

# 任意波形発生器を用いたナイキスト周波数全体の 低歪み信号生成アルゴリズム

柳田 朋則 澁谷 将平 町田 恒介 浅見 幸司 小林 春夫

群馬大学大学院 理工学府電子情報部門 〒376-8515 群馬県桐生市天神町 1-5-1

Low-Distortion Signal Generation Using AWG over Full Nyquist Region

Tomonori Yanagida, Shohei Shibuya, Kosuke Machida, Koji Asami, Haruo Kobayashi

Electronics and Informatics Division, Gunma University, 1-5-1, Tenjin-cho, Kiryu, Gunma, 376-8515 Japan

キーワード : アナログ/ミクストシグナル IC 試験、低歪み信号生成、任意波形発生器、正弦波、2 トーン信号  
(Keywords, Analog/Mixed-Signal IC Testing, Low Distortion Signal Generation, Arbitrary Waveform Generator, Sine Wave, Two-Tone Signal)

## 1. はじめに

LSI の製造テストは、LSI の高速化・微細化・大量生産によりトランジスタあたりのシリコンコストが減少する一方で、とくにアナログ/ミクストシグナル IC ではテストコストが増加してしまう<sup>(1)</sup>。技術の発展に合わせて低コスト化のために最新の高額な試験装置を買うことを避けて既存の試験装置を使い、かつ高品質なテストを実現する方法が求められる。

任意波形発生器 (AWG) は、DSP(または波形メモリ)と DAC で構成される。DSP プログラムを変更するだけで任意のアナログ波形を生成することができ、自動試験装置(ATE)の基準信号生成源として用いられる。しかし、AWG 内の DAC 非線形性により、生成される正弦波信号に高調波が乗ってしまう。これはアンプや AD 変換器等の試験対象の非線形性試験の精度を低下させる。AWG の買い換えをせず既存の機器で低歪み信号を生成する方法を提案する。

ここで DAC のサンプリング周波数を  $f_s$  としたとき、中間周波数は「 $f_s/4$  の周りの周波数領域」、低周波は「DC 付近の周波数領域」高周波は「ナイキスト周波数 ( $f_s/2$ ) 付近の周波数領域」と定義する。HD (Harmonics Distortion) は高調波歪みを表し、IMD (Intermodulation Distortion) は相互変調歪みを表す。

本論文では、中間周波領域における HD、IMD を抑制する低歪みのシングルトーンおよび 2 トーン信号を生成する方法を提案する。表 I は、この分野における論文の立ち位置を示す。文献(2)は、AWG 非線形性補償を用いた低歪みの 1 トーン信号生成アルゴリズムを示すが、AWG 非線形性同定が必要である。本論文は AWG 非線形性同定を必要としない

シングルトーンおよび 2 トーン信号生成手法である。文献(3)(4)(5)は低周波信号生成のための、アルゴリズム、実験結果、および ATE 適用結果を示している。文献(6)(7)は、2 トーンの場合を示している。文献(7)は、高周波信号生成の場合の 1 トーン信号の HD3 イメージ除去アルゴリズムのみを示している。文献(8)(9)は、高周波シングルトーンおよび 2 トーン信号生成を示す。

本論文と参考文献(3)~(9)によってフルナイキスト領域で AWG を使用した低歪みのシングルトーンおよび 2 トーン信号の生成が可能になる。

Table I Overview of our phase switching methods

	低周波	中間周波数	高周波
Single-tone	[3, 4, 5]	本論文	[7,8]
Two-tone	[3, 6, 7]	本論文	[7, 8,9]

## 2. 位相スイッチング信号

AWG は、DSP から供給されるデジタル入力を用いて DAC を介してアナログ信号を生成するが、DAC の非線形性が高調波ひずみを生じさせる。DSP プログラムの変更による DAC の非線形効果をキャンセルする方法を提案する。

(2.1)

