三角関数演算を用いたアナログIC試験用低歪信号生成法

群馬大学　理工学部　電子情報理工学科
小林研究室　学部4年

町田　恒介, 柳田　朋則(群馬大学)
浅見　幸司, 川端　雅之(株式会社アドバンテスト)
澁谷　将平, 小林春夫(群馬大学)

A4：A会場　301教室

OUTLINE

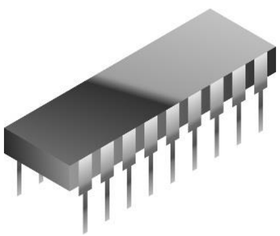
1. 研究背景
2. 低歪信号生成法
3. 検討した位相制御技術
4. 提案する実装回路構成
5. まとめと今後の課題

OUTLINE

1. 研究背景
2. 低歪信号生成法
3. 検討した位相制御技術
4. 提案する実装回路構成
5. まとめと今後の課題

研究背景

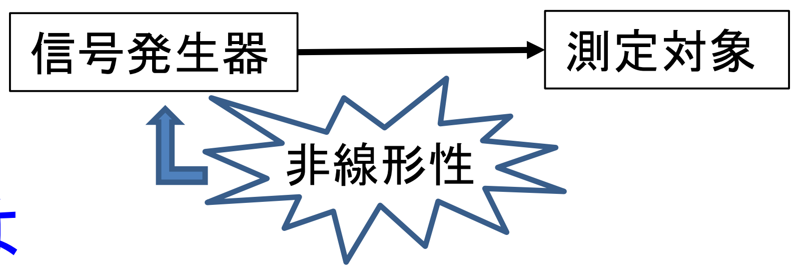
アナログIC試験用のテスト信号には純度の高い信号が必要



信号発生器内の素子の非線形性

・高調波歪みが発生

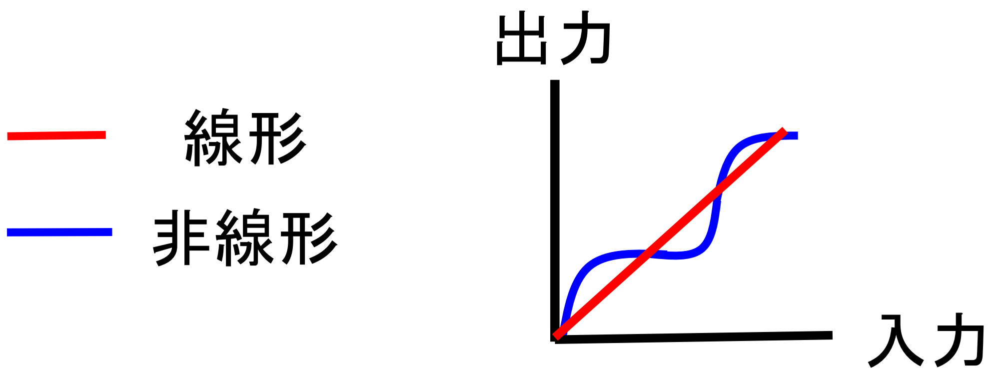
・テスト精度が悪化



当研究室では

高調波歪みの影響を低減するための
低歪信号生成技術について検討してきた

非線形歪とは



信号発生器内の素子の非線形性モデル

$$y_{(t)} = a_0 + a_1 \sin(2\pi f_1 t + \theta) + a_2 \sin^2(2\pi f_1 t + \theta) + a_3 \sin^3(2\pi f_1 t + \theta) \cdots$$

非線形成分を分解

$$a_3 \sin^3(2\pi f_1 t + \theta) = \frac{3}{4} a_3 \sin(2\pi \underline{f_1} t + \theta) - \frac{1}{4} a_3 \sin(2\pi \underline{3 f_1} t + 3\theta)$$

基本周波数成分と3次高調波成分が含まれる

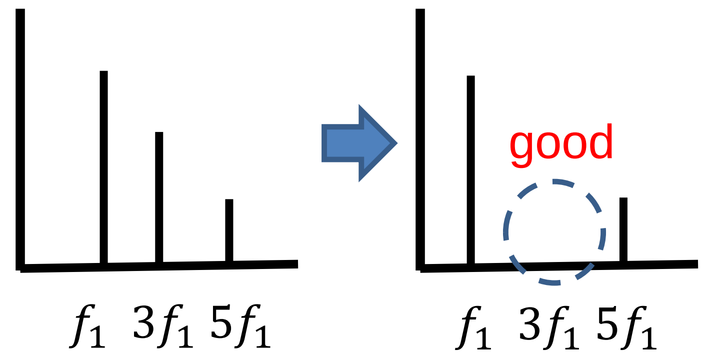
従来の低歪信号生成技術の問題点

3次高調波抑制

矩形波の位相$\varphi_1 = 2\pi \frac{\tau_1}{T}$を

デジタル(離散)的にシフト

3つの矩形波を加減算



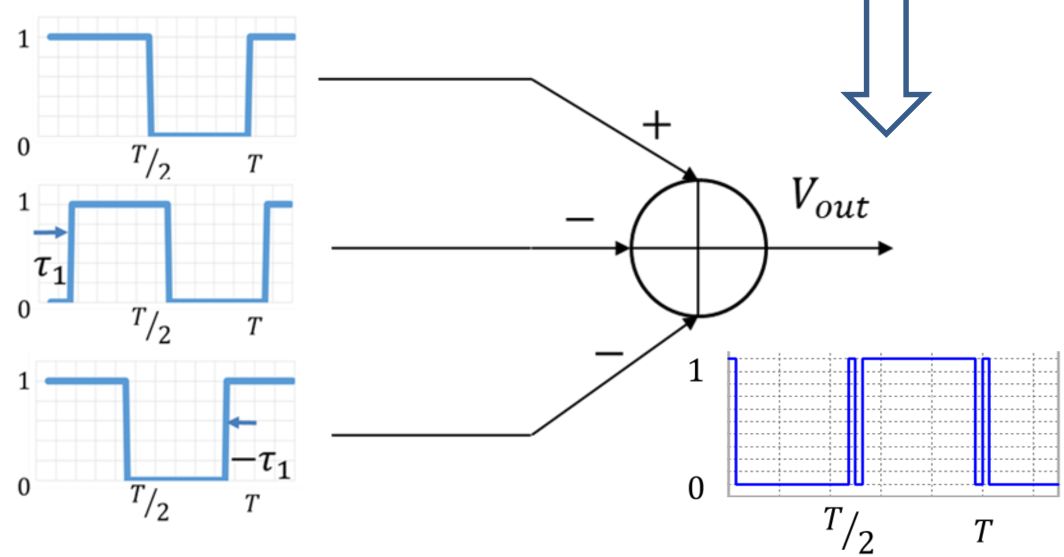
位相シフトパラメータ

$$\tau_1 = \pm \frac{T}{6k}$$

条件式が簡単

低い分解能で再現可能

デジタル(離散)的にシフト可能



2値出力

従来の低歪信号生成技術の問題点

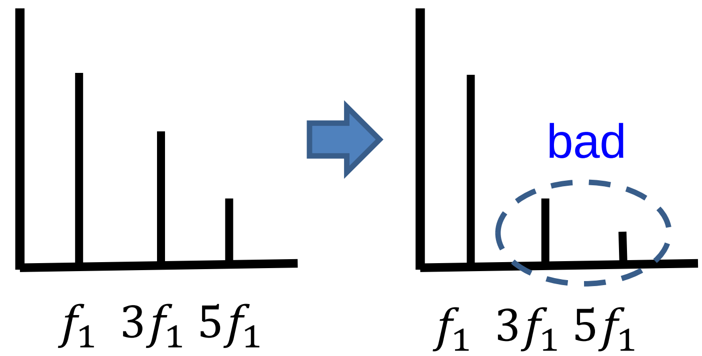
3次5次高調波抑制

矩形波の位相$\varphi_1 = 2\pi \frac{\tau_1}{T}, \varphi_2 = 2\pi \frac{\tau_2}{T}$を

デジタル(離散)的にシフト

↓

5つの矩形波を加減算



位相シフトパラメータ

$$\tau_1 = \frac{T}{2k\pi}\left(\cos^{-1}\left(\frac{1}{2}\left\{1 - 2\cos\left(\frac{2k\pi}{T}\tau_2\right)\right\}\right)\right)$$

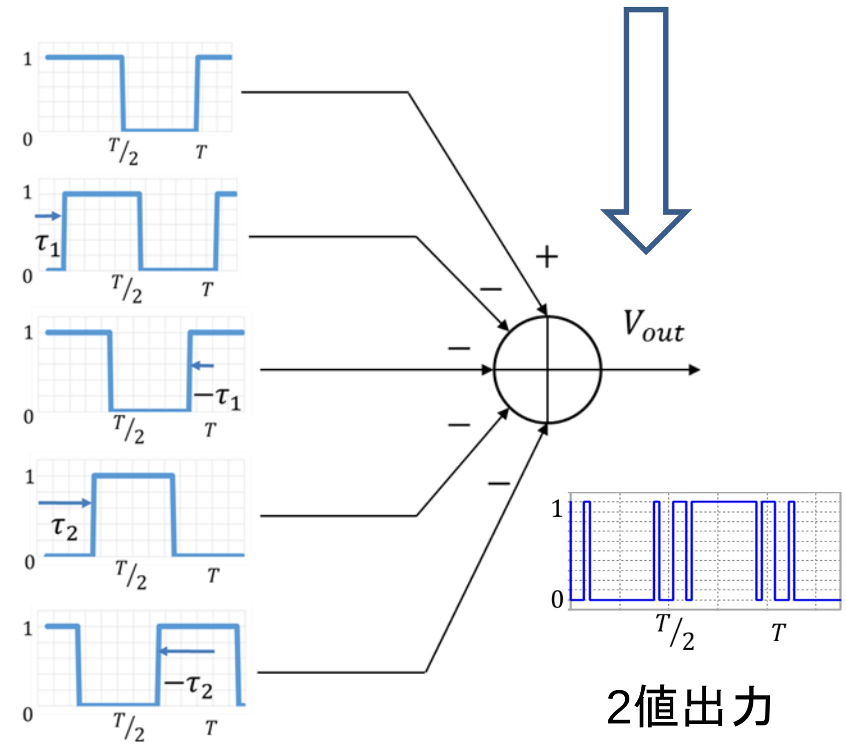
条件式が複雑

↓

高い分解能が必要

↓

アナログ(連続)的なシフトを用いる



研究目標

◆アナログ位相制御を低歪信号生成技術に用いることを検討

◆高調波抑制のための実装回路の構成を検討

◆実装回路のシミュレーション検証

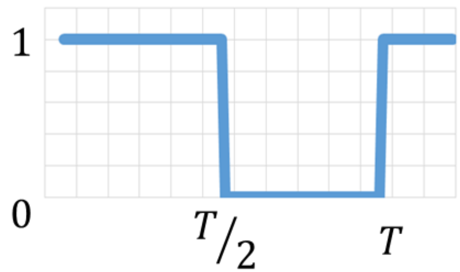
OUTLINE

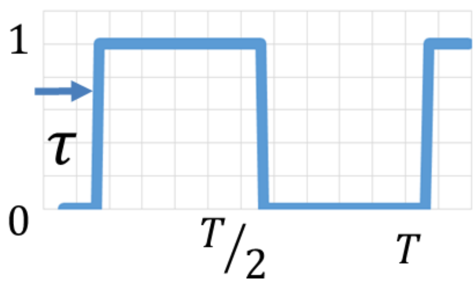
1. はじめに
2. 低歪信号生成法
3. 検討した位相制御技術
4. 提案する実装回路構成
5. まとめと今後の課題

