

シグマデルタ DAC 信号発生回路でのデジタル歪補正技術

山田 貴文* 若林 和行 上森 聡史 (群馬大学)

小林 修 (半導体理工学研究センター) 加藤 啓介 小林 春夫 (群馬大学)

Digital Compensation Techniques for Distortion in Sigma-Delta DAC

Takafumi Yamada*, Kazuyuki Wakabayashi, Satoshi Uemori (Gunma University)

Osamu Kobayashi (Semiconductor Technology Academic Research Center)

Keisuke Kato, Haruo Kobayashi (Gunma University)

This paper describes digital compensation techniques for distortion (caused by nonlinearities of multi-bit DACs and the following analog filter) in Sigma-Delta DACs for single and two-tone sine wave signals generation used for LSI testing. We propose two techniques; one is to use two Sigma-Delta DACs with phase-shifted inputs and the following analog adder, and the other is to use one Sigma-Delta DAC with the input alternately phase-shifted for each period. We present their structures and operations as well as their Matlab simulation results.

キーワード：シグマデルタDAC, 信号発生, デジタル補正, 歪み, LSIテスト,
デジタル・アシスト・アナログ・テスト技術

(Sigma-Delta DAC, Signal Generation, Digital Compensation, Distortion, LSI Testing,
Digitally-Assisted Analog Test Technology)

1. はじめに

半導体デバイスの量産出荷時に故障の有無およびその所望の性能が達成されているかを判別するためのテストが行われる。ミックストシグナル SOC 等のアナログ回路部を LSI 内に含む場合にはそのテスト容易化技術が大きな課題になってきている [1-3]。

筆者等は先行研究[4-6]をもとに ADC 等のアナログ回路部のテストのための歪の小さい正弦波信号および 2 トーン信号を任意波形発生器 (Arbitrary Waveform Generator: AWG) を用いて発生する方式を検討した [7,8]。この論文では[7]で記述したナイキスト DAC の場合の手法をシグマデルタ DAC [9,10] に適用する場合の検討結果を示す。

提案する手法は入力信号源として用いる単一正弦波および 2 トーン信号を発生するためのシグマデルタ DAC 回路で、最終段のマルチビット DAC, アナログフィルタの非線形性をデジタル入力の工夫により (プリディストーションすることで) 高調波, 相互変調歪をキャンセルする。これにより, 被試験デバイスへの入力信号として歪みの少ない単一正弦波, 2 トーン信号が生成できる。提案構成では, 単一正弦波信号生成の際にマルチビット DAC, アナログフィルタの非線形性によって発生する 3 次高調波をキャンセルでき, また 2 トーン信号を生成す

る場合の 3 次相互変調歪をキャンセルできる。(なお, 2 トーン信号は通信用アナログ回路(ADC 等)のテストで必要である [11])。

提案するシグマデルタ DAC の手法は BIST (Built-In Self-Test), BOST (Built-Out Self-Test) としても, また AWG で, DSP のプログラミングにより実現することもできる。

2. シグマデルタ DAC

シグマデルタ DAC は, その大部分をデジタル回路で構成されているため, 半導体デバイスの高集積化・微細化に伴い低消費電力化・高速化・高精度化が期待できる [9,10]。デルタシグマ DAC はオーバーサンプリングとノイズシェイプ手法により高精度・広帯域の DA 変換が可能となる。ここでは, デルタシグマ DAC の構成を図 1 に示すように前段のデジタル回路で構成するループフィルタと後段のマルチビット DAC で構成する場合を考える。

(1) **オーバーサンプリング**: 入力信号帯域 f_{BW} (ナイキスト周波数) の 2 倍以上の周波数でサンプリングを行う手法をオーバーサンプリングという。サンプリング周波数の半分 $f_s/2$ と信号帯域との比はオーバーサンプリング (OSR: Oversampling Ratio) と呼ばれる。変調器への入力信号は多ビットのデジタル信号である。

(2) ノイズシェイプ手法: 量子化ノイズに周波数特性を持たせることをノイズシェイピングという。シグマデルタ変調方式では、量子化器を帰還ループ内に設置することで量子化ノイズに周波数特性を持たせる。ループフィルタに積分器(ローパスフィルタ)を用いることで低域の量子化ノイズを低減させる方式をローパスシグマデルタ変調器と呼ぶ。(これに対し、主に高周波数域の量子化ノイズ低減を目的に考案されたのがバンドパスシグマデルタ変調器である。バンドパスシグマデルタ変調器では帰還ループ内に Q の高いバンドパスフィルタを設置する。)本論文ではローパスシグマデルタ DA 変調器を使用する場合を検討する。

