

任意波形発生器を用いた低歪信号発生技術の理論解析と実験検証

安部 文隆 澁谷 将平* 小林 佑太朗 東野 将史

佐々木 秀 荒船 拓也 小林 春夫 (群馬大学) 小林 修 (STARC)

Analysis and Experiment of Low Distortion Signal Generation Method with Arbitrary Waveform Generator

Fumitaka Abe, Shohei Shibuya*, Yutaro Kobayashi, Masashi Higashino

Shu Sasaki, Takuya Arafune, Haruo Kobayashi(Gunma University), Osamu Kobayashi(STARC)

This paper describes analysis and experiment verification of our proposed low distortion signal generation method with an arbitrary waveform generator (AWG). The proposed phase-switching method can cancel third order harmonics caused by AWG nonlinearity, but it also cancels the one caused by the ADC nonlinearity; hence the ADC third order nonlinearity cannot be measured. We show in analysis and experiment that just adding a simple analog LPF at the AWG output is enough to solve this problem.

キーワード：和文キーワード，任意波形発生器，低歪信号，高調波歪，ADCテスト

(Keywords, Arbitrary Waveform Generator, Low Distortion Signal, Harmonics, ADC Testing)

1. はじめに

近年、半導体産業において製造にかかるシリコンコストが減少している一方、SoC 製造出荷時のテストコストが増加している。SoC テストにおける低コスト化によって半導体産業における製造全体の低コスト化につながる⁽¹⁾⁻⁽³⁾。

そこで、SoC 内部における重要なアナログ部分の構成要素である ADC(Analog to Digital Converter)の線形性テストの高品質化/低コスト化手法を検討した。テスト信号発生は任意波形発生器 (Arbitrary Waveform Generator : AWG) を用いて発生させる。ADC 入力テスト信号は低歪み単一正弦波が要求されるが AWG 内部の DAC の非線形性により高調波歪み(Harmonic Distortion: HD) が発生してしまう。特に、安価な AWG を用いた場合に高調波歪みによりテスト品質が劣化する。この高調波歪みは入力信号周波数近傍に発生するためフィルタでの低減は難しい。そこで、AWG 内部の DSP 部のプログラムを工夫することでハードウェア部分の変更なしに高調波歪みを低減させる方法を提案した⁽⁴⁾⁻⁽⁶⁾。そこではプログラム変更に伴い入力信号近傍の高調波が低減する一方、 $fs/2$ の近傍 (fs : サンプル周波数)、つまり入力周波数から十分離れた領域にスプリアスが発生する。(この機能をノイズシェーピングに対応させディストーションシェーピングと呼ぶ)

本論文では、今回の手法による高調波検出誤差に関して数式を用いた理論解析と実測による検出結果の両方でアプローチしていく。

2. AWG を用いた低歪み信号の発生

AWG は DSP(波形メモリ)と DAC によって構成されている。DSP において任意のデジタル信号を発生し DAC を通すことでアナログ信号に変換する。しかしこのとき DAC の非線形性により入力信号の高調波歪みが出力信号に含まれる。この高調波歪が含まれると ADC の線形性の正確な測定が難しくなる。そこで先に提案した DSP 部のプログラムを変更することで高調波歪みを低減する⁽⁴⁾⁻⁽⁵⁾。

〈2・1〉 従来手法、提案手法テスト信号の発生

AWG 内の DSP より出力する DAC へのデジタル信号を入力信号 D_{in} とする。AWG より発生する従来手法のテスト信号を(1)式に示す。

$$D_{in} = A \sin(2\pi f_{in} n T_s) \quad (1)$$

ここで、 n は整数、 T_s はサンプリング周期である。

提案手法である、AWG の位相差切り替え信号を次式で示す。

$$D_{in} = \begin{cases} X_0 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s + \varphi_0) & n: \text{偶数} \\ X_1 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s + \varphi_1) & n: \text{奇数} \end{cases} \quad (2)$$

$$\varphi = \varphi_0 - \varphi_1 = \pi/N \quad (3)$$

(2)式から読み取れるように、位相差切り替え信号は位相差 φ をもつ二つの信号を1CLKごとに切り替えた信号である。位相差 φ は N 次の高調波を低減する際の切り替える信号の位相差である。位相差切り替え信号の生成アルゴリズムを図1に、AWG から ADC へのテストの略図を図2に示す。

