# 法政大学学術機関リポジトリ

HOSEI UNIVERSITY REPOSITORY

PDF issue: 2025-01-15

## MEMSスピーカを用いたデジタル直接駆動シス テムにおける2値の線形駆動と3値ISIシェー パの検証

高木, 玲爾 / TAKAKI, Reiji

(出版者 / Publisher) 法政大学大学院理工学研究科

(雑誌名 / Journal or Publication Title) 法政大学大学院紀要.理工学研究科編

(巻 / Volume) 65 (開始ページ / Start Page) 1 (終了ページ / End Page) 7 (発行年 / Year) 2024-03-24

(URL) https://doi.org/10.15002/00030708

## MEMS スピーカを用いた デジタル直接駆動システムにおける 2 値の線形駆動と 3 値 ISI シェーパの検証

digital direct-drive speaker system using mems speakers with 3value ISI shaper

## 高木 玲爾 Reiji TAKAKI 指導教員 安田彰

法政大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻修士課程

We propose a system using digital direct drive, *ternary* ISI shapers, and MEMS speakers. The system is intended to be a highly efficient and low distortion audio system. In particular, the driver circuit was used a regenerative circuit that utilizes the characteristics of MEMS speakers. It was verified the efficiency and distortion rate by actual measurement.

Key Words :  $\Delta \Sigma$  modulator, NSDEM, ISI shaper, ternary drive, MEMS speaker

## 1. はじめに

音楽を再生するには、スピーカが必要である.一般に用 いられるのは、ダイナミックスピーカやバランスドアー マチュアなどがある.近年、Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) という技術で開発された MEMS スピー カがある.このスピーカは、ダイナミックスピーカと比較 すると、サイズが小さく、消費電力が小さい.しかし、容 量性のインピーダンスを持つ.ダイナミックスピーカと 同じドライバ回路を MEMS スピーカへ使用すると、容量 に充電した電荷はグラウンドへ放電される.放電した電 荷は、そのまま消費電力となってしまう.この電荷を回収 することで、消費電力の低減、Bluetooth の音声機器や携 帯電話の長時間再生が可能となる.

MEMS スピーカをデジタル直接駆動システムで高い周 波数で駆動すると問題が生じる.スピーカ内の振動板は, スイッチングアンプの低周波成分の出力に応じてゆっく り動く.これが非線形性となり,音として再現される.こ こで,スイッチング信号の2値対応する位置に,振動板 が速やかに移動できれば,2値駆動となる.2値駆動では, 原理的に歪が生じないため,非線形性による歪をキャン セルできる.

さらに、電荷の回収に問題がある.回収すなわち充放電 を行うが、充電、放電に時間を要する.デジタル直接駆動 システムのデジタル信号の遷移にスルーレートの制限や リンギングが現れる.この影響を低減するために Inter Symbol Interference (ISI,符号間干渉)シェーパを利用す る. 以上から、本研究では、MEMS スピーカとデジタル直 接駆動スピーカを組み合わせ、駆動で発生する歪を低減 することを目的とする.そのために、ISI シェーパを用い た構造の提案する.

#### 2. デジタル直接駆動システム

#### (1) デジタル直接駆動システム

ー般的なオーディオシステムでは、PC や CD のデジタ ル信号から DAC によりアナログ信号へ変換、アンプやフ ィルタで増幅、カットし、スピーカを駆動する.デジタル 直接駆動システムでは、アナログ信号への変換、アナログ 回路の使用がないため、低ノイズ、低消費電力、回路規模 の削減を実現できる.図1にシステムの構成を示す[1]. また、各ブロックにおける出力を図2に示す.

デジタルデータを入力信号としていて,正弦波を例に している. ΔΣ変調器により, Pulse-density modulation (PDM・パルス密度変調)が行われる. これにより PDM 信 号になる. PDM 信号を温度計コードに変換し, bit 毎の重 み付をなくす. その後, Noise Shaping Dynamic Element Matching (NSDEM) に入力する. NSDEM では,各スピー カの使用頻度が一定になるように,温<u>度計コ</u>ードの出力



図 1 スピーカのデジタル直接駆動システムの構成



図 2 各ブロックにおける出力

と同じ量の出力をするように、スピーカを選択する. これ により、スピーカ間の誤差であるミスマッチの影響を低 減する.

