

インターリーブを用いた低歪み 2 トーン信号発生技術

安部 文隆* 加藤 啓介 若林 和行 (群馬大学)
小林 修 (STARC) 小林 春夫 新津 葵一 (群馬大学)

Low-Distortion Two-Tone Signal Generation Technique with Interleaving Method

Fumitaka Abe*, Keisuke Kato, Kazuyuki Wakabayashi (Gunma University),
Osamu Kobayashi (STARC), Haruo Kobayashi, Kiichi Niitsu (Gunma University)

Abstract—This paper describes a technique for generating a low-distortion two-tone signal, for testing ADCs for communication applications using arbitrary waveform generator (AWG). The AWG consists of DSP and DAC, and the nonlinearity of the DAC generates distortion components. We propose here to use DSP algorithm to precompensate for the distortion. The distortion components close to the signal frequencies are suppressed, though spurious components far from the signal frequencies may be produced (which can be relatively easy to remove the following analog filter); we call this as distortion shaping. This is realized by the interleaving signals with the same frequency but different phase at the input to the DAC. Theoretical analysis and simulation results show the effectiveness of this approach.

キーワード : 2 トーン信号, 通信用ADCテスト, 低歪, 任意波形発生器, インターリーブ, 歪成形

(Keywords, Two-tone Signal, Communication ADC Testing, Low Distortion, Arbitrary Waveform Generator Interleave, Distortion Shaping)

1. はじめに(LSI テスト信号用アルゴリズム)

半導体産業においてシリコンコストが減少している一方で、LSI 製造時のテストコストが増加している。テストにおける低コスト化は産業上重要な問題である⁽¹⁾⁽²⁾。アナログ回路の重要なテスト項目として線形性テストがある。これは、低歪みのテスト信号を被試験デバイスに入力し被試験デバイスの非線形性により生成される歪み成分を計測することで、要求される線形特性を満足しているかを調べる。その低歪みテスト信号の発生手法として高価な(高性能の)任意波形発生器(AWG)を使用するのではなく、低コスト化のために比較的 low performance (高線形性特性ではない) AWG を使用したい。

そこで、今回この低コスト AWG を用いて通信用 AD 変換器の線形性テスト入力信号として低歪み 2 トーン信号発生技術を開発した。AWG 内の DSP 部での DAC 入力信号を工夫することで信号帯域内(入力周波数近傍)に発生する歪み成分を除去する。その代償として信号帯域外(高周波領域)に歪み成分を発生するが後段のアナログフィルタで容易に除去可能である。

この技術は $\Delta \Sigma$ 変調技術における高周波領域のノイズを犠牲にし、低周波領域のノイズを抑えるノイズシェーピング

(Noise-Shaping) に対する新概念ディストーションシェイピング (Distortion-Shaping) とよぶことができる。

シミュレーションによりその効果を確認し、一部理論解析を行った。提案手法は AWG 内部の DSP プログラムを変更するのみで実現でき、AWG の非線形性を同定する必要がないという利点がある。

2. AWG による線形性テスト

<2.1> AWG の構成 AWG は任意のアナログ信号を生成するために使用され、DSP と DAC により構成される (図 1)。DSP 部でデジタル信号を発生し、それを DAC でアナログ信号に変換し出力する。ここで、理想的な DAC はデジタル入力とアナログ出力が比例、すなわち線形特性を示す。しかし、実際には DAC はアナログ回路であるために製造ばらつき等により非線形特性を示す。この DAC 出力特性は入力の 2 乗、3 乗、4 乗、…に比例した項を持つ。それぞれ、入力に対し 2 次歪み、3 次歪み、4 次歪み、…となり、一般に高次になるほどその影響は小さくなる。

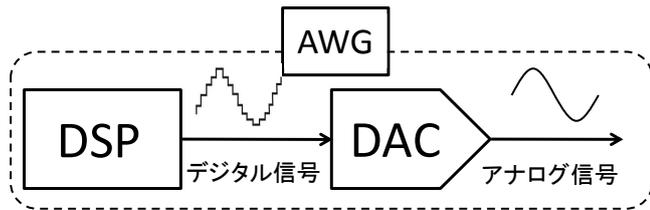


図1 AWGの構成

Fig.1. AWG configuration.

〈2・2〉 AWG 内部 DAC の非線形性 DAC はアナログ回路であるため製造ばらつき等により、非線形特性を示す。2 トーン信号発生でのその影響を考察する。

線形 DAC と非線形 DAC に周波数 f_1, f_2 の 2 トーン信号を入力する^{③④}。線形 DAC の場合は出力として f_1, f_2 の基本波のみが出力される。一方、非線形 DAC の場合は f_1, f_2 の基本波以外に歪み成分が生成される。DAC が n 次歪み ($n \geq 2$) を持つ場合、 $a f_1 \pm b f_2$ (ただし、 a, b は自然数で n が偶数時の場合は $a+b=n, n-1, \dots, 1, 0$ 、 n が奇数時の場合は $a+b=n, n-1, \dots, 1$ 。) の歪み成分が発生する。 $a=0$ または $b=0$ の時の歪み成分が高調波歪み (HD : Harmonic Distortion) である。 n 次の歪みにより発生する高調波歪みは HD_n と定義する。また、 $a=0$ か $b=0$ の時は 2 波が互いに影響しあい生じる現象として相互変調 (Inter-Modulation) と言い、その歪みが相互変調歪み (IM : Inter-Modulation Distortion) である。特に、 n 次歪みにより発生する相互変調歪みを IM_n と定義する。

DAC の 7 次歪みまでを考慮した場合の DAC 出力特性を図 2 に示す。HD で問題となるのは基本波の近傍に近く、歪みが大きい 2 次の HD (HD2)、3 次の HD (HD3) である。

一方 IM で問題となるのは奇数次の歪みである。この奇数次の歪みは図 2 からも分かるように基本波の近傍に生じるためフィルタでの除去も困難である。例として、基本波近傍に生じる成分として IM_3 の $2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1$ がある。仮に基本波 f_1, f_2 が近い値を持つ場合 ($f_1 \approx f_2$)、 $2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1 \approx f_1, f_2$ となる。よって、 f_1, f_2 が近い値をとる程 $2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1$ の IM_3 は基本波に近づきフィルタでの除去が困難となる。同様に、 IM_5 の $3f_1 - 2f_2, 3f_2 - 2f_1$ 、 IM_7 の $4f_1 - 3f_2, 4f_2 - 3f_1$ も基本波の近傍に発生する歪み成分である。

今回は、内部 DAC を差動構成、差動出力にすることで偶数次歪みをキャンセルし、DAC の奇数次歪みのみを考慮した場合について議論する。

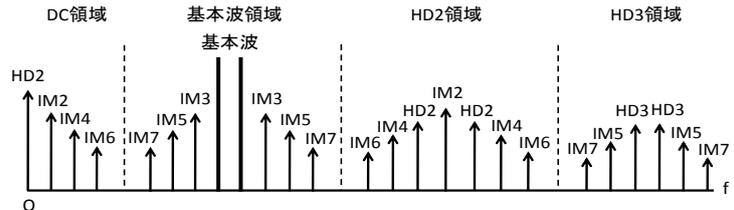


図2 2 トーン信号入力時の非線形 DAC 出力スペクトル

Fig.2. Output spectrum of a DAC with nonlinearities for two-tone input.

〈2・3〉 線形性テスト 通信用 ADC やパワーアンプ等の通信用デバイスの線形性テストについて説明する。

狭帯域信号を扱う通信用デバイスの線形性テストには純粋な 2 トーン信号が要求される、狭帯域、高周波の信号を受信する通信用デバイスは高調波歪み HD_2 や HD_3 は帯域外となるため線形性テストには使用できない。一方、 IM 成分は基本波の近傍に発生するため信号帯域内に入るため線形性テストに使用できる。

図 3 の通信用デバイスは 3 次の歪みを持つとする。図 3 のように AWG が生成する入力信号が純粋な 2 トーン信号である場合、通信用デバイスの出力信号には自身の 3 次歪みにより発生した IM_3 成分が生じる。この場合、通信用デバイスの線形性テストを高品質に行える。しかし、図 4 のように AWG が生成した入力信号に内部 DAC の非線形性により既に IM_3 成分が発生している場合、通信用デバイスの出力信号には AWG の IM_3 成分が含まれているため、線形性テストを高品質に行えない。

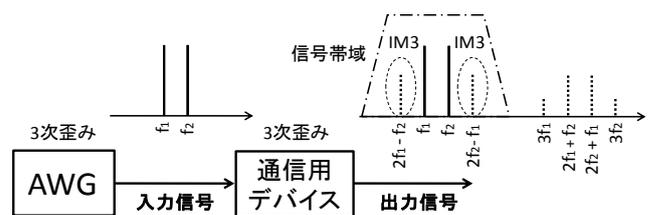


図3 純粋な 2 トーン信号入力

Fig.3. Pure two-tone input.