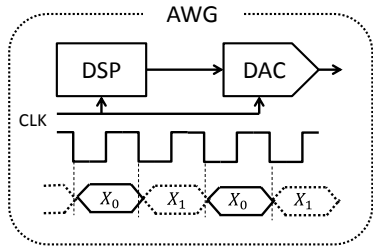


図1 位相差切り替え信号の生成アルゴリズム

Fig.1 Image of phase switching signal

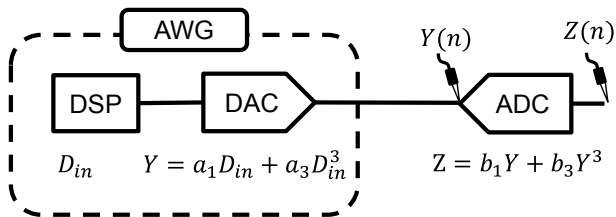


図2 ADCの線形性テストと非線形モデル

Fig2. Block image of ADC linearity testing

〈2・2〉3次高調波低減アルゴリズム

高調波ひずみの中で多くの場合もっとも影響が大きい3次高調波歪み(3rd order Harmonic Distortion : HD3)について低減効果が得られることを示す。

AWGの出力信号よりHD3を低減するためDAC入力信号 D_{in} は次式の通りである。

$$D_{in} = \begin{cases} X_0 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s + \pi/6) & n: \text{偶数} \\ X_1 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s - \pi/6) & n: \text{奇数} \end{cases} \quad (4)$$

今回は3次高調波を低減することを目的としているため $\pi/3$ の位相差を持つように信号を設定した。AWGの3次高調波を発生させる非線形性のモデルを次式で与える。

$$Y = a_1 D_{in} + a_3 D_{in}^3 \quad (5)$$

Y はAWGの出力信号である。従来手法および提案手法におけるAWGの出力信号をscilabによってプロットした図が図2である。(振幅 $A = 1[V]$, $f_{in} = 128[Hz]$, $f_s = 4096[Hz]$ 、サンプリング点数=4096)また、図2の信号をフーリエ変換し解析したものが図3,4である。図3,4より提案手法において従来信号と比較してHD3が大きく低減しており、 $f_s/2$ 付近の周波数にスプリアスが発生していることがわかる。このスプリアスをLPFなどで取り除くことで歪みの少ないテスト用信号を得ることができる。

発生させた位相差切り替え信号をADCに入力し、ADCの非線形性によるHD3を測定する。ADCの3次高調波歪みを発生させる非線形性を次式で与える。

$$Z = b_1 Y + b_3 Y^3 \quad (6)$$

ここで、ADCに位相差切り替え信号をそのまま入力するとHD3を低減させる成分 $f_s/2 - f_{in}$ が低減されないまま入力されることで、ADC自体のHD3までもキャンセルしてしまい正確なADCのHD3の測定ができない(図6)。そのため、LPFなどで $f_s/2 - f_{in}$ 成分を低減することでADCのHD3を得る。(図7)

