

第52回システムLSI合同ゼミ

任意波形発生器を用いた 高SNR 信号発生技術

○新井 薫子

村上 正紘 Mohyar Nizam Shaiful 安部文隆 加藤啓介 小林 春夫
松浦 達治 (群馬大学) 小林修 (STARC) 新津 葵一 高井 伸和 (群馬大学)

群馬大学 工学部 電気電子工学科
情報通信システム第2研究室

アウトライン

- はじめに
- ノイズシェーピング・アルゴリズム
 - 1次ローパス・ノイズシェーピング
 - MASH0-1型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング I
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング II
- 複合マルチバンドパス・ノイズシェーピング
 - カスケード(MASH0-1-1)型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - 2次ローパス・ノイズシェーピング
 - SNR
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング
- まとめ

アウトライン

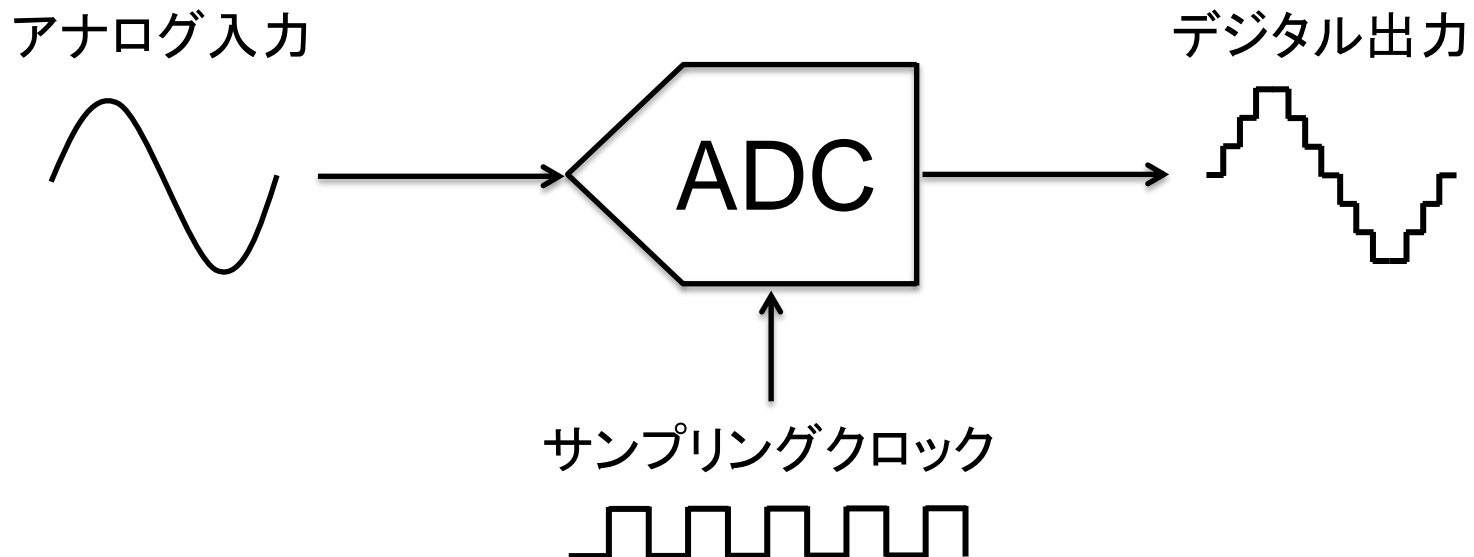
- はじめに
- ノイズシェーピング・アルゴリズム
 - 1次ローパス・ノイズシェーピング
 - MASH0-1型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング I
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング II
- 複合マルチバンドパス・ノイズシェーピング
 - カスケード(MASH0-1-1)型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - 2次ローパス・ノイズシェーピング
 - SNR
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング
- まとめ

AD変換器の動作

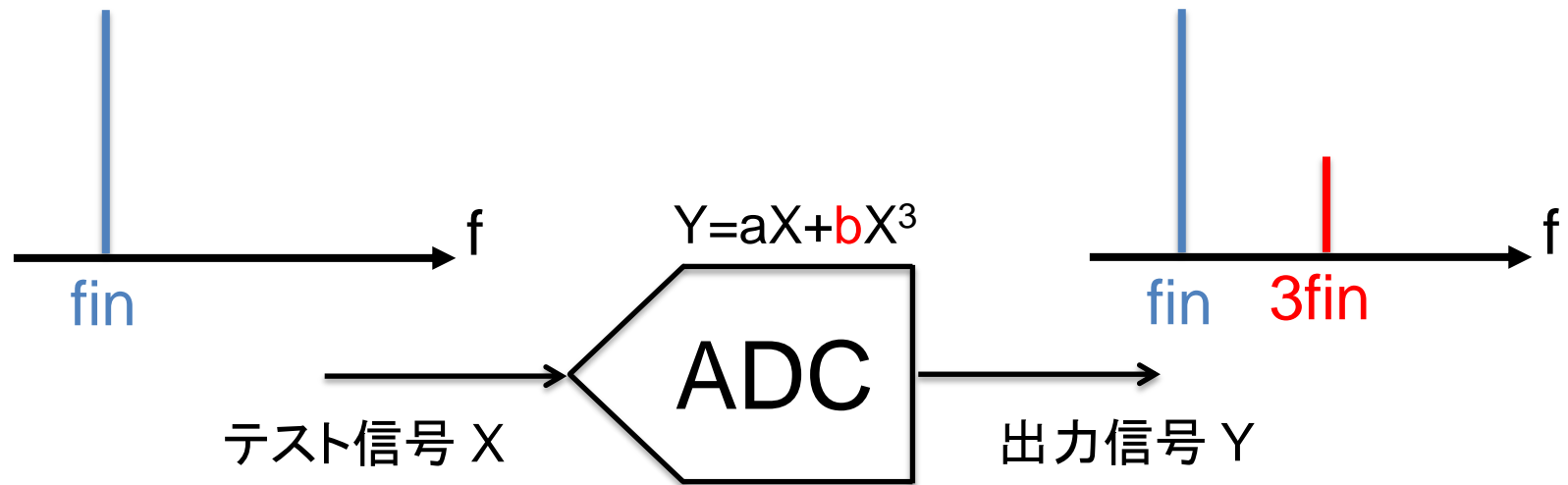
アナログ信号(電波、音声、電圧、電流等)

変換

デジタル信号(0,1,1,0,...)



AD変換器の評価



通常のADCの評価



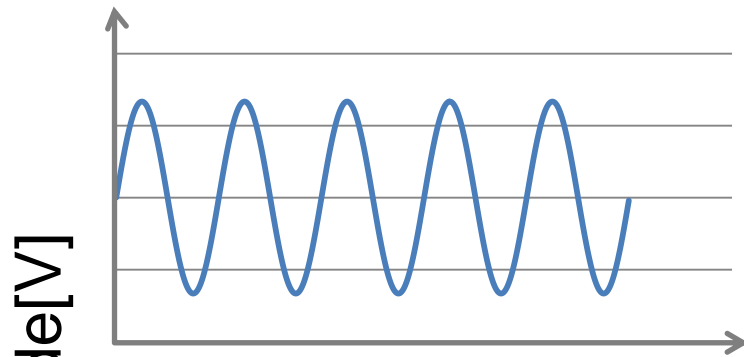
単一正弦波を入力



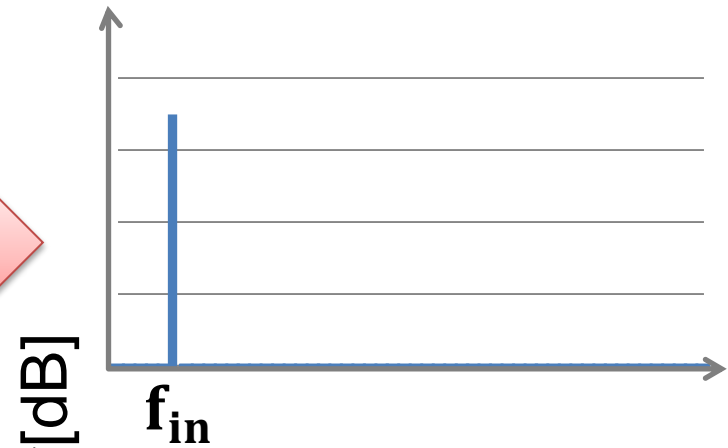
ADCの歪成分(HD3)の高精度な計測

AD変換器の歪み

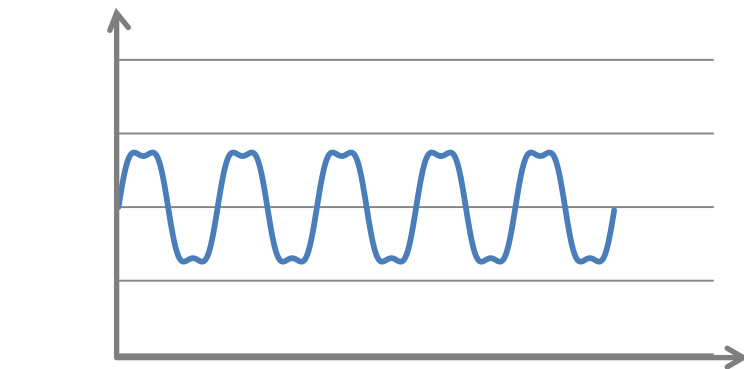
単一正弦波 f_{in} を入力



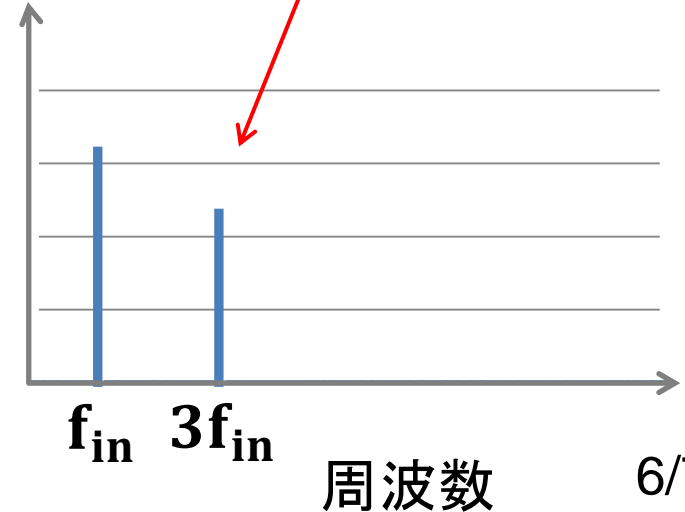
FFT解析



ADCに3次歪みがある場合



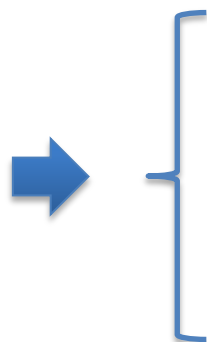
3次高調波歪が発生



時間

通信用AD変換器の評価

通信用AD変換器

- 
- ・ 相互変調歪み (IMD)
 - ・ ノイズパワー比 (NPR)

