

平成29年度 修士論文

アナログ IC 試験用低歪み信号生成技術の研究

指導教員 小林 春夫 教授

群馬大学大学院理工学府 理工学専攻  
電子情報・数理教育プログラム

柳田 朋則

# 目次

第1部 任意波形発生器を用いた低歪み信号生成アルゴリズム.....	5
第1章 序論.....	5
1.1 まえがき.....	5
1.2 AD変換器と線形性テスト.....	5
1.1.1 非線形性モデルと高調波.....	6
1.1.2 2トーン信号と相互変調歪み.....	7
1.2 任意波形発生器.....	8
1.3 任意波形発生器の周波数帯域と高調波出現領域.....	9
1.3.1 低周波領域.....	9
1.3.2 高周波領域.....	9
1.3.3 中間周波数領域.....	10
1.4 従来の低歪み信号生成手法.....	10
1.4.1 急峻なアナログフィルタの使用.....	10
1.4.2 プレディストーション法.....	10
1.5 本セクションの構成.....	11
第2章 位相スイッチング方式と低周波領域1トーン/2トーン信号生成.....	12
2.1 まえがき.....	12
2.2 1トーン正弦波の生成.....	12
2.3 位相差スイッチング信号.....	13
2.4 低周波領域3、5次高調波同時抑制.....	14
2.5 低周波領域2トーン信号生成法.....	15
第3章 高周波領域1トーン/2トーン信号生成.....	17
3.1 まえがき.....	17
3.2 高周波領域1トーン信号生成.....	17
3.3 高周波領域3、5次高調波同時抑制.....	18
3.4 高周波領域2トーン信号生成法.....	19
第4章 中間周波数領域1トーン/2トーン信号生成.....	20
4.1 まえがき.....	20
4.2 中間周波数領域1トーン信号生成.....	20
4.3 中間周波数における3,5次同時抑制.....	22
4.4 中間周波数における2トーン信号生成法.....	23
第5章 実験結果.....	25
5.1 まえがき.....	25
5.2 実験機材.....	25

5.3	高周波帯域 2 トーン信号生成 .....	25
5.4	中間周波数帯域 1 トーン信号生成 .....	26
5.5	中間周波数帯域 2 トーン信号生成 .....	27
5.6	考察 .....	28
第 6 章	まとめ .....	30
付録 A	.....	31
第 2 部	二値矩形波を用いた低歪み信号生成アルゴリズム .....	35
第 1 章	序論 .....	35
1.1	まえがき .....	35
1.2	低歪み信号生成の必要性 .....	35
1.3	1 ビットで構成することの重要性 .....	35
1.4	従来の二値信号生成法 .....	36
1.5	本セクションの構成 .....	36
第 2 章	矩形波減算方式アルゴリズム .....	37
2.1	まえがき .....	37
2.2	二値矩形波信号 .....	37
2.3	高調波抑制アルゴリズム .....	37
2.4	出力が二値となる条件 .....	39
2.5	複数の高調波抑制アルゴリズム .....	40
第 3 章	実験結果 .....	44
3.1	まえがき .....	44
3.2	任意波形発生器を用いた実機実験 .....	44
3.2.1	Duty50%矩形波の測定 .....	45
3.2.2	3 次抑制矩形波パターン .....	45
3.2.3	3,5 次同時抑制波形 .....	46
3.3	考察 .....	46
第 4 章	2 トーン信号生成法 .....	47
4.1	まえがき .....	47
4.2	2 トーン信号の問題点 .....	47
4.3	矩形波を用いた 2 トーン信号生成アルゴリズム .....	47
4.4	3 次高調波を抑制した 2 トーン信号 .....	49
第 5 章	提案手法の実用的な特徴と適用例 .....	51
5.1	まえがき .....	51
5.2	$\Delta\Sigma$ DAC との比較 .....	51
5.3	シフトレジスタと組み合わせた信号生成回路 .....	51
第 6 章	まとめ .....	54

第3部	ATAC回路を用いた磁界高調波	55
第1章	序論	55
1.1	まえがき	55
1.2	ワイヤレス給電の種類と特徴	55
1.3	ワイヤレス給電の適用例	55
1.4	磁界結合型ワイヤレスシステム	56
1.4.1	概要	56
1.4.2	問題点	56
1.5	本セクションの構成	57
第2章	ATAC(Automatic Turning Assist Circuit)の原理	58
2.1	まえがき	58
2.2	補助電源の追加による電流位相の補正	58
2.3	D級アンプ構成	59
第3章	高調波抑制スイッチングパターン	61
3.1	まえがき	61
3.2	3次高調波抑制アルゴリズム	61
第4章	提案手法とシミュレーション	63
4.1	まえがき	63
4.2	ATAC動作の検証	63
4.3	スイッチングパターンによるインダクタ電流の比較	64
4.4	考察	65
第5章	まとめ	66
文献目録		67
研究成果		68
謝辞		70

# 第1部 任意波形発生器を用いた低歪み 信号生成アルゴリズム

## 第1章 序論

### 1.1 まえがき

集積回路はムーアの法則に従い、集積度を増している。図 1.1 に示すように半導体の微細化によりシリコンコストが減少する一方でそのテストにかかるコストが増大する傾向にある [1] [2]。そのため、現在のテスト関係の国際会議では、いかにテストコストを抑えるかという話題がホットである。半導体のテストは、ウェハレベルから回路レベルまで様々なテストが行われるが、今回は回路レベルのテスト、特にアナログ/ミクスト回路テストについて述べる。アナログ回路のテストは、テスト信号を入力し、テスト対象の出力と期待値の差違を評価する。つまり技術的には、計測・測定に近い。計測技術またはテスト技術は「明日の最先端の回路(技術)を今日の回路(技術)でテストあるいは測定をしなければならない」というジレンマが常に存在するため、技術的に難しく独特なテクニックが生まれることがある。

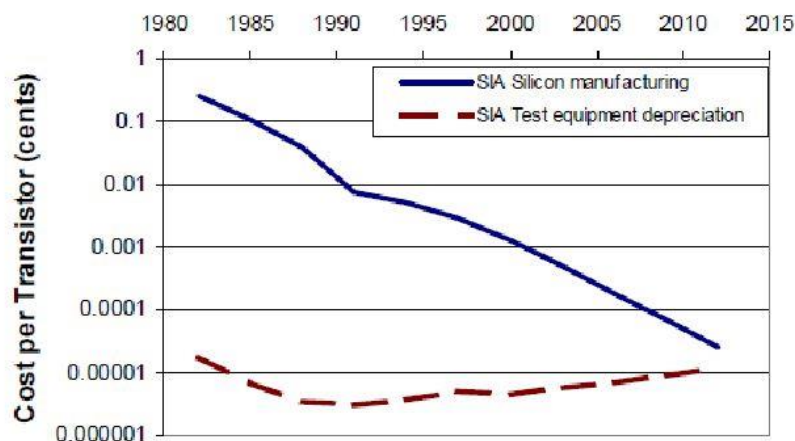


図 1.1. LSI 製造業界におけるシリコンコストとテストコストの遷移 [1]

### 1.2 AD 変換器と線形性テスト

ADC(Analog to Digital Converter)は昨今の家電、自動車、デジタル通信機器にとって必須の回路である。ADC の問題点として、アナログ入力とデジタル出力が必ずしも線形な関係にはならない非線形性が挙げられる。この非線形性を試験し、基準を満たす ADC だけを出荷しなければならない。一般的な ADC の線形性テストは図 1.2 のように、テスト用信号として任意波形発生器が用いられる [3]。キャプチャメモリ以降は ADC の出力を測定し検証するシステムへ繋がる。

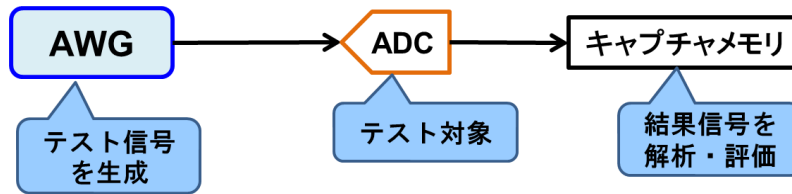


図 1.2. ADC テストの概要フロー図

### 1.1.1 非線形性モデルと高調波

一般的に線形システムは式(1.1)、非線形システムの伝達特性は式(1.2)で表される [4]。

$$f(x) = a_1x \tag{1.1}$$

$$f(x) = a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4 + \dots + a_nx^n \tag{1.2}$$

図 1.3 に示すように、入力信号を 1 トーン正弦波とした場合、非線形性を持つシステムは基本波の他に高調波が出力される。高調波は基本波の整数倍の周波数を持ち  $n$  次高調波( $n$ th-order harmonics : HD $n$ )と呼ばれる。

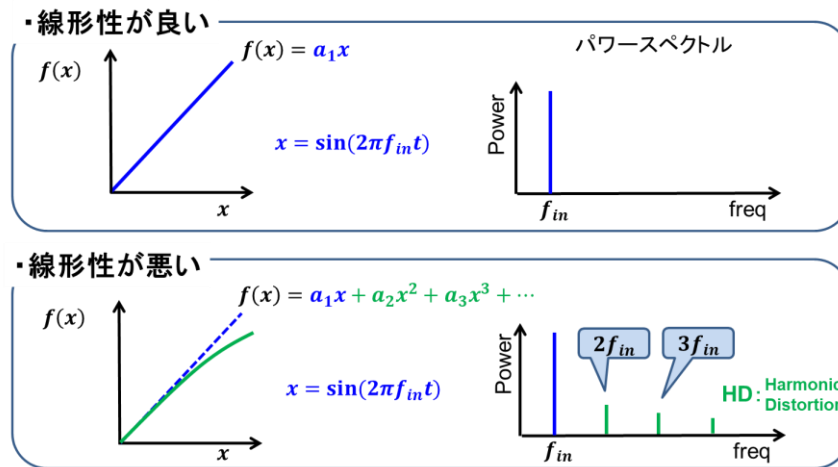


図 1.3. 線形システムと非線形システムの違い

一般的に、高調波は低次のものほど大きいレベルを持つため 2 次や 3 次の非線形項が問題となる。さらに、これらは基本波の近傍に現われるためアナログフィルタで取り除くことは難しい。偶数次歪みは回路を差動構成にするなどの工夫で低減が可能であるが、奇数次歪みに関しては工夫できる手法がない。そのため、3 次歪みの低減方法に注目が集まる。

### 1.1.2 2 トーン信号と相互変調歪み

2 トーン信号とは異なる周波数を持った 2 つの正弦波を足し合わせた信号である。主に通信系の帯域テストを伴った非線形性テストに用いられる。2 トーン信号の場合、非線形歪みは 2 つの信号が干渉し合い、相互変調歪み(IMD: Intermodulation Distortion)として現われる。その発生周波数は 3 次歪みの場合以下のようにして求めることができる。

まず 2 トーン信号を式(1.3)のように定義する。

$$g(t) = A \sin(2\pi f_1 t) + B \sin(2\pi f_2 t) \quad (1.3)$$

次に 3 次の非線形システムを式(1.4)のように定義する。

$$f(t) = a_1 g + a_3 g^3 \quad (1.4)$$

式(1.3)を(1.4)に代入して展開する。

$$\begin{aligned} f(t) = & \frac{4a_1 A + 3(A^3 + 2AB^2)a_3}{4} \sin(2\pi f_1 t) + \frac{4a_1 B + 3(B^3 + 2A^2B)a_3}{4} \sin(2\pi f_2 t) \\ & - \frac{3A^2 B a_3}{4} \sin(2\pi(2f_1 - f_2)t) + \frac{A^3 a_3}{4} \sin(2\pi 3f_1 t) \\ & - \frac{3AB^2 a_3}{4} \sin(2\pi(2f_2 - f_1)t) + \frac{B^3 a_3}{4} \sin(2\pi 3f_2 t) \\ & + \frac{3A^2 B a_3}{4} \sin(2\pi(2f_1 + f_2)t) + \frac{3AB^2 a_3}{4} \sin(2\pi(2f_2 + f_1)t) \end{aligned} \quad (1.5)$$

3 次相互変調歪みとして  $2f_1 - f_2$  および  $2f_2 - f_1$  の周波数成分が現われたことが分かる。これらは基本波  $f_1, f_2$  に近く、アナログフィルタで取り除くことは困難である。図 1.4 に 5 次の非線形性まで考慮した場合の高調波周波数を示す。付録 A に 2 トーン信号の 7 次非線形モデルまでの歪み振幅をテーブル表示した。式(1.5)の振幅係数などはそれに準じている。

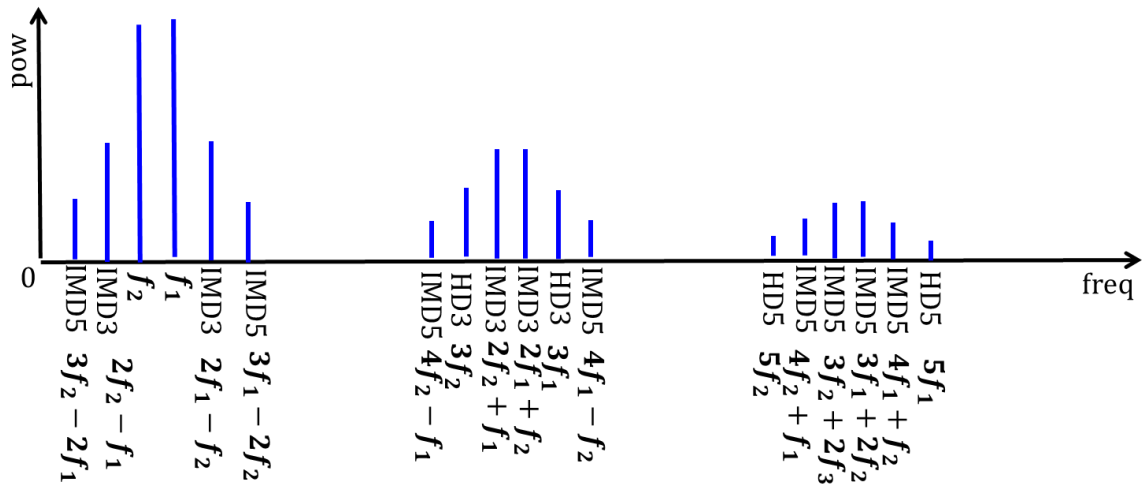


図 1.4.2 トーン信号における 5 次歪みまでの高調波周波数

## 1.2 任意波形発生器

図 1.5 に示したように任意波形発生器(AWG)には DSP(Digital Signal Processor)部と DAC(Digital to Analog Converter)が存在する。DAC は ADC 同様に非線形性を持つ回路ブロックである。そのため、DSP 部で単一正弦波を生成した後に、DAC を通すことで出力アナログ波には高調波が含まれる。高調波を含んだ信号がテスト対象にテスト信号として入力された場合、その出力には AWG 由来の歪みとテスト対象由来の歪みが足しあわさって出力される。その結果、図 1.6 に示すようにテスト対象(ADC)の非線形特性が本来よりも大きく検出されてしまう。アナログ/ミクスト LSI テストにおいてはテスト結果が基準値に対し相応の結果が満たされているかによって判断される。つまり、本来は基準値を超えないような良品であっても不良品とみなされてしまう可能性が高まる。

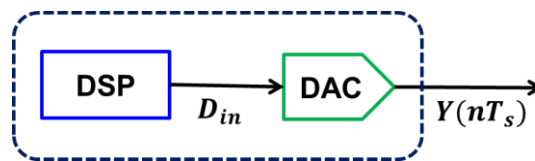


図 1.5.任意波形発生器の基本構成図



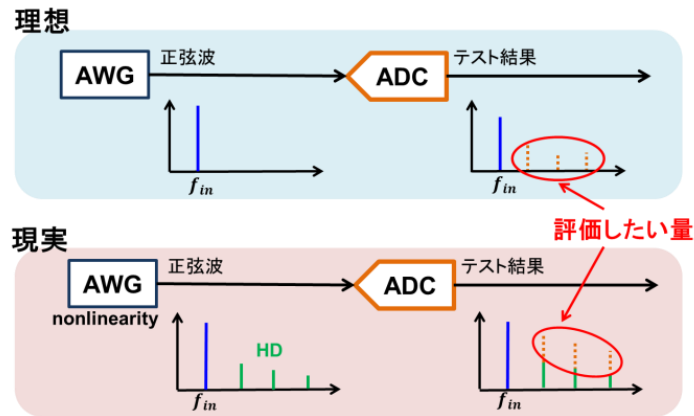


図 1.6.AWG の非線形性による良品排除の可能性

### 1.3 任意波形発生器の周波数帯域と高調波出現領域

任意波形発生器は波形メモリと DA 変換により信号を生成するため、サンプリング周波数と基本波周波数の関係によっては高調波が基本波近傍に現われてしまう。例えば基本波がナイキスト周波数に近ければ、高調波はイメージとして折り返り、基本波より低い周波数に現われる。我々は基本波の近傍に高調波が現われる帯域をナイキスト領域内で「低周波帯域」、「高周波帯域」、「中間周波数帯域」の 3 つに分けた。それぞれの帯域の定義と、高調波が現われる領域を説明する。

#### 1.3.1 低周波領域

直流(DC)近傍の領域と定義する。図 1.7 に示すように、3 次歪みは単純に基本波の 3 倍の周波数に現われる。

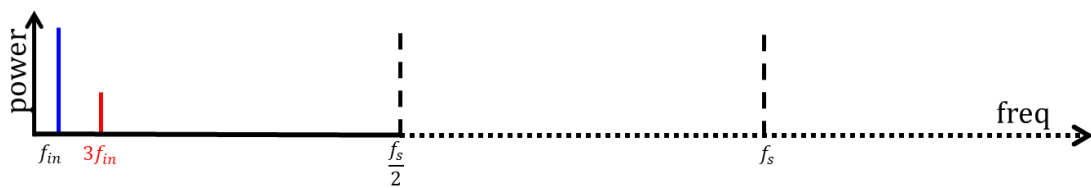


図 1.7. 低周波領域

#### 1.3.2 高周波領域

ナイキスト周波数( $f_s/2$ )近傍の領域と定義する。図 1.8 に示すように 3 次歪みは本来ならばサンプリング周波数を超えた周波数領域に現われるがイメージとして折り返り  $\frac{f_s}{2} - 3f_{in}$  に現われる。

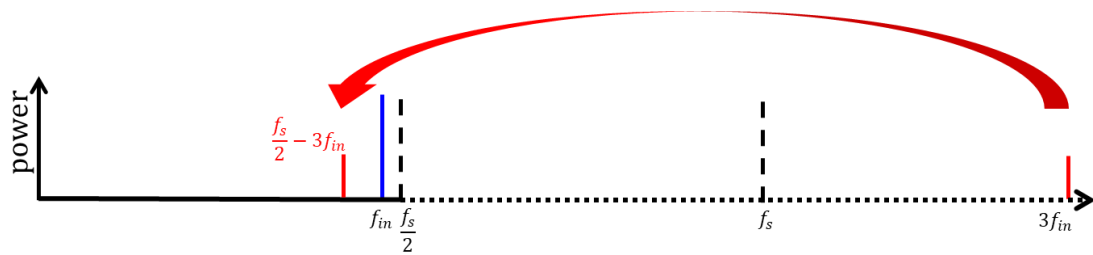


図 1.8. 高周波周波数

### 1.3.3 中間周波数領域

ナイキスト周波数の半分周波数( $f_s/4$ )近傍の領域と定義する。図 1.9 に示すように 3 次高調波は本来ならばナイキスト周波数を越えた領域に現われるがイメージとして折り返り  $f_s - 3f_{in}$  に現われる。

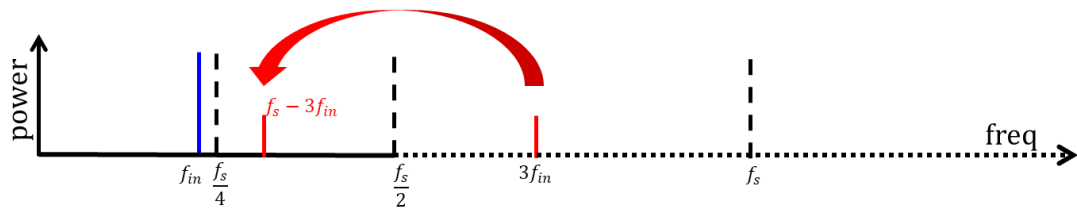


図 1.9. 中間周波数

## 1.4 従来の低歪み信号生成手法

任意波形発生器を用いた従来の低歪み信号生成法と問題点を紹介する。

### 1.4.1 急峻なアナログフィルタの使用

高調波を除去するアナログフィルタを用いる方法がある。相互変調歪みなど基本波の近傍に現われる高調波を除去するためには急峻なフィルタを用意する必要がある。急峻なフィルタを実装する上で問題となる点を以下に挙げる。 [3]