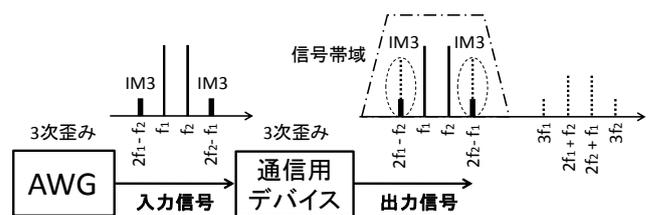


図4 純粋な2トーン+IM3入力信号

Fig.4. Input with pure two-tone and IM3.

〈2・4〉 本研究の目標 本研究の目標は「低コスト・高品質なアナログ回路、特に通信用デバイスなどの狭帯域デバイスの線形性テストの実現」である。そこで今回、低コスト・低性能なAWGを使用した場合でも低歪みの2トーン信号を発生させる技術として位相差切り替え手法を提案する。これは、従来のAWGをそのまま用いて、AWG内部のDSPの入力アルゴリズム、つまりプログラムを変更することで歪み成分をキャンセルするという手法である。

今回、線形性テストの入力信号について、以下①~④の場合について検討を行った。

- ① 2トーン信号発生、DACの3次歪みまでを考慮した場合
- ② 2トーン信号発生、DACの5次歪みまでを考慮した場合
- ③ 2トーン信号発生、DACの7次歪みまでを考慮した場合
- ④ 2トーン信号発生、DACの9次歪みまでを考慮した場合

3. 従来信号発生手法

〈3・1〉 2トーン信号発生、DACの3次歪みまでを考慮した場合 DACに3次歪みがあるAWGを使用して2トーン正弦波を発生させる場合を考える。ここでは、DACの出力特性を(4.1)式に近似する。DACのサンプリング周期を T_s 、サンプリング周波数を $f_s(T_s f_s=1)$ とする。2トーン入力信号 X を(4.2)式に示す。(4.2)式を(4.1)式へ代入すると(4.3)式が得られる。

$$Y = aX + bX^3 \quad (1)$$

$$X = A\cos(2\pi f_1 n T_s) + B\cos(2\pi f_2 n T_s) \quad (2)$$

$$Y = \left(aA + \frac{3}{4}bA^3 + \frac{3}{2}bAB^2 \right) \cos(2\pi f_1 n T_s)$$

$$+ \left(aB + \frac{3}{4}bB^3 + \frac{3}{2}bA^2B \right) \cos(2\pi f_2 n T_s)$$

$$+ \frac{1}{4}bA^3 \cos(2\pi 3f_1 n T_s) + \frac{1}{4}bB^3 \cos(2\pi 3f_2 n T_s)$$

$$+ \frac{3}{4}bA^2B \cos(2\pi (2f_1 + f_2) n T_s)$$

$$+ \frac{3}{4}bA^2B \cos(2\pi (2f_1 - f_2) n T_s)$$

$$+ \frac{3}{4}bAB^2 \cos(2\pi (2f_2 + f_1) n T_s)$$

$$+ \frac{3}{4}bAB^2 \cos(2\pi (2f_2 - f_1) n T_s) \quad (3)$$

出力信号 Y ((3)式)には入力信号 X ((2)式)には含まれていない歪み成分 $HD3$ 、 $IM3$ が発生していることが分かる。

この出力 Y の歪み成分についてシミュレーションにより検証を行う。MATLABを用いて出力信号 Y ((1)式)のパワースペクトラムを計算する。シミュレーション条件を表1、シミュレーション結果を図5に示した。入力信号には含まれていない $IM3$ 、 $HD3$ の歪み成分の発生が確認できる。

表1 シミュレーション条件(3次歪み)

Table 1. Simulation conditions (3rd-order distortions).

入力信号 X	$\sin(2\pi f_1 t) + \sin(2\pi f_2 t)$
入力周波数 f_1, f_2	$f_1=100, f_2=150$
サンプリング周波数 f_s	2048
DACの伝達特性	$X + (-0.005)X^3$

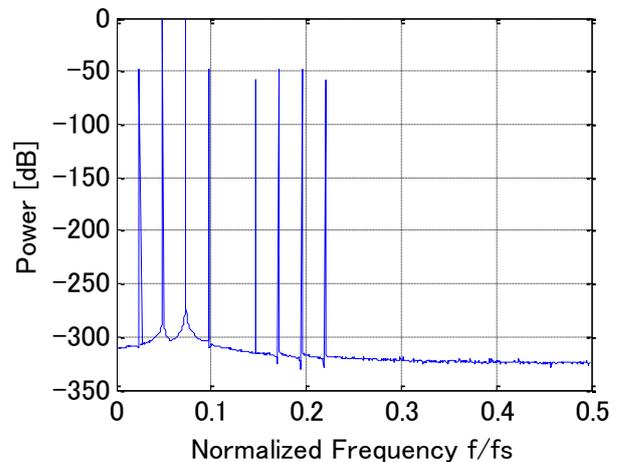


図5 DACの出力スペクトル(3次歪を持つ場合)

Fig.5. Output spectrum of a DAC with third-order nonlinearities

〈3・2〉 2トーン信号発生、DACの5次歪みまでを考慮した場合 DACに3,5次歪みがあるAWGを使用して2トーン正弦波を発生させる場合を考える。ここでは、DACの出力特性を(4)式に近似する。DACのサンプリング周期を T_s 、サンプリング周波数を $f_s(T_s \cdot f_s=1)$ とする。2トーン入力信号 X を(4.5)式に示す。(4.5)式を(4.6)式へ代入し、(4.7)式が

得られる。

$$Y = aX + bX^3 + cX^5 \quad (4)$$

$$X = A\cos(2\pi f_1 nT_s) + B\cos(2\pi f_2 nT_s) \quad (5)$$

$$Y = \left(aA + \frac{3}{4}bA^3 + \frac{3}{2}bAB^2 + \frac{5}{8}cA^5 + \frac{15}{8}cAB^4 + \frac{15}{4}cA^3B^2 \right) \cos(2\pi f_1 nT_s) \\ + \left(aB + \frac{3}{4}bB^3 + \frac{3}{2}bA^2B + \frac{5}{8}cB^5 + \frac{15}{8}cA^4B + \frac{15}{4}cA^2B^3 \right) \cos(2\pi f_2 nT_s) \\ + \left(\frac{1}{4}bA^3 + \frac{5}{16}cA^5 + \frac{5}{4}cA^3B^2 \right) \cos(2\pi 3f_1 nT_s) \\ + \left(\frac{1}{4}bB^3 + \frac{5}{16}cB^5 + \frac{5}{4}cA^2B^3 \right) \cos(2\pi 3f_2 nT_s) \\ + \frac{1}{16}cA^5 \cos(2\pi 5f_1 nT_s) + \frac{5}{16}cB^5 \cos(2\pi 5f_2 nT_s) \\ + \left(\frac{3}{4}bA^2B + \frac{5}{4}cA^4B + \frac{15}{8}cA^2B^3 \right) \cos(2\pi (2f_1 + f_2) nT_s) \\ + \left(\frac{3}{4}bA^2B + \frac{5}{4}cA^4B + \frac{15}{8}cA^2B^3 \right) \cos(2\pi (2f_1 - f_2) nT_s) \\ + \left(\frac{3}{4}bAB^2 + \frac{5}{4}cAB^4 + \frac{15}{8}cA^3B^2 \right) \cos(2\pi (2f_2 + f_1) nT_s) \\ + \left(\frac{3}{4}bAB^2 + \frac{5}{4}cAB^4 + \frac{15}{8}cA^3B^2 \right) \cos(2\pi (2f_2 - f_1) nT_s) \\ + \frac{5}{16}cA^4B \cos(2\pi (4f_1 + f_2) nT_s) \\ + \frac{5}{16}cA^4B \cos(2\pi (4f_1 - f_2) nT_s) \\ + \frac{5}{16}cAB^4 \cos(2\pi (4f_2 + f_1) nT_s) \\ + \frac{5}{16}cAB^4 \cos(2\pi (4f_2 - f_1) nT_s) \\ + \frac{15}{8}cA^3B^2 \cos(2\pi (3f_1 + 2f_2) nT_s) \\ + \frac{15}{8}cA^3B^2 \cos(2\pi (3f_1 - 2f_2) nT_s) \\ + \frac{15}{8}cA^2B^3 \cos(2\pi (3f_2 + 2f_1) nT_s) \\ + \frac{15}{8}cA^2B^3 \cos(2\pi (3f_2 - 2f_1) nT_s) \quad (6)$$

出力信号 Y((6)式)には入力信号 X((5)式)には含まれていな

い歪み成分 HD3、HD5、IM3、IM5 が発生していることが分かる。この出力 Y の歪み成分についてシミュレーションに

より検証を行う。MATLAB を用いて出力信号 Y((4)式)のパワースペクトラムを計算する。シミュレーション条件を表 2、シミュレーション結果を図 6 に示した。HD3、HD5、IM3、

IM5 の歪み成分が発生していることが確認できる。

表 2 シミュレーション条件(3,5 次歪み)

Table 2. Simulation conditions
(3rd, 5th -order distortions).

