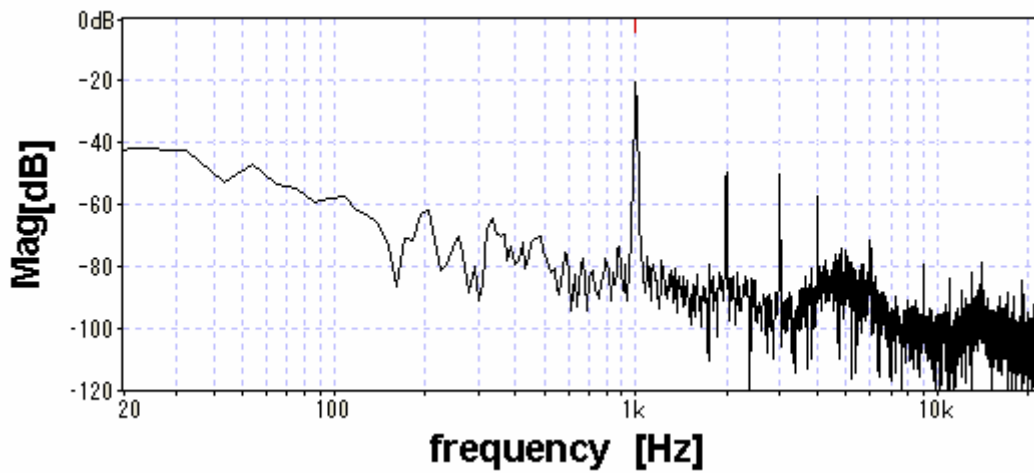


図 4 0 変更後のドライバ回路による出力スペクトル (印加電圧 1 5 V)

6.2 多入力ダイナミックスピーカ実装結果

出力素子を圧電スピーカに換えて、8つのボイスコイルが巻かれた多入力ダイナミックスピーカをつなげて実験を行い、圧電スピーカと同様に音が再生されることを確認した。図4-1に1kHzサイン波、図4-2にホワイトノイズをそれぞれ入力したときのコーンスピーカからの音をマイクで拾音した出力スペクトルを示す。

圧電スピーカと比較すると、印加電圧が1Vという低電圧であっても高い音圧を得られている。また、THDについても1.5%と低い値を得られた。ホワイトノイズを入力した場合に可聴帯域内では全体的にフラットな特性を示していることがわかる。