- (a) 高次数フィルタによる素子感度の影響
- (b) 回路規模の拡大

### 1.4.2 プレディストーション法

プレディストーション法とは非線形特性をあらかじめ同定し、その逆関数信号を用いることで非線形性の影響を打ち消す方法である。

- (a) 全ての非線形特性を同定する必要がある
  - 大量生産の時代に全ての AWG 非線形性同定を行うことは時間とコストがかかる。
- (b) 経年劣化などのシステム変動に弱い
  - 同定した特性は一定とは限らない。

### 1.5 本セクションの構成

第 2 章では低周波領域の低歪み信号生成法とともに本研究の核心である位相差スイッチング法について説明する。第 3 章ではナイキスト周波数に近い高周波領域で低歪み信号を生成するための方法を説明する。第 4 章では中間周波数における低歪み信号生成法を説明する。第 5 章では提案手法の有効性を検証するために AWG で実験をした結果について言及する。第 6 章では本研究のまとめを述べる。

## 第2章 位相スイッチング方式と低周波領域1 トーン/2 トーン信号生成

### 2.1 まえがき

本章では、任意波形発生器を用いた単一正弦波を ADC テスト用に発生させた際に問題となる AWG 由来の 3 次高調波のキャンセルアルゴリズムとして、位相差スイッチング法を提案する。提案手法は、AWG 内部の DSP プログラムを変更のみで対応ができるため従来ある AWG をそのまま用いて、高価なハードウェアの変更なしに低歪みの信号が実現可能であることを示す。

### 2.2 1 トーン正弦波の生成

AWG 内の DSP で生成される正弦波パターン  $D_{in}$  は式 (1.6) で表される。 $T_s$  はサンプリング周期、 $n$  はサンプル数とする。式 (1.7) に表す  $Y$  は AWG の出力であり、 $a_1, a_3$  は基本波および 3 次高調波の発生割合を決める係数である。DAC の非線形性を議論する際はこの式を用いる。

$$D_{in} = A \sin(2\pi f_{in} n T_s) \quad (1.6)$$

$$Y(n T_s) = a_1 D_{in} + a_3 D_{in}^3 \quad (1.7)$$

式 (1.6) を式 (1.7) に代入し展開すると式 (1.8) のようになる。基本波と 3 倍の周波数を持つ 3 次高調波が現われる。

$$a_1 D_{in} + a_3 D_{in}^3 = \frac{4a_1 A + 3a_3 A^3}{4} \sin(2\pi f_{in} n T_s) - \frac{a_3 A^3}{4} \sin(2\pi \cdot 3f_{in} n T_s) \quad (1.8)$$

図 1.10 にシミュレーション結果を示す。シミュレーションパラメータは以とした。

$$f_{in}/f_s = 3/200, \quad A = 1, \quad a_1 = 1, \quad a_3 = -0.01$$

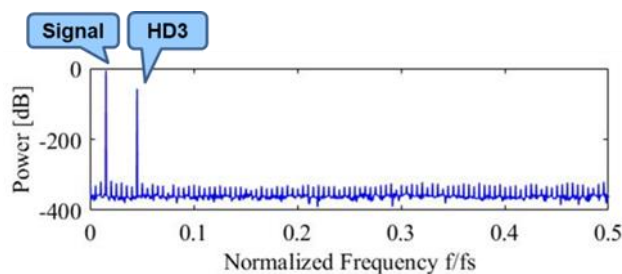


図 1.10. 低周波領域における AWG 直接出力スペクトラム

### 2.3 位相差スイッチング信号

位相差スイッチング信号とは、DSP 部において 2 つの信号  $X_0, X_1$  を 1 クロックごとに切り替えた信号である。ここでは式(1.9) (1.10)に示すような位相の異なる 2 つの正弦波を交互にサンプリングした波形について説明する。 [5] [6] [7]

$$X_0 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s + \varphi_0) \quad (1.9)$$

$$X_1 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s + \varphi_1) \quad (1.10)$$

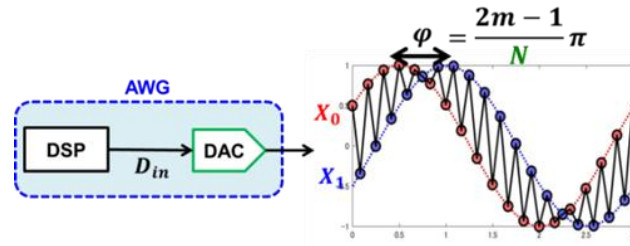


図 1.11. 位相スイッチング方式

式(1.9) (1.10)の交互サンプリング(インターリーブ)は式(1.11)で与えられる。

$$D_{in} = \frac{1}{2} \{ (1 + (-1)^n) X_0 + (1 - (-1)^n) X_1 \} \quad (1.11)$$

ここで式(1.12)のように  $(-1)^n$  の変換式を用いる。

$$(-1)^n = \cos(n\pi) = \cos\left(2\pi \left(\frac{f_s}{2}\right) n T_s\right) \quad (1.12)$$

式(1.7)の非線形性モデルに代入すると式(1.13)のようになる。

$$\begin{aligned} Y(nT_s) &= \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos\left(2\pi \cdot \frac{f_s}{2} n T_s\right) \right\} (a_1 X_0 + a_3 X_0^3) \\ &\quad + \frac{1}{2} \left\{ 1 - \cos\left(2\pi \cdot \frac{f_s}{2} n T_s\right) \right\} (a_1 X_1 + a_3 X_1^3) \\ &= \frac{4a_1 A + 3a_3 A^3}{8} (e^{j\varphi_0} + e^{j\varphi_1}) \sin(2\pi f_{in} n T_s) \\ &\quad - \frac{a_3 A^3}{8} (e^{j3\varphi_0} + e^{j3\varphi_1}) \sin(2\pi \cdot 3f_{in} n T_s) \\ &\quad - \frac{4a_1 A + 3a_3 A^3}{8} (e^{j\varphi_0} - e^{j\varphi_1}) \sin\left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} - f_{in}\right) n T_s\right) \\ &\quad + \frac{a_3 A^3}{8} (e^{j3\varphi_0} - e^{j3\varphi_1}) \sin\left(2\pi \left(\frac{f_s}{2} - 3f_{in}\right) n T_s\right) \end{aligned} \quad (1.13)$$

ここで 3 次高調波成分をゼロにするためには式(1.14)を満たす $\varphi_0, \varphi_1$ を選ぶ。つまり 2 つの正弦波に式(1.15)のような位相差 $\varphi_0 - \varphi_1$ を与えればよい。

$$e^{j3\varphi_0} + e^{j3\varphi_1} = 0 \quad (1.14)$$

$$\varphi_0 - \varphi_1 = \frac{(2m-1)\pi}{3} \quad (m = 1, 2, 3 \dots) \quad (1.15)$$

$m = 1$  のとき、式(1.16)のように位相差スイッチング信号を作ることによって 3 次高調波が抑制できる。

$$D_{in} = \begin{cases} X_0 = A \sin\left(2\pi f_{in} n T_s + \frac{\pi}{6}\right) & n: \text{even} \\ X_1 = A \sin\left(2\pi f_{in} n T_s - \frac{\pi}{6}\right) & n: \text{odd} \end{cases} \quad (1.16)$$

図 1.12 に式(1.18)を用いた $Y(nT_s)$ の周波数スペクトラムを示す。シミュレーションパラメータは以下とした。

$$f_{in}/f_s = 3/200, \quad A = 1, \quad a_1 = 1, \quad a_3 = -0.01$$

3 次高調波が抑制されているが高周波側にスプリアスが現われている。これらは式(1.15)において周波数が $\frac{f_s}{2} - f_{in}$ および $\frac{f_s}{2} - 3f_{in}$ を持つ項である。これらはアナログローパスフィルタで取り除くことが出来る。

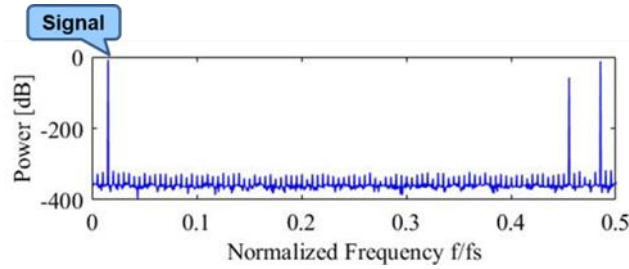


図 1.12. 低周波領域における AWG 位相スイッチング出力スペクトラム

#### 2.4 低周波領域 3、5 次高調波同時抑制

次に 3 次および 5 次高調波を同時に抑制する手法を説明する。まず 5 次までの非線形モデルは式(1.17)で表される。

$$Y(nT_s) = a_1 D_{in} + a_3 D_{in}^3 + a_5 D_{in}^5 \quad (1.17)$$

5 次非線形性モデルを使ったシングルトーン信号の出力スペクトラムを図 1.13 に示す。シミュレーションパラメータは以下とした。

$$f_{in}/f_s = 3/200, \quad A = 1, \quad a_1 = 1, \quad a_3 = -0.01, \quad a_5 = -0.001$$

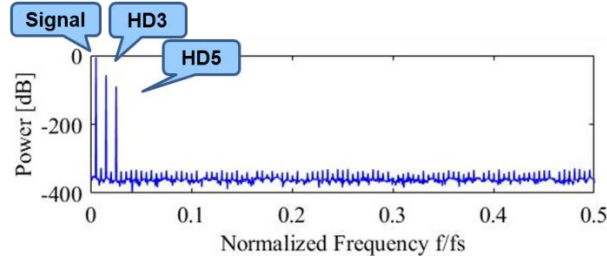


図 1.13. 低周波領域における 5 次非線形性モデルのシングルトーン信号出力

次に 3 次と 5 次の高調波を同時に抑制するアルゴリズムを説明する。式(1.18)に示すように 2 つの高調波を抑制するためには位相差の自由度を増やし、4 相の波形インターリーブで構成する [7]。

$$D_{in} = \begin{cases} X_0 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s - \varphi_a - \varphi_b) & n = 4k \\ X_1 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s + \varphi_a - \varphi_b) & n = 4k + 1 \\ X_2 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s - \varphi_a + \varphi_b) & n = 4k + 2 \\ X_3 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s + \varphi_a + \varphi_b) & n = 4k + 3 \end{cases} \quad (1.18)$$

3 次および 5 次高調波を同時に抑制するためには  $\varphi_a$  と  $\varphi_b$  を以下のように設定する。

$$\varphi_a = \frac{\pi}{6}, \quad \varphi_b = \frac{\pi}{10}$$

図 1.14 に式(1.18)を用いた式(1.17)の周波数スペクトラムを示す。シミュレーションパラメータは以下とした。

$$f_{in}/f_s = 1/200, \quad A = 1, \quad a_1 = 1, \quad a_3 = -0.01, \quad a_5 = -0.001$$

3 次および 5 次高調波が抑制されているが中間/高周波側にスプリアスが現われている。

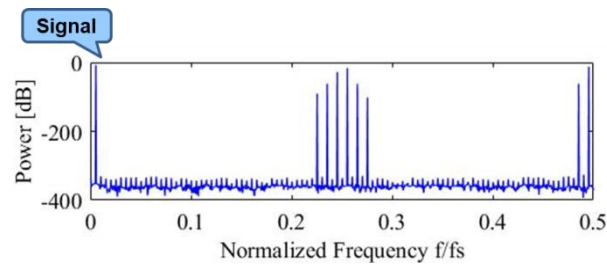


図 1.14. 低周波領域における 3,5 次同時抑制位相スイッチング出力スペクトラム

## 2.5 低周波領域 2 トーン信号生成法

位相差スイッチング信号を用いた低周波領域用 2 トーン信号生成法について説明する。まず AWG の 2 トーン信号として式(1.19)を用いる。

$$D_{in} = A \sin(2\pi f_1 n T_s) + B \sin(2\pi f_2 n T_s) \quad (1.19)$$

3次非線形モデルは式(1.7)を用いると直接出力スペクトルは図 1.15 のようになる。シミュレーションパラメータは以下に示す。

$$f_1/f_s = 3/200, \quad f_2/f_s = 4/200 \\ A = 1, \quad B = 1, \quad a_1 = 1, \quad a_3 = -0.01$$

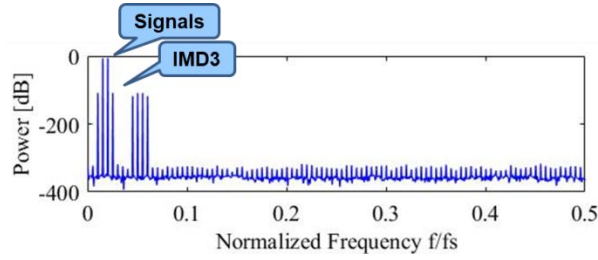


図 1.15 低周波領域における 2 トーン信号直接出力スペクトラム

次に相互変調歪み抑制手法として式(1.20)の位相差スイッチング方式を紹介する [8]。

$$\begin{cases} X_0 = A \sin(2\pi f_1 n T_s + \varphi_0) + B \sin(2\pi f_2 n T_s - \varphi_0) & n: \text{even} \\ X_1 = A \sin(2\pi f_1 n T_s - \varphi_0) + B \sin(2\pi f_2 n T_s + \varphi_0) & n: \text{odd} \end{cases} \quad (1.20)$$

3次相互変調歪みを抑制するためには位相を以下のように設定する [8]。

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{6}$$

図 1.16 に 3 次相互変調歪み抑制の位相差スイッチング出力スペクトルを示す。

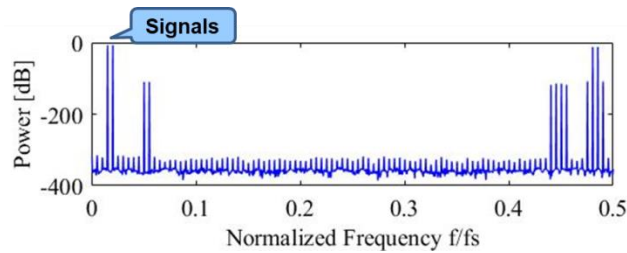


図 1.16. 低周波領域における 3 次相互変調歪み抑制の位相差スイッチング出力スペクトル



### 第3章 高周波領域 1 トーン/2 トーン信号生成

#### 3.1 まえがき

前章までは低周波領域の 1 トーン、2 トーン信号生成法について述べた。次にナイキスト周波数に近い高周波領域における高調波抑制法を説明する。

#### 3.2 高周波領域 1 トーン信号生成

ナイキスト周波数に近い高周波領域では高調波はイメージとして折り返り、基本波より低い近傍に現われる。AWG の高周波デジタル信号波形は式(1.6)、3 次非線形性モデルは式(1.7)を使う。直接出力のスペクトラムを図 1.17 に示す。シミュレーションパラメータは以下に示す。

$$f_{in}/f_s = 97/200, \quad A = 1, \quad a_1 = 1, \quad a_3 = -0.01$$

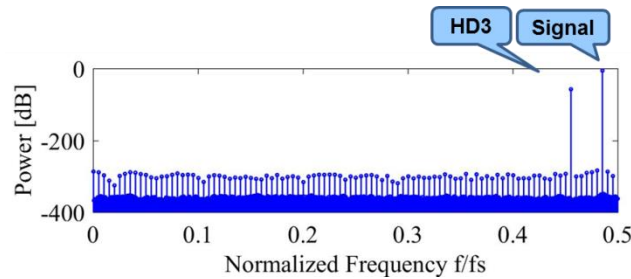


図 1.17. 高周波領域における AWG 直接出力スペクトラム

次に 3 次高調波のイメージを抑制する手法を考える。ここで低周波領域の位相差スイッチング法を利用し、位相差を変えるだけで高周波信号として使うというアプローチをとる。式(1.13)において高周波スプリアスの 3 次歪みイメージに当たる  $\frac{f_s}{2} - 3f_{in}$  の成分がゼロになれば良い。よって以下式の満たす位相差を設定する。

$$e^{j3\varphi_0} - e^{j3\varphi_1} = 0$$

$$\varphi_0 - \varphi_1 = \frac{2(2m-1)\pi}{3} \quad (m = 1, 2, 3 \dots) \quad (1.21)$$

つまり式(1.22)に示す位相差スイッチング法を適用すると、図 1.18 のようになる。

$$D_{in} = \begin{cases} X_0 = A \sin\left(2\pi f_{in} n T_s + \frac{\pi}{3}\right) & n: \text{even} \\ X_1 = A \sin\left(2\pi f_{in} n T_s - \frac{\pi}{3}\right) & n: \text{odd} \end{cases} \quad (1.22)$$

シミュレーションパラメータは以下とした。

$$f_{in}/f_s = 3/200, \quad A = 1, \quad a_1 = 1, \quad a_3 = -0.01$$

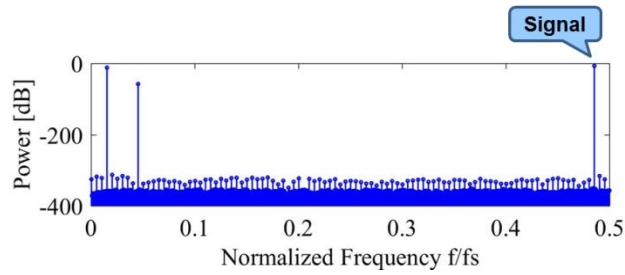


図 1.18. 高周波領域における位相差スイッチング出力スペクトラム

### 3.3 高周波領域 3、5 次高調波同時抑制

高周波領域における 3 次および 5 次高調波を同時に抑制する手法を説明する。まず 5 次までの非線形モデルは式(1.19)を用いる。5 次非線形性モデルを使った 1 トーン信号の出力スペクトラムは図 1.19 に示す。シミュレーションパラメータは以下に示す。

$$f_{in}/f_s = 99/200, \quad A = 1, \quad a_1 = 1, \quad a_3 = -0.01, \quad a_5 = -0.001$$

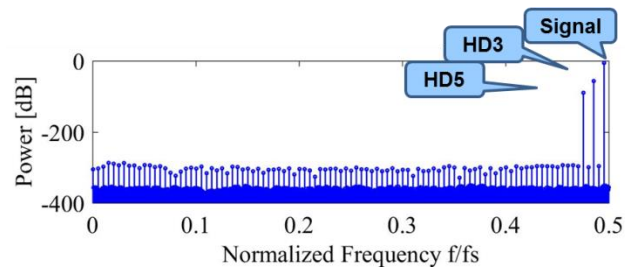


図 1.19. 高周波領域における 5 次非線形性モデルの 1 トーン信号直接出力

高周波領域の 3、5 次高調波スプリアスを同時に抑制するために式(1.18)を用い、位相差を以下のよう設定する。

$$\varphi_a = \frac{\pi}{3}, \quad \varphi_b = \frac{\pi}{10}$$

図 1.20 に周波数スペクトラムを示す。3 次および 5 次高調波が抑制されているが中間/低周波側にスプリアスが現われている。これらはアナログローパスフィルタで取り除く。シミュレーションパラメータは以下に示す。

$$f_{in}/f_s = 1/200, \quad A = 1, \quad a_1 = 1, \quad a_3 = -0.01, \quad a_5 = -0.001$$

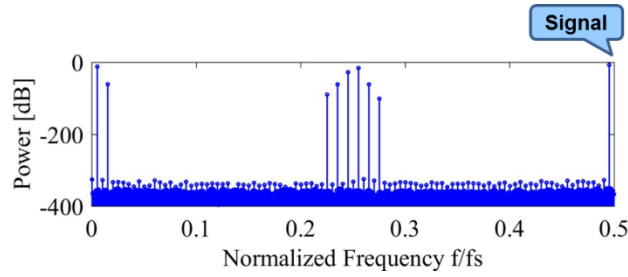


図 1.20. 高周波領域における 3,5 次高調波抑制 1 トーン信号直接出力

### 3.4 高周波領域 2 トーン信号生成法

高周波領域の低歪み 2 トーン信号生成法について説明する。本手法に関して過去に実験検証がないため、本論文で行った。直接生成法の AWG デジタル信号として式(1.19)、3 次非線形性モデルとして式(1.7)を用いた。シミュレーション結果を図 1.21 に示す。パラメータは以下に示す。

$$f_1/f_s = 97/200, \quad f_2/f_s = 96/200$$

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

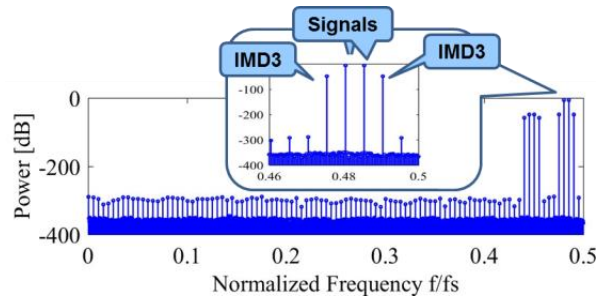


図 1.21. 高周波領域における 2 トーン信号直接出力スペクトラム

次に 3 次相互変調歪みのイメージを抑制するために位相差スイッチング法として式(1.20)を用いる。位相差を以下に設定する。

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{3}$$

シミュレーションパラメータは以下に示す。

$$f_1/f_s = 3/200, \quad f_2/f_s = 4/200$$

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

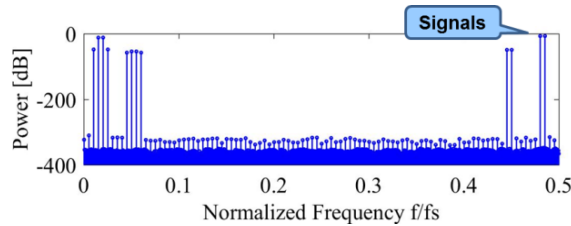


図 1.22. 高周波領域における 3 次相互変調歪み抑制の位相差スイッチング出力スペクトル

## 第4章 中間周波数領域 1 トーン/2 トーン信号生成

### 4.1 まえがき

これまで低周波領域および高周波領域の 1 トーン、2 トーン信号生成法について述べた。もう一つ、基本波周波数の近傍に現われる帯域として中間周波数がある。中間周波数における高調波抑制アルゴリズムを提案し、位相差スイッチング法による高調波抑制技術は、ナイキスト周波数全体をカバーできる汎用性の高い手法として完成する。