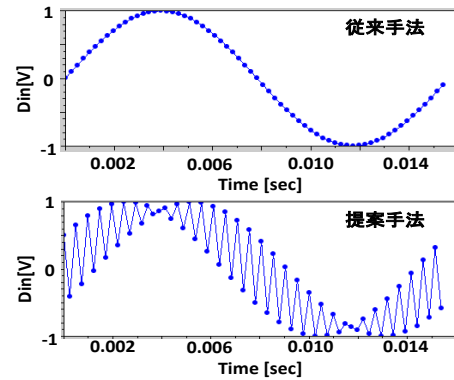


図3 従来信号と位相差切り替え信号の波形

Fig.3 Conventional signal and phase switching signal

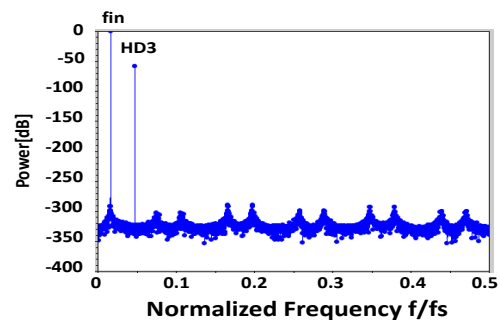


図4 従来手法のAWG出力スペクトル

Fig4. AWG output spectrum of conventional signal

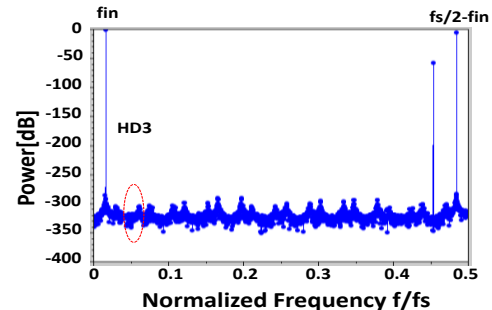


図5 位相差切り替え手法でのAWG出力スペクトル

Fig.5 AWG output of phase switching signal

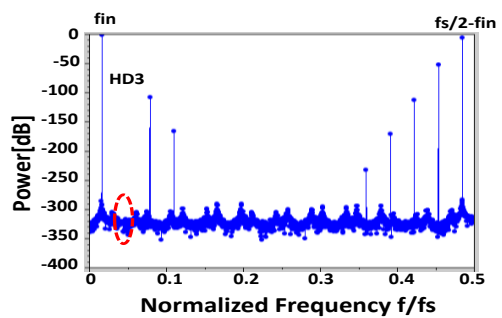


図6 フィルタによる低減なしのADC出力

Fig.6 ADC output spectrum without attenuation spurious @ $f_s/2 - f_{in}$

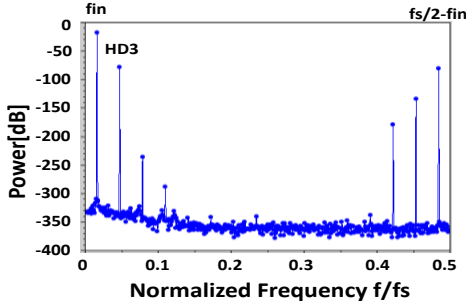


図7 fs/2-fin 成分低減後の ADC 出力

Fig.7 ADC output spectrum with attenuation
spurious @ fs/2-fin

<2.3> 3次高調波低減の原理

位相差切り替え手法によって AWG の非線形性による HD3 をキャンセルできることはすでに示した。その原理の説明を図8に示す。3次高調波歪みの場合を例にすると、3次の非線形性によって生じるひずみはももとの周波数の3倍の周波数を持つ。その為、周波数の同じ2つの信号に $\pi/3$ の位相差があった場合、その位相差も3倍となるため位相差は π となる。位相差 π 、周波数が同じ信号は打ち消しあうため HD3 はキャンセルされる。

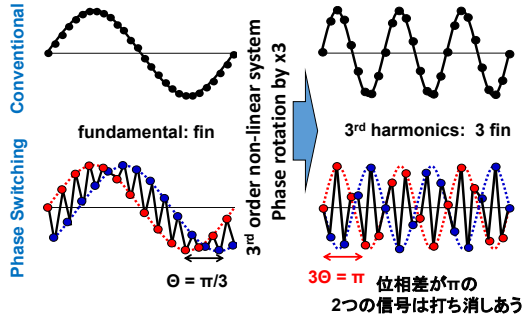


図8 位相差切り替え手法による HD3 低減の原理

Fig.8 Principle of 3rd order harmonic cancellation
with the phase-switching technique.

3. 理論解析

<3.1> 理論解析モデル式

位相差切り替え手法による高調波歪みの低減原因を探るため、数式モデルによる理論解析を行う。1CLK ごとに信号を切り替えるため、理論解析には次式を用いる⁽⁴⁾。

$$D_{in} = \frac{1+(-1)^n}{2} X_0 + \frac{1-(-1)^n}{2} X_1 \quad (7)$$

$$(-1)^n = \cos(n\pi) = \cos\left(2\pi \cdot \frac{f_s}{2} \cdot nT_s\right) \quad (8)$$

<3.2> 3次高調波歪低減アルゴリズムの理論解析

式(5),(6),(7),(8)を用いて AWG の出力信号 Y を求めると、次式の通りになる

$$Y = P \sin(2\pi f_{in} nT_s) + Q \cos\left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} - f_{in}\right) nT_s\right) + R \cos\left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} - 3f_{in}\right) nT_s\right) \quad (9)$$

$$\begin{cases} P \equiv \frac{\sqrt{3}}{2} \left(a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3\right) \\ Q \equiv \frac{1}{2} \left(a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3\right) \\ R \equiv -\frac{1}{4} a_3 A^3 \end{cases}$$

