

### ISIシェーパを用いたデジタル直接駆動スピーカシステムの研究

大景, 脩志 / OKAGE, Shuji

---

(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)

64

(開始ページ / Start Page)

1

(終了ページ / End Page)

7

(発行年 / Year)

2023-03-24

(URL)

<https://doi.org/10.15002/00026335>

# ISI シェーパを用いた デジタル直接駆動スピーカシステムの研究

A STUDY ON DIGITALLY DIRECT DRIVEN SPEAKER SYSTEM USING ISI SHAPER

大景脩志

Shuji OKAGE

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

This paper proposes a new dynamic element matching (DEM) method for simultaneously shaping speaker mismatch and inter-symbol interference (ISI) error in digital direct-drive speaker systems. In a previous study, ISI error in a multi-bit Delta-Sigma DAC was analyzed, and a DEM that simultaneously shapes ISI error in addition to shaping the element mismatch was developed. The proposed method was modified to be applied to the driving method of a digital direct-drive speaker system and analyzed by simulation. As a result, it is confirmed that the proposed method simultaneously shapes the element mismatch and ISI error.

**Key Words** :  $\Delta\Sigma$  modulator, Dynamic Element Matching, Noise shaping, Mismatch shaping, ISI shaping

## 1. はじめに

デルタシグマ ( $\Delta\Sigma$ ) 変調器はオーバーサンプリングやノイズシェーピングにより高精度変換を可能にし、アナログ/デジタル変換器(ADC)やデジタル/アナログ変換器(DAC)として広く用いられている。マルチビットの  $\Delta\Sigma$  変調器は 1 ビットのものに比べて安定性が高く、最大利得のより大きい雑音伝達関数 (NTF) を実現できるため、より高い信号対量子化雑音比 (SQNR) を得ることができる。しかし DAC を構成する素子にミスマッチがある場合、直線性を保証できなくなる。この問題を解決する方法の一つはダイナミック・エレメント・マッチング法 (DEM) を使用することである。DEM は素子の選択を動的に行うことで、信号帯域内でミスマッチに起因した雑音を小さくすることができる。

DEM を用いることによる問題は、素子の遷移数が静的選択の場合よりも増加し、符号間干渉 (ISI) による誤差が増加してしまうことである。先行研究[1]-[3]ではマルチビット  $\Delta\Sigma$  DAC に用いる、素子のミスマッチと ISI エラー (遷移誤差) をどちらもシェーピングする新たな DEM が提案された。

デジタル信号でスピーカを駆動することができるデジタル直接駆動スピーカ (デジタルスピーカ) システムは、一般的なオーディオシステムに比べ高音質、低消費電力特性を実現する。

このシステムの構成は従来の  $\Delta\Sigma$  DAC と同様に、 $\Delta\Sigma$  変調器とミスマッチのみをシェーピングする NSDEM (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) により構成されている。そのため、先行研究で開発された DEM を応用することでより高精度化を図れる。

しかし、デジタルスピーカシステムには各スピーカの出力を 2 つの状態に制御する 2 値駆動方式と 3 つの状態に制御する 3 値駆動方式があり、先行研究で開発された DEM はいずれも 2 値駆動方式のみに対応している。3 値駆動方式は 2 値駆動方式に比べ出力可能なレベル数が多いため SNR が高く、消費電力が小さい利点がある。このことから、3 値駆動方式に適応した新たな DEM の開発はデジタルスピーカシステムの精度向上につながる。本研究では、3 値駆動方式のデジタルスピーカシステムに応用することができる新たな DEM を提案する。

## 2. デジタル直接駆動スピーカシステム

### (1) デジタル直接駆動スピーカシステム

一般的なオーディオシステムは PC などから送られたデジタル信号を DAC によりアナログ信号に変換し、スピーカを駆動するためにアンプで増幅される。一方で、デジタルスピーカシステムは、アナログ信号に変換することなくスピーカを直接デジタル信号で駆動するため、低ノイズ、低消費電力特性を実現できる。

デジタルスピーカシステムの構成を図 1 に、各出力の波形を図 2 に示す。このシステムでは重み付けの等しい複数のスピーカユニット、または一つの駆動軸に複数のボイスコイルを巻いたマルチコイルスピーカを用いる。

