

低歪み信号発生用 DA 変換器アーキテクチャ

高川 若林和行 加藤啓介 安部文隆 小林春夫 (群馬大学)

小林修 (STARC) 松浦達治 新津葵一 高井伸和 (群馬大学)

Digital-to-Analog Converter Architecture for Low Distortion Signal Generation

Chuan Gao, Kazuyuki Wakabayashi, Keisuke Kato, Fumitaka Abe, Haruo Kobayashi (Gunma University)

Osamu Kobayashi (Semiconductor Technology Academic Research Center)

Tatsuji Matsuura, Kiichi Niitsu, Nobukazu Takai (Gunma University)

The paper describes the architecture of DACs in arbitrary waveform generator (AWG) for generating low distortion single-tone and two-tone sinewaves for testing ADCs. The conventional AWG consists of DSP and DAC, and the nonlinearity of the DAC generates distortion components. In this work, we use multiple DACs with the inputs which have same frequency but different phases and sum the outputs of DACs in order to compensate for distortion caused by DAC nonlinearity. Theoretical analysis, simulation results in SPICE demonstrate the effectiveness of this approach.

Key words: DAC, ADC Testing, Arbitrary Waveform Generator, Digital Pre-distortion, Distortion Shaping
(DA 変換器, ADC テスト, 任意波形発生器, デジタル補償, 歪み成形)

1. はじめに

ミクストシグナル LSI テストの重要な項目として, アナログ回路部の線形性テストがある. これはアナログ回路の非線形性によって生成される歪成分を計測して, 線形性の要求を満たしているかのテストである. このテストには低歪のテスト信号が必要であり, 任意波形発生器(AWG)で生成する(図 1). 低コストテストが重要であるので低コスト・低パフォーマンス AWG(Arbitrary Waveform Generator: AWG)を使用することが多い. しかし, 部品特性ばらつきが比較的大きいので非線形性が大きく, 低歪の高精度テスト信号を生成することが難しい.

本論文は単一正弦波と 2 トーン信号を発生する AWG 内部 DAC のアーキテクチャについての検討を行なった. AWG にて内部 DAC が非線形性を有すると, 単一正弦波信号生成, 2 トーン信号生成の両方の場合において AWG 出力に歪み成分が生成される. その改善のために, DAC を複数使用し出力を加算する構成を提案した(位相差合成型とよぶことにする).この手法についての理論解析と SPICE でのシミュレーション結果を示す.

2. 提案信号発生手法-位相差合成型

2.1 原理

AWG に内部 DAC が非線形性を有すると, 単一正弦波入力, 2 トーン信号入力の両方の場合において AWG 出力に歪み成分が生成される. その改善のために, DAC を複数使用し出力を加算する構成を提案する(図 2). 一方の DAC にデジタル入力 X_1 , もう一方の DAC に X_2 を入力する. 2 つの DAC からそれぞれ位相差を持ったアナログ出力 Y_1 と Y_2 が

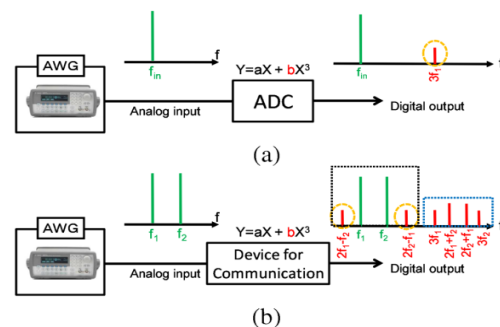


図 1. AWG によるテスト信号生成と ADC 非線形性テスト. (a)単一正弦波の場合. (b)2 トーン信号の場合.

Fig.1: AGW signal generation and ADC linearity testing. (a) Sinusoidal signal case. (b) Two-tone signal case.

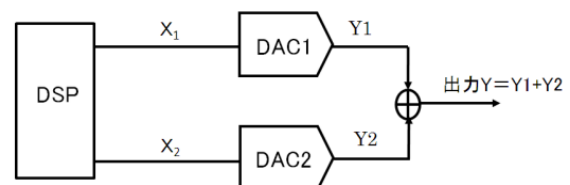


図 2.提案する位相差合成型 DAC. デジタル入力信号 x_1 , x_2 は周波数が同じで位相は異なる.

Fig.2: Proposed DAC architecture with digital inputs X_1 , X_2 of the same frequency but different phase.