(9)式と図4を比較すると、(9)式の通りの位置にスペクトルが発生していることがわかる。(9)式を(6)式に代入しフィルタによる低減を考慮しない場合の ADC 出力を次式に示す。ただし以下の条件である。

$$f_s(AWG) = f_s(ADC) \quad (10)$$

$$\begin{aligned} Z(nT_s) = & \left\{ b_1 P + b_3 \left(\frac{3}{4} P^3 + \frac{3}{2} P Q^2 + \frac{3}{2} P R^2 \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{3}{2} P Q R \right) \right\} \sin(2\pi f_{in} nT_s) \\ & + b_3 \left(-\frac{1}{4} P^3 + \frac{3}{2} P Q R \right) \sin(2\pi 3f_{in} nT_s) \\ & + \left\{ b_1 Q + b_3 \left(\frac{3}{4} Q^3 + \frac{3}{2} P^2 Q - \frac{3}{4} P^2 R \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{3}{2} Q R^2 \right) \right\} \cos\left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} - f_{in}\right) nT_s\right) \\ & + b_3 \left(-\frac{3}{4} P^2 Q + \frac{3}{4} Q^2 R \right) \cos\left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} + f_{in}\right) nT_s\right) \\ & + \left\{ b_1 R + b_3 \left(\frac{3}{4} R^3 - \frac{3}{4} P^2 R + \frac{3}{2} P^2 R \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{3}{2} Q^2 R \right) \right\} \cos\left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} - 3f_{in}\right) nT_s\right) \\ & + b_3 \left\{ -\frac{3}{4} P^2 R + \frac{3}{4} Q R^2 \right\} \cos\left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} - 5f_{in}\right) nT_s\right) \\ & + \frac{3}{4} b_3 P Q^2 \sin(2\pi (f_s - f_{in}) nT_s) \\ & + b_3 \left\{ -\frac{3}{4} P Q^2 + \frac{3}{2} P Q R \right\} \sin(2\pi (f_s - 3f_{in}) nT_s) \\ & + b_3 \left(\frac{3}{4} P R^2 - \frac{3}{2} P Q R \right) \sin(2\pi (f_s - 5f_{in}) nT_s) \\ & - \frac{3}{4} b_3 P R^2 \sin(2\pi (f_s - 7f_{in}) nT_s) \\ & + \frac{1}{4} b_3 Q^3 \cos\left(2\pi \left(\frac{3}{2} f_s - 3f_{in}\right) nT_s\right) \\ & + \frac{3}{4} b_3 Q R^2 \cos\left(2\pi \left(\frac{3}{2} f_s - 7f_{in}\right) nT_s\right) \\ & + \frac{1}{4} b_3 R^3 \cos\left(2\pi \left(\frac{3}{2} f_s - 9f_{in}\right) nT_s\right) \end{aligned}$$

(11)

(11)式より ADC 出力の HD3(3fin)成分はエイリアシングに

より折り重なる成分 $\sin(2\pi(f_s - 3f_{in})nT_s)$ との和により次式の通りになる。

$$b_3 \left(-\frac{1}{4}P^3 + \frac{3}{2}PQR \right) - b_3 \left\{ -\frac{3}{4}PQ^2 + \frac{3}{2}PQR \right\} = 0 \quad (12)$$

(11),(12)式より、エイリアシングによる折り返し信号によって HD3 が低減されている。よってフィルタによってスプリアスの低減を行わない場合 ADC の HD3 までキャンセルされることがわかる。

ADC の HD3 における $f_s/2$ 近傍のスプリアスに対する依存性を確かめるために(9)式の基本波を除く各項にフィルタによる減衰を表す係数 $\alpha, \beta (0 \leq \alpha, \beta \leq 1)$ を掛けて同様の操作を行う。(13)式参照)