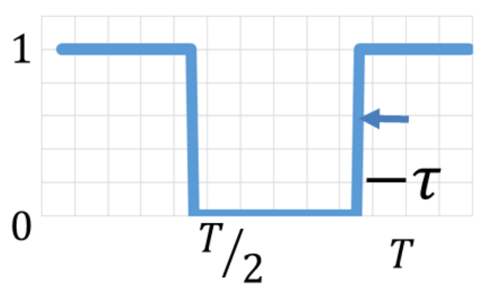
矩形波のフーリエ級数展開

Duty 50%

$$f(\mathrm{t}) = \begin{cases} 1 \cdots \mathrm{nT} \leq t \leq (2n+1)T/2 \\ 0 \cdots (2n+1)T/2 < t \leq (n+1)T \end{cases}$$
$$(n = 0, 1, 2, \cdots)$$







フーリエ級数展開

$$f(\mathrm{t}) = \frac{1}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{T}kt\right)$$
$$(\mathrm{k} = 2\mathrm{m} - 1,\ \mathrm{m} = 1, 2, \ldots)$$

$$\mathrm{f}(\mathrm{t} - \tau) = \frac{1}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sin\left\{\frac{2\pi}{T}k(t - \tau)\right\}$$

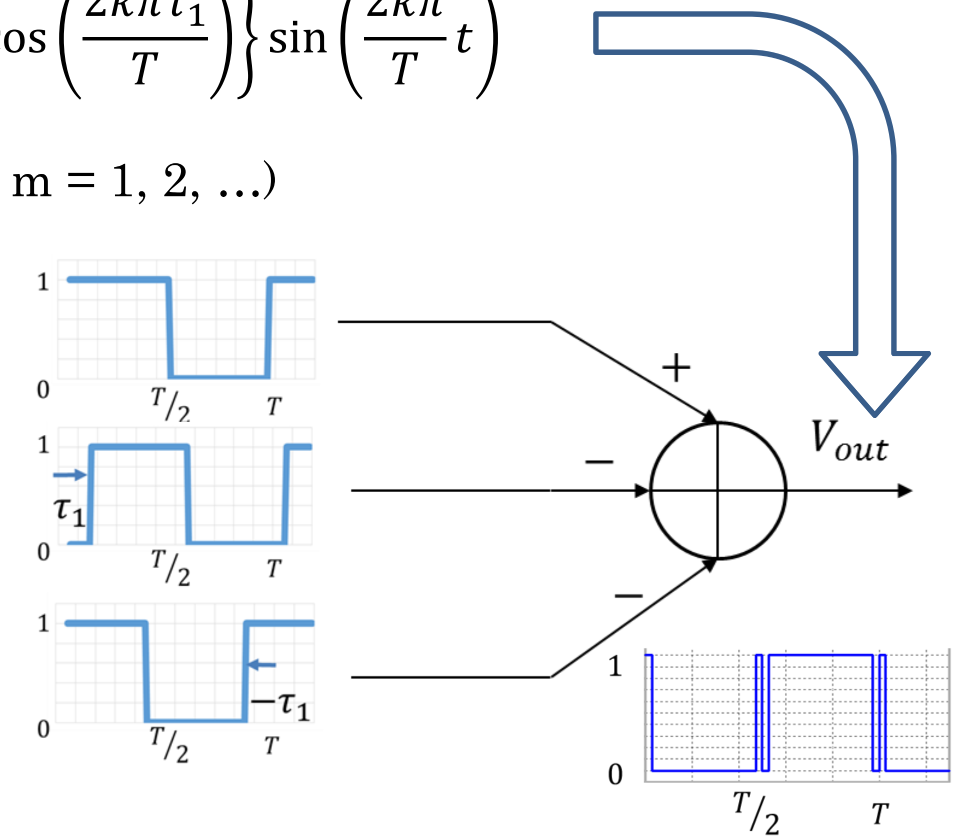
$$\mathrm{f}(\mathrm{t} + \tau) = \frac{1}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sin\left\{\frac{2\pi}{T}k(t + \tau)\right\}$$

高調波抑制法

- 3つの矩形波を加減算する

$$V_{out} = f(\mathrm{t}) - \{f(t-\tau_1) + f(t+\tau_1)\}$$
$$= -\frac{1}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi}\left\{1 - 2\cos\left(\frac{2k\pi\tau_1}{T}\right)\right\}\sin\left(\frac{2k\pi}{T}t\right)$$

$$(\mathrm{k} = 2\mathrm{m} - 1,\ \mathrm{m} = 1,\ 2,\ \ldots)$$



2値出力

- k次高調波を抑制するパラメータ

$$\frac{2}{k\pi}\left\{1 - 2\cos\left(\frac{2k\pi\tau_1}{T}\right)\right\}\sin\left(\frac{2k\pi}{T}t\right) = 0$$

$$\tau_1 = \pm\frac{T}{6k}$$

複数高調波抑制法

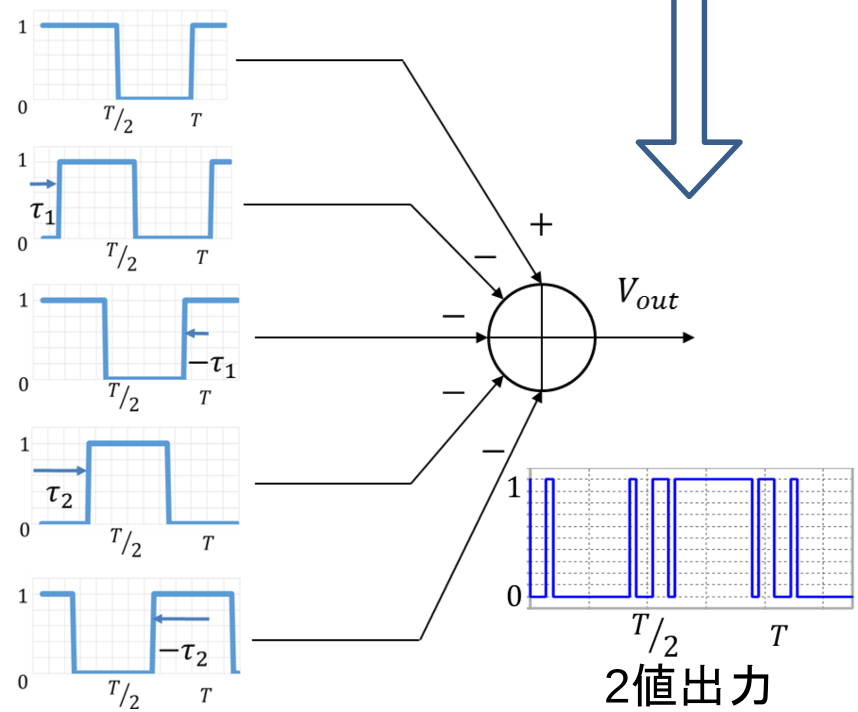
- 5つの矩形波を加減算する

$$V_{out} = f(\mathrm{t}) - \{f(t-\tau_1) + f(t+\tau_1)\} - \{f(t-\tau_2) + f(t+\tau_2)\}$$
$$= -\frac{3}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi}\left\{1 - 2\cos\left(\frac{2k\pi\tau_1}{T}\right) - 2\cos\left(\frac{2k\pi\tau_2}{T}\right)\right\}\sin\left(\frac{2k\pi}{T}t\right)$$
$$(\mathrm{k} = 2\mathrm{m} - 1,\ \mathrm{m} = 1, 2, \ldots)$$

- k次高調波を抑制するパラメータ

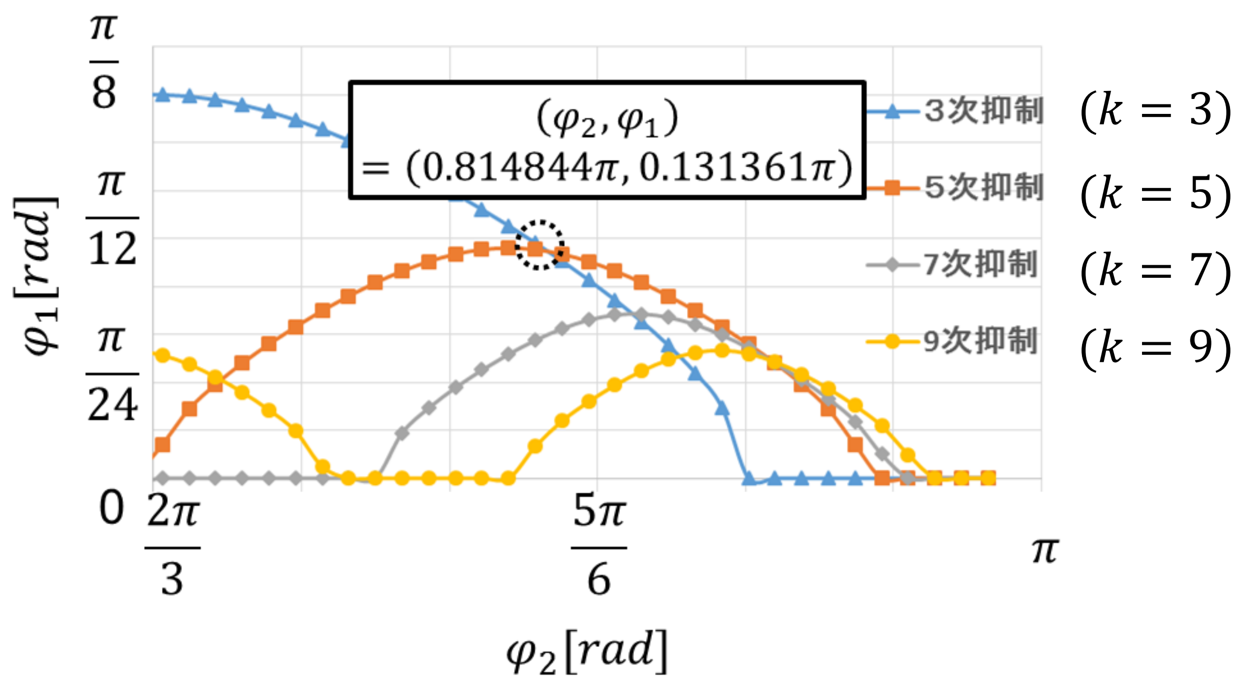
$$\frac{2}{k\pi}\left\{1 - 2\cos\left(\frac{2k\pi\tau_1}{T}\right) - 2\cos\left(\frac{2k\pi\tau_2}{T}\right)\right\}\sin\left(\frac{2k\pi}{T}t\right) = 0$$

