

任意波形発生器を用いた低歪み 2 トーン信号発生技術 Low-Distortion Two-Tone Signal Generation Using an Arbitrary Waveform Generator

加藤啓介[†] 若林和行[†] 山田貴文[†] 小林春夫[†] 小林修[‡] 新津葵一[†]
[†]群馬大学 [‡](株) 半導体理工学研究センター (STARC)

Keisuke KATO[†] Kazuyuki WAKABAYASHI[†] Takafumi YAMADA[†]
 Haruo KOBAYASHI[†] Osamu KOBAYASHI[‡] Kiichi NIITSU[†]

[†]Gunma University [‡]Semiconductor Technology Academic Research Center (STARC)

要約 狭帯域・高周波信号を扱う通信用 AD 変換器テスト入力用 2 トーン信号を任意波形発生器で低歪みで生成するアルゴリズムを提案し、その有効性を理論解析、シミュレーションおよび実測で検証した。提案手法は任意波形発生器の非線形性を正確に同定する必要がなく、ハードウェア構成の変更が不要でプログラムの変更のみで効果が得られる。

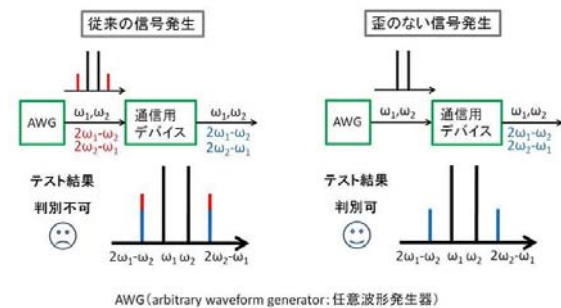


図 1: 従来および低歪み 2 トーン信号発生法。

1 はじめに

1.1 研究背景, 目的

AD 変換器等のアナログ回路の重要なテストの一つとして、線形性テストがある [1, 2]。多くの狭帯域で使用する通信用デバイス等の線形性テストでは、2 トーン信号を入力信号として使用する [3]。その際、低コストテストのために比較的 low performance の任意波形発生器 (AWG: Arbitrary Waveform Generator) を用いて 2 トーン信号を生成する場合を考える。直接的な 2 トーン信号発生アルゴリズムを用いると AWG の非線形性により歪みも生成してしまい、通信用デバイスから出力される歪み成分が AWG のものか通信用デバイスのものを高精度で判別するのは難しくなり、高い品質な線形性テストは難しくなる (図 1)。

そこで本論文では比較的 low performance・低コストの装置 (AWG) を用い、適正な品質のテストを行うための低歪み 2 トーン信号発生技術を開発することを目的とする。

1.2 AWG によるテスト信号発生

AWG は任意のアナログ波形を生成するために使用され、DSP と DAC+Amplifier で構成される (図 2)。DSP 部のプログラミングで任意のデジタル波形を生成

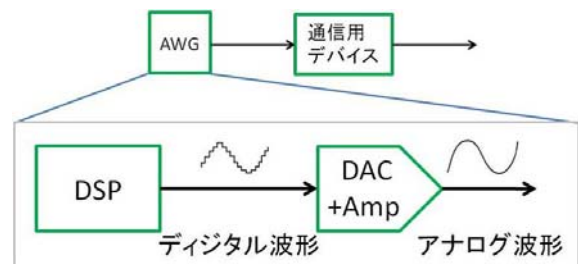


図 2: 任意波形発生器 (AWG) の構成。

し、DAC+Amplifier 回路部でデジタルからアナログに変換することで任意のアナログ波形出力を得る。

現実の DAC+Amplifier はアナログ回路なので製造ばらつき等のために非線形性が存在しデジタル入力の 2 乗や 3 乗等に比例した項を持つ (図 3)。入力の 2 乗の項が 2 次歪み、3 乗の項が 3 次歪みとなる [4, 5, 6]。