#### (2) ΔΣ変調器

図 3 にΔΣ変調器を示す.加算器,積分器,量子化器で 構成される.

z 領域において,解析を行う.入力X(z),出力Y(z),積 分器H(z),量子化器で追加されるノイズQ(z)とすると,

$$Y(z) = STF(z) X(z) + NTF(z) Q(z)$$
(2.1)

$$STF(z) = \frac{H(z)}{1+H(z)} = z^{-1}$$
 (2.2)

$$NTF(z) = \frac{1}{1+H(z)} = 1 - z^{-1}$$
 (2.3)

となる. ここで, STF(z) は Signal Transfer Function すな わち信号伝達関数で, NTF(z)は, Noise Transfer Function すなわち雑音伝達関数である. 入力は遅延 1 回行われる ことがわかる. 量子化ノイズは, ハイパス特性を得られ, これをノイズシェーピングと呼ぶ.

積分器の数にΔΣ変調器の次数が比例する. 次数により, ノイズシェーピングの傾きが変化する. n 次のΔΣ変調器 は, 20n [dB/oct]の傾きを得られる. 増やせば増やすほ ど,安定性は落ちていく. 1bit では3次以降不安定な出 力を見せる. マルチビットでは安定化しやすいため,3次 のΔΣ変調器を構成することは可能である.

#### (3)温度計コード変換器

マルチビットのΔΣ変調器では、ビット毎に信号を伝え る必要がある.重み付の無いコードである,温度計コード で伝達する.温度計コードでは、重み付がないため、スピ



ーカの数だけビットを使う. また, 0,1を扱う2値とは異なり, -1,0,1を扱う3値では, その倍のビット数を使用する.

#### (4) NSDEM

図4に2値NSDEMのシステム図を示す.NSDEMで は、スピーカ自体の誤差・ばらつきの影響を小さくす る.積分器で使用した回数を積分し、使用回数の少ない 順にセレクタで選択する.ばらつきが原因となるノイズ が低減する.これをミスマッチシェーピングと呼ぶ.

## (5) ドライバ回路

初めに、ハーフブリッジ回路を図5に示す.3値では使 用できないが、2値で使用可能となる.片側は常に接地し ている.扱うのが低電圧または低周波信号であれば、ハイ サイドは PMOS,ローサイドは NMOS と異なる MOS ト ランジスタを配置することが可能.しかし、高電圧や高周 波信号の場合、どちらも NMOS にする必要がある.前者 は、信号を高電圧で扱うことがないため.後者は、ゲート 容量の差などにより、オン時間に差が生まれる.この差に よりどちらもオン状態なり、貫通電流の原因となる.これ には、ハイサイドの入力には、ブートストラップ回路で電 圧を上げる必要がある.

次にフルブリッジ回路を図 6 に示す. 負荷周りの形状 から H ブリッジ回路とも呼ぶ. ハーフブリッジ回路を 2 つ使い, 片方を反転させて配置している. 2 値でも 3 値で も駆動が可能である. 2 値の場合は,入力を反転させて反 対に入力させる. ハーフブリッジと比べて,出力を倍にで きる. フルブリッジの 2 値と比べて 3 値の方が,「0」の 駆動が存在するため,消費電力の低減にもつながる.



## 3. 提案手法

#### (1) システムの全体

図7に提案するシステムを示す.デジタル直接駆動シ ステムと比べ,温度計コード変換器の次から異なる構成 となっている.

出力側から説明する. MEMS スピーカをスピーカに使 用する. このスピーカは Micro Electoro Mechanical System という微小電気機械システムという技術によって作られ た.マイクや圧力センサなどにも使用されている. MEMS スピーカは, 従来のダイナミックスピーカと比べ, 小さく, 消費電力が小さい. デジタル直接駆動システムでは, スピ ーカを複数使用できると, 量子化ノイズを小さくできる. また, ΔΣ変調器の高次化における安定性にもつながる. このため, MEMS スピーカとデジタル直接駆動システム を組み合わせことにより, 低消費電力, 低雑音スピーカシ ステムを実現することが可能となると考えられる.