出力され, 加算器によって Y_1 と Y_2 を加算し,最終的に歪成分がキャンセルされた出力 Y を得る. キャンセルできるのは, デジタル入力 X_1 と X_2 に位相差を持たせるためであ

る。出力 Y の基本波は DAC の 1 次係数の項によって生成されるが、歪成分は DAC の 2 次係数や 3 次係数等の項によって生成される。このため、基本波は X_1 と X_2 の位相差分となり、歪成分は基本波の 2 倍や 3 倍の位相差となる。この特徴を利用して、歪成分のみキャンセル可能な位相差をデジタル入力 X_1 と X_2 に与えている。図 3 の回路図に基づいて下記の二つの条件を分けて SPICE で効果検証を行なった。

- ① DAC 特性間にばらつきがない場合(二つの DAC の電流セルの電流源ミスマッチが同じ)
- ② DAC 特性間にばらつきがある場合(二つの DAC の電流セルの電流源ミスマッチが違う)

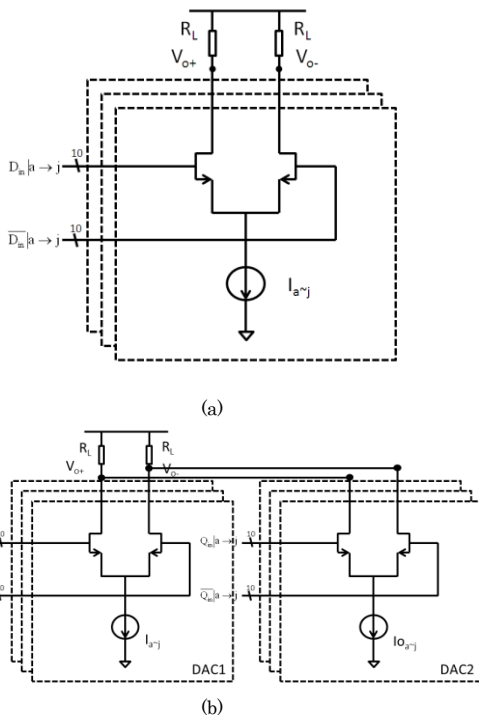


図 3 (a)従来方式の AWG 内部 DAC 構造. (b)提案方式位相差合成型 AWG 内部 DAC 構造.
Fig.3: (a) Conventional DAC architecture in AWG. (b) Proposed DAC architecture in AWG.

(注 1) 10-bit Differential Binary-weighted current steering DAC を用いて(180nm CMOS technology), シミュレーションを行なった。 $R_L=250\Omega, V_{CC}=3V, V_{out}=V_{o+}-V_{o-}$. 電流セルの電流源は I_{a-j} と I_{o-a-j} (10 個), それぞれ 1, 2I, 4I, 8I, 16I, 32I, 64I, 128I, 256I, 512I になる。

(注 2) DAC の出力差動構成にすることで偶数次歪み成分は除去できる。そのため DAC に 2 次歪みがある場合ではなく、3 次歪みがある場合を優先的に検討した。

2.2.単一正弦波(HD3 成分打消し)

従来手法で DAC に 3 次歪がある AWG で単一正弦波を発生させると、歪成分 HD3 が生成される。そこで、HD3 をキャンセルするために DAC2 つ使用した位相差信号合成型を適用

する。ここでは DAC1,2 の出力特性を式(1)と近似する。入力信号 X_1 として式 (2)に示す $\pi/6$ 位相の進んだ単一正弦波, 入力信号 X_2 として式 (3) のような $\pi/6$ 位相の遅れた単一正弦波を式 (1) へ代入し加算すると,出力信号 Y として式 (4) となる。

$$Y_{1,2} = aX + bX^3 \dots\dots\dots (1)$$

$$X_1 = A\sin(2\pi f_{in}nT_S + \pi/6) \dots\dots\dots (2)$$

$$X_2 = A\sin(2\pi f_{in}nT_S - \pi/6) \dots\dots\dots (3)$$

$$Y = Y_1 + Y_2 = 1.7(aA + \frac{3bA^3}{4})\sin 2\pi f_{in}nT_S \dots\dots\dots (4)$$