1.3 相互変調歪み

AWG 内の DSP で生成する波形に周波数成分 ω_1 と ω_2 の 2 トーン信号を用いる。

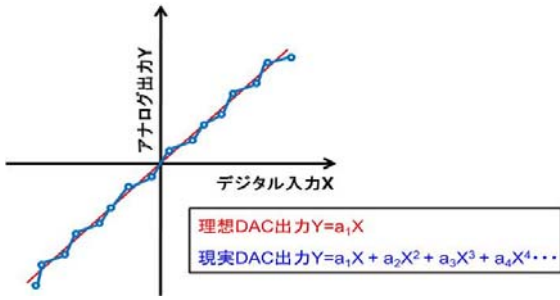


図 3: DAC+アンプの非線形性.

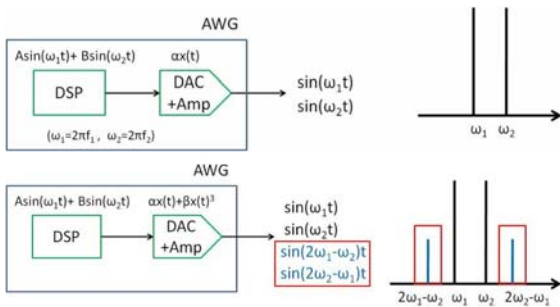


図 4: 相互変調歪みの生成.

DAC+Amplifier に非線形性がない場合は、AWG から ω_1 と ω_2 の入力周波数成分のみのスペクトルが出力される。

3 次の非線形性がある場合は AWG から入力周波数成分のみでなく $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$ という入力周波数に近傍した周波数成分が発生する。これを相互変調歪みといい、3 次の相互変調歪みなので IMD3 (3rd-order Intermodulation Distortion) という [3]。

1.4 通信用デバイスの線形性テスト

狭帯域通信用デバイスに線形性のテストを考える。1 トーン信号を用いると非線形性によって生じた高調波歪み成分は帯域外に出てしまい減衰・除去されてしまうので、これでは高品質の線形性テストができない。一方、2 トーン信号を用いたテストの場合、非線形性により帯域内に相互変調歪みが発生するため、線形性を正しくテストできる。

したがってこのためには入力信号に相互変調歪みが小さい 2 トーン信号を用いる必要がある。

2 従来信号発生方法

2.1 2 トーン信号発生

DAC+Amplifier に 3 次歪みがある AWG を使用して、2 トーン信号を発生させる場合を考える。

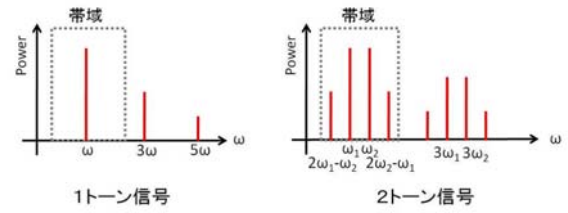


図 5: 通信用デバイスの線形性テストでの 1 トーン信号と 2 トーン信号の違い。

ここで DAC+Amplifier の出力特性を式 (1) に近似する。DSP から DAC+Amplifier への入力信号として式 (2) の 2 トーン信号を入力する。式 (1) に式 (2) を代入すると、出力信号として式 (3) が得られる。

DAC+Amplifier の出力特性式:

$$y(t) = \alpha x(t) + \beta x(t)^3. \quad (1)$$

入力信号:

$$x(t) = A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t). \quad (2)$$

出力信号:

$$\begin{aligned} y(t) = & \frac{1}{4} (4\alpha A + 3\beta A^3 + 6\beta AB^2) \sin(\omega_1 t) \\ & + \frac{1}{4} (4\alpha B + 6\beta A^2 B + 3\beta B^3) \sin(\omega_2 t) \\ & - \frac{1}{4} \beta A^3 \sin(3\omega_1 t) - \frac{1}{4} \beta B^3 \sin(3\omega_2 t) \\ & - \frac{3}{4} \beta A^2 B \sin(2\omega_1 t + \omega_2 t) \\ & + \frac{3}{4} \beta A^2 B \sin(2\omega_1 t - \omega_2 t) \\ & - \frac{3}{4} \beta AB^2 \sin(\omega_1 t + 2\omega_2 t) \\ & - \frac{3}{4} \beta AB^2 \sin(\omega_1 t - 2\omega_2 t). \end{aligned} \quad (3)$$

