

任意波形発生器を用いた低歪み信号発生技術でのアナログフィルタ要求性能

安部 文隆* 加藤 啓介 小林 春夫 (群馬大学)

小林 修 (STARC) 高井伸和 新津 葵一 (群馬大学)

Analog Filter for Low-Distortion Sinewave Generation Using Arbitrary Waveform Generator

Fumitaka Abe*, Keisuke Kato, Haruo Kobayashi (Gunma University)

Osamu Kobayashi (STARC), Nobukazu Takai, Kiichi Niitsu (Gunma University)

This paper describes analog filter requirements for our previously proposed low-distortion sinewave generation method using an Arbitrary Waveform Generator (AWG). The AWG consists of DSP (waveform memory) and DAC, and the DAC may have some nonlinearities, which make it difficult to generate a very low distortion sine wave for high-precision ADC testing. Then we reported a method to generate a very low distortion sine wave using the AWG with only DSP program change, where harmonic distortion components are suppressed but supurious comonents far from the signal band are generated which must be removed by the following analog filter. In this paper we examine the analog filter requirements with simulation and show that they are not very strict and the analog filter is relatively easy to design, which means that our proposed method would be practical.

キーワード：アナログフィルタ, 信号発生, 任意波形発生器, ADC テスト, 低歪み

(Keywords, Analog Filter, Signal Generation, Arbitrary Waveform Generator, ADC Testing, Low Distortion)

1. SoC テストコスト動向と本研究概要

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、SoC 製造出荷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課題である⁽¹⁾⁻⁽³⁾。

そこで、SoC 内部の主要なアナログコンポーネントである ADC に着目し、その線形性テストの低コスト化を検討した。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高調波歪みを低減させる方法を提案した。⁽⁴⁾⁻⁽⁹⁾ こ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、 $f_s/2$ の近傍 (f_s : 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⁽⁴⁾⁻⁽⁹⁾。) 本論文では、ADC の線形性テストを行うに当たりこのスプリアスを後段のアナログフィルタによりどの程度低減すればよいかの検討を行った。

2. AWG を用いた低歪み ADC テスト信号発生手法

AWG は DSP (波形メモリ) と DAC により構成されている。DSP で任意のデジタル信号を生成し、それを DAC に入力することにより任意のアナログ信号を生成する。しかし、この DAC の非線形性が原因で生成した信号に高調波歪みが含まれてしまう。先に提案したように位相差切り替え手法を用いることにより問題となる高調波歪みを除去することができる。⁽⁴⁾⁻⁽⁹⁾ その具体的手法と効果を実機による検証も含めて説明する。

〈2・1〉従来テスト信号生成と位相差切り替え信号生成

ADC テスト信号として DSP 部で正弦波信号 X を発生させ DAC への入力信号 D_{in} とする (図 1)。その入力信号 D_{in} は次式で表される。

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

ここで、 n は整数、 T_s はサンプリング周期である。

提案手法として位相差切り替え信号を DAC へ入力する。

この信号 D_{in} は下式(3),(4)で表される位相差が $\pi/3$ 異なる信号 X_0, X_1 を1CLK毎に切り替えた信号である(4)(5)。その様子を図1に示す。また、位相差切り替え信号はDSP部で(2),(3)の信号を1CLK毎に切り替えてDACへ入力する。その様子を図1に示す。

$$D_{in}(n) = \begin{cases} X_0 = A \sin(2\pi f_{in}(2m)T_s + \pi/6) & \dots\dots\dots(2) \\ X_1 = A \sin(2\pi f_{in}(2m+1)T_s - \pi/6) & \dots\dots\dots(3) \end{cases}$$