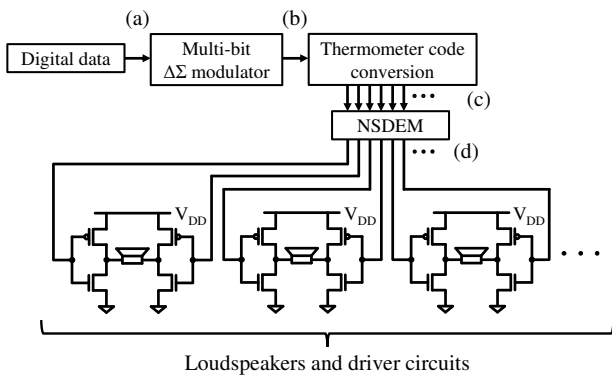


図1 デジタルスピーカシステムの構成

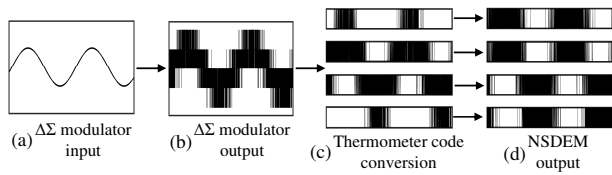


図2 5レベル出力の場合の各入出力波形

入力されたPCMやMP3などのデジタルデータ(a)は、はじめにマルチビットΔΣ変調器でオーバーサンプリングおよび再量子化され、複数のスピーカで駆動できるようマルチレベルのパルス密度変調(PDM)信号に変換される(b)。このとき発生する再量子化雑音は、ΔΣ変調器のノイズシェーピングによりオーディオ帯域内では低減される。次に、温度計コード変換された信号(c)はNSDEMによりスピーカの特性のバラツキによる誤差をキャンセルするために再度変換される(d)。最後にスピーカの個数分あるドライバ回路によりスピーカを駆動する。各スピーカには1ビットのPDM信号が入力され、その出力が空間合成されることでオーディオ信号を生成する。

## (2) ΔΣ変調器

ΔΣ変調器はオーバーサンプリングとノイズシェーピングにより帯域内で量子化雑音を低減する。

アナログデジタル変換において、入力信号が急速にランダム的な変化をする場合、量子化雑音は量子化ステップ幅を $\Delta$ とすると $\Delta^2/12$ となる。この量子化雑音はナイキスト領域に一樣に分布するため、量子化雑音の片側PSDはサンプリング周波数を $f_s$ とすると、 $\Delta^2/6f_s$ となる。したがって、ナイキストサンプリングの場合よりも高いサンプリング周波数でサンプリングすることで信号帯域内の量子化雑音を小さくすることができ、より高いSQNRを得られる。これをオーバーサンプリングと呼ぶ[4][5]。

1次のΔΣ変調器を $z$ 領域で解析すると、出力 $Y(z)$ は入力 $X(z)$ と量子化ノイズ $E(z)$ を用いて

$$Y(z) = STF(z)X(z) + NTF(z)E(z) \quad (1)$$

と表せる。ここで、

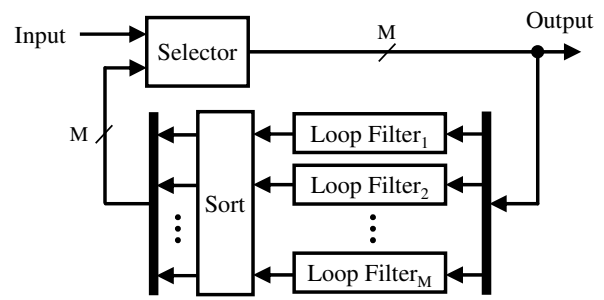


図3 2値駆動NSDEM

$$STF(z) = 1, \quad (2)$$

$$NTF(z) = 1 - z^{-1} \quad (3)$$

であり、 $STF(z)$ は信号伝達関数(STF)、 $NTF(z)$ は雑音伝達関数(NTF)と呼ぶ。 $NTF(z)$ は周波数領域で1次のハイパス特性となる。したがって、量子化雑音は低周波で抑制される。これをノイズシェーピングと呼ぶ[4][5]。

ΔΣ変調器は積分器の段数を変えることで高次のΔΣ変調器を構成することができる。次数を $L$ とした場合のNTFは $(1-z^{-1})^L$ となり、その傾きは1次の場合20dB/dec、2次の場合40dB/dec、3次の場合60dB/decである。

しかし、1ビットのΔΣ変調器の場合、3次以上で不安定となる。このとき量子化器の実効的なゲインが小さくなる。これに対しΔΣ変調器をマルチビットにすることで、量子化器のゲインが明確に決まり高い安定性を得られる。したがって、マルチビットのΔΣ変調器はより高次のNTFを使うことができ、より高いSQNRを得ることができる。

