

Title	デルタシグマ型ディジタル/アナログ変換器のための 循環型部分的DWA手法	
Author(s)	田村, 悠; 兼本, 大輔; 松岡, 俊匡 他	
Citation	電子情報通信学会論文誌C. 2012, J95-C(1), p. 9-17	
Version Type	VoR	
URL	https://hdl.handle.net/11094/51704	
rights	copyright©2012 IEICE	
Note		

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

https://ir.library.osaka-u.ac.jp/

The University of Osaka

デルタシグマ型ディジタル/アナログ変換器のための循環型部分的 DWA 手法

田村 悠^{†a)} 兼本 大輔^{††} 松岡 俊匡[†] 谷口 研二[†]

A Rotated Partial Data Weighted Averaging Technique for Delta-Sigma Digital-to-Analog Converters

Yu TAMURA^{†a)}, Daisuke KANEMOTO^{††}, Toshimasa MATSUOKA[†], and Kenji TANIGUCHI[†]

あらまし デルタシグマ型ディジタル/アナログ変換器に用いる循環型部分的 DWA (Rotated Partial DWA: RPDWA) 手法を提案する.提案する RPDWA では、大振幅信号入力時における出力信号の非線形性を低減す るために、既存の PDWA (Partial DWA) において固定されていた非選択アナログ素子を順番に変更することで 循環させる.更にトーンを抑制するために、デルタシグマ変調器からの入力信号に応じて非選択素子数を一時的 に増加させる.提案する RPDWA ではこれら二つの動作を適用することで、高い SNDR と大振幅信号入力時の トーンの抑制を実現することができる.単位アナログ素子の性能ばらつきを 1%と想定し、3 次、9 レベル出力の デルタシグマ変調器を用いたシミュレーションから、既存の PDWA と比べて最大振幅信号入力時に 32.8 dB の SNDR 改善と 45.4 dB の帯域内トーン低減を確認した.

キーワード ダイナミックエレメントマッチング, DWA, デルタシグマ型ディジタル/アナログ変換器

1. まえがき

デルタシグマ変調器は高いダイナミックレンジを安 定的に得られることから、オーディオ用アナログ/ディ ジタル (A-D)、若しくはディジタル/アナログ (D-A) 変換器に広く用いられている.そして、近年ではマ ルチレベル出力型変調器の適用が多く報告されてい る [1]~[6].この理由は、1 ビット出力型変調器に比べ てマルチレベル出力型変調器が多くの長所を備えて いるからである.マルチレベル出力にすることでデル タシグマ変調器内部の量子化雑音を小さくでき、高い SQNRと安定性を有したデルタシグマ変調器を構成す ることができる.また、D-A 変換器においてはアナ ログ再構成フィルタに対する要求も緩和される.しか

[†] 大阪大学大学院工学研究科, 吹田市 Graduate School of Engineering, Osaka University, 2–1 Yamadaoka, Suita-shi, 565–0871 Japan ^{††} 九州大学大学院システム情報科学研究院, 福岡市

Graduate School of Information Science and Electrical Engineering, Kyushu University, 744 Motooka, Nishi-ku, Fukuoka-shi, 819–0395 Japan

a) E-mail: yu@si.eei.eng.osaka-u.ac.jp

し、マルチレベル出力を実現するためには電流源若し くはキャパシタなどで構成される単位アナログ素子が 複数個必要となり、それらの性能ばらつきから生じる 出力信号の非線形性がノイズレベルを増加させ、更に 帯域内トーンを発生させる.したがって、それらが原 因となり大きな性能劣化が引き起こされる.

