法政大学学術機関リポジトリ
HOSEI UNIVERSITY REPOSITORY

PDF issue: 2025-07-09

高次ΔΣ変調器を用いたディ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ΔΣ変調器を用いたディジタル
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　黒木（クロキ）　和重（カズシゲ）

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　ＡＢ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　従来のディジタルスピーカ 17
４．２　提案手法の基本構造 17
４．３　ΔΣ変換 18
４．３．１　１次ΔΣ変換器 18
４．３．２　２次ΔΣ変調器 19
４．３．３　３次ΔΣ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ー 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,ディ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ィ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.ディジタル信号で記録された音声信号は,ディ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.ディ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ィジタル 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（ΔΣ）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ΔΣ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.

仮にディ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,全てディ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 ΔΣ 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,ディ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．

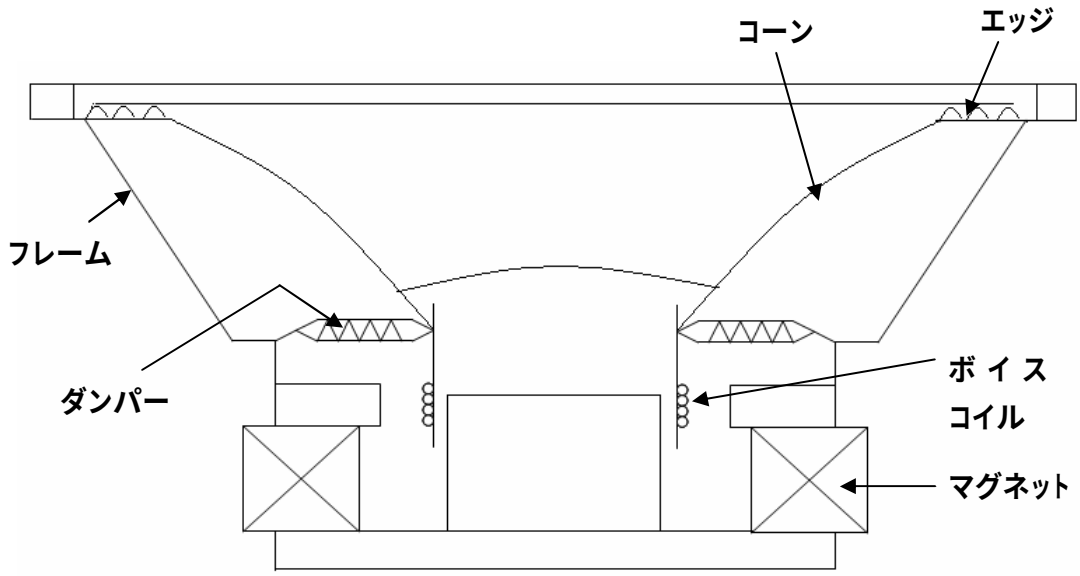

図１　ダイナミックコーン型スピーカの断面

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２０Hz～２０ｋHz，音圧のレベルでは約０～１２０ｄB 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２０Hz～２０ｋHz とされているが，実用上は５０Hz～１５ｋHz や８０Hz～１０ｋHz のものや，小型ラジオでは４００Hz～４ｋHz というものもある．しかし，理想をいえば５Hz～８０ｋHz が必要だろう．

１つのスピーカで全音域（２０Hz～２０ｋHz）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２０Hz～２０ｋHz 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１００Hz 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「ツィーター」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，２０μPa 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

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

で表す．この基準になる２０μPa は，音の強さの基準である$10^{-12}\mathrm{W/m^2}$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，スピーカの特性表示の一項目としている．

２．２．２　ダイナミックレンジ

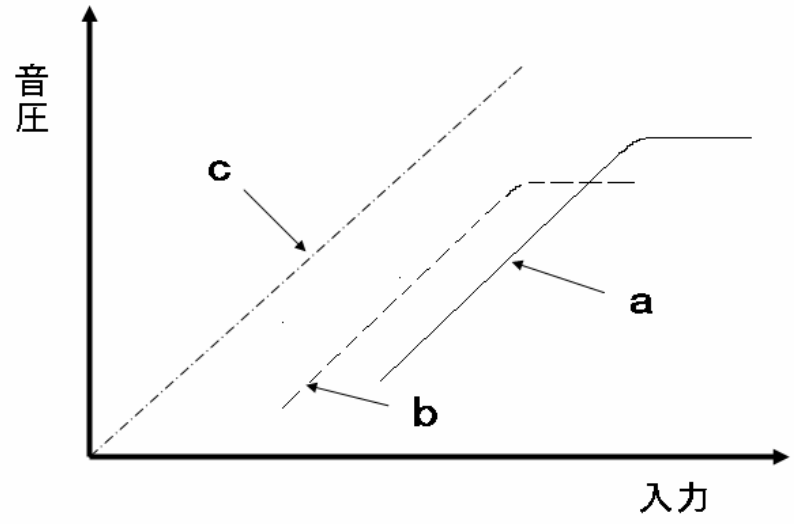

図２　ダイナミックレンジの考え方

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

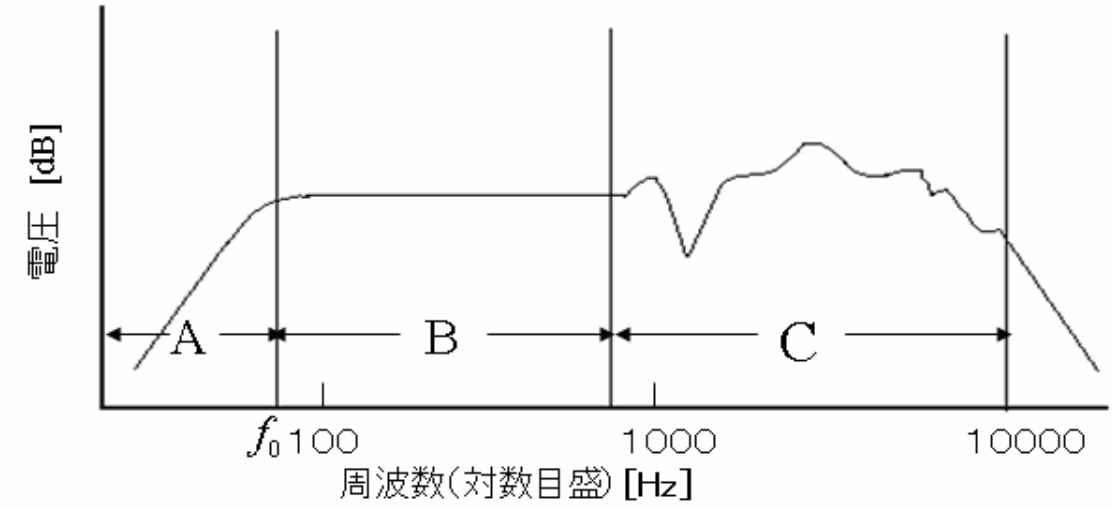

図３　動電直接放射スピーカの音圧周波数特性の代表的な形

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．

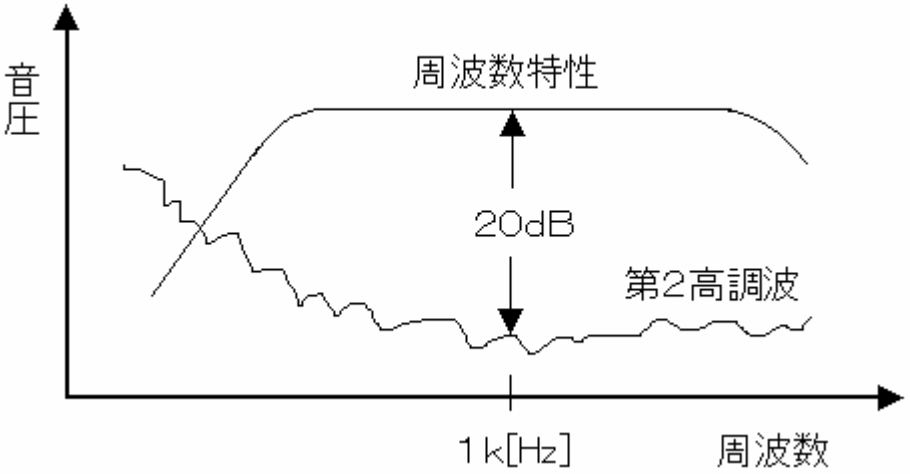

図４　第２高調波歪み率の考え方

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．１ｋHz のところで２０ｄＢのレベル差があったとすると，これは，１ｋＨｚの正弦波を加えた場合，スピーカからは２ｋＨｚの正弦波が，音圧比で 1/10 だけ出てくるということを示している．ずっと低域にくる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，３０Ｈｚの正弦波を入力しても，出てくるのが６０Ｈｚ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