3. 任意波形発生器の構成と動作

ここでは提案するシグマデルタ DAC を任意波形発生器を用いて実現する場合を考える。任意波形発生器は、図2のように構成されている。DSP で生成するデジタル信号を DAC でアナログ信号に変換する。このとき、DAC の特性が3次歪みを有すると、出力信号に3次高調波や相互変調歪が発生してしまう。ここでは簡単のため DAC の特性を式(1)に示すように近似する。

$$Y = aX + bX^3 \quad (a:1次係数, b:3次歪) \dots\dots\dots (1)$$

(1) 単一正弦波発生 AWG 入力信号 X として式(2)のような単一正弦波を入力する。

$$X = A \sin(2\pi f_m t) \dots\dots\dots (2)$$

式(2)を式(1)入力すると出力信号 Y は式(3)のようになる。

$$Y = aA \sin(2\pi f_m t) + b(A \sin(2\pi f_m t))^3 \\ = (aA + \frac{3bA^3}{4}) \sin(2\pi f_m t) - \frac{bA^3}{4} \sin(2\pi(3f_m)t) \dots\dots\dots (3)$$

式(3)からわかるように、出力に3次高調波 $3f_m$ が生じる。

(2) 2 トーン発生 AWG 入力信号 X として式(4)に示す周波数 f_1 と f_2 の2 トーンを入力する。

$$X = A \sin(2\pi f_1 t) + B \sin(2\pi f_2 t) \dots\dots\dots (4)$$

式(4)を式(1)入力すると出力信号 Y は式(5)となる。

$$Y = a(A \sin(2\pi f_1 t) + B \sin(2\pi f_2 t)) + b(A \sin(2\pi f_1 t) + B \sin(2\pi f_2 t))^3 \\ = (aA + \frac{3}{4}bA^3 + \frac{3}{2}bAB^2) \sin(2\pi f_1 t) + (aB + \frac{3}{4}bB^3 + \frac{3}{2}bA^2B) \sin(2\pi f_2 t) \\ - \frac{3}{4}bA^2B \sin 2\pi(2f_1 + f_2)t + \frac{3}{4}bA^2B \sin 2\pi(2f_1 - f_2)t \\ - \frac{3}{4}bAB^2 \sin 2\pi(2f_2 + f_1)t + \frac{3}{4}bAB^2 \sin 2\pi(2f_2 - f_1)t \\ - \frac{1}{4}bA^3 \sin(2\pi(3f_1)t) + \frac{3}{4}bB^3 \sin(2\pi(3f_2)t) \dots\dots\dots (5)$$

式(5)からわかるように、3次高調波 $3f_1$, $3f_2$ の歪および、3次相互変調歪 $2f_1-f_2$, $2f_2-f_1$, $2f_1+f_2$, $2f_2+f_1$ が生じる。特に、3次相互変調歪 $2f_1-f_2$ と $2f_2-f_1$ は信号帯域近傍に発生する。こ

れは後段のアナログフィルタで除去することが困難である。

3. 提案1: 位相差信号合成型シグマデルタ DAC

後段のマルチビット DAC が非線形性を有すると、従来のシグマデルタ DAC で単一正弦波入力の場合は出力に3次高調波、2 トーン入力の場合は出力に3次高調波・相互変調歪が発生する。それを改善するためにナイキスト DAC の場合と同じように[7]、シグマデルタ DAC を2つ使用し出力を加算する構成を提案する(図3)。(これは[12]のパワーアップ構成にヒントを得ている。)一方の DAC にデジタル入力 X_1 , もう一方の DAC に X_2 を入力する。2つの DAC からそれぞれアナログ出力 Y_1 と Y_2 が出力され、加算器によって Y_1 と Y_2 を加算し最終的な出力 Y を得る。ここでデジタル入力 X_1 と X_2 に位相差を与えることによって、出力 Y の3次高調波や3次相互変調歪をキャンセルする方式を提案する。