NSDEM であったブロックは、3 値 Inter-Symbol Interference (ISI)シェーパに置き換える.これは、NSDEM と似ていて、NSDEM では、スピーカの誤差のみを取り扱 っていた.すなわち、出力はデジタル信号の様にスルーレ ートが無限大で、値が0から1など変化するまたはしな いときの電圧の影響をみていない. ISI シェーパでは、そ の信号の変化による影響を低減する.

(2) MEMS スピーカ

MEMS スピーカとダイナミックスピーカではインピー ダンス特性が異なる.ダイナミックスピーカは一般的に インダクタンスと抵抗で等価される.しかし, MEMS ス ピーカは,容量性を持つ.表1に測定したインピーダン スを示す.また,図8に周波数特性を示す.特に,可聴域 である 20~20kHz においては容量性インピーダンスの影 響が強いと考えられる.



図 8 MEMS スピーカのインピーダンス

表 1 MEMS スピーカの各パラメータの平均値と中央値

	R[Ohm]	L[uH]	C[nF]
平均值	13.4	9.47	120
中央値	11.0	9.51	144



## (3) 無効電力回収回路と信号生成回路

前項で MEMS スピーカが容量性であることを述べた. 容量性のため,図5 や図6のようなドライバ回路の使用 に問題が発生する.簡単のために,図5のハーフブリッ ジ回路で考える.スピーカ部分をコンデンサとして考え る.入力がLowのとき,充電される.また,入力がHigh とき,放電される.この充放電により無効電力が発生する. これを回収する回路を図9に示す[2].

この回路は, ハーフブリッジ回路に追加で, インダクタ, ダイオード, PMOS, NMOS, コンデンサを使用している.

図 10 に、入力を IN、入力に遅延を入れた信号を IN<sub>delay</sub>, として、各状態でのスイッチ信号と電圧V<sub>MEMS</sub>とインダク タLに流れる電流のイメージを示す. S1 と S2 は、PMOS への入力になるため、最後に反転して入力する. 状態 1 で は、充電を行う. 状態 2 では電源電圧へのクリップを行 う. 状態 3 は放電を行う. 状態 4 では GND へのクリップ を行う. IN とV<sub>MEMS</sub>を比較するとスルーレートに制限を かけた波形となる. この充放電は、L と C の発振を利用 して、行っている.



## 図 10 各状態におけるスイッチ信号と電圧,電流 (4) |S| シェーパ

ISI シェーパは、NSDEM をもとに作成された. デジタ ル直接駆動では、デジタル波形のようにスルーレートが 無限大で、リンギングやオーバーシュートなどが無い状 態を理想として考えられている.実際に、ダイナミックス ピーカを接続したドライバ回路の電圧波形には、スルー レート、リンギング、オーバーシュートを含んでいる.こ れを符号間干渉・ISI と呼んでいる.この影響のデジタル 信号処理での低減を ISI シェーパでは実現している.

図 11 に 2 値の立ち上がりのシェーピングループを示 す.図 12 に 2 値の ISI シェーパを示す[3].図 11 の立ち



図 122値の ISI シェーパ

上がりのシェーピングループでは、任意の定数 L の -1, ±0,1の3パターンを決定し出力する.図12では、ミ スマッチのシェーピングループと ISI のシェーピングル ープが存在する.図11の出力をもとに、立ち上がりに使 用する素子と ON の状態を保持する素子をセレクタであ る VQ でそれぞれ選択する.

図 13 に 3 値の ISI シェーパを示す. 2 値では, 0, +1 の 2 種を 2 クロック分だけ見たときの 4 パターンだった. し かし, 3 値では, -1, 0, +1 の 2 クロック分で 9 パターン を考える必要がある. そのため, 複雑化している. 特に, ベクトル量子化器 (VQ) は, それぞれで優先順位の決め 方が異なる. その決め方については省略する.