### 4.2 中間周波数領域 1 トーン信号生成

中間周波数における 1 トーン信号の直接出力スペクトラムを図 1.23 に示す。1 トーン信号は式(1.6)、3 次非線形モデルは(1.7)を用いる。

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

$$f_{in}/f_s = 49/200$$

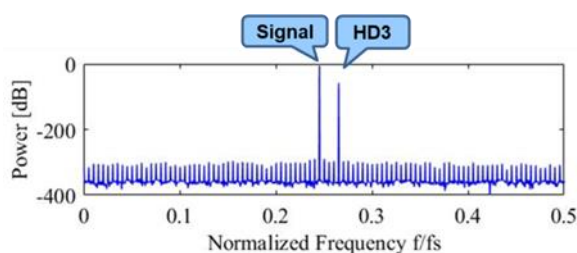


図 1.23

次に 3 次相互変調歪みのイメージを抑制するために位相差スイッチング法として式(1.23)を提案する。

$$D_{in} = \begin{cases} X_0 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s + \varphi_0) & n = 4k - 3, \quad 4k - 2 \\ X_1 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s - \varphi_1) & n = 4k - 1, \quad 4k \end{cases} \quad (1.23)$$

位相差は以下に設定する。

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{6}$$

図 1.24 に中間周波数における 3 次抑制位相差スイッチング出力スペクトルを示す。シミュレーションパラメータを以下とした。

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

$$f_{in}/f_s = 49/200$$

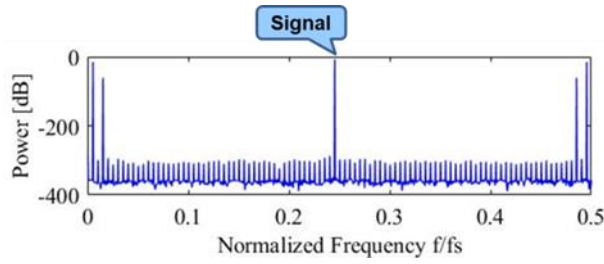


図 1.24 中間周波数領域における位相差スイッチング出力スペクトラム

ここで基本波周波数が $\frac{f_s}{4}$ の場合、基本波と3次高調波の周波数が完全に重なる。例え重なったとしても高調波成分だけが抑制されることを確認する。まずシミュレーションパラメータとして以下を設定する。図 1.25 にスペクトルを示す。

$$f_{in}/f_s = 50/200$$

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

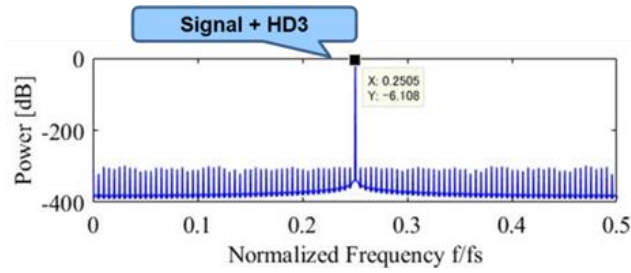


図 1.25. 基本波と3次高調波が重なった場合の直接出力スペクトル(ピーク-6.108)

次に式(1.23)を用いた位相差スイッチングによる高調波抑制法を適用したスペクトラムを図.26に示す。

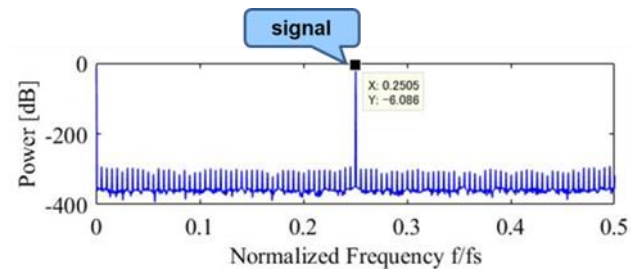


図 1.26. 基本波と3次高調波が重なった場合の位相差スイッチング出力スペクトル(ピーク-6.086)

位相差スイッチング法の適用前後でピーク値が僅かに変化していることが観察できる。この変化を数学的に検証する。基本波と3次高調波の振幅を計算すると以下ようになる。図 1.25 のピーク値と同値である。

$$20 \log_{10} \left( \left( \frac{4a_1A + 3a_3A^3}{4} - \frac{a_3A^3}{4} \right) / 2 \right) = -6.108 \text{dB}$$

次に位相差スイッチングで3次高調波を取り除いた場合の振幅は以下ようになる。

$$20 \log_{10} \left( \frac{4a_1A + 3a_3A^3}{4} / 2 \right) = -6.086 \text{dB}$$

つまり、基本波と高調波イメージが同じ周波数で重なったとしても、提案手法は高調波成分だけを取り除くことができる。

#### 4.3 中間周波数における 3,5 次同時抑制

中間周波数領域における3次および5次高調波を同時に抑制する手法を説明する。まず5次までの非線形モデルは式(1.17)を用いる。5次非線形性モデルを使った1トーン信号の出力スペクトラムは図 1.27 に示す。シミュレーションパラメータは以下に示す。

$$f_{in}/f_s = 49/200, \quad A = 1, \quad a_1 = 1, \quad a_3 = -0.01, \quad a_5 = -0.001$$

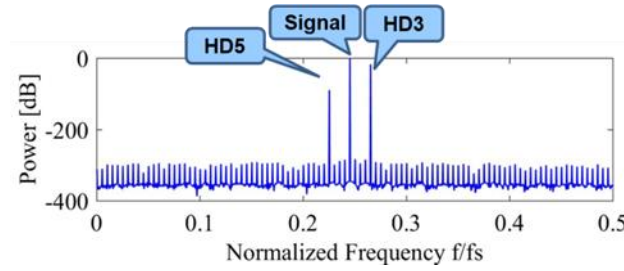


図 1.27. 中間周波数領域における直接出力法 1 トーン信号

次に3次と5次の高調波を同時に抑制するアルゴリズムを説明する。位相差スイッチング法として式(1.24)を提案する。

$$D_{in} = \begin{cases} X_0 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s - \varphi_a - \varphi_b) & n = 8k - 7, & 8k - 6 \\ X_1 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s + \varphi_a - \varphi_b) & n = 8k - 5, & 8k - 4 \\ X_2 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s - \varphi_a + \varphi_b) & n = 8k - 3, & 8k - 2 \\ X_3 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s + \varphi_a + \varphi_b) & n = 8k - 1, & 8k \end{cases} \quad (1.24)$$

3次および5次高調波を同時に抑制するためには $\varphi_a$ と $\varphi_b$ を以下のように設定する。

$$\varphi_a = \frac{\pi}{6}, \quad \varphi_b = \frac{\pi}{10}$$

図 1.28 に式(1.24)を用いた周波数スペクトラムを示す。

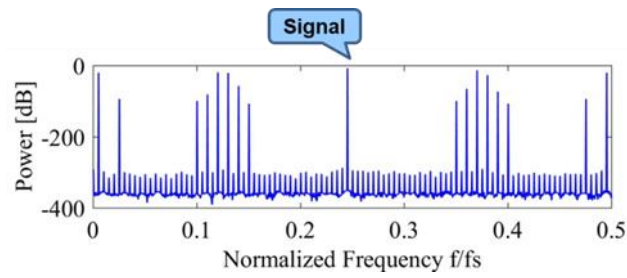


図 1.28. 中間周波数領域における 3,5 次高調波抑制 1 トーン信号

#### 4.4 中間周波数における 2 トーン信号生成法

中間周波数領域の低歪み 2 トーン信号生成法について説明する。直接生成法の AWG デジタル信号として式(1.19)、3 次非線形性モデルとして式(1.7)を用いた。次にアルゴリズムの条件として 2 トーン信号は図 1.29 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。

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

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

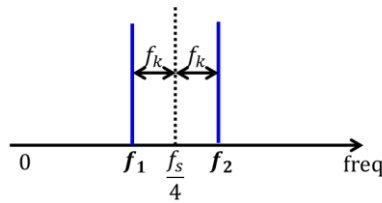


図 1.29. 中間周波数領域における 2 トーン信号の条件

図 1.30 に直接出力法のスペクトラムを示す。

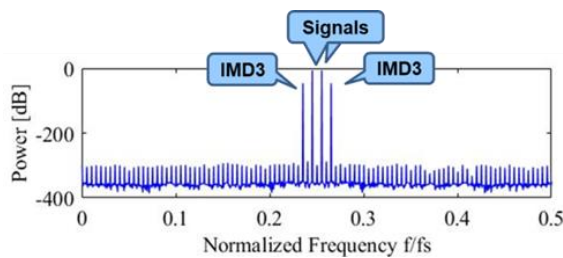


図 1.30. 高周波領域における 3 次非線形性モデルの直接出力スペクトル

次に 3 次相互変調歪みのイメージを抑制するために位相差スイッチング法として式(1.25)を提案する。位相差は以下に設定する。

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{6}$$

$$D_{in} = \begin{cases} X_0 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s + \varphi_0) + B \sin(2\pi f_{in} n T_s - \varphi_0) & n = 4k - 3, 4k - 2 \\ X_1 = A \sin(2\pi f_{in} n T_s - \varphi_0) + B \sin(2\pi f_{in} n T_s + \varphi_0) & n = 4k - 1, 4k \end{cases} \quad (1.25)$$

位相差スイッチング法による中間周波数領域の2 トーン信号スペクトルを図 1.31 に示す。

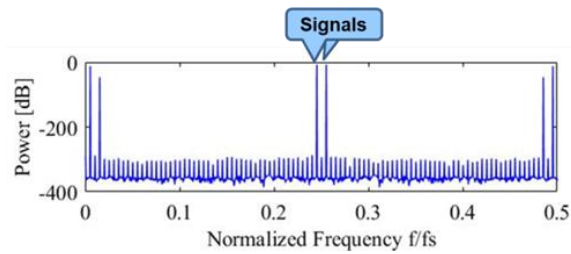


図 1.31. 中間周波数領域における 3 次相互変調歪み抑制の位相差スイッチング出力スペクトル



## 第5章 実験結果

### 5.1 まえがき

提案手法の有効性を確認するために実験を行った。本章では高周波帯域 2 トーン信号、中間周波数帯域 1 トーン/2 トーン信号の実験結果について言及する。低周波領域 1 トーン信号は [5]、低周波領域 2 トーン信号については [8] で実験検証をしている。

### 5.2 実験機材

波形生成までの流れとして波形生成ツールと使用機材について説明する。Matlab によって作成した波形データを ArbExpress アプリケーションによって AWG が扱えるデータに変換する。そして図 1.32 に示すように 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。

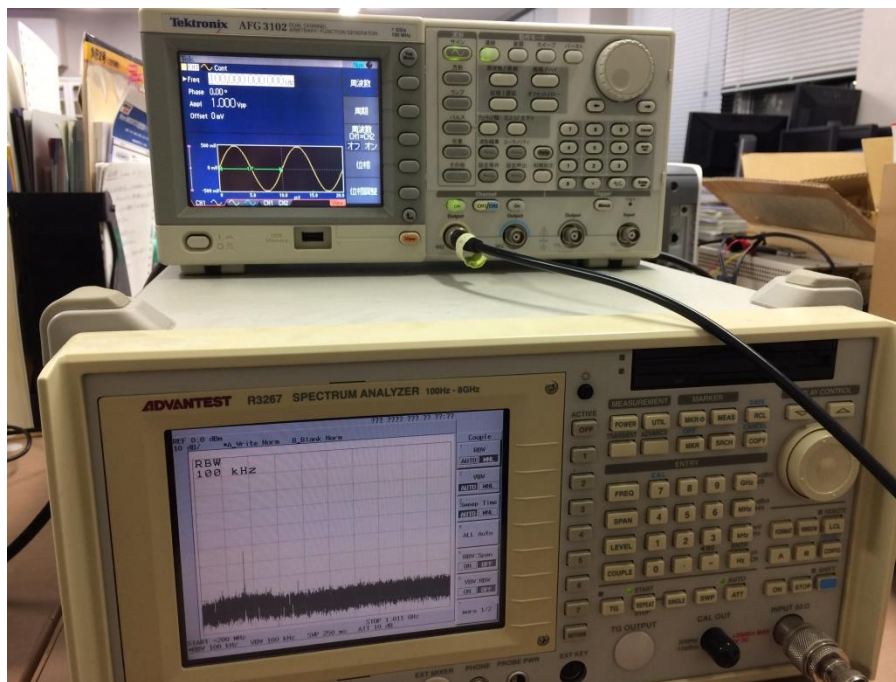


図 1.32. 使用機材(上段が Tektronix AFG3102, 下段が Advantest R3267)

### 5.3 高周波帯域 2 トーン信号生成

図 1.33 は高波数帯域 2 トーン信号の直接的な生成法によるスペクトルを示し、図 1.34 は位相スイッチング法による提案手法のスペクトルを示す。実験結果実験パラメータは以下に示す。

$$f_s = 2\text{MHz}, \quad f_1 = 960\text{kHz}, \quad f_2 = 970\text{kHz}$$

提案手法は直接出力法に比べて 14.1dB の抑制が見られた。低周波側にスプリアスは、ハイパスフィルタを用いて取り除く。

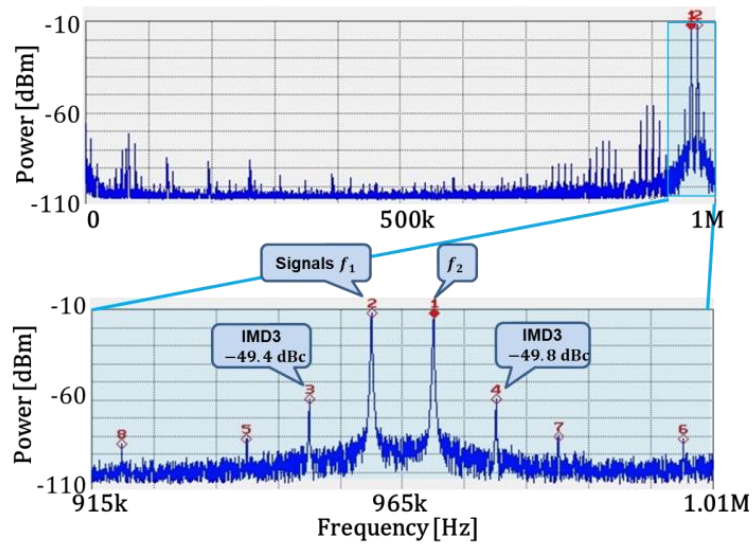


図 1.33. 高周波領域 2 トーン信号の直接出力測定結果

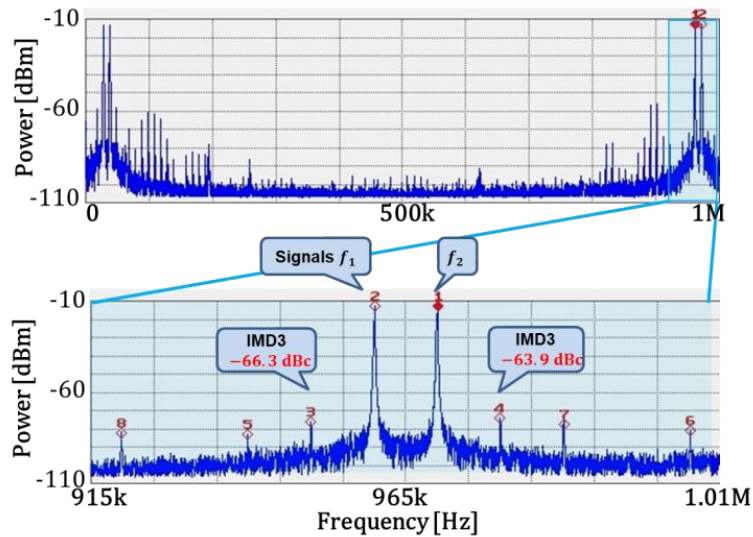


図 1.34. 高周波領域 2 トーン信号の位相スイッチング出力測定結果

#### 5.4 中間周波数帯域 1 トーン信号生成

図 1.35 は中間周波数帯域 1 トーン信号の直接的な生成法によるスペクトルを示し、図 1.36 は位相スイッチング法による提案手法のスペクトルを示す。実験結果実験パラメータは以下に示す。

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

提案手法は直接出力法に比べて 24.8dB の抑制が見られた。低/高周波側にスプリアスは、バンドパスフィルタを用いて取り除く。

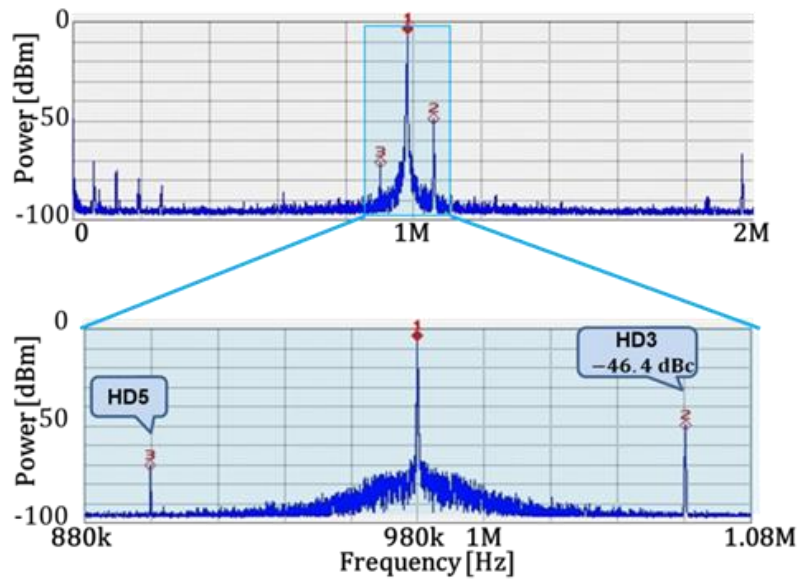


図 1.35. 中間周波数領域シングルトーン信号の直接出力測定結果

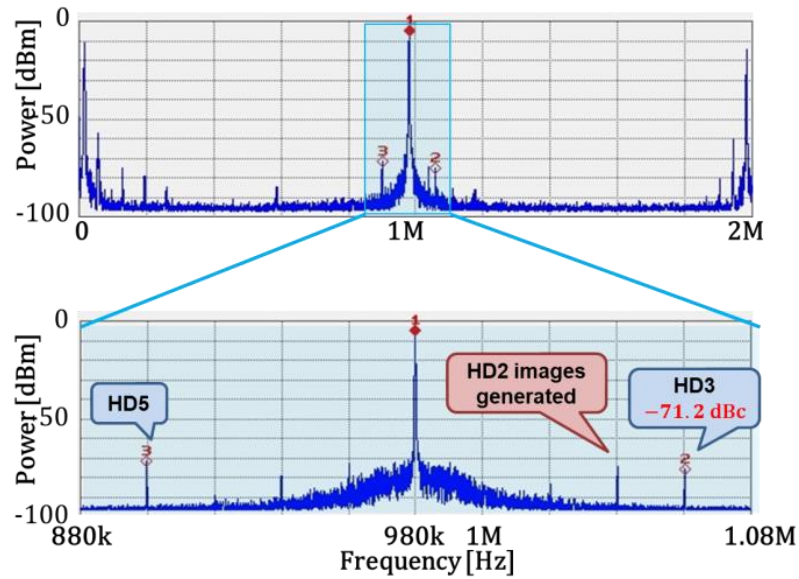


図 1.36. 中間周波数領域シングルトーン信号の位相スイッチング出力測定結果

### 5.5 中間周波数帯域 2 トーン信号生成

図 1.37 は中間周波数帯域 2 トーン信号の直接的な生成法によるスペクトルを示し、図 1.38 は位相スイッチング法による提案手法のスペクトルを示す。実験結果実験パラメータは以下に示す。