アナログ素子の性能ばらつきが引き起こす非線形 性を抑制するため、一般的にダイナミックエレメント マッチング (DEM) 手法 [7] が用いられており、その 中で最も知られている手法が Data Weighted Averaging (DWA) [8] である。DWA とは各アナログ素子 を循環的に選択することで性能ばらつきを平均化し 低減する手法である。しかし、周期的なアナログ素 子の選択が行われることでトーンが発生するという 問題点を抱えている。この不要なトーンを抑制する ために、DWA を発展させた様々な手法が提案されて いる [1]~[3], [6], [9], [10]. Partial DWA (PDWA) [1] と Un-symmetrical DWA (UDWA) [3] は、小振幅信 号入力時において幾つかのアナログ素子を常に非選択 とし、その他のアナログ素子に対して DWA 動作を行 う手法である。非選択素子の存在がトーンの発生を促 すような周期的な素子選択を回避し、トーン発生を抑 制している.しかし、小振幅信号入力時には常に非選 択であった素子を大振幅信号入力時に選択するために 出力信号が非線形に遷移し、大きなトーンが発生する.

本論文では、デルタシグマ型 D-A 変換器に用いる循 環型部分的 DWA (Rotated Partial DWA: RPDWA) を提案する. RPDWA は、既存手法の PDWA を発展 させることで PDWA の有する問題点を改善できる手 法である. RPDWA は、PDWA において固定されて いた非選択アナログ素子を順番に変更して循環させる ことで、大振幅信号入力時における性能劣化の原因で ある出力信号の非線形性を低減する. 更に、デルタシ グマ変調器からの入力信号に応じて非選択素子数を一 時的に増加させ、トーンの発生を促すような周期的素 子選択を回避する. 提案する RPDWA を用いること で大振幅信号入力時におけるトーンを抑制でき、その 結果、高い SNDR を達成できる.

2. 循環型部分的 DWA 手法

図1に提案する RPDWA を用いたマルチレベルデ ルタシグマ型 D-A 変換器のブロック図を示す. DEM ブロックは、デルタシグマ変調器からの出力信号に応 じて単位アナログ素子の選択、非選択を切り換えるこ とでアナログ素子の性能ばらつきを平均化し、低減し ている.提案する RPDWA を用いるためには選択さ れない素子を設定する必要がある.その非選択素子を *RUE* (Rotated Unused Element)と呼ぶことにする. RPDWA は、「*RUE* の循環」と「*RUE* 数を入力信号 レベルに応じて増加」という二つの動作からなる.一 つ目の「*RUE* の循環」とは、*RUE* を固定せず順番 にシフトさせることで全単位アナログ素子を非選択素

From Interpolation Digital Filter



図 1 提案する RPDWA を用いたマルチレベルデルタシ グマ D-A 変換器

Fig. 1 Block diagram of delta-sigma digital-to-analog converter utilizing RPDWA. 子に設定する動作である.まず,DWA 動作で RUE の手前の素子まで選択すると RUE を一つシフトさせ RUE だった素子を選択する.そして,新たに RUE となった素子を選択せず,残りの素子に DWA 動作を 実行という動作を繰り返し行う. この動作を適用する ことで,大振幅信号入力時の出力信号の非線形を低減 することができる.二つ目の「RUE 数を入力信号レ ベルに応じて増加」とは、デルタシグマ変調器からの 入力信号レベルに応じて一時的に RUE の数を増加さ せる動作である.具体的には、入力信号レベル IL が $IL_i + IL_{i-1} = IL_{i-2} + IL_{i-3} = N - 1$, 若しくは $IL_i + IL_{i-1} + IL_{i-2} = IL_{i-3} + IL_{i-4} + IL_{i-5} =$ N-1となったときに RUE をシフトさせる場合は、 RUE を二つ分シフトさせその二つを RUE とする. ここで, N 個の単位アナログ素子を用いた構成を想定 しており、 IL_i を i 番目の入力信号、 IL_{i-1} を i-1 番 目の入力信号としている.この動作をインクリメンタ ルアクションと呼ぶことにする. ただし、 $IL_{i-3} = 0$, $IL_{i-2} = N - 1$, $IL_{i-1} = 0$, $IL_i = N - 1$ となる場 合は、N-2個の素子からN-1個を選択すること はできないので、インクリメンタルアクションを適用 しない、インクリメンタルアクションを適用すること で、トーン発生を促すような周期的な単位アナログ素 子の選択が防止され、トーンを抑制することができる. 提案する RPDWA は, RUE の循環とインクリメン タルアクションを併せて実行することで、高い SNDR とトーン抑制を実現する.