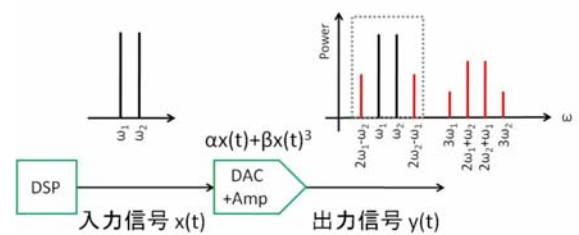


図 6: AWG の 3 次非線形性と 2 トーン信号発生.

DAC+Amplifier の 3 次歪みをもつ AWG での 2 トーン信号発生を図 6 に示す。出力信号 $y(t)$ には、入力信号では存在しない高調波成分 $3\omega_1$, $3\omega_2$ と相互変調歪み成分 $2\omega_1 + \omega_2$, $2\omega_2 + \omega_1$, $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$ が生成される。このうち $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$ は信号周波数成分に近傍するためフィルタで取り除くのは困難で、高品質線形性テストの障害となる。

2.2 従来信号発生方法のシミュレーション

DAC+Amp の歪みを 3 次とした時の相互変調歪みの生成を MATLAB によるシミュレーションで検証した。シミュレーション条件を表 2.1 に示す。

表 2.1 従来信号発生方法のシミュレーション条件

DAC 出力特性	$y(t) = \alpha x(t) + \beta x(t)^3$
入力信号	$x(t) = \sin\omega_1 t + \sin\omega_2 t$
1 次係数 (DAC)	0.98
3 次係数 (DAC)	-0.05
入力周波数 f_1 ($= \omega_1/2\pi$)	63
入力周波数 f_2 ($= \omega_2/2\pi$)	65
サンプリング周波数	2^{14} ($= 16384$)

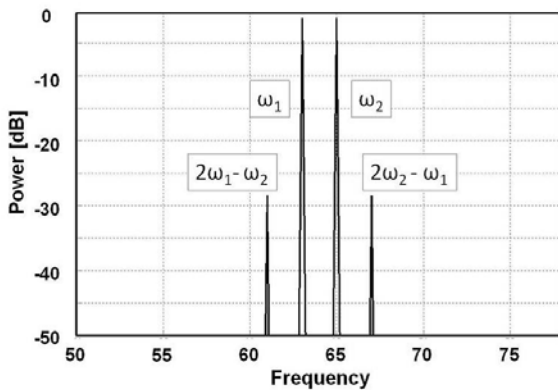


図 7: シミュレーション結果。

信号周波数成分近傍に $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$ の IMD3 が生成されていることが分かる (図 7)。

3 提案信号発生方法

3.1 提案信号発生方法 (3 次高調波信号入力)

ここでは DAC+Amp に 3 次歪みがある AWG での 3 次相互変調歪み (IMD3) をキャンセルする 2 トーン信号生成アルゴリズムを提案する。

DSP で発生させる信号を所望する信号周波数成分に加え 3 次の高調波も同時に発生させ DAC+Amp に入力する。これにより DAC+Amp の歪みで 3 次の高調波による IMD3 も発生するが、これが従来の IMD3 と逆位相であれば、互いに打ち消しあいキャンセルされる。