$$\begin{aligned} Y &= P \sin(2\pi f_{in} nT_s) \\ &+ \alpha \cdot Q \cos \left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} - f_{in} \right) nT_s \right) \\ &+ \beta \cdot R \cos \left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} - 3f_{in} \right) nT_s \right) \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} Z(nT_s) &= \left\{ b_1 P + b_3 \left(\frac{3}{4}P^3 + \frac{3}{2}\alpha^2 PQ^2 \right. \right. \\ &+ \left. \left. \frac{3}{2}\beta^2 PR^2 - \frac{3}{2}\alpha\beta PQR \right) \right\} \sin(2\pi f_{in} nT_s) \\ &+ b_3 \left(-\frac{1}{4}P^3 + \frac{3}{2}\alpha\beta PQR \right) \sin(2\pi 3f_{in} nT_s) \\ &+ \left\{ b_1 \alpha Q + b_3 \left(\frac{3}{4}\alpha^3 Q^3 + \frac{3}{2}\alpha P^2 Q \right. \right. \\ &- \left. \left. \frac{3}{4}\beta P^2 R + \frac{3}{2}\alpha\beta^2 QR^2 \right) \right\} \cos \left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} - f_{in} \right) nT_s \right) \\ &+ b_3 \left(-\frac{3}{4}\alpha P^2 Q + \frac{3}{4}\alpha^2 \beta Q^2 R \right) \cos \left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} + f_{in} \right) nT_s \right) \\ &+ \left\{ b_1 \beta R + b_3 \left(\frac{3}{4}\beta^3 R^3 - \frac{3}{4}\beta P^2 Q \right. \right. \\ &+ \left. \left. \frac{3}{2}\beta P^2 R + \frac{3}{2}\alpha^2 \beta Q^2 R \right) \right\} \cos \left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} - 3f_{in} \right) nT_s \right) \\ &+ b_3 \left\{ -\frac{3}{4}\beta P^2 R + \frac{3}{4}\alpha\beta^2 QR^2 \right\} \cos \left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} - 5f_{in} \right) nT_s \right) \\ &+ \frac{3}{4}b_3 \alpha^2 PQ^2 \sin(2\pi(f_s - f_{in})nT_s) \\ &+ b_3 \left\{ -\frac{3}{4}\alpha^2 PQ^2 + \frac{3}{2}\alpha\beta PQR \right\} \sin(2\pi(f_s - 3f_{in})nT_s) \\ &+ b_3 \left(\frac{3}{4}\beta^2 PR^2 - \frac{3}{2}\alpha\beta PQR \right) \sin(2\pi(f_s - 5f_{in})nT_s) \\ &- \frac{3}{4}b_3 \beta^2 PR^2 \sin(2\pi(f_s - 7f_{in})nT_s) \\ &+ \frac{1}{4}b_3 \alpha^3 Q^3 \cos \left(2\pi \left(\frac{3}{2}f_s - 3f_{in} \right) nT_s \right) \\ &+ \frac{3}{4}b_3 \alpha^2 \beta Q^2 R \cos \left(2\pi \left(\frac{3}{2}f_s - 5f_{in} \right) nT_s \right) \\ &+ \frac{3}{4}b_3 \alpha \beta^2 QR^2 \cos \left(2\pi \left(\frac{3}{2}f_s - 7f_{in} \right) nT_s \right) \end{aligned}$$

$$+ \frac{1}{4}b_3 \beta^3 R^3 \cos \left(2\pi \left(\frac{3}{2}f_s - 9f_{in} \right) nT_s \right) \quad (14)$$

(13),(14)式は、それぞれ ADC 入力前段に LPF を通した場合の ADC 入力、出力式である。

(14)式より HD3($\sin(2\pi 3f_{in}nT_s)$)とエイリアシングによって折り重なる $\sin(2\pi(f_s - 3f_{in})nT_s)$ の和による HD3 成分を求めた式を示す。

$$\begin{aligned} &b_3 \left(-\frac{1}{4}P^3 + \frac{3}{2}\alpha\beta PQR \right) - b_3 \left\{ -\frac{3}{4}\alpha^2 PQ^2 + \frac{3}{2}\alpha\beta PQR \right\} \\ &= b_3 \left(-\frac{1}{4}P^3 + \frac{3}{4}\alpha^2 PQ^2 \right) \\ &= b_3 \left\{ -\frac{1}{4} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \left(a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3 \right) \right)^3 \right. \\ &+ \left. \frac{3}{4} \alpha^2 \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \left(a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3 \right) \right) \left(\frac{1}{2} \left(a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3 \right) \right)^2 \right\} \\ &= b_3 \left\{ \frac{3\sqrt{3}}{8} \left(a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3 \right)^3 \right\} (-1 + \alpha^2) \\ &= -b_3 \left\{ \frac{3\sqrt{3}}{8} \left(a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3 \right)^3 \right\} (1 - \alpha^2) \end{aligned} \quad (15)$$