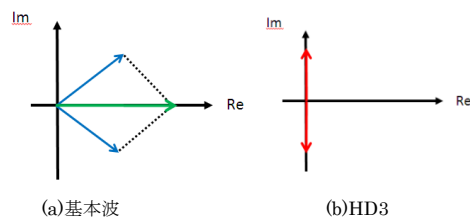
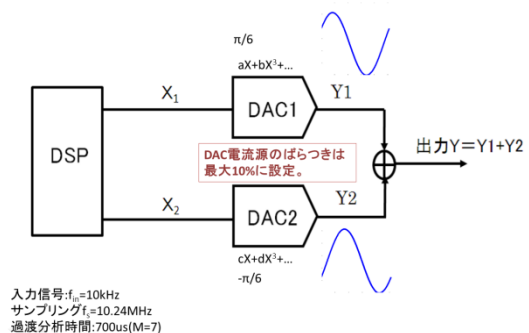


図 4.HD3 のキャンセル原理
Fig.4: HD3 cancel principle.

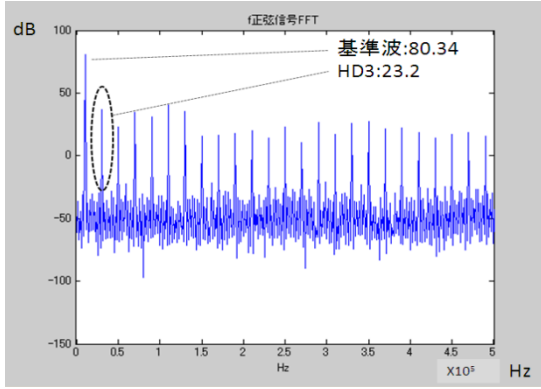
位相差信号合成型の出力信号 Y(式(4))を見ると 3 次歪みがキャンセルされることがわかる。DAC 出力信号 Y_1 と Y_2 の基本波は位相差が $\pi/3$ となる。よって図 4(a)のように出力信号 Y はベクトル合成される。一方、DAC 出力信号 Y_1 と Y_2 の歪成分 HD3 は位相差が基本波の 3 倍、 π となる。よって図 4(b)のようにキャンセルされる。

3 次歪みキャンセル効果を SPICE でシミュレーションし、その結果を MATLAB で FFT をしたスペクトラムを図 5 に示す。

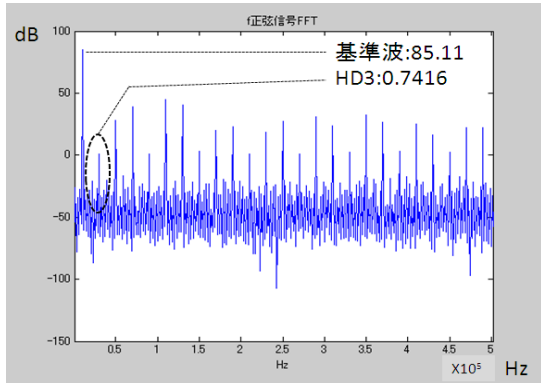


入力信号: $f_{in}=10kHz$
サンプリング: $f_s=10.24MHz$
過渡分析時間: 700us (M=7)

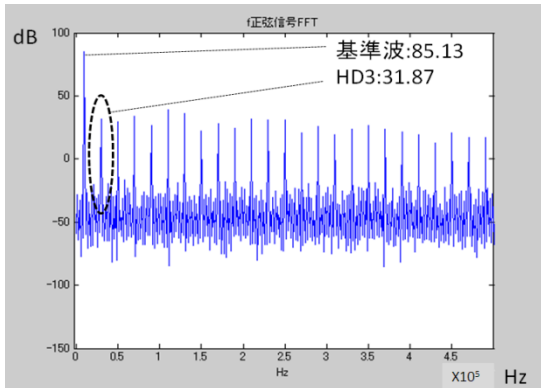
(a)単一正弦波 HD3 キャンセル



(b)従来手法



(c)提案手法：-DAC 特性間にばらつきがない場合



(d)提案手法：DAC 特性間にばらつきがある場合

図 5. 提案構成によるシミュレーション結果. (a)の条件によって,二つの DAC 中の電流セルの電流源のミスマッチ量が同じなら,(c)のように従来手法(b)より HD3 を減少できる. 二つの DAC 中の電流セルの電流源のミスマッチ量が違うなら,(d)のように HD3 はキャンセルできない.