3 次の高調波を DAC+Amp に入力したため、望んでいない信号帯域外の高周波歪み成分も出力されるが、後段のアナログフィルタにより除去可能である。

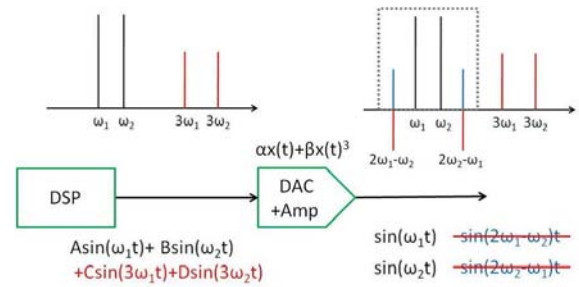


図 8: 提案低歪み 2 トーン信号発生法の原理。

3.2 3 次高調波信号の係数の決定

DAC+Amp の出力特性を式 (4) で近似する。DSP から DAC+Amp への入力信号は式 (5) に示すように 3 次高調波を加える。

DAC+Amp の出力特性:

$$y(t) = \alpha x(t) + \beta x(t)^3. \quad (4)$$

入力信号:

$$x(t) = A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t) + C \sin(3\omega_1 t) + D \sin(3\omega_2 t). \quad (5)$$

式 (4), 式 (5) より, IMD3 成分 $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$ の係数がゼロになるように 3 次高調波信号の係数 C, D を決定する。IMD3 成分の係数を抜き出しゼロとすると式 (6) が得られる。

$$\begin{aligned} \beta/4 \cdot (-3A^2B + 6ABC) &= 0, \\ \beta/4 \cdot (-3AB^2 + 6ABD) &= 0. \end{aligned} \quad (6)$$

式 (6) より, 係数 C, D は式 (7) となる。

$$C = \frac{A}{2} \quad D = \frac{B}{2}. \quad (7)$$

式 (7) から分かるように, 3 次高調波信号の係数 C, D は DAC の 1 次歪み係数 α , 3 次歪み係数 β に依存しない。よって提案アルゴリズムは DAC の歪み特性を同定する必要がない。

補正後の出力信号:

$$\begin{aligned}
 y(t) = & \left\{ \alpha A + \beta/8 \cdot (6A^3 + 15AB^2) \right\} \sin(\omega_1 t) \\
 & + \left\{ \alpha B + \beta/8 \cdot (6B^3 + 15A^2 B) \right\} \sin(\omega_2 t) \\
 & + \left\{ \alpha A/2 + \beta/32 \cdot (27A^3 + 30AB^2) \right\} \sin(3\omega_1 t) \\
 & + \left\{ \alpha B/2 + \beta/32 \cdot (27B^3 + 30A^2 B) \right\} \sin(3\omega_2 t) \\
 & - 3\beta/16 \cdot (A^3 \sin(5\omega_1 t) + B^3 \sin(5\omega_2 t)) \\
 & - 3\beta/16 \cdot (A^3 \sin(7\omega_1 t) + B^3 \sin(7\omega_2 t)) \\
 & - \beta/32 \cdot (A^3 \sin(9\omega_1 t) + B^3 \sin(9\omega_2 t)) \\
 & - 3\beta A^2 B/4 \cdot \{ \sin(4\omega_1 + \omega_2)t - \sin(4\omega_1 - \omega_2)t \} \\
 & - 3\beta AB^2/4 \cdot \{ \sin(\omega_1 + 4\omega_2)t + \sin(\omega_1 - 4\omega_2)t \} \\
 & - 3\beta A^2 B/8 \cdot \{ \sin(4\omega_1 + 3\omega_2)t - \sin(4\omega_1 - 3\omega_2)t \} \\
 & - 3\beta AB^2/8 \cdot \{ \sin(3\omega_1 + 4\omega_2)t + \sin(3\omega_1 - 4\omega_2)t \} \\
 & - 3\beta A^2 B/16 \cdot \{ \sin(6\omega_1 + \omega_2)t - \sin(6\omega_1 - \omega_2)t \} \\
 & - 3\beta AB^2/16 \cdot \{ \sin(\omega_1 + 6\omega_2)t + \sin(\omega_1 - 6\omega_2)t \} \\
 & - 3\beta A^2 B/32 \cdot \{ \sin(6\omega_1 + 3\omega_2)t - \sin(6\omega_1 - 3\omega_2)t \} \\
 & - 3\beta AB^2/32 \cdot \{ \sin(3\omega_1 + 6\omega_2)t + \sin(3\omega_1 - 6\omega_2)t \}.
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