(15)式から、位相差切り替え信号を用いることによる ADC の 3 次高調波の大きさは、 $f_s/2 - f_{in}$ のスプリアスの減衰率にのみ依存する。(15)式を用いて、理想的な正弦波が ADC に入力したときの HD3 と位相差切り替え信号を用いて異なる減衰率における HD3 との誤差を図 8 に示す。

図 9 より $f_s/2 - f_{in}$ のスプリアスを 10dB 以上減衰することで ADC の理想的な HD3 と 1%以下の誤差で測定できる。

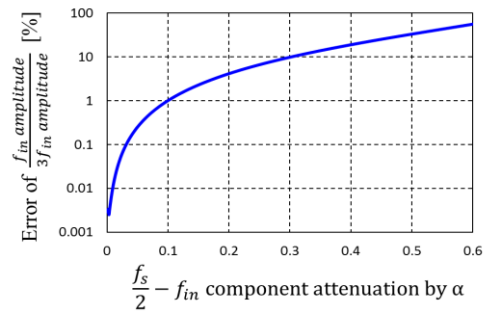


図 9 $f_s/2 - f_{in}$ 成分の減衰に対する ADC 本来の HD3 との誤差

Fig.9 Error of the true ADC HD3 by reduction $f_s/2 - f_{in}$ component

4. 実機による測定

<4.1> AWG による位相差切り替え信号の生成
AWG(Agilent 33220)をもちいて従来信号 ((1)式) および、位相差切り替え信号を発生させる。位相差切り替え信号は基本波の振幅を従来信号と近似させるため、次式を用いる。

$$\begin{aligned}
 & (f_{in} = 200\text{kHz}, f_s(\text{AWG}) = 10\text{MHz}, A = 1) \\
 & D_{in} = \begin{cases} X_0 = 1.15A \sin(2\pi f_{in} n T_s + \pi/6) & n: \text{偶数} \\ X_1 = 1.15A \sin(2\pi f_{in} n T_s - \pi/6) & n: \text{奇数} \end{cases} \quad (16)
 \end{aligned}$$

AWG から出力した信号を図 10、信号をスペクトルアナライザ(ADVANTEST R3267)を用いて観測したスペクトル図を図 11 に示す。図 10 よりシミュレーション、理論解析と同様に HD3 の低減、 $f_s/2$ 近傍でのスプリアス出現が見て取れ実機においての位相差切り替え信号の効果が得られていることが確認できる。

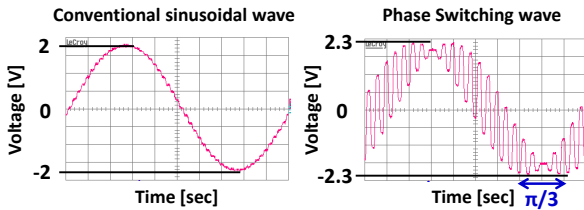


図 10 AWG 出力信号(Agilent 33220A)

Fig.10 AWG output signal generated Agilent 33220A

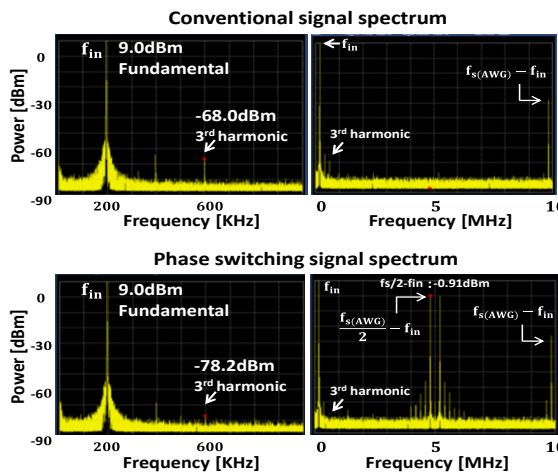


図 11 AWG 出力スペクトル(Agilent 33220A)

Fig.11 AWG output spectrum with Agilent 33220A

<4.2> 位相差切り替え信号による ADC テスト

AWG より出力したテスト用信号を用いて、実際の ADC における位相差切り替え信号の HD3 低減の効果を測定する。測定対象は

- 12bit SAR ADC(Analog Devices AD7356)×6

測定に用いた機器は

- AWG (Agilent 33220A)、
- スペクトルアナライザ(ADVANTEST R3267)
- AD7356 測定用ボード(EVAL-AD7356)
- EVAL-AD7356 駆動用ボード(EVAL-CED1Z)
- 試作 LPF
 - {5th バタワースフィルタ($f_c=250$ [kHz])
 - 4th バタワースフィルタ ($f_c=1.0, 2.0, 2.7.3.7$ [kHz]) }