Fig. 5: Simulation results of the proposed DAC architecture. (a) HD3 cancel for sinusoidal generation. (b) Conventional method. (c) Proposed method when two DAC characteristics are identical. (d) Proposed method when they are not identical.

信号合成型を適用する. ここでは簡単のため DAC1, 2 の出力特性を式(5)に示すように近似する. 入力信号 X1 として式(6)のように 2 つのうち片方の信号を $\pi/6$ 位相を進ませ, もう片方の信号を $\pi/6$ 遅らせた信号を入力する. 入力信号 X2

として式(7)のような入力信号 X1 の逆の位相差を持つ信号を入力する. そして式(6)と式(7)を式(5)に代入し加算すると, 出力信号 Y として式(8)のようになる.

$$Y_{1,2} = aX + bX^3 \dots\dots\dots (5)$$

$$X_1 = A\sin(2\pi f_1 nT_s + \pi/6) + B\sin(2\pi f_2 nT_s - \pi/6) \dots\dots\dots (6)$$

$$X_2 = A\sin(2\pi f_1 nT_s - \pi/6) + B\sin(2\pi f_2 nT_s + \pi/6) \dots\dots\dots (7)$$

$$Y = Y_1 + Y_2 = 1.7(aA + \frac{3bA^3}{4} + \frac{3}{2}bAB^2)\sin 2\pi f_1 nT_s + 1.7(aB + \frac{3bB^3}{4} + \frac{3}{2}bA^2B)\sin 2\pi f_2 nT_s - 1.3bA^2B \sin 2\pi(2f_1 + f_2)nT_s - 1.3bAB^2 \sin 2\pi(2f_2 + f_1)nT_s \dots\dots\dots (8)$$

DAC 出力信号 Y1 と Y2 の歪成分 IMD3 は位相差が基本波の 3 倍, π となる. よって図 6 のようにキャンセルされる. $2f_1+f_2$ と $2f_2+f_1$ 成分が残るが, 基本波から離れているため, フィルタで比較的容易に除去できる.

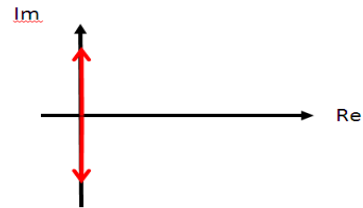


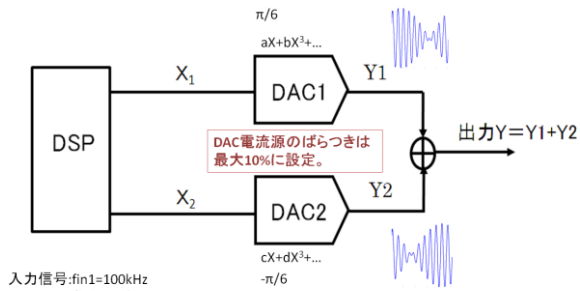
図 6. IM3 のキャンセル効果{ $IM3(2f_1-f_2, 2f_2-f_1)$ }

Fig.6: IM3 cancel effects.

3 次歪みキャンセル効果を SPICE でシミュレーションし, その結果を MATLAB で FFT をしたスペクトラムは図 7 で表した.

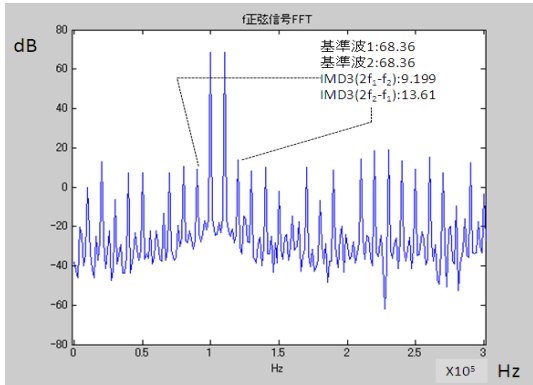
2.4. DAC 複数使用による負担増加の検討

位相差信号合成型は DAC を複数使用するが, その分の負担増加について検討する. 図 5 と図 7 のシミュレーション結果から従来手法の基本波は提案手法より約 4.6dB 小さいことがわかる. 例として, DAC 一つ使用する従来手法と DAC 二つ使用する位相差信号合成型を比較する.(図 8 参照). 提案手法の DAC 毎に消費電力は 1.7/2 倍程度になる. これは DAC 二つ使用しても単純に消費電力が 2 倍になるわけではないということを意味している.