ただし、 n は整数とし n と m 以下の関係にある。

$$n = \begin{cases} 2m & (\text{偶数}) \\ 2m+1 & (\text{奇数}) \end{cases}$$

今回はDACの3次歪みを除去することを考え(2)(3)式に示したように1CLK毎に $\pi/3$ の位相差を与えている。

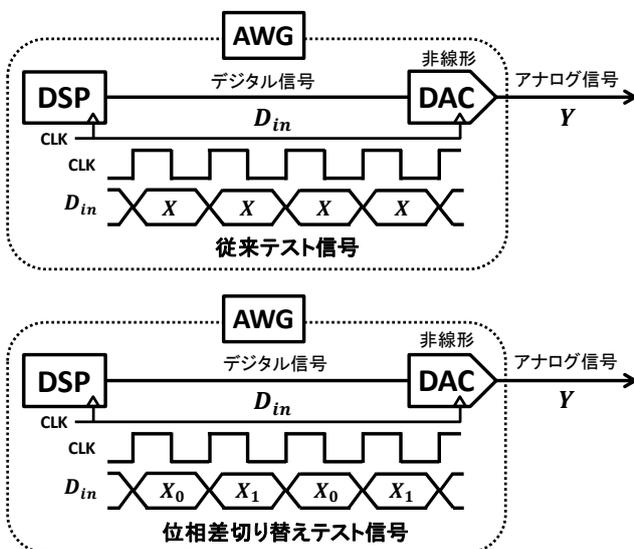


図1 従来手法と位相差切り替え手法

Fig1. Conventional and phase switching methods.

〈2・2〉 従来手法と位相差切り替え手法の効果比較

従来手法、位相差切り替え手法の効果をシミュレーションにより確認した(図2)。図2時間波形から位相差が $\pi/3$ 異なる信号が1サンプリング点毎に切り替えることが確認できる。その効果として従来手法ではDACの3次非線形特性によりHD3が発生しているが位相差切り替え手法ではキャンセルされていることが確認できる。また信号を切り替えた効果として $f_s/2 - f_{in}$ の切り替え成分がスプリアスとして発生している。更に、シミュレーションに加え実機による検証を行った。使用したAWGはAgilent 33220Aで、その出力信号をADVSTATEST R3267のスペクトラムアナライザを用いて観測した。観測スペクトルを図3に示す。図2,3からシミュレーション結果とほぼ同じ結果が実機測定でも得られていることが確認できる。

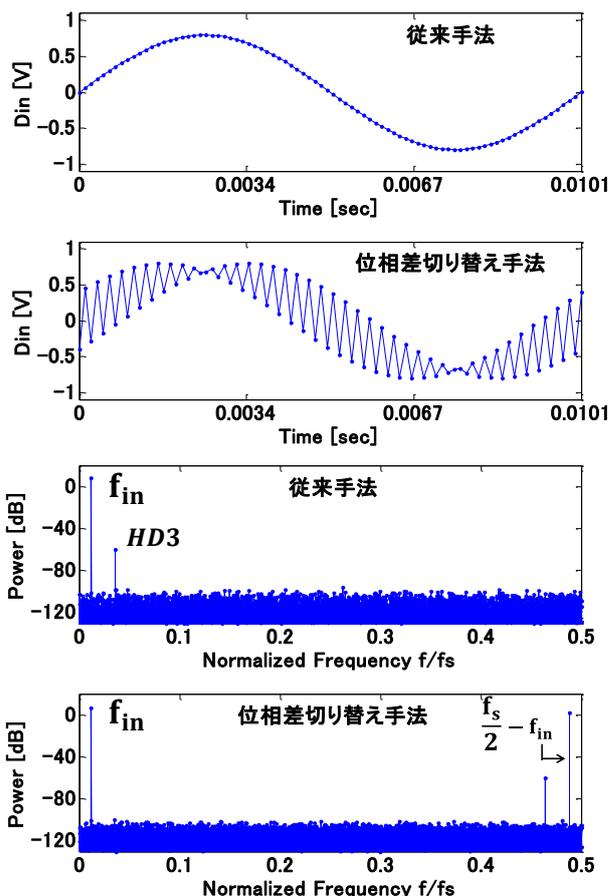


図2 MATLABシミュレーションによる従来信号と位相差切り替え信号の比較

Fig2. Comparison between conventional and phase switching signals (MATLAB simulation).

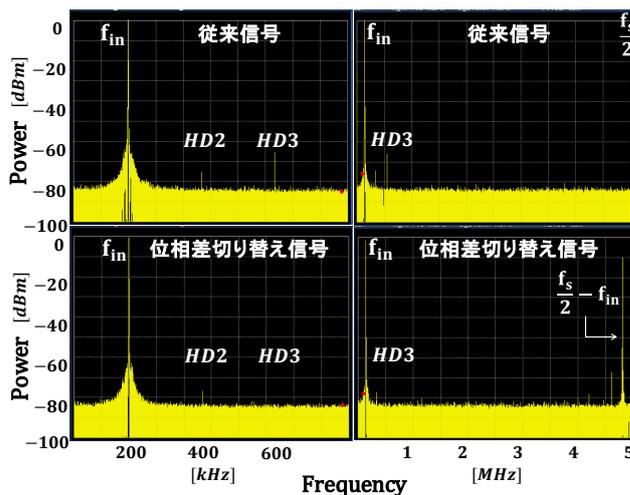


図3 従来信号と位相差切り替え信号の測定結果比較

Fig3. Comparison between conventional and phase switching test signal generated by AWG (experiment).