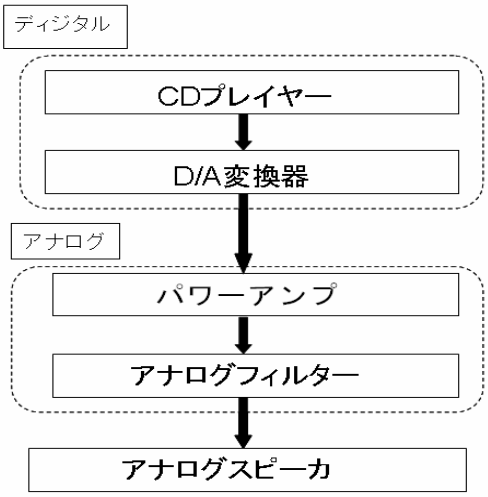

図５　現在のオーディオシステム

現在のオーディオシステムを図５に示す．ＣＤ等を含むディジタルオーディオプレーヤからのディジタル信号は，Ｄ／Ａ変換器によりディ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，ディジタル信号をアナログ信号に変換することである．この動作はディ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，ディ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（標本化周波数 $f_s = f_c$）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

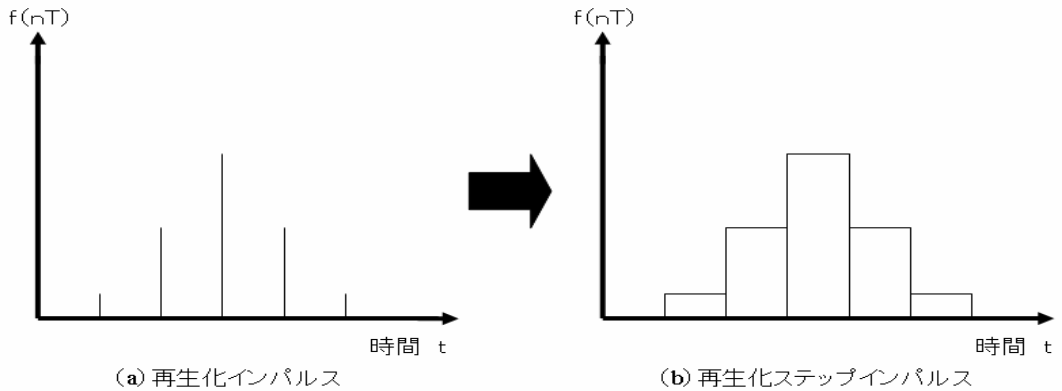

図６　インパルスからステップインパルスへの変化の様子

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．ディジタル入力からアナログ出力に変換するとき，再生化によってディ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ため，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

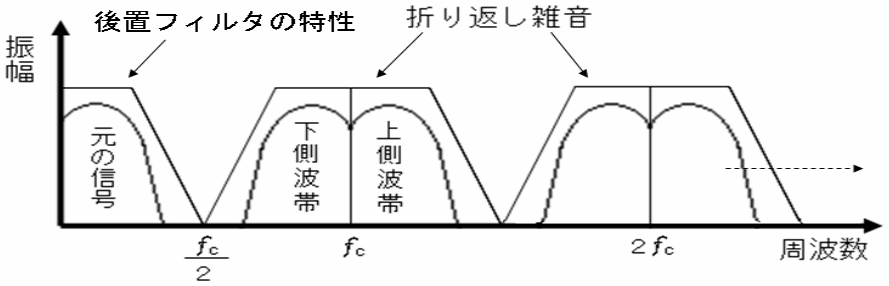

図７　折り返し雑音と後置フィルタ

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

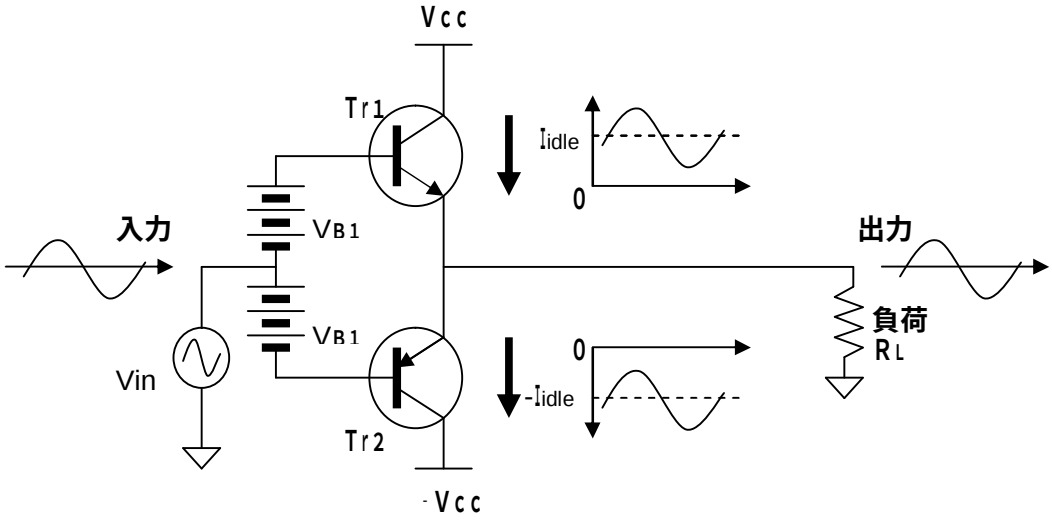

図８　Ａ級パワーアンプの動作

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

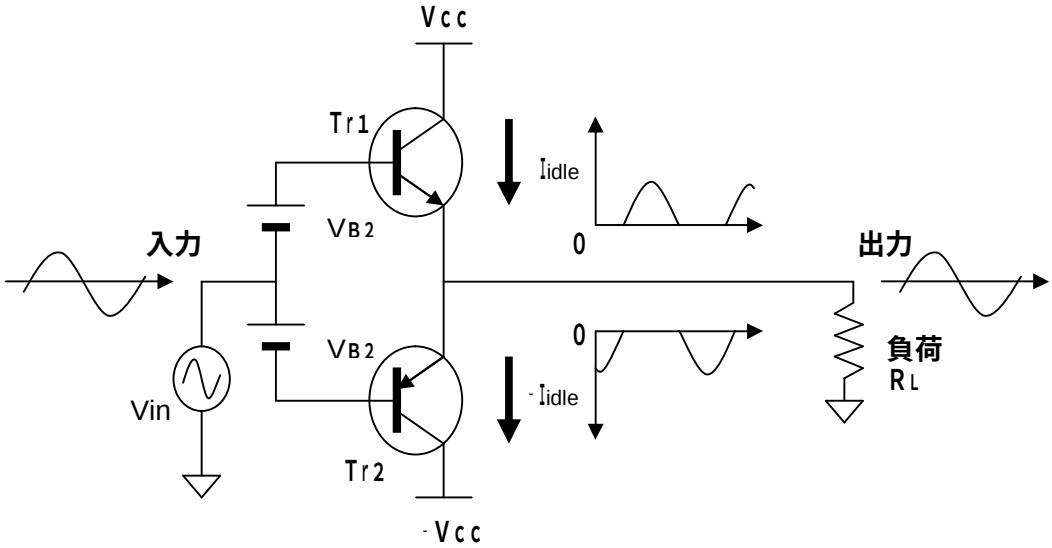

図９　Ｂ級パワーアンプの動作

バイアス電圧V_{B2}が加えられているが，その値は０．３～０．４Ｖ程度しかないため，無信号時のバイアス電流が０Ａ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０Ｖ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