である。また、前章までの議論にあるとおり ADC の HD3 の測定のためには ADC 入力前段に LPF を挿入する必要がある。

その為の LPF は試作し、周波数特性分析器(Frequency Response Analyzer : FRA)によって周波数特性を測定した。(図 12 参照)⁶⁾。信号のパラメータは以下の通り。

- $f_{in} = 200$ [kHz]
- $f_s(\text{AWG}) = 10$ [MHz], $f_s(\text{ADC}) = 3.4786261$ [MHz]

ADC の HD3 を測定するに当たり ADC に理想的な正弦波が入力したときの HD3 の値、つまり ADC の本来の HD3 を測定する必要がある。試作した LPF のうち急峻な特性を持つ 5 次の LPF を従来テスト信号の ADC 入力前段に挿入する事で AWG の HD3 を取り除いた ADC 本来の HD3 を得る(図 13 参照)。この結果と測定した結果を比較して提案手法の効果を確認する。

従来信号を入力した場合と位相差切り替え信号を入力した場合の ADC 出力を比較する。図 14、図 15 はそれぞれ従来手法、提案手法を AWG より入力し $f_c=1$ kHz の LPF を通し、ADC に入力した際の出力結果である。2 つの結果を比較すると従来手法の HD3 は -88.5 [dBFS]、位相差切り替え手法は -92.6 [dBFS] と測定でき 4.1 [dBFS] の低減、ADC 本来の HD3 に対して 3%以上の誤差改善となっている。

6 個のサンプルに対して、フィルタによる $f_s/2 - f_{in}$ の低減率に対する従来信号、提案信号それぞれの本来の HD3 との検出誤差を図 16 に示す。図 16 から各サンプルにおいて約 3~6%の検出誤差改善が読み取れる。この点から位相差切り替え手法は実際の ADC テストにおいて AWG の非線形性による HD3 の検出誤差の影響を低下し ADC の線形性テストの精度を向上させる効果があるといえる。