3. 位相差切り替え信号のアナログフィルタ必要性

位相差切り替え手法を用いることにより高調波歪みが低減できることを確認した。この位相差切り替え信号を ADC へのテスト信号として用いることを考える。そのため、 D_{in} は (2),(3)式を 1CLK 毎に切り替えた信号を用いる。ADC の前段にフィルタを用いる場合と用いない場合を考え、位相差切り替え手法におけるフィルタの必要性を示す。

〈3・1〉 ADC 前段にフィルタを用いない場合

下図 4 にローパスフィルタ(LPF)を用いない場合の ADC テスト系のモデルを示す。この時、DAC 及び ADC はそれぞれ下式(4),(5)の 3 次非線形特性を想定した。また DAC, ADC の両者とも簡単のために分解能は無限大を仮定する。

$$A_{out} = D_{in} - 0.003D_{in}^3 \dots\dots\dots (4)$$

$$D_{out} = A_{in} - 0.003A_{in}^3 \dots\dots\dots (5)$$

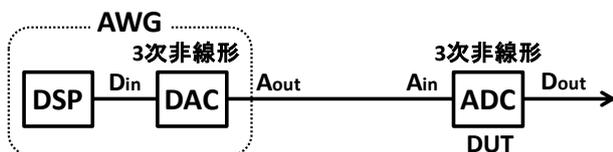


図 4 測定系のシミュレーションモデル (LPF なしの場合)

Fig4. Measurement system for simulation (in case of NOT using LPF).

〈3・2〉 ADC 前段にフィルタを用いる場合

図 5 は図 4 に対し ADC 前段に LPF を配置したものである。この LPF 配置の目的は従来手法に対し位相差切り替え手法では位相差を切り替えたことにより $f_s/2 - f_{in}$ のスプリアスが発生するため、このスプリアスを除去するために配置する。DAC 特性、ADC 特性ともに(4),(5)式に示す 3 次非線形特性を想定する。(こちらも先ほどと同様に DAC,ADC の分解能は無限大を仮定する。)

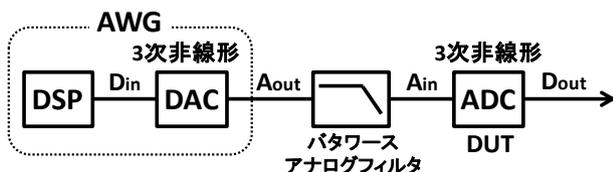


図 5 測定系のシミュレーションモデル (LPF ありの場合)

Fig5. Measurement system for simulation (in case of using LPF).

〈3・3〉 MATLAB シミュレーションによるフィルタ効果検証

シミュレーション条件として、図 4,5 のモデル中の信号 D_{in} のパラメータを下表 1 に、各ブロックの特性を下表 2 に示す。また、その時のシミュレーション結果を図 6,7 に示す。

表 1 信号 D_{in} のパラメータ

Table 1. Parameters of the signal D_{in}

$D_{in}(n)$	$X_0 = A \sin(2\pi f_{in}(2m)T_s + \pi/6)$
	$X_1 = A \sin(2\pi f_{in}(2m + 1)T_s - \pi/6)$
サンプリング周波数	$F_s = 1/T_s = 1024$
入力周波数	$f_{in} = 23\text{Hz}$
信号振幅	$A = 0.6\text{V}$

図 6 の時間波形からフィルタがない場合は 1CLK 毎に $\pi/3$ の位相差を持つ信号がそのまま ADC へ入力されていることがわかる。HD3 をキャンセルする成分 $f_s/2 - f_{in}$ は低減されることなく各ブロックへ入力される。この成分が HD3 をキャンセルするため図 6 のスペクトルから DAC の HD3 のみならず ADC の HD3 もキャンセルしていることが確認できる。この場合、検出したい ADC の歪みを隠してしまうためこの HD3 をキャンセルする成分 $f_s/2 - f_{in}$ を低減する必要がある。