#### (5) ΔΣ変調器を下げることによる低歪化

前項で述べた通り, デジタル直接駆動システムは, 出力 が矩形であることを理想としている. ここで, スピーカ内 部の振動板について着目する. 図 14 に振動板のイメージ を示す. もし, スピーカに印加された電圧が 2 値のよう に離散的だったとき, (a)の様に, 振動板の動きも離散 的に動くだろうか. 入力された信号の周波数と振動板が 動く速度を比較して,入力信号の周波数が速い場合, (b) の様に連続的な位置を取りつつ収束すると考えられる. このように, MEMS スピーカの入力電圧と振動板の位置 の関係が非線形性であるため, 歪が発生する. この対策と して,駆動周期を長くすなわち駆動クロックを低くする. これにより連続的に動く時間が駆動クロックに対して短 くなるため,影響を小さくできる [4].



図 13 3 値の ISI シェーパ



## 4. シミュレーション結果

#### (1) 無効電力回収回路

図 9 のシミュレーションに使用した素子やパラメータ を表 2 に示す.また、図 15 に図 9 の回路のシミュレーシ ョン結果を示す.負荷は、MEMS スピーカのインピーダ ンスを利用した.インダクタに流れている電流と電圧波 形から充放電が行われていることがわかる.しかし、電源 電圧までは充電しきれておらず、GND までの放電も行わ れていない.これは、ダイオードや MOS、インダクタの 寄生抵抗に起因している.また、髭のような瞬間的なオー バーシュートやリンギングが存在している.これは寄生 容量によるものである.

#### (2) ISI シェーパ

ISI として、2 値信号にオーバーシュート、リンギング、 不安定な電源を再現した波形を図 16 に示す.また、図 7 のシステムにおいて、 $\Delta \Sigma$ 変調器の出力、ISI シェーパの出 力、比較用に ISI シェーパを NSDEM に置き換えた 3 つの 出力を比較する.システムの出力は、サンプリング時間毎 に 0 または 1 である.2 周期の出力を見て、0→1 と変化 した際には、図 16 の立ち上がりから安定までのデータに 置き換える.他の 0→0、1→0、1→1 も同様に図 16 の ISI を適応させた.適応させた出力に 5%のミスマッチをかけ た波形と入力信号である正弦波を FFT 解析した結果を図 17 に示す.  $\Delta \Sigma$ 変調器と NSDEM の出力は、ノイズフロア が増加している.対して、ISI シェーパの出力は、低域ま でノイズシェーピングが続いていることがわかる.図 16 の ISI の影響を小さくできた.

	C // /
Diode	RB168VYM-60
NMOS	rsf014n03
PMOS	rzf013p01
コンデンサC	1uF
インダクタL	100uH

表 2 使用素子とパラメータ



図 15 入力電圧,出力電圧とインダクタの電流



図 162 値のシミュレーション用の ISI 波形



図 172 値の FFT 解析結果の比較

2値同様,3値のシミュレーション用の ISI 波形を図 17 に示す.スルーレート,オーバーシュート,リンギングを 考慮している.この場合の図 7 のシステムの出力を FFT 解析した結果を図 18 に示す.2値の時ほど,明確な差が あるわけではない.しかし,2次高調波に着目すると,ISI シェーパの出力がもっとも小さい.また,歪率を計算した 結果を表3に示す.歪率としても,ISI シェーパの出力が 最も低く,NSDEM の半分未満の値であった.



図 183 値のシミュレーション用の ISI



図 193 値の FFT 解析結果の比較 表 3 図 18 の歪率の比較

構成	歪率[%]
ΔΣ変調器	1.83
ΔΣ変調器 with NSDEM	0.79
$\Delta \Sigma$ 変調器 with ISI shaper	0.36



図 20 測定した電圧波形

## 5. 実験結果

#### (1) 無効電力回収回路の電圧波形

図 9 の回路を基板に実装して測定を行った. なお,信 号生成はについて,同一基板に実装した論理ゲートを使 用している.入力する信号とその信号に遅延を入れた信 号をもとに生成している.自作した基板において,MEMS スピーカを接続し,信号を入力.MEMS スピーカの両端 の電圧を測定した.図 19 に測定した電圧波形を示す.フ ルブリッジであるため,両端の電圧の差分も描写してい る.図 14 に類似した波形になっていることがわかる.図 15 程ではないが, $0 \rightarrow 0 \approx 1 \rightarrow 1$ の遷移において,図 20 の 下の波形で 20us 前後や 40~80us 間など電圧のわずかな 変化が確認できる.電源電圧が不安定であることが考え られる.