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

提案手法は直接出力法に比べて 14dB の抑制が見られた。低/高周波側にスプリアスは、バンドパスフィルタを用いて取り除く。

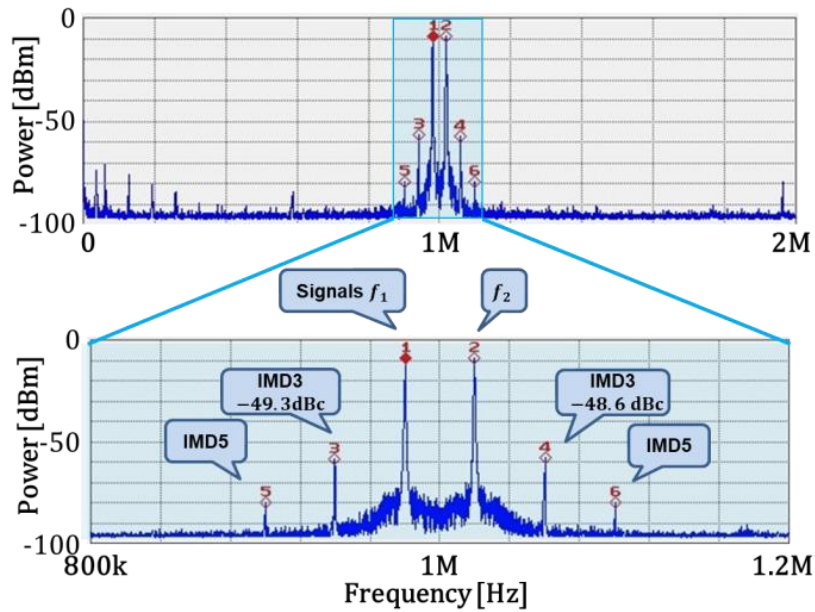


図 1.37. 中間周波数領域 2 トーン信号の直接出力測定結果

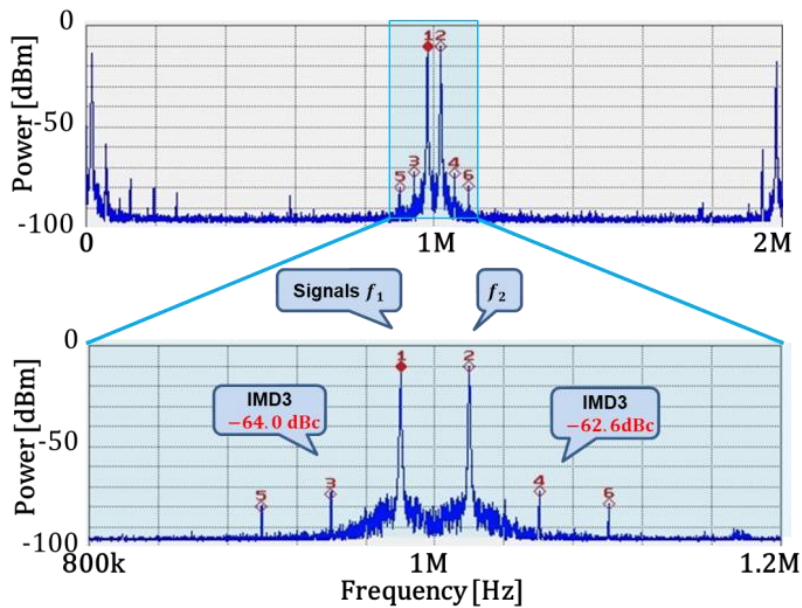


図 1.38. 中間周波数領域 2 トーン信号の位相スイッチング出力測定結果

## 5.6 考察

いずれの手法においても抑制は見られるものの、シミュレーションのようなノイズフロアまでの抑制は見られなかった。この原因について考察する。シミュレーションは離散的な信号を解析しており、サンプル点間のスルーを考慮していない。しかし AWG のアナログ出力波形は実際にはスルーレートがあり、サンプル点の間には連続的な値がある。このスルーが消えきらない歪み

の原因と考えられる。高周波信号を出力した場合にスルーの影響が支配的になると考えられる。今後は AWG の仕様を考慮しスルーレートを与えた波形でシミュレーションを行う。

## 第6章 まとめ

近年、半導体産業では半導体構造の微細化、高速化、大量生産に伴いシリコンのコストが減少する一方テストコストは増大傾向にある。そのため、半導体産業の競争力向上のため、低コストテストの開発が求められている。テストコストを削減するためにはテスト時間の短縮に加え、テスト精度の改善が必要である。今回、我々はテスト精度の改善について検討を行った。

本研究ではアナログ/ミクスト回路の中でも特に重要な ADC に着目し、ADC 線形性テストの高精度化の検討を行った。ADC の線形性テストはテスト用正弦波を入力し出力に含まれる高調波の測定により行う。しかし正弦波生成に用いる任意波形発生器(AWG)自身の非線形特性によってテスト信号に高調波が含まれ、ADC のテスト精度が低下する。高価なハードウェアの追加なしに AWG 自身の非線形性を改善するアルゴリズムを提案した。

任意波形発生器の高調波をアナログフィルタで取り除くことが難しい領域を「低周波領域」、「高周波領域」、「中間周波数領域」に分けて、それぞれの高調波抑制アルゴリズムを提案した。第 2 章で AWG の出力パターン変更だけで生成できる「位相差スイッチング信号」を元に、低周波領域低歪み信号生成法を説明した。第 3 章では高周波領域に拡張しシミュレーションで高調波が抑制されたことを示した。第 4 章では中間周波数領域低歪み信号生成法をそれぞれ提案した。 $f_s/4$  となる場合、基本周波数と 3 次高調波イメージの周波数が重なり、同一の場所にスペクトラムが立つが、提案手法は高調波成分だけを取り除けることを示した。第 5 章では高周波領域 2 トーン信号、および中間周波数領域 1 トーン/2 トーン信号生成法の実機実験結果を示した。いずれのケースにおいても抑制は見られるものの、シミュレーションのようなノイズフロアまでの抑制は見られなかった。原因としてスペクトラムアナライザの歪みや AWG のスルーレートの影響が考えられる。

## 付録 A

### 2 トーン信号の相互変調歪みの振幅

	k-th frequency	Amplitude
1st	$f_1$	$Aa_1$
	$f_2$	$Ba_1$
2nd	$2f_1$	$\frac{1}{2}A^2a_2$
	$2f_2$	$\frac{1}{2}B^2a_2$
	$f_1 + f_2$	$ABa_2$
	$f_1 - f_2$	$ABa_2$
3rd	$3f_1$	$\frac{1}{4}A^3a_3$
	$3f_2$	$\frac{1}{4}B^3a_3$
	$2f_1 + f_2$	$\frac{3}{4}A^2Ba_3$
	$2f_1 - f_2$	$\frac{3}{4}A^2Ba_3$
	$f_1 + 2f_2$	$\frac{3}{4}AB^2a_3$
	$f_1 - 2f_2$	$\frac{3}{4}AB^2a_3$
	$f_1$	$\left(\frac{3}{4}A^2 + \frac{3}{2}AB^2\right)a_3$
	$f_2$	$\left(\frac{3}{4}B^2 + \frac{3}{2}A^2B\right)a_3$
4th	$4f_1$	$\frac{1}{8}A^4a_4$
	$4f_2$	$\frac{1}{8}B^4a_4$
	$3f_1 + f_2$	$\frac{1}{2}A^3Ba_4$
	$3f_1 - f_2$	$\frac{1}{2}A^3Ba_4$
	$2f_1 + 2f_2$	$\frac{3}{4}A^2B^2a_4$
	$2f_1 - 2f_2$	$\frac{3}{4}A^2B^2a_4$
	$f_1 - 3f_2$	$\frac{1}{2}AB^3a_4$
	$f_1 + 3f_2$	$\frac{1}{2}AB^3a_4$
	$2f_1$	$\left(\frac{1}{2}A^2 + \frac{3}{2}A^2B^2\right)a_4$
	$2f_2$	$\left(\frac{1}{2}B^2 + \frac{3}{2}A^2B^2\right)a_4$

	$f_1 + f_2$	$\frac{3}{2}(A^3B + AB^3)a_4$
	$f_1 - f_2$	$\frac{3}{2}(A^3B + AB^3)a_4$
5th	$5f_1$	$\frac{1}{16}A^5a_5$
	$5f_2$	$\frac{1}{16}B^5a_5$
	$4f_1 + f_2$	$\frac{5}{16}A^4Ba_5$
	$4f_1 - f_2$	$\frac{5}{16}A^4Ba_5$
	$3f_1 + 2f_2$	$\frac{5}{8}A^3B^2a_5$
	$3f_1 - 2f_2$	$\frac{5}{8}A^3B^2a_5$
	$2f_1 + 3f_2$	$\frac{5}{8}A^2B^3a_5$
	$2f_1 - 3f_2$	$\frac{5}{8}A^2B^3a_5$
	$f_1 + 4f_2$	$\frac{5}{16}AB^4a_5$
	$f_1 - 4f_2$	$\frac{5}{16}AB^4a_5$
	$3f_1$	$\left(\frac{5}{16}A^5 + \frac{5}{4}A^3B^2\right)a_5$
	$3f_2$	$\left(\frac{5}{16}B^5 + \frac{5}{4}A^2B^3\right)a_5$
	$2f_1 + f_2$	$\left(\frac{5}{4}A^4B + \frac{15}{8}A^2B^3\right)a_5$
	$2f_1 - f_2$	$\left(\frac{5}{4}A^4B + \frac{15}{8}A^2B^3\right)a_5$
	$f_1 + 2f_2$	$\left(\frac{5}{4}AB^4 + \frac{15}{8}A^3B^2\right)a_5$
	$f_1 - 2f_2$	$\left(\frac{5}{4}AB^4 + \frac{15}{8}A^3B^2\right)a_5$



	$f_1$	$\left(\frac{5}{8}A^5 + \frac{15}{4}A^3B^2 + \frac{15}{8}AB^4\right)a_5$
	$f_2$	$\left(\frac{5}{8}B^5 + \frac{15}{4}A^2B^3 + \frac{15}{8}A^4B\right)a_5$
7th	$7f_1$	$\frac{1}{64}A^7a_7$
	$7f_2$	$\frac{1}{64}B^7a_7$
	$6f_1 + f_2$	$\frac{7}{64}A^6Ba_7$
	$6f_1 - f_2$	$\frac{7}{64}A^6Ba_7$
	$5f_1 + 2f_2$	$\frac{21}{64}A^5B^2a_7$
	$5f_1 - 2f_2$	$\frac{21}{64}A^5B^2a_7$
	$4f_1 + 3f_2$	$\frac{35}{64}A^4B^3a_7$
	$4f_1 - 3f_2$	$\frac{35}{64}A^4B^3a_7$
	$3f_1 + 4f_2$	$\frac{35}{64}A^3B^4a_7$
	$3f_1 - 4f_2$	$\frac{35}{64}A^3B^4a_7$
	$2f_1 + 5f_2$	$\frac{21}{64}A^2B^5a_7$
	$2f_1 - 5f_2$	$\frac{21}{64}A^2B^5a_7$
	$f_1 + 6f_2$	$\frac{7}{64}AB^6a_7$
	$f_1 - 6f_2$	$\frac{7}{64}AB^6a_7$
	$5f_1$	$\left(\frac{7}{64}A^7 + \frac{21}{32}A^5B^2\right)a_7$
	$5f_2$	$\left(\frac{7}{64}B^7 + \frac{21}{32}A^2B^5\right)a_7$
	$4f_1 + f_2$	$\left(\frac{21}{32}A^6B + \frac{105}{64}A^4B^3\right)a_7$

$4f_1 - f_2$	$\left(\frac{21}{32}A^6B + \frac{105}{64}A^4B^3\right)a_7$
$3f_1 + 2f_2$	$\left(\frac{105}{64}A^5B^2 + \frac{35}{16}A^3B^4\right)a_7$
$3f_1 - 2f_2$	$\left(\frac{105}{64}A^5B^2 + \frac{35}{16}A^3B^4\right)a_7$
$2f_1 + 3f_2$	$\left(\frac{105}{64}A^2B^5 + \frac{35}{16}A^4B^3\right)a_7$
$2f_1 - 3f_2$	$\left(\frac{105}{64}A^2B^5 + \frac{35}{16}A^4B^3\right)a_7$
$f_1 + 4f_2$	$\left(\frac{21}{32}AB^6 + \frac{105}{64}A^3B^4\right)a_7$
$f_1 - 4f_2$	$\left(\frac{21}{32}AB^6 + \frac{105}{64}A^3B^4\right)a_7$
$3f_1$	$\left(\frac{21}{64}A^7 + \frac{105}{32}A^5B^2 + \frac{105}{32}A^3B^4\right)a_7$
$3f_2$	$\left(\frac{21}{64}B^7 + \frac{105}{32}A^2B^5 + \frac{105}{32}A^4B^3\right)a_7$
$2f_1 + f_2$	$\left(\frac{105}{64}A^6B + \frac{105}{16}A^4B^3 + \frac{105}{32}A^2B^5\right)a_7$
$2f_1 - f_2$	$\left(\frac{105}{64}A^6B + \frac{105}{16}A^4B^3 + \frac{105}{32}A^2B^5\right)a_7$
$f_1 + 2f_2$	$\left(\frac{105}{64}AB^6 + \frac{105}{16}A^3B^4 + \frac{105}{32}A^5B^2\right)a_7$
$f_1 - 2f_2$	$\left(\frac{105}{64}AB^6 + \frac{105}{16}A^3B^4 + \frac{105}{32}A^5B^2\right)a_7$
$f_1$	$\left(\frac{35}{64}A^7 + \frac{105}{16}A^5B^2 + \frac{315}{32}A^3B^4 + \frac{5}{16}AB^6\right)a_7$
$f_2$	$\left(\frac{35}{64}B^7 + \frac{105}{16}A^2B^5 + \frac{315}{32}A^4B^3 + \frac{5}{16}A^6B\right)a_7$

# 第2部 二値矩形波を用いた低歪み信号生成アルゴリズム

## 第1章 序論

### 1.1 まえがき

近年、半導体回路の集積度増加とともに、半導体の良品を選別するテストコストは増加傾向にある。テストコストの低減のためにはテスト時間の削減が不可欠であり、100 円のチップで 1 秒以下のテスト時間が妥当と言われている [9]。テスト時間を低減しつつ、高精度なテストを行うために多くの技術が開発されている。特にアナログ IC やミクストシグナル LSI ではデジタル回路と異なり、下記のような問題がある。

- (a) 汎用的テスト手法がなく、性能指標ごとのテストを行う必要がある。（例：ADC の場合、DC 線形性テストは高精度のランプ波が必要、高周波特性テストには低クロックジッタ、高周波入力が必要）
- (b) 動作するかどうか（パラメトリック故障）の試験ではなく、性能指標を満たすかどうかの試験であり測定技術に近い

LSI テストのコスト削減のための方法として、アナログ DFT(Design for Testability)や BIST(Built-In Self-Test)を開発し、容易に高精度なテストを可能にすることでテストコストの削減を行っている [3] [9] [10] [11]。

### 1.2 低歪み信号生成の必要性

低歪み正弦波信号は、アナログ/ミクスト IC テストや直交検波といった用途に用いられている。信号生成には主に任意波形発生器が用いられる。任意波形発生器はデジタル信号処理部 (DSP) で出力した信号を、多ビットの DA 変換器 (DAC : Digital to Analog Converter) でアナログ信号に変換する [9]。

### 1.3 1 ビットで構成することの重要性

任意波形発生器は多ビットの DAC を用いるため、DSP 部から使用するデジタル回路が大きくなる。また、多ビット DAC を用いる場合、デジタル入力とアナログ出力の間に非線形性が現われ、高調波生成の原因となる。

1 ビット DAC の場合、回路規模が小さくなる上に、2 点間のデータ移動だけになるため非線形性の影響を受けない。そこで、本研究では 1 ビットのデジタルリソース (1 ビットメモリ) と 1 ビット DAC を用いた信号生成回路を用い、2 値信号 (矩形波) の高調波抑制を伴った信号生

成手法を提案する。

#### 1.4 従来の二値信号生成法

従来技術の二値信号生成法として $\Delta\Sigma$ 型 AD 変換器が挙げられる。 $\Delta\Sigma$ 変調は簡単なデジタル回路（遅延要素、フィードバック系）とコンパレータによって構成できる。 $\Delta\Sigma$ 型 DAC は回路規模が小さく、高分解能という性質をもつためオーディオなどで広く使われる。

デルタシグマ変調の大きな特徴として(a)オーバーサンプリングと(b)ノイズシェーピングがある。この2つを説明する。

##### (a)オーバーサンプリング

ナイキスト定理で必要な周波数帯域よりも大きなサンプリング周波数を用い、量子化雑音を広い周波数範囲に広げ、ローパスフィルタで不必要な広帯域の量子化雑音を除去し、信号対雑音比を改善する。

##### (b)ノイズシェーピング

ループフィルタ（積分器）により量子化雑音を、低周波で小さく高周波で大きくして、低周波の量子化雑音を小さくする。

$\Delta\Sigma$ 型変調方式は低周波信号を生成するという点では優れているが、高周波信号を生成することは難しい。MHz~GHzの周波数帯域を持つ通信系アナログ/ミクスト回路のテスト信号には不向きである。またオーバーサンプリングによってデータ量が膨大になる。ノイズシェーピングによる高周波ノイズの増大はアナログローパスフィルタでの抑制が難しくなる。

#### 1.5 本セクションの構成

第2章では矩形波信号アルゴリズムについて述べる。第3章では実験結果を示す。第4章では矩形波2トーン信号のアルゴリズムを提案し3次高調波抑制法と組み合わせた技術を説明する。第5章では提案手法の産業的な応用例を紹介する。第6章では本研究のまとめを述べる。

## 第2章 矩形波減算方式アルゴリズム

### 2.1 まえがき

1 ビットの信号を用いた、簡単な回路構成による信号生成回路を現実的にするための方法を検討する。本章では、ローパスフィルターの要求性能を緩和するために方形波の持つ高調波成分を抑制する方法を検討する。

### 2.2 二値矩形波信号

矩形波信号はフーリエ級数展開を用いると基本周波数成分の奇数倍信号の足し合わせで表現できる。図 2.1 に示すような Duty50%の矩形波を考える。



図 2.1. 矩形波信号(Duty 50%)

図 2.1 の波形を式に表すと式(2.1)のようになる。

$$f(t) = \begin{cases} 1 & \dots 0 \leq t < N/2 \\ 0 & \dots N/2 \leq t \leq N \end{cases} \quad (2.1)$$

フーリエ級数展開を用いると式(2.1)は式(2.2)で表される。

$$f(t) = \frac{1}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sin\left\{\frac{2\pi}{N} kt\right\} \quad (k = 2m - 1, m = 1, 2, \dots) \quad (2.2)$$

本研究では式(2.2)を基にアルゴリズムを組み立てる。

### 2.3 高調波抑制アルゴリズム

高調波抑制アルゴリズムを図 2.2 に示す。提案方式はデューティー比 50%の方形波信号と、それを位相変化パラメータ $\tau_1$ だけ信号を正負両方向に変化させた信号の 3 信号の加算/減算だけで成り立っている。このとき、信号 1 周期のポイント数  $N$  と $\tau_1$ のパラメータを適切な値に設定することで任意の高調波を抑制した信号を生成できる。

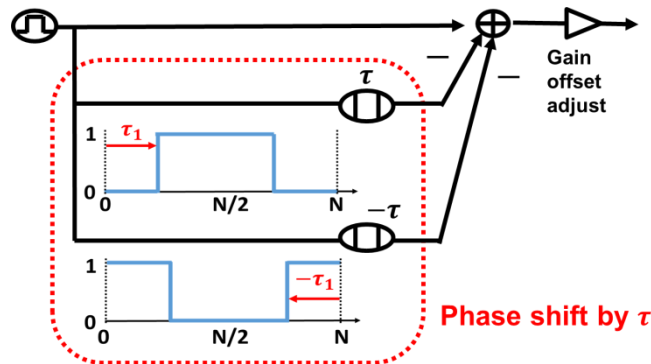


図 2.2. 矩形波加減算による高調波抑制アルゴリズム

アルゴリズムを数式で説明する。まず式(2.2)の $f(t)$ を $\tau_1$ 前後にずらした2つの波形は式(2.3)、(2.4)で表される。

$$f(t - \tau_1) = \frac{1}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sin\left\{\frac{2k\pi}{N}(t - \tau_1)\right\}. \quad (2.3)$$

$$f(t + \tau_1) = \frac{1}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sin\left\{\frac{2k\pi}{N}(t + \tau_1)\right\}. \quad (2.4)$$

