

# 法政大学学術機関リポジトリ

HOSEI UNIVERSITY REPOSITORY

PDF issue: 2024-12-21

## デジタル直接駆動法を用いた指向性スピーカシステムへのツリー構造 NSDEM の応用

曾我美, 泰隆 / Sogami, Yasutaka

---

(出版者 / Publisher)

法政大学大学院理工学・工学研究科

(雑誌名 / Journal or Publication Title)

法政大学大学院紀要. 理工学・工学研究科編 / 法政大学大学院紀要. 理工学・工学研究科編

(巻 / Volume)

58

(開始ページ / Start Page)

1

(終了ページ / End Page)

7

(発行年 / Year)

2017-03-31

(URL)

<https://doi.org/10.15002/00014181>

# デジタル直接駆動法を用いた指向性スピーカシステムへのツリー構造 NSDEM の応用

AN APPLICATION FOR TREE STRUCTURE NSDEM TO A DIRECTIVITY SPEAKER WITH AMPLITUDE CONTROL USING A DIGITALLY DIRECT DRIVEN SPEAKER

曾我美 泰隆

Yasutaka SOGAMI

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

Tree-structure NSDEM method has been proposed as a method to suppress and reduce the increase in circuit size due to the number of processing bits in a digitally direct driven speaker.

In this study, we applied this tree structure NSDEM to a directivity speaker system using digitally direct drive method, and simulation and actual measurement are carried out and the results are presented.

**Key Words** : Digitally Direct Driven Speaker(DDDS), NSDEM, Directivity Speaker, amplitude control, tree structure NSDEM

## 1. 研究背景

デジタル直接駆動スピーカシステム[1]ではフルデジタル信号処理により、従来のオーディオシステムに存在するデジタル信号のアナログ信号への変換による信号劣化、アナログ部が存在することによるシステム規模、消費電力の増大といったこれらの問題を解決できる。しかしデジタル直接駆動型スピーカは処理ビット数が増加すると NSDEM の回路規模が指数関数的に増大する。処理ビット数による回路規模の増大を抑制し削減する手法としてツリー構造 NSDEM 法[2][3]が提案されている。この手法はデジタル直接駆動型スピーカにおいてその特性を維持しつつ回路規模を削減する点において有効な手法であるが、応用・実証例が存在しなかった。

本研究ではこのツリー構造 NSDEM をデジタル直接駆動法を用いた指向性スピーカの一つである、セグメント化パルス幅制御法[4]に組み込み応用し、ハードウェア規模の削減を行った。同時にスピーカ正面からの角度による音圧変化と音響特性を実測して従来手法と比較し、セグメント化パルス幅制御法による指向性能とツリー構造 NSDEM の有用性の評価を行った。

## 2. デジタル直接駆動法

### (1) デジタル直接駆動型スピーカ

デジタル直接駆動法を用いてアクチュエータとしてスピーカを駆動するシステムがデジタル直接駆動型スピーカ(Digitally Direct Driven Speaker, DDDS)である。概要を図

1として示す。

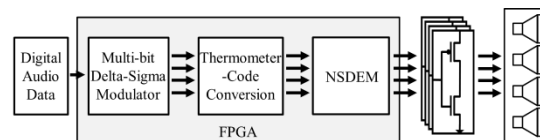


図1 デジタル直接駆動型スピーカシステム

DDDS は出力に複数個のスピーカを並列に接続したマルチユニットスピーカ、または1つのコアに複数のコイルを巻きつけ、1つのコーンを共有するマルチコイルスピーカを用いて音を再現する。入力されたデジタル音声信号をマルチビット  $\Delta\Sigma$  変調器で再量子化を行い、温度計コードに変換する。そして生成された重みのない温度計コードを Noise Shaping Dynamic Element Matching(NSDEM)に入力し、出力のマルチユニットスピーカまたはマルチコイルスピーカの単位時間当たりの使用回数が均一となる様に使用スピーカ、或いはコイルを選択し、駆動する。そして複数の各スピーカユニット自体は ON-OFF の2値動作をしているが、それぞれのスピーカから出力された音が空間内で合成されることによって音が再現されるのである。しかし DDDS で処理ビット数が増加すると NSDEM の回路規模は爆発的に増加するという問題がある。NSDEM は2の冪乗ずつのビットを処理するが、処理ビット数が2倍となると回路規模は2倍以上となることが分かっている。