提案する RPDWA と既存の PDWA を 8 個の単位 アナログ素子 (U1, U2, ···, U8) に適用した場合の動作 例を図 2(a), (b) にそれぞれ示す. 図 2(a), (b) と もに、最初の RUE を U_1 、最初に選択する素子を U_2 としている.まず、提案する RPDWA を用いた場合 の図 2(a) に関して説明する. IL1 = 3 が入力され ると $[U_2, U_3, U_4]$ を選択し、次に $IL_2 = 4$ が入力さ れると [U₅, U₆, U₇, U₈] を選択する. この間, RUE は U_1 に固定されている.次に $IL_3 = 3$ が入力される が, U8 を選択した時点で RUE である U1 以外の素 子全てを一度選択しているため RUE を U₂ にシフト させ、 U_1 から三つの素子 $[U_1, U_3, U_4]$ を選択する.こ こで,図2では可読性向上のため,RUE以外の素子 の奇数回目の一巡選択を黒色の実線、偶数回目の一巡 選択を灰色の破線で表している.図2(a)では,1回 目の一巡選択は IL₂ における U₈ の選択の際に終了し ており、2回目の一巡選択が IL3 における U1 の選択





から始まっている. したがって、 IL_3 における U_1 の 選択は1回目の素子選択だが、2回目の一巡選択にお ける素子選択であるため灰色の破線で示している.次 に $IL_4 = 4$ が入力されるため $[U_5, U_6, U_7, U_8]$ を選択 する. そして $IL_5 = 3$ が入力されるが, RUE 以外 を一巡選択したので RUE をシフトさせる. ここで, 入力信号が $IL_2 + IL_3 = IL_4 + IL_5 = 7$ であるた め、インクリメンタルアクションを実行する. U2 か ら U_4 へ二つ分シフトを行い, U_3 と U_4 を RUE と し、[U₁, U₂, U₅]を選択する.次の入力は IL₆ = 4 な ので [U₆, U₇, U₈, U₁] を選択する. インクリメンタル アクションを適用し、 IL_6 のときに IL_2 、 IL_4 と同様 に $[U_5, U_6, U_7, U_8]$ を選択しないことで、トーンの発 生を促すような周期的素子選択を防いでいる.次に $IL_7 = 7$ が入力されるが、RUEのシフトも行われる ので $[U_2, U_3, U_4, U_6, U_7, U_8, U_1]$ を選択する. 最大レ ベルである $IL_8 = 8$ が入力されると, RUE に関係な く全ての素子を選択するが、最大レベル入力時の選択 はその後の RUE シフトに反映させない. したがって, $IL_9 = 5$ が入力されると IL_7 入力時の選択で一巡選 択したことのみを反映して, RUE を U_5 から U_6 にシ フトさせ $[U_2, U_3, U_4, U_5, U_7]$ を選択する.

次に,既存の PDWA を用いた場合の動作例を示 した図 2(b) について説明する. *RUE* は U_1 に固定 しており,残りの U_2 から U_8 に対して DWA 動作が 実行される.最大レベルが入力される IL_8 において は, RPDWA と同様に *RUE* をなくし,全素子を選 択する.

3. 出力信号の線形性

入力レベルに対して出力レベルが線形に遷移しない 場合,ノイズやひずみが増加することで性能劣化が引 き起こされる.そこで本章では,N個の単位アナロ グ素子を用いた場合における提案手法と既存手法の出 力レベルの線形性について述べる.各単位素子の出力 UO_iを平均値 UO_{mean} とその平均値からのミスマッ チ d_iを用いて式(1)のように定義する.

$$UO_i = UO_{mean} + d_i \tag{1}$$

ここで,

$$UO_{mean} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} UO_i \tag{2}$$

$$\sum_{i=1}^{N} d_i = 0 \tag{3}$$

である. DEM を用いると,動作クロックごとに選択す る素子が違うことから入力レベルが同じであっても複 数の出力レベルが存在する. DEM は,動作クロックよ りも十分に低い所望の周波数帯 (In-band frequency) において出力レベルを平均化することで,式(3)を実 現している.したがって,入力レベルが IL = M のと き,出力レベルが理想値 $M \cdot UO_{mean}$ に近づく.