つぎに基本の矩形波 $f(t)$ とこれらの減算は式(2.5)で表される。

$$f(t) - \{f(t - \tau_1) + f(t + \tau_1)\} = -\frac{1}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \left\{1 - 2 \cos\left(\frac{2k\pi\tau_1}{N}\right)\right\} \sin\left(\frac{2k\pi}{N}t\right) \quad (2.5)$$

ここで  $k$  次高調波を抑制したい場合、式(2.5)内の  $1 - 2 \cos\left(\frac{2k\pi\tau_1}{N}\right)$  がゼロになればよいので(2.6)を満たす $\tau_1$ と $N$ を選ぶ。

$$\tau_1 = \frac{N}{6k} + n \frac{N}{k}, \quad \frac{5N}{6k} + n \frac{N}{k} \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (2.6)$$

例えば、3次高調波を抑制するために、 $N = 18$ ,  $\tau_1 = 1, n = 0$ を選べば、図 2.3 のような波形パターンが得られ、その周波数スペクトラムでは3次高調波が抑制されていることが分かる。ただし、式(2.6)を満たせば全てよいという訳ではなく、多値波形になる組み合わせもある。次の項でその条件を説明する。

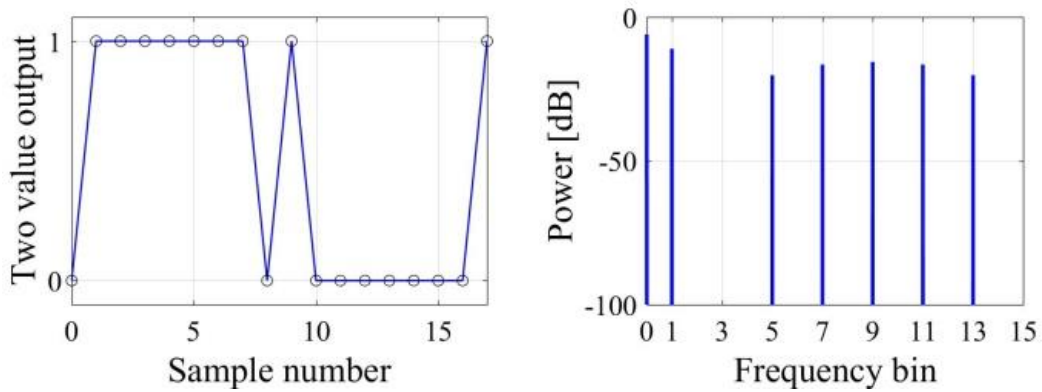


図 2.3. 3次高調波抑制パターンと周波数スペクトラム( $N = 18, \tau_1 = 1$ )

#### 2.4 出力が二値となる条件

前節で高調波抑制のためのアルゴリズムを示した。しかし $N$ と $\tau_1$ の組み合わせによっては出力が多値になる場合がある。高調波は抑制されるかもしれないが多値信号になることは本研究の目的ではないため、アルゴリズム使用上の条件について説明する。 $N$ と $\tau_1$ の大小によって以下の2パターンに分けることができる。

(a)  $N/4 > \tau_1$

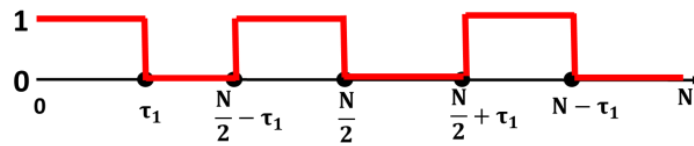


図 2.4.  $N/4 > \tau_1$ の場合の出力波形

(b)  $N/4 < \tau_1$

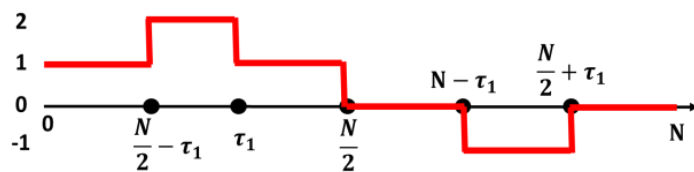


図 2.5.  $N/4 < \tau_1$ の場合の出力波形

以上の波形の取り得るパターンをまとめると表 2.1 のようになる。式(2.6)と表 2.1 を満たす $\tau_1, N$ を選ぶ必要がある。

表 2.1  $\tau_1, N$ の条件

$\tau_1, N$ の条件	取り得る値	矩形波として使えるか
$\tau_1 < \frac{N}{4}$	1, 0	Yes
$\tau_1 > \frac{N}{4}$	-1, 0, 1, 2	No

## 2.5 複数の高調波抑制アルゴリズム

前項で説明したアルゴリズムは、1つのシフトパラメータ $\tau_1$ を用いて1つの高調波を抑制するだけだった。ここで、シフトパラメータを追加し自由度を増やすことによって2種類の高調波を同時に抑制するアルゴリズムを提案する。図 2.6 に2種類の高調波抑制アルゴリズムを示す。シフトパラメータが増え、5つの矩形波の加減算によるアルゴリズムである。

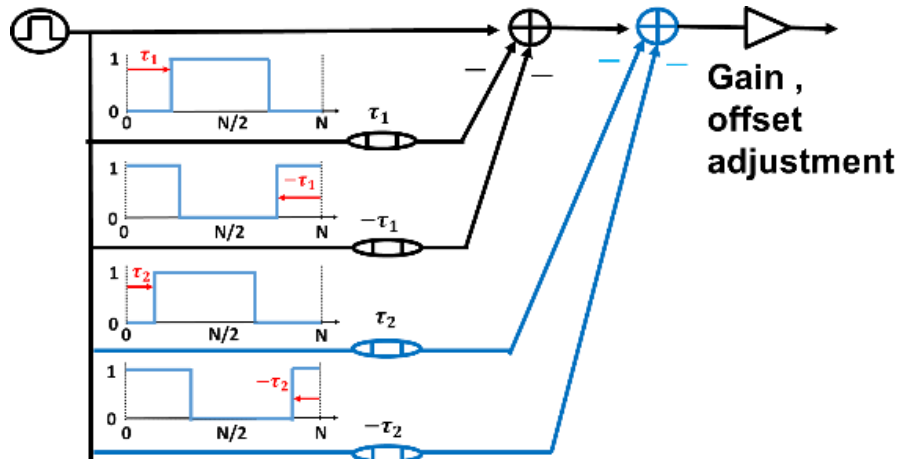


図 2.6. 2種類の高調波を抑制するアルゴリズム

本アルゴリズムについても数式で説明する。5つの矩形波の加減算は式(2.7)で表される。

$$\begin{aligned}
 f(t) - \{f(t - \tau_1) + f(t + \tau_1)\} - \{f(t - \tau_2) + f(t + \tau_2)\} \\
 = -\frac{3}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \left\{ 1 - 2 \cos\left(\frac{2k\pi\tau_1}{N}\right) - 2 \cos\left(\frac{2k\pi\tau_2}{N}\right) \right\} \sin\left(\frac{2k\pi}{N}t\right).
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

$k$ 次高調波を抑制したいとき、式(2.7)の  $1 - 2 \cos\left(\frac{2k\pi\tau_1}{N}\right) - 2 \cos\left(\frac{2k\pi\tau_2}{N}\right)$  がゼロになれば良い。よって式(2.8)を満たす $N, \tau_1, \tau_2$ を選ぶ。

$$\tau_1 = \frac{N}{2k\pi} \left( \cos^{-1} \left\{ -\frac{1}{2} \left( 1 + 2 \cos\left(\frac{2k\pi}{N}\tau_2\right) \right) \right\} \right) \tag{2.8}$$

ただし、本アルゴリズムについても出力が多値になる組み合わせがある。まずは $N, \tau_1, \tau_2$ の大小による出力波形のパターンを示す。



(a)  $\tau_1, \tau_2 < N/4$

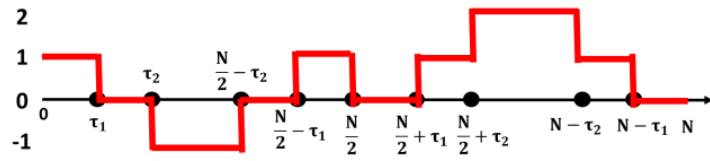


図 2.7  $\tau_1, \tau_2 < N/4$ における出力波形

(b)  $N/4 < \tau_2$  かつ  $\tau_1 + \tau_2 < N/2$

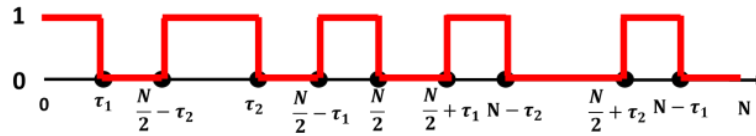


図 2.8  $N/4 < \tau_2$  かつ  $\tau_1 + \tau_2 < N/2$  における出力波形

(c)  $\tau_2 < N/4$  かつ  $N/2 < \tau_1 + \tau_2$

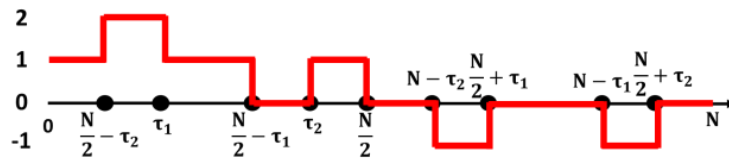


図 2.9  $\tau_2 < N/4$  かつ  $N/2 < \tau_1 + \tau_2$  における出力波形

(d)  $N/4 < \tau_1, \tau_2$

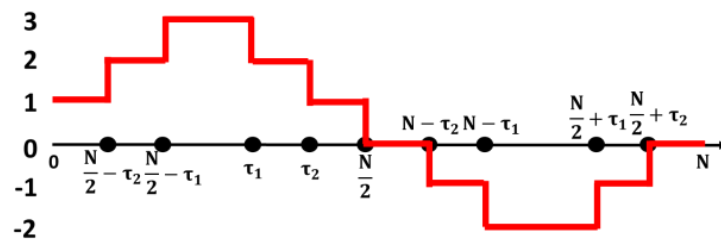


図 2.10  $N/4 < \tau_1, \tau_2$  における出力波形

以上のパターンをまとめると表 2.2 のようになる。

表 2.2.  $\tau_1, \tau_2, N$  の条件

$\tau_1, \tau_2, N$ の条件	取り得る値	二値波形として使えるか
$\tau_1, \tau_2 < \frac{N}{4}$	-1, 0, 1, 2	NG
$\tau_1 < \frac{N}{4}, \tau_2 > \frac{N}{4}, \tau_1 + \tau_2 < \frac{N}{2}$	1, 0	Excellent
$\tau_1 < \frac{N}{4}, \tau_2 > \frac{N}{4}, \tau_1 + \tau_2 > \frac{N}{2}$	-1, 0, 1, 2	NG
$\tau_1, \tau_2 > \frac{N}{4}$	0, $\pm 1, \pm 2, 3$	NG

式(2.3)と表 2.2 を満たす  $\tau_1, \tau_2$  の組み合わせを表 2.3 に示す。

表 2.3. 満たす  $\tau_1, \tau_2$  の組み合わせ

$\tau_1$	$\frac{N}{3k}, \frac{2N}{3k}$	$\frac{N}{6k}, \frac{5N}{6k}$	$\frac{N}{2k}, \frac{3N}{2k}$	$\frac{N}{4k}, \frac{3N}{4k}$	$\frac{N}{5k}, \frac{3N}{5k}$	$\frac{N}{5k}, \frac{4N}{5k}$	$+m \frac{N}{k}$ ( $m = 0, 1, 2, \dots$ )
$\tau_2$	$\frac{N}{4k}, \frac{3N}{4k}$	$\frac{N}{2k}, \frac{3N}{2k}$	$\frac{N}{6k}, \frac{5N}{6k}$	$\frac{N}{3k}, \frac{2N}{3k}$	$\frac{N}{5k}, \frac{4N}{5k}$	$\frac{N}{5k}, \frac{3N}{5k}$	

条件を満たす例として 3 次と 9 次高調波を抑制する矩形波を図 2.11 に示す ( $N = 30, \tau_1 = 1, \tau_2 = 13$ )。加減算する信号の波数を増やしたことにより信号の 1 周期内の立ち上がりエッジ、立ち下がりエッジの個数が増えるためより自由に任意の高調波を抑制することが可能になっている。

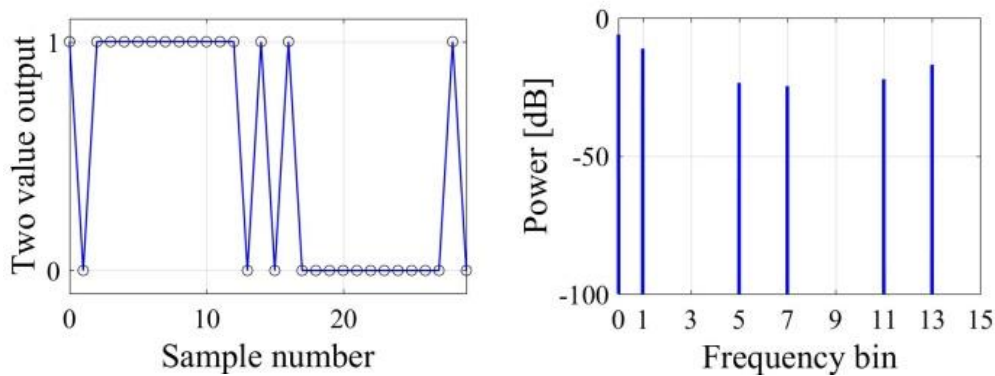


図 2.11. 3, 9 次高調波抑制パターンと周波数スペクトラム ( $N = 30, \tau_1 = 1, \tau_2 = 13$ )

式(2.8)を各高調波に対してプロットしたものを図 2.12 に示す。ただし図 2.12 における位相  $\varphi_1$  および  $\varphi_2$  は 1 周期  $360^\circ$  に対する角度なので、式(2.9)を使って  $\tau_1, \tau_2$  に直す必要がある。

$$\tau_{1,2} = \text{round} \left[ \frac{\varphi_{1,2}}{360} N \right] \quad (2.9)$$

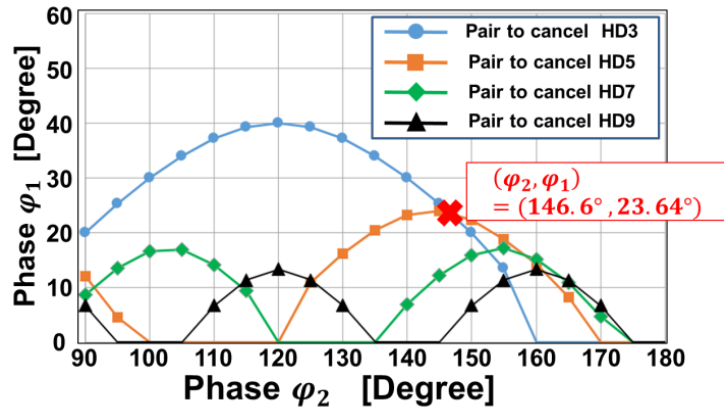


図 2.12 複数高調波を抑制する位相シフト量の組み合わせ

図 2.12 を用いて 3 次と 5 次高調波を抑制する  $\tau_1, \tau_2$  を選ぶことを考える。3 次と 5 次の交点は  $(\varphi_2, \varphi_1 = 146.6^\circ, 23.64^\circ)$  である。この組み合わせに近い  $N, \tau_1, \tau_2$  の組み合わせは  $N = 76, \tau_1 = 5, \tau_2 = 31$  である。図 2.13 にこの組み合わせでの矩形波パターンとスペクトラムを示す。3 次と 5 次高調波は完全に抑制されていないことが分かる。サンプル点が多く、図 2.12 の交点のシフト量が完全に再現できていないためである。サンプル点を増やすことで、さらに抑制することが可能である。本研究は少ないサンプル点で高調波の抑制が実現できる点が優れている。5 章 3 節でその理由を説明する。

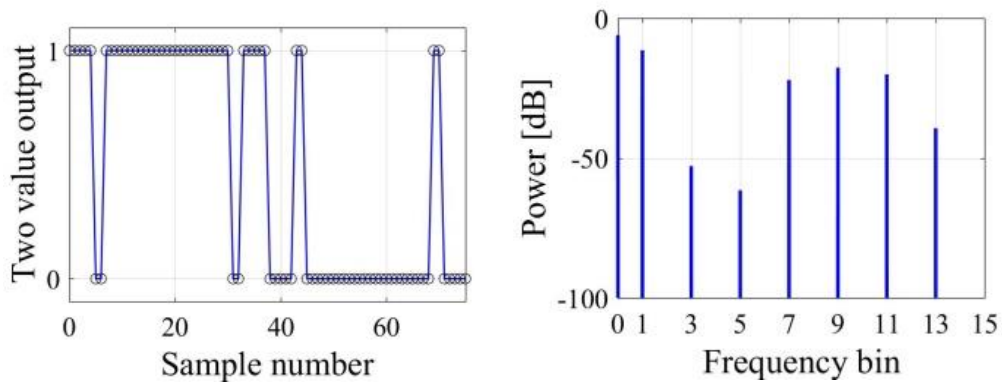


図 2.13 3,5 次高調波抑制パターンと周波数スペクトラム( $N = 76, \tau_1 = 5, \tau_2 = 31$ )

## 第3章 実験結果

### 3.1 まえがき

前章までで、シミュレーションと理論計算による二値矩形波を用いた低ひずみ信号の生成法を示した。本章では実際に任意波形発生器を用いて生成した信号パターンを出力し、スペクトラムアナライザを用いて周波数特性を観察した結果を報告する。

### 3.2 任意波形発生器を用いた実機実験

波形パターンを生成し、信号解析するまでの流れを説明する。任意波形発生器（Tektronix 製 AFG3102、1Gsample/s）に二値信号ファイルを与え、任意波形モードで二値信号を出力する。出力した信号は、デジタルオシロスコープ（Tektronix 製 TDS1001C-EDU、最大 40MHz、500Msample/s）、スペクトラムアナライザ（Advantest 製 R3267、測定可能帯域 100Hz – 8GHz）に入力し、測定を行った。図 2.14 に実験環境のセットアップを示す。

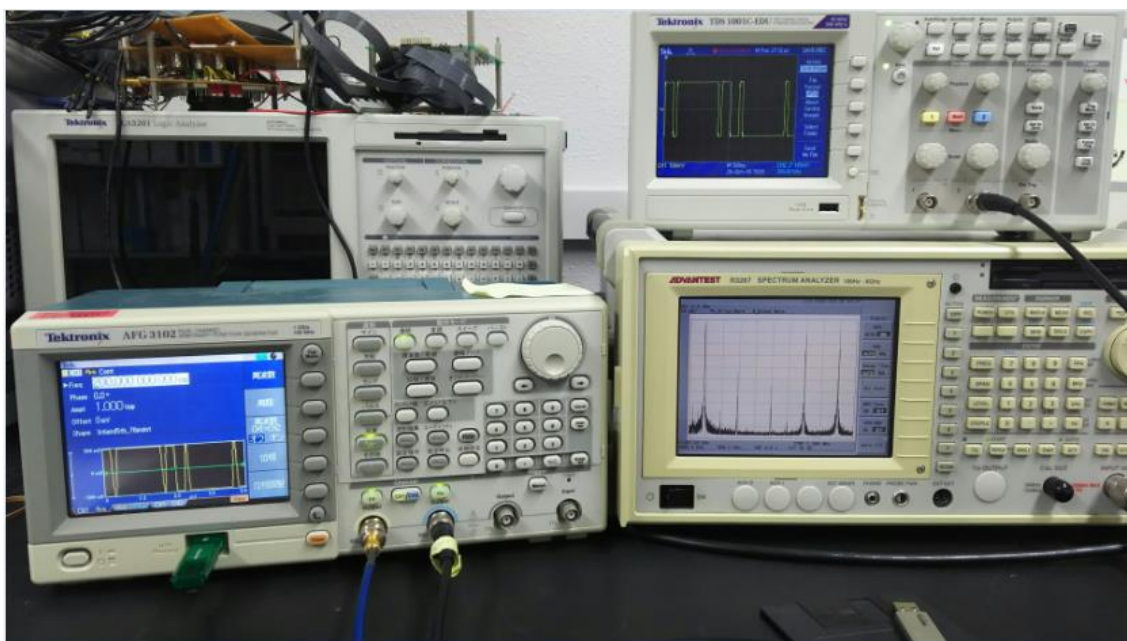


図 2.14 任意波形発生器を用いた実験セットアップ

### 3.2.1 Duty50%矩形波の測定

まず Duty50%の矩形信号を測定した。図 2.15 に時間波形と周波数スペクトルを示す。また表 2.4 に実験とシミュレーションの高調波信号レベルをまとめる。