## (3) 温度計コード変換

マルチビットΔΣ変調器により変換されたマルチレベルのPDM信号は温度計コードに変換される。デジタルスピーカシステムには各スピーカの出力を(-1,1)の2つの状態で制御する2値駆動方式と、(-1,0,1)の3つの状態で制御する3値駆動方式がある。スピーカ数を $M$ とすると、2値駆動の場合、 $M+1$ レベル、3値駆動の場合、 $2M+1$ レベルとなり、3値駆動にすることでレベル数を2倍にすることができる。

## (4) NSDEM

マルチビットDACは構成素子の相対的なバラツキによって非線形な特性となる。これは、デジタルスピーカを構成するスピーカにも同じことが言える。レーザートリミングなどの素子バラツキそのものを低減する方法がある一方で、デジタル回路により素子の選択を操作することでバラツキによる雑音をΔΣ変調器のノイズシェーピングと同様に帯域内で小さくすることができる。この手法をミスマッチシェーピングと呼ぶ[4]。

NSDEM[4]は高次のミスマッチシェーピングを実現する。図3に2値駆動のNSDEMを示す。NSDEMは $M$ 個のループフィルタ(積分器)からなり、 $M$ 個の出力はソート回路を通り、セレクタ回路により1ビットのセレクト

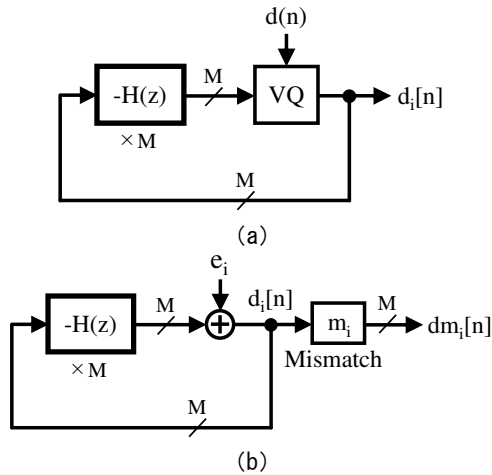


図4 (a) ソートとセクタをベクトル量子化器で表現した2値駆動NSDEM (b) その等価回路

ト信号に量子化される。セレクト信号はセレクトのとき1、非セレクトのとき0となる。このときソート回路で積分値の小さい(使用回数が少ない)素子を優先的に選択するようにソートする。セクタ回路は優先順位の高い素子から順に、入力に応じた個数を選択する。そしてM個のセレクト信号はフィルタにフィードバックされる。

ここで、図4(a)に示すようにソート回路およびセクタ回路はベクトル量子化器(VQ)として解釈できる。

図4(b)をもとにVQでの量子化誤差e, 所望の出力信号d[n], 素子値誤差を加味した出力dm[n]のz変換をそれぞれE(z), D(z), Dm(z)とすると

$$Dm(z) = D(z) + \frac{1}{1+H(z)}(E(z) \cdot m) \quad (4)$$

の関係が得られる。式(4)より、素子値誤差を加味した出力は所望の信号D(z)と任意の伝達関数MTF(z)=(1+H(z))<sup>-1</sup>でシェーピングされた項からなることがわかる。

図5は3値駆動NSDEMを示す。3値駆動では積分器はP側で使用した場合とN側で使用した場合を区別して積分し、P側とN側のベクトル量子化器、VQPとVQNでは優先する素子を反対にしてP側とN側の出力の差をシェーピングされた系列にする。

#### (5) ドライバ回路

デジタルスピーカシステムでは図1に示したように、スピーカのドライバ回路にHブリッジ回路を用いる。2値駆動の場合、出力ユニットを(-1,1)の2値でしか制御できないため常に全ての出力ユニットを駆動することになり、消費電力が増加してしまう。一方で3値駆動は入力小さい間は多くのHブリッジ回路がスイッチング動作を止めるため2値駆動に比べ消費電力が小さくなる。