(a) ツリー構造 NSDEM

増大する NSDEM の回路規模の抑制・削減を目的にツリー構造 NSDEM(Tree structure NSDEM, TNSDEM)がある。TNSDEM は低レベル NSDEM を並列に接続することで回路規模の増加を抑制している。TNSDEM には 2 段 2 並列型,3 段 4 並列型があり,並列数が増加すると回路規模削減効果は大きくなる。32Level NSDEM をツリー構造で実現する場合,2 段 2 並列型では 16Level NSDEM を 2 個並列に配置し,3 段 4 並列型では 8Level NSDEM を 4 個並列に配置する。並列に配置された NSDEM は前段に配置された Switched NSDEM(SW\_NSDEM)に接続される。SW\_NSDEM は入力された温度計コードを分割して後段の NSDEM に割り振り,それぞれの NSDEM に入力される温度計コードが均一となるように動作している。これにより回路規模削減とシェーピング特性を実現している。2 段 2 並列型,3 段 4 並列型 TNSDEM のブロック線図を図 2,SW\_NSDEM のブロック線図を図 3 として示す。

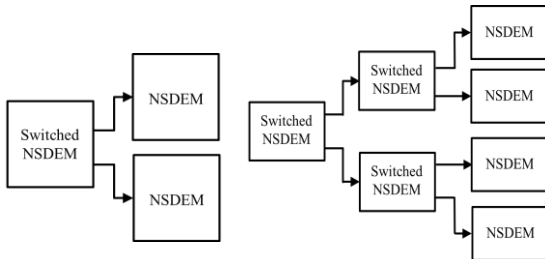


図 2 TNSDEM の構造

(左 : 2 段 2 並列型 右 : 3 段 4 並列型)

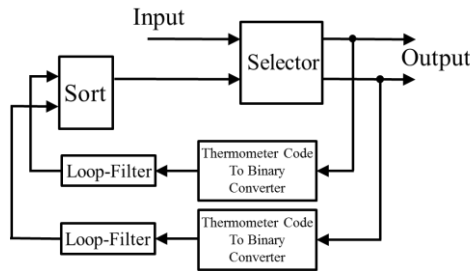


図 3 SW\_NSDEM

SW\_NSDEM は NSDEM と構成はほぼ同じくセクタ,ループフィルタ,ソートで構成されているが,違う点は更に温度計コードを 2 進数に変換するモジュールがループフィルタの前に接続されている点と,ループフィルタの個数である。SW\_NSDEM では温度計コードのビット幅に関わらずループフィルタは 2 個である。マルチビット  $\Delta\Sigma$  変調器から出力された温度計コードがセクタに入力されると,温度計コードが偶数の場合と奇数の場合の 2 種類の動作を行う。偶数の場合,後段の NSDEM には等しく分割された温度計コードが割り当てられ,出力される。奇数の場合,まず入力された奇数-1 の,偶数の信号が後段の NSDEM に割り当てられ,残った余りの 1 は前段部のセクタとル

ープフィルタによって制御されて,後段の NSDEM へ交互に割り振られる回数が均一になるように動作し,出力にシェーピング特性が付加される。しかし TNSDEM は出力素子の完全なシャップリングは行えていない。またその影響で NSDEM と比較して安定性が悪化し,段数が増加するとその影響は顕著に現れてしまう。そのため帯域外利得を下げ安定化を図っている。NSDEM と TNSDEM 出力のスペクトル FFT シミュレーション結果を図 4 として示す。

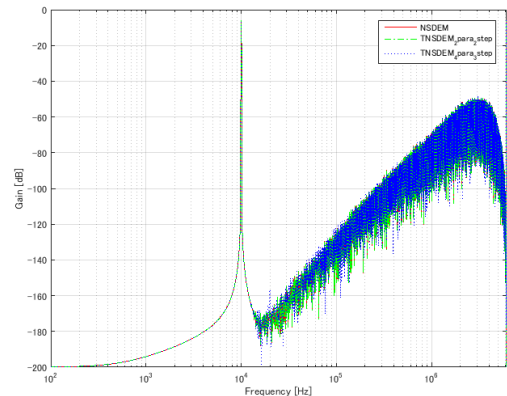


図 4 NSDEM と TNSDEM の FFT 解析結果

TNSDEM を FPGA に実装した際の Lookup Table(LUT) 使用数比較表を表 1 として示す。

表 1 LUT 使用数比較

32Level _3rd	NSDEM Usage Count	TNSDEM			
		2para2step		4para3step	
LUT	24151	Usage Count	Usage Rate [%]	Usage Count	Usage Rate [%]
		19097	79.1	14742	61.0