図 7 は図 5 のモデルでシミュレーションした時の結果である。 $f_s/2 - f_{in}$ 成分をバターワースアナログフィルタで十分低減させているため LPF の次段の信号波形は時間波形では位相差の切り替えがなくなっていることがわかる。また、スペクトル図から $f_s/2 - f_{in}$ 成分が十分低減できていることが確認できる。この LPF 出力信号を ADC へ入力するとテスト信号には HD3 が含まれていないため、ADC のみの HD3 を正確に検出することができる。

つまり、図 5 のテスト系では位相差切り替え信号によりフィルタでのカットが困難な基本波近傍に発生する DAC の HD3 を DSP 部のプログラムの変更でキャンセルし、ADC の HD3 を見るために基本波から十分離れた $f_s/2 - f_{in}$ のスプリアスをフィルタでカットすることにより ADC の HD3 をキャンセルさせることなく ADC の HD3 のみを検出することができる。なお、図 7 ではフィルタ次数を高次にし、 $f_s/2 - f_{in}$ を十分低減させた時の様子を示した。次節のアナログフィルタ最適化でフィルタ要求の緩和について検討する。

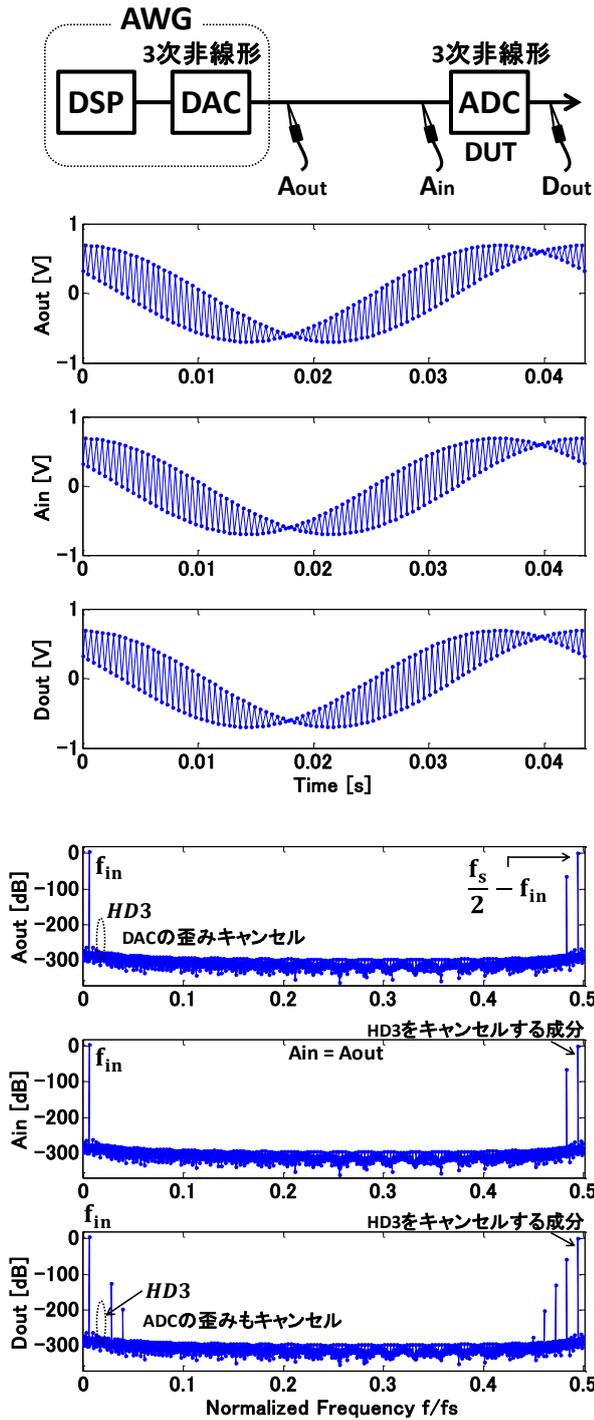


図6 “LPFなし”のADCテスト系モデル（図4）の
各信号情報

Fig.6 Simulation result using “no LPF” model (Fig.4).