AWG を用いた正弦波信号生成法は、式(1)で表される。ここで、 $D_{in}$  は AWG 内の DSP から DAC へのデジタル入力信号である。

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

低歪み信号を生成するためには、式(2)に示すような位相スイッチング方法を使用する<sup>(3-5)</sup>。

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

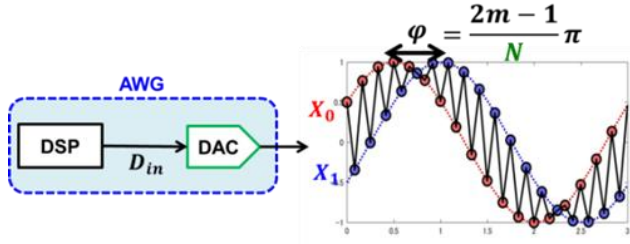


図1.位相差スイッチング

Fig.1 Phase-switching method

ここで3次歪み(HD3)を考えると $X_0$ と $X_1$ はそれぞれ式(3)(4)のようになる。

$$a_1X_0 + a_3X_0^3 = \frac{4a_1A + 3a_3A^3}{4} \sin(2\pi f_{in}nT_s + \varphi_0) - \frac{a_3A^3}{4} \sin(2\pi \cdot 3f_{in}nT_s + 3\varphi_0) \quad (3)$$

$$a_1X_1 + a_3X_1^3 = \frac{4a_1A + 3a_3A^3}{4} \sin(2\pi f_{in}nT_s + \varphi_1) - \frac{a_3A^3}{4} \sin(2\pi \cdot 3f_{in}nT_s + 3\varphi_1) \quad (4)$$

インターリーブ動作で式(3)(4)をまとめると式(5)のようになる。

$$\begin{aligned} Y(nT_s) &= \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos\left(2\pi \cdot \frac{f_s}{2} nT_s\right) \right\} (a_1X_0 + a_3X_0^3) \\ &\quad + \frac{1}{2} \left\{ 1 - \cos\left(2\pi \cdot \frac{f_s}{2} nT_s\right) \right\} (a_1X_1 + a_3X_1^3) \\ &= \frac{4a_1A + 3a_3A^3}{8} (e^{j\varphi_0} + e^{j\varphi_1}) \sin(2\pi f_{in}nT_s) \\ &\quad - \frac{a_3A^3}{8} (e^{j3\varphi_0} + e^{j3\varphi_1}) \sin(2\pi \cdot 3f_{in}nT_s) \\ &\quad - \frac{4a_1A + 3a_3A^3}{8} (e^{j\varphi_0} - e^{j\varphi_1}) \sin\left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} - f_{in}\right) nT_s\right) \\ &\quad + \frac{a_3A^3}{8} (e^{j3\varphi_0} - e^{j3\varphi_1}) \sin\left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} - 3f_{in}\right) nT_s\right) \end{aligned} \quad (5)$$

3次高調波を抑制するためには $\varphi_0$ と $\varphi_1$ を以下のように設定する。

$$e^{j3\varphi_0} + e^{j3\varphi_1} = 0 \quad (6)$$

$$\varphi_0 - \varphi_1 = \frac{(2m-1)\pi}{3} \quad (m = 1, 2, 3 \dots) \quad (7)$$

たとえば以下のように位相差を決める。

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{6}, \quad \varphi_1 = -\frac{\pi}{6} \quad (10)$$

位相スイッチング波形は以上の方法で位相差を決めれば任意の高調波成分だけを取り除く波形を作ることが出来る。図2は式(1)を使った直接的な正弦波の周波数スペクトラムである。対して図3は位相スイッチング方式のスペクトラムである。3次高調波が抑制されていることが分かる。高周波側にスプリアスが現われるがアナログフィルタで取り除く。3次高調波を直接的にフィルタリングするよりは、フィルタの次数設定や設計が簡易になる。

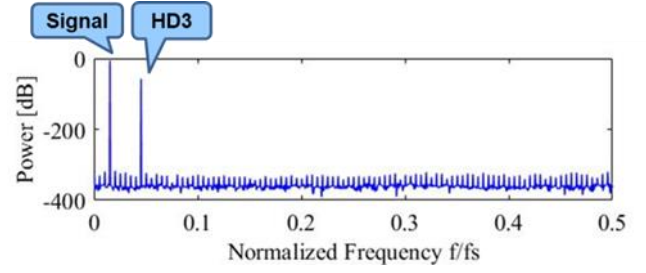


図2. 3次歪みを持った低周波信号のスペクトラム  
Fig.2  $Y(nT_s)$  spectrum with the direct *low-frequency* signal generation method with AWG 3<sup>rd</sup>-order distortions. (using Eq.1).