入力信号X	$\sin(2\pi f_1 t) + \sin(2\pi f_2 t)$
入力周波数 f_1, f_2	$f_1=51, f_2=81$
サンプリング周波数 f_s	4096
DACの伝達特性	$X + (-0.005)X^3 + (-0.0005)X^5$

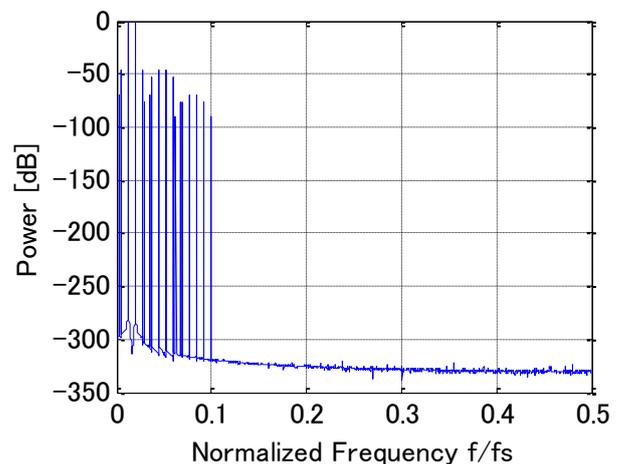


図 6 DAC の出力スペクトル(3 次, 5 次歪を持つ場合).

Fig.6. Output spectrum of a DAC with third and fifth-order distortions.

〈3・3〉 2 トーン信号発生, DAC の 7 次歪みまでを考慮した場合 DAC に 3, 5, 7 次歪みがある AWG を使用して 2 トーン正弦波を発生させる場合を考える。ここでは、DAC の出力特性を(7)式に近似する。DAC のサンプリング周期を T_s 、サンプリング周波数を f_s ($T_s \cdot f_s=1$)とする。2 トーン入力信号 X を(8)式に示す。

$$Y = aX + bX^3 + cX^5 + dX^7 \quad (7)$$

$$X = A\cos(2\pi f_1 nT_s) + B\cos(2\pi f_2 nT_s) \quad (8)$$

出力信号には入力信号 X((7)式)には含まれていない歪み成分 HD3、HD5、HD7、IM3、IM5、IM7 が発生する。

この DAC の出力 Y の歪み成分の発生についてシミュレー

シヨンにより検証を行う。MATLAB を用いて出力信号 Y((7)式)のパワースペクトラムを計算する。シミュレーション条件を表 3、シミュレーション結果を図 7 に示した。基本波の他に HD3、HD5、HD7、IM3、IM5、IM7 の歪み成分が発生していることが確認できる。

表 3 シミュレーション条件(3,5,7 次歪み)

Table 3. Simulation conditions
(3rd, 5th, 7th-order distortions).

入力信号X	$\sin(2\pi f_1 t) + \sin(2\pi f_2 t)$
入力周波数 f_1, f_2	$f_1=19, f_2=31$
サンプリング周波数 f_s	4096
DACの伝達特性	$X + (-0.005) X^3 + (-0.0005) X^5 + (-0.00005) X^7$

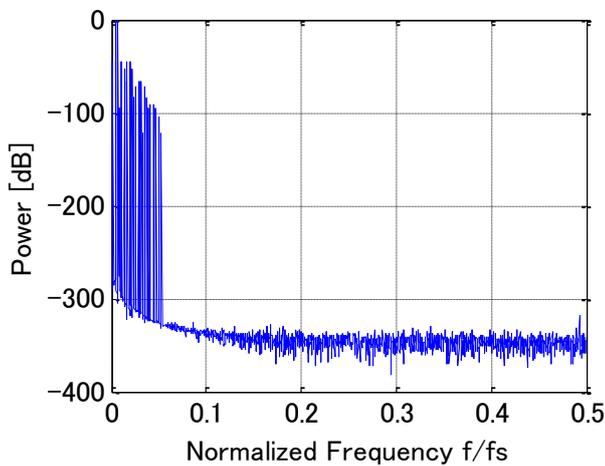


図 7 DAC の出力スペクトル(7 次歪みまで持つ場合)

Fig.7. Output spectrum of a DAC with third, fifth and seventh-order distortions.

〈3・4〉 2 トーン信号発生、DAC の 9 次歪みまでを考慮した場合 DAC に 3, 5, 7, 9 次歪みがある AWG を使用して 2 トーン正弦波を発生させる場合を考える。ここでは、DAC の出力特性を(9)式に近似する。DAC のサンプリング周期を T_s 、サンプリング周波数を $f_s(T_s \cdot f_s=1)$ とする。2 トーン入力信号 X を(10)式に示す。

$$Y = aX + bX^3 + cX^5 + dX^7 + eX^9 \quad (9)$$

$$X = A\cos(2\pi f_1 n T_s) + B\cos(2\pi f_2 n T_s) \quad (10)$$

出力信号 Y((9)式)には入力信号 X((10)式)には含まれていない歪み成分 HD3、HD5、HD7、HD9、IM3、IM5、IM7、IM9 が発生する。

この DAC の出力 Y の歪み成分の発生についてシミュレ-

シヨンにより検証を行う。MATLAB を用いて出力信号 Y((9)式)のパワースペクトラムを計算する。シミュレーション条件を表 4、シミュレーション結果を図 8 に示した。基本波の他に HD3、HD5、HD7、HD9、IM3、IM5、IM7、IM9 が発生していることが確認できる。

表 4 シミュレーション条件(3,5,7,9 次歪み)

Table 4. Simulation conditions
(3rd, 5th, 7th, 9th-order distortions).

入力信号X	$\sin(2\pi f_1 t) + \sin(2\pi f_2 t)$
入力周波数 f_1, f_2	$f_1=19, f_2=31$
サンプリング周波数 f_s	4096
DACの伝達特性	$X + (-0.005) X^3 + (-0.0005) X^5 + (-0.00005) X^7 + (-0.000005) X^9$

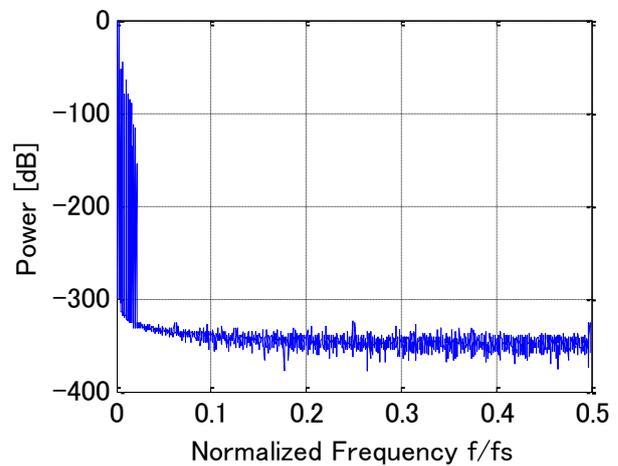


図 8 DAC の出力スペクトル(9 次歪みまで持つ場合)

Fig.8. Output spectrum of a DAC with third, fifth, seventh, and ninth-order distortions.

4. 提案信号発生手法概要

〈4・1〉 概要、原理 従来手法での歪み成分 IM、HD を除去するために位相差切り替え手法を提案する。位相差切り替え手法は入力 2 トーン信号の位相差を 1 クロック毎に切り替える方式である。その原理を、DAC の 3 次歪みを考慮した場合に説明する。従来手法では次式(11)で与えられる信号をテスト信号として用いていた。

$$X = A\cos(2\pi f_1 n T_s) + B\cos(2\pi f_2 n T_s) \quad (11)$$

そこで、 f_1, f_2 の信号成分に $(\pm \pi/6)$ の位相差を与える。

$$X_1 = A\cos(2\pi f_1 n T_s + \pi/6) + B\cos(2\pi f_2 n T_s - \pi/6) \quad (12)$$

$$X_2 = A\cos(2\pi f_1 n T_s - \pi/6) + B\cos(2\pi f_2 n T_s + \pi/6) \quad (13)$$

X_1, X_2 の信号を 1 クロック毎に切り替えた 2 相インターリー-

ブ信号 D_{in} をテスト信号とする (図 9)。

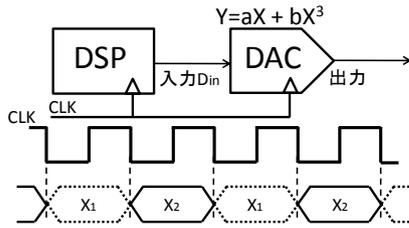


図 9 提案信号発生法.

Fig.9. Proposed signal generation method.