最初に2つのシグマデルタ DAC の特性は式(1)と等しいとした場合を考える。

(1) 単一正弦波発生の場合 デジタル入力信号 X_1 と X_2 にそれぞれ式(6), 式(7)に示すように位相差を与える。

$$X_1 = A \sin((2\pi f_m t) + \pi/6) \dots\dots\dots (6)$$

$$X_2 = A \sin((2\pi f_m t) - \pi/6) \dots\dots\dots (7)$$

これらから、アナログ出力 Y を計算すると、式(8)となる。

$$Y = 1.7(aA + \frac{3bA^3}{4}) \sin(2\pi f_m t) \dots\dots\dots (8)$$

式(8)からわかるように、3次高調波 $3f_m$ の項がキャンセルされている。また、式(7)を式(3)と比較すると基本波の項が1.7倍されていることがわかる。

これらは図4のように X_1 と X_2 の3次高調波 $3f_m$ の位相差が π , 基本波 f_m の位相差が $\pi/3$ となるためである。

(2) 2 トーン発生の場合 デジタル入力信号 X_1 と X_2 を式(9)と式(10)のように与える。

$$X_1 = A \sin((2\pi f_1 t) + \frac{\pi}{6}) + B \sin((2\pi f_2 t) - \frac{\pi}{6}) \dots\dots\dots (9)$$

$$X_2 = A \sin((2\pi f_1 t) - \frac{\pi}{6}) + B \sin((2\pi f_2 t) + \frac{\pi}{6}) \dots\dots\dots (10)$$

これから、アナログ出力 Y を計算すると、式(11)となる。

$$Y = \sqrt{3}(aA + \frac{3}{4}bA^3 + \frac{3}{2}bAB^2) \sin(2\pi f_1 t) + \sqrt{3}(aB + \frac{3}{4}bB^3 + \frac{3}{2}bA^2B) \sin(2\pi f_2 t) \\ - \frac{3\sqrt{3}}{4}bA^2B \sin 2\pi(2f_1 + f_2)t - \frac{3\sqrt{3}}{4}bAB^2 \sin 2\pi(2f_2 + f_1)t \dots (11)$$

式(11)を式(5)と比較すると、3次高調波 $3f_1$, $3f_2$ および信号帯域近傍の相互変調歪 $2f_1-f_2$, $2f_2-f_1$ 位相差が π となるためキャンセルされる。

<3・2> 2つの DAC の特性間にばらつきがある場合 2つの DAC の特性を式(1)と等しいと仮定したが、実際には最終段のマルチビット DAC (およびその後段のアナログ

フィルタ)の特性は異なる。そこで DAC1 と DAC2 の特性が異なる場合を考え、DAC1 と DAC2 の特性をそれぞれ式(1 2)、(1 3)と表現する。

$$Y1 = a_1 X_1 + b_1 X_1^3 \dots\dots\dots(1 2)$$

$$Y2 = a_2 X_2 + b_2 X_2^3 \dots\dots\dots(1 3)$$

一般的な条件として $a_1 \neq a_2$, $b_1 \neq b_2$ とする。この場合、3 次歪 b の値が異なるため<3.1>の方法では 3 次高調波・相互変調歪を完全にはキャンセルすることができない。単一正弦波発生の場合では式(6)、(7)のような位相差を与えても計算上でもキャンセルできず歪が残る。2 トーン発生の場合でも式(9)、(1 0)のような位相差を与えても歪が残る。

この問題を軽減するために図 5 に示すダイナミックエレメントマッチング構成を提案する。図 5 の構成では、信号の経路を 2 つ増やし、1 クロック毎に経路の切り替えを行う。具体的には図 6 の(a)と(b)のような経路に切り替える。図 6(a)では、X1 を DAC1 に入力し、X2 を DAC2 に入力する。図 6(b)では、X1 を DAC2 に入力し、X2 を DAC1 に入力する。

4. 提案 2 : 位相差切り替え型シグマデルタ DAC

前述のようにシグマデルタ DAC を 2 つと加算器およびダイナミックマッチングを用いる構成で 3 次高調波と相互変調歪をキャンセルできるが、ハードウェア構成が複雑になる。そこで、DAC や加算器を追加せずに 3 次高調波と相互変調歪をキャンセルできる構成として位相差切り替え型構成を提案する (図 7) [7]。その動作は 1 クロック毎に異なる位相差の信号 Din を入力して出力の 3 次高調波、相互変調歪をキャンセルする。