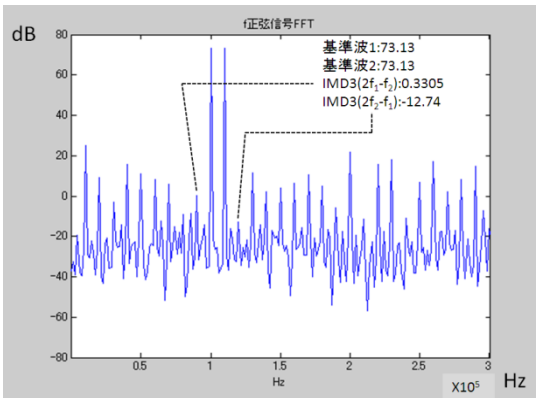


入力信号: fin1=100kHz
fin2=110kHz
サンプリング周波数: fs=10.24MHz
過渡分析時間: 700us (M=7)

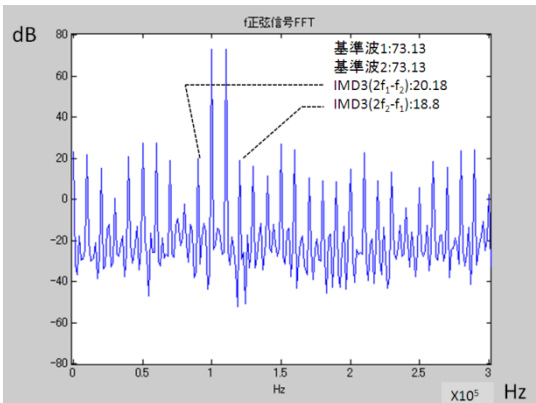
(a) 2 トーン信号 IMD3 キャンセル



(b) 従来手法



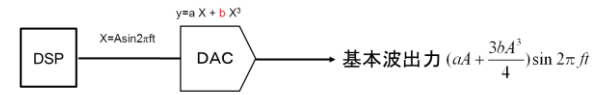
(c) 提案手法: DAC 特性間にばらつきがない場合



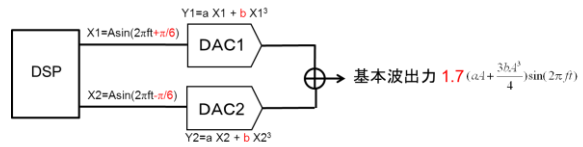
(d) 提案手法: DAC 特性間にばらつきがある場合

図 7. (a) の条件によって、二つの DAC 中の電流セルの電流源の mismatches が同じなら、(c) のように従来手法 (b) より IMD3 を減少できる。もし二つの DAC 中の電流セルの電流源の mismatches が違うなら、(d) のように IMD3 を低減できない。

Fig. 7: Simulation results of the proposed DAC architecture. (a) HD3 cancel for two-tone signal generation. (b) Conventional method. (c) Proposed method when two DAC characteristics are identical. (d) Proposed method when they are not identical.



(a) DAC1つの場合



(b) DAC2つの場合(位相差 π/3)

図 8. 基本波出力パワー. 提案手法 (b) の場合の出力は従来手法 (a) より 1.7 倍大きい. $20 \log 1.7 = 4.6 \text{ dB}$ であることがわかる。

Fig. 8: Fundamental component power. (a) Conventional method. (b) Proposed method.

3. ダイナミックエレメントマッチング (DEM) 構成

ダイナミックエレメントマッチング構成は上記の DAC 特性間にばらつきがある場合、三次歪みがキャンセルできない状況に対する改善提案である。(図 9 参照) このダイナミックエレメントマッチング構成は 1 クロック毎に信号の経路を変更することで DAC 特性のばらつきを時間平均化させる。1 クロックごとの経路の変化は図 10 となる。ダイナミックエレメントマッチング構成の効果の SPICE で検証を行いました(図 11 参照)。

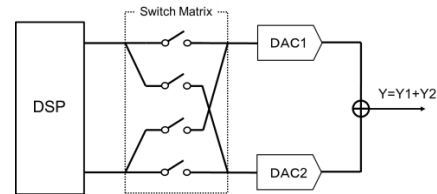


図 9. ダイナミックエレメントマッチング構成

Fig. 9: Dynamic element matching configuration.