D_{in} の時間波形とスペクトル図をそれぞれ図 10, 11 に示す。

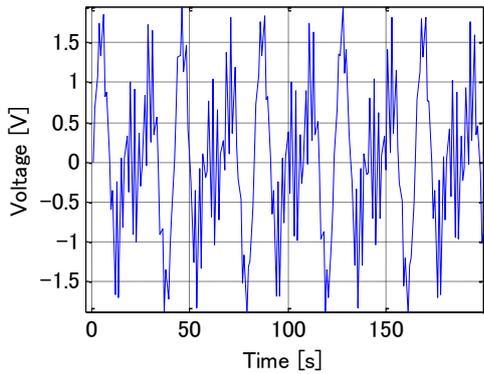


図 10 提案手法により生成した信号 時間波形

Fig.10. Signal waveform with the proposed method.

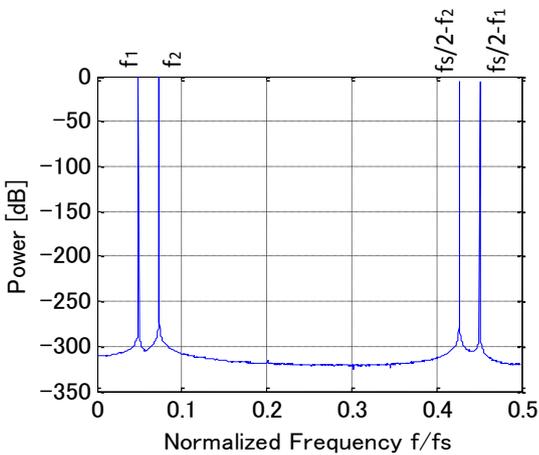


図 11 提案手法により生成した信号のスペクトル

Fig.11. Power spectrum of the signal generated with the proposed method.

3 次の歪みに対し $(\pm \pi/6)$ の位相差を与えたが、3 次歪みは正弦波の位相に対して 3 倍で効いてくるため

$$3 \times \left(\pm \frac{\pi}{6} \right) = \left(\pm \frac{\pi}{2} \right) \quad (12)$$

となり、合計 π の位相差が与えられ 3 次の歪み成分を除去す

るというものである (図 12)。位相差を切り替えることにより出力に歪み成分が発生するが、信号帯域から離れているため要求性能の低いローパスフィルタで除去可能と考えられる。

この位相差切り替え手法の特徴は、従来手法との変更点が DSP のプログラム部のみのため同一ハードウェアで実現可能という点である。そのため低コストテストが実現できる。

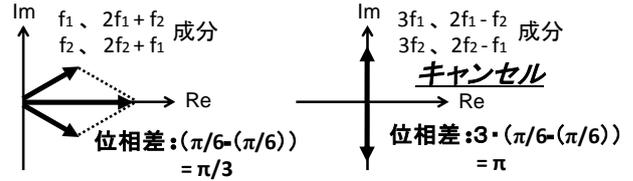


図 12 信号位相差の効果

Fig.12. Effect of the phase difference.

5. 提案信号発生手法の検証

〈5・1〉 2 トーン信号発生、DAC の 3 次歪みまでを考慮した場合 DAC に 3 次歪みがある AWG を使用し、2 相インターリーブ 2 トーン信号を発生させる。

DAC の 3 次歪み特性を(14)式で近似する。2 相インターリーブ 2 トーン信号 D_{in} を(15)式に示す。

$$Y = aD_{in} + bD_{in}^3 \quad (14)$$

$$D_{in} = \begin{cases} X_1(n) & n \text{ が偶数のとき} \\ X_2(n) & n \text{ が奇数のとき} \end{cases} \quad (15)$$

$$X_1 = A \cos(2\pi f_1 n T_s + \theta_1) + B \cos(2\pi f_2 n T_s - \theta_1) \quad (16)$$

$$X_2 = A \cos(2\pi f_1 n T_s + \theta_2) + B \cos(2\pi f_2 n T_s - \theta_2) \quad (17)$$

ただし、 $(\theta_1, \theta_2) = (\pi/6, -\pi/6)$ or $(\theta_1, \theta_2) = (-\pi/6, \pi/6)$

(15)式 D_{in} は、次式(18)のように書き直すことができる。

$$D_{in} = \frac{1}{2} \{ 1 + (-1)^n \} X_1(n) + \frac{1}{2} \{ 1 - (-1)^n \} X_2(n) \quad (18)$$

(18)式を書き直すと次式(19)のようになる。

$$\text{ただし、} (-1)^n = \cos(n\pi) = \cos(2\pi(f_s/2)nT_s)$$

$$D_{in} =$$

$$(A+B) \cos \theta_1 \cos 2\pi f_1 n T_s - (A-B) \sin \theta_1 \cos 2\pi f_1 n T_s$$

$$+ (A+B) \cos \theta_2 \cos 2\pi f_2 n T_s - (A-B) \sin \theta_2 \sin 2\pi f_2 n T_s$$

$$+ \frac{1}{2} (A+B) \cos \theta_1 \cos 2\pi (f_s/2 + f_1) n T_s$$

$$\begin{aligned}
& -\frac{1}{2}(A-B)\sin\theta_1\sin 2\pi(f_s/2+f_1)nT_s \\
& +\frac{1}{2}(A+B)\cos\theta_1\cos 2\pi(f_s/2-f_1)nT_s \\
& +\frac{1}{2}(A-B)\sin\theta_1\sin 2\pi(f_s/2-f_1)nT_s \\
& -\frac{1}{2}(A+B)\cos\theta_2\cos 2\pi(f_s/2+f_2)nT_s \\
& -\frac{1}{2}(A-B)\sin\theta_2\sin 2\pi(f_s/2+f_2)nT_s \\
& -\frac{1}{2}(A+B)\cos\theta_2\cos 2\pi(f_s/2-f_2)nT_s \\
& +\frac{1}{2}(A-B)\sin\theta_2\sin 2\pi(f_s/2-f_2)nT_s \quad (19)
\end{aligned}$$

(18)式を(14)式へ代入すると次式(20)が得られる.

$$\begin{aligned}
Y & = \left\{ a(A+B)\cos\theta_1 + b\left(\frac{3}{8}A^3 + \frac{3}{4}AB^2\right)(\cos\theta_1 + \cos\theta_2) \right\} \\
& \times \cos 2\pi f_1 nT_s \\
& + a(-A+B)\sin\theta_1 \cos 2\pi f_1 nT_s \\
& + \left\{ a(A+B)\cos\theta_1 + b\left(\frac{3}{8}B^3 + \frac{3}{4}AB^2\right)(\cos\theta_1 + \cos\theta_2) \right\} \\
& \times \cos 2\pi f_2 nT_s \\
& + a(-A+B)\sin\theta_2 \sin 2\pi f_2 nT_s \\
& + \frac{3}{8}bA^2B(\cos\theta_1 + \cos\theta_2) \cos 2\pi(2f_1 + f_2)nT_s \\
& + \frac{3}{8}bAB^2(\cos\theta_1 + \cos\theta_2) \cos 2\pi(2f_2 + f_1)nT_s \\
& + \left\{ \frac{a}{2}(-A+B)\sin\theta_1 - b\left(\frac{3}{16}A^3 + \frac{3}{8}AB^2\right)(\sin\theta_1 - \sin\theta_2) \right\} \\
& \times \sin 2\pi(f_s/2 + f_1)nT_s \\
& + \frac{a}{2}(A+B)\cos\theta_1 \cos 2\pi(f_s/2 + f_1)nT_s \\
& - \left\{ \frac{a}{2}(-A+B)\sin\theta_1 - b\left(\frac{3}{16}A^3 + \frac{3}{8}AB^2\right)(\sin\theta_1 - \sin\theta_2) \right\} \\
& \times \sin 2\pi(f_s/2 - f_1)nT_s \\
& + \frac{a}{2}(A+B)\cos\theta_1 \cos 2\pi(f_s/2 - f_1)nT_s \\
& + \left\{ \frac{a}{2}(-A+B)\sin\theta_2 + b\left(\frac{3}{16}B^3 + \frac{3}{8}A^2B\right)(\sin\theta_1 - \sin\theta_2) \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \times \sin 2\pi(f_s/2 + f_2)nT_s \\
& - \frac{a}{2}(A+B)\cos\theta_2 \cos 2\pi(f_s/2 + f_2)nT_s \\
& - \left\{ \frac{a}{2}(-A+B)\sin\theta_2 + b\left(\frac{3}{16}B^3 + \frac{3}{8}A^2B\right)(\sin\theta_1 - \sin\theta_2) \right\} \\
& \times \sin 2\pi(f_s/2 - f_2)nT_s \\
& - \frac{a}{2}(A+B)\cos\theta_2 \cos 2\pi(f_s/2 - f_2)nT_s \\
& - \frac{bA^3}{16}(\sin 3\theta_1 - \sin 3\theta_2) \sin 2\pi(f_s/2 + 3f_1)nT_s \\
& + \frac{bA^3}{16}(\sin 3\theta_1 - \sin 3\theta_2) \sin 2\pi(f_s/2 - 3f_1)nT_s \\
& + \frac{bB^3}{16}(\sin 3\theta_1 - \sin 3\theta_2) \sin 2\pi(f_s/2 + 3f_2)nT_s \\
& - \frac{bB^3}{16}(\sin 3\theta_1 - \sin 3\theta_2) \sin 2\pi(f_s/2 - 3f_2)nT_s \\
& - \frac{3}{16}bA^2B(\sin\theta_1 - \sin\theta_2) \sin 2\pi(f_s/2 + 2f_1 + f_2)nT_s \\
& + \frac{3}{16}bA^2B(\sin\theta_1 - \sin\theta_2) \sin 2\pi(f_s/2 - 2f_1 - f_2)nT_s \\
& - \frac{3}{16}bA^2B(\sin 3\theta_1 - \sin 3\theta_2) \sin 2\pi(f_s/2 + 2f_1 - f_2)nT_s \\
& + \frac{3}{16}bA^2B(\sin 3\theta_1 - \sin 3\theta_2) \sin 2\pi(f_s/2 - 2f_1 + f_2)nT_s \\
& + \frac{3}{16}bAB^2(\sin\theta_1 - \sin\theta_2) \sin 2\pi(f_s/2 + 2f_2 + f_1)nT_s \\
& - \frac{3}{16}bAB^2(\sin\theta_1 - \sin\theta_2) \sin 2\pi(f_s/2 - 2f_2 - f_1)nT_s \\
& + \frac{3}{16}bAB^2(\sin 3\theta_1 - \sin 3\theta_2) \sin 2\pi(f_s/2 + 2f_2 - f_1)nT_s \\
& - \frac{3}{16}bAB^2(\sin 3\theta_1 - \sin 3\theta_2) \sin 2\pi(f_s/2 - 2f_2 + f_1)nT_s \quad (20)
\end{aligned}$$