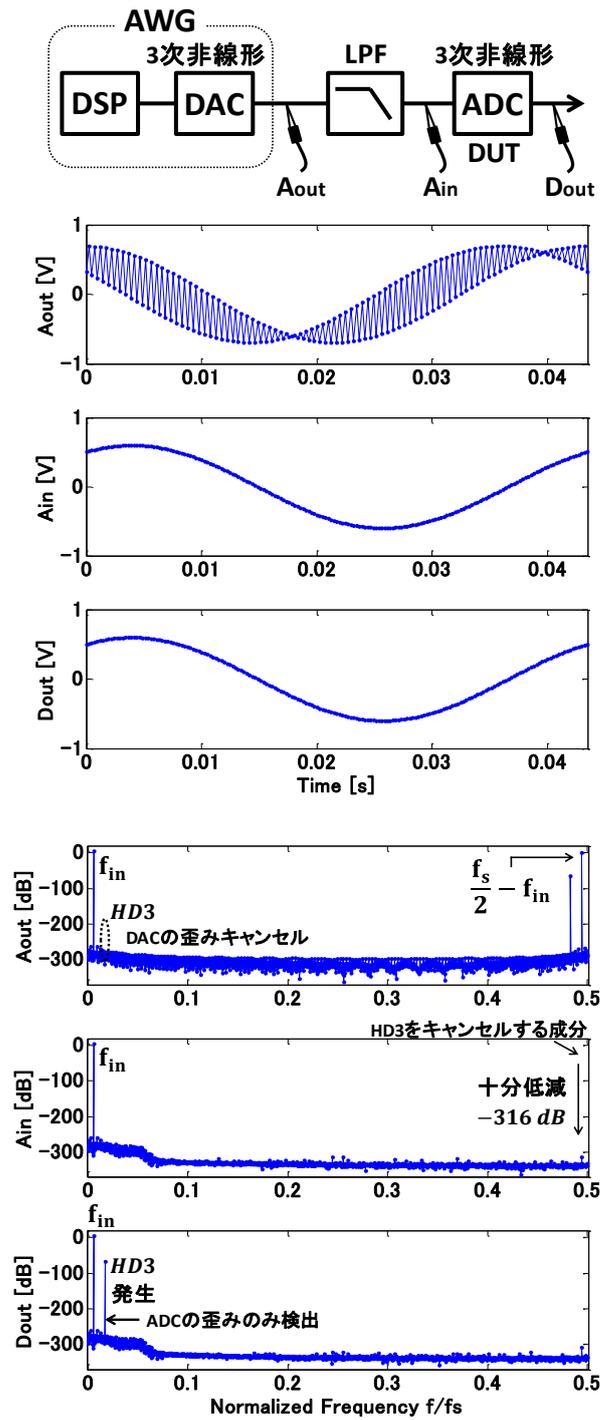


図7 “LPFあり”のADCテスト系モデル（図5）の
各信号情報

Fig.7 Simulation result using LPF model (Fig.5).

4. アナログフィルタ性能の最適化

位相差切り替え信号に必要とされるフィルタ要求性能を
検討する。図7では位相差切り替え成分である $f_s/2 - f_{in}$ を十

分に低減させた。そこで、この $f_s/2 - f_{in}$ 成分がどの程度低減させれば問題がないか ADC の線形性テストに影響がないか検討する。

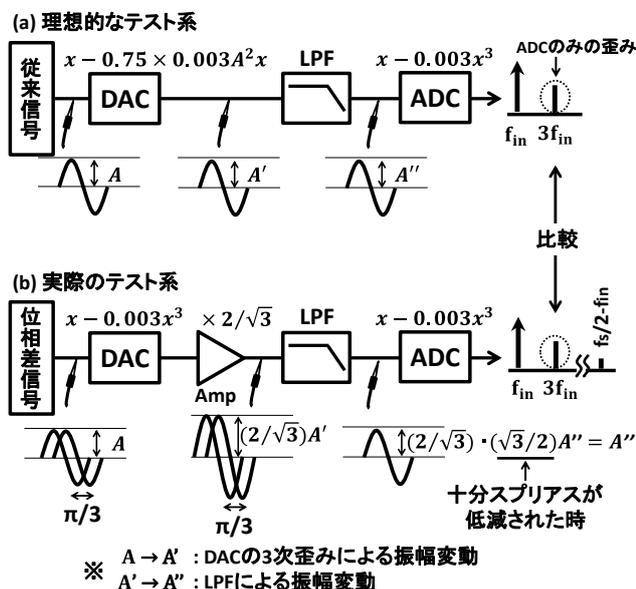


図8 位相差切り替え信号に要求されるフィルタの性能検討のための MATLAB シミュレーションモデル

Fig.8 MATLAB simulation model of analog filter requirements for phase switching method.