(1) 単一正弦波発生の場合 入力信号 Din は 1 クロック毎に式(1 4)、(1 5)を切り替える。

$$X1 = A \sin((2\pi f_m t) + \pi/6) \dots\dots\dots(1 4)$$

$$X2 = A \sin((2\pi f_m t) - \pi/6) \dots\dots\dots(1 5)$$

式(1 4)、(1 5)からわかるように位相差を $+\pi/6$ と $-\pi/6$ に切り替える。

(2) 2 トーン発生の場合 入力信号 Din は 1 クロック毎に式(1 6)、(1 7)を切り替える。

$$X1 = A \sin(2\pi f_1 t) + \frac{\pi}{6} + B \sin(2\pi f_2 t) - \frac{\pi}{6} \dots\dots\dots(1 6)$$

$$X2 = A \sin(2\pi f_1 t) - \frac{\pi}{6} + B \sin(2\pi f_2 t) + \frac{\pi}{6} \dots\dots\dots(1 7)$$

式(1 6)、(1 7)に示すように単一正弦波と同じように各項の位相差を $+\pi/6$ と $-\pi/6$ に切り替える。

5. 提案手法のシミュレーションによる確認

シグマデルタ DAC 信号発生回路を用いた歪補正技術の 2 つの提案手法の効果を確認するために Matlab シミュレーションを行った。シミュレーション上でのシグマデルタ

DAC 構成は図 8 に示すように 1 次ループフィルタとマルチビット DAC から構成した。マルチビット DAC は式(1)を用いてモデル化したものを使用した。モデル化した DAC の係数 a , b はそれぞれ $a=1$, $b=-0.005$ とした。1 次ループフィルタの入出力での伝達関数は式(1 8)となる。

$$Y(z) = X(z) + (1 - z^{-1})E(z) \dots\dots\dots(1 8)$$

式(1 8)よりノイズに対して 1 次ノイズシェイプに係ることがわかる。図 9(a), (b)は従来構成のシミュレーションを行った結果である。図 9(a)の単一正弦波、図 9(b)の 2 トーン信号ともに 3 次高調波歪と相互変調歪が確認できる。

4. 1 提案 1 : 位相差信号合成型シグマデルタ DAC のシミュレーション検証

図 10(a), (b)に 2 つの DAC 出力を加算する構成である図 3 のモデルをシミュレーションした結果を示す。図 9 と比較すれば 3 次高調波歪と相互変調歪がキャンセルされていることが確認でき、式(8)、(1 1)が検証できた。

しかし、DAC 特性にばらつきを持たせるため $a_1 \neq a_2$ ($a_1=1$, $a_2=0.9$), $b_1 \neq b_2$ ($b_1=-0.005$, $b_2=-0.006$)の条件でシミュレーションを行うと図 11(a), (b)となる。図 11 より 3 次高調波歪及び相互変調歪をキャンセルできていないことがわかる。そこで、条件を同じにして図 5 のようなダイナミックエレメントマッチング構成でのシミュレーションを行った。その結果は、図 12(a), (b)となり DAC 特性にばらつきを持たせても 3 次高調波歪及び相互変調歪をキャンセル可能なことがわかる。

これらのシミュレーションにより 2 つの DAC の出力を加算する構成は歪補正に効果があることが確認できた。また、この構成の問題点であった DAC 特性のばらつきによる影響もダイナミックエレメントマッチング構成を用いれば解決できることが確認できた。

4. 2 提案 2 : 位相差切り替え型シグマデルタ DAC

次に位相差切り替え型のシミュレーションを行った結果を示す。シミュレーション結果を、図 13(a), (b)に示す。提案手法により 3 次高調波歪及び相互変調歪がキャンセルされていることがわかる。

位相差を切り替えることが原因で $f_s/2$ 付近に大きなスプリアスが生じるが、これは信号帯域より十分高域であるため後段のアナログローパスフィルタで除去することが可能である。位相差を切り替えるこの構成は、従来型シグマデルタ DAC の入力信号を切り替えるだけなので電力、ハードウェアの面で上述の構成よりも有利になりえる。

6. まとめ

LSI 試験のための歪の小さい正弦波、2 トーン信号をシグマデルタ DAC 信号発生回路で発生するための 2 つのデジタル歪補正技術を提案し、その有効性をシミュレーションにより確認した。今後は実機による効果の検証を行っていく。