位相差切り替え型の出力信号(20)式より従来手法で基本波の近傍に発生していた $2f_1 - f_2$ 、 $2f_2 - f_1$ の IM3 と HD3 がキャンセルされていることが確認できる。

この出力 Y の歪み成分についてシミュレーションにより検証を行う。MATLAB を用いて出力信号 Y((14)式)のパワー

スペクトラムを計算する。シミュレーション条件を表 5、シミュレーション結果を図 13 に示す。

表 5 シミュレーション条件(3次歪み)
Table 5. Simulation conditions
(3rd-order distortions).

入力信号D _{in}	X ₁ , X ₂
信号X ₁	sin(2πf ₁ t+π/6)+sin(2πf ₂ t-π/6)
信号X ₂	sin(2πf ₁ t-π/6)+sin(2πf ₂ t+π/6)
入力周波数f ₁ , f ₂	f ₁ =100, f ₂ =150
サンプリング周波数f _s	2048
DACの伝達特性	X + (-0.005) X ³

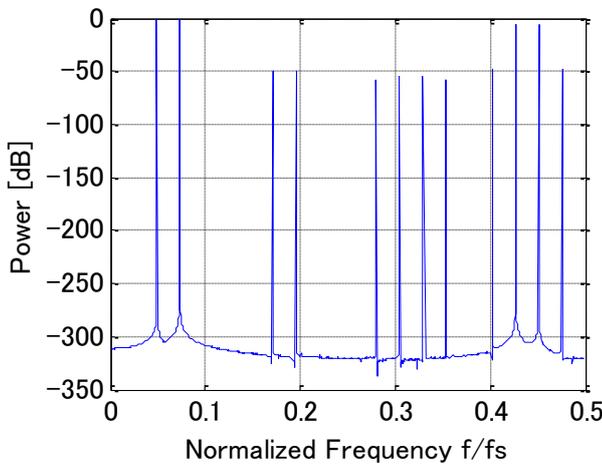


図 13 提案手法により生成した信号のスペクトル
(3次歪みを持つ場合)

Fig.13. Output spectrum of the signal with the proposed method in case of the third-order distortion.

2f₁-f₂, 2f₂-f₁のIM3成分とHD3がキャンセルされていることが確認できる。

〈5・2〉 2 トーン信号発生、DAC の 5 次歪みまでを考慮した場合 DAC の 3, 5 次歪み特性を(21)式で近似する。4 相インターリーブ 2 トーン信号 D_{in} を(22)式に示す。

$$Y = aD_{in} + bD_{in}^3 + cD_{in}^5 \quad (21)$$

$$D_{in} = \begin{cases} X_0(n) & n=4k \text{ の時} \\ X_1(n) & n=4k+1 \text{ の時} \\ X_2(n) & n=4k+2 \text{ の時} \\ X_3(n) & n=4k+3 \text{ の時} \end{cases} \quad (22)$$

$$X_0(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_0) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_0) \quad (23)$$

$$X_1(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_1) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_1) \quad (24)$$

$$X_2(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_2) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_2) \quad (25)$$

$$X_3(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_3) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_3) \quad (26)$$

$$\theta_0 = 4\pi/15, \theta_1 = \pi/15, \theta_2 = -\pi/15, \theta_3 = -4\pi/15$$

なお、位相θ₀~θ₃の順序変更に伴う効果に関して、基本波近傍の信号には影響を与えない。

上記の4相インターリーブ信号をシミュレーションにより検証を行う。MATLABを用いて出力Y((20式))のパワースペクトラムを計算する。シミュレーション条件を表 6、シミュレーション結果を図 14 に示す。

表 6 シミュレーション条件(3,5次歪み)
Table 6. Simulation conditions
(3rd, 5th-order distortions).

入力信号D _{in}	X ₀ , X ₁ , X ₂ , X ₃
位相θ ₀ , θ ₁ , θ ₂ , θ ₃	それぞれ 4π/15, π/15, -π/15, 4π/15
入力周波数f ₁ , f ₂	f ₁ =51, f ₂ =81
サンプリング周波数f _s	4096
DACの伝達特性	X + (-0.005) X ³ + (-0.0005) X ⁵

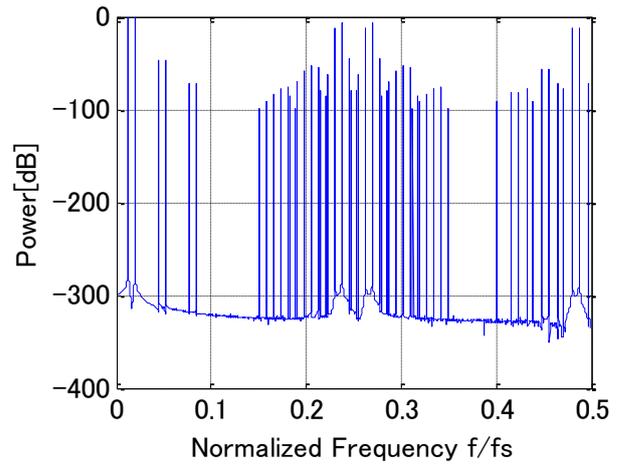


図 14 提案手法により生成した信号のスペクトル
(3次, 5次歪を持つ場合)

Fig.14. Output spectrum of the signal with the proposed method for 3rd, 5th-order distortions.

2f₁-f₂, 2f₂-f₁のIM3成分とHD3, 3f₁-2f₂, 3f₂-2f₁のIM5成分とHD5がキャンセルされていることが確認できる。

〈5・3〉 2 トーン信号発生、DAC の 7 次歪みまでを考慮した場合 DAC の 3, 5, 7 次歪み特性を(27)式で近似する。8 相インターリーブ 2 トーン信号 D_{in} を(28)式に示す。

$$Y = aD_{in} + bD_{in}^3 + cD_{in}^5 + dD_{in}^7 \quad (27)$$

$$D_{in} = \begin{cases} X_0(n) & n=8k \text{ の時} \\ X_1(n) & n=8k+1 \text{ の時} \\ X_2(n) & n=8k+2 \text{ の時} \\ X_3(n) & n=8k+3 \text{ の時} \\ X_4(n) & n=8k+4 \text{ の時} \\ X_5(n) & n=8k+5 \text{ の時} \\ X_6(n) & n=8k+6 \text{ の時} \\ X_7(n) & n=8k+7 \text{ の時} \end{cases} \quad (28)$$

$$X_0(n) = A \sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_0) + B \sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_0) \quad (29)$$

$$X_1(n) = A \sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_1) + B \sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_1) \quad (30)$$

$$X_2(n) = A \sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_2) + B \sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_2) \quad (31)$$

$$X_3(n) = A \sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_3) + B \sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_3) \quad (32)$$

$$X_4(n) = A \sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_4) + B \sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_4) \quad (33)$$

$$X_5(n) = A \sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_5) + B \sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_5) \quad (34)$$

$$X_6(n) = A \sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_6) + B \sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_6) \quad (35)$$

$$X_7(n) = A \sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_7) + B \sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_7) \quad (36)$$

上記の8相インターリーブ信号をシミュレーションにより検証を行う。MATLABを用いて出力Y((27)式)のパワースペクトラムを計算する。シミュレーション条件は表7、シミュレーション結果を図15に示す。

表7 シミュレーション条件(3,5,7次)

Table 7. Simulation conditions
(3rd, 5th, 7th-order distortions).