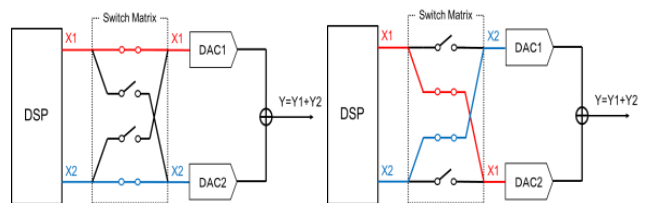
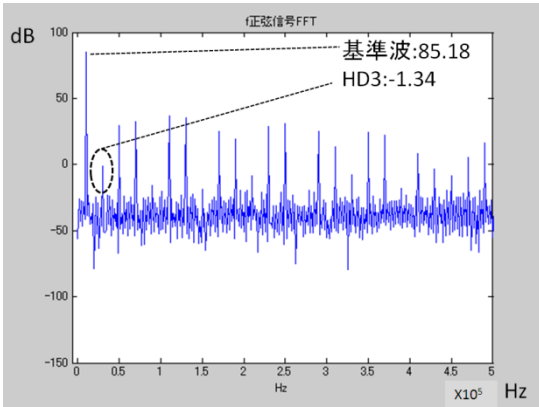
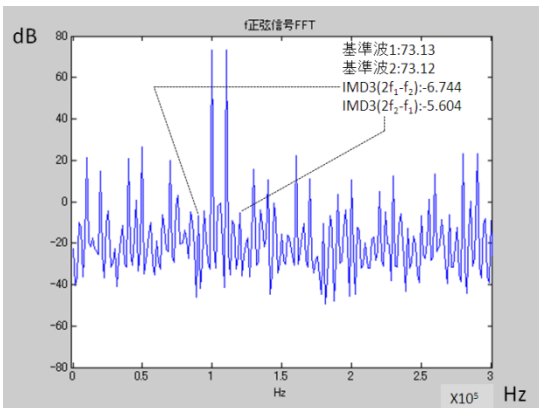


図 10. ダイナミックエレメントマッチング構成の動作. 最初のクロックでは上と下の 2 つのスイッチが ON する. それによって、入力 X1 を DAC1、入力 X2 を DAC2 に入力する. 次のクロックでは真ん中の 2 つのスイッチが ON する. それによって、入力 X1 を DAC2、入力 X2 を DAC1 に経路を切り替える. 次のクロックでまた戻る. この切り替えを繰り返す。

Fig. 10: Operation of dynamic element matching structure.



(a)単一正弦波 @二つの DAC 特性間にばらつきがある場合



(b) 2 トーン信号 @二つの DAC 特性間にばらつきがある場合

図 11. ダイナミックエレメントマッチング構成でのシミュレーション結果. ダイナミックエレメントマッチング構成を用いることによって,二つの DAC 特性間にばらつきがある場合でも,発生信号に 3 次歪みを減少できる.

Fig.11: Simulation results of dynamic element matching.

4. 「位相差合成型+位相差切り替え型」単一正弦波発生についての考察(HD3,HD5,HD7 キャンセル)

位相差合成型

メリット:高次歪みをキャンセルのわりに,新しい成分の歪みをスペクトラムに持ち込まない.

デメリット: 3,5,7 次の歪みを同時にキャンセルと, 8 個の DAC が必要. ハードウェア上の消費が増える.

位相差切り替え型(図 12 参照)[3][4][5]

メリット: DAC 一つだけを用いて, 高次歪みをキャンセルできる. ハードウェア変更なしに DSP 部のプログラミングを変えるだけで実現できる.

デメリット:

- 1) サンプリング周波数によって, 新たな高次歪み成分が生成される.
- 2)新たな高次歪み成分がホワイトノイズと相互変調して, ノイズフロアのレベルが増加する.

上記の二つの手法をトレードオフして提案するのは「位相差合成型+位相差切り替え型」である. 二つの DAC を用いるだけで, 3, 5, 7 次歪みを同時に減少できる. (図 13)

原理

従来手法で DAC に 3,5,7 次歪がある AWG で単一正弦波を発生させると, 歪成分 HD3,HD5,HD7 が生成する. (DAC に 3,5,7 次非線形特性がある場合). そこで, 二つ DAC 特性は $Y_{1,2}$ (式 9). 入力信号は D_{in1} (式 10), D_{in2} (式 11). そして式 (10) と式 (11) を式 (9) に代入し加算する結果として, HD3,HD5,HD7 成分が出でないことを確認できた.