$$\tau_1 = \frac{T}{2k\pi}\left(\cos^{-1}\left(\frac{1}{2}\left\{1 - 2\cos\left(\frac{2k\pi}{T}\tau_2\right)\right\}\right)\right)$$



高調波抑制のためのパラメータ設定

$$\tau_1 = \frac{T}{2k\pi}\left(\cos^{-1}\left(\frac{1}{2}\left\{1 - 2\cos\left(\frac{2k\pi}{T}\tau_2\right)\right\}\right)\right) \qquad \varphi = 2\pi\frac{\tau}{T}[rad]$$



抑制グラフが重なる点 ➡ 複数高調波を抑制するパラメータ

➡ 精度が必要

OUTLINE

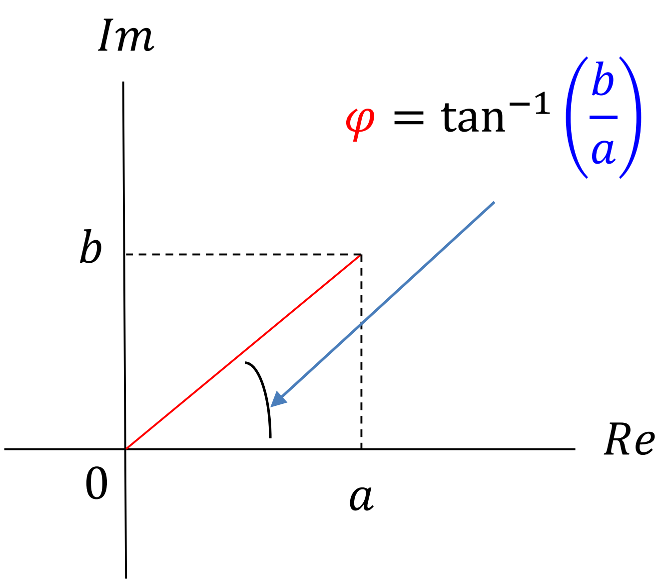
1. はじめに
2. 低歪信号生成法
3. 検討した位相制御技術
4. 提案する実装回路構成
5. まとめと今後の課題

振幅比を用いた位相制御技術

三角関数の合成式

$$a\sin(\omega t) + b\cos(\omega t) = \sqrt{a^2 + b^2}\sin(\omega t + \varphi)$$

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{b}{a}\right)$$

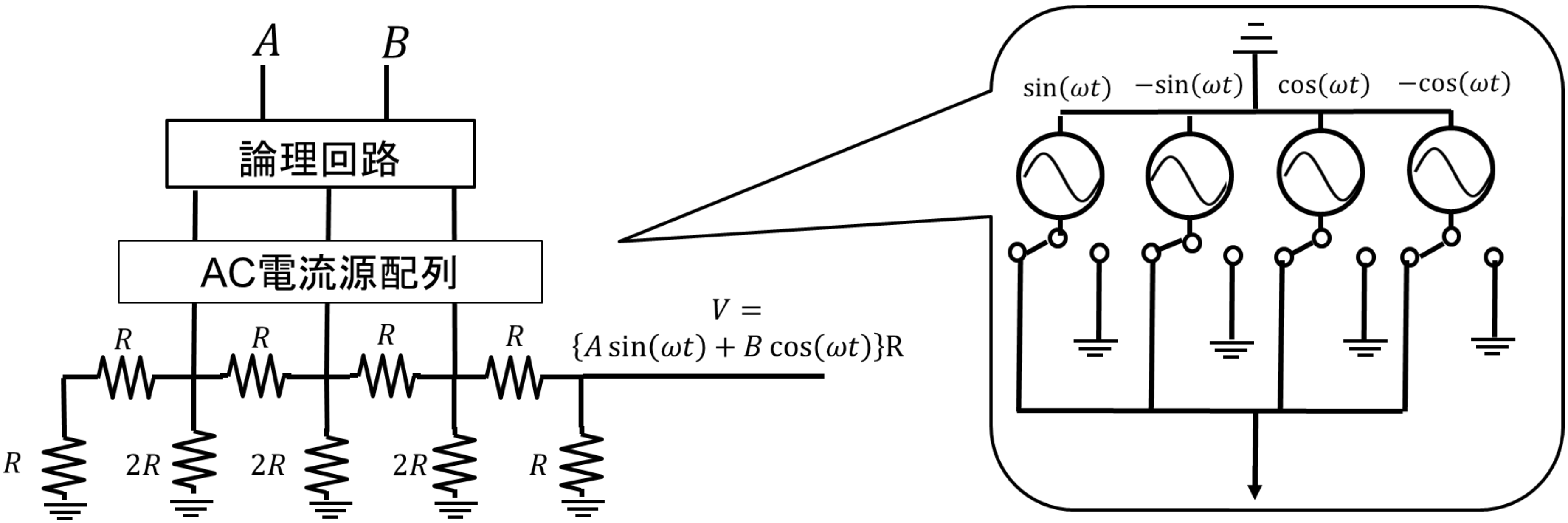


振幅比 $\frac{b}{a}$ を制御

↓

位相φを制御

位相制御回路



R – 2Rラダー抵抗　＋　同一AC電流源

回路簡単化

各AC電流源スイッチを開閉

振幅比 A : B を実現

整数振幅比を実現する分数近似

- 位相 φ の整数振幅比 $\dfrac{\mathrm{B}}{\mathrm{A}}$ の実現

$$\tan(20°) = 0.363970\ldots \approx \frac{99}{273} = \frac{B}{A}$$

分数近似の方法(円周率の場合)

$$3.14\cdots = 3 + \frac{1}{7.0625159} \approx 3 + \frac{1}{7} = \frac{22}{7}$$

$$3.14\cdots = 3 + \cfrac{1}{7 + \cfrac{1}{15.99593}} \approx 3 + \cfrac{1}{7 + \cfrac{1}{16}} = \frac{355}{113}$$

連分数を用いる ⇒ 正確な分数比

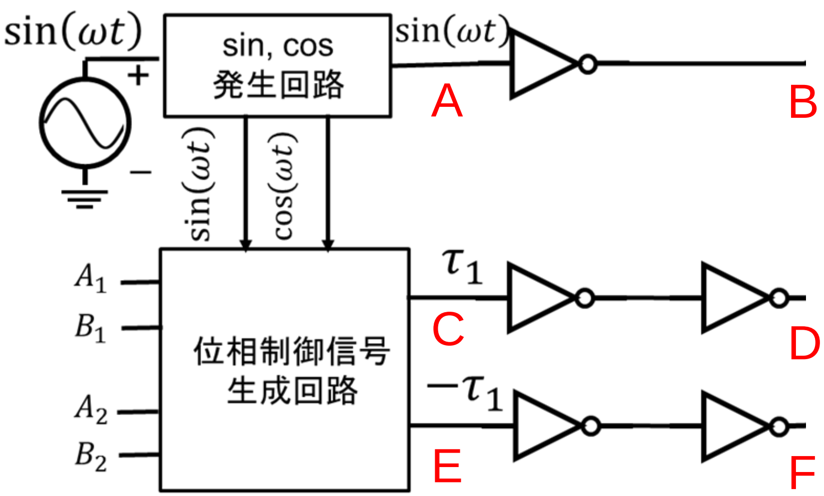
OUTLINE

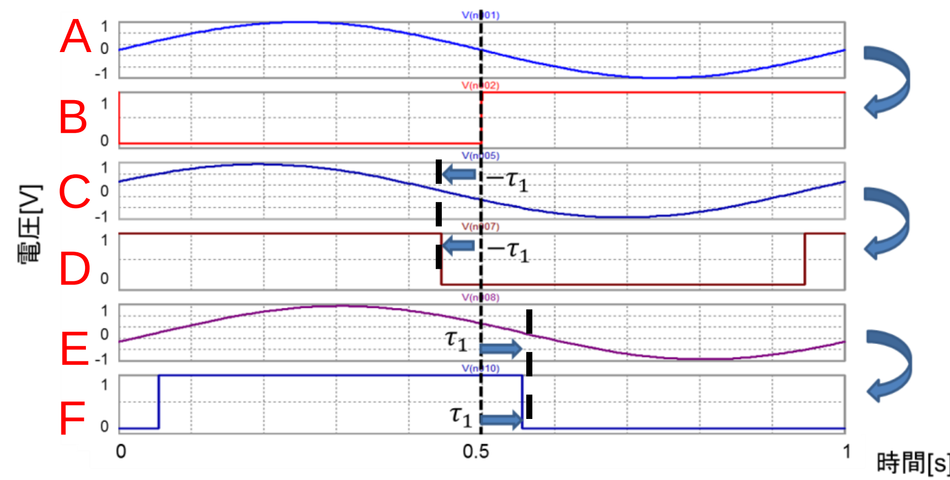
1. はじめに
2. 低歪信号生成法
3. 検討した位相制御技術
4. 提案する実装回路構成
5. まとめと今後の課題