入力信号 D_{in}	$X_0, X_1, X_2, X_3, X_4, X_5, X_6, X_7$
位相 $\theta_0, \theta_1, \theta_2, \theta_3,$ $\theta_4, \theta_5, \theta_6, \theta_7$	それぞれ $71\pi/210, 41\pi/210, 29\pi/210, \pi/210,$ $-\pi/210, -29\pi/210, -41\pi/210, -71\pi/210$
入力周波数 f_1, f_2	$f_1=19, f_2=31$
サンプリング周波数 f_s	4096
DACの伝達特性	$X + (-0.005) X^3 + (-0.0005) X^5 + (-0.0005) X^7$

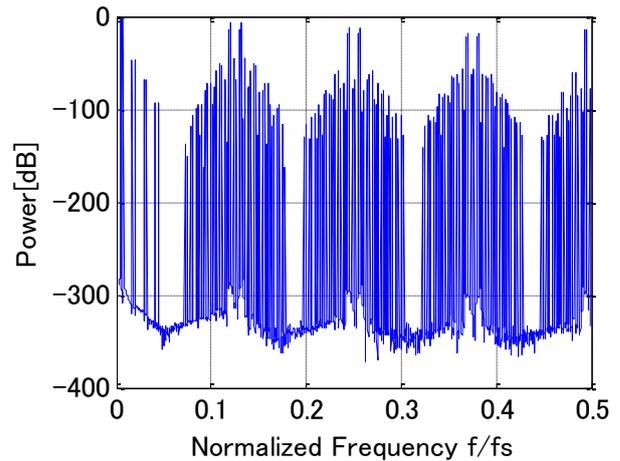


図15 提案手法により生成した信号のスペクトル
(3,5,7次歪みまで持つ場合)

Fig.15. Output spectrum of the signal with the proposed method for 3rd, 5th, 7th-order distortions..

$2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1$ のIM3成分とHD3, $3f_1 - 2f_2, 3f_2 - 2f_1$ のIM5成分とHD5, $4f_1 - 3f_2, 4f_2 - 3f_1$ のIM7成分とHD7がキャンセルされていることが確認できる。

〈5・4〉 2トーン信号発生、DACの9次歪みまでを考慮した場合 DACの3, 5, 7, 9次歪み特性を(37)式で近似する。8相インターリーブ2トーン信号 D_{in} を(38)式に示す。

$$Y = aD_{in} + bD_{in}^3 + cD_{in}^5 + dD_{in}^7 + eD_{in}^9 \quad (37)$$

$$D_{in} = \begin{cases} X_0(n) & n=16k \text{ の時} \\ X_1(n) & n=16k+1 \text{ の時} \\ X_2(n) & n=16k+2 \text{ の時} \\ X_3(n) & n=16k+3 \text{ の時} \\ X_4(n) & n=16k+4 \text{ の時} \\ X_5(n) & n=16k+5 \text{ の時} \\ X_6(n) & n=16k+6 \text{ の時} \\ X_7(n) & n=16k+7 \text{ の時} \\ X_8(n) & n=16k+8 \text{ の時} \\ X_9(n) & n=16k+9 \text{ の時} \\ X_{10}(n) & n=16k+10 \text{ の時} \\ X_{11}(n) & n=16k+11 \text{ の時} \\ X_{12}(n) & n=16k+12 \text{ の時} \\ X_{13}(n) & n=16k+13 \text{ の時} \\ X_{14}(n) & n=16k+14 \text{ の時} \\ X_{15}(n) & n=16k+15 \text{ の時} \end{cases} \quad (38)$$

$$X_0(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_0) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_0) \quad (39)$$

$$X_1(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_1) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_1) \quad (40)$$

$$X_2(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_2) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_2) \quad (41)$$

$$X_3(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_3) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_3) \quad (42)$$

$$X_4(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_4) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_4) \quad (43)$$

$$X_5(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_5) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_5) \quad (44)$$

$$X_6(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_6) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_6) \quad (45)$$

$$X_7(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_7) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_7) \quad (46)$$

$$X_8(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_8) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_8) \quad (47)$$

$$X_9(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_9) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_9) \quad (48)$$

$$X_{10}(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_{10}) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_{10}) \quad (49)$$

$$X_{11}(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_{11}) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_{11}) \quad (50)$$

$$X_{12}(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_{12}) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_{12}) \quad (51)$$

$$X_{13}(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_{13}) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_{13}) \quad (52)$$

$$X_{14}(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_{14}) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_{14}) \quad (53)$$

$$X_{15}(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_{15}) + B\sin(2\pi f_2 n T_s - \theta_{15}) \quad (54)$$

上記の16相インターリーブ信号をシミュレーションにより検証を行う。MATLABを用いて出力Y((37)式)のパワースペクトラムを計算する。シミュレーション条件は表8、シミュレーション結果を図16に示す。

表8 シミュレーション条件(3,5,7,9次歪み)

Table 8. Simulation conditions
(3rd, 5th, 7th, 9th-order distortions).

入力信号 D_{in}	$X_0, X_1, X_2, X_3, X_4, X_5, X_6, X_7, X_8, X_9, X_{10}, X_{11}, X_{12}, X_{13}, X_{14}, X_{15}$
位相	それぞれ
$\theta_0, \theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$	$124\pi/315, 89\pi/315, 79\pi/315, 61\pi/315, 19\pi/315$
$\theta_5, \theta_6, \theta_7, \theta_8, \theta_9$	$44\pi/315, 26\pi/315, -16\pi/315, 16\pi/315, -26\pi/315,$
$\theta_{10}, \theta_{11}, \theta_{12},$	$-44\pi/315, -19\pi/315, -61\pi/315,$
$\theta_{13}, \theta_{14}, \theta_{15},$	$-79\pi/315, -89\pi/315, -124\pi/315$
入力周波数 f_1, f_2	$f_1=15, f_2=19$
サンプリング周波数 f_s	8192
DACの伝達特性	$X + (-0.005)X^3 + (-0.0005)X^5 + (-0.0005)X^7 + (-0.0005)X^9$

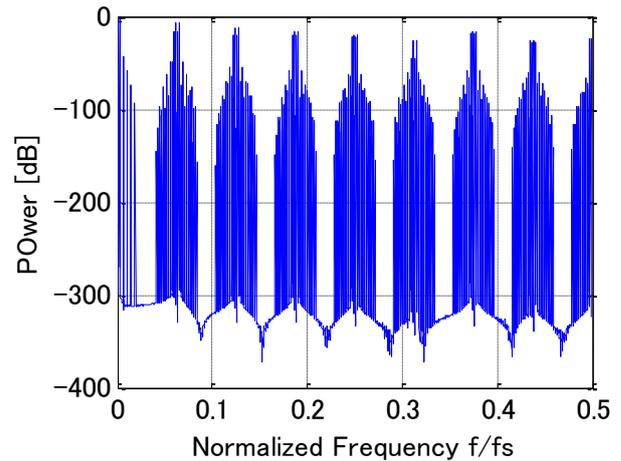


図16 提案手法により生成した信号のスペクトル
(9次歪みまで持つ場合)

Fig.16. Output spectrum of the signal with the proposed method for 3rd, 5th, 7th, 9th-order distortions. $2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1$ のIM3成分とHD3, $3f_1 - 2f_2, 3f_2 - 2f_1$ のIM5成分とHD5, $4f_1 - 3f_2, 4f_2 - 3f_1$ のIM7成分とHD7, $5f_1 - 4f_2, 5f_2 - 4f_1$ のIM9成分とHD9がキャンセルされていることが確認できる。

6. 従来手法と提案手法の基本波近傍の比較

〈6・1〉 2トーン信号発生、DACの3次歪みまでを考慮した場合 DACの3次歪みを考慮し2トーン信号を入力した時のスペクトル図5(従来手法)、図13(提案手法)について、それぞれの図の基本波近傍の比較を図17に示す。

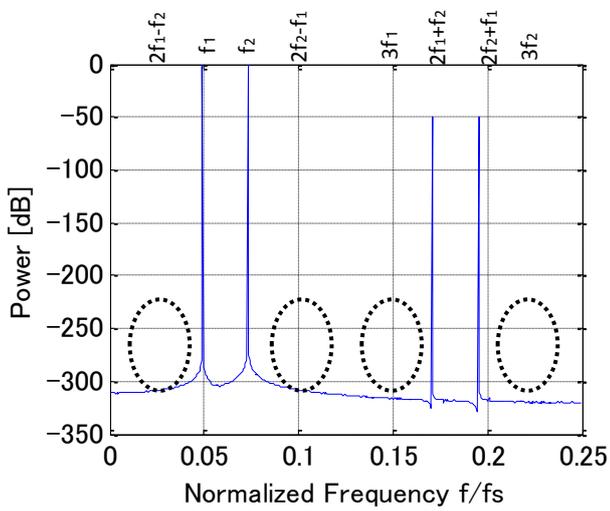
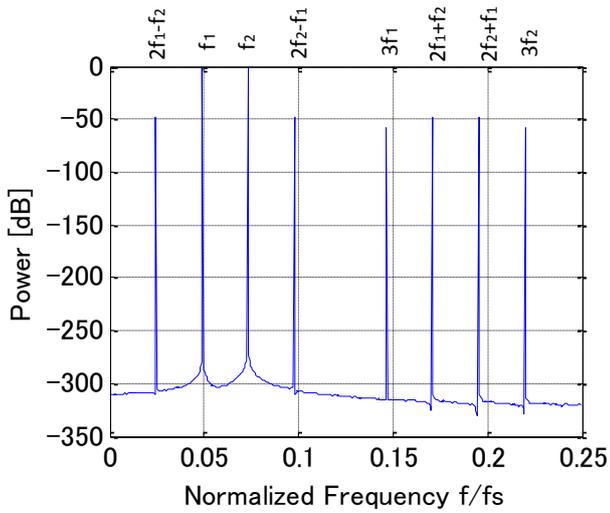


図 17 従来手法と提案手法の比較(3 次歪を持つ場合).
 Fig.17. Comparison between the conventional method and the proposed method in case of third-order nonlinearities.