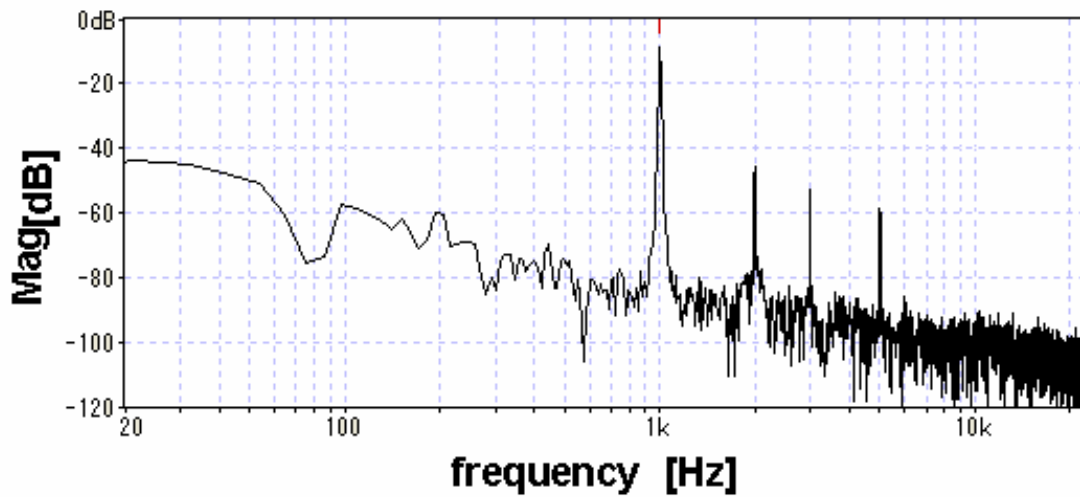


図4-1 1kHzサイン波入力時の出力スペクトル（印加電圧1V）

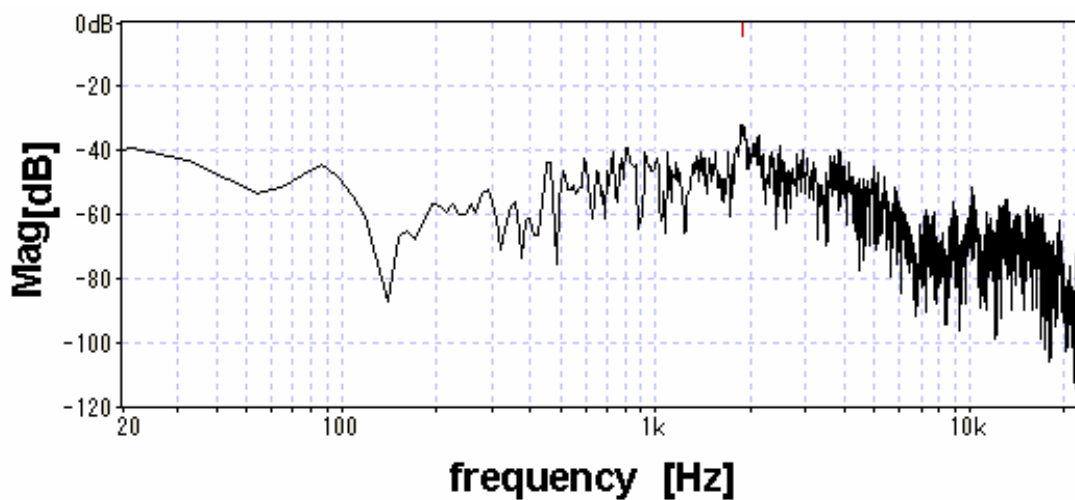


図4-2 ホワイトノイズ入力時の出力スペクトル（印加電圧0.5V）

第7章． 結論

本研究は，デジタル化の進むオーディオ機器の中でアナログ駆動であるスピーカのデジタル信号での直接駆動を目指したものである．現在のオーディオシステムではCDやMDなどにデジタルで記録されたオーディオ信号をD/A変換器でアナログのオーディオ信号に戻し，アナログアンプを用いて増幅し出力している．アナログアンプについてはD級アンプの登場によって高効率，低消費電力化が進んだ．しかし，D級アンプでは矩形波を得るために，アナログ変換された信号に対して再度パルス幅変調を行っている．入力されてくる信号が矩形波であればパルス幅変調を行わずに増幅することが可能となる．

提案手法ではデジタル信号で記録されているオーディオ信号をマルチビット変調器で9値に変換し，その信号をアナログ信号へと変換するのではなく，温度計コードへと変換することによりデジタル信号での直接駆動を目指した．その結果，出力される信号が矩形波であるため，ドライバ回路の出力段はD級アンプの増幅段と同じものであるが，パルス幅変調を必要としない．また，複数の出力素子を使うため素子ばらつきによる影響を受けると考えられるが，NSDEMを用いることによって素子ばらつきに対して効果的な結果が得られた．

実験によって，提案手法でスピーカのデジタル直接駆動が可能であることがわかった．また，圧電スピーカだけではなく，コーンスピーカでの音の再生も確認することができた．本提案手法を用いることによってスピーカのデジタル直接駆動が可能であり，オーディオシステムのさらなる小型化が可能であると考えられる．

謝辞

本研究は，筆者が法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程において行ったものである．本研究の遂行および本論文をまとめるにあたり，懇切な御指導，御鞭撻を賜った法政大学工学部情報電気電子工学科安田彰教授に深く感謝いたします．

参考文献

- [1] M . J . Story , “Digital to analog converter adapted to select input sources based on a preselected algorithm once per cycle of a sampling signal ,” U . S . Patent 5 138 317 , Aug . 11 , 1992 .
- [2] B . H . Leung , “Architectures for multibit oversampled A/D converter employing dynamic element matching techniques ,” in Proc . IEEE ISCAS 1991 , pp . 1657–1660 .
- [3] R . T . Baird and T . S . Fiez , “Linearity enhancement of multibit Delta-Sigma A/D and D/A converters using data weighted averaging ,” IEEE J . Solid-State Circuits , vol . 42 , pp . 753–762 , Dec . 1995 .
- [4] A . Yasuda , H . Tanimoto , T . Iida , “A Third-order modulator using second-order noise-shaping dynamic element matching ,” IEEE J . Solid-State Circuits , Vol . 33 , pp . 1879-1886 , Dec . 1998 .
- [5] 柳沢武三郎, ”デジタル直接駆動型スピーカの現状”, 信学誌, Vol.78, No.6, 565-569, 1995
- [6] 加銅 鉄平 著, “わかりやすいオーディオの基礎知識”, オーム社
- [7] 相良 岩男 著, “A / D ・ D / A変換回路入門”, 日刊工業新聞社
- [8] 本田 潤 著, “D級 / デジタル・アンプの設計と製作”, CQ出版株式会社
- [9] 長岡 鉄男 著 “図解スピーカ”, ラジオ技術社
- [10] 西巻 正郎 著 “電気音響振動学”, 株式会社コロナ社

学会発表

- [1] Kazushige Kuroki, Akira Yasuda “A Digitally Direct Driven Small Loud Speaker” Audio Engineering Society 13th Regional Convention, AES_JPN07, No.0033, pp. 1-6, July, 2007