図 4 と表 1 より TNSDEM は NSDEM と同等の特性を保ちつつ回路規模が削減されていることが分かる。並列数が増加すると回路規模削減効果もより大きくなることも分かる。

(2) セグメント化パルス幅制御システム

DDDS で振幅制御と同等の音圧制御を行う手法としてセグメント化パルス幅制御法が提案された。セグメント化パルス幅制御法の概略図を図 5 として示す。

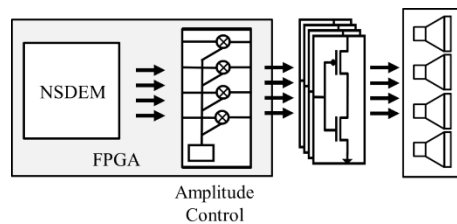


図 5 セグメント化パルス幅制御法

セグメント化パルス幅制御法ではスピーカ駆動パルス信号を分割してセグメントを生成し,振幅係数を時間軸方

向のセグメント数に置換する.そしてセグメントの合成によりパルス幅を変化させ,スピーカを駆動するシステムである.これにより単位時間あたりのスピーカ使用回数が振幅係数比と同じくなるように制御することで各スピーカからの出力音圧比を変化させ,振幅係数と同等の動作をDDDSで実現することが可能となる.

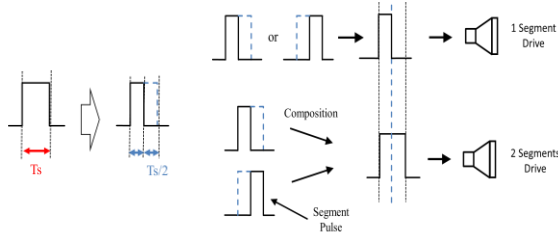


図6 セグメント化パルスの生成とセグメント化パルスの合成によるスピーカ駆動の概念

セグメント化パルス幅制御ではDDDSの1クロックパルス信号を4分割し,8ユニットを使用したラインアレイスピーカを使用して振幅係数を端のスピーカから1,2,3,4,4,3,2,1となるようにセグメントを割り当てる.これにより中央のスピーカの音圧が高く端のスピーカの音圧が低くなるため,スピーカ正面中央方向に音像がローカライズされる.そのため,セグメント数を20個用意し,各セグメントをNSDEMで制御する.このセグメント化パルス幅制御用20Level NSDEMをSegment-Pulse NSDEM(SPNSDEM)と呼ぶ.DDDSのクロック周期をTsとした場合,セグメント化パルス幅制御法をフルスケール信号で駆動した場合のセグメント配置図を図7,セグメント化パルス幅制御システムのスピーカ駆動タイミングシミュレーションを図8として示す.