注意: 式(8)からわかるように, 例えば $4\omega_1 - \omega_2$ の成分は信号振幅の5乗ではなく3乗に比例する. この成分は x^3 の項により, $\omega_1, \omega_2, 3\omega_1$ の成分が混合したために生じる. したがってIMD5と同じ周波数のトーンであるが厳密にはIMD5ではない. しかし, ここでは便宜上この成分をIMD5と記述する. IMD7等の記述も同様である.

3.3 提案信号発生方法(3次高調波信号入力)のシミュレーション

DAC+Ampの歪みを3次とした時, 提案信号発生方法の有効性をMATLABによるシミュレーションで検証する. シミュレーション条件を表3.2に示す.

表3.2 提案信号発生方法のシミュレーション条件

DAC出力特性	$y(t) = \alpha x(t) + \beta x(t)^3$
入力信号	$x(t) = \sin\omega_1 t + \sin\omega_2 t + 0.5\sin 3\omega_1 t + 0.5\sin 3\omega_2 t$
1次係数(DAC)	0.98
3次係数(DAC)	-0.05
入力周波数 $f_1 (= \omega_1/2\pi)$	63
入力周波数 $f_2 (= \omega_2/2\pi)$	65
サンプリング周波数	$2^{14} (= 16384)$

シミュレーションより, 信号付近にあったIMD3は補正されている. また, IMD7は信号から離れており, 従来のIMD3より小さくなっている.

4 実験

4.1 実験装置

実験装置は図10のAWGとスペクトラムアナライザを使用する. AWGはアジレントテクノロジーの

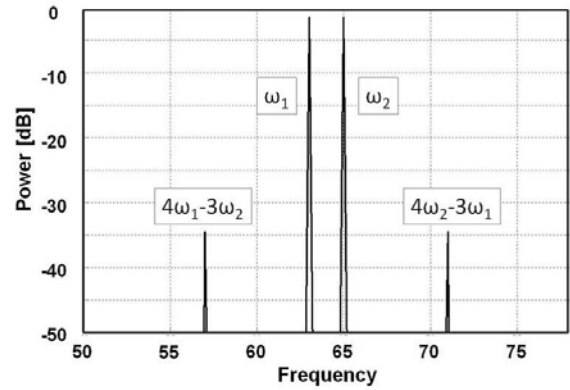


図9: シミュレーション結果.

33120Aを使用する. AWGの仕様は表4.1, スペクトラムアナライザの仕様は表4.2である. 実験はAWGでアナログ信号を生成し, それをスペクトラムアナライザに出力し各周波数成分を計測した. AWGの生成する信号のデータは, アジレントテクノロジーの任意波形生成ソフトウェア「Waveform Editor」によって作成した.



図10: 実験装置.

表4.1 AWG(Agilent 33120A)の仕様

サンプリング点数 [点]	8~16k
最大サンプリングレート [Sa/s]	40M
周波数レンジ [Hz]	100u~5M
電圧レンジ [Vpp]	50m~10
振幅分解能 [bit]	12

表4.2 スペクトラムアナライザ(HP ESA-L1500A)の仕様

入力インピーダンス [Ω]	50
入力周波数レンジ [Hz]	9k~1.5G
最大入力電圧 [Vpp]	20

4.2 実験条件

従来信号発生方法の入力信号式 (9) と提案信号発生方法の入力信号式 (10) を用いて実験を行う。実験条件を表 4.3 に示す。

従来手法の入力信号

$$x(t) = A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t). \quad (9)$$

提案手法の入力信号

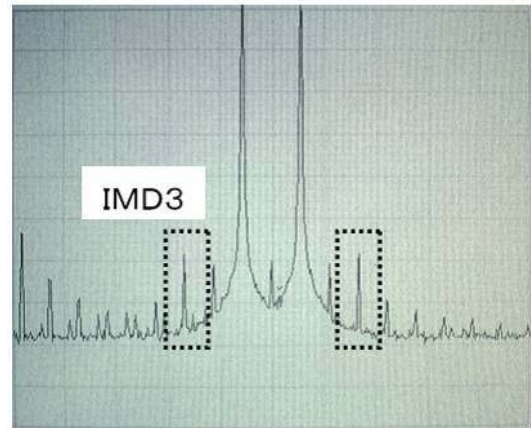
$$x(t) = A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t) + C \sin(3\omega_1 t) + D \sin(3\omega_2 t). \quad (10)$$