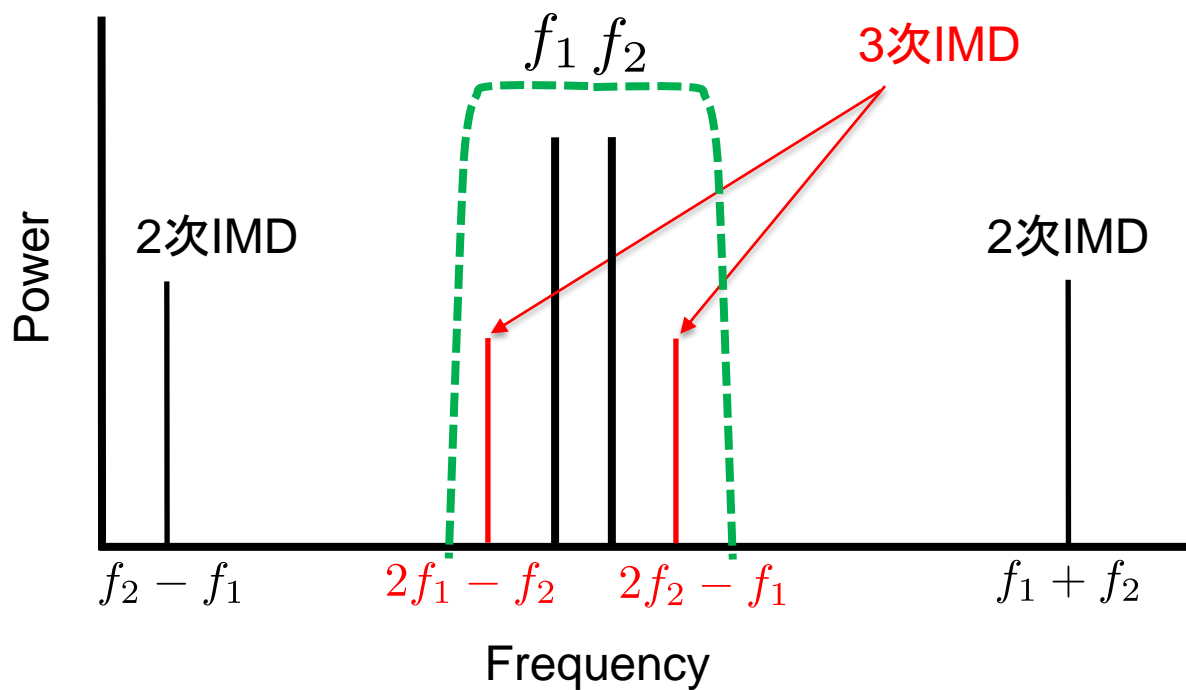
などの周波数領域の解析(テスト)が必要

そこで

多数の異なる周波数が混在した(マルチトーン)正弦波:

$$\sum_{k=1}^n A_k \cos(2\pi f_k t + \theta_k) \quad \text{が必要}$$

相互変調歪み (IMD)



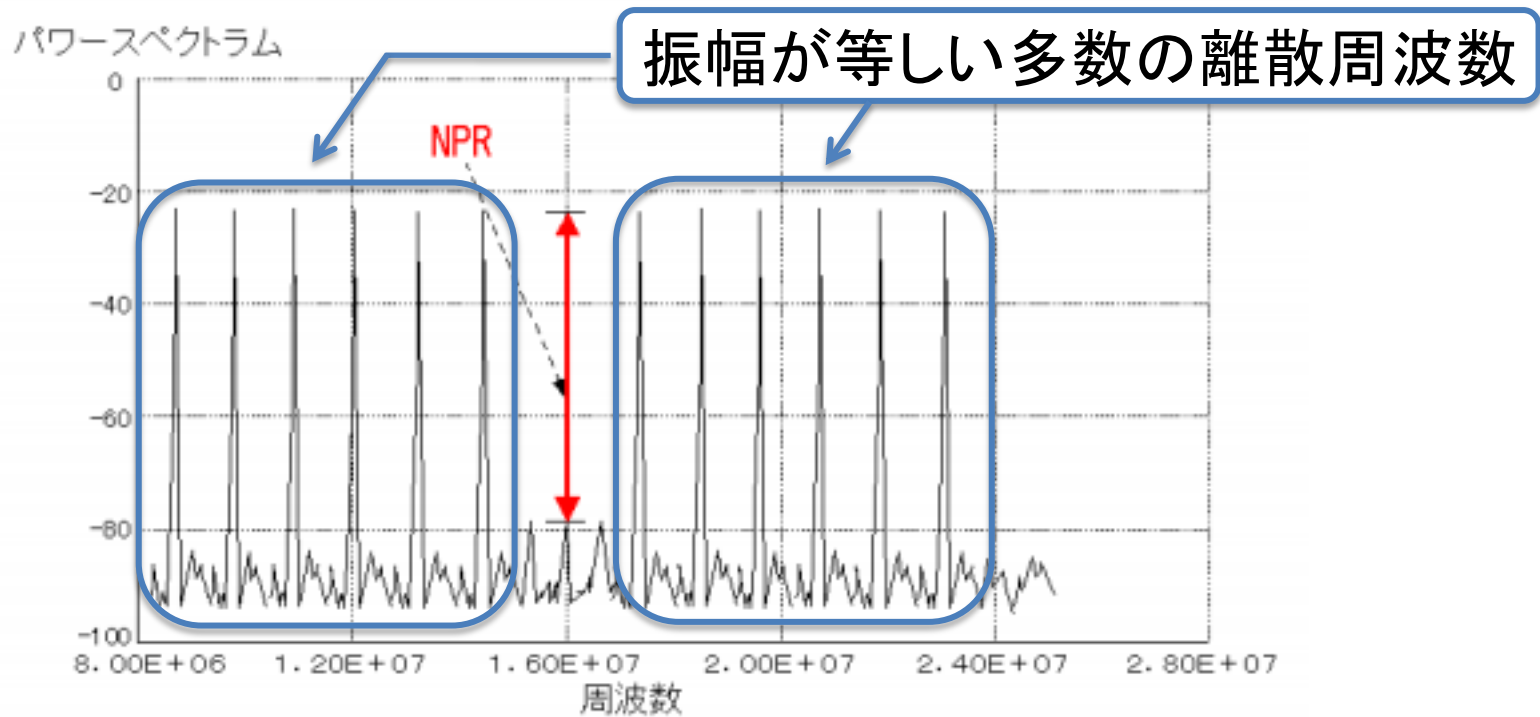
入力周波数 $f_1 \approx f_2$ の場合

3次IMD成分 $2f_2 - f_1$, $2f_1 - f_2$ が信号帯域に入り込む

➡ 高精度な評価が重要

➡ 高SNRの2トーン信号が必要

ノイズパワー比 (NPR)



NPRを求める

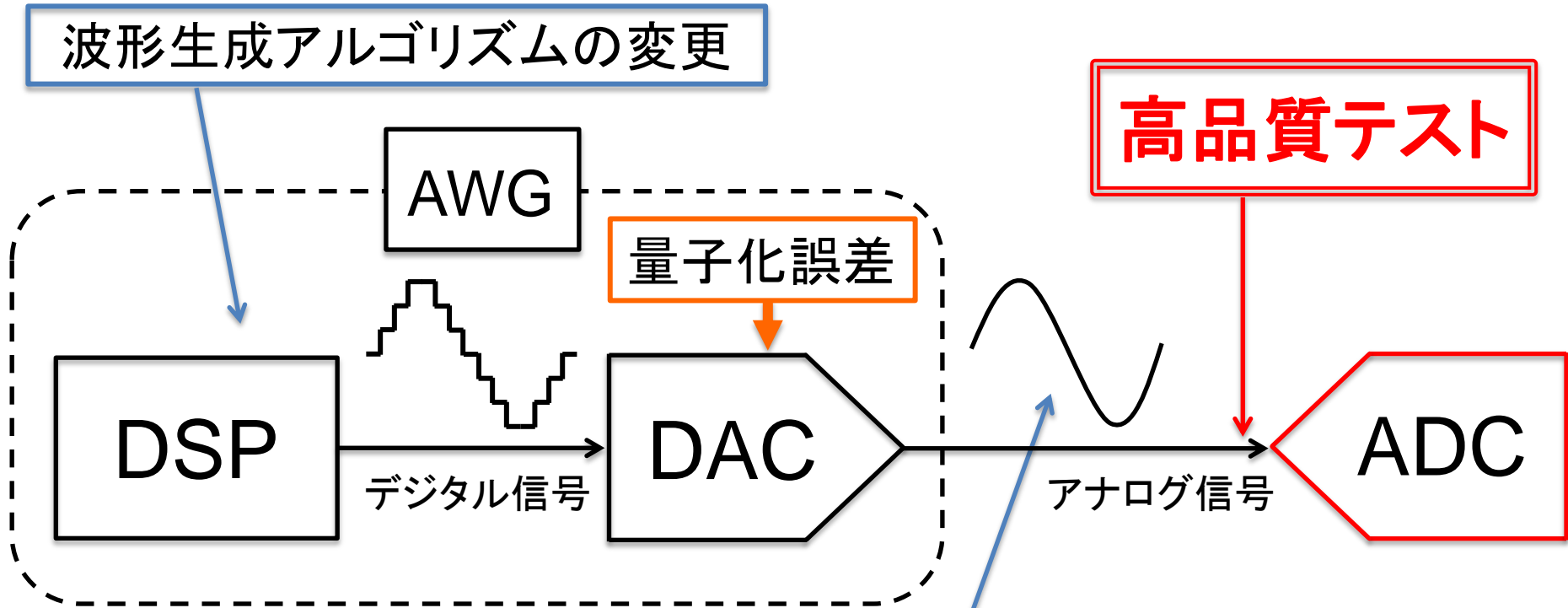


高SNRのマルチトーン信号が必要

テスト信号の発生

AWG (Arbitrary Waveform Generator: 任意波形発生器)