正弦波から矩形波への2値化

正弦波 → インバータ → 矩形波

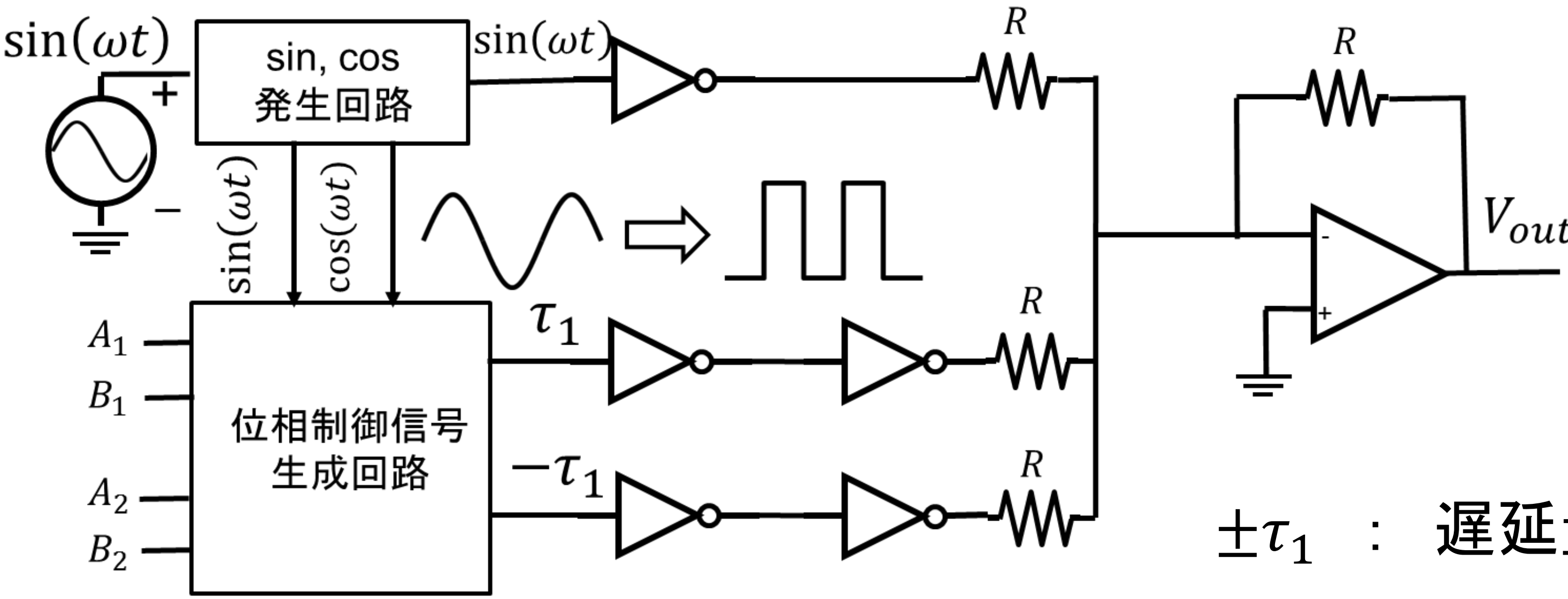
閾値を基準として2値化





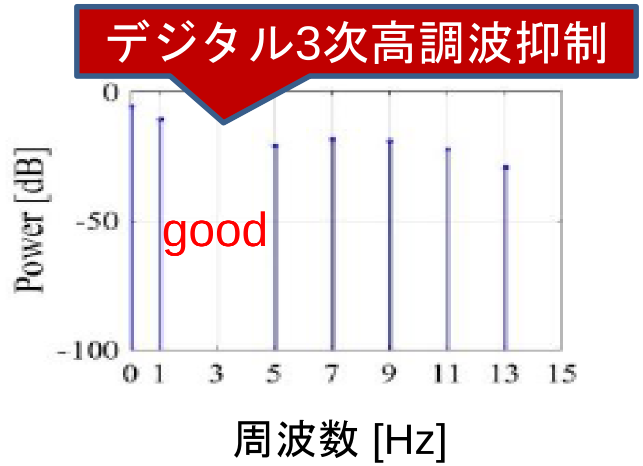
正弦波と同じ位相をもつ矩形波に変換可能

高調波抑制の回路構成

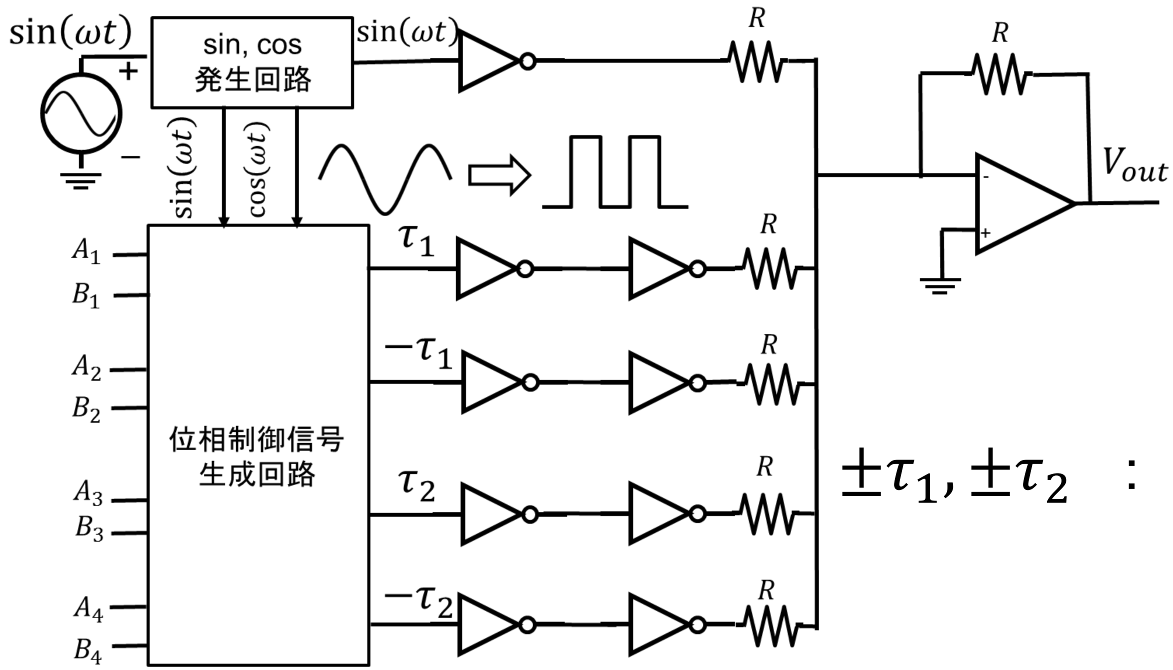


$\pm\tau_1$ ： 遅延量

◆ 3次高調波抑制シミュレーション



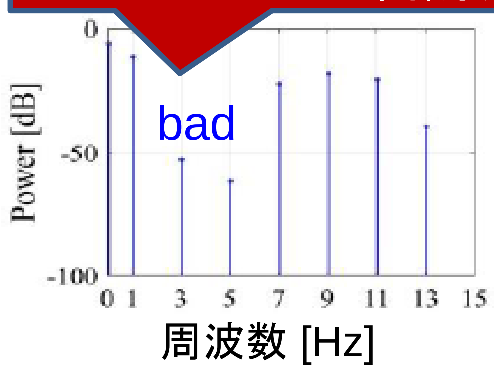
複数高調波抑制回路の構成



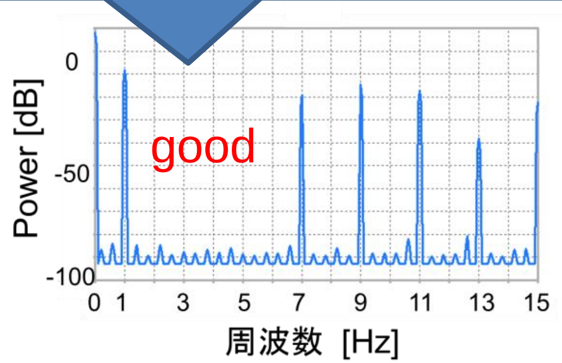