既存の PDWA を用いた場合における出力の線形性 を確認するために、入力レベルが IL = M のときの 出力レベル平均値を求める. $RUE = U_a$ とすると残 りの素子を選択する全組合せは、N - 1 個の素子か ら M 個を選択するため $_{N-1}C_M$ 通り存在する. ある 素子が、選択された素子に含まれる組合せは、その素 子以外の残り N - 2 個の素子から M - 1 個を選択す るため $_{N-2}C_{M-1}$ 通り存在する. したがって、複数存 在する出力レベルの値を全て足し合わせると式(4) と なる.

$$\sum_{i=1}^{N} \{ _{N-2} \mathcal{C}_{M-1} \cdot (UO_{mean} + d_i) \}, \ i \neq a \qquad (4)$$

それを全組合せ $_{N-1}C_M$ で割ることで、出力レベルの 平均値は式 (5) のように求まる.

$$\frac{1}{N-1C_M} \sum_{i=1}^{N} \{ N_{N-2}C_{M-1} \cdot (UO_{mean} + d_i) \}$$

$$= \frac{M}{N-1} UO_{mean} \cdot (N-1) + \frac{M}{N-1} \sum_{i=1}^{N} d_i$$
$$= M \cdot UO_{mean} + \frac{M}{N-1} \sum_{i=1}^{N} d_i, \ i \neq a$$
(5)

ここで, $\frac{N-2C_{M-1}}{N-1C_M} = \frac{M}{N-1}$ である.式(3),(5)より 出力レベルの平均値は式(6)となる.

$$M \cdot UO_{mean} - \frac{M}{N-1}d_a \tag{6}$$

 $RUE = U_a$ としているために, U_a のミスマッチ成 分 d_a が出力に現れることが分かる.最大入力レベル IL = N が入力された場合は RUE の存在を前提とし た式 (6) は成立せず,全ての素子を選択することから 式 (3) が適用されるために,出力レベルの平均値は理 想値 $N \cdot UO_{mean}$ となる.

次に,式(6)を用いて提案する RPDWA を用いた場 合の出力レベル平均値を求める. RPDWA では *RUE* である $U_a \approx U_1$ から U_N まで循環させるため,出力レ ベルの平均値は式(3),(6)を用いて式(7)と求まる.

$$\frac{1}{N} \sum_{a=1}^{N} \left(M \cdot UO_{mean} - \frac{M}{N-1} d_a \right)$$
$$= M \cdot UO_{mean} - \frac{M}{N \cdot (N-1)} \sum_{a=1}^{N} d_a$$
$$= M \cdot UO_{mean}$$
(7)

式 (7) から, RPDWA を用いた場合は全ての入力レベ ルにおいて理想値が出力されることが分かる. インク リメンタルアクションを適用する場合には RUE が二 つになるが, RUE を循環させることに変わりはない ので式 (3) が成立し,出力レベルの平均値は式 (7) と なる.

 $U_a \ \epsilon \ RUE \ \epsilon \ b \ c \ d_a$ の RPDWA と PDWA の入 出力特性の比較を図 3 と表 1 に示す. ここで,図 3 では $d_a \ \epsilon \ c \ o \ d_e$ を正の値と仮定している.図 3 で示すよう に、PDWA を用いた場合は入力レベル IL = 0 から IL = N - 1 に対する出力レベルと最大入力レベル IL = N に対する出力レベルの間で線形な遷移をしな い、したがって、入力レベルが IL = N となり得る大 振幅信号入力時に出力がひずみ、性能が劣化する.具 体的には表 1 に示すように、入力レベル IL = M の ときに $\frac{M}{N-1} d_a$ だけ理想値からずれる. RPDWA を用 いた場合は、全入力レベルに対して出力レベル平均値



Fig. 3 Linearity of output level.