〈6・2〉 2 トーン信号発生、DAC の 3,5 次歪みまでを考慮した場合 DAC の 3,5 次歪みを考慮し 2 トーン信号を入力した時のスペクトル図 6 (従来手法)、図 14 (提案手法) について、それぞれの図の基本波近傍の比較を図 18 に示す。

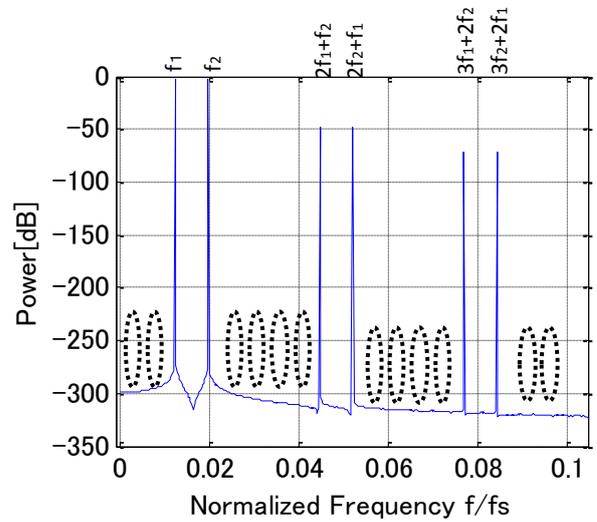
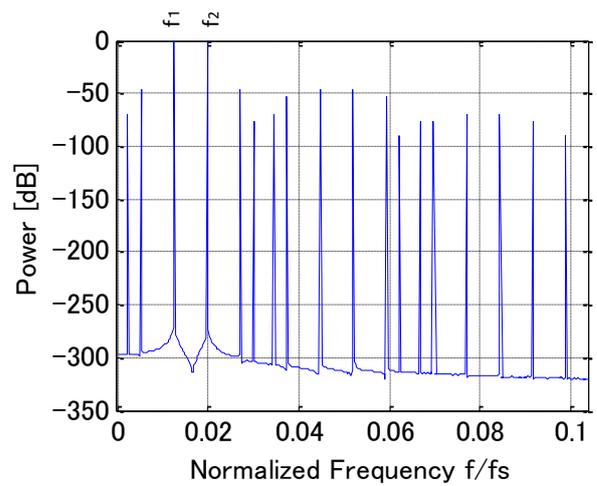


図 18 従来手法と提案手法の比較(3,5 次歪を持つ場合).
 Fig.18. Comparison between the conventional method and the proposed method in case of third and fifth-order nonlinearities.

〈6・3〉 2 トーン信号発生、DAC の 3,5,7 次歪みまでを考慮した場合 DAC の 3,5,7 次歪みを考慮し 2 トーン信号を入力した時のスペクトル図 7 (従来手法)、図 15 (提案手法) について、それぞれの図の基本波近傍の比較を図 19 に示す。

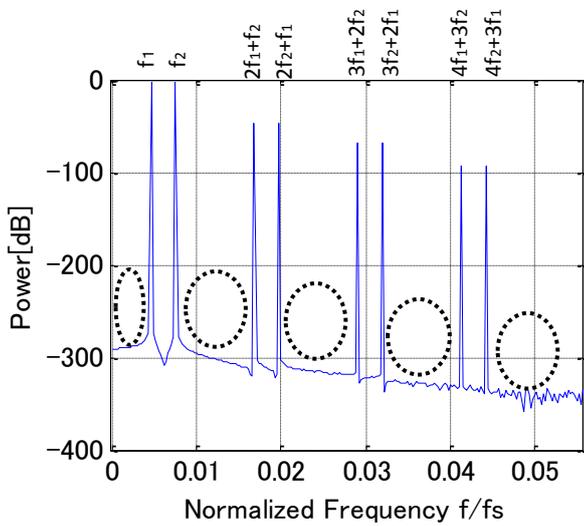
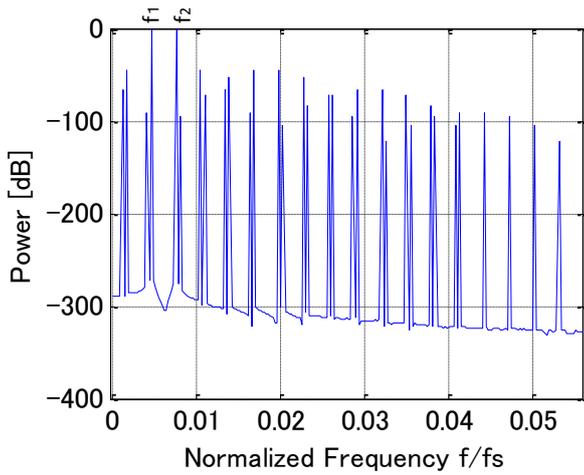


図 19 従来手法と提案手法の比較(3,5,7 次歪を持つ場合).

Fig.19. Comparison between the conventional method and the proposed method in case of third, fifth and seventh-order nonlinearities.

〈6・4〉 2 トーン信号発生、DAC の 3,5,7,9 次歪みまでを考慮した場合 DAC の 3,5,7,9 次歪みを考慮し 2 トーン信号を入力した時のスペクトル図 8 (従来手法)、図 16 (提案手法) について、それぞれの図の基本波近傍の比較を図 20 に示す。

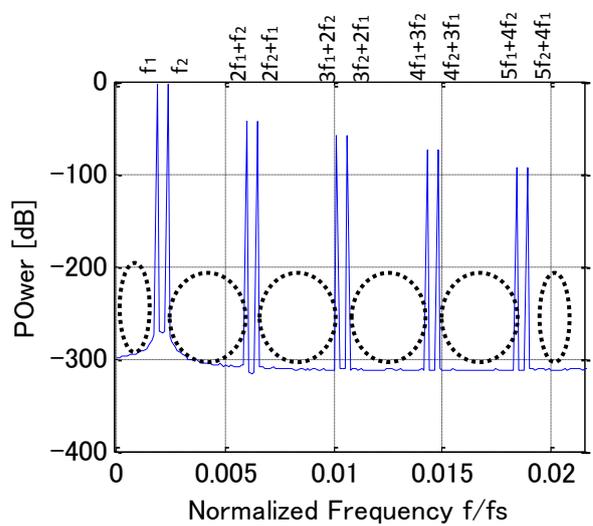
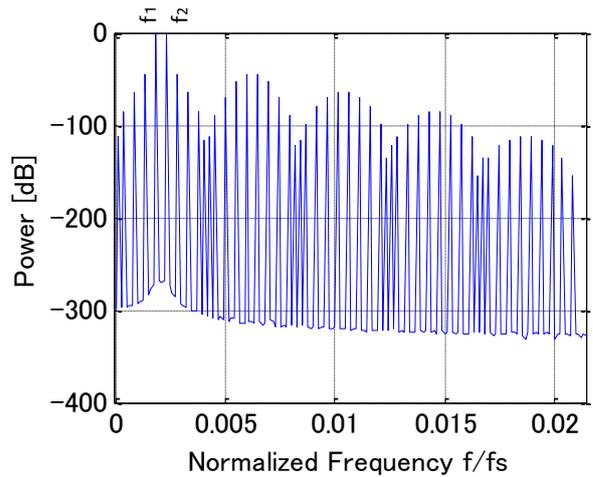


図 20 従来手法と提案手法の比較(3,5,7,9 次歪を持つ場合).

Fig.20. Comparison between the conventional method and proposed method in case of third, fifth, seventh and ninth-order nonlinearities.