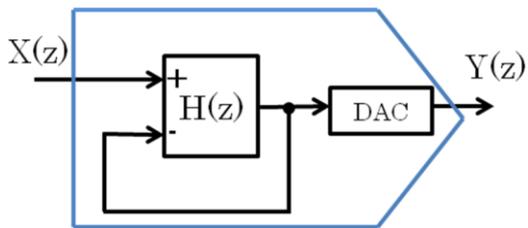


図1 シグマデルタ DAC の構成



図2 従来のデルタシグマ DAC を用いた信号発生回路

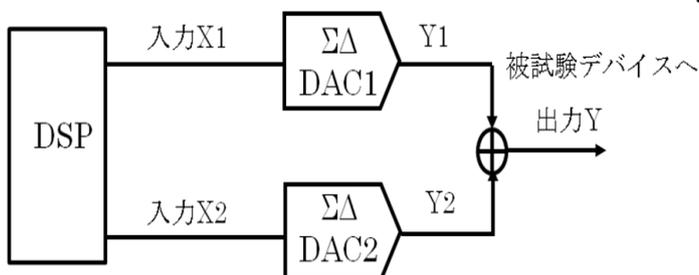
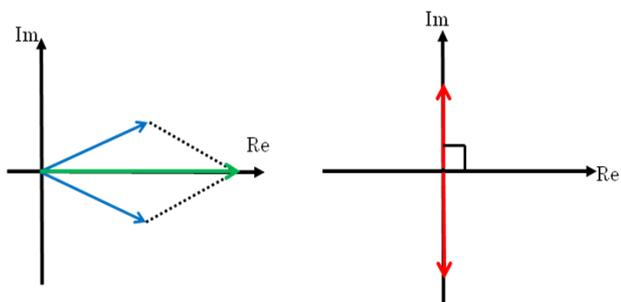


図3 2つのシグマデルタ DAC 出力を加算する構成 (提案1)



(a)基本波 f_{in} (b)3次高調波 $3f_{in}$

図4 提案1の構成・動作での基本波 f_{in} と3次高調波 $3f_{in}$ の複素平面による説明

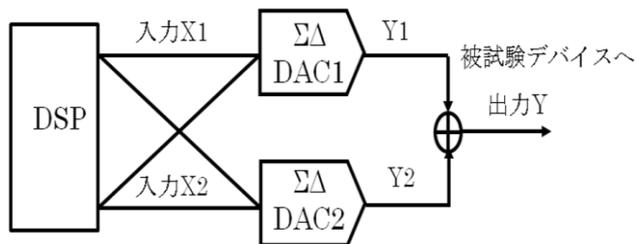
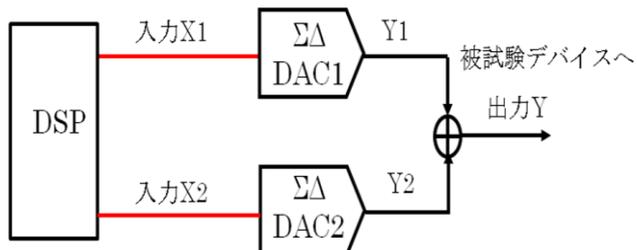
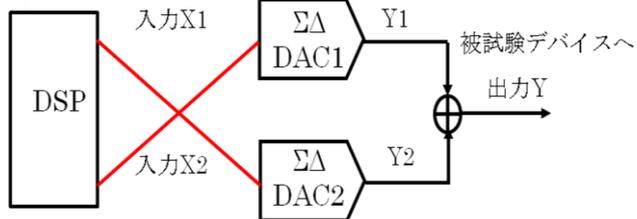


図5 ダイナミックエレメントマッチング構成 (提案1)



(a) 経路1



(b) 経路2

図6 ダイナミックエレメントマッチング構成の経路切り替え

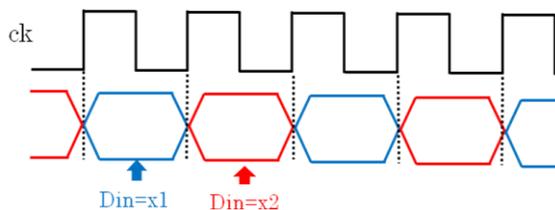
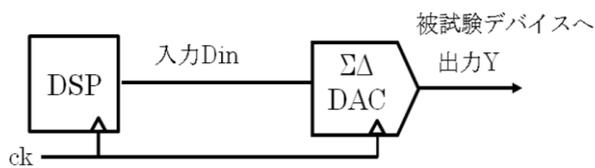