表 1 RPDWA と PDWA を用いた場合の出力レベル平 均値

Table 1Average of output level for RPDWA and
PDWA.

Input Level	Average of Output Level	
(IL)	RPDWA	PDWA
0	0	0
1	UO_{mean}	$UO_{mean} - \frac{1}{N-1}d_a$
:	:	:
M	$M \cdot UO_{mean}$	$M \cdot UO_{mean} - \frac{M}{N-1}d_a$
:	:	:
N-1	$(N-1) \cdot UO_{mean}$	$(N-1) \cdot UO_{mean} - d_a$
N	$N \cdot UO_{mean}$	$N \cdot UO_{mean}$

が理想値となり、PDWA に比べて大振幅信号入力時の性能が大幅に向上する.

インクリメンタルアクションに関する 考察

N 個のアナログ素子を用いた場合, RUE を除くと N-1 個の素子から選択することになる.連続した二 つの入力の和が N-1となる状態が続く場合を式 (8), 連続した三つの入力の和が N-1となる状態が続く場 合を式 (9) に示す.

$$N - 1 = IL_i + IL_{i-1} = IL_{i-2} + IL_{i-3} = \cdots$$
(8)

$$N - 1 = IL_i + IL_{i-1} + IL_{i-2}$$

= $IL_{i-3} + IL_{i-4} + IL_{i-5} = \cdots$ (9)

式(8),(9)のように連続する入力の和が N-1 で

ある状態が続くとトーンの発生を促すような周期 的な素子選択となる.これらのような入力信号レベ ルとなった場合に、トーンを防止する目的で一時的 に RUE 数を二つとする動作がインクリメンタル アクションである.連続した四つ以上の入力の和が N-1となる状態が続く可能性は、デルタシグマ変 調器内部の擬似ランダム信号(ディザー)の影響な どから非常に低い.したがって、本論文では入力レ ベルが $IL_i + IL_{i-1} = IL_{i-2} + IL_{i-3} = 7 若しくは$ $IL_i + IL_{i-1} + IL_{i-2} = IL_{i-3} + IL_{i-4} + IL_{i-5} = 7$ となった場合にインクリメンタルアクションを適用し ている.

8 個の素子を用いた場合に、 $IL_i + IL_{i-1} = 7$ とな る入力レベルが連続したときのインクリメンタルアク ションを適用する場合と適用しない場合における素子 選択の変遷を図 4 に示す. インクリメンタルアクショ ンを適用しない図 4 (b) では,入力レベル IL_2 , IL_4 , IL_6 , IL_8 のときに, $[U_6, U_7, U_8]$ が選択されている. この素子選択が単位アナログ素子の性能ばらつきを周 期的に出現させることでトーン発生の原因となり,性 能劣化を引き起こす. 図 4 (a) では IL_5 と IL_7 のと きの RUE シフトにおいてインクリメンタルアクショ ンが適用されている. 図 4 から, インクリメンタルア クションを適用することで式 (8), (9) のような入力と なってもトーン発生を促すような周期的な素子選択を 防止できることが分かる.

次に、トーン抑制のために素子選択の際にランダム 性を付加するのではなく、インクリメンタルアクショ ンを用いる理由について述べる.ランダム性を付加す



(b) インクリメンタルアクション非適用

Fig. 4 Operation example in the case of successive $IL_i + IL_{i-1} = N - 1$ input (a) with incremental action, (b) without incremental action. ればトーンを抑制することは可能であるが、同時に ノイズレベルが増加するためにダイナミックレンジが 下がる.インクリメンタルアクションを適用した場合 は、RUE 循環の流れを妨げることなく全素子を一度 RUE とすることが可能であり、各素子の選択回数が 統一される.したがって、ランダム性の付加ではなく インクリメンタルアクションを適用することで、ノイ ズレベルの増加なくトーンが抑制できる.