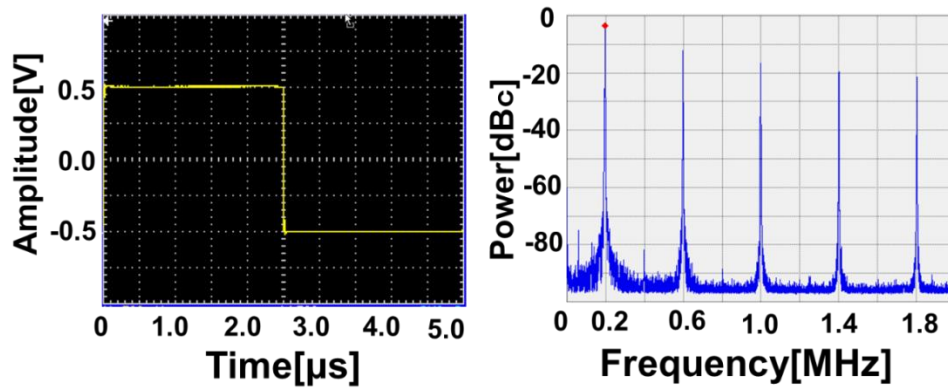


図 2.15 Duty50%矩形波の波形と周波数スペクトラム

表 2.4 実験結果とシミュレーションの比較

周波数	HD3 0.6MHz	HD5 1.0MHz	HD7 1.4MHz	HD9 1.8MHz
実験 [dBc]	-8.87	-13.2	-16.1	-18.1
シミュレーション[dBc]	-9.5	-14.0	-16.9	-19.1

### 3.2.2 3次抑制矩形波パターン

図 2.3 の 3 次高調波抑制波形の場合の測定結果を図 2.16 に示す。また表 2.5 に実験とシミュレーションの高調波信号レベルをまとめる。

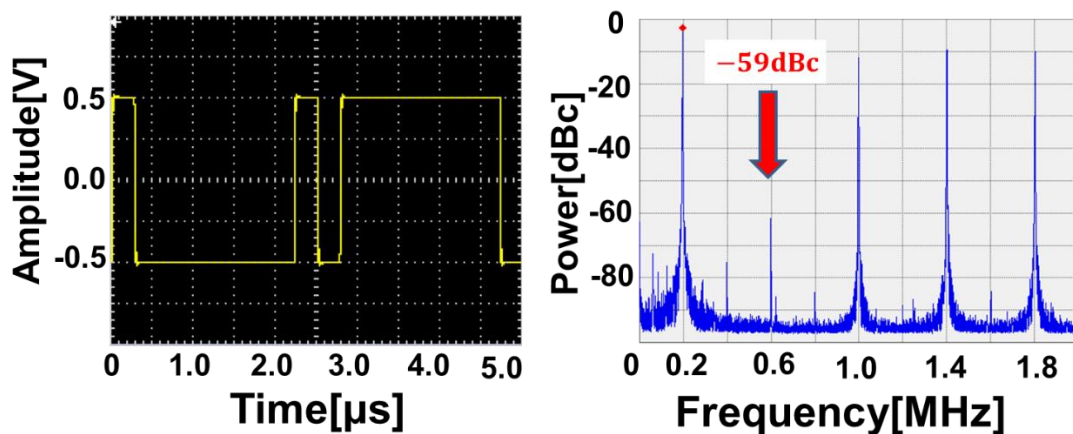


図 2.16 3 次高調波抑制信号の時間波形とスペクトラム

表 2.5 実験結果とシミュレーションの比較

周波数	HD3 0.6MHz	HD5 1.0MHz	HD7 1.4MHz	HD9 1.8MHz
実験 [dBc]	-59.1	-9.15	-6.80	-7.45
シミュレーション[dBc]	Cancelled	-10.3	-7.7	-8.40

### 3.2.3 3,5 次同時抑制波形

図 2.13 の 3,5 次同時抑制波形の場合の測定結果を図 2.17 に示す。また表 2.6 に実験とシミュレーションの高調波信号レベルをまとめる。

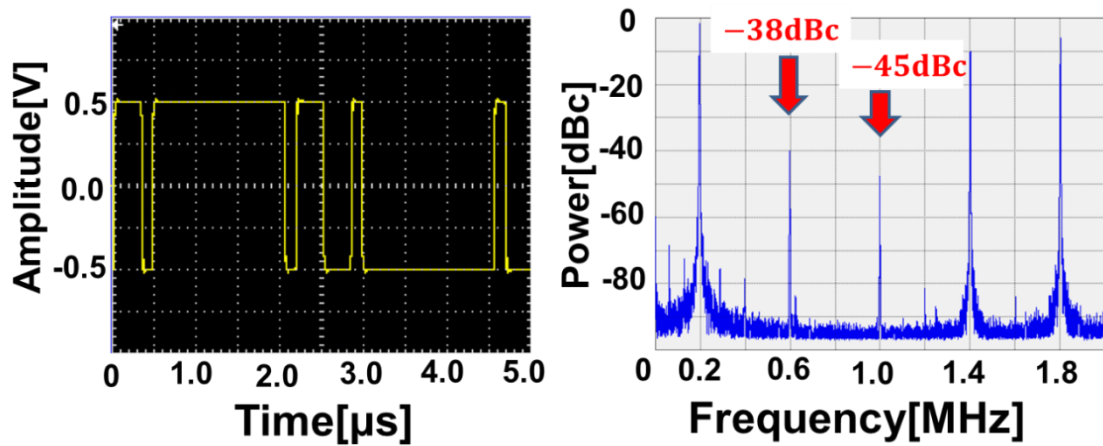


図 2.17 3,5 次高調波同時抑制波形の時間波形とスペクトラム

表 2.6 実験結果とシミュレーションの比較

周波数	HD3 0.6MHz	HD5 1.0MHz	HD7 1.4MHz	HD9 1.8MHz
実験 [dBc]	-38.1	-45.8	-8.2	-4.13
シミュレーション[dBc]	-41.4	-50.2	-10.8	-6.4

### 3.3 考察

本実験は、提案アルゴリズムの波形パターンを用いて電気信号でも高調波が抑制されるかを確認するためのものであった。3 次高調波抑制波形パターンは理論上、3 次高調波はゼロまで抑制されるはずであり、シミュレーションでもノイズフロアまでの抑制が見られたが実験では完全に抑制されていない。この原因は計測器であるスペクトラムアナライザ自身の歪みが考えられる。また AWG で波形を生成しているため、厳密な二値波形ではなく立ち上がり/下がり時間やオーバーシュートなどがあり、AWG の歪みも現われていると考えられる。

## 第4章 2 トーン信号生成法

### 4.1 まえがき

前章までは、矩形波を用いた 1 トーン信号の高調波を抑圧するためのアルゴリズムを提案、検討した。本章では、通信用 ADC の線形性テストなど高周波領域における試験用信号として用いられるツートーンの信号生成法にアルゴリズムを拡張する。

### 4.2 2 トーン信号の問題点

ツートーン信号は一般的に任意波形発生器(AWG)を用いて発生させる。しかし AWG 内の多ビット DAC が持つ非線形性により、出力信号に相互変調歪み(IMD)が発生するため、テスト精度が悪化する。IMD は基本波周波数近傍に発生するため、取り除くためには急峻なバンドパスフィルタが必要となる。本章では非線形性をもたない 1 ビット DAC を用いることで、IMD が現われない 2 トーン信号生成アルゴリズムを検討する。

### 4.3 矩形波を用いた 2 トーン信号生成アルゴリズム

提案するアルゴリズムの概略を図 2.18 に示す。周波数の異なる 2 つの矩形波信号(Duty50%)を 1 クロック (1 ポイント) ごとに切り替えることで、IMD3 成分を有さない 1 ビットの信号を発生させる。

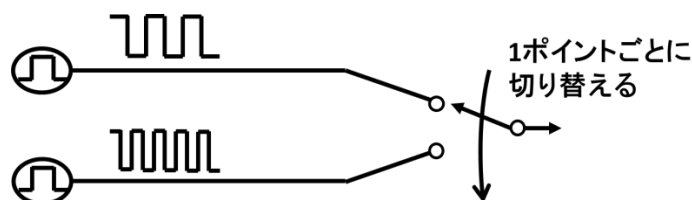


図 2.18 矩形波インターリーブによる 1 ビット 2 トーン信号の生成法

提案アルゴリズムを数式で表すと式(2.10)(2.10)のようになる。

$$f(m) = \begin{cases} f(2m-1) = f_a(f_1, 2m-1) \\ f(2m) = f_b(f_2, 2m) \end{cases} \quad m = 0, 1, 2 \dots \quad (2.10)$$

ここで  $f_a, f_b$  は周波数の異なる duty50% の矩形波を表す関数である。図 2.19、図 2.20 に  $f_1 = 4, f_2 = 5, 1$  周期のポイント数  $N=720$  としたときの波形を示す。また  $f_a, f_b$  を 1 クロックごとに切り替えた提案手法による信号  $f(m)$  を図 2.21 に示す。  $f(m)$  の周波数スペクトラムを図 2.22 に示す。非線形性モデルがないため、相互変調歪みは基本波(4,5)の近傍に現われない。

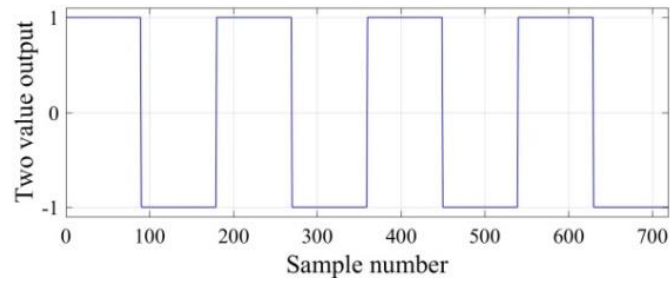


図 2.19 サンプル点 720 ポイント、波数 4 の方形波信号

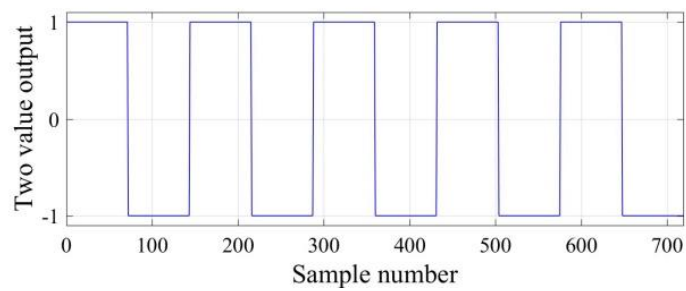


図 2.20 サンプル点 720 ポイント、波数 5 の方形波信号

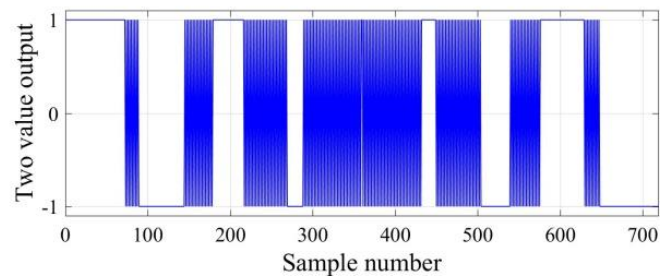


図 2.21 提案アルゴリズムによる 2 トーン信号

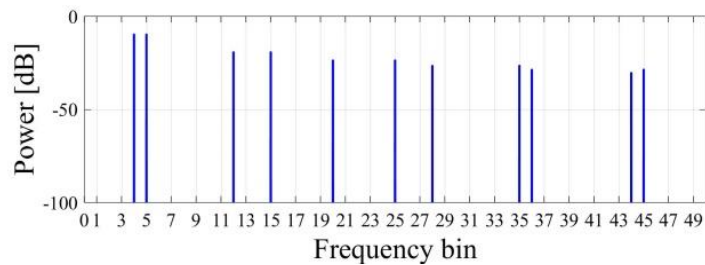


図 2.22 提案アルゴリズムの周波数スペクトラム



#### 4.4 3次高調波を抑制した2トーン信号

ここまで、1トーンの3次高調波抑制アルゴリズムと、2トーンの二値信号のパターンを提案した。これら2つのアルゴリズムを組み合わせることにより、二値信号パターンで3次高調波およびIMDを持たない2トーン信号を出力できる。図2.23、図2.24に $f_1 = 4, f_2 = 5$ , ポイント数 $N = 720$ とした3次高調波抑制矩形波を示す。図2.25に交互サンプリングした波形を示す。さらにその周波数スペクトルを図2.26に示す。 $f_1 = 4, f_2 = 5$ の2つの基本周波数スペクトラムがあり、IMDの成分が発生せず、3次高調波( $3f_1 = 12, 3f_2 = 15$ )の成分も発生していない。フィルタの性能要求はさらに下がる。

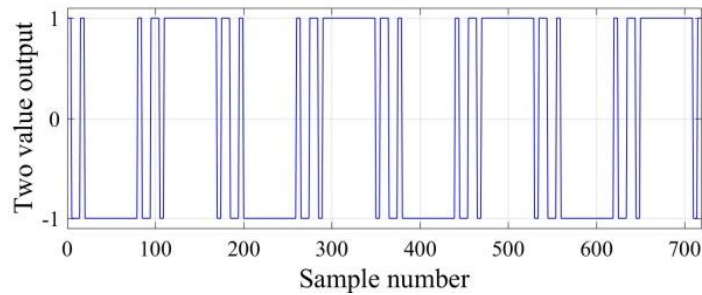


図 2.23 サンプル点 720 ポイント、波数 4 の 3 次高調波抑制矩形波信号

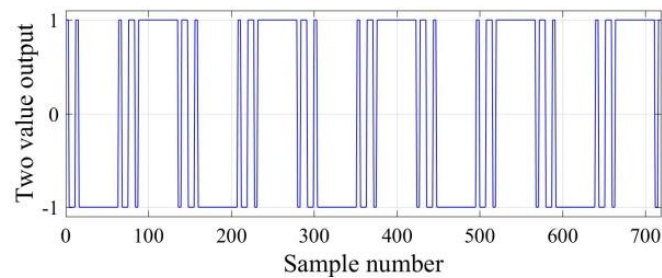


図 2.24 サンプル点 720 ポイント、波数 5 の 3 次高調波抑制矩形波信号

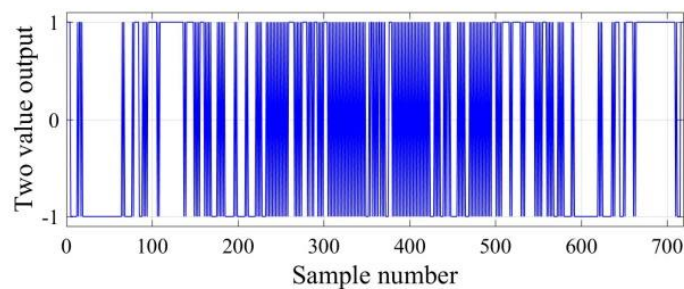


図 2.25 提案アルゴリズムによる 3 次高調波抑制された 2 トーン信号

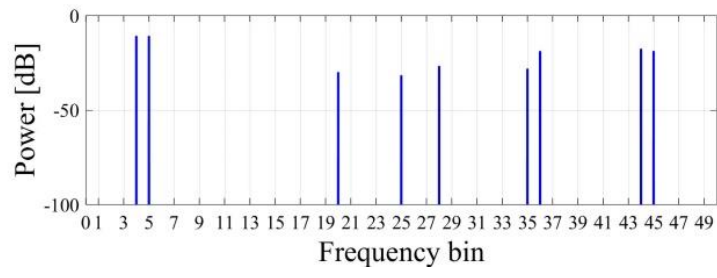


図 2.26 提案アルゴリズムの周波数スペクトラム

## 第5章 提案手法の実用的な特徴と適用例

### 5.1 まえがき

これまで低歪み信号生成のための 1 ビット信号パターンの生成アルゴリズムを提案、検討した。本章では、実際に産業利用する観点で提案手法の優位性、応用例を検討する。

### 5.2 $\Delta \Sigma$ DAC との比較

従来の 1 ビット信号を用いた信号生成法である  $\Delta \Sigma$  DAC と提案アルゴリズムを比較する

#### (a) 信号対雑音比 (Signal to Noise Ratio : SNR)

$\Delta \Sigma$  DAC は、オーバーサンプリングとノイズシェーピングにより簡単なデジタル回路と 1 ビット DAC により、信号帯域内で高い信号対雑音比を得ることができる。一方、提案信号パターンは、帯域内に量子化ノイズが発生しないため、高 SNR を期待できる。しかし、1 ビット  $\Delta \Sigma$  DAC に含まれない、奇数次高調波が存在するため SNR は  $\Delta \Sigma$  DAC の方が優れている。

#### (b) 高周波信号出力

$\Delta \Sigma$  変調器はオーバーサンプリングとノイズシェーピングという技術を用いる性質上、1 周期の信号に多くのサンプリング回数が必要となる。その為高周波信号出力には不向きであり、パターン長も長くなる。提案手法は、シングルトーンの場合、18~70 サンプル程度となりパターン長は非常に短く済むため、高周波出力が容易である。

#### (c) 信号の不連続によるスプリアスの発生

$\Delta \Sigma$  DAC で正弦波信号を出力する際、1 周期の信号パターンは同一のものではない。そのため繰り返し波形のタイミングのずれにより、 $\Delta \Sigma$  DAC はサンプリング周波数に応じたスプリアスが発生する。提案手法では、決められた信号パターンを繰り返し出力するため、スプリアスは発生しない。

### 5.3 シフトレジスタと組み合わせた信号生成回路

図 2.27 に示す回路は TEST 入力でセレクタ SR0~SR15 を切り替えることによりフリップフロップにパターンを入力できるテストモードと、フリップフロップに保持された波形パターンをクロックごとにシフトするシフトモードを選択する。テストモードではシフトレジスタの D0 から D15 までに 18 ポイントの信号パターンを入力する。このとき、テストモード動作前に FF16,FF17 に 0 をストアしておく。次にシフトモードにおいて CLK を入力しフリップフロップにストアされたパターンを循環させる。このときのフリップフロップの値(出力値)は表 2.7 データ遷移である。表 2.7 の各ビットの時間変化を見ると 3 次高調波抑制パターンとなっている。O0 から O15 までの 16 チャンネルで 3 次抑制矩形波が得られる。

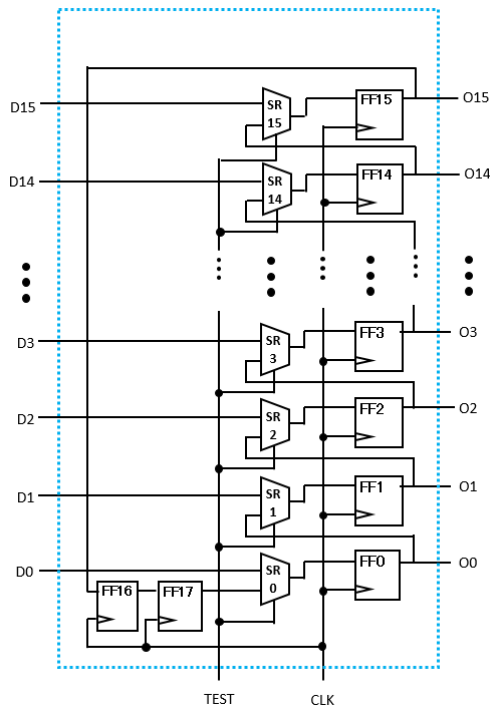


図 2.27 シフトレジスタ

表 2.7 データ遷移

	t0	t1	t2	t3	t4	t5	t6	t7	t8	t9	t10	t11	t12	t13	t14	t15	t16	t17
FF15	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
FF14	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1
FF13	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0
FF12	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1
FF11	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1
FF10	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1
FF9	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1
FF8	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1
FF7	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1
FF6	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1
FF5	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0
FF4	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1
FF3	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0
FF2	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0
FF1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0
FF0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0
FF17	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0
FF16	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0

次に、このシフトレジスタと 16bit DAC を組み合わせた構成を図 2.28 示す。3 次高調波抑制パターンを用いれば、各ビットの時間信号には 3 次高調波が含まれないので DAC 出力のアナログ信号にも 3 次歪みが含まれない。図 2.29 にタイミング不良テスト組み込み 16 ビット DAC のアナログ出力波形を、図 2.30 にパワースペクトラムを示す。提案システムは信号パターンのデ

ータ長の数だけフリップフロップが必要になる。つまり  $\Delta \Sigma$  DAC による二値波形と比較すると、データ数が少ない提案手法は信号生成法および BIST DAC を構成する上で有効性がある。