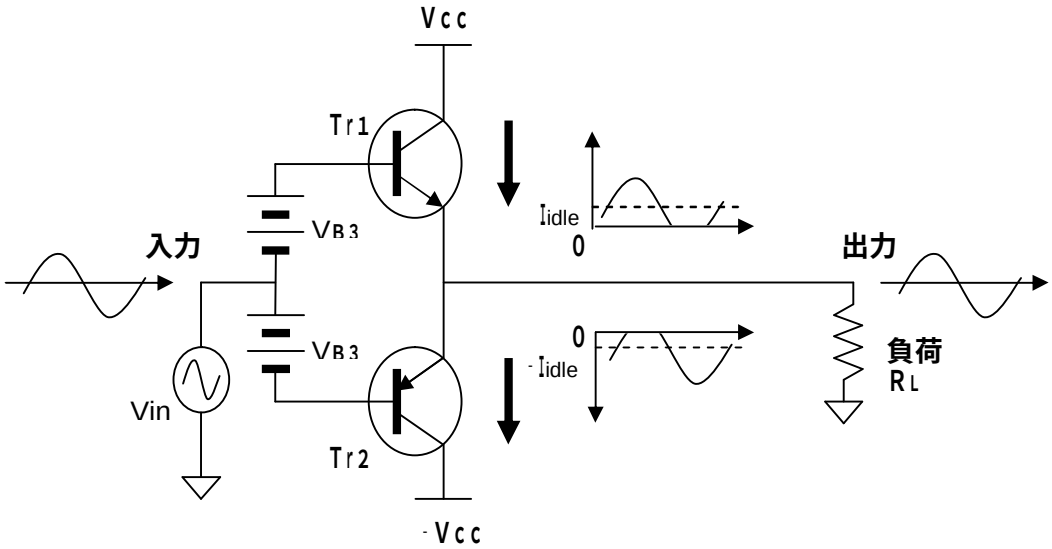

図１０　ＡＢ級パワーアンプの動作

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

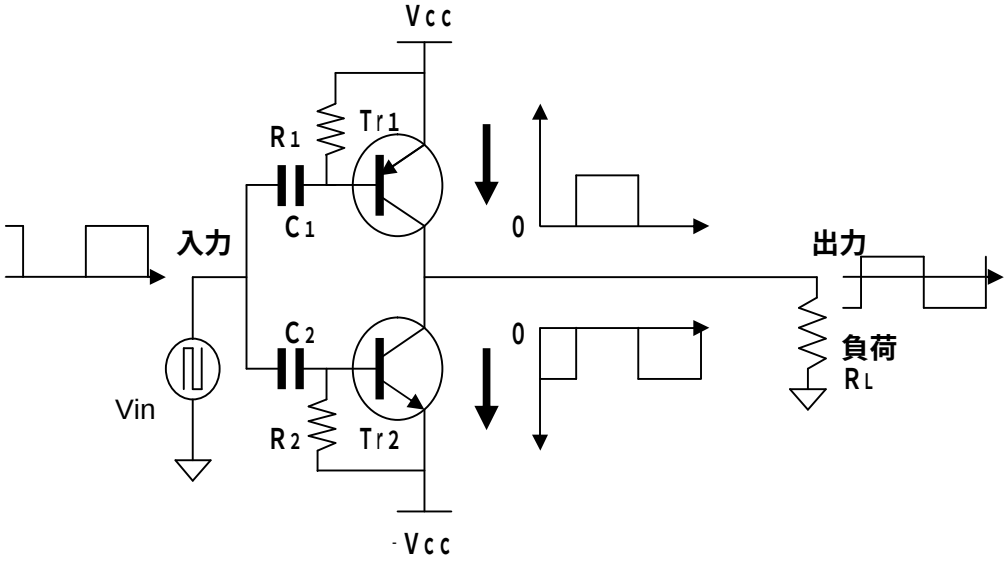

図１１　Ｄ級パワーアンプの動作

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ィ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．

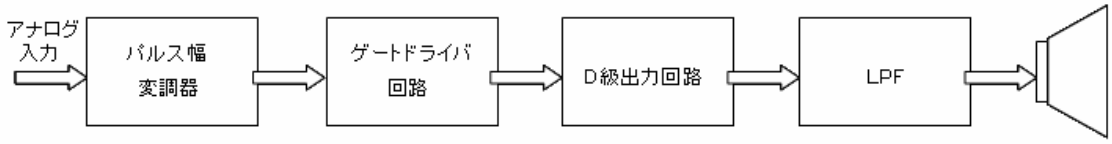

図１２　Ｄ級パワーアンプのブロック図

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．ディ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　従来のディジタルスピーカ

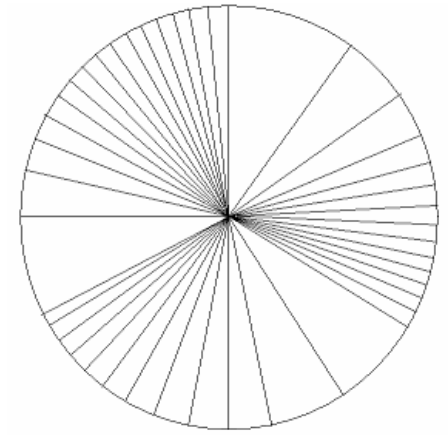

図１３　駆動面積分割の例

ディジタル信号でスピーカを直接駆動する方法として、図１３のように圧電スピーカをディ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

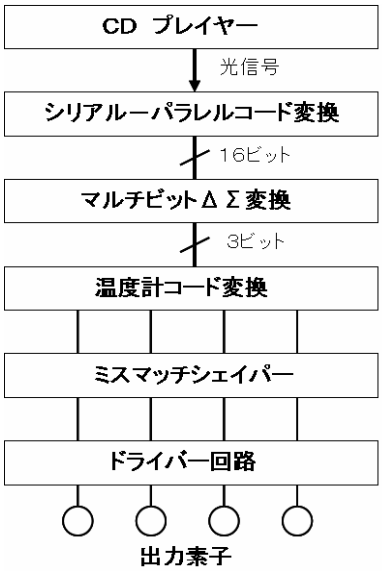

図１４　提案手法の基本構造

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ィジタル処理し，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　ΔΣ変換

スピーカをディ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ΔΣ変換を用いている．

４．３．１　１次ΔΣ変換器

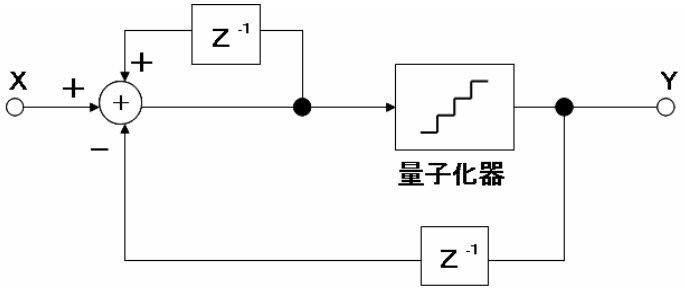

図１５　１次ΔΣ変換器

図１５に１次ΔΣ変換器のブロック図を示す．図に示すようにΔΣ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）式のようになる