5. 性能比較

提案する RPDWA と既存の PDWA の性能比較を 行う.オーディオ用途を想定し,表 2 に示す仕様に基 づいて,C 言語を用いてシミュレーションを行った. ここで,単位アナログ素子の性能ばらつきは $\sigma = 0.01$ の正規分布に基づくと仮定した.また,3次,9 レベ ル出力のデルタシグマ変調器を用いた.

図 5 に提案する RPDWA と既存の PDWA を用 いた場合の入力信号レベルに対する信号対雑音歪比 (SNDR)を示す. PDWA を用いた場合は,最大振幅 信号(0dB)入力時と-15dB入力時付近において性能 劣化が見られる. RPDWA を用いた場合は, PDWA を用いた場合に見られた性能劣化を低減できており, 大振幅信号入力時において高い SNDR を実現できる ことが分かる. RPDWA を用いることで,0dB入力

表 2 シミュレーションパラメータ

Table 2 Simulation parameters.



図 6. 図 7 に 0 dB 入力時と -15 dB 入力時の独立 した10通りのピリオドグラムを平均化して得た出力信 号のパワースペクトルをそれぞれ示す.ここで.図6. 図7は最大振幅信号で規格化している.また,2048 点の標本化された出力信号に対して FFT を行ってお り、以下のシミュレーション結果は図 10 を除いて全 てこの条件を用いた. PDWA を用いた場合, 0dB入 力時はトーンの発生とノイズレベルの増加が見られ, -15 dB 入力時はトーンが発生している.0 dB 入力時 のトーン発生とノイズレベルの増加は、図3で示した 出力信号の非線形性が原因である.また,-15dB入力 時のトーン発生は、式(8)で示すような入力レベルが 連続することによって、トーン発生を促すような周期 的な素子選択が行われることが原因である. RPDWA を用いた場合は 0 dB, -15 dB 入力時ともにトーンは 発生していない.これは、0dB入力時の出力信号の 非線形性を RUE の循環によって、-15dB 入力時の トーン発生を促すような周期的な素子選択をインクリ メンタルアクションによって解決しているからである.

入力信号振幅に対する帯域内最大トーンを図8に 示す. トーンの値は、そのトーンの周辺ノイズレベ ルを基準として計算した. PDWA を用いた場合は約 -20 dB 以上の入力信号振幅においてトーンが発生し ており、更に最大振幅信号入力時に非常に大きなトー ンが発生している. インクリメンタルアクションを適 用せず, RUE の循環のみを適用した場合は、-15dB 入力付近で大きなトーンが発生しており,0dB入力時 では RUE を循環させる効果によりトーンが抑えられ ている. インクリメンタルアクションと RUE の循環 を共に適用した場合は、全入力信号振幅においてトー ンが抑制されており、0dB入力時に PDWA の場合 と比べて帯域内最大トーンを 45.4 dB 低減した. 図 8 から、RUE の循環とインクリメンタルアクションの 適用を併せて行うことで, 全入力信号レベルにおいて トーンを抑制できることが分かる.

次に,式(8),(9)のような連続した二つ,三つ,四 つの入力の和が N-1となる状態が 3回続く入力 レベルの発生回数を図 9 に示す.具体的に,連続し



Frequency (Hz)

図 7 -15 dB 入力時のパワースペクトル Fig.7 Power spectrum at -15 dB amplitude input.



19 連続する人力レベルの和か N = 1 となる人力信での発生回数 Fig.9 Input level vs. number of events.