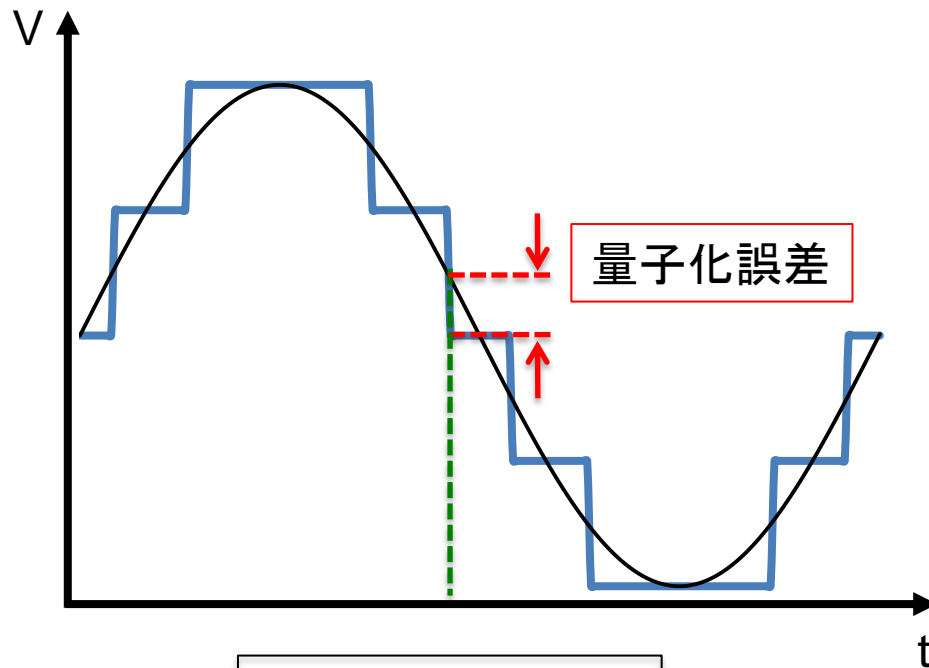
波形生成アルゴリズムの変更



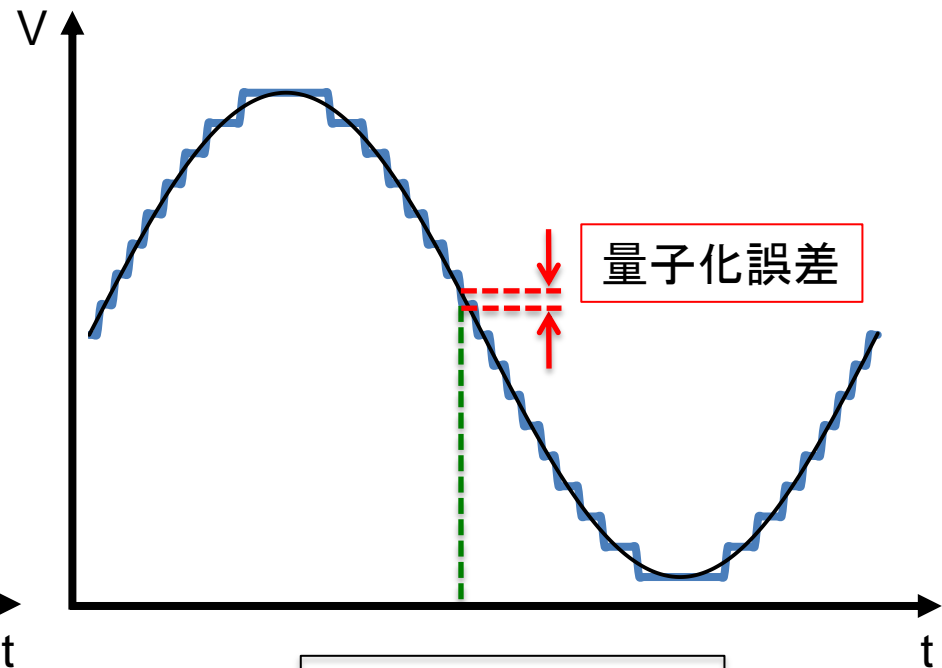
高品質テスト

高SNRのテスト信号
(正弦波, マルチトーン信号 等)
を生成

有限分解能による量子化誤差



分解能が低い場合



分解能が高い場合

分解能は有限

⇒ 量子化誤差は**必ず**生じる

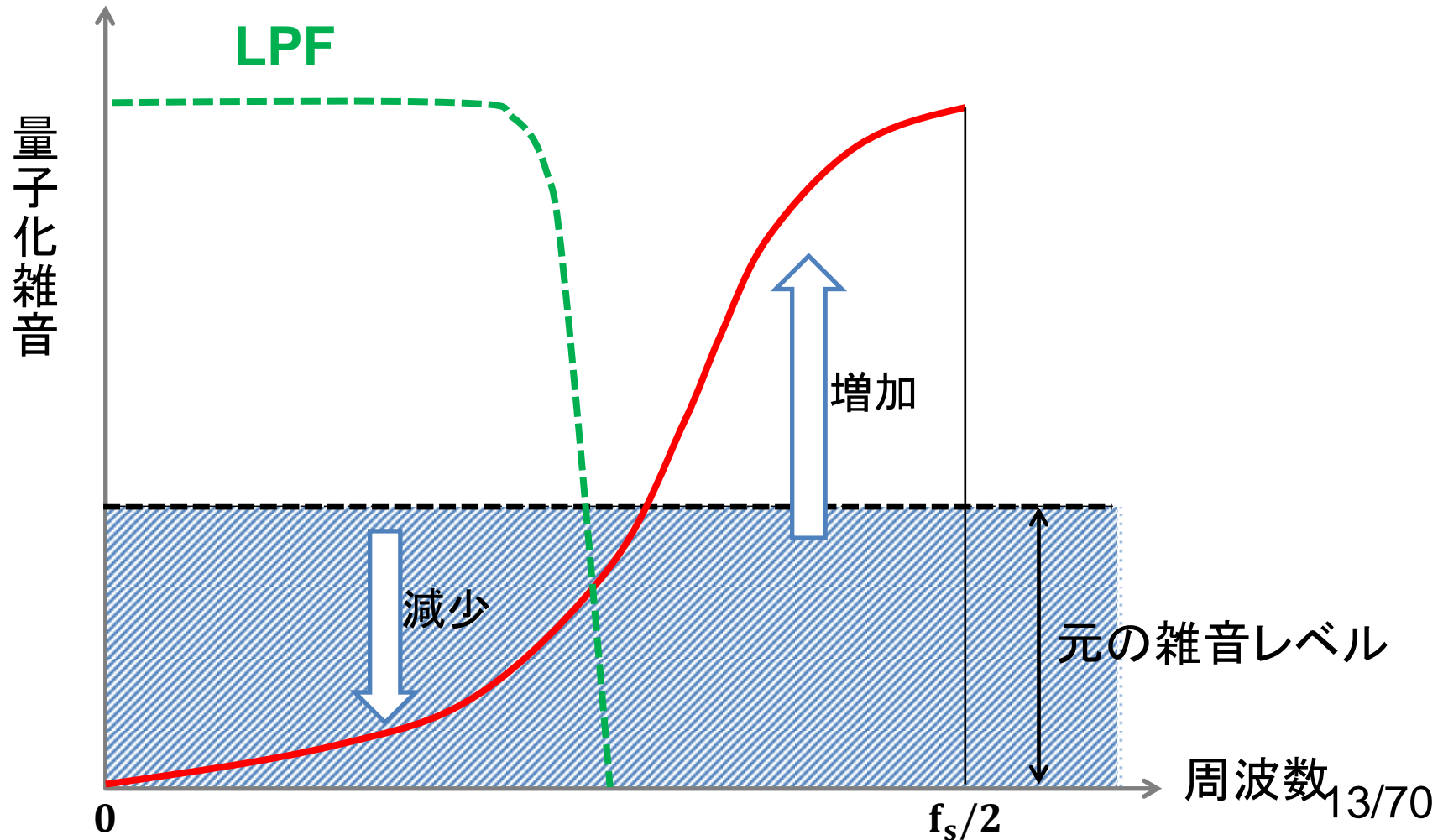
➡ 提案手法により信号帯域のノイズを低減

$\Delta\Sigma$ 変調方式

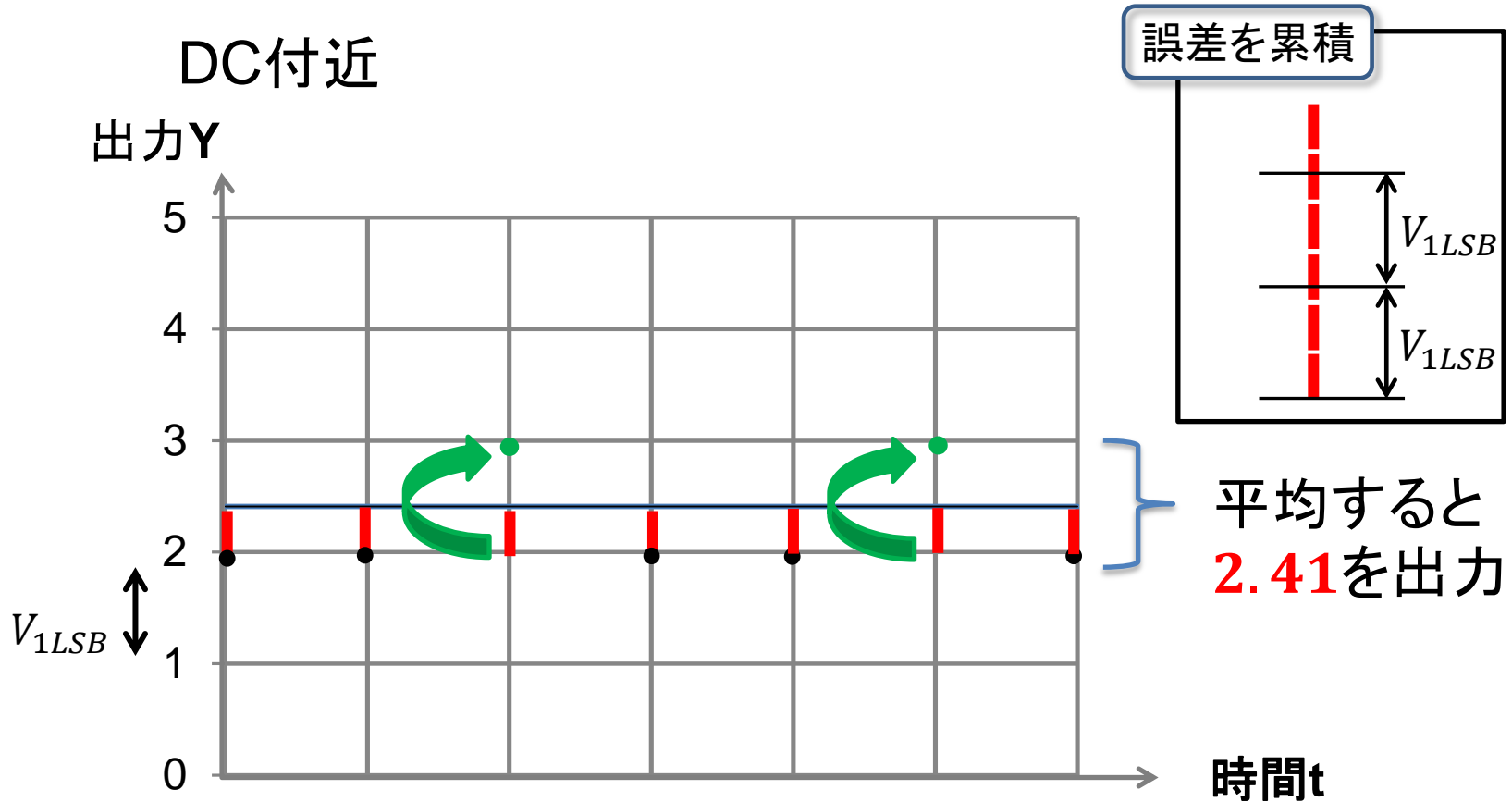
ノイズシェーピング



低ノイズの帯域が広範囲
LPFによりSNRが向上



ノイズシェープ



例

$Y = 2.41$ を入力

サンプリング点では切り捨て \longrightarrow $Y = 2$ を出力

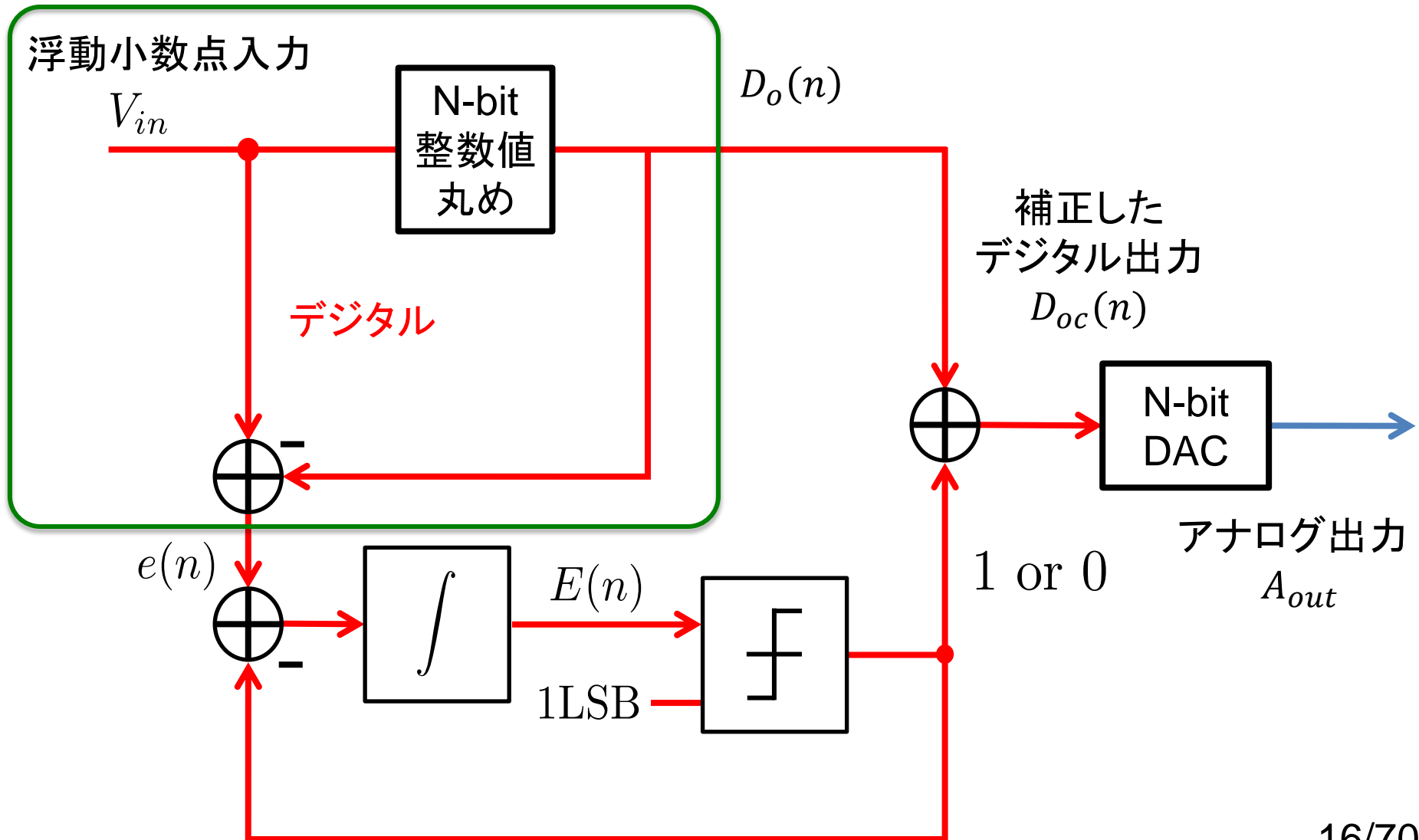
誤差の累積値が V_{1LSB} を超える \longrightarrow $Y = 3$ を出力

アウトライン

- はじめに
- ノイズシェーピング・アルゴリズム
 - 1次ローパス・ノイズシェーピング
 - MASH0-1型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング I
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング II