$\pm\tau_1, \pm\tau_2$　：　遅延量

◆ 3次5次高調波抑制シミュレーション

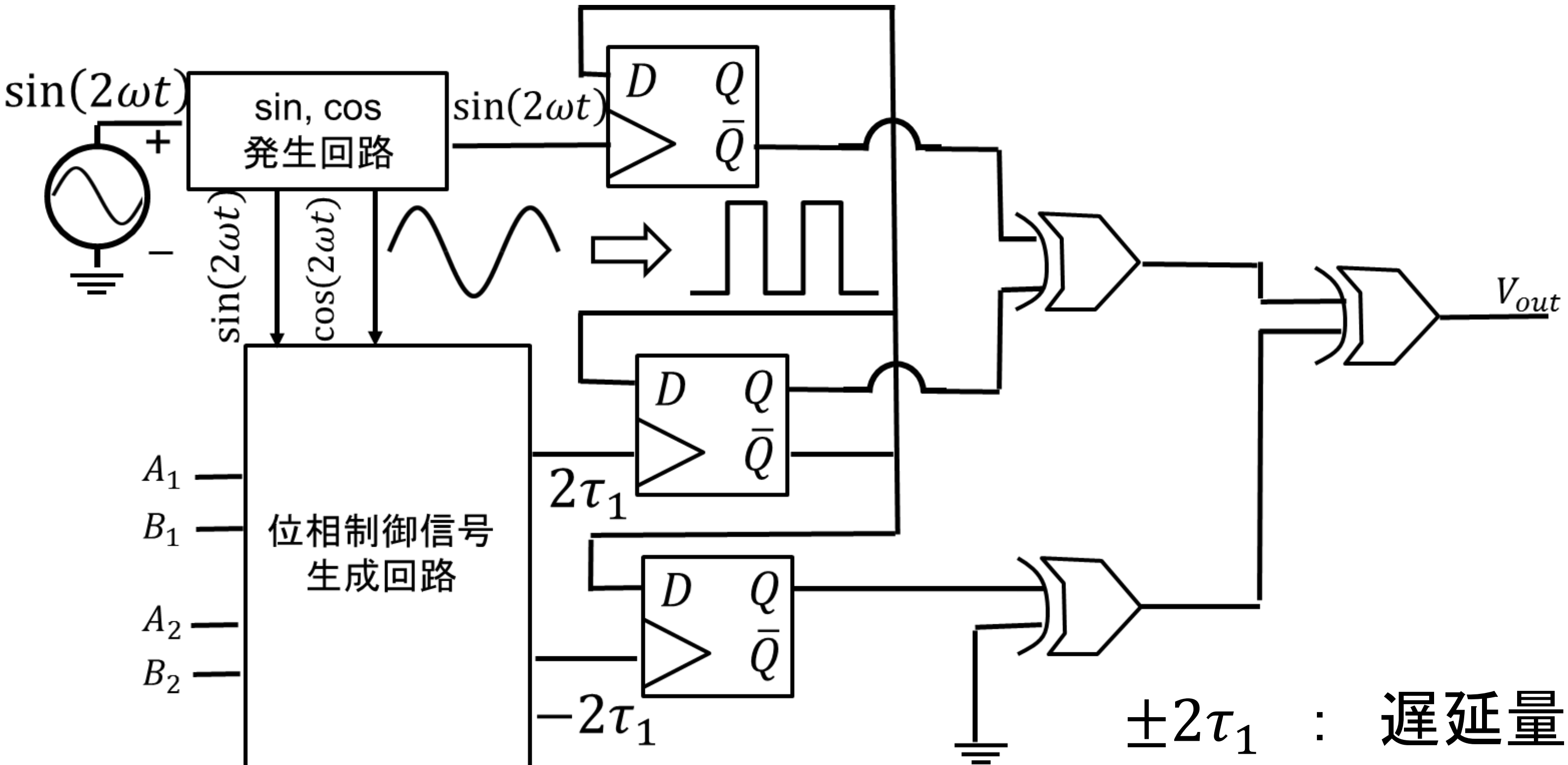
デジタル3次5次高調波抑制



アナログ3次5次高調波抑制



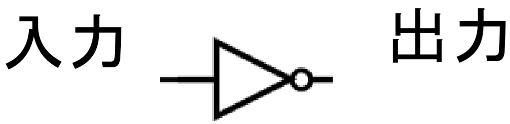
Duty50%を実現する回路構成

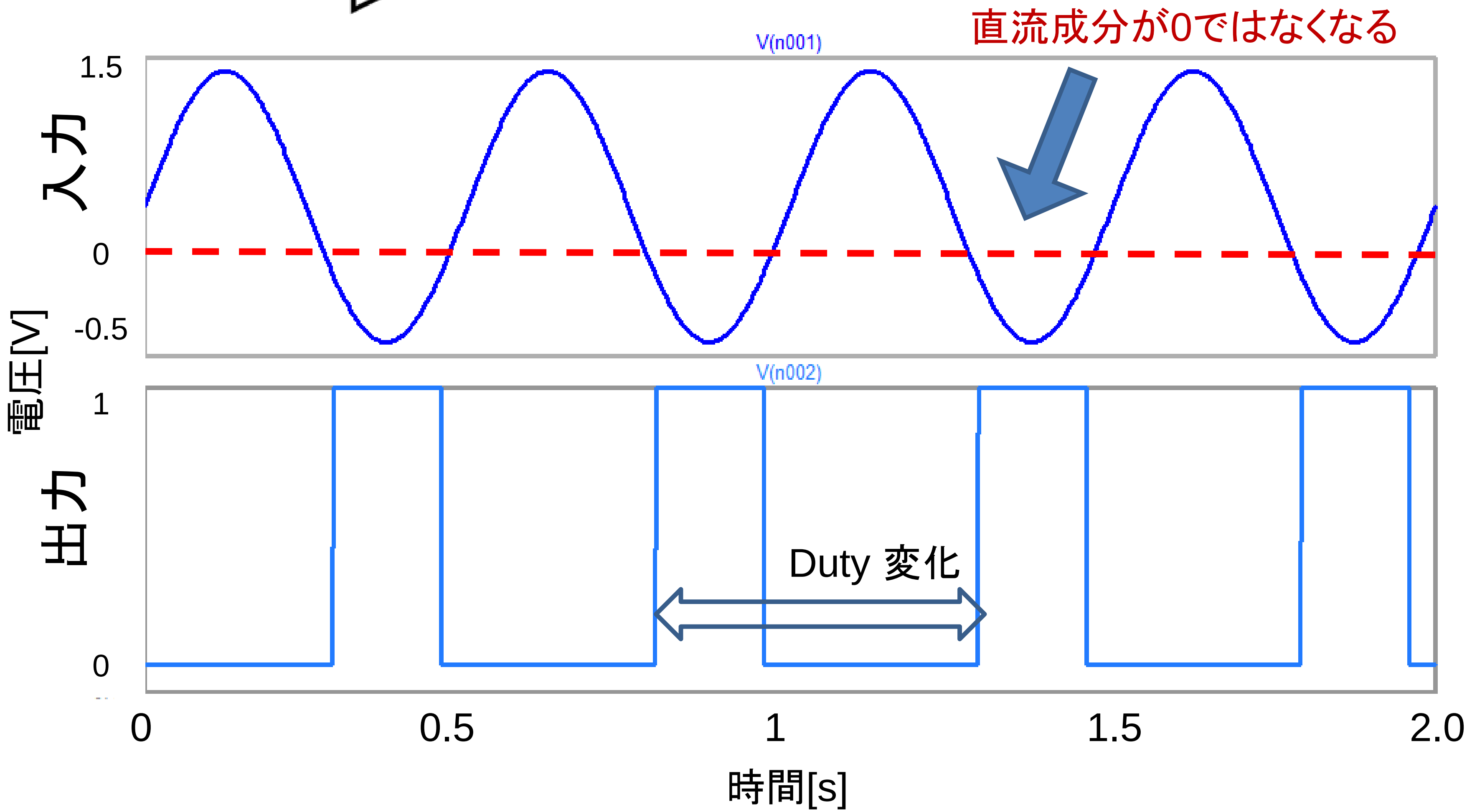


- Duty 50%の精度を保つために
  フリップフロップを分周器として挿入
- オペアンプの代わりに、XORでタイミングを検出
- 分周器を用いる ➡ 周波数と位相シフト量を2倍する