表 1 シミュレーション条件

Table 1. Simulation Conditions

f_1	10kHz
f_{ck}	102.4MHz
f_{ck0}	409.6MHz

$$Y_{1,2} = aD_{in} + bD_{in}^3 + cD_{in}^5 + dD_{in}^7 \dots\dots\dots(9)$$

$$D_{in1} = \begin{cases} D_{in10}(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_1) & n = 4k \text{ の時} \\ D_{in11}(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_2) & n = 4k + 1 \text{ の時} \\ D_{in12}(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_3) & n = 4k + 2 \text{ の時} \\ D_{in13}(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_4) & n = 4k + 3 \text{ の時} \end{cases} \dots\dots\dots(10)$$

$$D_{in2} = \begin{cases} D_{in20}(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_8) & n = 4k \text{ の時} \\ D_{in21}(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_7) & n = 4k + 1 \text{ の時} \\ D_{in22}(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_6) & n = 4k + 2 \text{ の時} \\ D_{in23}(n) = A\sin(2\pi f_1 n T_s + \theta_5) & n = 4k + 3 \text{ の時} \end{cases} \dots\dots\dots(11)$$

位相条件:

$$\begin{cases} \theta_1 = -71\pi/210 & \theta_8 = 7\pi/210 \\ \theta_2 = -41\pi/210 & \theta_7 = 4\pi/210 \\ \theta_3 = -29\pi/210 & \theta_6 = 2\pi/210 \\ \theta_4 = -\pi/210 & \theta_5 = \pi/210 \end{cases}$$

3,5,7 次歪みキャンセル効果を SPICE でシミュレーションし, その結果を MATLAB で FFT をして得たスペクトラムを図 14 に示す.

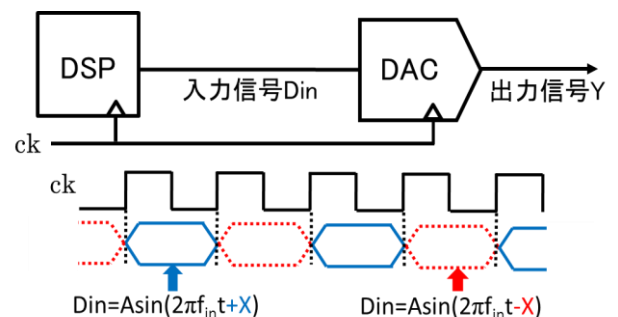


図 12. 位相異なる信号+X,-X 切り替えることで信号 D_{in} 生成する. 出力 Y の歪み成分をキャンセルできる.

Fig.12: Phase switching method.

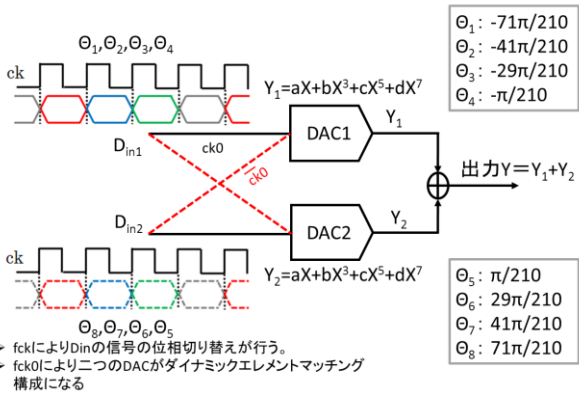


図 13. 「位相差合成型+位相差切り替え」:二つの DAC を使うと,3,5,7 次歪みがある場合に単一正弦波(2 トーン信号)を生成すると出力に歪み成分 HD3(IMD3)が発生するが, DAC を 2 つと加算器を使用すれば HD3(IMD3) のキャンセルが可能である.