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

（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(jωT)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ことがわかる．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ΔΣ変調器の出力スペクトルを示す．

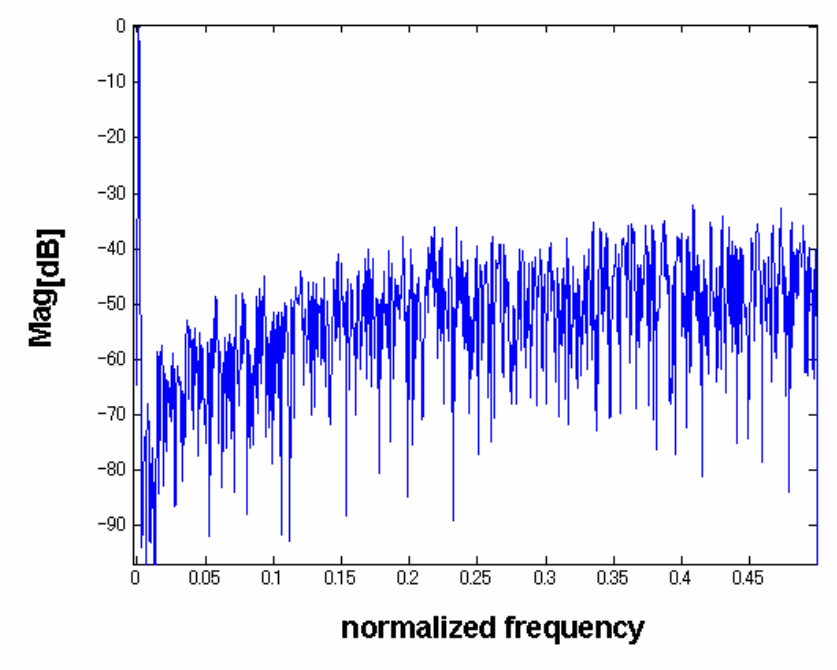

図１６　１次ΔΣ変調器の出力スペクトル

４．３．２　２次ΔΣ変調器

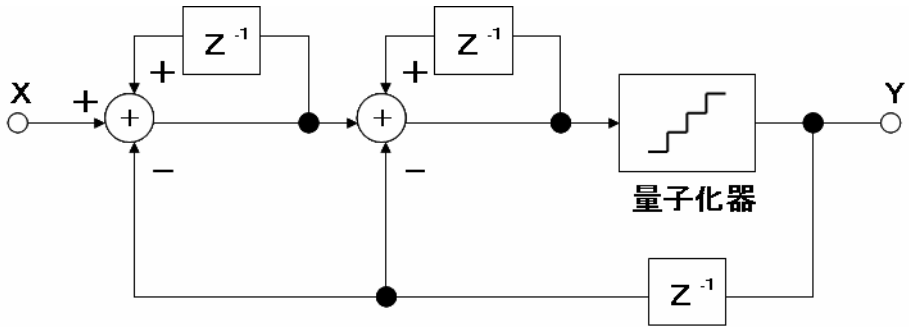

図１７　２次ΔΣ変調器

図１７に２次ΔΣ変調器のブロック図を示す．図１５の１次Δ変調器に積分器を一つ加えた形になっている．１次ΔΣ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．

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

１次ΔΣ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ΔΣ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ΔΣ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．

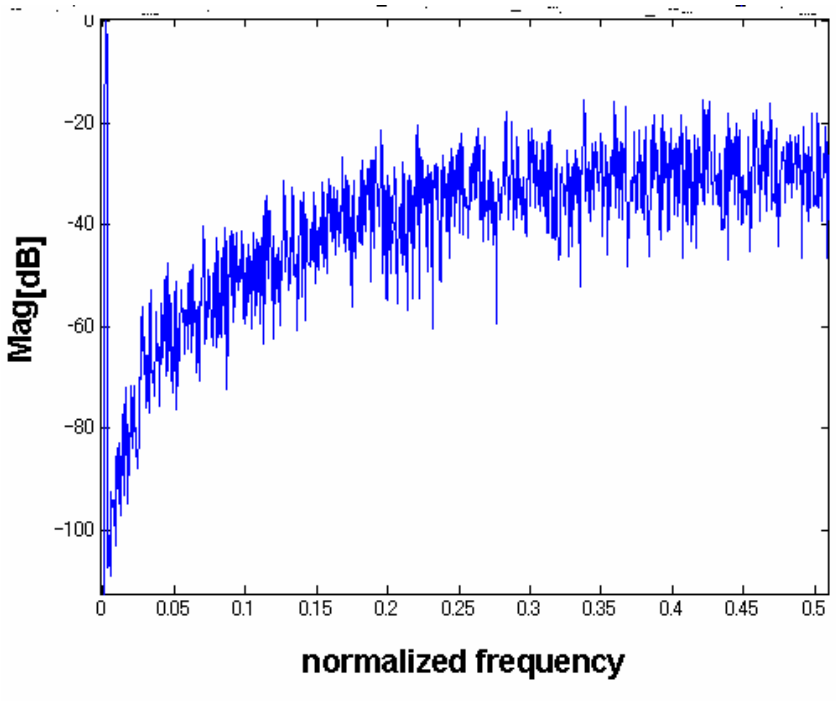

図１８　２次ΔΣ変調器の出力スペクトル

４．３．３　３次ΔΣ変調器

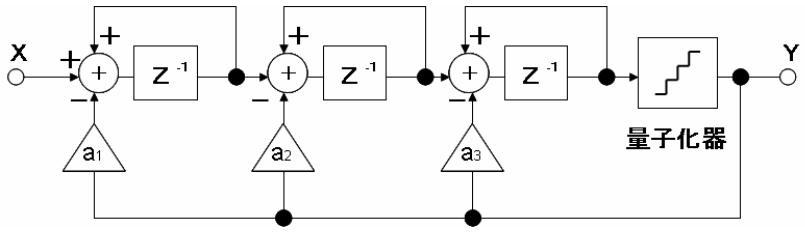

図１９　３次ΔΣ変調器

図１９に３次ΔΣ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．

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

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

$f(Z,a_i) = 1$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．

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

１次，２次ΔΣ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ΔΣ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ΔΣ変調器を用いる．

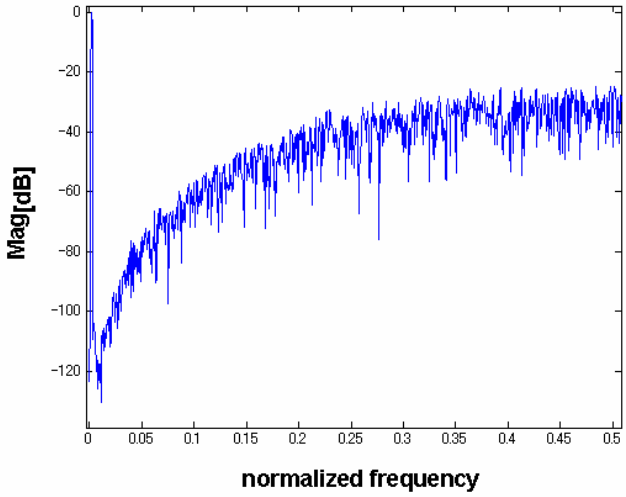

図２０　３次ΔΣ変調器の出力スペクトル

４．４　温度計コード変換

ディジタルオーディオ信号はマルチビットΔΣ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ィジタル信号で直接駆動するために，ΔΣ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ィ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	００００１１１１
8	１０００	１１１１１１１１