図7 位相差切り替え構成 (提案2)

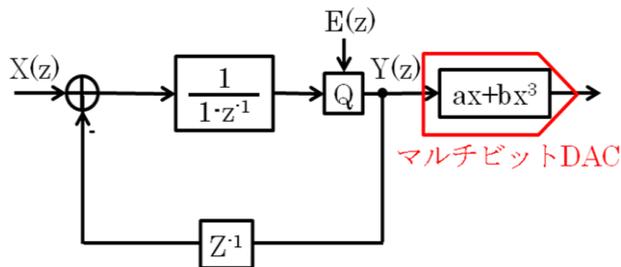
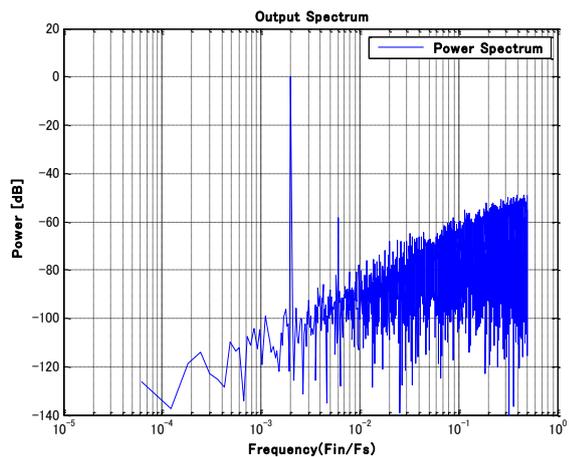
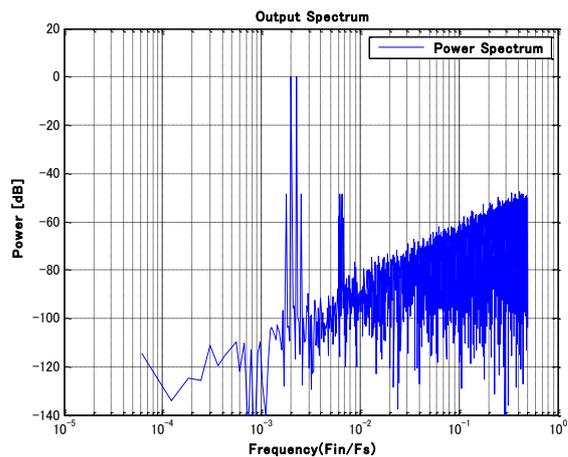