表2 LPF 特性

Table 2. LPF features.

LPF 特性	次数	1 ~ 3次
	カットオフ周波数	40 ~ 570 Hz

図8(a)(b)での理想的か否かの違いは DAC が線形性か否かの違いである。DAC が線形特性を持つならば DSP 部で発生させる信号は従来信号を用いれば良く、ADC のみの歪みを検出できる。しかし、実際のテスト系では DAC が非線形性を持つためこの影響をキャンセルするために DSP 部で位相差切り替え信号を用いた。また、このシステムでは ADC のみの歪み検出のため LPF が必要となることを述べた。その LPF により HD3 を低減させる $f_s/2 - f_{in}$ 成分をどの程度低減させれば ADC の歪みを理想的なテスト系と同等に検出できるかを表2のようにフィルタ特性を調整し行った。また、図8(a)で DAC の一次の特性に $-0.75 \times 0.003A^2x$ (A:正弦波振幅)を加えた意図は図8(b)実際のテスト系で DAC の3次非線形成分($-0.003x^2$)が1次の成分に与える影響を加えたため、また図8(b)で Amp を加えた意図は LPF により位相差切り替

え信号の振幅が減少してしまう分をあらかじめ増幅することにより ADC 入力段での振幅を理想的テスト系と揃える点にある。この振幅調整をしている理由は HD3 が信号振幅と $f_s/2 - f_{in}$ の関数になっており、今は $f_s/2 - f_{in}$ による HD3 の影響のみをみたいので図8のような振幅調整を含めたシミュレーションモデルになっている。その比較結果を図9に示す。なお、図8のモデルでテスト信号 D_{in} は表1を基に発生させた。

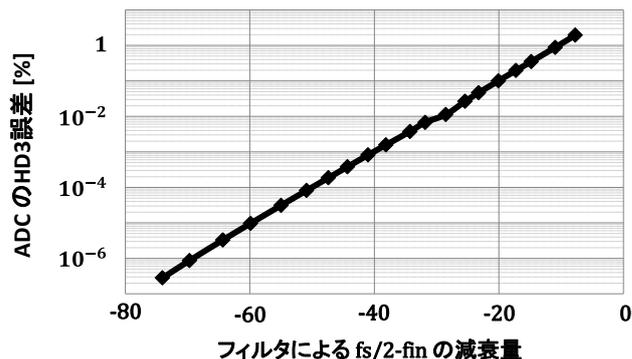


図9 図8モデルの MATLAB シミュレーション結果

Fig.9 MATLAB simulation result using Fig.8 model.

図9の結果から $f_s/2 - f_{in}$ を30dB低減させることで図8(b)ではADCのHD3を0.001%の誤差で検出できることを確認した。更に、20dB低減ではHD3誤差は0.1%になる。

5. 位相差切り替え信号の振幅設定

35dBだけ $f_s/2 - f_{in}$ を低減させた時の時間波形を下図10に示す。図10(a)は(2),(3)式で表される位相差切り替え信号の振幅を従来信号(1)式と同じAとした場合、図10(b)は位相差切り替え信号(2),(3)式の振幅をAから $(\sqrt{3}/2)A$ に変更した時の図である。

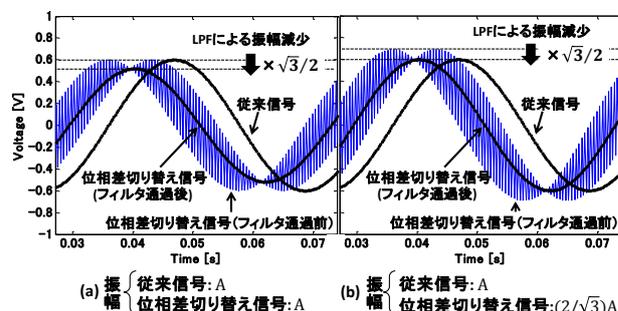


図10 LPF による位相差切り替え信号の振幅の変動
 Fig10. Influence of the signal amplitude which LPF gives to phase switching signal.