- 複合マルチバンドパス・ノイズシェーピング
 - カスケード(MASH0-1-1)型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - 2次ローパス・ノイズシェーピング
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング
 - SNR
- まとめ

DSP内部のフロー

DSP内部を以下のような構成にする



アルゴリズムの記述(1)

1) Nビットのデジタルデータのサイン波 $D(n)$ を生成

サンプリング点は切り捨てで取る → 整数値を得る

$$D(n) = [2^{N-1} \sin\{2\pi(f_{in}/f_s)n\}]$$

[] は ガウス記号

発生する丸め誤差 → $e(n) : 0 \leq e(n) < 1$

$$e(n) = 2^{N-1} \sin\{2\pi(f_{in}/f_s)n\} - D(n)$$

DSP内部のフロー

浮動小数点入力

V_{in}

N-bit
整数値
丸め

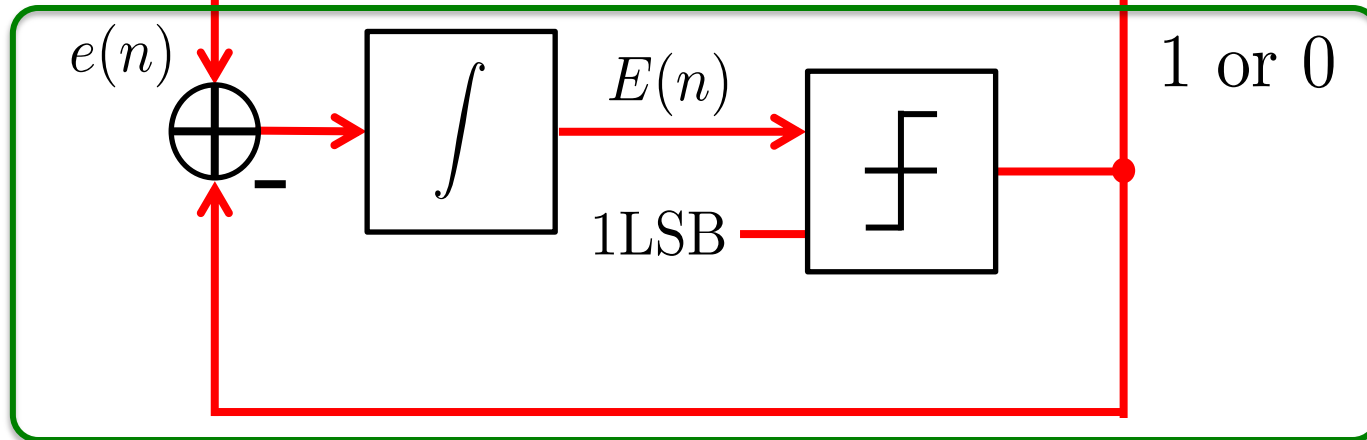
$D_o(n)$

デジタル

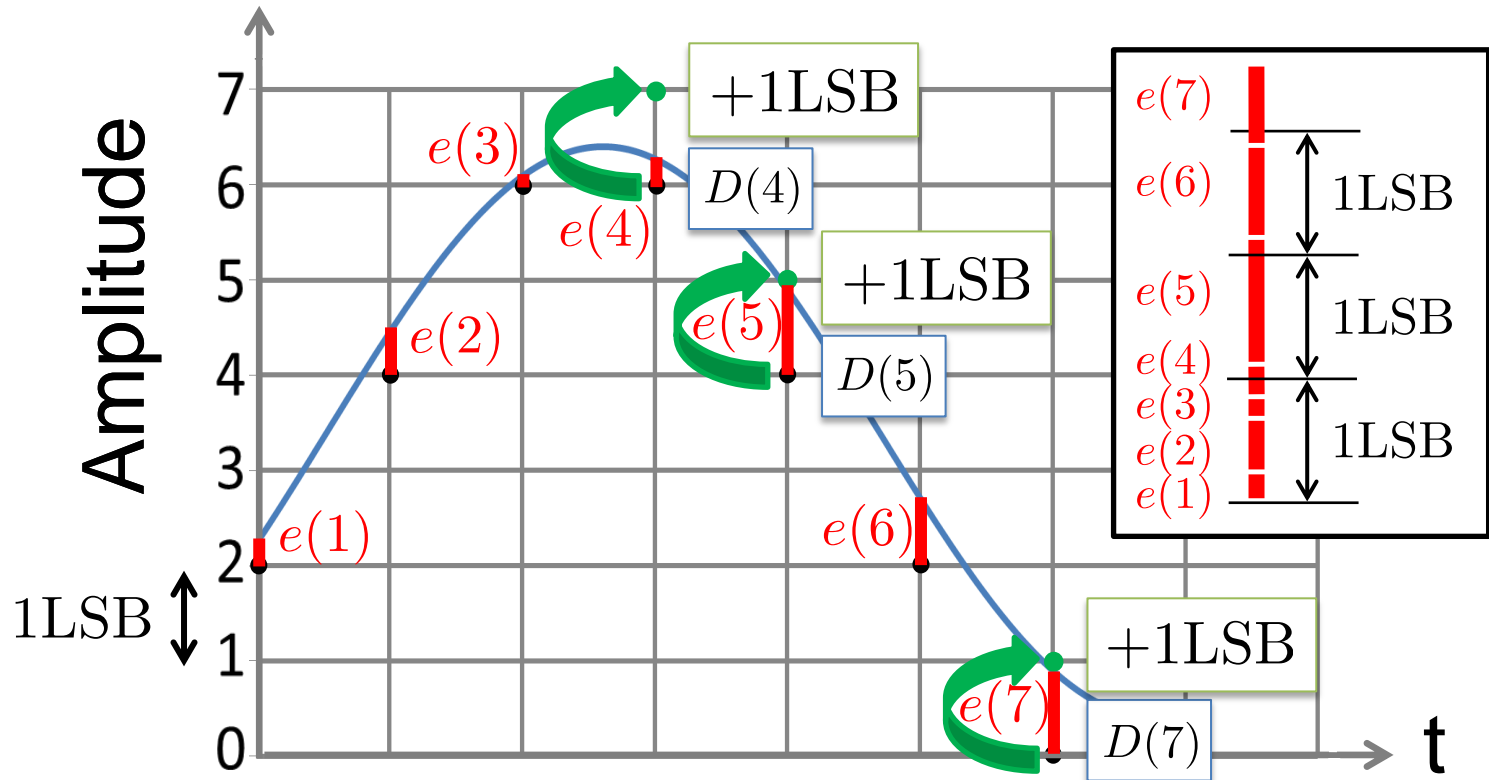
補正した
デジタル出力
 $D_{oc}(n)$

N-bit
DAC

アナログ出力
 A_{out}



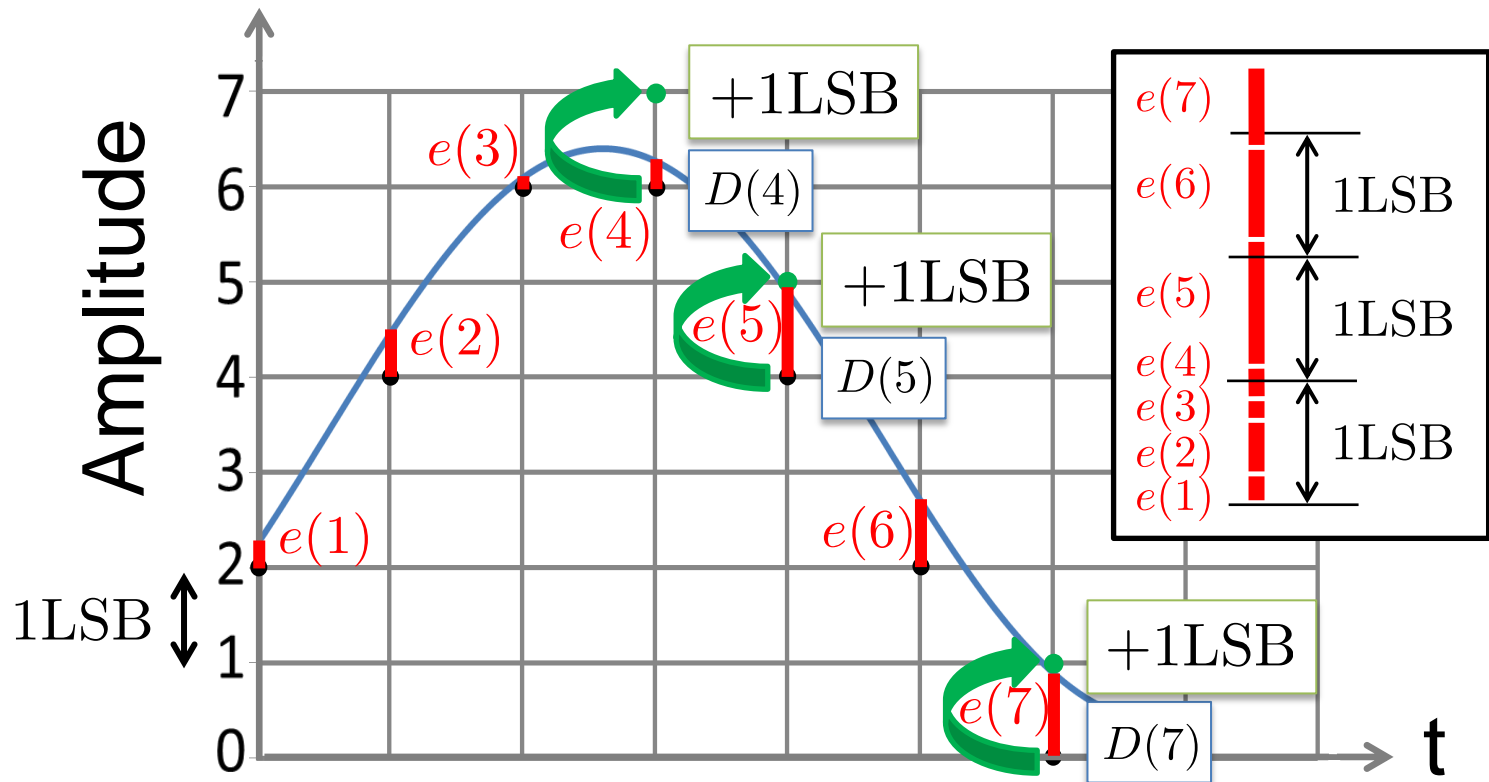
アルゴリズムの記述(2)