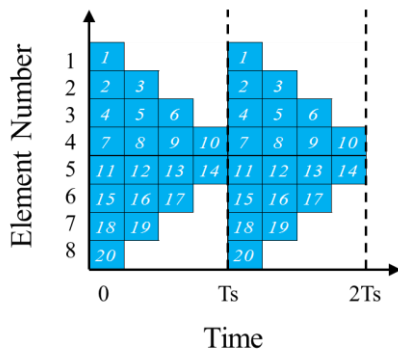


図7 フルスケール駆動時のセグメント配置図

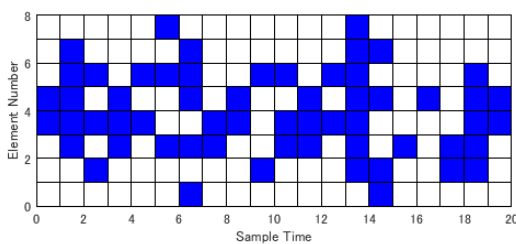


図8 セグメント化パルス幅制御スピーカ駆動タイミング

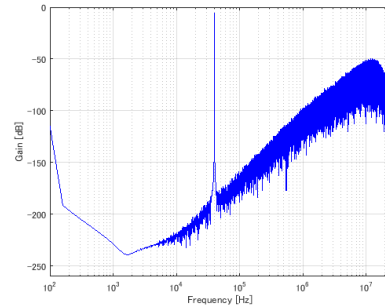


図9 セグメント化パルス幅制御出力のFFT解析

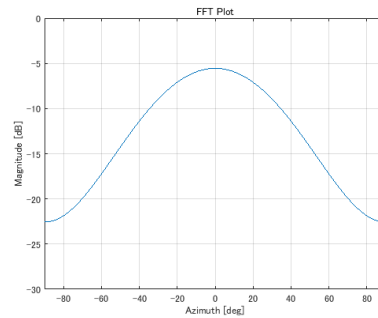


図10 1kHz入力時音圧プロットシミュレーション

図7,図8より,中央寄りのスピーカの使用回数が多く,端寄りのスピーカの使用回数が少なくなるように制御されていることが分かる.また図9よりSPNSDEMでも次数に応じたノイズシェーピング特性が付加され,図10よりスピーカ正面方向に指向性が付加されていることも分かる.セグメント化パルス幅制御を行うことでDDDSで特性を悪化させることなく,振幅制御と同等の指向性が実現出来る.

### 3. 提案手法

#### (1) SPNSDEMのツリー構造化

セグメント化パルス幅制御システムに2段2並列型,3段4並列の2種類のTNSDEMをSPNSDEM化(T-SPNSDEM)し組み込んで応用した.またFPGAに書き込んで実測を行い,従来手法と比較を行った.TNSDEMを組み込むに当たってはセグメント化パルス幅制御用に32Level TNSDEMを20Level化に再設計を行った.T-SPNSDEMのSW\_NSDEM,TNSDEMの次数は共に3次とした.

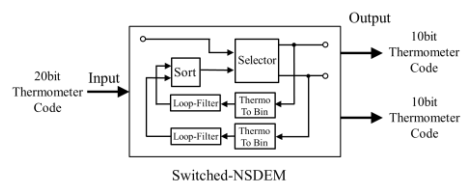


図11 20bit化したSW\_NSDEM

2段2並列型では前段に接続されたSW\_NSDEMでは入力された20bit温度計コードを10bitずつに分割し,それぞ

れ出力する.後段の 10Level NSDEM は 16Level NSDEM のうち 10 ラインのみを使用するため,6 ラインは選択されない様にループフィルタに十分大きな値を常に入力している. T-SPNSDEM の安定性を高めるため,SW\_NSDEM の帯域外利得  $H_{inf}=1.24$  となるようにループフィルタを設計した.

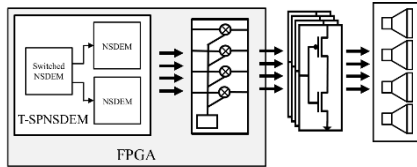


図 12 2 段 2 並列化 T-SPNSDEM

3 段 4 並列型では前段部 SW\_NSDEM は 2 段 2 並列型と同様,入力された 20bit 温度計コードを 10bit ずつ 2 つに分割し,それぞれ出力する.中段部 SW\_NSDEM は前段部 SW\_NSDEM から出力された 10bit 温度計コードが入力され,これを 5bit ずつ 2 つに分割して出力する.最終段の 5Level NSDEM は 8Level NSDEM のうち 5 ラインのみ使用するため,3 ラインにはループフィルタに十分大きな値を常に入力し,選択されない様に制御している. T-SPNSDEM の安定性を高めるため,前段部 SW\_NSDEM の帯域外利得  $H_{inf}$  は  $H_{inf}=1.08$ ,中段部 SW\_NSDEM の帯域外利得  $H_{inf}$  は  $H_{inf}=1.05$  となるようにループフィルタを設計した.

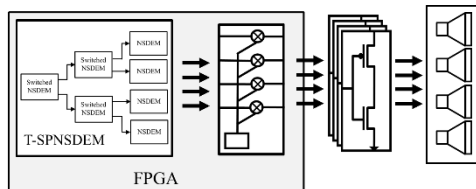


図 13 3 段 4 並列型 T-SPNSDEM

## (2) シミュレーション結果

Mathworks 社の MATLAB/Simulink を用いて,従来手法と 2 段 2 並列 T-SPNSDEM,3 段 4 並列 T-SPNSDEM のシミュレーションを実施した.シミュレーション条件は表 2 の通りである.