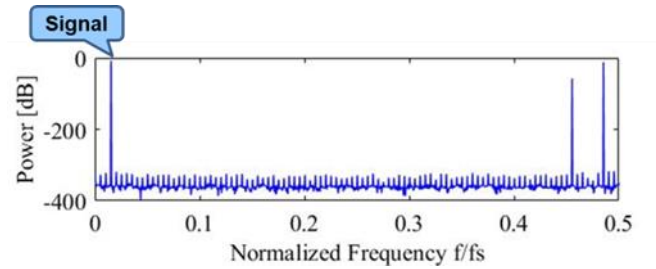


図3. 3次抑制位相差スイッチングを用いた低周波信号のスペクトラム

Fig.3  $Y(nT_s)$  spectrum with the phase-switching *low-frequency* signal generation with AWG 3<sup>rd</sup>-order distortion (using Eq.2).

### 3. 中間周波数生成法

#### (2.1) シングルトーン信号生成

中間周波数信号の場合にアルゴリズムを使用すると、スプリアスが基本波に近い位置で現われるため適用出来ない。そこで式に表すようなアルゴリズムを用いる。

$$\begin{aligned} D_{in} &= \begin{cases} X_0 = A \sin(2\pi f_{in}nT_s + \varphi_0) & n = 4k - 3, 4k - 2 \\ X_1 = A \sin(2\pi f_{in}nT_s - \varphi_1) & n = 4k - 1, 4k \end{cases} \quad (11) \\ \varphi_0 - \varphi_1 &= (2m - 1)\pi/N \end{aligned}$$

直接的に正弦波を生成した場合は図4に示す。アルゴリズムを用いて生成した場合は図5に示す。

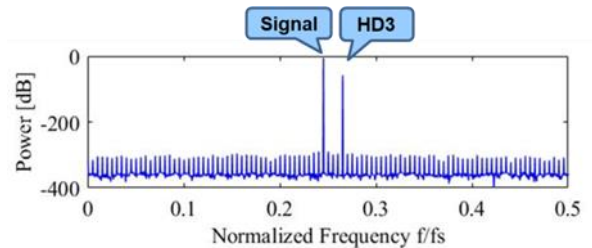


図4. 3次歪みを持った中間周波信号のスペクトラム  
Fig.4  $Y(nT_s)$  spectrum with the direct *mid-frequency* signal generation method with AWG 3<sup>rd</sup>-order

distortions. (using Eq.1).

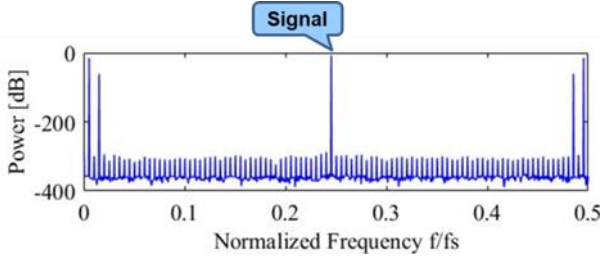


図 5. 3 次抑制位相差スイッチングを用いた中間周波信号のスペクトラム

Fig.5  $Y(nT_s)$  spectrum with the phase-switching *mid-frequency* signal generation with AWG 3<sup>rd</sup>-order distortion (using Eq.11).