表 4.3 実験条件

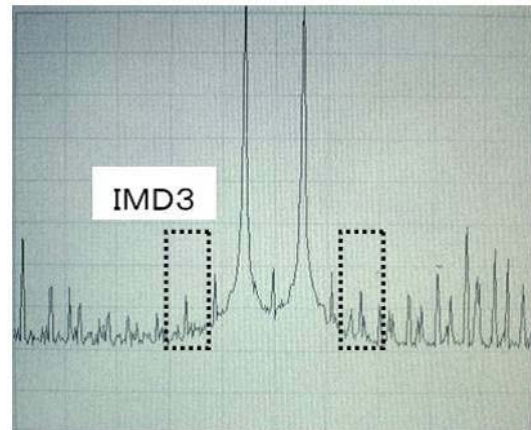
従来手法の入力信号	$x(t) = \sin\omega_1 t + \sin\omega_2 t$
提案手法の入力信号	$x(t) = \sin\omega_1 t + \sin\omega_2 t + 0.5\sin 3\omega_1 t + 0.5\sin 3\omega_2 t$
入力周波数 $f_1 (= \omega_1/2\pi)$ [Hz]	1M
入力周波数 $f_2 (= \omega_2/2\pi)$ [Hz]	1.1M
入力電圧 [Vpp]	1.3~2.3 0.1刻み
サンプリング周波数 [Hz]	40M

4.3 実験結果

入力周波数の振幅電圧 2.3Vpp 時の実験結果を図 11 に示す。また、各振幅電圧での実験データ、従来方式は表 4.4, 提案方式は表 4.5 に示す。図 11 より提案手法を用いることにより IMD3 が減少していることが分かる。



(a) 従来手法



(b) 提案手法

図 11: 従来手法 (a) と提案手法 (b) の出力スペクトラム (2.3Vpp 時).

表 4.4 従来手法の実験データ

入力振幅 [Vpp]	信号成分 [dBm]	IMD3 [dBm]	IMD7 [dBm]
1.3	0.45	-72.28	-80.91
1.4	1.23	-71.28	-80.64
1.5	1.71	-70.13	-79.47
1.6	2.16	-68.83	-79.36
1.7	2.73	-66.81	-79.21
1.8	3.21	-65.60	-78.46
1.9	3.63	-63.98	-78.26
2.0	4.12	-62.82	-77.76
2.1	4.65	-61.09	-77.73
2.2	5.04	-59.79	-77.30
2.3	5.38	-58.66	-77.05

表 4.5 提案手法の実験データ

入力振幅 [Vpp]	信号成分 [dBm]	IMD3 [dBm]	IMD7 [dBm]
1.3	-0.19	-73.40	-74.81
1.4	0.44	-72.63	-73.48
1.5	1.03	-71.78	-72.29
1.6	1.62	-71.34	-71.06
1.7	2.08	-70.70	-69.91
1.8	2.72	-69.54	-69.18
1.9	3.18	-69.25	-67.82
2.0	3.67	-68.58	-66.76
2.1	4.13	-68.32	-65.77
2.2	4.58	-67.69	-64.80
2.3	5.16	-67.02	-63.47

4.4 実験考察

表 4.4 と表 4.5 のデータより、提案手法により信号成分, IMD3, IMD7 のスペクトルがどのように変化したかを表 4.6 に示す。また、従来手法と提案手法の IMD3 の比較を図 12, 提案手法を用いたことによる IMD3 の減少値を図 13, に示す。表 4.6 より、入力信号が 0.23 ~ 0.79 dB だけ減少するのに対し、IMD3 は 1.13 ~ 8.37 dB 減少していることが分かる。