４．５　ミスマッチシェーパー

４．５．１　素子のばらつきについて

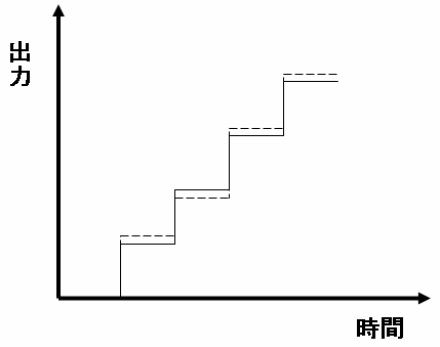

図２１　素子ばらつきによる誤差

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±数%の誤差があると仮定すると出力波形が図２１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．

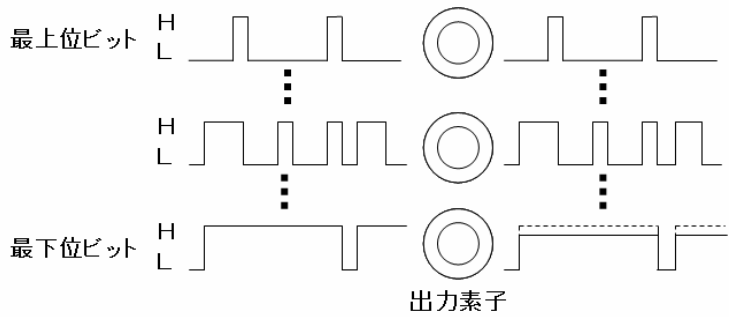

図２２　ビット固定した場合の出力

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こと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ＤＥＭと呼んでいる．

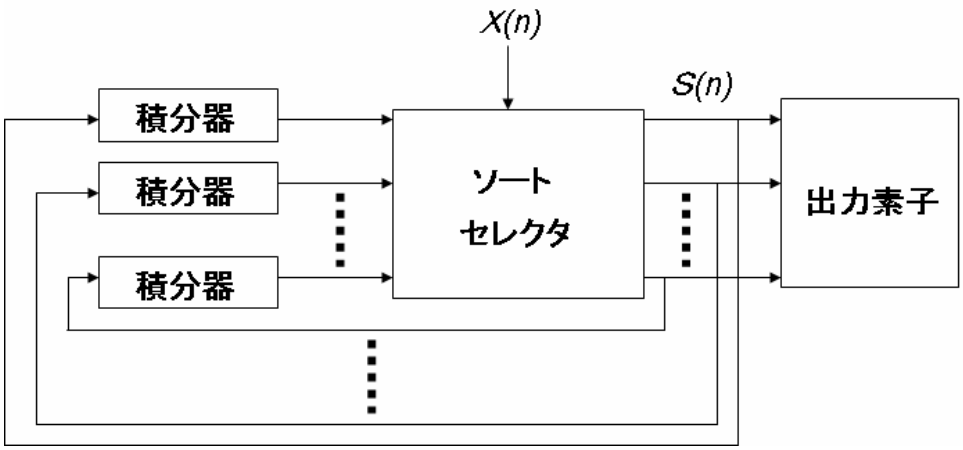

図２３　ＮＳＤＥＭの構造

素子のばらつきによって生じる誤差に対して，ΔΣ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２３にＮＳＤＥＭの構造を示す．温度計コードを

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

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．ソートセレ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

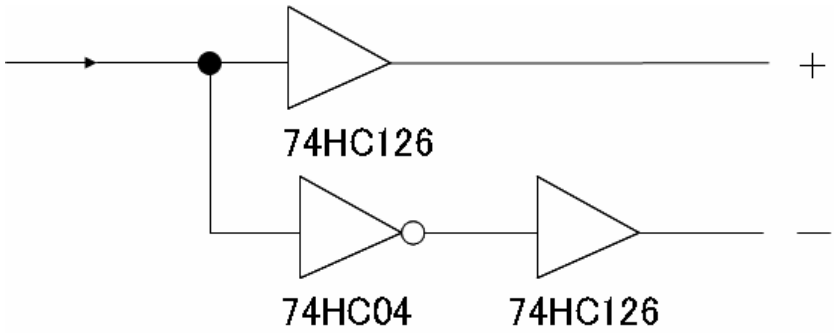

図２４　従来使用していた回路

図２４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，プッシュプルの形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け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．

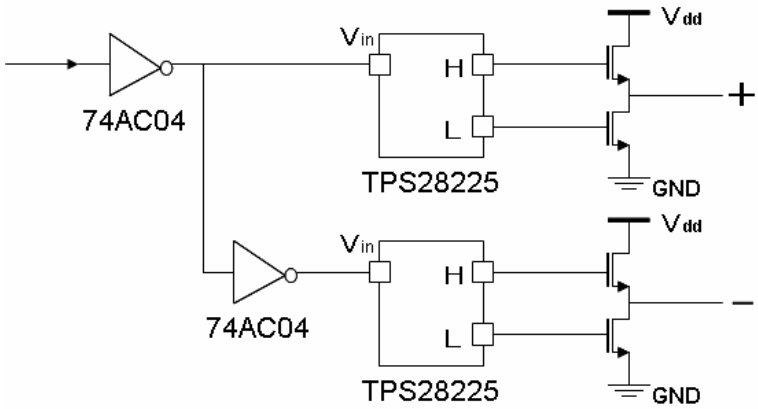

図２５　変更後の回路

図２５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２６に，また圧電素子はアクリル板上に図２７のように固定して測定を行った．