2) $e(n)$ の累積値 $E(n)$:

$$E(n) = E(n - 1) + e(n)$$

アルゴリズムの記述(3)



3) $E_1(n)$ が 1LSB を超える

→ $\left\{ \begin{array}{l} D(n) \text{に } 1LSB \text{ を加える} \\ E_1(n) \text{から } 1LSB \text{ を引く} \end{array} \right.$

アウトライン

- はじめに
- ノイズシェーピング・アルゴリズム
 - 1次ローパス・ノイズシェーピング
 - MASH0-1型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング I
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング II
- 複合マルチバンドパス・ノイズシェーピング
 - カスケード(MASH0-1-1)型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - 2次ローパス・ノイズシェーピング
 - SNR
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング
- まとめ

MASH 0-1型 $\Delta\Sigma$ 変調器

初段N-bitデジタル量子化器の出力

$$Y_1(z) = X(z) + e(z)$$

2段目の1次 $\Delta\Sigma$ 変調器の入力： $-e(z)$

$$Y_2(z) = -e(z) + (1/G_2)E_1(z)$$

量子化雑音 $E_1(z)$ を打ち消す

$$H_1(z) = 1 \quad H_2(z) = 1$$

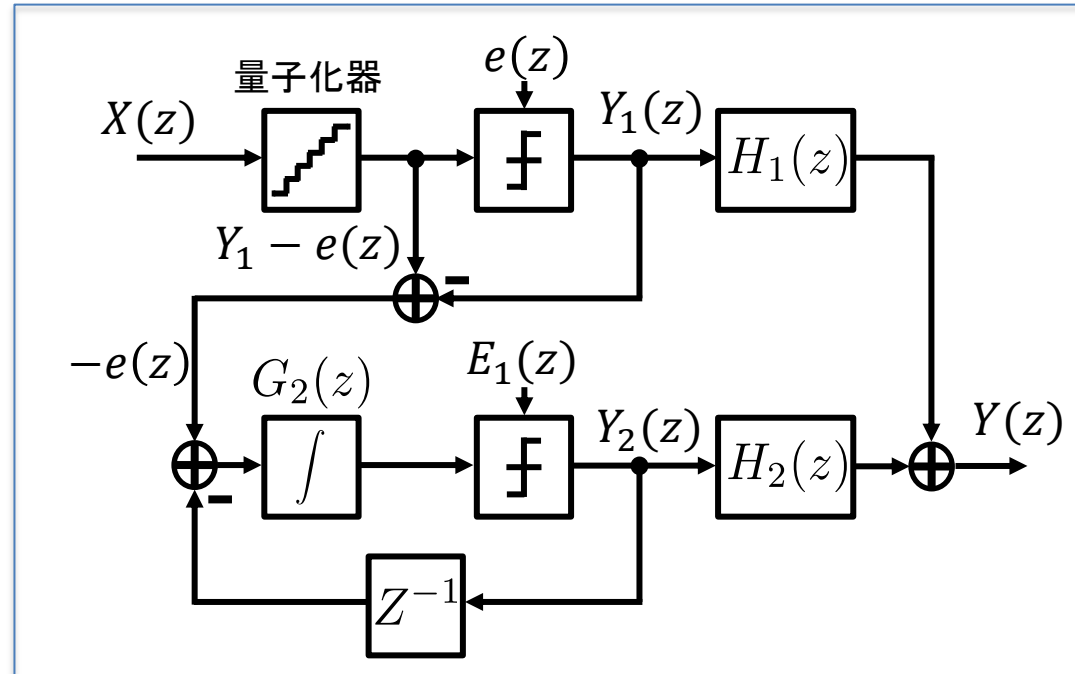
最終出：出力 $Y(z)$

$$Y = Y_1 H_1 + Y_2 H_2$$

$$= X(z) + e(z) - e(z) + (1/G_2)E_1(z)$$

$$= X(z) + (1/G_2)E_1(z)$$

$e(z)$ がキャンセルされ、 $E_1(z)$ に $1/G_2$ のフィルタがかかる

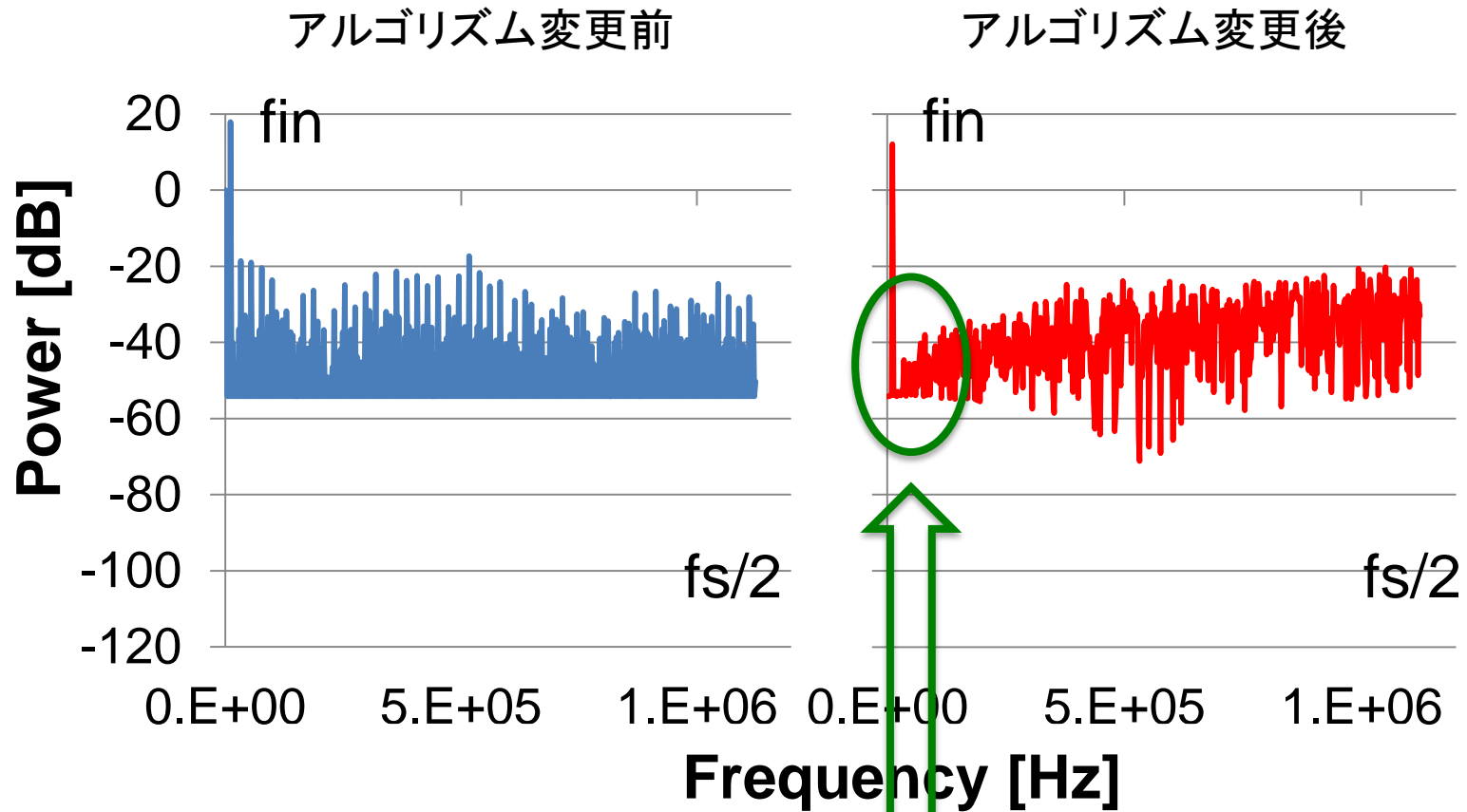


➡ 理論上のノイズシェープを確認

シミュレーション条件

入力信号 X	$A \sin(2\pi f_{in}t)$
入力周波数 f_{in} [KHz]	11
サンプリング周波数 f_s [MHz]	2.2528
振幅 A	3.5
データ点数 N	1024
分解能 [bit]	3