#### (2) 無効電力回収回路の消費電流

図 9 の回路における消費電流量の確認を行った. イン ダクタ L をそのまま入れた場合と,開放した場合を測定 した.また,図 7 のシステムでの,ISI シェーパを使用し た際と NSDEM を使用した際の立ち上がりが充放電の頻 度に影響するため,双方の測定を行った.表4には入力 信号の周波数が1kHzの時の測定結果を,表5には10kHz の測定結果を示す.二つの表をグラフ化したものを図 21,22に示す.インダクタ L を開放せずにいる方が低消費 電流だった.また,入力が1kHzのとき,ISI シェーパを 使用すると消費電流が低く,入力振幅を増加させると消 費電流が小さくなった.しかし,10kHz となると,NSDEM を使用した方が低消費電流であった.

表 4 消費電流の比較(入力周波数:1kHz)

	消費電流[mA]			
Shuffling	ISIシェーパ		NSDEM	
入力振幅[dBFS]	L有り	L開放	L有り	L開放
-18	8.0	18.5	14.3	34.0
-24	9.2	21.3	16.5	39.0
-30	12.9	29.7	23.2	56.3

#### 表 5 消費電流の比較(入力周波数:10kHz)

	消費電流[mA]			
Shuffling	ISIシェーパ		NSDEM	
入力振幅[dBFS]	L有り	L開放	L有り	L開放
-18	13.2	31.3	10.2	25.1
-24	10.6	25.9	5.3	12.7
-30	13.2	31.4	3.0	5.5







## 図 22 入力振幅に対する消費電流 (入力周波数:10kHz)

#### (3) 音圧と歪率の測定

まず,音圧および歪率の測定系を図 23 に示す.音圧の 測定結果を図 24 に示す.NSDEM, ISI シェーパの信号成 分である 1kHz の音圧は同程度だった.歪について, ISI シェーパで2次高調波が減少,3次高調波が確認できない くらいの減少をした.

入力周波数や振幅以外にも,DS 変調器の周波数や,信 号生成に用いる遅延器の周波数,ドライバ回路のインダ クタを変化させた.各条件に対する歪率を図 25,図 26 に 示す.ほとんどの場合,ISI シェーパの方で歪率が低いこ











## 図 25 振幅に対する歪率 ΔΣ変調器 96kHz,遅延周波数 192kHz





## 図 26 振幅に対する歪率 ΔΣ変調器 768kHz, 遅延周波数 1536kHz インダクタ 1.5uH

とがわかる. ΔΣ変調器の周波数が低いとき, 歪率が高く なっている.

#### (4) 電圧に対する音圧と歪率の検証

表 6

続いて,電源電圧を変化させた.表6に測定結果を示 す.さらに,グラフ化したものを図27に示す.消費電流 については,電圧の2乗に比例したグラフとなっている. 音圧と歪率については,電圧に比例したグラフとなって いる.電源電圧に対する非線形性は見えなかった.

電源電圧に対する消費電流,音圧,					
	消費電流	音圧	歪率	歪率	
	[mA]	[dBSPL]	[dB]	[%]	
5	10.6	27.5	-0.37	95.85	
6	11.4	28.2	1.05	112.9	
7	13.8	29.8	2.77	137.6	
8	16.2	32.3	4.78	173.4	
9	21.4	33.5	5.62	191.0	
10	24.5	34.6	6.98	223.2	
11	27.9	35.6	8.25	258.5	
12	31.9	36.5	9.31	292.0	
13	36.3	37.2	10.3	326.6	
14	40.2	38.2	11.3	366.1	
15	48.0	39.4	11.5	374.1	