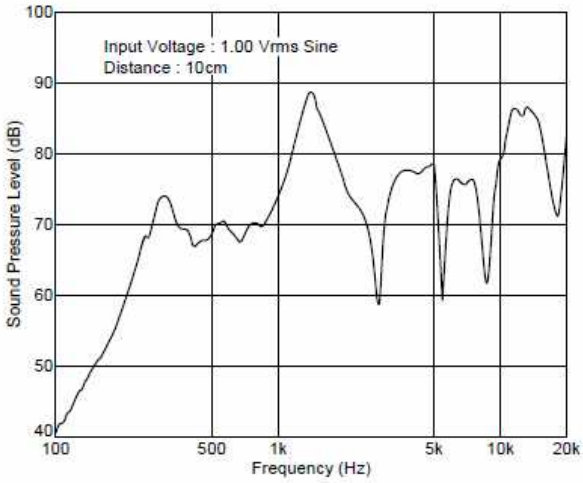

図２６　圧電スピーカの周波数特性例（村田製作所より）

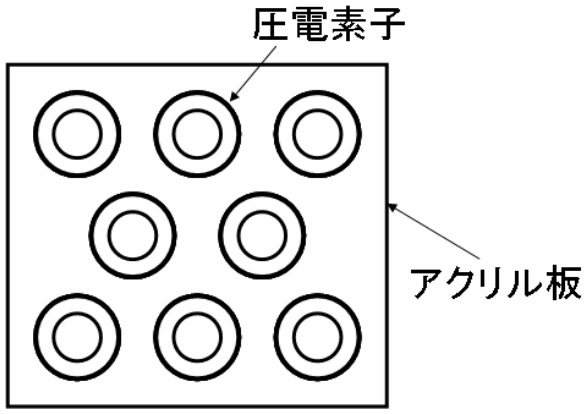

図２７　圧電スピーカの配置図

４．７．２　多入力ダイナミックスピーカ

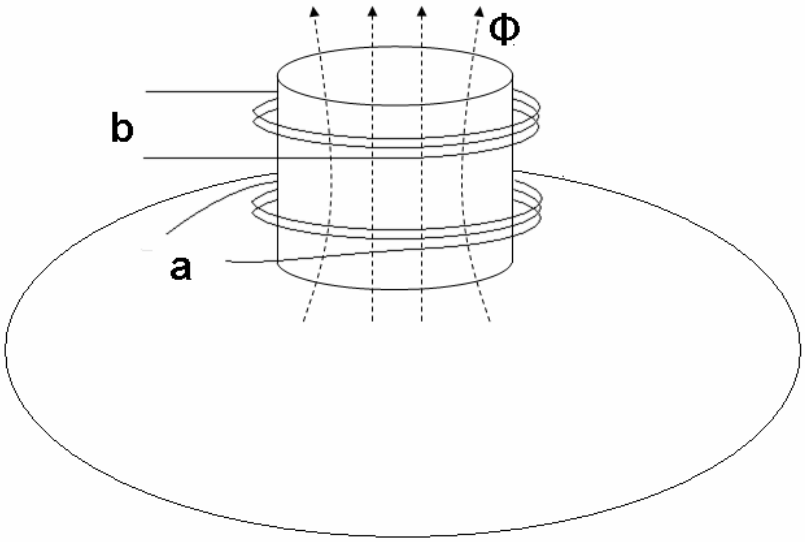

図２８　動作の概念図

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２８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

$$F = BlI$$

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２７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

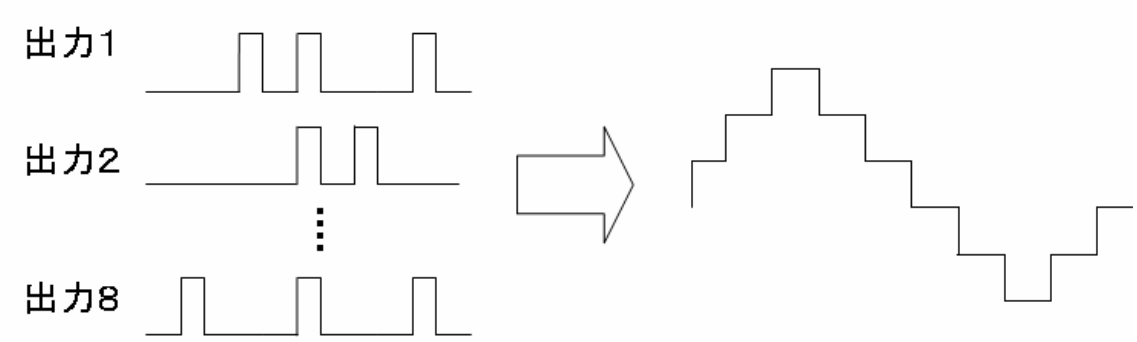

図２９　音の合成のイメージ

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ーまでは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ΔΣ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ΔΣ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．ΔΣ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．