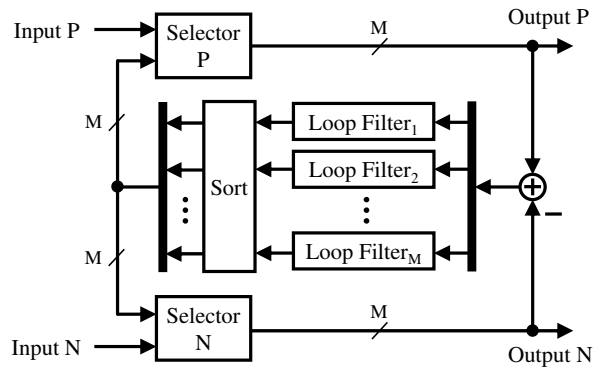


図5 3値駆動NSDEM

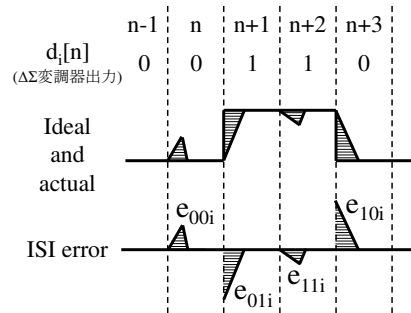


図6 2値駆動の場合のISI誤差モデル

### 3. ISIシェーパ

#### (1) ISIシェーパ

マルチビットΔΣDACやデジタルスピーカシステムは素子(スピーカ)の mismatchesの他に符号間干渉(ISI)の影響も受ける。これはISI誤差と呼ばれ、シンボルの遷移によって起こり、1サイクル前の出力と現在の出力で決まる非線形な関数である。

ISI誤差の原因の一つとしてオンとオフの非対称スイッチングがある。これに対してMOSトランジスタの閾値電圧を調整するなど、アナログ的な解決法がある。一方、先行研究[1]-[3]ではデジタル的な解決法として、ISI誤差をシェーピングする新たなDEMアルゴリズムが提案された。このアルゴリズムは素子の mismatchesとISI誤差を同時にシェーピングすることができる。先行研究ではいずれも2値駆動のマルチビットΔΣDACに用いるISIシェーパ-DEMが提案された。

#### (2) 先行するDEM技術

図6に2値駆動のISI誤差モデルを示す。2値駆動の場合、遷移パターンは0→0, 0→1, 1→1, 1→0の4種類となる。ここでは、0→0や1→1のようにシンボルが変わらない場合でも誤差が発生すると仮定し、各遷移で発生するISI誤差をそれぞれe<sub>00i</sub>, e<sub>01i</sub>, e<sub>11i</sub>, e<sub>10i</sub>とする。ISI誤差の時間関数ISI<sub>i</sub>[n]は次のように書くことができる。このISI<sub>i</sub>[n]は最終的に出力に加算される。

$$ISI_i[n] = \alpha_i + \beta_i d_i[n] + \gamma_i d_i[n-1] + \varepsilon_i \Gamma_i[n]. \quad (5)$$

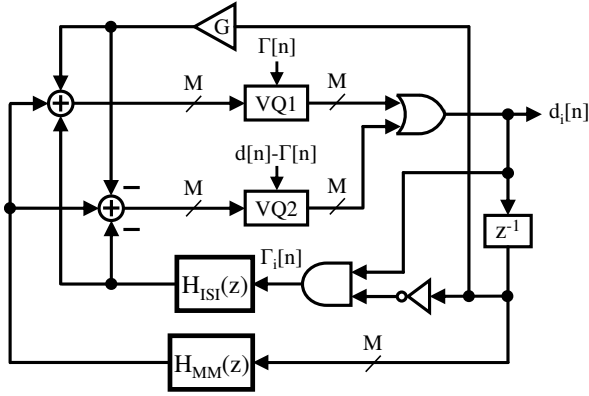


図7 [2]の2値駆動ISIシェーパー

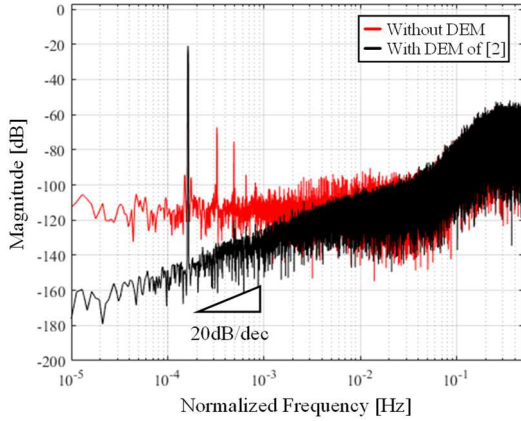


図8 1次ISIシェーピング特性

ここで、 $a_i, \beta_i, \gamma_i, \varepsilon_i$ は、 $e_{00i}, e_{01i}, e_{11i}, e_{10i}$ によって構成され、回路実装によって決まり入力には関係しない定数である。次に  $\Gamma_i[n]$ は、

$$\Gamma_i[n] = (1 - d_i[n-1])d_i[n] \quad (6)$$

であり、 $\Gamma_i[n]$ は立ち上がり遷移の有無を表す非線形な項である。

式(5)は最初の3項がDCオフセットと2タップFIRフィルタで構成される線形項であり、4項目が立ち上がり遷移を表す非線形な項である。ISI誤差の影響を小さくするには  $\Gamma_i[n]$ を含む4項目に対処する必要があることがわかる。