図 27 電源電圧に対する消費電流,音圧, 歪率



図 28 ハーフブリッジにおける音圧測定結果 入力周波数 1kHz,振幅-6dBFS ΔΣ変調器 96kHz,遅延周波数 192kHz



## 入力周波数 1kHz, 振幅-6dBFS ΔΣ変調器 96kHz, 遅延周波数 192kHz

(5)2値の音圧・歪率の測定

2 値駆動には、2.(5)で述べたようにハーフブリッジ回路とフルブリッジ回路の接続方法がある.図28 にハーフ ブリッジの音圧測定結果を示す.また.図29 にフルブリ ッジにおける音圧測定結果を示す.高調波歪みは、ISI シ ェーパの出力での低下をどちらにも確認できる.音圧は、 NSDEM と ISI シェーパで同等であった.フルブリッジの 方がハーフブリッジに比べ1.5 dB 大きいという結果にな った.各歪率と消費電流を表7に示す.歪率でみると、ハ ーフブリッジの方が低い.消費電流は、フルブリッジがハ ーフブリッジの約4倍となっている.これはかかる電圧 が倍になり、その2乗の4倍の消費電流になっているた めだろう.

## 表 7 駆動回路における歪率と消費電流 入力周波数 1kHz,振幅-6dBFS ΔΣ変調器 96kHz,遅延周波数 192kHz

	ISIシェーパ		NSE	DEM	
	歪率	消費電流	歪率	消費電流	
	[%]	[mA]	[%]	[mA]	
ハーフブリッジ	1.43	7.94	6.43	10.3	
フルブリッジ	3.22	39.2	27.2	50.4	

#### 6. まとめ

本論文では、スピーカのデジタル直接駆動システム、 MEMS スピーカ、3 値駆動の ISI シェーパを組み合わせ、 検証を行った.

ドライバ回路では、駆動時の消費電力の低減を狙った 回生回路を利用した.実測できた波形については、シミュ レーションと遜色なかった.また、ISI シェーパを使用と NSDEM を使用で消費電力に差が生まれた.

システムとして、シミュレーションおよび実測では、ISI シェーパの歪率の改善を確認した.さらに、駆動周波数を 下げることにより線形な駆動に近づけようとした.しか し、歪率は下がるどころか上がってしまった.電圧に起因 するものだと予想し、電源電圧を変化させて測定を行っ た.測定結果から違うと考えられる.2値駆動では、0か 1かの2点で線形性を得やすい.しかし、3値駆動では、 -1、0、1の3点になるため、線形性を取るのが難しい. 非線形性が原因の歪が発生したと考える.

2 値駆動のみの比較では、フルブリッジは消費電流が高 いが音圧が僅かに高く、ハーフブリッジは低消費電力、低 歪であった.フルブリッジにしたときの消費電流の増加 を考えるとハーフブリッジのメリットが大きいと考える. 本稿では、振動板の位置の測定を行っていないため、電 圧に対してどのような動きをしているかが確認できてい ない.線形な動きをする範囲がわかれば、本稿のシステム を改善することができるだろう.また、実測において ISI シェーパを16 スピーカ分の信号の8 スピーカ分を取り出 すという方法を行っている.これにより、ISI シェーパの 性能を生かすことを十分できていない. さらなる高性能 化としてスピーカを増やすといいだろう.

謝辞:本論文を作成するにあたって、御協力、御指導を頂 きました安田彰教授、および安田研究室の皆様に多大な る感謝をこの場をお借りして申し上げます.

#### 参考文献

- 1)安田彰, "第4章フル・ディジタル・スピーカ駆動 IC Dnote7U"ランジスタ技術 2013年12月号
- 2) Larry F. Weber, Kevin W. Warren, Mark B. Wood, " Power efficient sustain drivers and address drivers for plasma panel " US5081400A Sep. 1989 United States Patent.
- 3) S. Okage and A. Yasuda, "A Study on Digitally Direct Driven Speaker System Using ISI Shaper," ECT-21-089 Dec. 2021 IEEJ.
- 4) T. Tazawa and A. Yasuda, "Realization of low distortion by digital direct-driven speaker" ETC-20-100 pp. 2–4 Dec. 2020 IEEJ.