図10のように位相差切り替え信号はLPF通過後、振幅が

$\sqrt{3}/2$ 倍になる。そのため(b)のように予め信号の振幅を従来信号が A の場合は $(2/\sqrt{3})A$ で設定する必要がある。そのことにより図 8(b)のようなテスト系において本来必要とされる信号振幅が A の時、ADC 前段では振幅 A の信号が得られることになる。

6. まとめと今後の課題

本論文では ADC テスト用低歪み信号を実現するため位相差切り替え手法を用いるにあたり、その時に要求されるフィルタ性能を検討した。ADC のテスト信号として振幅 A の正弦波が要求される場合、フィルタを考慮した従来信号と位相差切り替え信号の対応は下表 3 のようになる。また、位相差切り替え手法に必要とされるフィルタに関して図 9 から $f_s/2 - f_{in}$ を低減させた時の HD3 の誤差の割合を示した。

表 3 従来信号と位相差切り替え信号の対応

Table 3. Correspondence of conventional signal and phase switching signal.

	従来手法	位相差切り替え手法
AWG内DSP発生信号 $D_{in}(n)$	$Acos(2\pi f_{in}nT_s)$	$\frac{2}{\sqrt{3}}Acos(2\pi f_{in}(2m)T_s + \pi/6)$ $\frac{2}{\sqrt{3}}Acos(2\pi f_{in}(2m+1)T_s - \pi/6)$
テスト信号に含まれる歪み	$3f_{in}$ (HD3)	$\frac{f_s}{2} - f_{in}$
要求フィルタ	$3f_{in}$ カットのため f_{in} と $3f_{in}$ 間にカットオフがある急峻なフィルタ	$\frac{f_s}{2} - f_{in} \begin{cases} 30dB \text{ 低減} : HD3 \text{ 誤差} 0.01\% \\ 20dB \text{ 低減} : HD3 \text{ 誤差} 0.1\% \end{cases}$

つまり、AWG を用いた ADC テスト用低歪み信号は表 3 に従い従来信号に対する位相差切り替え信号を AWG により生成し、ADC の HD3 をどの程度正確に測定したいかにより適当なフィルタを選択し ADC 前段に挿入することで従来手法に対しより正確に ADC の HD3 を計測することが可能になる。また、一般的に ADC 前段にはアンチエイリアスフィルタと呼ばれる $f_s/2$ 以上の周波数成分をカットするフィルタが挿入されているため、アプリケーションによっては位相差切り替え手法により発生する $f_s/2 - f_{in}$ の信号を改めてフィルタを挿入せずに ADC の歪みを見ることができると可能性がある。

今後の課題として以下のことを考えている。

- 著者らが提案した(5),(6),(7)の文献の手法におけるフィルタ要求性能を検討する。
- 位相が線形に近い、ベッセルフィルタを用いる場合を検討する。
- $f_s/2$ 近辺のスプリアス成分のフィルタによる位相回りの影響を検討する。
- 実機での検証を行う。

謝辞 有意義な御討論をいただきました、松浦達治氏、山口隆弘氏、辻将信氏、梅田定美氏、土橋則亮氏、塩田良治氏、渡邊雅史氏に感謝致します。

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) 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 総合大会, 東京 (2011年3月).
- (4) 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)
- (5) 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).
- (6) 安部文隆, 加藤啓介, 若林和行, 小林修, 小林春夫, 新津葵一「インターリーブを用いた低歪み2トーン信号発生技術」電気学会電子回路研究会, ECT-11-084, 長崎 (2011年10月20日).
- (7) K. Kato, F. Abe, K. Wakabayashi, T. Yamada, H. Kobayashi, O. Kobayashi, K. Niitsu, "Low-IMD Two-Tone Signal Generation for ADC Testing", IEEE International Mixed-Signals, Sensors, and Systems Test Workshop, Taipei, Taiwan (May 2012).]
- (8) K. Kato, F. Abe, K. Wakabayashi, C. Gao, T. Yamada, H. Kobayashi, O. Kobayashi, K. Niitsu, "Two-Tone Signal Generation for Testing of Communication Application Devices", 第25回回路とシステムワークショップ, 淡路島 (2012年7月).
- (9) 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 : Theory and Applications, Special Issue on Analog, Mixed-Signal, RF, and MEMS Testing, Springer, Vol.28, no2, pp.152-163 (April, 2012).