表 2 シミュレーション条件

Clock	24 [MHz]
Input Signal	10000 [Hz]
Signal Type	Sine Wave
Signal Amplitude	-6 [dB]
OSR	128
DSM order	3rd
NSDEM order	3rd
Element number	8

T-SPNSDEM 化のスピーカ駆動タイミング図を図 14,1kHz Sin 波入力時の音圧プロットを図 15,FFT 解析結果を図 16 として示す.

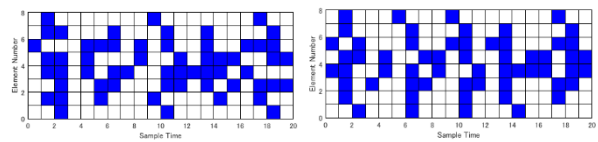


図 14 スピーカ駆動タイミング  
(左 : 2 段 2 並列型 右 : 3 段 4 並列型)

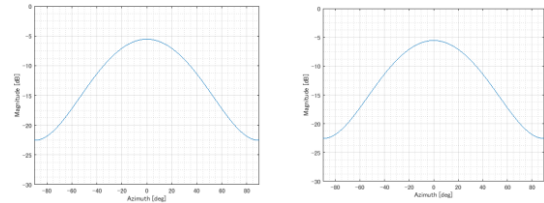


図 15 1kHz sin 波入力時音圧プロット  
(左 : 2 段 2 並列型 右 : 3 段 4 並列型)

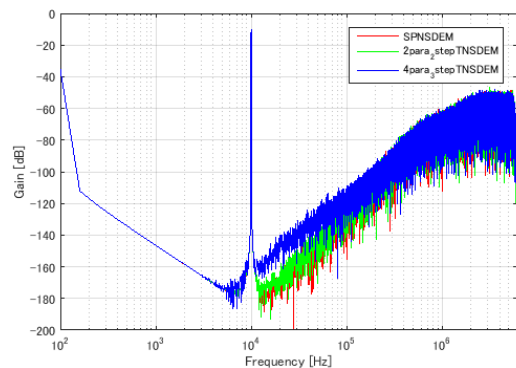


図 16 従来手法と提案手法の FFT 解析

図 8 と図 14 より,スピーカ駆動タイミングは従来手法と同様であり,また図 10 と図 15 より,1kHz sin 波入力時の音圧プロットも同様の概形である.故にスピーカ制御と指向性は付加されていると考えられる.図 16 を見ると T-SPNSDEM の段数が増加するとノイズフロアの上昇が顕著に現れており,3 段 4 並列型は 20dB 程度ノイズフロアが SPNSDEM と比較して上がっていることが分かる.これは T-SPNSDEM の安定性を上げるため,SW\_NSDEM の帯域外利得を下げたことにより,シェーピング特性の傾きが小さくなり,ノイズフロアが上昇したと考えられる. SNR は 2 段 2 並列型が 103[dB],3 段 4 並列型が 100[dB]であった.

Verilog VHDL コードにて記述し,Xilinx 社 ISE で論理合成を行い実施した,2 段 2 並列型,3 段 4 並列型の各出力信号のシミュレーションの結果をそれぞれ図 17,図 18 とし示す.



図 17 2 段 2 並列型 T-SPNSDEM 出力シミュレーション

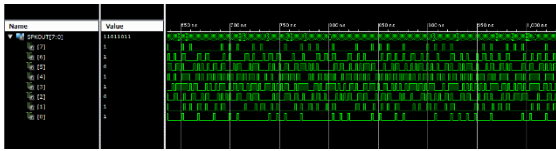


図 18 3 段 4 並列型 T-SPNSDEM 出力シミュレーション

#### 4. 実測結果

##### (1) ChipScope pro での測定

記述した Verilog VHDL コードを FPGA チップ(Xilinx 社 Spartan-6 SC6SLX150)に書き込み,Xilinx 社 ChipScope Pro で出力信号を観測した.信号の条件を表 3 に,2 段 2 並列型,3 段 4 並列型 T-SPNSDEM 出力結果をそれぞれ図 19, 図 20 として示す.