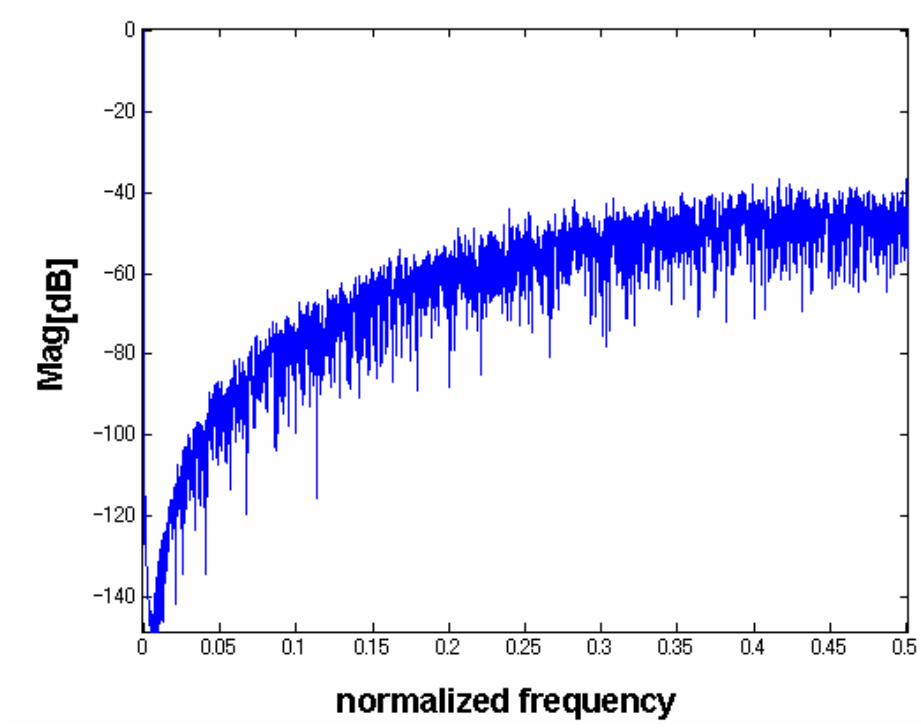

図３０　直流入力時のΔΣ変調器の出力スペクトル

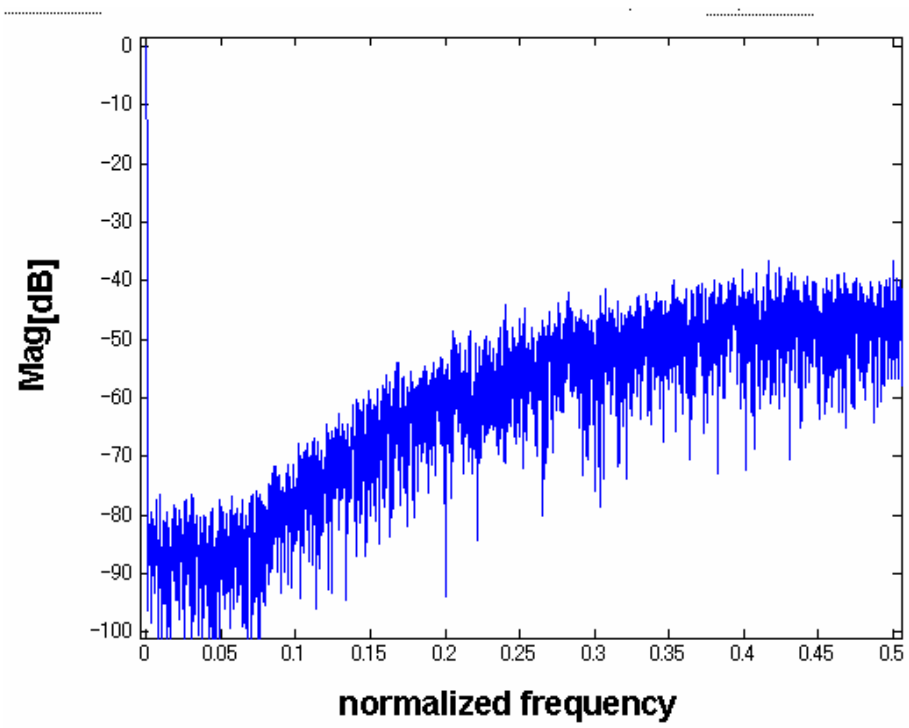

図３１　素子ばらつきを与えた時の出力スペクトル

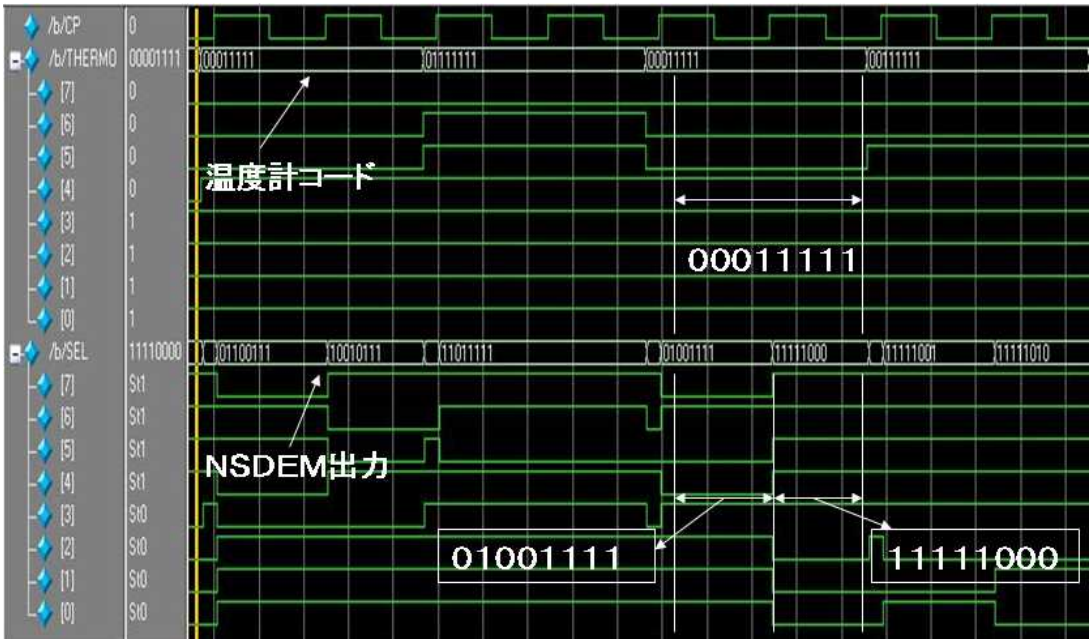

図３２　ＮＳＤＥＭの出力波形

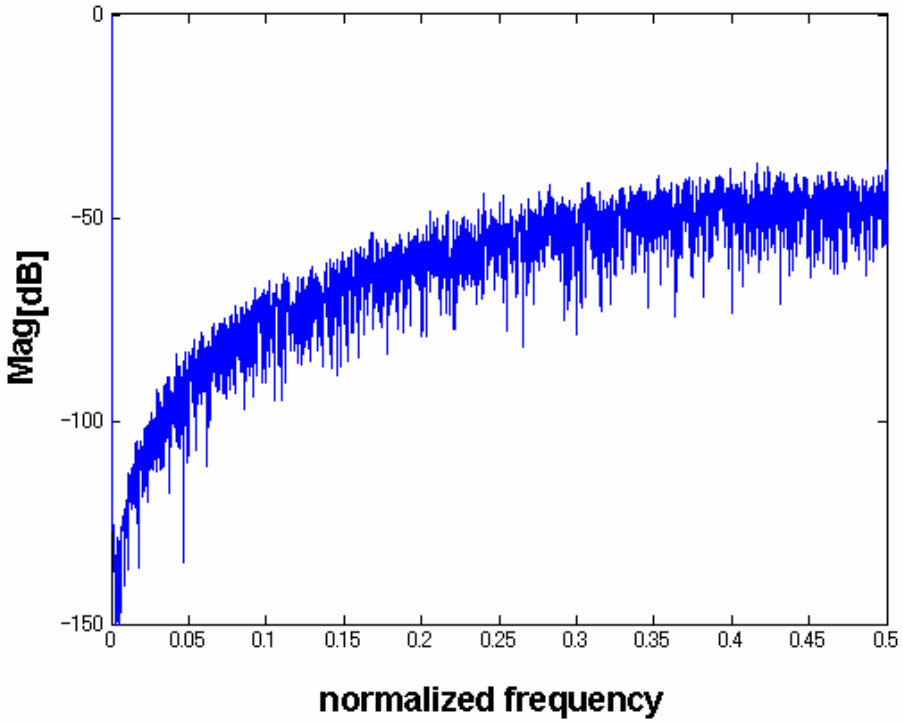

図３３　ＮＳＤＥＭ後の出力スペクトル（素子ばらつきあり）

第６章．　実装実験結果

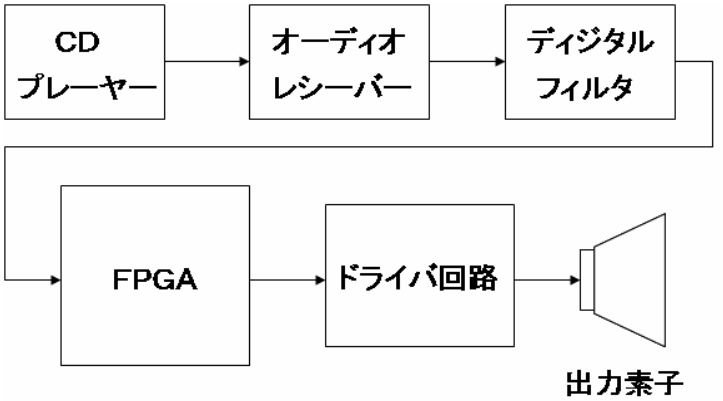

図３４　実験装置のブロック図

図３４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ＬＲ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，ディジタルフィルタを通すことでＬとＲの信号に分解する．ディ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ΔΣ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１ｋＨｚ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３５，図３６は従来のドライバ回路と変更後のドライバ回路に５Ｖの電圧を加えた場合の８つの出力波形のうちの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ためと考えられる．図３７に変更後のドライバ回路に電圧１５Ｖを加えた場合の出力波形を示す．図３６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５Ｖ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７Ｖ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，２０Ｖ近くまで電圧を加えられるようになっている．

図３５　従来のドライバ回路による出力波形（印加電圧５Ｖ）

図３６　変更後のドライバ回路による出力波形（印加電圧５Ｖ）

図３７　変更後のドライバ回路による出力波形（印加電圧１５Ｖ）

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３８，図３９は従来のドライバ回路と変更後のドライバ回路に５Ｖ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１ｋＨｚの信号成分が１０ｄＢ大きくなっていることがわかる．また，図４０に変更後のドライバ回路に１５Ｖ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１ｋＨｚの信号成分が，電圧を５Ｖ加えた時よりも１０ｄＢ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２０ｄＢ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ＴＨＤ（Total Harmonic Distortion）は悪くなっている．