図7に先行研究[2]で開発された  $\Gamma_i[n]$ 及び  $d_i[n]$ をシェーピングするDEMを示す。図中の  $H_{MM}(z)$ と  $H_{ISI}(z)$ はミスマッチシェーピングとISIシェーピングにおけるループフィルタの伝達関数を表す。二つのベクトル量子化器、VQ1とVQ2はそれぞれオンさせる素子、オンを保持させる素子を選択することで各素子の立ち上がり遷移数を制御する。VQ1とVQ2の入力セレクト数は  $\Gamma[n]$ および  $d[n]-\Gamma[n]$ であり、 $\Gamma[n]$ は素子数を  $M$ として

$$\Gamma[n] = \sum_{i=1}^M \Gamma_i[n] \quad (7)$$

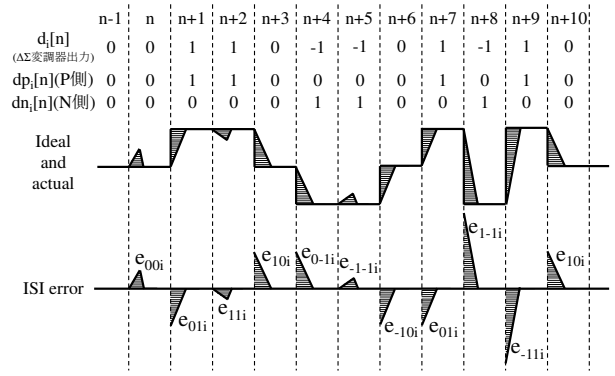


図9 3値駆動の場合のISI誤差モデル

を表す。

フィードバックループに設けられたゲイン  $G$  の設定はミスマッチシェーピングとISIシェーピングのトレードオフに関係している。

図8に出力のシェーピング特性を示す。出力はミスマッチとISI両方を考慮した結果であり、どちらもシェーピングされていることがわかる。

#### 4. 提案手法

##### (1) 3値駆動におけるISI誤差モデル

本論文では3値駆動のデジタルスピーカシステムに適用することができる3値駆動ISIシェーパーDEMを提案する。

図9に3値駆動のISI誤差モデルを示す。3値駆動の場合、遷移パターンは全部で9種類存在するから、2値駆動に比べ非線形性を持つ項が増加し、ISI誤差の関数はより複雑になる。ISI誤差時間関数  $ISI_i[n]$ は以下のように表すことができる。

$$ISI_i[n] = A_i + B_i d_i[n-1] + C_i d_i[n] + D_i (\Gamma p_i[n] - \Gamma n_i[n]). \quad (8)$$

ここで、 $A_i$ から  $D_i$ は  $i$ 番目の素子に注目した場合、定数として考えられ、 $\Gamma p_i[n]$ と  $\Gamma n_i[n]$ は

$$\Gamma p_i[n] = (1 - dp_i[n-1])(1 - dn_i[n-1])dp_i[n](1 - dn_i[n]), \quad (9)$$

$$\Gamma n_i[n] = (1 - dp_i[n-1])(1 - dn_i[n-1])(1 - dp_i[n])dn_i[n] \quad (10)$$

であり、P側での立ち上がり遷移(0→1)の有無とN側での立ち上がり遷移(0→-1)の有無を表す非線形な項である。また、式(8)は以下の3つの条件を満たすことで得られる。