分周器を用いない場合

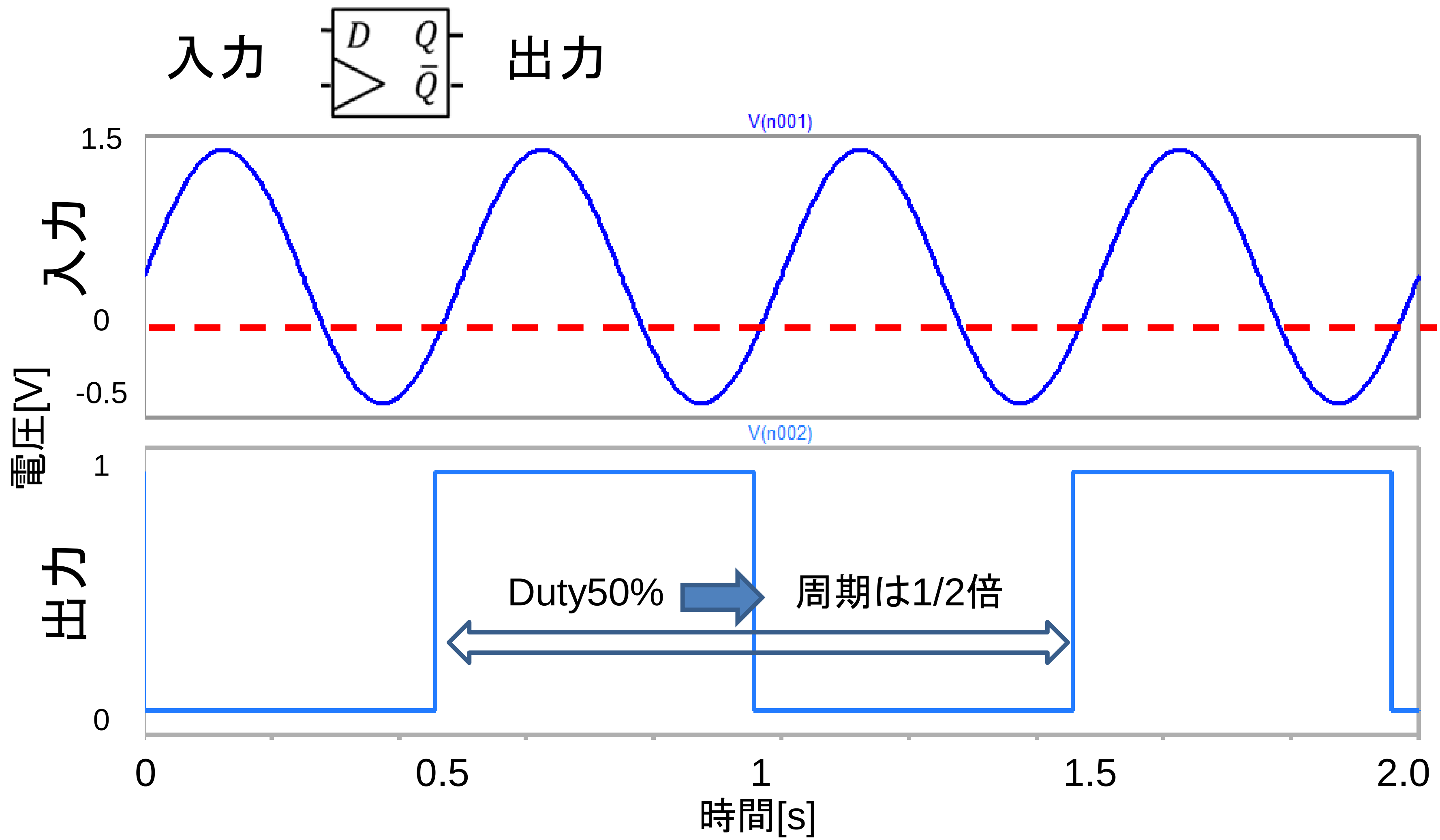
例　:　偶数歪が含まれる ➡ 直流成分変化 ➡ Dutyが変化





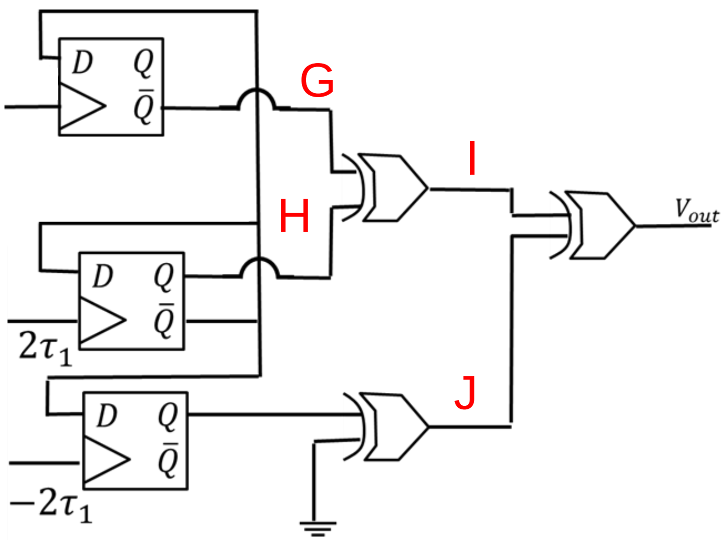
分周器を用いる場合

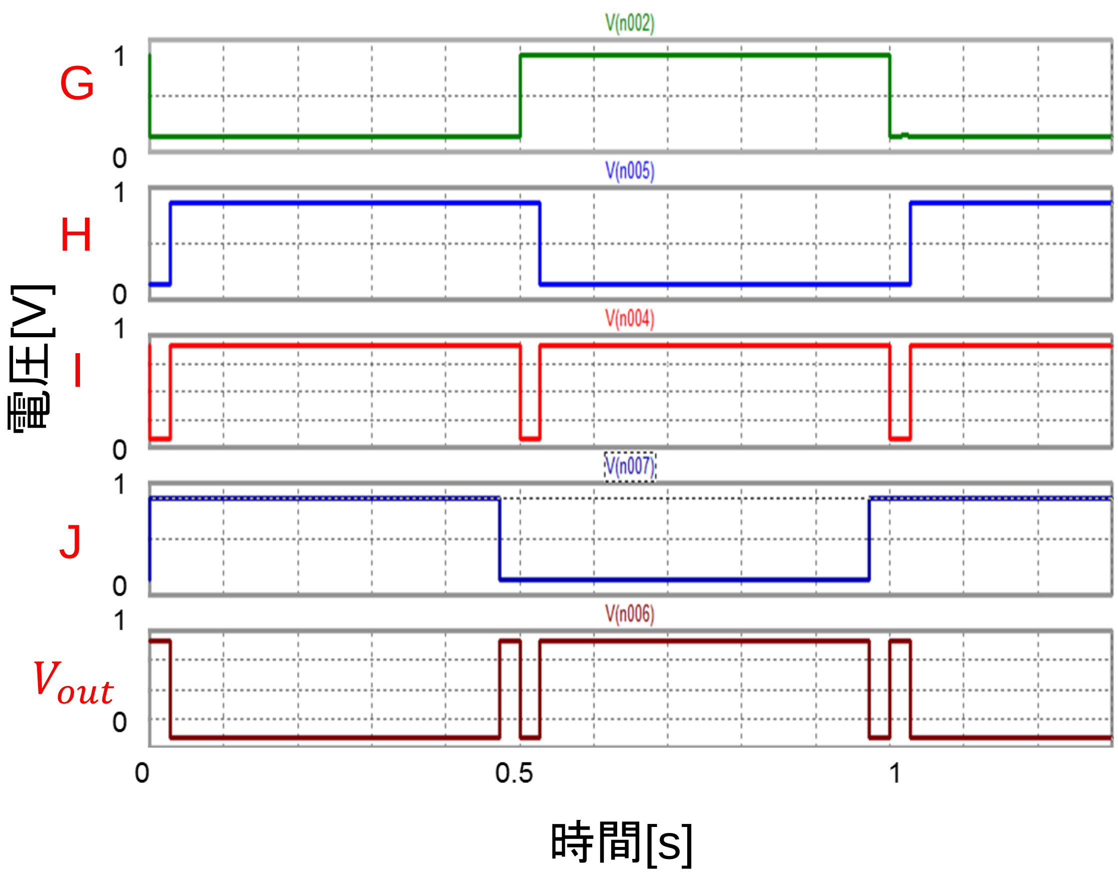
分周器用いる → Duty50% を維持



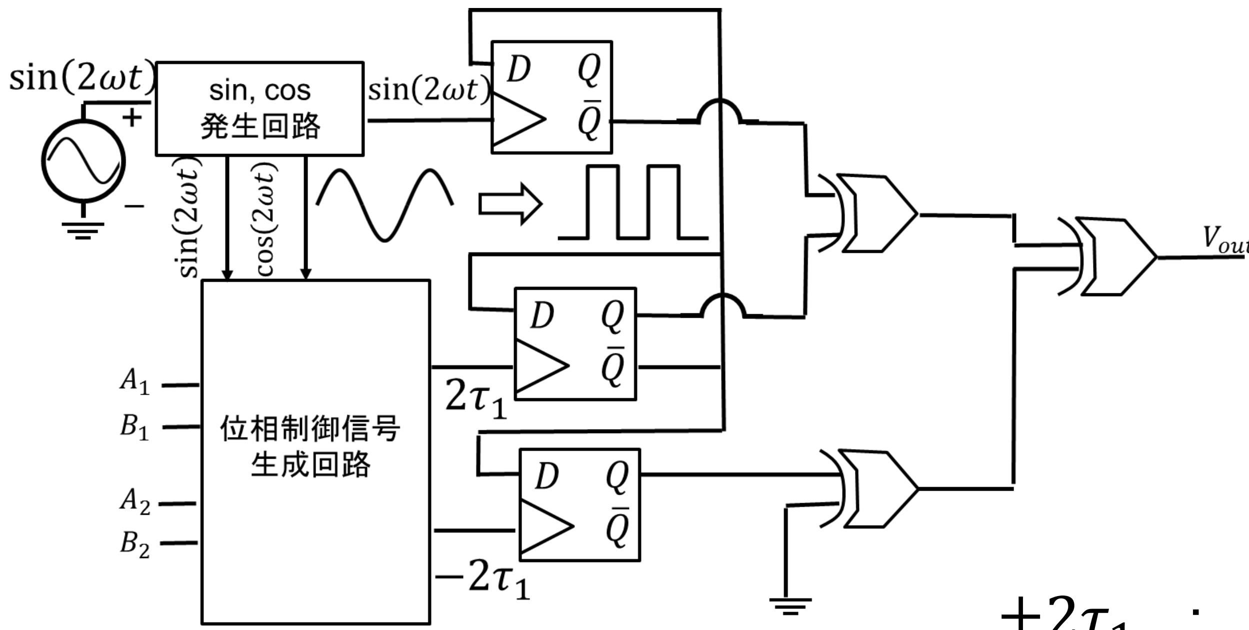
XORによる動作

出力は2値波形 ➡ 論理回路で表現可能

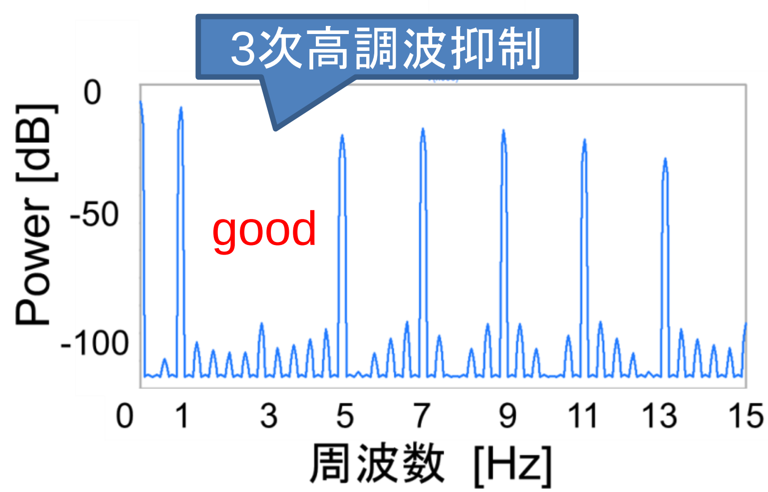




3次高調波抑制シミュレーション



$\pm 2\tau_1$ ： 遅延量



OUTLINE

1. はじめに
2. 低歪信号生成法
3. 検討した位相制御技術
4. 提案する実現回路構成
5. まとめと今後の課題

まとめ

◆複数高調波抑制 ⇨ アナログ位相制御を提案

◆検討したIC試験用低歪信号生成技術の
回路構成を提案

◆提案回路の動作をシミュレーションで検証
- 複数高調波の抑制を確認

今後の課題

- 現状　：　電流源は理想的な正弦波
  実際　：　電流源は高調波成分を含む

↓

高調波を抑制することができるのか

数学の原理は回路でも成立する

数学は、科学へとつながる
鍵とドアである

ガリレオ・ガリレイ
(A.D 1564 ~ 1642)

The history of trigonometry

バビロニアの三角法
(B.C 1000)

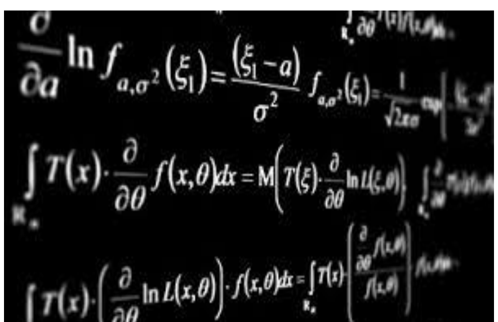
三角法の
まとめ

ヒッパルコス
(B.C 120)

現代的な
三角法へ

オイラー
(A.D 1707 ~ 1783)