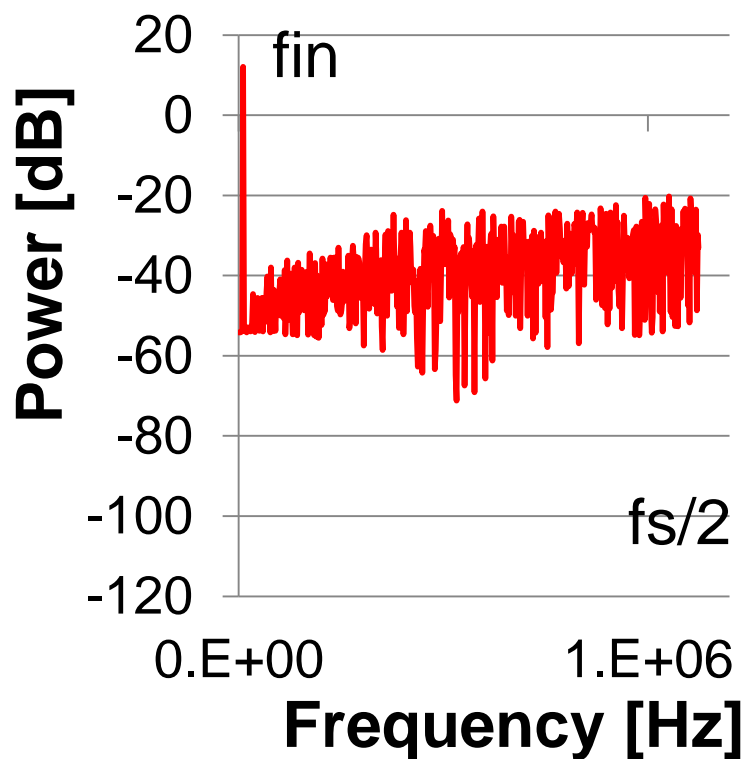
シミュレーション結果：比較



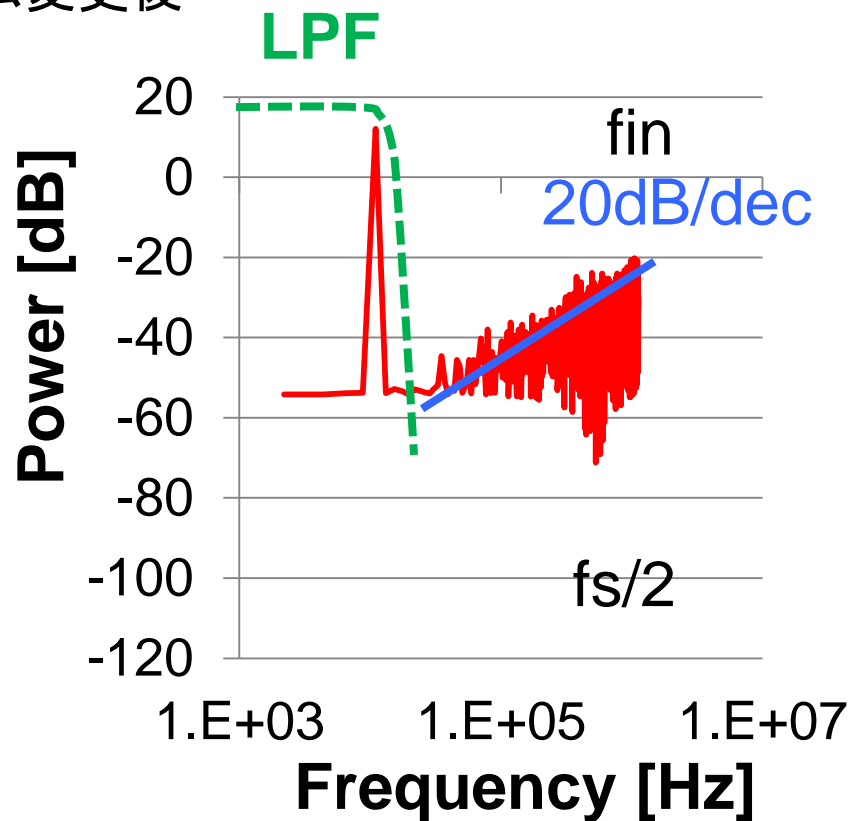
低周波での量子化ノイズ → 抑圧された

シミュレーション結果：ノイズシェープの傾き

アルゴリズム変更後



横軸
対数
表示



ノイズシェープの傾き
LPFによりノイズを除去

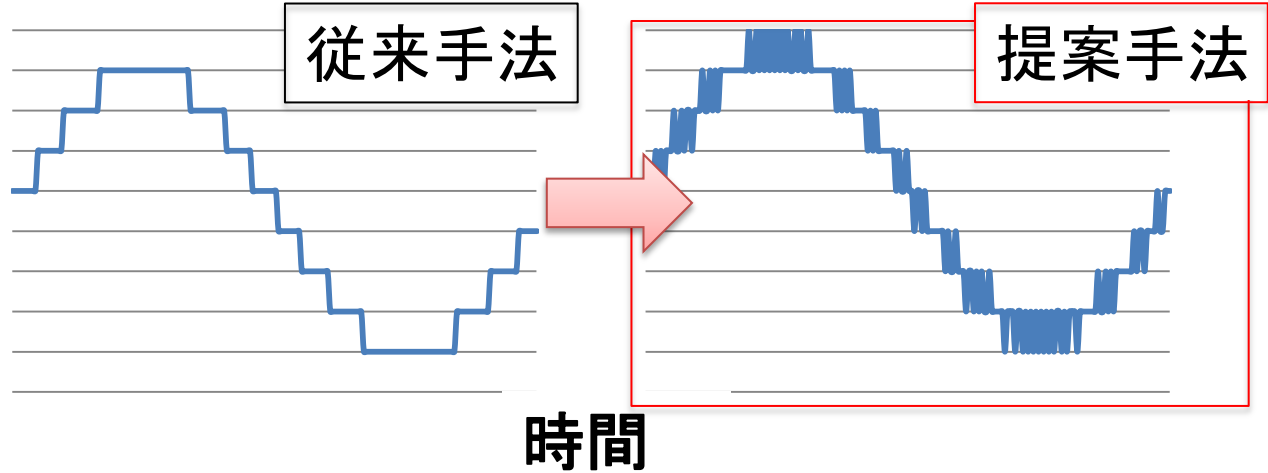


20dB/dec

AWGの入出力波形

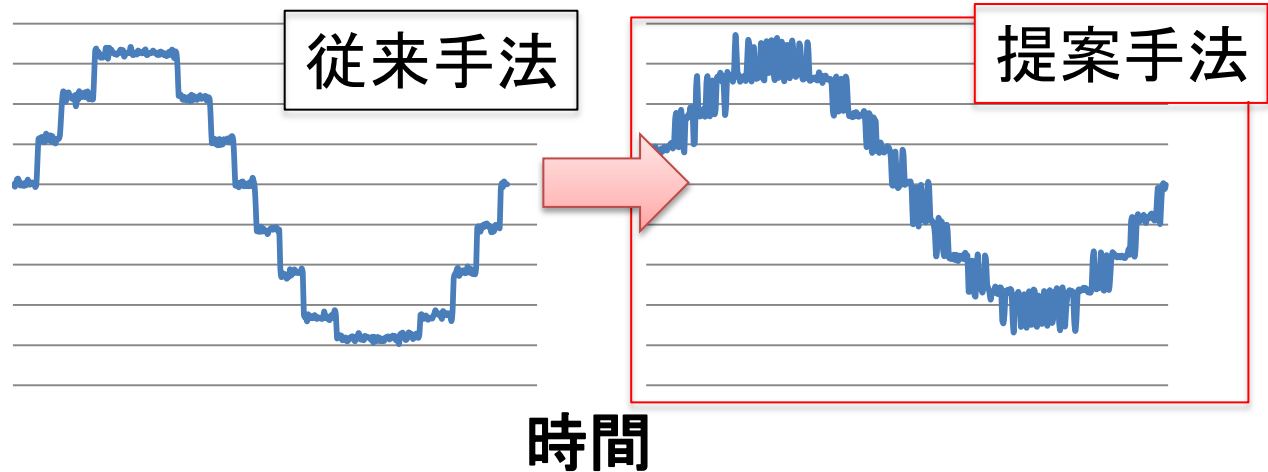
AWG入力

振幅



AWG出力

振幅



従来信号に比べ、波形が滑らか



ノイズシェープの効果を確認

実測条件

入力周波数 [kHz]	100
サンプリング周波数 [MHz]	50
振幅 [Vpp]	2
アッテネータ [dB]	25

- ・測定装置

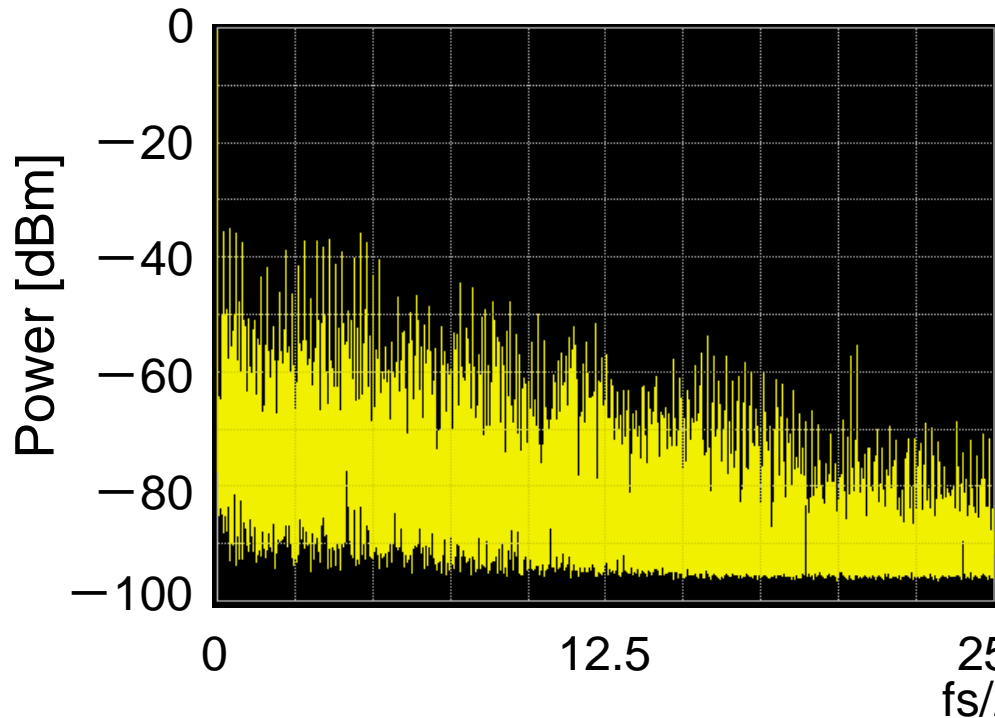
AWG : Agilent 33220A

スペクトラムアナライザ : ADVANTEST R3267

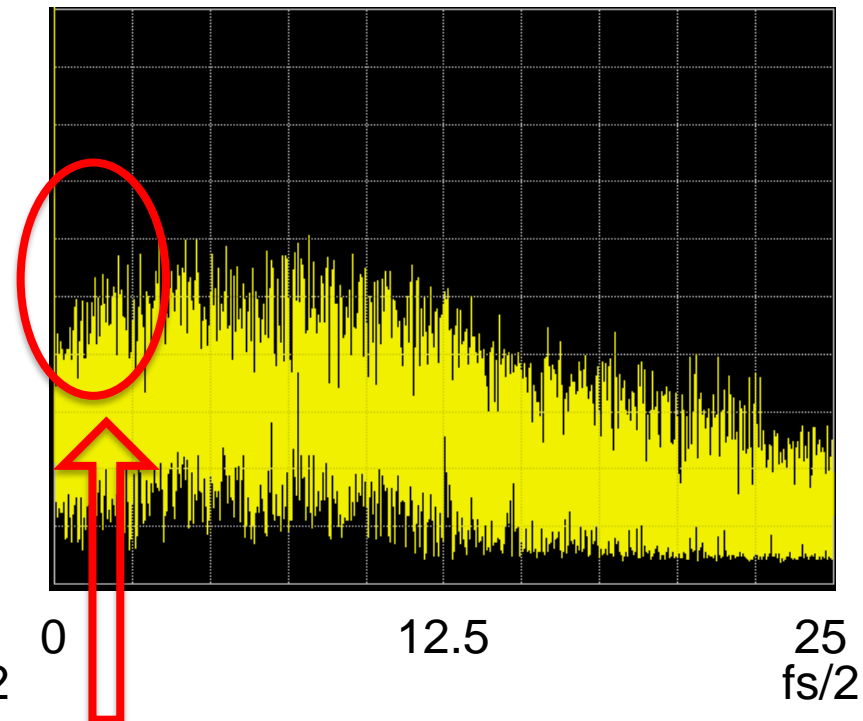
実測結果 (Fs/2まで)