①  $(dp_i[n], dn_i[n]) = (1, 1)$ になることはない。すなわち

$$dp_i[n] \cdot dn_i[n] = 0. \quad (11)$$

② 1→-1, -1→1の遷移は起こらない。すなわち

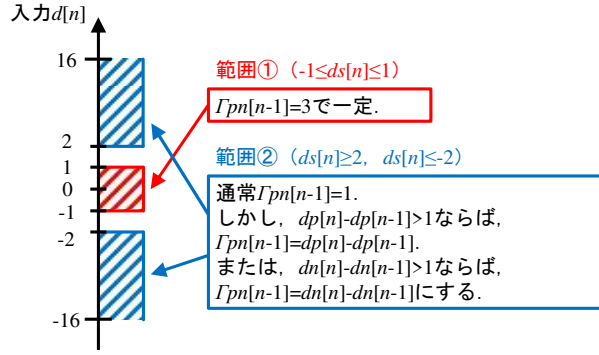


図 10  $\Gamma_{pn}[n]$  の設定

$$dp_i[n-1](1-dn_i[n-1])(1-dp_i[n])dn_i[n] = 0, \quad (12)$$

$$(1-dp_i[n-1])dn_i[n-1]dp_i[n](1-dn_i[n]) = 0. \quad (13)$$

条件①より上式を変形すると、

$$dp_i[n-1]dn_i[n] = 0, \quad (14)$$

$$dn_i[n-1]dp_i[n] = 0. \quad (15)$$

### ③ P 側と N 側の ISI 誤差は等しい.

最終的な出力はスピーカ数を  $M$  とすると、 $M$  個の出力を加算した値であるから、最終的な出力に現れる非線形項は、

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^M D_i(\Gamma_{p_i}[n] - \Gamma_{n_i}[n]) &= \sum_{i=1}^M D(1 + \varepsilon_i)(\Gamma_{p_i}[n] - \Gamma_{n_i}[n]) \\ &= D \left( (\Gamma_{p}[n] - \Gamma_{n}[n]) + \sum_{i=1}^M \varepsilon_i(\Gamma_{p_i}[n] - \Gamma_{n_i}[n]) \right) \end{aligned} \quad (16)$$

となる。このとき、

$$\Gamma_{p}[n] = \sum_{i=1}^M \Gamma_{p_i}[n], \quad (17)$$

$$\Gamma_{n}[n] = \sum_{i=1}^M \Gamma_{n_i}[n] \quad (18)$$

であり、 $\varepsilon_i$  は  $D_i$  の相対的ミスマッチを表す。式 (16) より、ISI 誤差の非線形項を、「各サイクルでの P 側と N 側の立ち上がり遷移数の差」を表す  $\Gamma_{p}[n] - \Gamma_{n}[n]$  と、「各スピーカの P 側と N 側での立ち上がり遷移の有無の差」を表す  $\Gamma_{p_i}[n] - \Gamma_{n_i}[n]$  に関係した項に分けることができる。

### (2) 3 値駆動 ISI シェーパ

これらに対する提案手法での対処法について以下に示す。(i)は式 (16) の 1 項目 ( $\Gamma_{p}[n] - \Gamma_{n}[n]$ )、(ii)は式 (16) の 2 項目 ( $\Gamma_{p_i}[n] - \Gamma_{n_i}[n]$ ) に対する手法である。

(i)  $\Gamma_{p}[n] = \Gamma_{n}[n] = \Gamma_{pn}[n]$  として、 $\Gamma_{p}[n] - \Gamma_{n}[n]$  が常に 0 になるようにする。

(ii) ( $\Gamma_{p_i}[n] - \Gamma_{n_i}[n]$ ) 系列をシェーピングする。

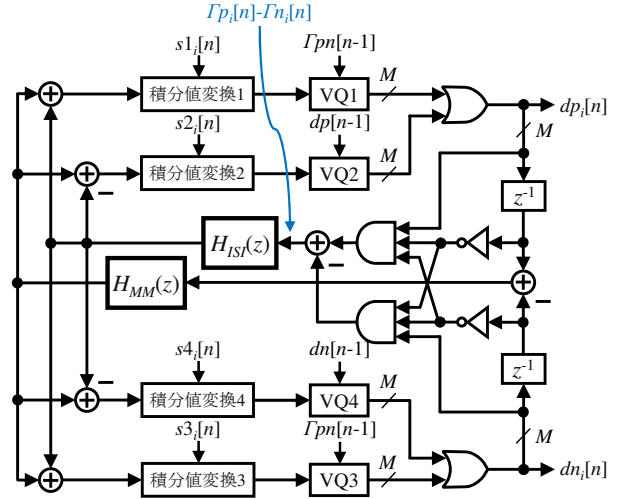


図 11 提案 3 値駆動 ISI シェーパ

(i) の手法では常に  $\Gamma_{p}[n]$  と  $\Gamma_{n}[n]$  をどちらも  $\Gamma_{pn}[n]$  という等しい値にする。これにより常に  $\Gamma_{p}[n] - \Gamma_{n}[n] = 0$  が成り立ち、式 (16) の 1 項目の影響はゼロになる。しかし、 $\Gamma_{p}[n] = \Gamma_{n}[n] = \Gamma_{pn}[n]$  であることは、P 側と N 側で常に同じ数のスピーカが立ち上がり遷移することになる。同じ数のスピーカが P 側方向と N 側方向にオンするから、当然それらの合計はゼロである。これは言い換えれば常に  $2\Gamma_{pn}[n]$  個のスピーカは入力の再現には使用されないことを意味する。最適な  $\Gamma_{pn}[n]$  の値について洞察を深めるために、まずは  $\Gamma_{pn}[n]$  の最も簡単な設定法として  $\Gamma_{pn}[n]$  を一定値  $C$  ( $0 < C < M$ ) にする場合を考える。これにより、システムの入力は以下に示す制約を受けることになる。