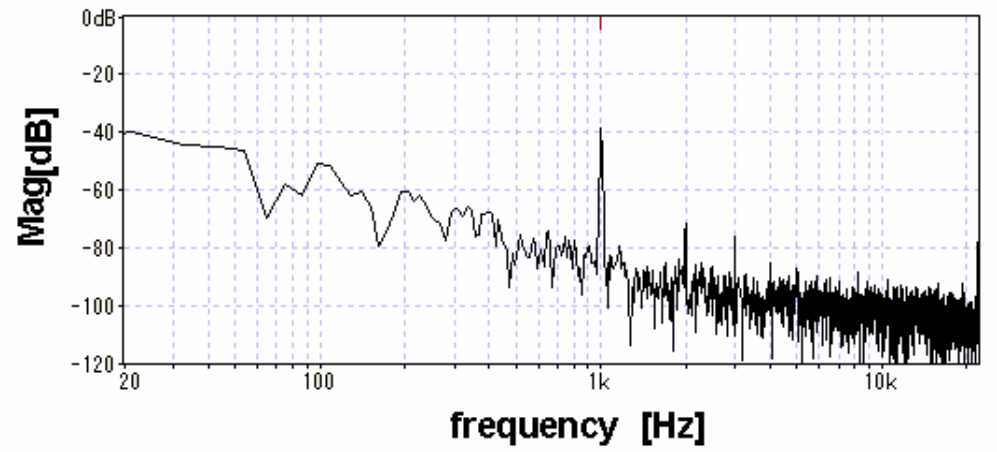

図３８　従来のドライバ回路による出力スペクトル（印加電圧５Ｖ）

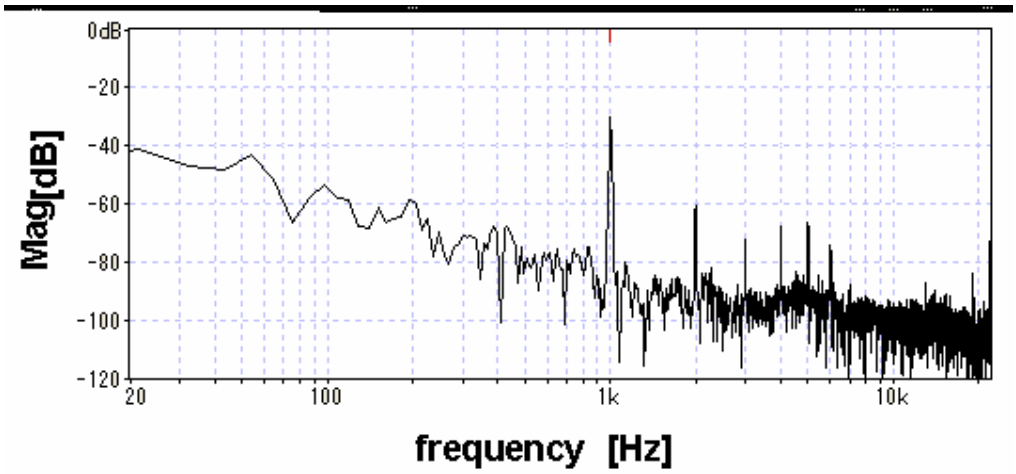

図３９　変更後のドライバ回路による出力スペクトル（印加電圧５Ｖ）

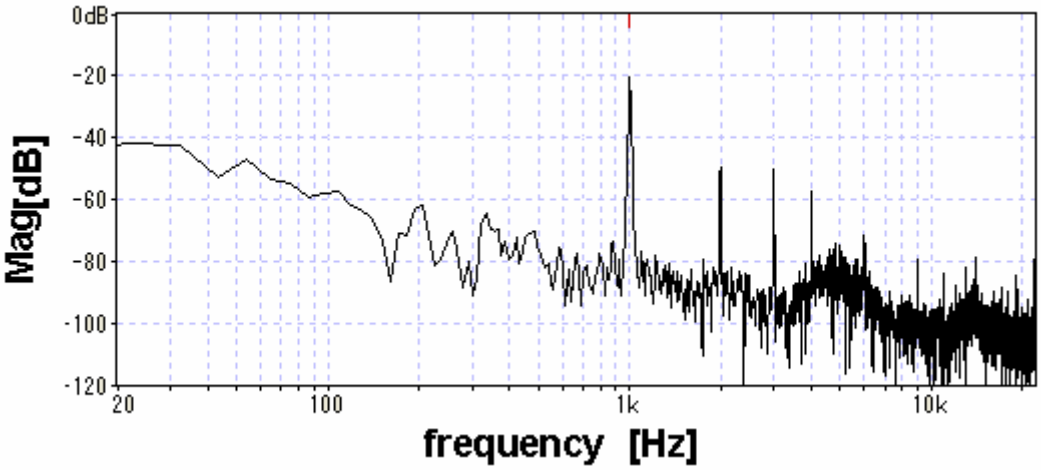

図４０　変更後のドライバ回路による出力スペクトル（印加電圧１５Ｖ）

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４１に１ｋＨｚサイン波，図４２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に関しても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．

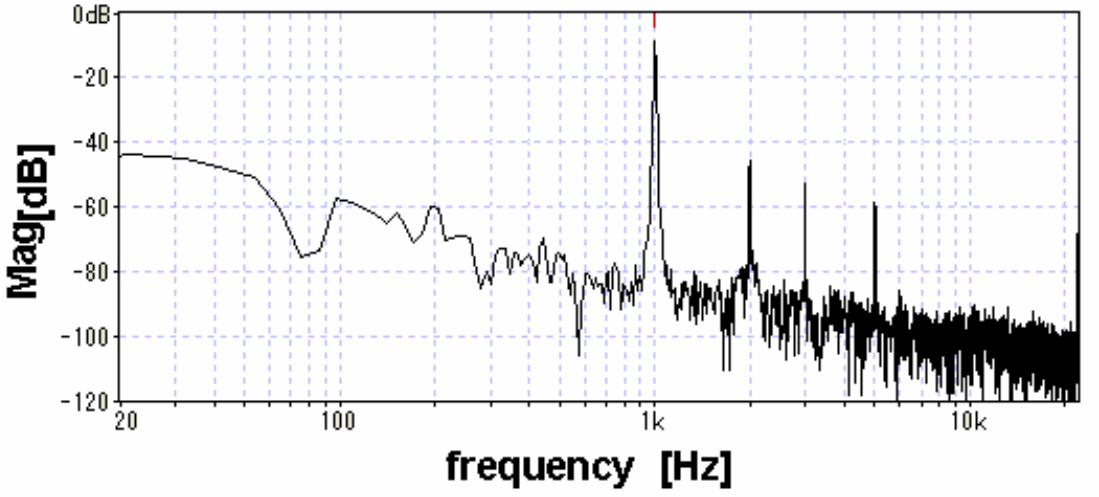

図４１　１ｋＨｚサイン波入力時の出力スペクトル（印加電圧１Ｖ）

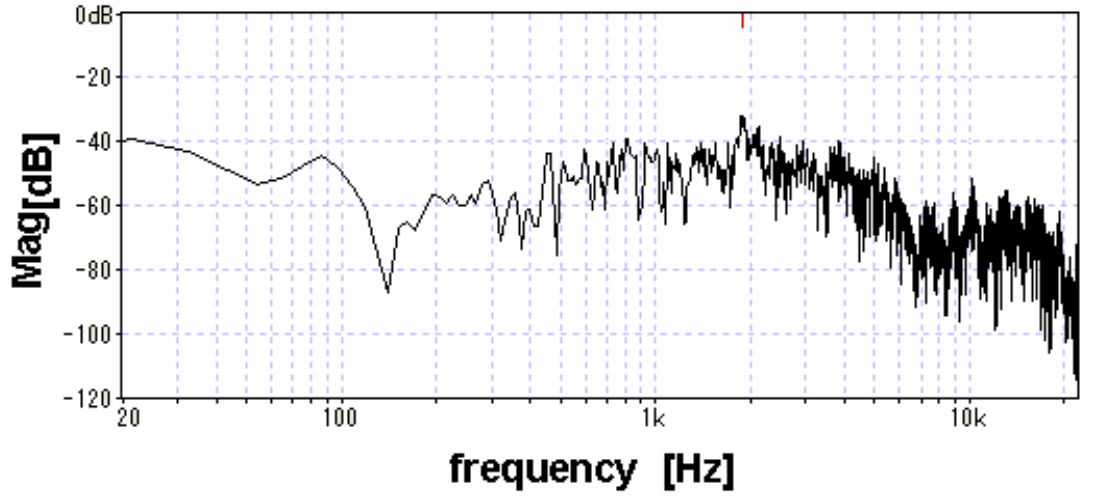

図４２　ホワイトノイズ入力時の出力スペクトル（印加電圧０．５Ｖ）

第７章．　結論

本研究は，ディ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ィ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などにディ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．

提案手法ではディ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ΔΣ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ィ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ィ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ィ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 ΔΣ 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, ”ディ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／ディジタル・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