また、図 12, 図 13 から分かるように、入力電圧が大きくなるにつれ、提案手法による IMD3 の減少値は大きくなっている。これは 3 次歪が 3 乗の項となっているので、電圧が大きくなった分 歪みはその 3 乗に比例して大きくなり、減少値も大きくなっているためと考えられる。提案手法により、IMD3 は減少するが IMD7 が 6.10 ~ 13.58dB 増加している。しかし、IMD7 は提案手法によって増加しても、従来手法の IMD3 より小さくなっており、影響は小さくなっている。この現象は理論と一致している。

以上のことより、この提案信号発生方法は十分効果があると言える。

表 4.6 提案手法によるスペクトルの変化

入力振幅 [Vpp]	信号成分 [dB]	IMD3 [dB]	IMD7 [dB]
1.3	-0.64	-1.13	6.10
1.4	-0.79	-1.35	7.16
1.5	-0.68	-1.64	7.18
1.6	-0.54	-2.52	8.31
1.7	-0.65	-3.89	9.30
1.8	-0.50	-3.94	9.29
1.9	-0.45	-5.27	10.44
2.0	-0.45	-5.76	11.01
2.1	-0.52	-7.23	11.96
2.2	-0.46	-7.91	12.50
2.3	-0.23	-8.37	13.58

5 まとめ

狭帯域・高周波信号を扱う通信用 AD 変換器テスト入力用 2 トーン信号を任意波形発生器で低歪みで生成するアルゴリズムを提案し、その有効性を理論解析、シミュレーションおよび実測で検証した。提案手法は任意波形発生器の非線形性を正確に同定する必要がなく、DSP 部のプログラムの変更のみで効果が得られる。

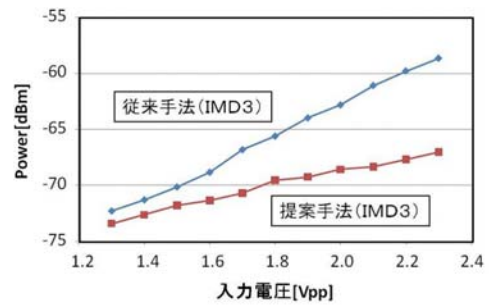


図 12: 従来手法と提案手法の IMD3 の比較。

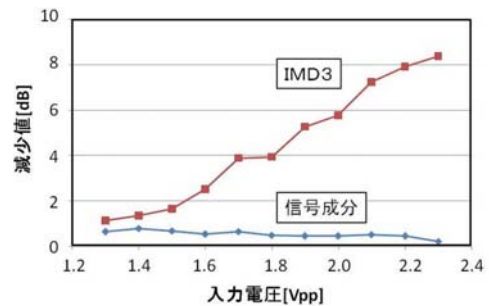


図 13: 提案手法による IMD3 の減少値。

謝辞 有意義な御討論をいただきました矢野雄二, 我毛辰弘, 松浦達治, 山口隆弘, 高井伸和, 宮下博之, 力野邦人, 岸上真也各位に謝意を表します。

参考文献

- [1] M. Burns, G. W. Roberts, An Introduction in Mixed-Signal IC Test and Measurement, Oxford Univ. 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」電子情報通信学会 集積回路研究会 (2010年7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, pp186-196 (2003年2月).
- [4] A. Maeda, "A Method to Generate a Very Low Distortion, High Frequency Sine Waveform Using an AWG", IEEE International Test Conf. (Oct.2008).
- [5] 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 (2010年9月).
- [6] K. Wakabayashi, et. al., "Low-Distortion Single-Tone and Two-Tone Sinewave Generation Algorithms Using an Arbitrary Waveform Generator", IEEE International Mixed-Signals, Sensors, and Systems Test Workshop (May 2011).