表 3 入力信号条件

Clock	24 [MHz]
Input Signal	1000 [Hz]
Signal Type	Sine Wave
Signal Bit	24
Signal Amplitude	-6 [dB]

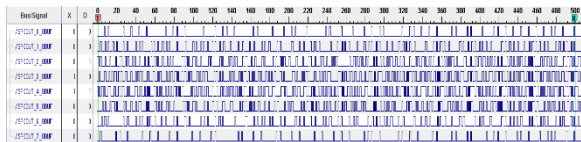


図 19 2 段 2 並列型 T-SPNSDEM ChipScope 出力

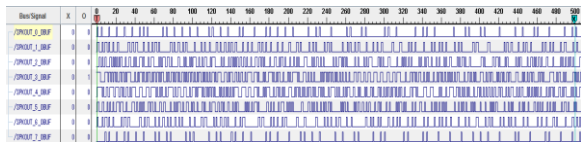


図 20 3 段 4 並列型 T-SPNSDEM ChipScope 出力

図 19,図 20 より中央の出力ラインのパルス数が多く,端のラインのパルス数が少なくなっていることから,出力信号の制御は行えていることが分かる.

##### (2) UPV での測定

次に UPV(Rohde&Schwarz 社)で測定したスペクトル FFT 結果を図 21,図 22 として示す. UPV の設定では人間の耳に近い音響特性となるように 20kHz ローパスフィルタ,A-Weight フィルタを付けて測定を実施した.

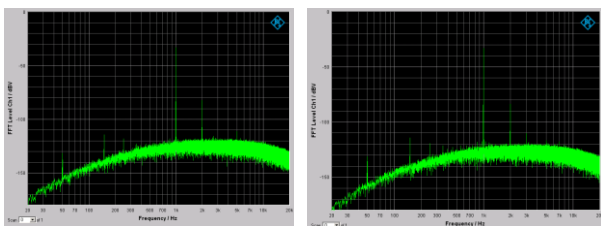


図 21 -6dB sin 波入力時の FFT 結果  
(左 : 2 段 2 並列型 右 : 3 段 4 並列型)

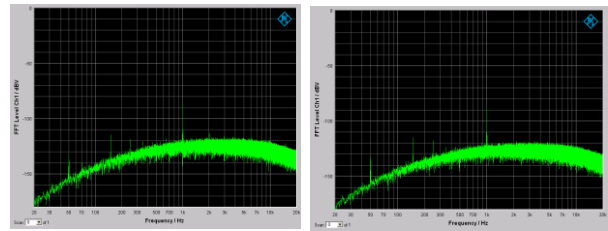


図 22 -60dB sin 波入力時の FFT 結果  
(左 : 2 段 2 並列型 右 : 3 段 4 並列型)

図 21,図 22 より可聴帯域内に目立ったノイズが現れていないことが分かる.また入力レベルを下げた場合にもスペクトル FFT 特性に大きな変化は無く,ノイズを低減出来ていることが分かる.これより TNSDEM 化をしても使用回数制御及びノイズシェーピング特性を持たせることが出来ていると考えられる.

##### (3) スピーカを用いた音圧プロット測定

8 個ユニットラインアレイスピーカを駆動させ,出力音圧の変化を測定した.測定環境,測定機器,使用スピーカは以下の通りである.

表 4 測定条件

Clock [MHz]	24
Input Signal [Hz]	500,700,1000 3000,5000,7000
Signal Type	Sine Wave
Input Level [dB]	-6
DSM order	3rd
NSDEM order	3rd
FPGA	Spartan-6 XC6SLX150
Speaker Type	Flat Panel
Speaker Unit number	8
Measuring Instrument	ONOSOKKI LA-3560
Measuring Distance [m]	1.0



図 23 測定機器(小野測器 LA-3560)

表 5 使用スピーカ仕様

Speaker Type	Line Array
Speaker Unit Type	Flat Panel
Speaker Unit number	8
Speaker Unit Size [mm × mm]	44 × 44
Speaker Unit Interval [mm]	11
Center of Speaker Unit Interval [mm]	55
Speaker Unit Drive Voltage [V]	5