図8 Matlab シミュレーションで用いたシグマデルタ DAC モデル

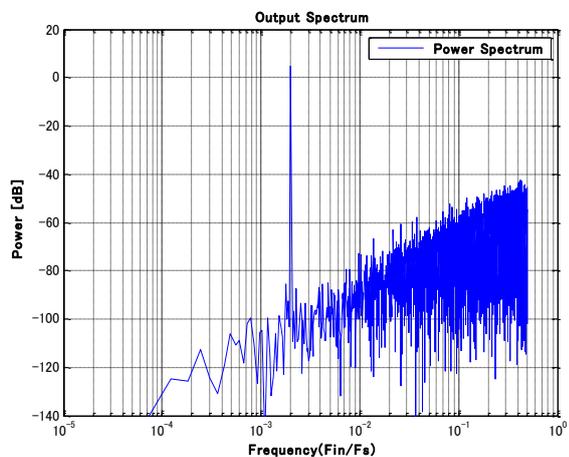


(a) 単一正弦波の場合

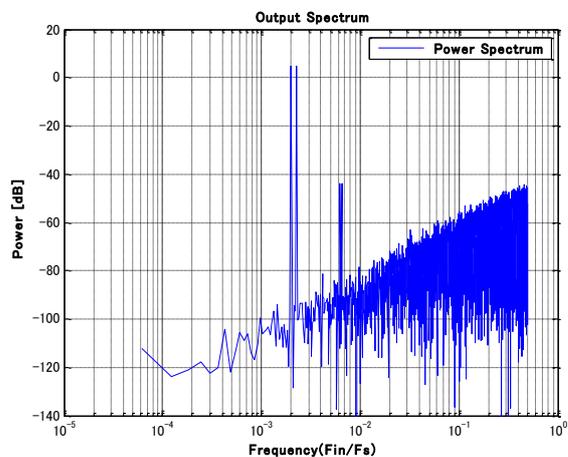


(b) 2 トーン信号の場合

図 9 従来シグマデルタ DAC での出力パワースペクトル

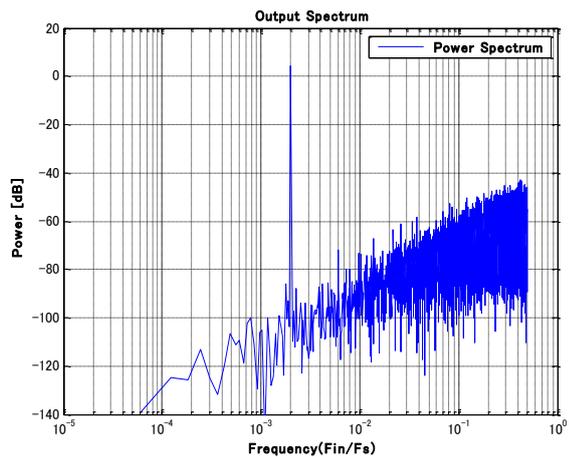


(a) 単一正弦波の場合

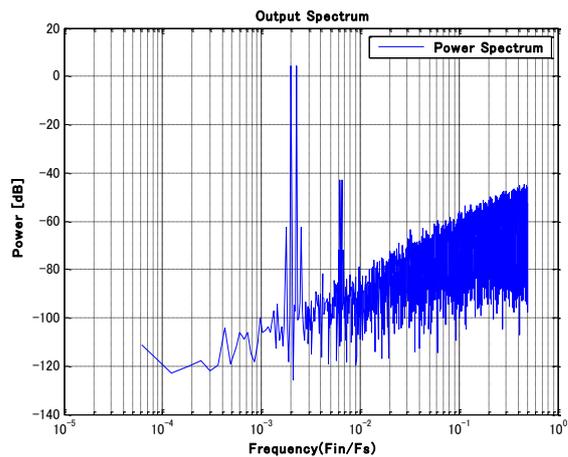


(b) 2 トーン信号の場合

図 10 2つの DAC 出力を加算する提案 1 の構成での出力パワースペクトル

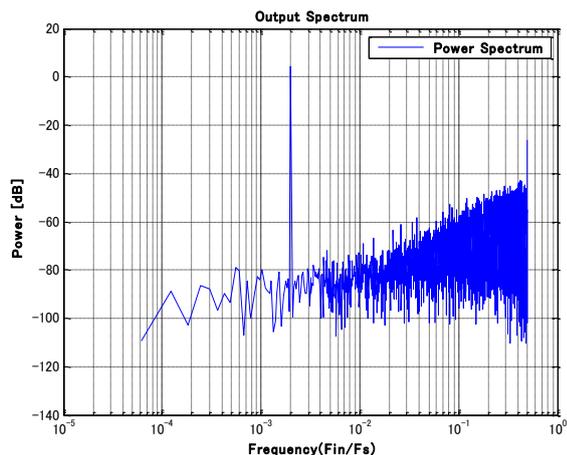


(a) 単一正弦波の場合

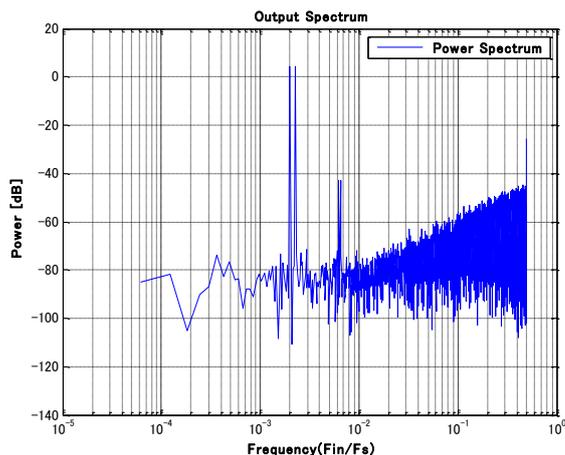


(b) 2 トーン信号の場合

図 11 提案 1 の構成で 2つの DAC 特性にばらつきがある場合の出力パワースペクトル

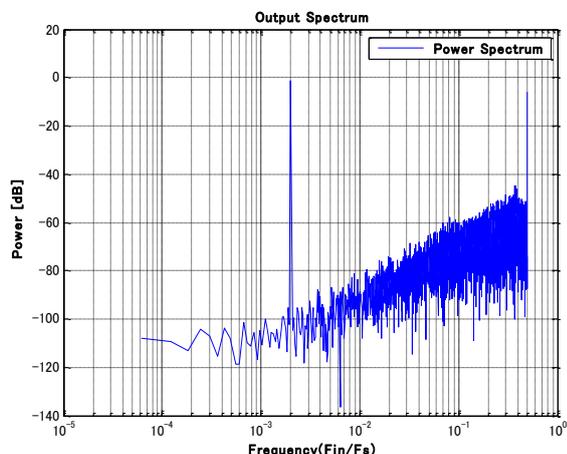


(a) 単一正弦波の場合

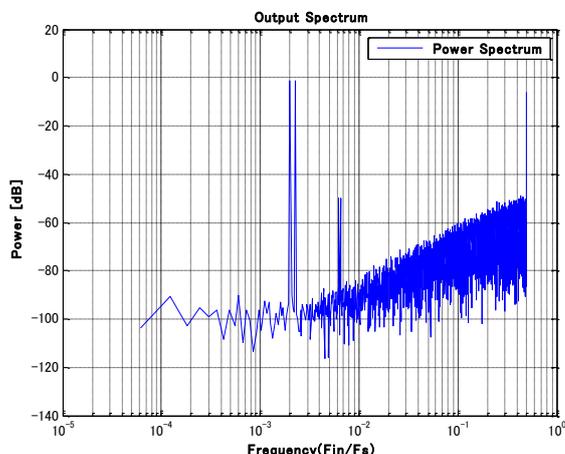


(b) 2 トーン信号の場合

図 12 提案 1 でダイナミックエレメントマッチング構成



(a) 単一正弦波の場合



(b) 2 トーン信号の場合

図 13 提案 2 の位相差切り替え構成の出力パワースペクトル

謝辞： 有意義な御討論をいただきました 宮下博之、松浦達治、矢野雄二、力野邦人、岸上真也、我毛辰弘、山口隆弘、高井伸和、新津葵一 各氏に謝意を表します。

文 献

- (1) M. Burns, G. W. Roberts, Introduction to Mixed-Signal IC Test and Measurement, Oxford University Press (2000).
- (2) 小林春夫, 山口隆弘, 「デジタルアシスト・アナログ・テスト技術 - ナノ CMOS 時代のアナログテスト技術 - 」電子情報通信学会集積回路研究会, 大阪 (2010年7月)
- (3) H. Kobayashi, "Issues and Challenges of Analog Circuit Testing in Mixed-Signal SOC," 東京大学 VDEC「アドバンテスト D2T 寄附研究部門」D2T シンポジウム (2009年12月)