HD3 が取り除かれていることがわかる。スプリアスが低周波と高周波側に現われているが BPF を使って取り除く。

### (2.2) 2 トーン信号生成

2 トーン信号は、通信アプリケーション回路のテストに頻繁に使用される。2 つの異なる周波数を  $f_{out1}$ 、 $f_{out2}$  とし AWG において 3 次歪みがあるとき、IMD3 成分 ( $2f_{out1}-f_{out2}$ ,  $2f_{out2}-f_{out1}$ ) は信号 ( $f_{out1}$ 、 $f_{out2}$ ) に近い位置に発生する。中間周波数の 2 トーン信号において位相切り替えアルゴリズムを適用することを検討する。シミュレーションでは AWG が 3 次歪みを有すると仮定する。2 トーン信号は式(12)で表される。

$$D_{in} = A \sin(2\pi f_1 n T_s) + B \sin(2\pi f_2 n T_s) \quad (12)$$

次にアルゴリズムの条件として 2 トーン信号は図 6 に示すように  $f_s/4$  を中心に左右対称に配置し、以下の数値でシミュレーションを行った。

$$f_1/f_s = 49/200, \quad f_2/f_s = 51/200$$

$$A = 1, \quad B = 1, \quad a_1 = 1, \quad a_3 = -0.01$$

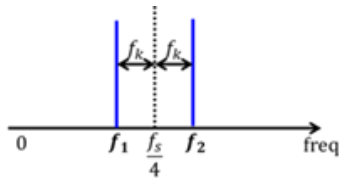


図 6. 2 トーン中間周波数の条件

Fig.6 Condition of *mid-frequency* two-tone signal frequency configuration

位相スイッチングは式(13)(14)を用いる。

$$D_{in} = \begin{cases} X_0 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s + \varphi_0) + B \sin(2\pi f_{in} n T_s - \varphi_0) & n = 4k - 3, 4k - 2 \\ X_1 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s - \varphi_0) + B \sin(2\pi f_{in} n T_s + \varphi_0) & n = 4k - 1, 4k \end{cases} \quad (13)$$

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{6} \quad (14)$$

直接的な 2 トーン信号の周波数スペクトラムを図 7 に示す。位相差スイッチングを用いた方法を図 8 に示す。IMD3

が取り除かれていることがわかる。スプリアスが低周波と高周波側に現われているが BPF を使って取り除く。

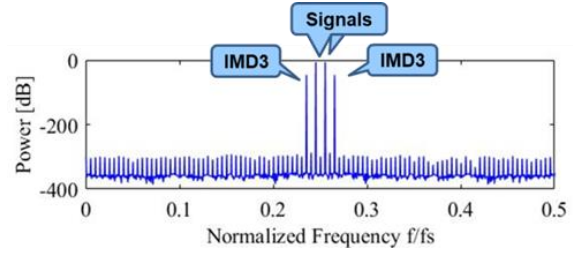


図 7. 3 次歪みを持った中間周波 2 トーン信号のスペクトラム

Fig.7  $Y(nT_s)$  spectrum with the direct *mid-frequency* two-tone signal generation method with AWG 3<sup>rd</sup>-order distortion (using Eq. 12)

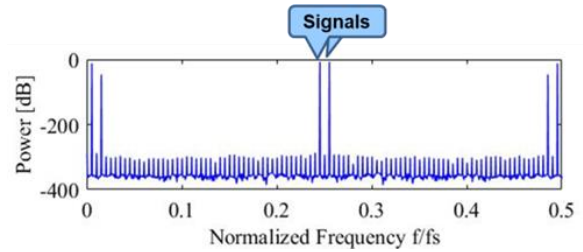


図 8. 3 次抑制位相差スイッチングを用いた中間周波数 2 トーン信号のスペクトラム

Fig.8.  $Y(nT_s)$  spectrum with the phase-switching *mid-frequency* two-tone signal generation method with 3<sup>rd</sup> order distortions(using Eq.13)

## 4. 実験結果

提案手法の有効性を確認するために、研究室レベルで実験を行った。AWG (Tektronix AFG3102) を用いて提案アルゴリズムで波形を生成し、スペクトラムアナライザ (Advantest R3267) でスペクトルを測定した。