図 24 使用したスピーカ

スピーカから 1m 離れた点に騒音計を設置し、 $-90^\circ$  から  $90^\circ$  まで  $15^\circ$  刻みの 13 点で測定を行った。測定環境は以下の通りである。

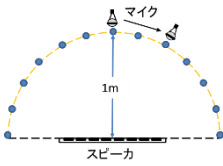


図 25 測定方法



図 26 測定環境

従来手法の SPNSDEM, 提案手法の 2 段 2 並列型, 3 段 4 並列型 T-SPNSDEM 化の各測定結果を図 27~図 32 として示す。

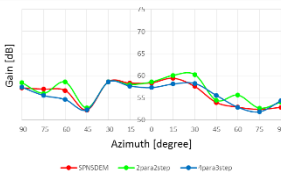


図 27 500Hz

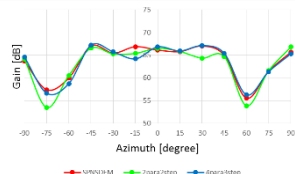


図 28 700Hz

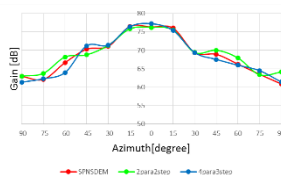


図 29 1kHz

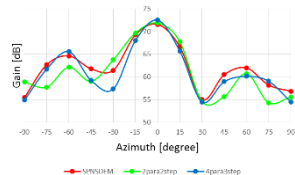


図 30 3kHz

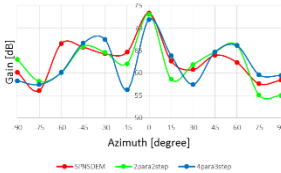


図 31 5kHz

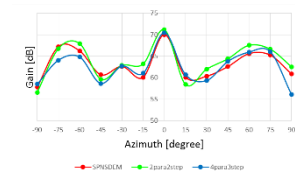


図 32 7kHz

従来手法, 2 段 2 並列型, 3 段 4 並列型 T-SPNSDEM 化したシステム全てで入力信号の周波数が高くなると正面方向の指向性が鋭くなっていることが分かる。500Hz, 700Hz の低い周波数では高周波と比較して音の回折が起こりにくいため, 指向性が現れていないが, 5kHz, 7kHz の高周波においては正面方向の音圧は

$\pm 15^\circ$  の狭い範囲で音圧が高くなっている。これより DDDS におけるセグメント化パルス幅制御にツリー構造 NSDEM を応用したシステムでも指向性が実現出来ると言える。しかし 5kHz, 7kHz 入力時の音圧プロット波形を見るとサイドローブが目立っていることが分かる。MATLAB/Simulink における, 5kHz, 7kHz 入力時の音圧プロットシミュレーション波形を図 33 として示す。

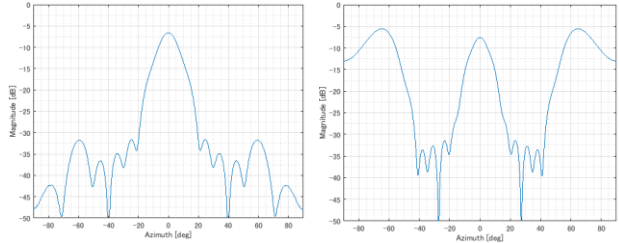


図 33 音圧プロットシミュレーション  
(左: 5kHz 右: 7kHz)

図 33 左より,  $0^\circ$  方向の音圧は高く, サイドローブは立っているがあまり目立っていないことが分かる。しかし  $\pm 60^\circ$  方向では目立ったサイドローブが立っていることが分かる。図 31 も  $0^\circ$  だけでなく  $60^\circ$  方向の音圧も上がっていることが分かり, シミュレーション結果と一致する。また図 33 右を見ると  $0^\circ$  方向だけでなく  $\pm 60 \sim 80^\circ$  方向の音圧も高くなっており, これは図 32 の実測結果とも一致する。これらはグレーティングローブと考えられる。