許容入力範囲：

$$-(M - 4C) \leq d[n] \leq (M - 4C) \quad (19)$$

許容入力変化率：

$$|d[n] - d[n-1]| \leq C \quad (20)$$

式 (19) と式 (20) より  $C$  の設定は許容範囲と許容変化率のトレードオフに関わる。したがって  $\Gamma_{pn}[n]$  は入力に応じて動的に変更する方が望ましい。提案手法では図 10 のように、 $\Gamma_{pn}[n]$  を入力の値とその変化率に応じて変化させる。これにより入力に課せられる制約を緩和することができる。

次に (ii) の手法は ( $\Gamma_{p_i}[n] - \Gamma_{n_i}[n]$ ) 系列をシェーピングすることで、ISI 誤差のミスマッチ  $\varepsilon_i$  の影響をオーディオ帯域内で低減する。図 11 に手法 (ii) を実現するシェーピンググループを示す。図中の VQ1~VQ4 のセレクト対象やセレクト数等の一覧を表 1 に示す。VQ1 と VQ2 は、P 側で使用するスピーカを選択し、VQ3 と VQ4 は、N 側で使用するスピーカを選択する。3 値駆動の NSDEM と同様

表 1 VQ1~VQ4 のスピーカ選択

	セレクトする対象	セレクト数 [個]	入力積分值	優先するスピーカ
P側	VQ1	オンさせるスピーカ	$\Gamma p[n-1]$	入力積分值の小さいスピーカ
	VQ2	オンを保持させるスピーカ	$dp[n-1]$	入力積分值の小さいスピーカ
N側	VQ3	オンさせるスピーカ	$\Gamma n[n-1]$	入力積分值の大きいスピーカ
	VQ4	オンを保持させるスピーカ	$dn[n-1]$	入力積分值の大きいスピーカ

表 2 シミュレーション条件

Parameters	Value
Number of elements ( $M$ )	16
Input frequency [Hz]	$2^{-12}$
Input amplitude [dBFS]	-10
Sampling frequency [Hz]	1
OSR	256
Number of FFT points	$2^{17}$
Order of $\Delta\Sigma$ modulator	3
Order of mismatch shaping	2
Order of ISI shaping	2
Mismatch [%]	1
ISI [%]	1
ISI mismatch [%]	1

に P 側の VQ と N 側の VQ では優先するスピーカが反対になる。このとき、(i) の手法により VQ1 と VQ3 は各サイクルで毎回  $\Gamma p[n]=\Gamma n[n]=\Gamma pn[n]$  個のスピーカをオンさせるから、入力の再現は VQ2 と VQ4 が担うことになる。よって VQ2 と VQ4 のセレクト数はそれぞれ  $dp[n]$  と  $dn[n]$  に等しくなる。また、提案手法では前述した 3 つの条件 (条件①~条件③) を満たさなければならない。このうち、条件①と条件②を満たすためにスピーカの優先順位をその都度変更する必要がある。VQ1~VQ4 の前に設けられた積分值変換 1~4 は過去の出力をもとに積分值を変更することで、優先順位の変更を行う。

## 5. シミュレーション結果

シミュレーションは MATLAB/Simulink を用いて行った。シミュレーション条件を表 2 に示す。

図 12 に出力  $dp[n]-dn[n](=d[n])$  のスペクトル、図 13 に P 側と N 側の立ち上がり遷移の差である  $\Gamma p[n]-\Gamma n[n]$  のスペクトルを示す。

結果から、DEM を用いない場合と比較し、提案手法を用いた場合はどちらも設定通りの 40dB/dec の傾きのシェーピング特性が確認できる。

図 14 には入力振幅対 SNDR のグラフを示す。入力振幅が -7dBFS より小さい場合は提案手法を用いた場合の SNDR は DEM を用いない場合と比較してより高い値となり最大で約 20dB 向上した。しかし、入力振幅が -7dBFS より大きくなると入力が許容範囲を超え、出力は入力に追従できなくなる。そのため、DEM を用いない場合と提案手法を用いる場合の SNDR の差は小さくなる。このと