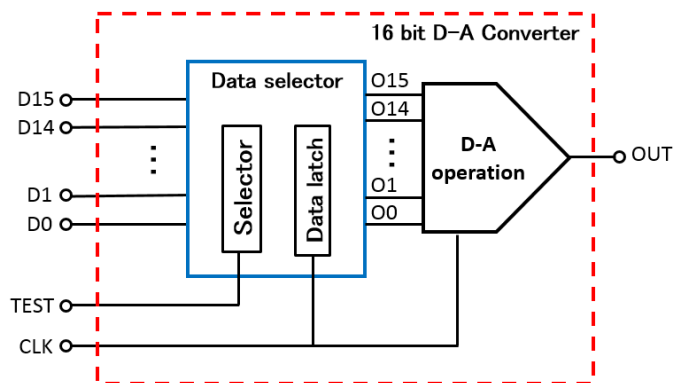


図 2.28 タイミング不良テスト組み込み 16 ビット DA コンバータ

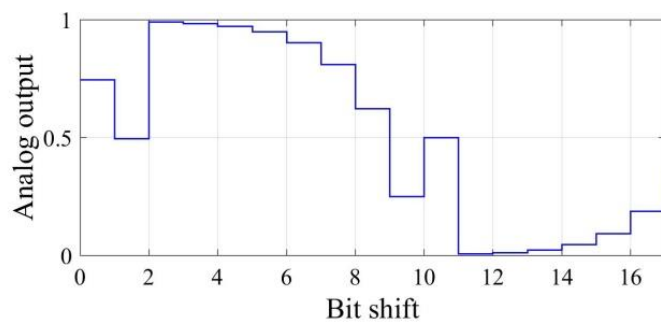


図 2.29 BIST 組み込み DAC の 3 次高調波を含まないパターン信号

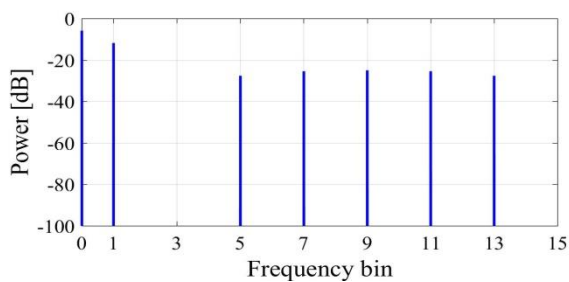


図 2.30 BIST 組み込み DAC の 3 次高調波を含まない周波数スペクトラム

## 第6章 まとめ

近年の半導体テストにおいて、半導体の高集積化、高速化、大量生産化とともに製造全体におけるテストコストの削減が求められている。その為、アナログテスト容易化設計や BIST 回路によるテストの簡略化によるテストコスト削減手法が検討されている。

本研究は、1 ビットの方形波による LSI 試験用低歪み信号生成法を提案し、高調波抑制二値信号パターンを得るための方法を示した。

2 章では、方形波加減算による方形波のもつ奇数次高調波抑圧の方法を示し、シミュレーションと理論解析を用いて説明した。3 章で 2 章での提案手法を任意波形発生器で実験し、確認した。4 章では、異なる方形波のインターリーブにより、3 次相互変調歪みの発生していない 2 トーン信号を生成することを提案し、また 2 章で示した信号パターンを用いることで 3 次高調波ひずみも同時に抑制された信号生成を示した。6 章では 3 次高調波抑制信号パターンと 1 ビット DAC を用いた信号源による応用範囲に関して検討し、DAC 内部の高速クロックを利用した高調波ひずみ試験信号発生器と、BIST 回路を提案した。

今後の課題は、1 ビットの信号を実際に出力するために 1 ビット DAC を用いた信号源回路の実装すること、およびパターンジェネレータを用いて生成した信号を測定し、ノイズフロアまで高調波が落ちていることを確認する。また立ち上がり/下がりエッジの精度やジッタの影響、スルーレートの影響を検証することも今後の課題である。

# 第3部 ATAC 回路を用いた磁界高調波抑制技術

## 第1章 序論

### 1.1 まえがき

PC・スマートフォン・タブレットなどの情報端末では「通信」と「電力」が必要となる。「通信」は家庭用固定電話で使われてきた電話線などの有線に代わって、無線 LAN などのワイヤレスが主流となっている。それに対して「電力」はケーブルによる充電が必要であり、真のワイヤレスは実現できていない。ワイヤレス給電を実現するために様々な研究開発が進む中で、給電効率や電送距離の性能が優れている「磁界結合型ワイヤレス給電」の将来的な可能性に注目がなされている。

### 1.2 ワイヤレス給電の種類と特徴

ワイヤレス給電には大きく分けて、電磁誘導方式、磁界結合方式、電界結合方式、マイクロ波伝送方式、レーザー伝送方式がある。これらの特徴を表 3.1 に示す [12]。電磁誘導によるワイヤレス給電は一部のスマートフォン用充電器で実現がなされた。しかし電磁誘導式の特徴からも分かるように専用のドックに置かなければ充電はできず、有線の充電と大差は無かった。ワイヤレスとしての特徴を見出すならば、ある程度の距離を保ちながら高効率給電できることが求められている。

表 3.1. ワイヤレス給電技術の種類

	電磁誘導	磁界結合	電界結合	電波	レーザー
伝送媒体	磁界	磁界	電界	マイクロ波	光
距離	数 cm	～数 m	数 mm	数 m～	数 m～
位置の自由度	固定	3 次元	2 次元	3 次元	3 次元
距離の自由度	不可能	可能	可能	可能	可能
効率	～90%	～90%	～90%	～40%	～30%

### 1.3 ワイヤレス給電の適用例

ワイヤレス給電の適用先として現在ホットな話題はスマートフォンや電気自動車であろう。昨今の IoT の時代にスマートフォン等の情報通信機器の普及率は 94.7%となっており [13]、情報通信機器に頼った生活はバッテリー切れによる支障となり得ることが考えられる。バッテリーをなくすことにより充電作業の削減と、本体の小型軽量化に期待できる。電気自動車も走行しながら

らの充電が実現できればバッテリー切れの心配は無い。また、大電力を扱う電気自動車用充電プラグを一般家庭で用いることは避けたいという背景もある。さらに適用例を挙げるとするならば、ドローンによる無人配達や宇宙ステーションへの(からの)送電にまで発展する可能性を秘めている。

#### 1.4 磁界結合型ワイヤレスシステム

磁界結合型ワイヤレス給電の概要と問題点について記述する。

##### 1.4.1 概要

電磁誘導方式は効率的な給電が行えるのは、送受信機コイル間の距離が数 cm 以下の場合である。送受信機の距離を離れた場合、コイル同士の結合度が低くなるため、結合に大きな漏れ磁束が発生し、無効電力となる。一方で、磁界結合型ワイヤレス給電では、送受信機コイル間の距離が数 m の場合でも効率的に電力伝送が行うことができる。この方式の特徴は、送受信機双方に共振器を用いることである。本方式でも伝送距離を大きくとればコイル同士の結合度が低くなるため、大きな漏れ磁束が発生し無効電力の原因となる。しかし、その無効電力は共振器内部に留められ損失にはならない。よって、結合度が低くても効率的な給電が行える。

##### 1.4.2 問題点

図 3.1 に示すように磁界結合型ワイヤレス送電システムの等価回路は AC 電源と RLC 直列共振回路で構成される。Q 値と給電効率 $\eta$ は以下の式(3.1)(3.2)で表すことができる。給電効率 $\eta$ を高めるためには Q 値を大きくしなければならないことが分かる。また、送信電源と共振器の共振周波数の調整が厳しく要求される。たとえば  $Q = 500$  の共振回路を用いた送電では、送信機と受信機の共振周波数を 0.1%以内に調整する必要がある [14]。素子のばらつきによって装置ごとの細かい調整が要求される。さらには調整を完璧にしたとしても経年劣化による素子値の変動の影響を受けてしまう。

$$Q_{TX} = \frac{\omega_o L_{TX}}{R_{TX}}, \quad Q_{RX} = \frac{\omega_o L_{RX}}{R_{RX}} \quad (3.1)$$

$$\eta = \frac{1}{\left\{ \frac{1}{k^2 Q_{TX} Q_{RX}} \left( \frac{R_L}{R_{RX}} + 1 \right) + 1 \right\} \left( 1 + \frac{R_{RX}}{R_L} \right)} \quad (3.2)$$



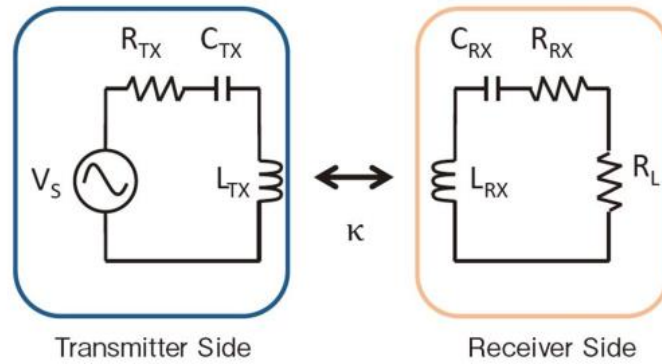


図 3.1. 磁界結合型ワイヤレス送電システムの等価回路

効率化、簡易化のために電源を D 級アンプで構成する場合があるが、スイッチ制御による矩形信号の生成により送信磁界に高調波が乗ってしまう。2016 年 3 月に改正された電波法によると 79~90kHz の範囲の周波数(85kHz 帯)で許可される設備として電気自動車用非接触電力伝送装置が加えられた。この帯域で考慮すると高調波は AM ラジオの帯域に入ってしまう妨害波となる問題がある。

#### 1.5 本セクションの構成

第 2 章では ATAC 回路の原理を説明する。第 3 章では高調波抑制スイッチングパターンの原理を説明する。第 4 章では ATAC 回路と高調波抑制スイッチングパターンを組み合わせた手法を説明する。

## 第2章 ATAC(Automatic Turning Asist Circuit)の原理

### 2.1 まえがき

ATAC(Automatic Turning Asist Circuit)はデジタル的な演算や制御が必要なく、アナログ回路だけで磁界結合型ワイヤレス給電システムの共振周波数を補正する回路である。本セクションでは ATAC の動作原理を説明する。

### 2.2 補助電源の追加による電流位相の補正

図 3.2 送信側等価回路に示すように磁界結合型ワイヤレス給電システムの送信側回路を考える。単純な RLC 直列共振回路と見ることができ、電源 $V_S$ から見たインピーダンスは式(3.3)で表される。

$$Z_X = R_{TX} + j\omega L_{TX} + \frac{1}{j\omega C_{TX}} \quad (3.3)$$

電源と共振回路が共振状態のとき、リアクタンス成分は無視され、電圧と電流の位相が一致する。しかし、共振点がずれている場合、リアクタンスが現われ電圧と電流は位相差 $\phi$ を持つ。

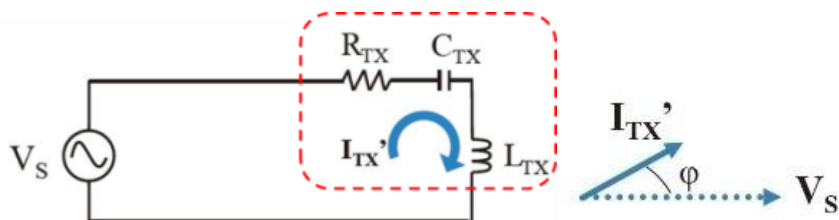


図 3.2 送信側等価回路

ここで図 3.3 に示すように $90^\circ$ の位相を持った別の補助電源 $V_A$ を用意する。電圧と電流位相差が $\phi$ であることは図 3.2 の場合と同様である。

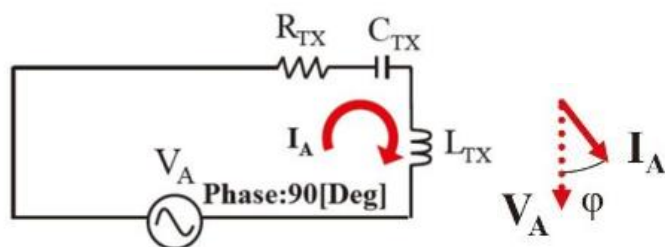


図 3.3 補助電源

次に図 3.4 に示すように主電源 $V_S$ と補助電源 $V_A$ を足し合わせる。補助電圧を適切に設定すれば

電流の位相が主電圧に一致する。 $\phi$ は素子ばらつきや経年劣化により変化するため $V_A$ は適宜変更する必要がある。これが ATAC 回路の基礎原理である。

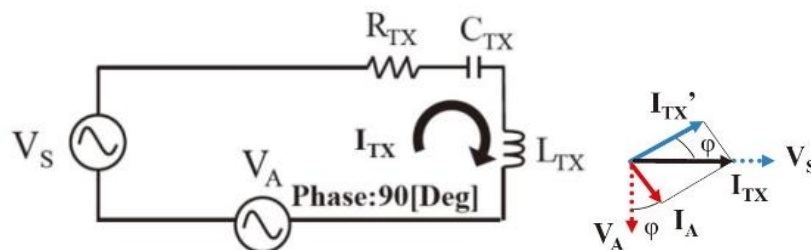


図 3.4 主電源と補助電源の足し合わせ

### 2.3 D 級アンプ構成

効率化、簡易化のために磁界結合型ワイヤレス送電システムは、電源を D 級アンプで構成する場合がある。主電源 $V_p$ は直流電圧源であり、SW1 と SW2 の Duty50%スイッチングにより、ある周波数を持った矩形信号としてインダクタ $L_{TX}$ 側に流れる。SW3 と SW4 は SW1,SW2 と  $90^\circ$ の位相差を持ったスイッチングを行う。キャパシタ $C_A$ には適切な補助電圧が自動的に溜り、主電圧と電流の位相を補正する。自動補正回路を ATAC と呼ぶ [14]。

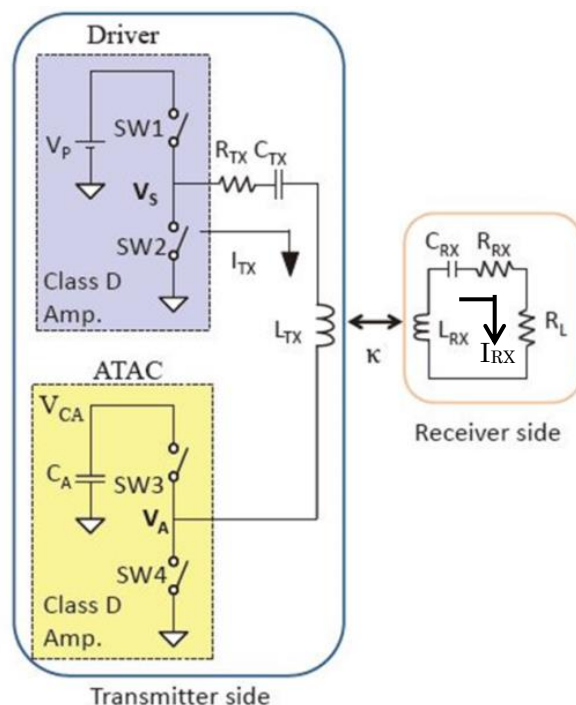


図 3.5 ATAC 回路をつけた D 級アンプ構成の磁界結合型ワイヤレス給電システム

では、なぜ適切な補助電圧がコンデンサ $C_A$ に自動的に溜まるのか、以下の図 3.6 とフローで説明する。

- ① 共振周波数のずれにより電圧と電流に $\phi$ の位相差が存在する。
- ② SW3 は送信電源 $V_S$ から 90 度の位相ずれで半周期ごとに動作させる。(a (2))
- ③ 共振電流 $I_{TX}$ を SW3 により半周期分切り取る。(a (3))
- ④ 切り取られた $I_{TX}$ はコンデンサ $C_A$ を充放電する。(a (4))
- ⑤ 充放電された結果  $I_{TX}$  の位相差分、 $C_A$ に電荷がたまることで、電圧 $V_{CA}$ が得られる。(a (5))
- ⑥  $V_{CA}$ と SW3,4 により $V_S$ の位相から 90 度ずれた補助電源 $V_A$ が生成される。(a (6))
- ⑦  $V_A$ は $I_{TX}$ の位相を進める。(b (7))
- ⑧  $I_{TX}$ と $V_S$ の位相が一致すると、 $C_A$ の充放電がバランスし、 $V_{CA}$ の電位は安定する。(b (8))
- ⑨  $V_{CA}$ の電位が安定化したことにより、 $I_{TX}$ の位相が共振状態で固定される。(b (9))

以上より ATAC 回路は適切な補助電圧が自動的に生成されるように動作する。

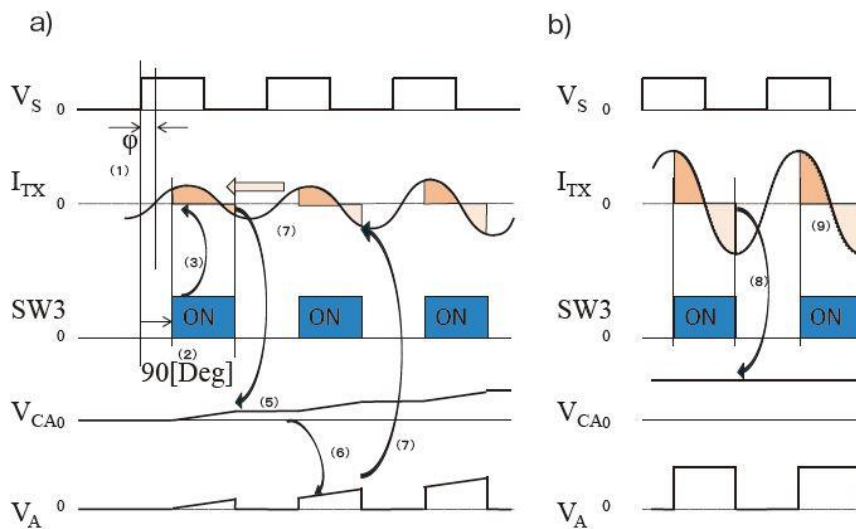


図 3.6 補助電圧に整定する原理

コンデンサに溜まる整定時間が存在するため、電波による通信には向かず、送電周波数が一定のワイヤレス給電に適したシステムである。

### 第3章 高調波抑制スイッチングパターン

#### 3.1 まえがき

磁界結合型ワイヤレス給電システムを D 級アンプで構成した場合に、スイッチングによる磁界高調波を抑制するためのスイッチングパターンについて説明する。第 2 部の”低歪み信号生成アルゴリズム”の延長技術である。第 2 部はデジタル構成であったことに対し、本章で説明する方法はアナログ構成である。

#### 3.2 3 次高調波抑制アルゴリズム

Duty50%の矩形波はフーリエ級数展開を用いると式(3.4)のように表すことができる。

$$f(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k\pi} \sin(2kf_{in}\pi t) \quad (k = 1, 3, 5, \dots) \quad (3.4)$$

ここで、図 3.7 に示すように位相をずらした 3 つの矩形波を足し合わせることで任意の高調波を消すような二値矩形パターンアルゴリズムを考える。

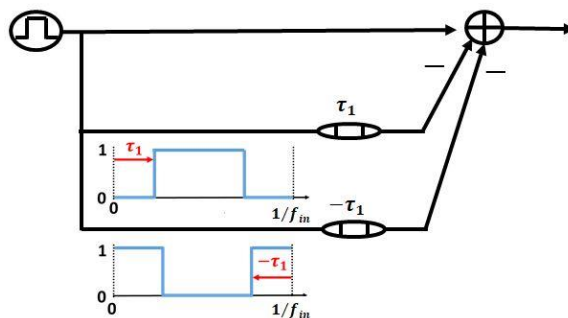


図 3.7 高調波抑制スイッチングパターンアルゴリズム

3 つの矩形波の足し合わせは以下の式(3.5)で表される。

$$\begin{aligned} & f(t) - f(t - \tau) - f(t + \tau) \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k\pi} \{1 - 2\cos(2kf_{in}\pi\tau)\} \sin(2kf_{in}\pi t) \end{aligned} \quad (3.5)$$

ここで赤字部がゼロになるような  $\tau$  をとれば高調波成分が抑制された矩形波が得られる。3 次成分を消す場合、 $f_{in}\tau = \frac{1}{18}$  とする。図 3.8 に示すような時間波形が得られ、図 3.9 に示すように周波数スペクトルでは 3 次高調波が抑制されていることが分かる。