グレーティングローブとはアレイ素子からビームを出力した際, 目的の方向外に強く音波が放射される現象である。グレーティングローブを抑制するためには, 放射する音波の周波数を  $f[\text{Hz}]$ , 音速を  $c[\text{m/s}]$ , スピーカ間隔を  $D[\text{m}]$  とすると次の式を満たす必要がある。

$$D \leq \frac{c}{2f} \quad (1)$$

室温  $25^\circ$  での  $c$  は  $c=346.75[\text{m/s}]$  なので  $f=5\text{kHz}$  ならば(1) 式は  $D \leq 0.035[\text{m}]$ ,  $f=7\text{kHz}$  ならば  $D \leq 0.025[\text{m}]$  となる。5kHz, 7kHz 入力時にグレーティングローブを抑制する為には, それぞれ  $D \leq 0.035$ ,  $D \leq 0.025$  の条件を満たす必要があり, 今回使用したラインアレイスピーカのスピーカ中心間隔は  $D=0.055[\text{m}]$  であるため, 5kHz 以上の周波数では条件を満たせず, グレーティングローブが生じてしまうことになる。以上より, 図 31, 図 32 で左右方向の音圧が高くなっているのはグレーティングローブが発生しているからであると考えられる。

FPGA に書き込んだ際の, ツリー構造化したシステムと従来手法との FPGA 内 LUT の使用数と使用率の比較を表 6 として示す。表 6 では本論文では実測を行わなかった 2 次 SPNSDEM と 2 次 T-SPNSDEM についても比較を行った。

表 6 LUT 使用数及び使用率

	SPNSDEM	TNSDEM			
		2para2step		4para3step	
		Usage Count	Usage Rate [%]	Usage Count	Usage Rate [%]
2nd order	12283	10263	83.6	6316	51.4
3rd order	15481	13048	84.3	8719	56.3

表 6 より,2 次 T-SPNSDEM も 3 次 T-SPNSDEM も LUT 使用数が SPNSDEM よりも減少していることが分かる.またその使用率を見ると 2 段 2 並列型では約 16~17%,3 段 4 並列型では約 44~48%の減少となっている.これよりツリー構造 NSDEM 化により回路規模を削減出来た.

### まとめ

本研究では DDDS を用いた指向性スピーカシステムのセグメント化パルス幅制御システムの欠点の一つであるシステム回路規模削減を目標に,ツリー構造 NSDEM を設計して組み込み応用する手法を提案し,実装・実測を行った.結果,2 段 2 並列型 T-SPNSDEM では従来手法比 18%の削減,3 段 4 並列型 T-SPNSDEM では従来比 47%の回路規模削減が出来た.またスペクトル FFT 実測結果では同様のスペクトル結果が得られた.指向性能の評価でも従来手法と同等の指向性能が得られた. よって従来手法と同等の指向性を実現しつつ回路規模を削減することが出来た.

謝辞：本研究を行うに当たり,多大なるご指導と助言をして頂きました安田彰教授に深く感謝申し上げます.また数々の助言,協力を頂きました安田研究室の学生の皆様にも厚く御礼申し上げます.

### 参考文献

- 1) 安田彰, 谷本洋, 「Noise Shaping Dynamic Element Matching Method」, 電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集 13pp,1996-09-18
- 2) 中嶋文彬, 安田彰, 吉野理貴「並列化によりミスマッチシェーパの回路規模を削減したデジタル直接駆動型スピーカシステム」,日本音響学会春期研究発表会, 3-10-2, pp.761-762,2013-03-15
- 3) 築比地健三 他「デジタル直接駆動型スピーカシステムにおけるハードウェア規模の削減に関する研究」, 電子情報通信学会総合大会講演論文集,17pp,2011
- 4) 横田和幸 他「デジタル直接駆動スピーカを用いた振幅制御による高指向性」,電気学会研究会資料,pp9-13,2013
- 5) Takemichi Ishikawa,Shuma Yokoyama,Noboru Harashima,Dai Takahashi,Jun Shiozawa,Michitaka Yoshino, Akira Yasuda, “A Highly Directional Speaker with Amplitude-Phase Control Using a Digitally Direct-Driven System” IEEE International Conference on Consumer Electronics, pp135-136, 2014-01
- 6) 安田 彰, 岡村 喜博：ハイレゾオーディオ技術読本, オーム社, 2014
- 7) 安田 彰,和保 孝夫： $\Delta \Sigma$ アナログ/デジタル変換器入門, 丸善, 2007