図 9 に直接的な中周波信号生成法によるシングルトーン信号の AWG 出力スペクトラム測定結果を示し、図 10 に位相スイッチング方法のものを示す。実験条件を以下に示す。

$$f_s = 4\text{MHz}, \quad f_{in} = 980\text{kHz}$$

図 10 において 3 次高調波が適用前に比べて -26dB 抑制されていることが分かる。

図 11 は直接的な中周波信号生成法による 2 トーン信号の AWG 出力スペクトラムの測定結果を示し、図 12 は位相スイッチング方法のものを示す。実験条件は以下に示す。

$$f_s = 4\text{MHz}, \quad f_1 = 980\text{kHz}, \quad f_2 = 1020\text{kHz}$$

図 12 においても IMD3 成分が適用前と比べて -15dB の抑制が見られる。

シングルトーン、2 トーンのいずれの方法でもノイズフロアまで完全に抑制はされないものの 20dB ほどの抑制が見られた。この不完全な抑制の原因はスペクトラムアナライザの歪みや AWG の生成信号の有限の (ゼロでない) 立ち上がり/下がり時間のためであると考えられる。

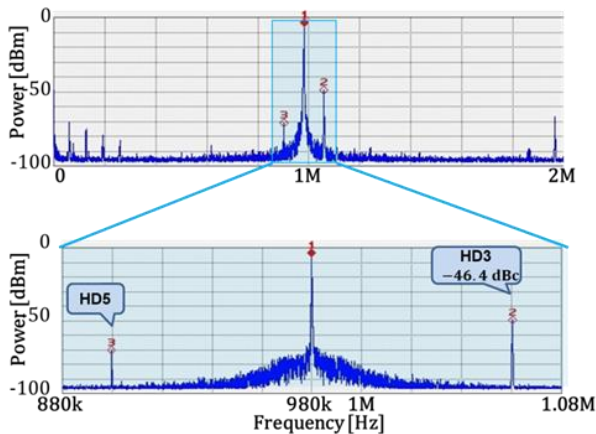


図 9. AWG の中間周波数出力信号スペクトラム  
Fig.9 Spectrum with the direct *mid-frequency* signal generation method with AWG 3<sup>rd</sup>-order distortion.

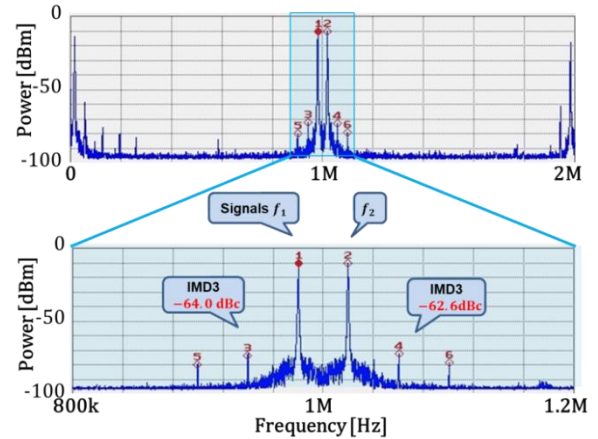


図 12. 位相差スイッチング方式を適用した AWG の 2 トーン中間周波数出力信号スペクトラム  
Fig.12 Spectrum with the phase-switching *mid-frequency* two-tone signal generation method with 3<sup>rd</sup> order distortions.

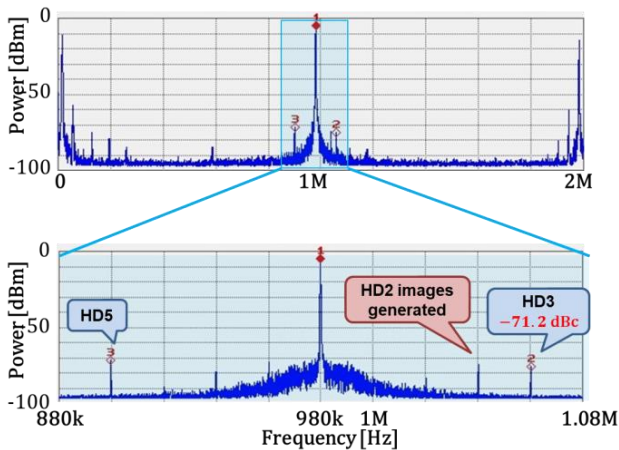


図 10. 位相差スイッチング方式を適用した AWG の中間周波数出力信号スペクトラム  
Fig.10 Spectrum with the phase-switching *mid-frequency* signal generation with AWG 3<sup>rd</sup>-order distortion