た二つの入力の和が N-1となる状態が3回続く 入力レベルとは, $IL_i + IL_{i-1} = IL_{i-2} + IL_{i-3} =$ $IL_{i-4} + IL_{i-5} = N - 1 = 7 \ \text{cbs3}. \ \text{ccc}, \ 280000$ クロック分のシミュレーションを行った.四つの場合 の入力信号レベルはほとんど発生していないため、連 続した四つ以上の入力の和が N-1となってもイン クリメンタルアクションを適用しない. 三つの場合は -5dB入力付近で少し発生しており、二つの場合は -25 dB 付近から発生回数が増えている. したがって、 連続した二つ、若しくは三つの入力の和が N-1とな る状態が続いた場合にインクリメンタルアクションを 適用した. -25 dB 付近から二つの場合の発生回数が 増え, それに併せて図 8 で示した PDWA とインクリ メンタルアクションを適用していない RPDWA の帯 域内最大トーンの値も大きくなっており、-15dB付 近でともに最大値となっている.図8.図9は、連続 する入力の和が N-1となる入力レベルが続くことで トーンが発生していることを示している.

図 10 に –15 dB 入力時における入力信号周波数に 対する帯域内最大トーンを示す.ここで,表 2 に示し た 1.5 kHz より低い周波数の入力信号を用いることか ら,16384 点の標本化された出力信号に対して FFT を行った.PDWA を用いた場合は大きなトーンが発 生しており,インクリメンタルアクションを適用せず, *RUE* の循環のみを適用した場合にも大きなトーンが 発生している.インクリメンタルアクションと *RUE* の循環を共に適用した場合は,全入力信号周波数に対 してトーンが抑制されている.図 10 から,インクリ メンタルアクションは連続する入力の和が N – 1 と なることで生じる –15 dB 入力付近の帯域内トーンを



図 10 -15 dB 入力時の入力信号周波数に対する帯域内 最大トーン

Fig. 10 Input Frequency vs. maximum in-band tone at -15 dB amplitude input.

入力信号周波数にかかわらず抑制可能であることが分 かる.

正規分布に基づく性能ばらつきを有した単位アナ ログ素子の組合せを 1000 通り用いてモンテカルロシ ミュレーションを行った.0dB入力時の SNDR の分 布を図 11 に示す.提案する RPDWA を用いた場合 は, RUE の循環により出力信号の非線形性を低減し たことで, SNDR が大幅に改善していることが分か る.次に,0dB, -15dB入力時の帯域内最大トーン の分布を図 12 と図 13 に示す.RPDWA を用いた場 合,1000 通り全ての組合せに対してトーンを7dB以 内に抑えられている.PDWA を用いた場合,0dB入 力時は 50dB 近い大きなトーンが高確率で発生して おり, -15dB入力時も 20dB 近い大きなトーンが高 確率で発生している.図 12,図 13 より,提案する RPDWA はアナログ素子の性能ばらつきの組合せに かかわらずトーンの抑制が可能である.



Fig. 11 SNDR at 0 dB amplitude input.



Fig. 12 Maximum in-band tone at 0 dB amplitude input.



Fig. 13 Maximum in-band tone at $-15 \,\mathrm{dB}$ amplitude input.

6. む す び

デルタシグマ型ディジタル/アナログ変換器に用い る循環型部分的 DWA (RPDWA) 手法を提案した.提 案する RPDWA では,既存の PDWA において固定 されていた非選択アナログ素子を循環させることで, 大振幅信号入力時であっても出力信号の線形性を保つ ことができる.更に,インクリメンタルアクションに よって特定の入力列が連続した場合に発生するトーン を抑制できる.3次,9レベル出力構成のデルタシグ マ変調器を用いたシミュレーション結果から,既存手 法と比較して最大振幅信号入力時に SNDR を 32.8 dB 改善,帯域内最大トーンを 45.4 dB 低減できることを 確認した.

謝辞 本研究は文部科学省による大阪大学グローバ ル COE プログラム「次世代電子デバイス教育研究開 発拠点」の支援を受けて行われた.