- (4) G. W. Roberts, A. K. Lu, Analog Signal Generation for Built-In-Self-Test of Mixed-Signal Integrated Circuits, Kluwer Academic Publishers (1995).
- (5) B. Dufort, G. W. Roberts, Analog Test Signal Generation Using Periodic $\Sigma \Delta$ -Encoded Data Streams, Kluwer Academic Publishers (2000).
- (6) A. Maeda, "A Method to Generate a Very Low Distortion, High Frequency Sine Waveform Using an AWG", IEEE International Test Conference (Oct. 2008).
- (7) 若林和行, 小林修, 小林春夫, 松浦達治, 「信号発生器用 DAC の非線形補正」電子情報通信学会 ソサイエティ大会, 大阪 (2010年9月)
- (8) 加藤啓介, 小林春夫, 「任意波形発生器での 2 トーン信号相互変調歪みのデジタル補正」電子情報通信学会 ソサイエティ大会, 大阪 (2010年9月)
- (9) R. Shreier, G. C. Temes, Understanding Sigma-Delta Converters, Wiley-IEEE Press (2004).
- (10) F. Maloberti, Data Converters, Springer (2007).
- (11) 本木義人, 菅原秀武, 小林春夫, 小室貴紀, 酒寄寛, 「通信用 AD 変換器テスト評価のためのマルチトーン・カーブ・フィッティング・アルゴリズム」, 電子情報通信学会和文誌 C, vol.J86-C, no.2, pp.186-196 (2003年2月).
- (12) R. Shrestha, E. Mensink, E. A. M. Klumperink, G. J. M. Wienk, B. Nauta, "A Multi-Path Technique Canceling Harmonics and Sidebands in a Wideband Power Upconverter" ISSCC Session 25.1 (Feb. 2006).