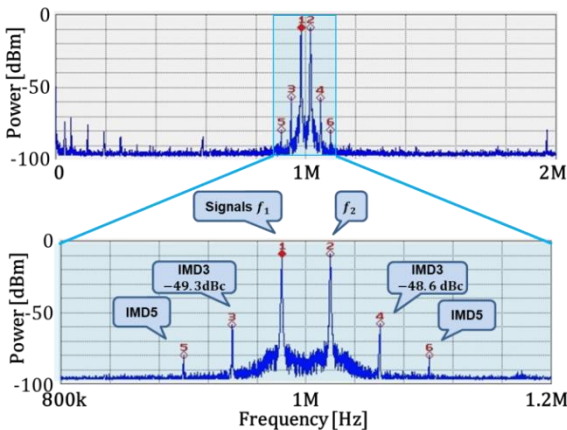


図 11. AWG の 2 トーン中間周波数出力信号スペクトラム  
Fig.11 Spectrum with the direct *mid-frequency* two-tone signal generation method with AWG 3<sup>rd</sup>-order distortion

## 5. まとめ

アナログ IC 試験での入力信号生成のために位相スイッチング信号技術を使用して、AWG のフルナイキスト領域における低歪みシングルトーンおよび 2 トーン信号生成アルゴリズムを提案した。シミュレーションと実験の結果でその有効性を示した。

## 文 献

- (1) K.-T. Cheng, H.-M. Chang, "Recent Advances in Analog, Mixed-Signal and RF Testing", IPSJ Trans on System LSI Design Methodology, vol. 3, pp 19-46 (2010)
- (2) A. Maeda, "A Method to Generate a Very Low Distortion High Frequency Sine Waveform Using an AWG", IEEE International Test Conference (Oct. 2008)
- (3) K. Wakabayashi, K. Kato, T. Yamada, O. Kobayashi, H. Kobayashi, F. Abe, K. Niitsu, "Low-Distortion Sinewave Generation Method Using Arbitrary Waveform Generation", J. of Electronic Testing, pp.641-651 (Oct. 2012)
- (4) F. Abe, Y. Kobayashi, K. Sawada, K. Kato, O. Kobayashi, H. Kobayashi, "Low-Distortion Signal Generation for ADC Testing", IEEE International Test Conference (Oct. 2014)
- (5) P. Sarson, H. Kobayashi, "Using Distortion Shaping Technique to Equalize ADC THD Performance Between ATEs", J. of Electronic Testing, pp.295-303 (2017)
- (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. Electronics, pp.850-858 (June 2013)
- (7) P. Sarson, S. Shibuya, T. Yanagida, H. Kobayashi, "A Technique for Dynamic Range Improvement of Intermodulation Distortion Products for an Interpolating DAC-based Arbitrary Waveform Generator Using a Phase Switching Algorithm", IEEE VLSI Test Symposium (April 2017)
- (8) S. Shibuya, Y. Kobayashi, H. Kobayashi, "High-Frequency Low-Distortion Signal Generation Algorithm with Arbitrary Waveform Generator", IEEE International Conf. on ASIC, Chengdu, China (Nov. 2015)
- (9) T. Yanagida, S. Shibuya, H. Kobayashi, K. Hatayama, "High-Frequency Low-Distortion One-Tone and Two-Tone Signal Generation Using Arbitrary Waveform Generator", IEEE International Conf. on Solid-State and Integrated Circuit Technology, Hangzhou, China (Oct. 2016).