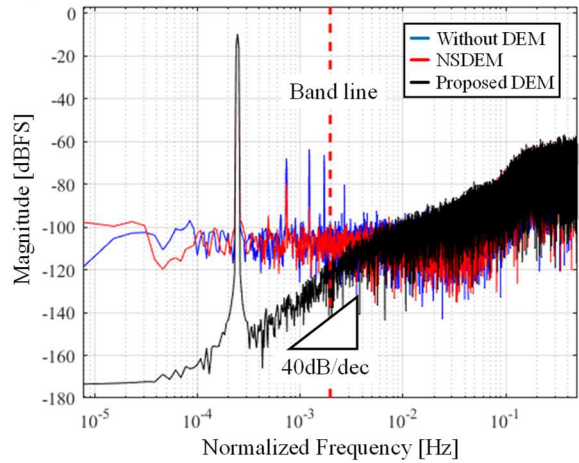


図 12 出力  $dp[n]-dn[n](=d[n])$  のスペクトル

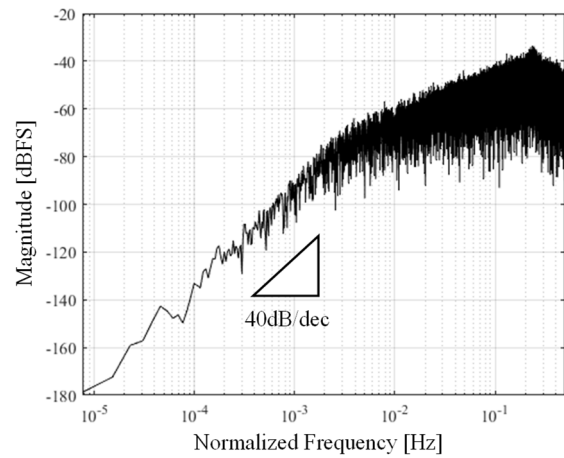


図 13  $\Gamma p[n]-\Gamma n[n]$  のスペクトル

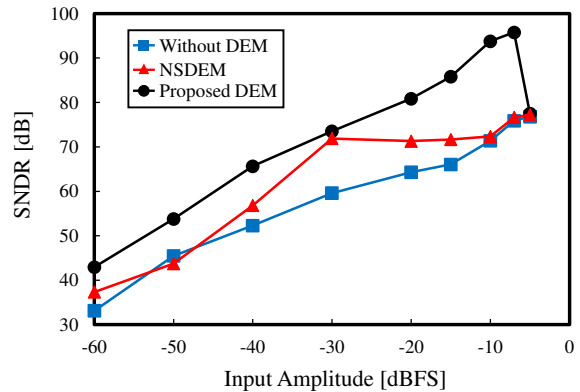


図 14 入力振幅対 SNDR

き DEM の出力波形には歪みが生じシェーピング特性を得られない。

## 6. 結論

本論文ではデジタルスピーカシステムのさらなる高精度化を目的とし、3 値駆動に対応する新たな ISI シェーパ一 DEM を提案した。

提案手法は素子のミスマッチと ISI を同時にシェーピングし、シミュレーションにより 2 次のシェーピングを

実現することが示された. このとき提案手法は DEM を用いない場合と比較し, 最大で 20dB SNDR が向上した.

しかし, 3 値駆動の場合の ISI は 2 値駆動の場合に比べてより複雑な非線形関数となり, これに対処するにはいくつかの条件を満たす必要がある. それにより許容範囲と許容変化率の制約が入力に課せられる. シミュレーションでは許容される入力の最大振幅は -7dBFS となり, 入力振幅がこの値を上回った場合, 出力のシェーピング特性が失われ SNDR は低下する. このように, 3 値駆動の場合の ISI シェーピングはこれらの制約とトレードオフとなる. 制約の影響を低減しつつ遷移を入力と無相関にすることが今後の課題となる.

#### 謝辞

本論文を作成するにあたり, 多くのご指導を頂いた法政大学理工学部安田彰教授, 及び同研究室の皆様へ深く感謝申し上げます.

#### 参考文献

- 1) L. Risbo, R. Hezar, B. Kelleci, H. Kiper, and M. Fares : “Digital approaches to ISI-mitigation in high-resolution oversampled multi-level D/A converters”, IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 46, No. 12, pp. 2892-2903 (2011)
- 2) A. Sanyal and N. Sun : “Dynamic Element Matching Techniques for Static and Dynamic Errors in Continuous-Time Multi-Bit  $\Delta\Sigma$  Modulators”, IEEE journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, Vol.5, No.4, pp. 598-611 (2015)
- 3) Vincent O’Brien, Anthony G. Scanlan, and Brendan Mullane : “A Reduced Hardware ISI and Mismatch Shaping DEM Decoder”, Circuits, Systems, and Signal Processing (2017)
- 4) 安田彰 : 「 $\Delta\Sigma$  変調技術を用いた素子バラツキにロバストなアナログ/デジタル混載回路に関する研究」法政大学 (2000)
- 5) Shanthi Pavan, Richard Schreier, Gabor C. Temes 著, 和保孝夫, 安田彰監訳 : 「 $\Delta\Sigma$  型アナログ/デジタル変換器入門 第2版」, 丸善出版 (2019)