Conductor

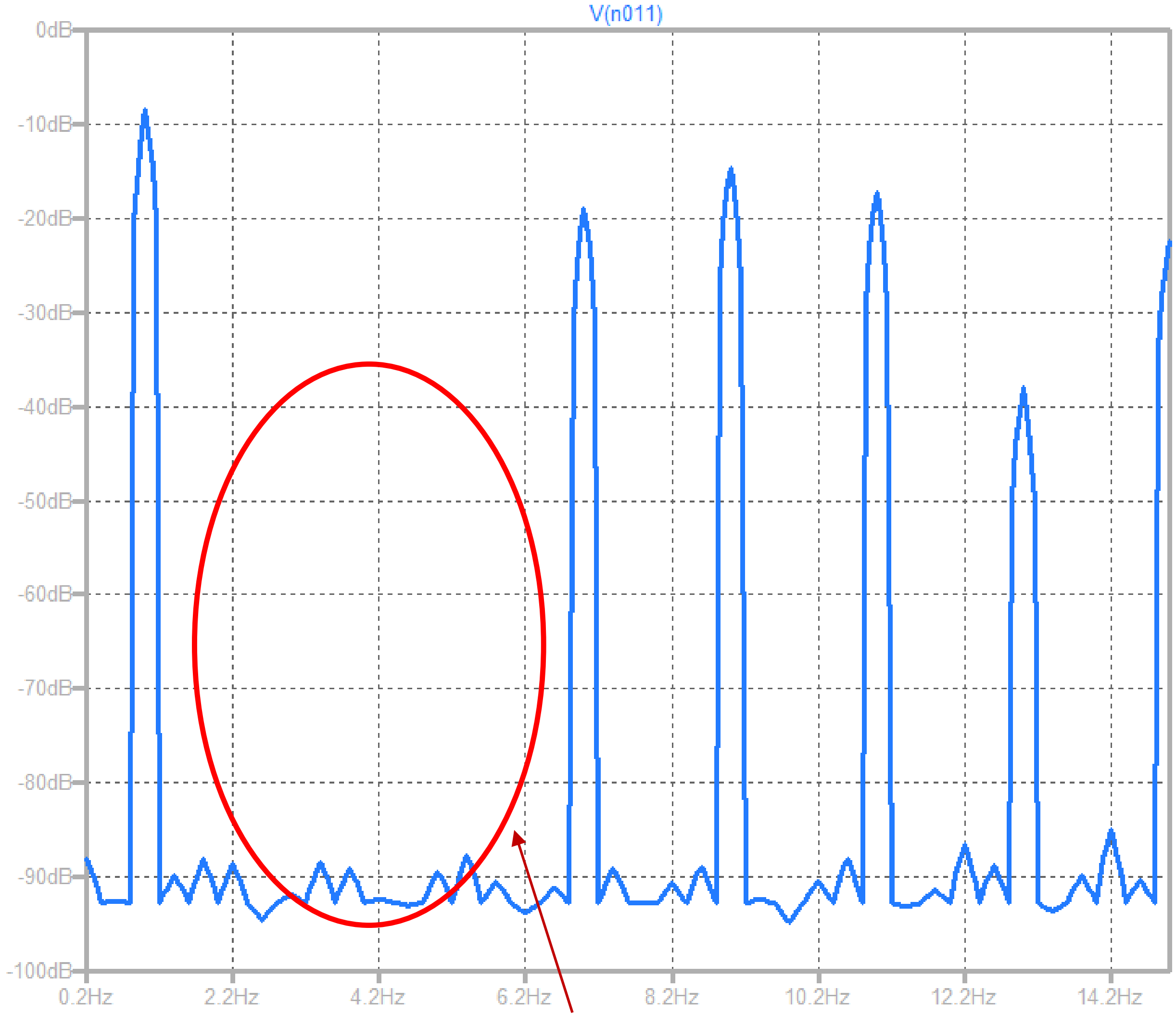


Musicians

Wonderful performance !!

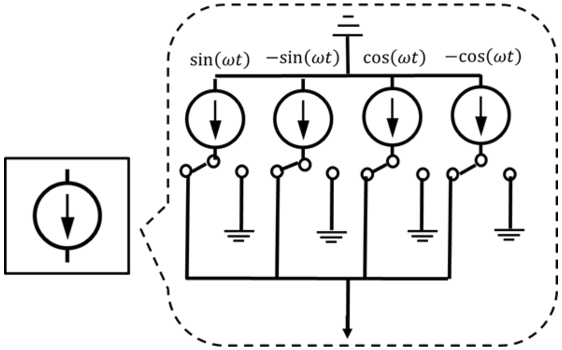
以下　補足資料

Duty 補正回路の3次5次同時抑制



3次5次高調波の抑制を確認

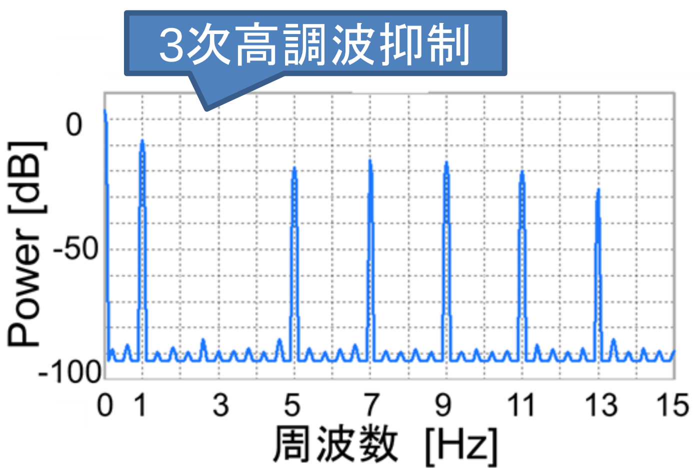
電流源に非線形歪を含む場合



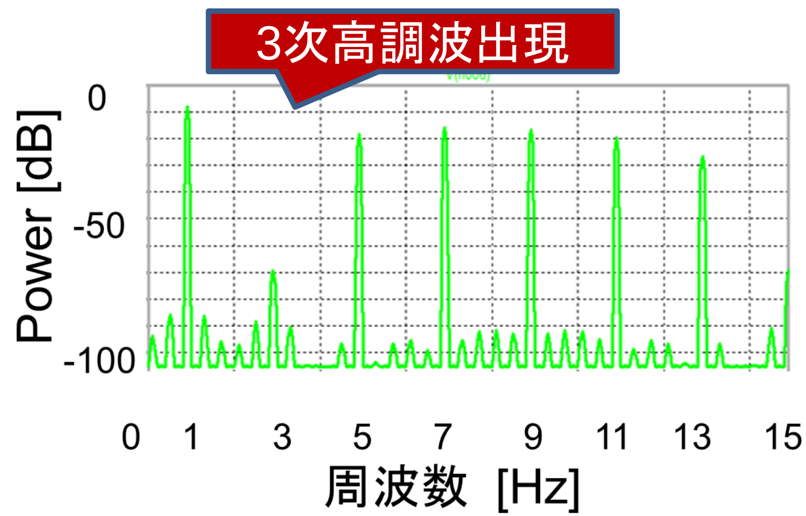
$$y_{(t)} = a_1 \sin\theta + a_3 \sin^3\theta$$

$a_1 = 1, a_3 = -0.01$のとき

3次高調波抑制の場合



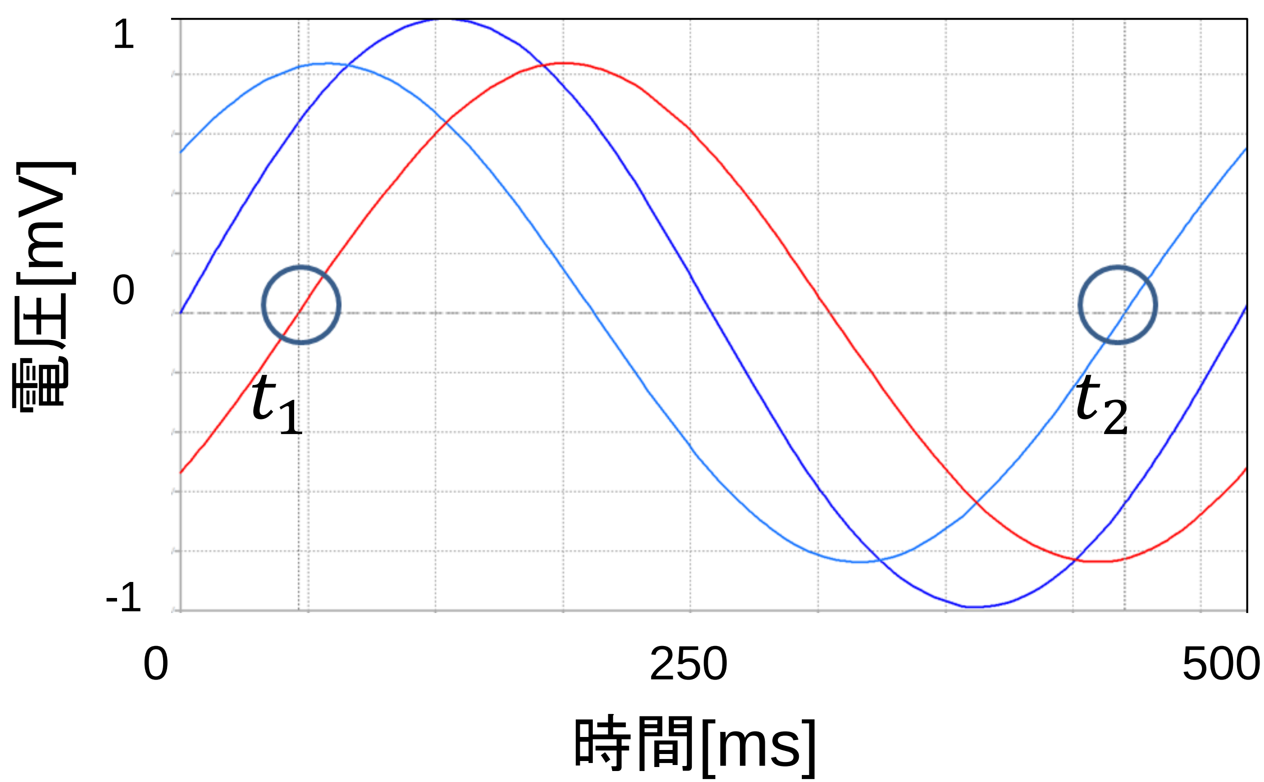
歪なし



歪あり

高調波抑制の精度が低下する

非線形歪による位相シフトへの影響



歪がない場合		歪がある場合
$t_1 = 444.376[ms]$	→	$t_1 = 444.444[ms]$
$t_2 = \ \ 55.623[ms]$		$t_2 = \ \ 55.555[ms]$

非線形歪を考慮した場合の振幅比

①位相シフト波形が0になる式を立てる

$$a(a_1\sin(2\pi f_1 t+\theta)+a_3\sin^3(2\pi f_1 t+\theta))$$
$$+\mathrm{b}(a_1\cos(2\pi f_1 t+\theta)+a_3\cos^3(2\pi f_1 t+\theta))=0$$