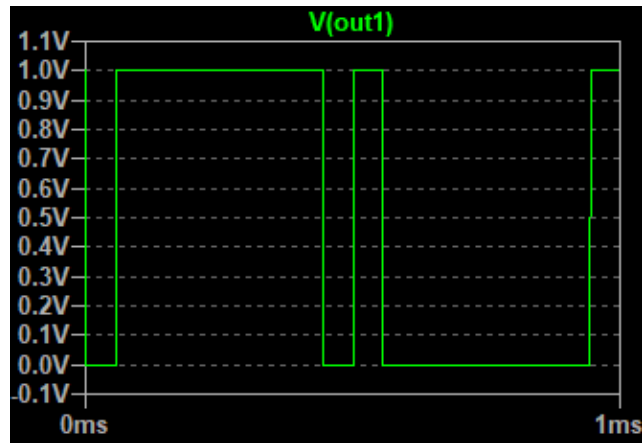


図 3.8 3次高調波抑制スイッチングパターン

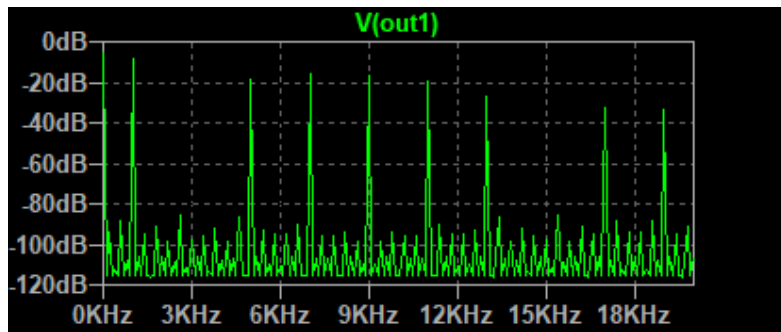


図 3.9 3次高調波抑制スイッチングパターンのスペクトラム

## 第4章 提案手法とシミュレーション

### 4.1 まえがき

D 級アンプ構成の磁界結合型ワイヤレス給電システムはスイッチングにより磁界に高調波が乗ってしまうことが問題であった。これは ATAC 回路を適用する際にも避けられない問題である。ここで高調波抑制スイッチングパターンを用いることで、磁界高調波を抑えた上で共振周波数を自動で補正するシステムが期待できる。ATAC 回路に Duty50%以外のスイッチングパターンを適用しても ATAC として機能するかどうかを確認する。磁界高調波の原因となるインダクタ電流の高調波成分を適用前後で比較し、提案手法の有効性を示す。

### 4.2 ATAC 動作の検証

まず ATAC 回路を搭載していない D 級アンプ構成の磁界結合型ワイヤレス給電システムの回路構成と出力電流を図 3.10 に示す。なお共振周波数ずれを再現するために  $C_{TX}$  の値を意図的に振っている。シミュレーションにおける素子値を以下とした。

$$C_{TX} = 126\text{pF}, 124\text{pF}, 122\text{pF}, 120\text{pF}, 117\text{pF}$$

$$V_p = 25\text{V}, \quad R_{TX} = 1\Omega, \quad L_{TX} = 200\mu\text{H},$$

$$L_{RX} = 200\mu\text{H}, \quad C_{RX} = 126\text{pF}, \quad R_{RX} = 0\Omega, \quad R_L = 1\Omega$$

共振周波数の差は 0.80%~3.78% であることに對し、出力電流  $I_{RX}$  は 60%~80% の差である。

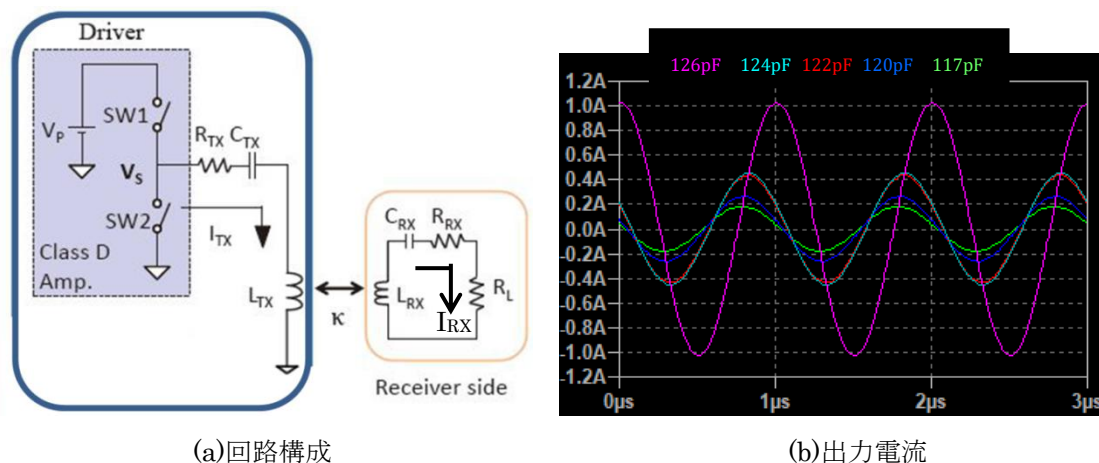


図 3.10 ATAC を搭載していない D 級アンプ構成の磁界結合型ワイヤレス給電システム

次に ATAC を搭載した D 級アンプ構成の磁界結合型ワイヤレス給電システムの出力電流を図 3.11 に示す。回路図は図 3.5 を用い、シミュレーションパラメータは非搭載と同様である。 $C_{TX}$  の振り方も変わらない。共振周波数の差は 0.80%~3.78% であることに對し出力電流  $I_{RX}$  の差は 0%~20% に抑えられている。

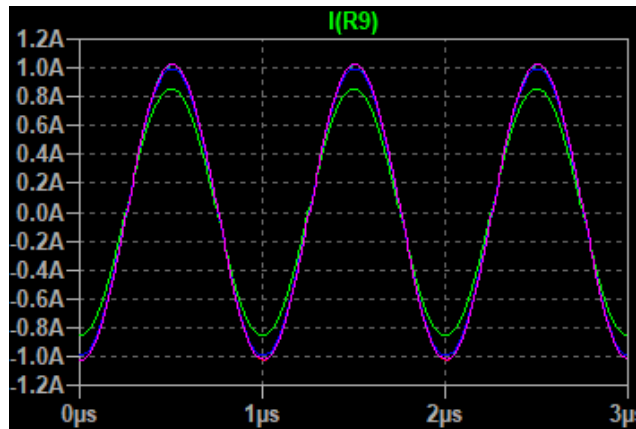


図 3.11 ATAC を搭載した D 級アンプ構成の磁界結合型ワイヤレス給電システムの出力電流

#### 4.3 スイッチングパターンによるインダクタ電流の比較

従来手法である Duty50%矩形スイッチングにおけるスイッチ電圧と送信側インダクタ電流の周波数スペクトラムを図 3.12、図 3.13 に示す。

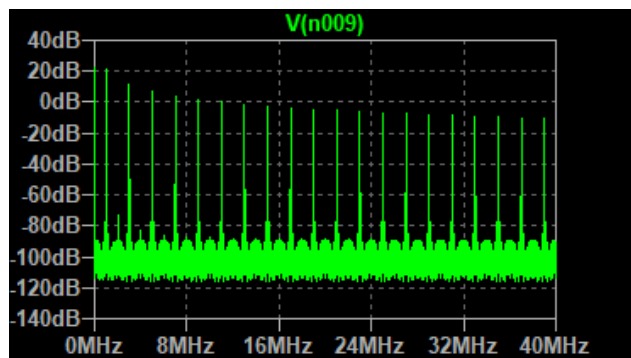


図 3.12 Duty50%矩形スイッチングにおけるスイッチ電圧スペクトラム

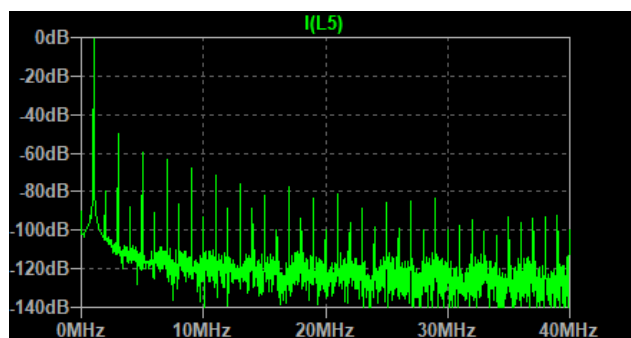


図 3.13 Duty50%矩形スイッチングにおける送信側インダクタ電流スペクトラム

次に 3 次高調波抑制スイッチングにおけるスイッチ電圧と送信側インダクタ電流の周波数スペクトラムを図 3.14、図 3.15 に示す。



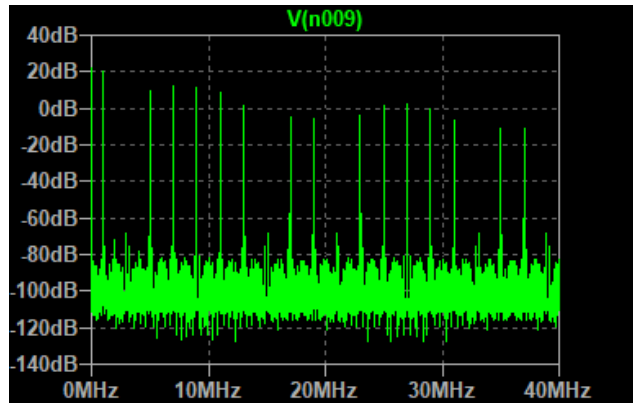


図 3.14 3次高調波抑制スイッチングにおけるスイッチ電圧スペクトラム

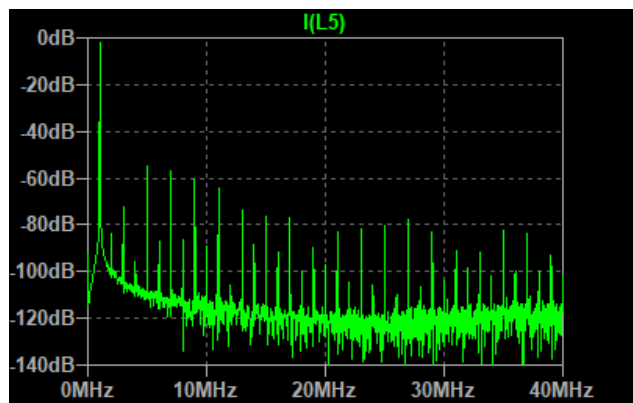


図 3.15 3次高調波抑制スイッチングにおけるインダクタ電流スペクトラム

#### 4.4 考察

D 級アンプのスイッチ制御を高調波抑制パターンとし、インダクタ電流の高調波および ATAC 回路の動作を確認した。Duty50%のスイッチングを行った場合のインダクタ電流には3次高調波が-50dBほど乗っている。それに対し提案手法はDuty50%矩形波と比べ、-20dBの抑制が見られる。ノイズフロアまでの抑制は見られなかった。これはそもそも、図 3.14 に示すスイッチング電圧において3次高調波は-65dBほど、わずかに抑圧し切れていない。今回の3次高調波抑制スイッチングパターンを作るシフト量 $\tau$ は  $\tau = \frac{1}{18} = 0.0555555 \dots$ と無限循環小数であり、丸め誤差が不完全抑制の原因となっている。

## 第5章 まとめ

PC・スマートフォン・タブレットなどの情報端末では「通信」と「電力」が必要となる。「通信」は家庭用固定電話で使われてきた電話線などの有線に代わり、無線 LAN などのワイヤレスが主流となっている。それに対して「電力」はケーブルによる充電が必要であり、真のワイヤレスは実現できていない。ワイヤレス給電を実現するために様々な研究開発が進む中で、給電効率や電送距離の性能が優れている「磁界共鳴型ワイヤレス給電」の将来的な可能性に注目がなされている。

磁界結合型ワイヤレス給電システムの共振周波数を自動で調整する ATAC 回路に注目し、D 級アンプ構成した場合の磁界高調波抑制のためのスイッチングパターンを提案した。ATAC 回路とは  $90^\circ$  の位相差を持った補助電源を追加し、電圧と電流の位相を一致させるアナログ回路である。第 2 章では ATAC 回路の原理と動作について説明した。第 3 章では 3 つの矩形波の加減算によって任意の高調波だけを取り除いた二値矩形波を生成するアルゴリズムを提案し、シミュレーションで有効性を示した。第 4 章では ATAC 回路を搭載した磁界結合型ワイヤレス給電システムに高調波抑制スイッチングパターンを適用し、シミュレーションで動作を確認した。送電側インダクタ電流の 3 次高調波は 20dB ほど減少し、ATAC の効果も維持されていた。よって ATAC 回路を搭載したことで共振周波数を自動調整し、同時に磁界高調波を抑制できる磁界結合型ワイヤレスシステムを構成できることが確認できた。

# 文献目録

- [1] “International Technology Roadmap for Semiconductor,” 2001.
- [2] K. T. Cheng and H. M. Chang, "Recent Advances in Analog Mixed-Signal and RF Testing," *IPJS Trans on System LSI Design Methodology*, 2010.
- [3] A. Maeda, “A Method to Generate a Very Low Distortion, High Frequency Sine Waveform Using an AWG,” *IEEE International Test Conference*, 2008.
- [4] 浅田邦博 , 松澤昭, アナログ RF CMOS 集積回路設計[応用編].
- [5] K. Wakabayashi, K. Kato, T. Yamada, O. Kobayashi and H. Kobayashi, "Low-Distortion Sinewave Generation Method Using Arbitrary Waveform Generation," *J. of Electronic Testing*, Springer, 2012.
- [6] K. Kato, M. Murakami, F. Abe, Y. Arai and H. Kobayashi, "Low-Cost High-Quality Signal Generation for ADC Testing," *IEEE International Test Conference*, 2012.
- [7] F. Abe, Y. Kobayashi, K. Sawada, K. Kato, O. Kobayashi and H. Kobayashi, "Low Distortion Signal Generation for ADC Testing," *IEEE International Test Conference*, 2014.
- [8] K. Kato, F. Abe, K. Wakabayashi, C. Gao, T. Yamada and H. Kobayashi, "Two-Tone Signal Generation for Communication Application ADC Testing," *The 21st IEEE Asian Test Symposium*, Niigata Japan, 2012.
- [9] E. Wawrysh, "An Integration of Memory-based Analog Signal Generation into Current DFT Architectures," *IEEE International Test Conference*, 1998.
- [10] B. Dufort and G. W. Roberts, "On-chip Sinusoidal Signal Generation with Harmonic Cancellation for Analog and Mixed-signal BIST Applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuit*, 2013.
- [11] Y. Zhuang, D. Chen, A. Unnithan, A. Joseph, S. Sudani , B. Magstadt, “Low-Cost Ultra-Pure Sine Wave Generation with Self Calibration,” *IEEE International Test Conference*, 2016.
- [12] 古川靖夫, *RF ワールド*, 第 25, p. 55, 2014.
- [13] “情報通信機器の普及状況,” 総務省, 2016. [オンライン]. Available: <http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/h29/html/nc262110.html>.
- [14] Y. Endo and Y. Furukawa, "Proposal for a New Resonance Adjustment Method in Magnetically Coupled Resonance Type Wireless Power Transmission," 2012.

# 研究成果

- (1) Peter SARSON, Tomonori YANAGIDA, Shohei SHIBUYA, Kosuke MACHIDA, Haruo KOBAYASHI,  
” A Distortion Shaping Technique to Equalize Intermodulation Distortion Performance of Interpolating Arbitrary Waveform Generators in Automated Test Equipment” ,  
Journal of Electronic Testing, Springer (Jan. 4, 2018)
- (2) 柳田朋則、澁谷将平、町田恒介、浅見幸司、小林春夫  
「任意波形発生器を用いたナイキスト領域全体の低歪み信号生成アルゴリズム」  
第 8 回 電気学会東京支部栃木・群馬支所 合同研究発表会
- (3) 柳田 朋則、澁谷 将平、浅見 幸司、小林 春夫  
「任意波形発生器を用いた低歪み単一正弦波および 2 トーン信号生成技術」  
第 65 回システム LSI 合同ゼミ、早稲田大学 (2017 年 1 月 21 日)
- (4) 柳田朋則、町田恒介、浅見幸司、圓道祐樹、小林春夫  
「ATAC 回路を用いた磁界結合型ワイヤレス送電システムの磁界高調波抑制技術」  
第 8 回 電気学会東京支部栃木・群馬支所 合同研究発表会
- (5) 柳田朋則  
「矩形波を使った低歪み信号生成アルゴリズム」  
第 68 回システム LSI 合同ゼミ
- (6) 柳田朋則、町田恒介、澁谷将平、浅見幸司、川端雅之、小林春夫  
「アナログ/ミクストシグナル IC 試験用の低歪み信号生成技術」 The 14th IEEE TOWERS
- (7) Masayuki Kawabata, Koji Asami, Shohei Shibuya, Tomonori Yanagida, Haruo Kobayashi,  
"Low-Distortion Signal Generation for Analog/Mixed-Signal Circuit Testing Using Digital ATE",  
The First International Test Conference in Asia
- (8) Dan Yao, Yifei Sun, Masashi Higashino, Shaiful Nizam Mohyar, Tomonori Yanagida, Takuya Arafune, Nobukazu Tsukiji, Haruo Kobayashi  
“DAC LINEARITY IMPROVEMENT WITH LAYOUT TECHNIQUE USING MAGIC AND LATIN SQUARES”  
IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), Xiamen, China
- (9) Masayuki Kawabata, Koji Asami, Shohei Shibuya, Tomonori Yanagida, Haruo Kobayashi,  
"Signal Generation with Specified Harmonics Suppression Using Only Single Digital Output Pin"

- 35th IEEE VLSI Test Symposium (VTS' 17)
- (10) Pete SARSON, Shohei SHIBUYA, Tomonori YANAGIDA, Haruo KOBAYASHI,  
"A Technique for Dynamic Range Improvement of Intermodulation Distortion Products  
for an Interpolating DAC-based Arbitrary Waveform Generator Using a Phase  
Switching Algorithm",  
35th IEEE VLSI Test Symposium (VTS'17), Las Vegas, NV (April 2017)
- (11) 川端 雅之 , 浅見 幸司, 澁谷 将平, 柳田 朋則, 小林 春夫  
「高調波抑圧された二値信号による低ひずみ信号生成」  
電気学会 電子回路研究会, 法政大学、東京 (2017年3月9, 10日)
- (12) 柳田 朋則、澁谷将平、浅見幸司、小林春夫  
「任意波形発生器を用いた低歪み単一正弦波および2トーン信号生成技術」  
第65回システムLSI合同ゼミ、早稲田大学
- (13) Masayuki Kawabata, Koji Asami, Shohei Shibuya, Tomonori Yanagida and Haruo  
Kobayashi Advantest Corporation,  
Low-Distortion Sine Signal Generation Algorithm Using Rectangular Waveform  
8th International Conference on Advanced Micro-Device Engineering
- (14) Tomonori Yanagida, Shohei Shibuya, Koji Asami and Haruo Kobayashi  
"High-Frequency Low-Distortion Two-Tone Signal Generation Using Arbitrary  
Waveform Generator"  
8th International Conference on Advanced Micro-Device Engineering
- (15) Masayuki Kawabata, Koji Asami, Shohei Shibuya, Tomonori Yanagida, Haruo  
Kobayashi  
"Rectangular Waveform Generation With Harmonics Suppression",  
The 25th Asian Test Symposium, Industry Session
- (16) Masayuki Kawabata, Koji Asami, Shohei Shibuya, Tomonori Yanagida, Haruo  
Kobayashi,  
"Sine Signal Generation with Specified Multiple Harmonics Suppression", IEEE 13th  
International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology
- (17) Tomonori Yanagida, Shohei Shibuya, Haruo Kobayashi, Kazumi  
Hatayam, "High-Frequency Low-Distortion One-Tone and Two-Tone Signal Generation  
Using Arbitrary Waveform Generator", IEEE 13th International Conference on  
Solid-State and Integrated Circuit Technology, Hangzhou, China (Oct 28, 2016).
- (18) 柳田朋則, 澁谷将平, 小林春夫「任意波形発生器を用いた高周波低歪信号生成アルゴリズム」  
第75回FTC研究会, 伊香保、群馬 (2016年7月15日)

# 謝辞

本研究の研究機会を与えてくださり、丁寧なご指導を賜りました群馬大学大学院理工学研究科小林春夫教授に深く感謝いたします。本研究を進めるに当たり有意義な助言をいただきました浅見幸司客員教授に深く感謝申し上げます。石川技官には学会参加時の旅費の申請などをサポートして頂きました。深く感謝致します。また、群馬大学大学院の弓仲研究室所有のスペクトラムアナライザをお借りし有用な研究結果を得ることができました。弓仲康史准教授のご厚意に深く感謝申し上げます。本論文を審査していただいた藤井雄作教授、石田雅裕客員教授に感謝いたします。

位相差スイッチングの研究において全く新しい観点から研究方針を定め、著名な国際会議で技術を宣伝いただいた Austria Micro Systems の Peter Sarson 氏に感謝申し上げます。矩形波信号アルゴリズムの研究においてアイデアとアドバイスをいただいた株式会社アドバンテストの川端雅之氏に感謝申し上げます。ATAC 回路の研究において研究背景を詳しく教えていただき、論文のアドバイスをいただいた株式会社アドバンテストの圓道祐樹氏に感謝申し上げます。

最後に本研究の指導していただいた小林研究室の澁谷将平氏、ともに研究を行った町田恒介氏、そして日々の研究活動を支えていただいた小林・高井研究室の皆さまに感謝申し上げます。