文 献

- I. Fujimori, A. Nogi, and T. Sugimoto, "A multibit delta-sigma audio DAC with 120-dB dynamic range," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.35, no.8, pp.1066– 1073, Aug. 2000.
- [2] I. Fujimori, L. Longo, A. Hairapetian, K. Seiyama, S. Kosic, J. Cao, and S.-L. Chan, "A 90-dB SNR 2.5-MHz output-rate ADC using cascaded multibit deltasigma modulation at 8× oversampling ratio," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.35, no.12, pp.1820–1828, Dec. 2000.
- [3] M. Annovazzi, V. Colonna, G. Gandolfi, F. Stefani, and A. Baschirotto, "A low-power 98-dB multibit audio DAC in a standard 3.3-V 0.35-µm CMOS technology," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.37, no.7, pp.825–834, July 2002.
- [4] V. Colonna, M. Annovazzi, G. Boarin, G. Gandolfi,

F. Stefani, and A. Baschirotto, "A 0.22-mm² 7.25mW per-channel audio stereo-DAC with 97-dB DR and 39-dB SNR_{out}," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.40, no.7, pp.1491–1498, July 2005.

- [5] K. Lee, Q. Meng, T. Sugimoto, K. Hamashita, K. Takasuka, S. Takeuchi, U.-K. Moon, and G.C. Temes, "A 0.8 V, 2.6 mW, 88 dB dual-channel audio deltasigma D/A converter with headphone driver," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.44, no.3, pp.916–927, March 2009.
- [6] T.-H. Kuo, K.-D. Chen, and H.-R. Yeng, "A wideband CMOS sigma-delta modulator with incremental data weighted averaging," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.37, no.1, pp.11–17, Jan. 2002.
- [7] R.J. van de Plassche, "Dynamic element matching for high-accuracy monolithic D/A converters," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.11, no.6, pp.795–800, Dec. 1976.
- [8] R.T. Baird and T.S. Fiez, "Linearity enhancement of multibit ΔΣ A/D and D/A converters using data weighted averaging," IEEE Trans. Circuts Syst. II, vol.42, no.12, pp.753–762, Dec. 1995.
- [9] K. Vleugels, S. Rabii, and B.A. Wooley, "A 2.5-V sigma-delta modulator for broadband communications applications," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.36, no.12, pp.1887–1899, Dec. 2001.
- [10] A.A. Hamoui and K.W. Martin, "High-order multibit modulators and pseudo data-weighted-averaging in low-oversampling ΔΣ ADCs for broad-band applications," IEEE Trans. Circuts Syst. I, vol.51, no.1, pp.72–85, Jan. 2004.

(平成 23 年 4 月 18 日受付, 7 月 11 日再受付)



田村 悠

平 19 阪大・工・電子卒. 平 21 同大大 学院博士前期課程了.現在,同大学院工学 研究科博士後期課程在学中.デルタシグマ D-A 変換器の研究に従事.



兼本 大輔 (正員)

平 16 京都工繊大・工芸・電情卒. 平 18 阪大大学院前期博士課程了. 平 22 九大大 学院システム情報科学研究院情報エレクト ロニクス部門助教. アナログ並びにミック スド・シグナル集積回路設計に関心をもつ. 工博(阪大). IEEE 会員.



松岡 俊匡 (正員)

平元阪大・工・電子卒. 平3 同大大学院 博士前期課程了. 平3 シャープ(株)入 社. 平11 阪大大学院工学研究科電子情報 エネルギー工学専攻リサーチ・アソシエイト(日本学術振興会研究員). 平12 同大大 学院工学研究科電子情報エネルギー工学専

攻講師. 平 16 同大大学院工学研究科電子情報エネルギー工学 専攻助教授. CMOS RF 回路の研究に従事. 工博. 応用物理 学会, 電気学会, IEEE 各会員.



谷口 研二 (正員)

昭46 阪大・工・電子卒.昭48 同大大学 院修士課程了.昭50 東芝(株)入社.昭 57 より1年間マサチューセッツ工科大学 客員研究員.昭61 阪大工学部電子工学科 助教授.平8同大大学院工学研究科電子情 報エネルギー工学専攻教授.現在までSi

の酸化・拡散プロセス,半導体デバイスの物理,半導体シミュ レーション技術,アナログ集積回路の研究に従事.工博.応用 物理学会,電気学会,IEEE 各会員.