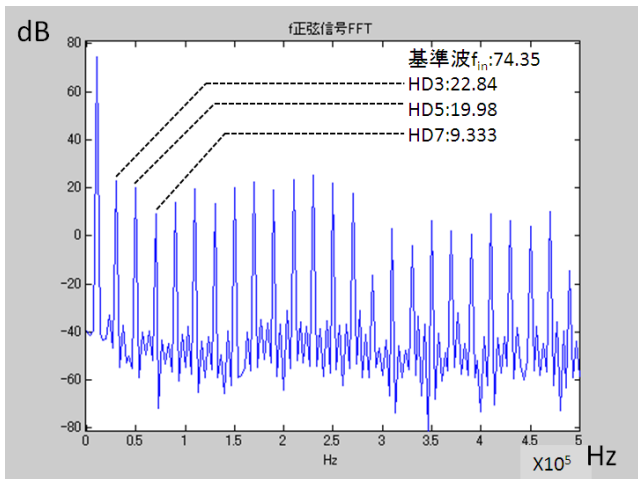
● 位相差合成型の二つの DAC 特性間にばらつきがない場合,三次歪みが低減できるが,二つ DAC 特性間にばらつきがある時,歪みの低減ができないことを SPICE 上で確認できた.

● ダイナミックエレメントマッチング構成を用いることによって,二つ DAC 特性間にばらつきがあっても,3 次歪みを減少できる.

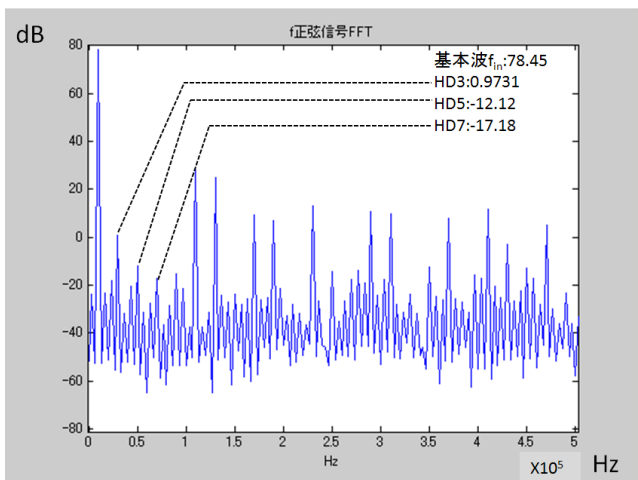
● 「位相差合成型+位相差切り替え型」を用いることによって,二つの DAC を用いるだけで,3, 5, 7 次歪みを同時に減少することが可能である.

今後の予定として「位相差合成型+位相差切り替え」を用いて,2 トーン信号の 3, 5, 7 次歪みの打ち消し効果の検討をしていく. さらに DAC サンプル周波数がこの提案手法にもたらす影響を考察する.

Fig. 13: Combination of two-DAC and phase switching methods.



(a)従来手法



(b)提案手法

図 14. 提案手法(b)「位相差合成型+位相差切り替え型」を用いた二つの DAC 非線形特性がばらつく場合,ダイナミックエレメント

マッチング(DEM)構成で単一正弦波出力のスペクトラム.

Fig. 14: Simulation results of the combination of two-DAC and phase switching methods.

5.まとめ

- 従来手法では,3 次歪みがある場合に単一正弦波(2 トーン信号)を生成すると出力に歪み成分 HD3(IMD3)が発生するが, DAC を 2 つと加算器を使用すれば HD3(IMD3) のキャンセルが可能である.
- 位相差合成型の二つの DAC 特性間にばらつきがない場合,三次歪みが低減できるが,二つ DAC 特性間にばらつきがある時,歪みの低減ができないことを SPICE 上で確認できた.
- ダイナミックエレメントマッチング構成を用いることによって,二つ DAC 特性間にばらつきがあっても,3 次歪みを減少できる.
- 「位相差合成型+位相差切り替え型」を用いることによって,二つの DAC を用いるだけで,3, 5, 7 次歪みを同時に減少することが可能である.

今後の予定として「位相差合成型+位相差切り替え」を用いて,2 トーン信号の 3, 5, 7 次歪みの打ち消し効果の検討をしていく. さらに DAC サンプル周波数がこの提案手法にもたらす影響を考察する.

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] 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).
- [3] 若林和行,上森聡史,山田貴文,小林修,加藤啓介,小林春夫,新津葵一,松浦達治「ADC テスト信号生成のための AWG 非線形補正技術」第 6 4 回 FTC 研究会 岐阜(2011年1月)
- [4] 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 長崎(2011年10月20日,21日)
- [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 $\Sigma\Delta$ 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).