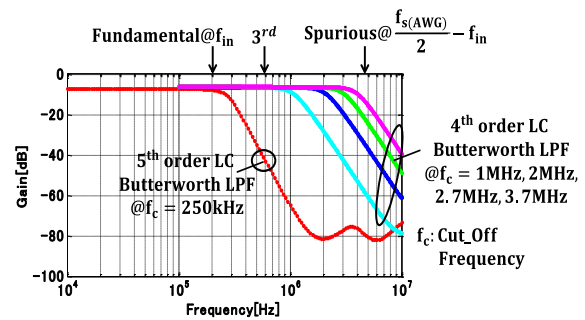


図 12 LPF の周波数特性

Fig.12 Frequency characteristics of LPF

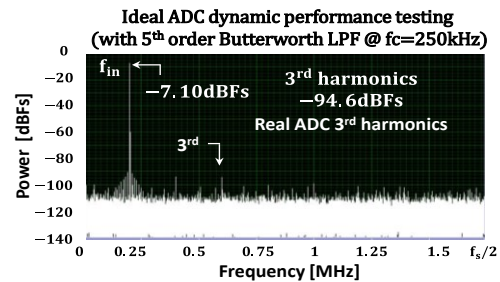


図 13 ADC 本来値測定結果

Fig.13 experimental result of true ADC HD3

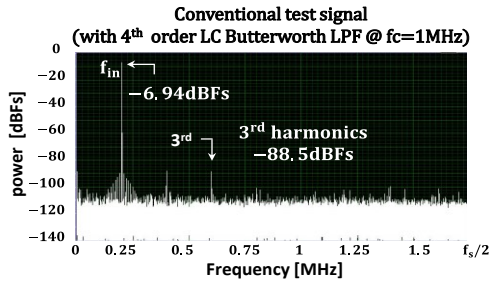


図 14 従来手法 ADC 測定結果

Fig.14 ADC output spectrum with conventional test signal

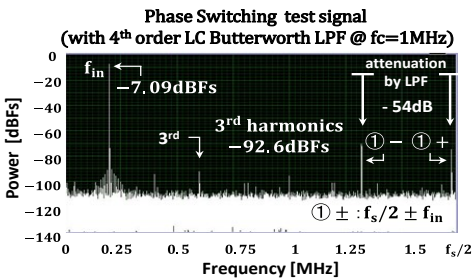


図 15 位相差切り替え信号 ADC 測定結果

Fig.15 ADC output spectrum with phase-switching test signal

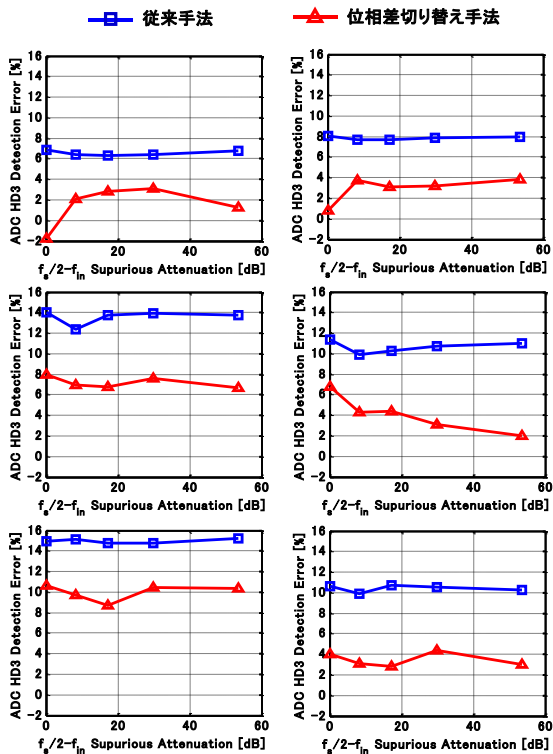


図 16 ADC 本来 HD3 に対する測定誤差 (6つのADCサンプルでの測定結果)

Fig.16 3rd order harmonic measurement errors for AD7356.

5. まとめ、考察

本論文では、ADC テストにおいて安価であるが出力に歪み成分の大きい任意波形発生器を用いて、ハードウェアの変更なしに低歪みの信号を発生させることで ADC テストの低コスト化を目的とした位相差切り替え信号の ADC テストにおける数式を用いた理論解析および実機による測定を行った。

- 理論解析

位相差切り替え手法における HD3 の低減原因を明らかにし、 $f_s/2-f_{in}$ のスプリアスに対する HD3 の検出誤差について示した。

- 実機による測定

測定結果より、ADC の高調波歪みの検出テストにおいて 3~6[%] の検出誤差率改善が見込めることを示した。

- 理論解析、測定に関する考察

実機における測定結果が理論計算によって得られた図 9 の測定誤差と異なる理由は次のように考えられる。実機での測定の場合は AWG と ADC のサンプリング周波数が異なるため、周波数 $3f_{in}$ の信号にエイリアシングによる周波数 $f_{s(AWG)} - 3f_{in}$ の信号が折り重ならなくなる。よって AWG 由来の HD3 を低減したことにより ADC 出力の HD3 の検出誤差は改善されるが、スプリアスの低減による検出誤差の大きな変化がないと考えられる

今後の課題として以下のことを検討中である。

- シングルトーン信号において(4)の文献の手法を用い、3 次以外の高調波歪み低減の効果を実機にて測定する
- 2 トーン信号において(6)の文献中の各手法における理論計算および実機による測定を行う。

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) 小林春夫, 新津葵一, 高井伸和, 山口隆弘, 「デジタルアシスト・アナログRFテスト技術 - サブ100nm ミクストシグナルSOCのテストの検討 -」電子情報通信学会 総大会, 東京 (2011年3月).
- (4) K. Wakabayashi, K. Kato, T. Yamada, O. Kobayashi, H. Kobayashi, F. Abe, K. Niitsu, "Low-Distortion Sinewave Generation Method Using Arbitrary Waveform Generator", Journal of Electronic Testing, vol.28, no. 5, pp.641-651 (Oct.2012)
- (5) F.Abe, Y.Kobayashi, K. Sawada, K. Kato, O. Kobayashi, H. Kobayashi, "Low-Distortion Signal Generation for ADC Testing", IEEE International Test Conference, Seattle, WA (Oct. 2014)
- (6) K. Kato, F. Abe, K. Wakabayashi, C. Gao, T. Yamada, H. Kobayashi, O. Kobayashi, K. Niitsu, "Two-Tone Signal Generation for ADC Testing," IEICE Trans. on Electronics, vol.E96-C, no.6, pp.850-858 (June 2013).