②上記の式を振幅比$\frac{b}{a}$になるように変形

$$\frac{b}{a}=-\frac{a_1\sin(2\pi f_1 t+\theta)+a_3\sin^3(2\pi f_1 t+\theta)}{a_1\cos(2\pi f_1 t+\theta)+a_3\cos^3(2\pi f_1 t+\theta)}$$
$$=-\frac{a_1+a_3\sin^2(2\pi f_1 t+\theta)}{a_1+a_3\cos^2(2\pi f_1 t+\theta)}\tan(2\pi f_1 t+\theta)$$

非線形歪を考慮した場合の振幅比

③求めた式にパラメータを代入

$$\frac{b}{a}=-\frac{a_1\sin(2\pi f_1 t+\theta)+a_3\sin^3(2\pi f_1 t+\theta)}{a_1\cos(2\pi f_1 t+\theta)+a_3\cos^3(2\pi f_1 t+\theta)}$$

$$=-\frac{a_1+a_3\sin^2(2\pi f_1 t+\theta)}{a_1+a_3\cos^2(2\pi f_1 t+\theta)}\tan(2\pi f_1 t+\theta)$$

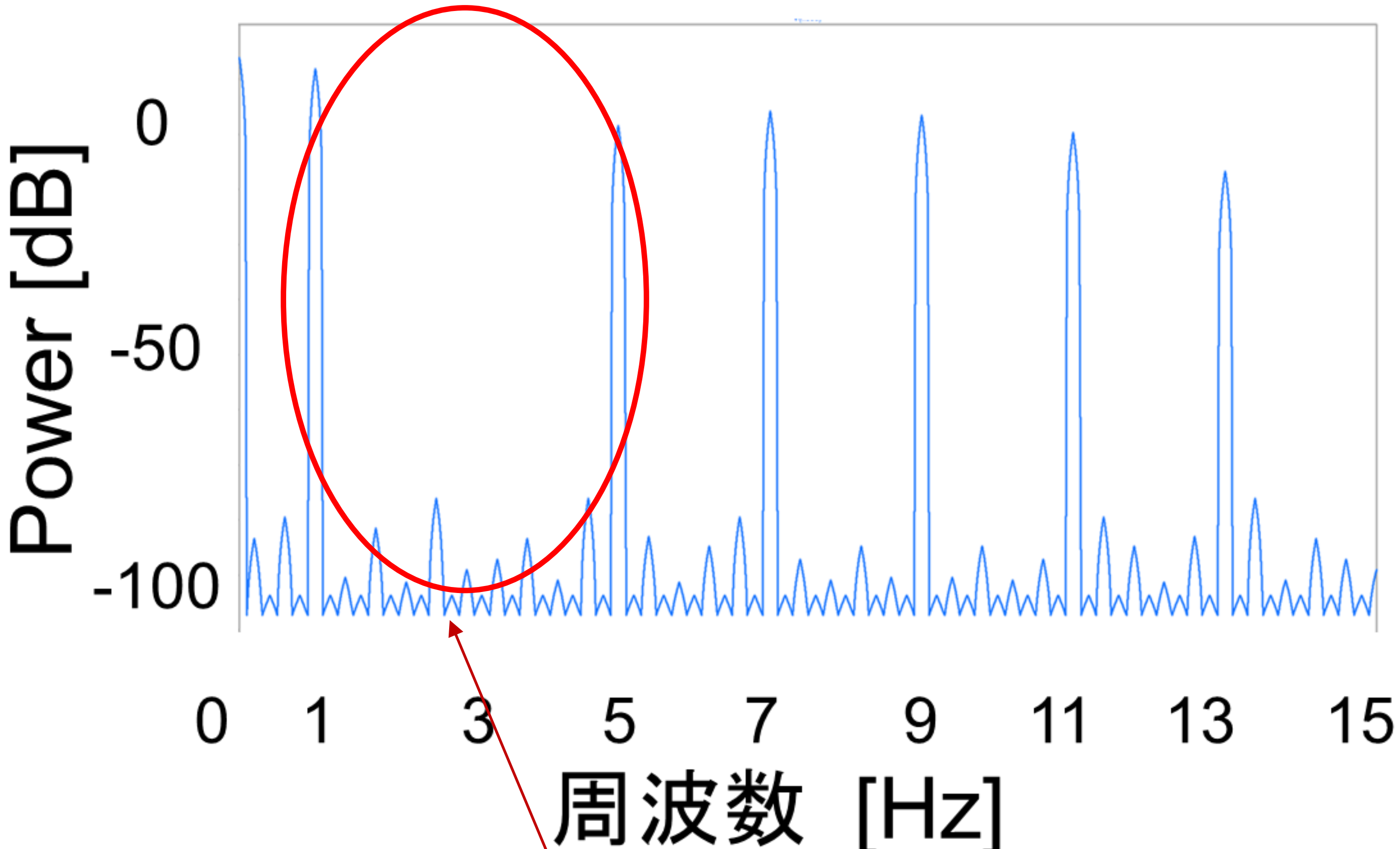
$$a_1=1, a_3=-0.01, t=\frac{1}{9}[s], f_1=1[Hz], \theta=0[°]$$

$$\frac{b}{a}=-\frac{1-0.01\times\sin^2\left(\pm\frac{\pi}{9}\right)}{1-0.01\times\cos^2\left(\pm\frac{\pi}{9}\right)}\tan\left(\pm\frac{\pi}{9}\right)=\mp 2.299560241=\frac{\mp 522}{227}$$

歪を含む場合の振幅比を得られる

補正した振幅比でのシミュレーション

3次高調波抑制シミュレーション(非線形歪を含む場合)



3次高調波の抑制を確認

2値出力の条件

3次高調波抑制

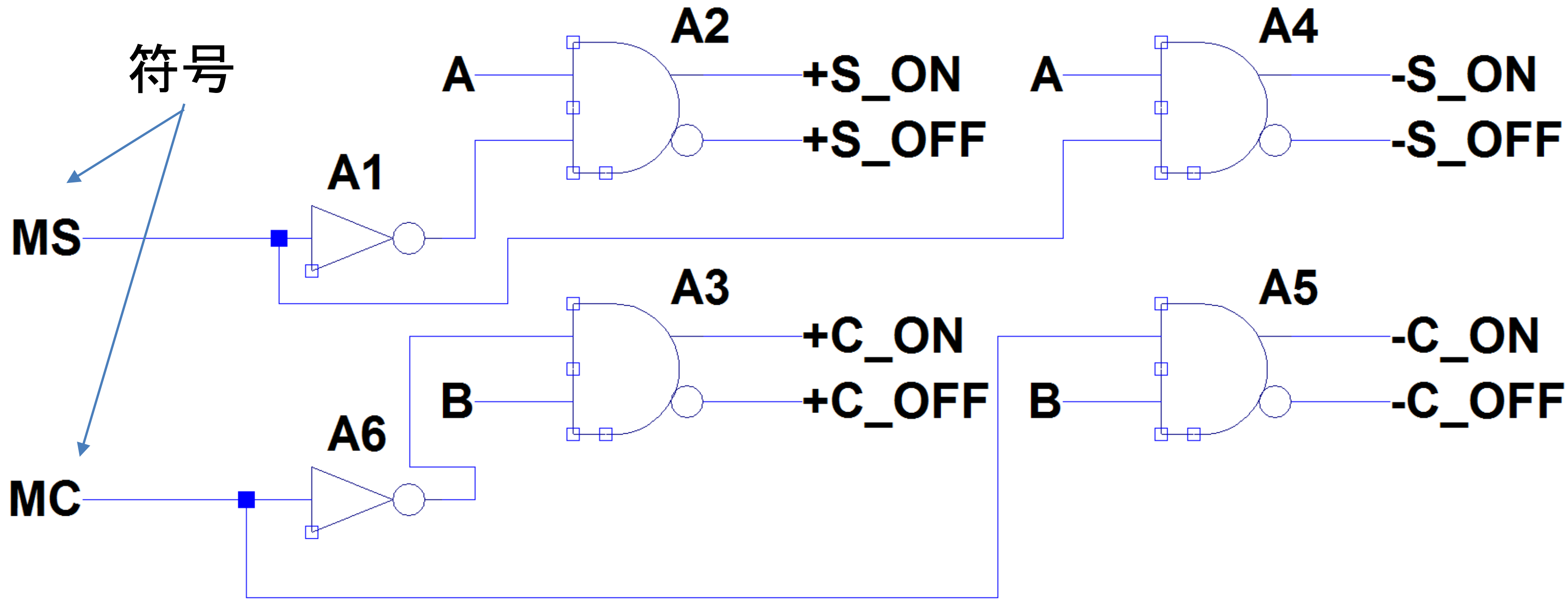
τ_1とTの条件	出力値	矩形波
$\tau_1 < \frac{T}{4}$	$1, 0$	○
$\tau_1 > \frac{T}{4}$	$-1, 0, 1, 2$	×

3次5次高調波抑制

τ_1, τ_2とTの条件	出力値	矩形波
$\tau_1, \tau_2 < \frac{T}{4}$	$-1, 0, 1, 2$	×
$\tau_1 < \frac{T}{4}, \tau_2 > \frac{T}{4}, \tau_1 + \tau_2 < \frac{T}{2}$	$1, 0$	○
$\tau_1 < \frac{T}{4}, \tau_2 > \frac{T}{4}, \tau_1 + \tau_2 > \frac{T}{2}$	$-1, 0, 1, 2$	×
$\tau_1, \tau_2 > \frac{T}{4}$	$0, \pm 1, \pm 2, 3$	×

- τが小さい場合はフリップフロップが誤作動する可能性がある

セットアップ時間とホールド時間を考慮する必要がある


符号
MS
MC
A1
A2
A3
A4
A5
A6
A
B
A
B
+S_ON
+S_OFF
+C_ON
+C_OFF
-S_ON
-S_OFF
-C_ON
-C_OFF

発表後Q&A

- 高調波を含む場合は三次五次の高調波の影響を抑えられれば、提案方式への影響を抑えることができる?

最も影響するのが三次五次という意味であるならばそうです

- 位相制御の際に分数がでてきたのはなぜか?

A, B では整数をデジタル化して使用する。そのため分数近似を行い、整数に変換する必要がある。

- 近似をしたことで精度に誤差が生じることはあるか？

  近似精度しだいでは誤差が生じる場合がある
  少数第5~6位ほどの精度があれば十分な近似が得られる。

- 抑制した以外の高調波はどう対処するか、用途は？

  ローパスフィルタで残りの高調波を取り除く
  用途については検討している回路がある