7. 位相切り替え順序変更による影響

〈7・1〉 位相差切り替え順序変更 DAC の 3 次歪みを考慮し、2 相インターリーブ信号を用いた場合について式(16)、(17)で位相差 θ_0 と θ_1 の位相差を切り替える順序を変更してもその出力 Y は変わらないことが式(20)から分かる。

DAC の 3,5 次歪みを考慮し、4 相インターリーブ信号を用いた場合について位相差切り替え順序を変更したことによる影響を検証する。位相差切り替え順序変更とは式(23)~式(26)で与えられる $X_0 \sim X_3$ の入力信号を 1 クロック毎にどの順序で入力していくかということである。その切り替えパターンは全部で 6 通りある。その 6 通りに対しシミュレーション

を表 6 の条件をもとにして同様に行い、違いが最も顕著に確認できた 2 つを図 21 に示す。

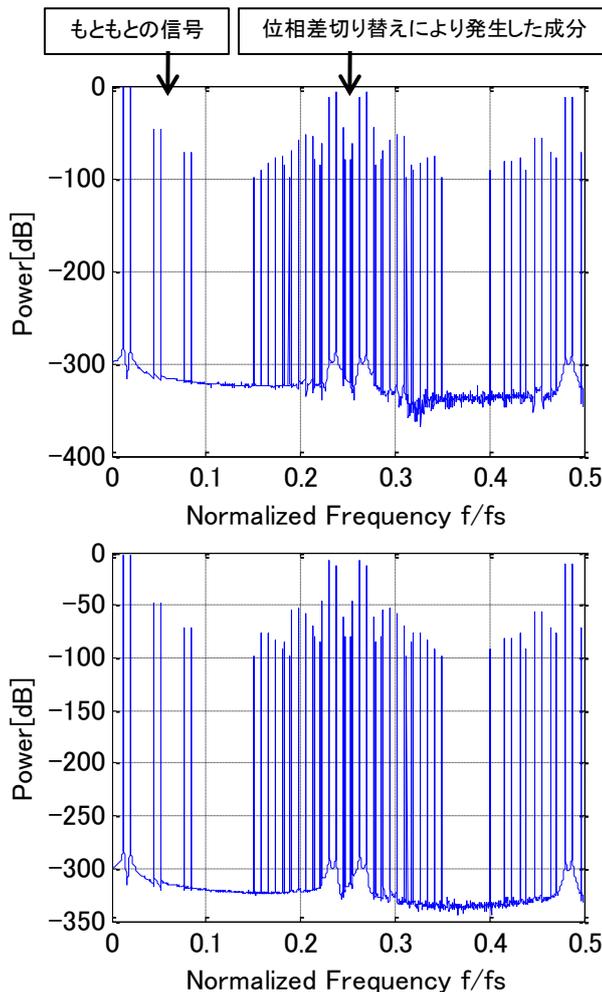


図 21 上図 $\theta_0 \rightarrow \theta_1 \rightarrow \theta_2 \rightarrow \theta_3$, 下図 $\theta_3 \rightarrow \theta_2 \rightarrow \theta_1 \rightarrow \theta_0$
Fig.21. Waveform in time domain.

The upper illusion $\theta_0 \rightarrow \theta_1 \rightarrow \theta_2 \rightarrow \theta_3$,
The lower illusion $\theta_3 \rightarrow \theta_2 \rightarrow \theta_1 \rightarrow \theta_0$

図 21 のシミュレーション結果からもともとの信号成分つまり、基本波とその IM 成分は位相差の切り替え順序を変更したことによる影響は受けない。一方、位相差を切り替えたことにより発生した成分については図 21 からその変更順序にスペクトルの大きさが依存することが分かる。しかし、こちらは信号帯域外として考えることができるため、位相差の順序を変更したことによる影響はないと考えることができる。図 22 にその時間波形を示す。

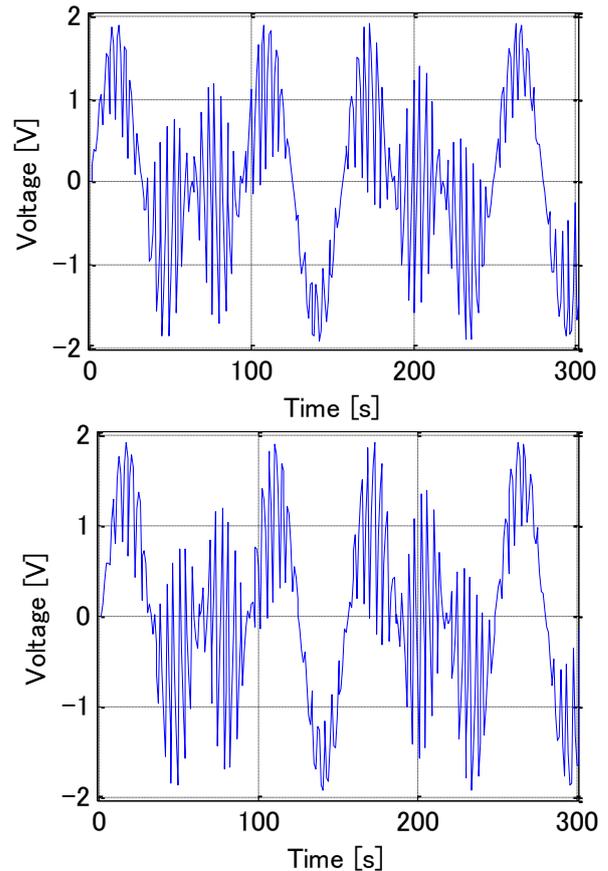


図 22 時間波形

上図 $\theta_0 \rightarrow \theta_1 \rightarrow \theta_2 \rightarrow \theta_3$, 下図 $\theta_3 \rightarrow \theta_2 \rightarrow \theta_1 \rightarrow \theta_0$

Fig.22. Waveform in time domain.

The upper illusion $\theta_0 \rightarrow \theta_1 \rightarrow \theta_2 \rightarrow \theta_3$,

The lower illusion $\theta_3 \rightarrow \theta_2 \rightarrow \theta_1 \rightarrow \theta_0$

8. 考察

AWG 内部の DAC に 3,5,7,9 次歪みがある場合について DSP から発生させた 2 トーン信号が受ける影響について検討を行った。従来手法では基本波近傍に IM 成分の歪みが発生してしまうことをシミュレーションにより確認した(図 17,19,21,23)。一方、提案手法では問題となる基本波近傍の IM 成分のキャンセル効果を確認した(図 18,20,22,24)。キャンセルされる歪みとして $2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$ (IM3), $3f_1 - 2f_2$, $3f_2 - 2f_1$ (IM5), $4f_1 - 3f_2$, $4f_2 - 3f_1$ (IM7), $5f_1 - 4f_2$, $5f_2 - 4f_1$ (IM9) などの基本波の近傍に生じる成分はキャンセルされるが $2f_1 + f_2$, $2f_2 + f_1$ (IM3), $3f_1 + 2f_2$, $3f_2 + 2f_1$ (IM5), $4f_1 + 3f_2$, $4f_2 + 3f_1$ (IM7), $5f_1 + 4f_2$, $5f_2 + 4f_1$ (IM9) の成分は今回の提案手法ではキャンセルされない。しかし、後者の和

で生成される IM 成分は基本波から離れているため帯域外となり影響は少ないと考えられる。

9. まとめ

この論文では通信用 AD 変換器テストのための低歪み 2 トーン信号を AWG で発生する手法を提案し、その有効性を理論解析とシミュレーションで確認した。提案する位相差切り替え手法は AWG 内部 DSP のプログラムの変更のみで実現でき、AWG 内 DAC の非線形性の同定が不要である。

今後は実機での検証を行っていく。更に筆者らが(5)~(7)で提案した手法との得失を調べていく。

謝辞 有意義な御討論をいただきました、松浦達治、我毛辰弘、矢野雄二、高井伸和、山口隆弘、宮下博之、力野邦人、岸上真也 各位に感謝いたします。

文 献

- (1) 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」電子情報通信学会 集積回路研究会, 大阪 (2010年7月)
- (2) 小林春夫, "ミクストシグナル SOC テスト容易化技術への挑戦", SEMICON Japan 2010 SEMI テクノロジー・シンポジウム (STS テストセッション) (2010年12月)
- (3) 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).
- (4) 浅田邦博・松澤昭 「アナログ RfCMOS 集積回路設計[応用編]」培風館 (2011年2月)
- (5) K. Wakabayashi, T. Yamada, S. Uemori, O. Kobayashi, K. Kato, H. Kobayashi, K. Niitsu, H. Miyashita, S. Kishigami, K. Rikino, Y. Yano, T. Gake, "Low-Distortion Single-Tone and Two-Tone Sinewave Generation Algorithms Using an Arbitrary Waveform Generator", IEEE International Mixed-Signals, Sensors, and Systems Test Workshop, Santa Barbara, CA (May 2011)
- (6) T. Yamada, O. Kobayashi, K. Kato, K. Wakabayashi, H. Kobayashi, T. Matsuura, Y. Yano, T. Gake, K. Niitsu, N. Takai, T. J. Yamaguchi, "Low-Distortion Single-Tone and Two-Tone Sinewave Generation Using Σ DAC", IEEE International Test Conference (poster session), Anaheim, CA (Sept. 2011)
- (7) 加藤 啓介, 若林 和行, 山田 貴文, 小林 春夫, 小林 修, 新津 葵一 「任意波形発生器を用いた低歪み 2 トーン信号発生技術」第 24 回回路とシステムワークショップ. 淡路島 (2011年8月2日).