RBW : 3 kHz , VBW : 1 kHz

アルゴリズム変更前



アルゴリズム変更後



低周波帯域 → ノイズが抑圧
ノイズシェーピング効果を確認

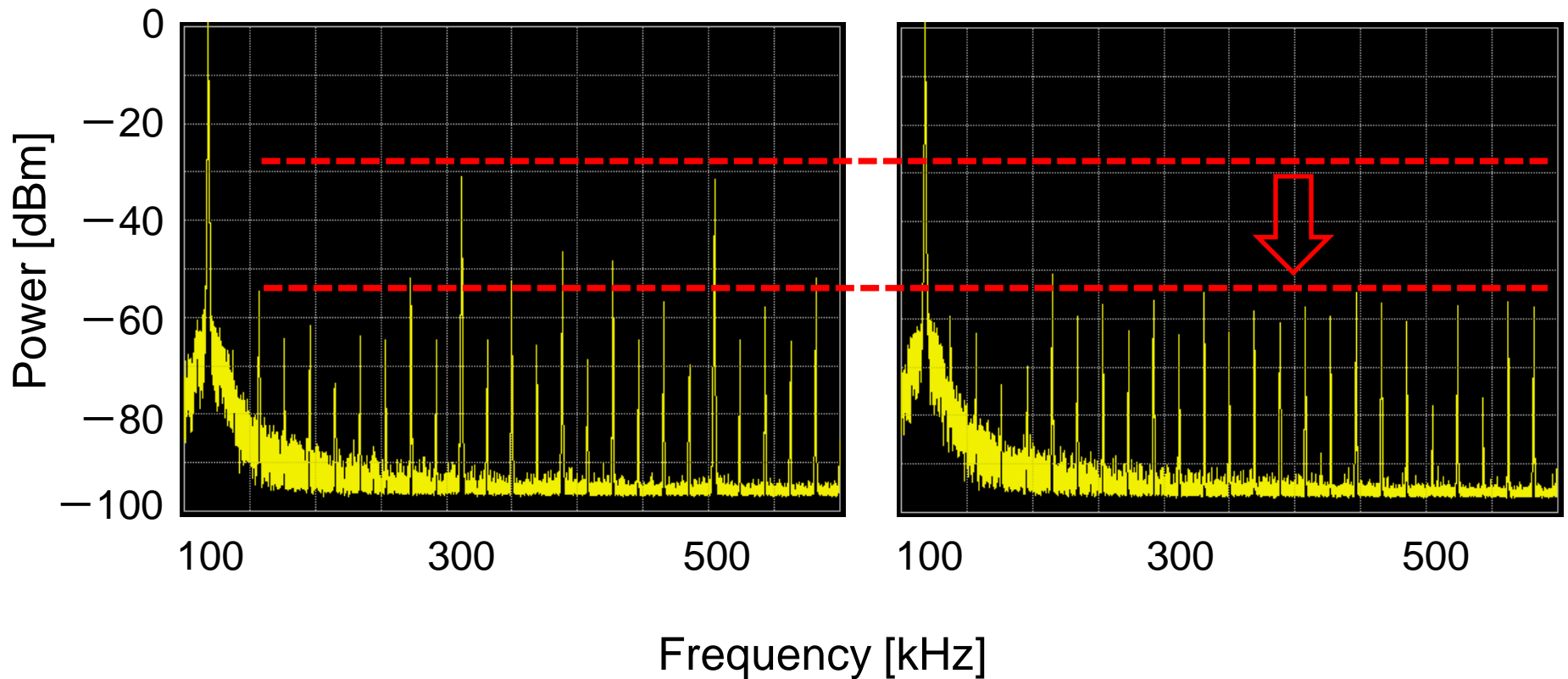
Frequency [MHz]

実測結果(信号付近)

RBW : 300 Hz , VBW : 100 Hz

アルゴリズム変更前

アルゴリズム変更後



低周波帯域

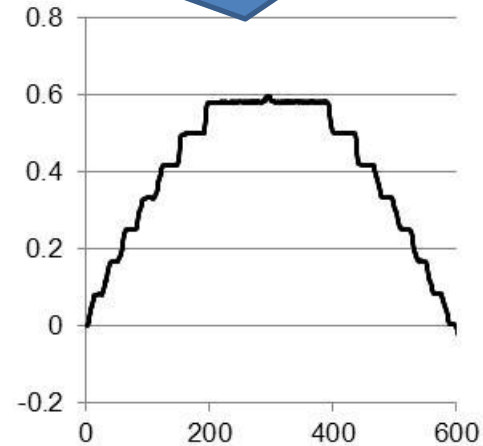
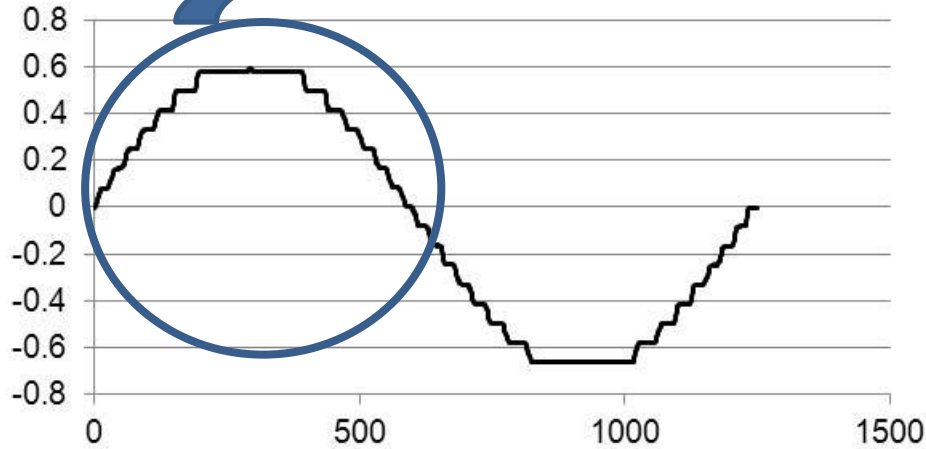


ノイズが減少

AWG出力波形

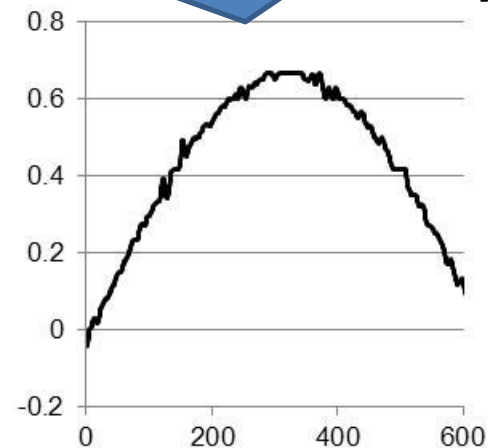
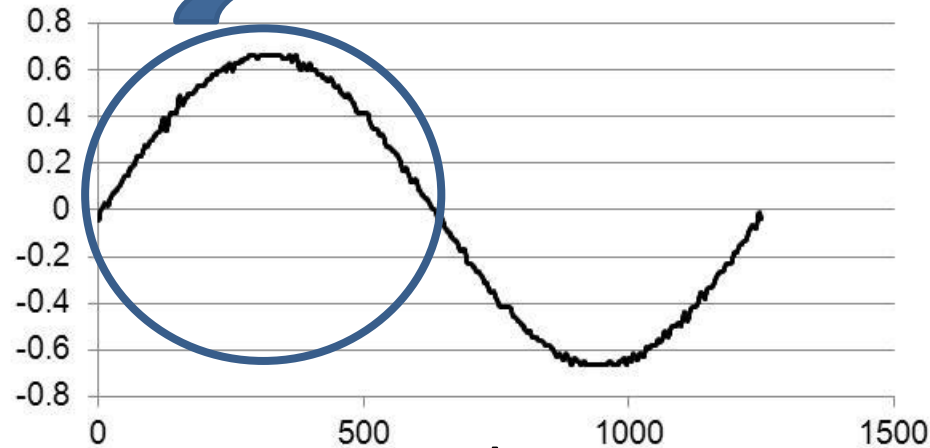
オシロスコープでデータ取得

従来信号



提案信号

振幅 [V]



時間

アウトライン

- はじめに
- ノイズシェーピング・アルゴリズム
 - 1次ローパス・ノイズシェーピング
 - MASH0-1型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング I
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング II
- 複合マルチバンドパス・ノイズシェーピング
 - カスケード(MASH0-1-1)型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - 2次ローパス・ノイズシェーピング
 - SNR
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング
- まとめ

アルゴリズムの記述(1)

1) Nビットのデジタルデータのサイン波 $D(n)$ を生成

サンプリング点は切り捨てで取る → 整数値を得る

$$D(n) = [2^{N-1} \sin\{2\pi(f_{in}/f_s)n\}]$$

[] は ガウス記号

発生する丸め誤差 → $e(n) : 0 \leq e(n) < 1$

$$e(n) = 2^{N-1} \sin\{2\pi(f_{in}/f_s)n\} - D(n)$$

アルゴリズムの記述(2),(3)

- 2) $e(n)$ を累積する際, M 個のポインタを持たせる。
 $e(n)$ の累積値 $E_1(n)$:

$$E_1(n) = E_1(n - M) + e(n)$$

例

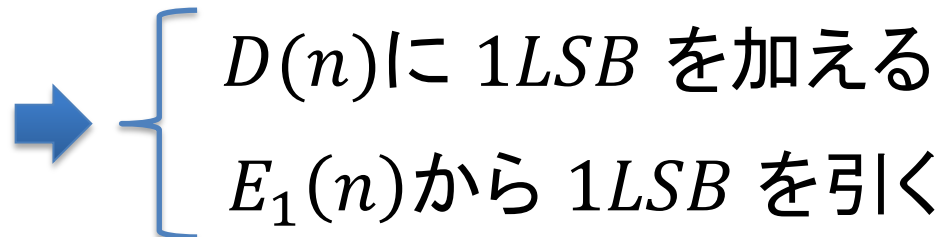
$M = 3$ のとき

$$E_1(6) = e(0) + e(3) + e(6)$$

$$E_1(7) = e(1) + e(4) + e(7)$$

$$E_1(8) = e(2) + e(5) + e(8)$$

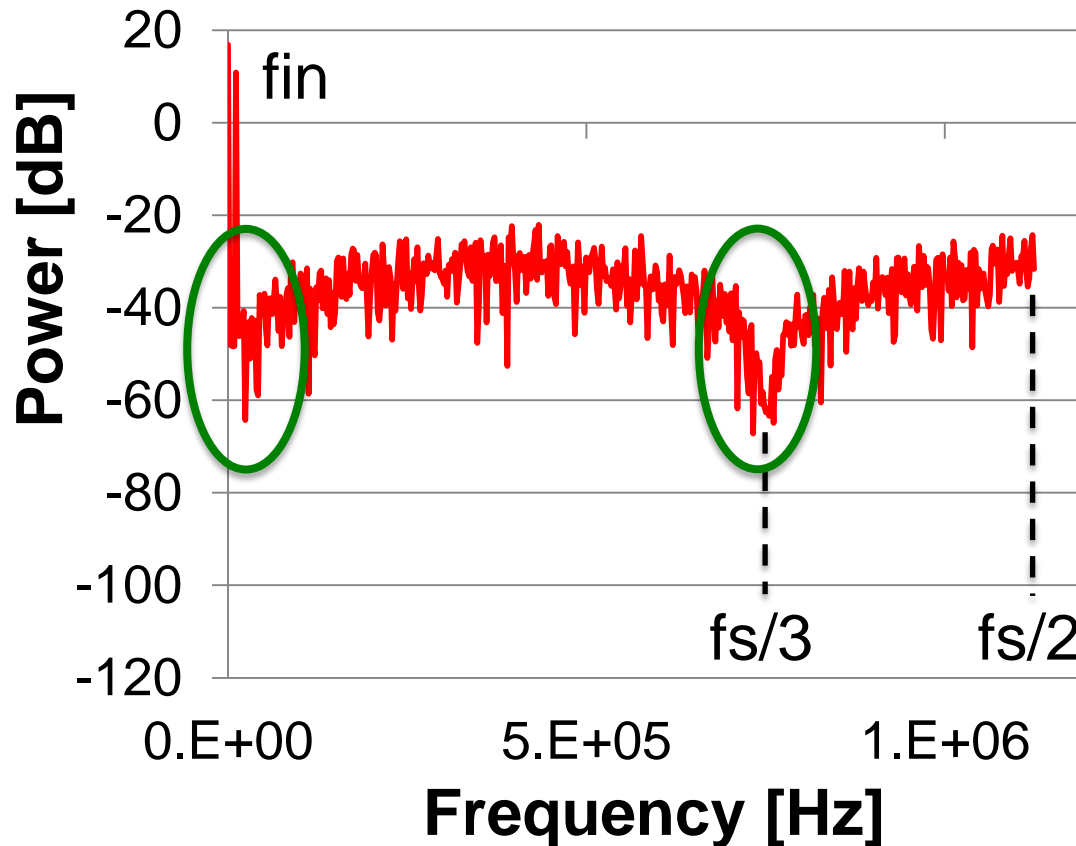
- 3) $E_1(n)$ が $1LSB$ を超える



シミュレーション結果

シミュレーション条件は先程と同じ

M=3 のとき



0 , $fs/3$ [Hz]のところに極が存在

MASH 0-1型 $\Delta\Sigma$ 変調器

初段N-bitデジタル量子化器の出力

$$Y_1(z) = X(z) + e(z)$$

2段目の1次 $\Delta\Sigma$ 変調器の入力： $-e(z)$

$$Y_2(z) = -e(z) + (1/G_2)E_1(z)$$

量子化雑音 $E_1(z)$ を打ち消す

$$H_1(z) = 1 \quad H_2(z) = 1$$

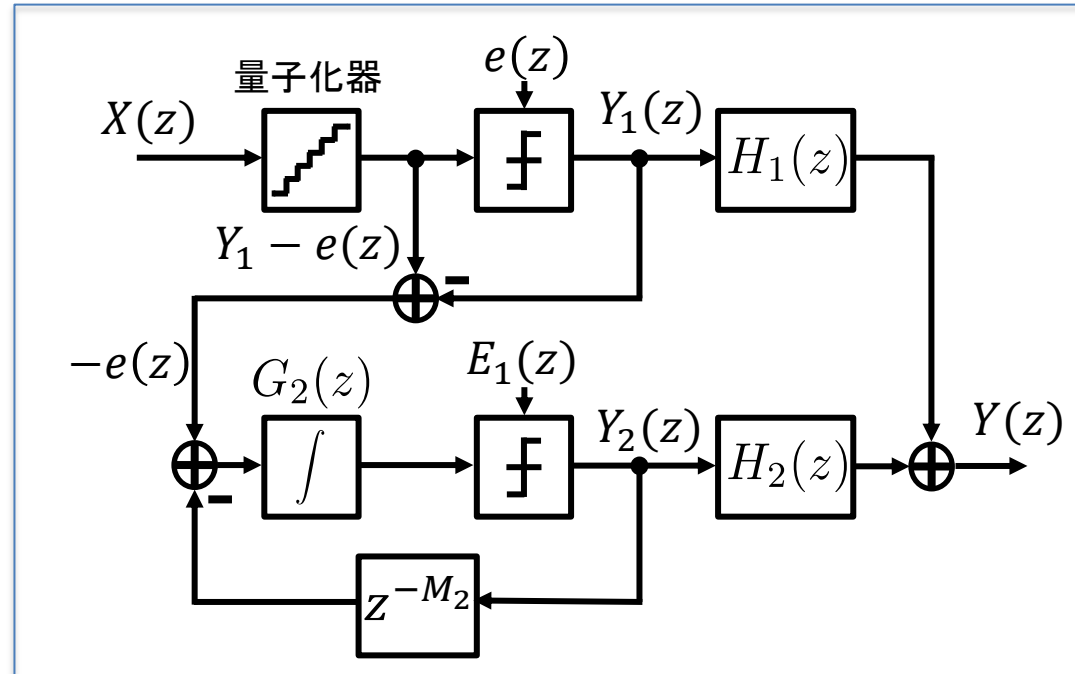
最終出：出力 $Y(z)$

$$Y = Y_1 H_1 + Y_2 H_2$$

$$= X(z) + e(z) - e(z) + (1/G_2)E_1(z)$$

$$= X(z) + (1/G_2)E_1(z)$$

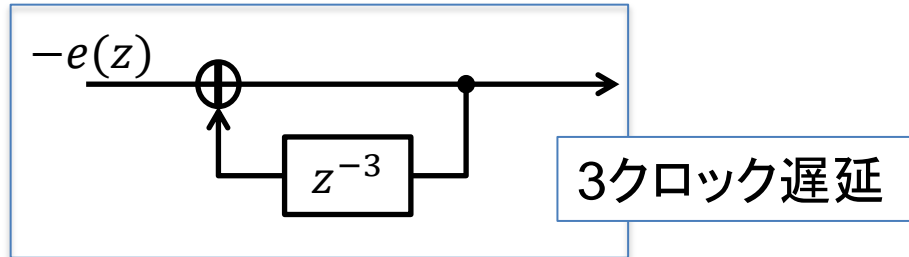
$e(z)$ がキャンセルされ、 $E_1(z)$ に $1/G_2$ のフィルタがかかる



理論上のノイズシェープを確認

マルチバンドパス

$$G_2 = \frac{1}{1-z^{-3}}$$



最終出力

$$Y = X(z) + (1/G_2)E_1(z)$$

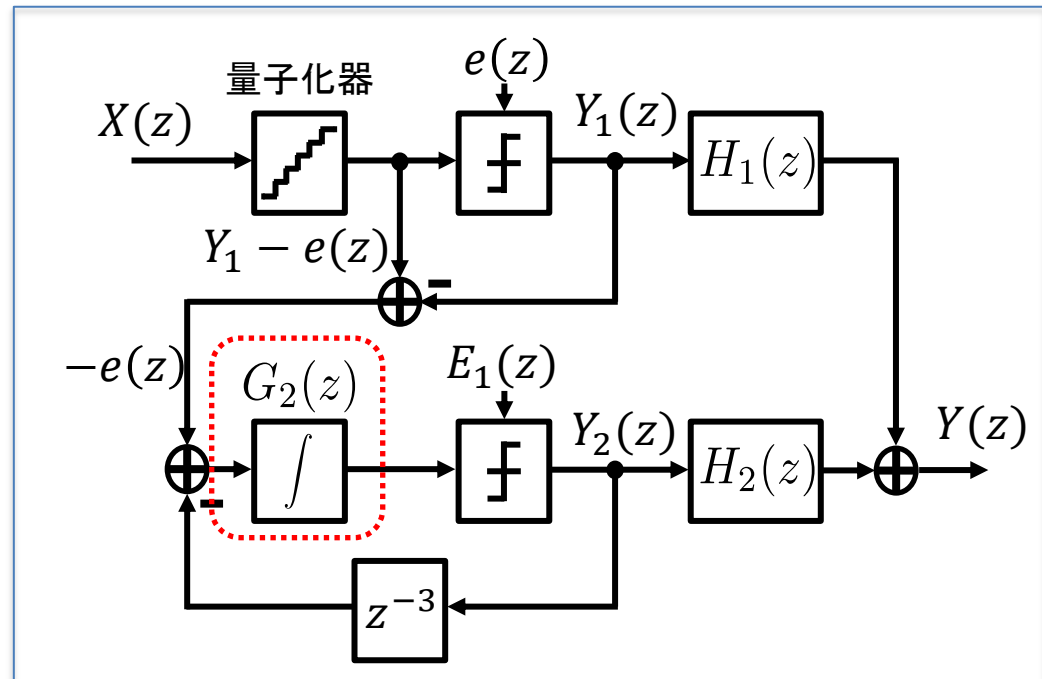
$$= X(z) + (1 - z^{-3})E_1(z)$$

ここで

$$1 - z^{-3} = 0$$

を解くと

$$z = 1, \quad -\frac{1}{2} \pm j\frac{\sqrt{3}}{2}$$



マルチバンドパス

$z = \exp(j\omega T) = \cos(\omega T) + j\sin(\omega T)$ なので

$z = 1$ のとき $\omega T = 0$

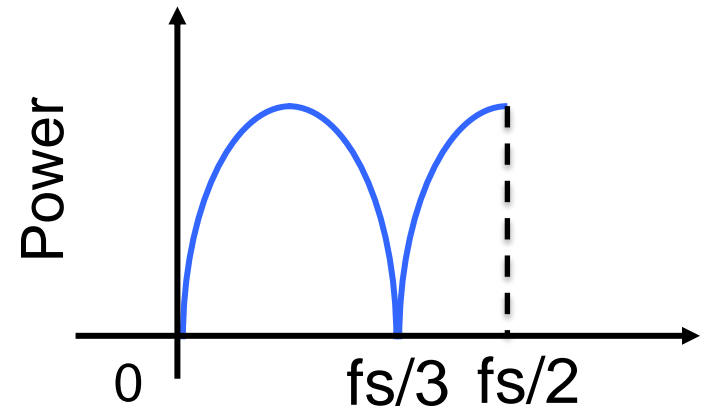
$z = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ のとき $\omega T = \frac{2\pi}{3}$

$z = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$ のとき $\omega T = \frac{4\pi}{3}$

$\omega = 2\pi f_{in}$, $T = \frac{1}{f_s}$ なので

$0 \leq f \leq \frac{f_s}{2}$ では

$f = 0, \frac{1}{3}f_s$ のとき極ができる



アウトライン

- はじめに
- ノイズシェーピング・アルゴリズム
 - 1次ローパス・ノイズシェーピング
 - MASH0-1型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング I
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング II
- 複合マルチバンドパス・ノイズシェーピング
 - カスケード(MASH0-1-1)型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - 2次ローパス・ノイズシェーピング
 - SNR
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング
- まとめ

アルゴリズムの記述(1)

1) Nビットのデジタルデータのサイン波 $D(n)$ を生成

サンプリング点は切り捨てで取る → 整数値を得る

$$D(n) = [2^{N-1} \sin\{2\pi(f_{in}/f_s)n\}]$$

[] は ガウス記号

発生する丸め誤差 → $e(n) : 0 \leq e(n) < 1$

$$e(n) = 2^{N-1} \sin\{2\pi(f_{in}/f_s)n\} - D(n)$$

アルゴリズムの記述(2)

2) $e(n)$ を累積する際, n が偶数 → 加算

奇数 → 減算

$$E_1(n) = E_1(n - M) + e(n) \quad n : \text{偶数}$$

$$E_1(n) = E_1(n - M) - e(n) \quad n : \text{奇数}$$

例

$M = 2$ のとき

$$E_1(4) = E_1(2) + e(4)$$

$$E_1(5) = E_1(3) - e(5)$$

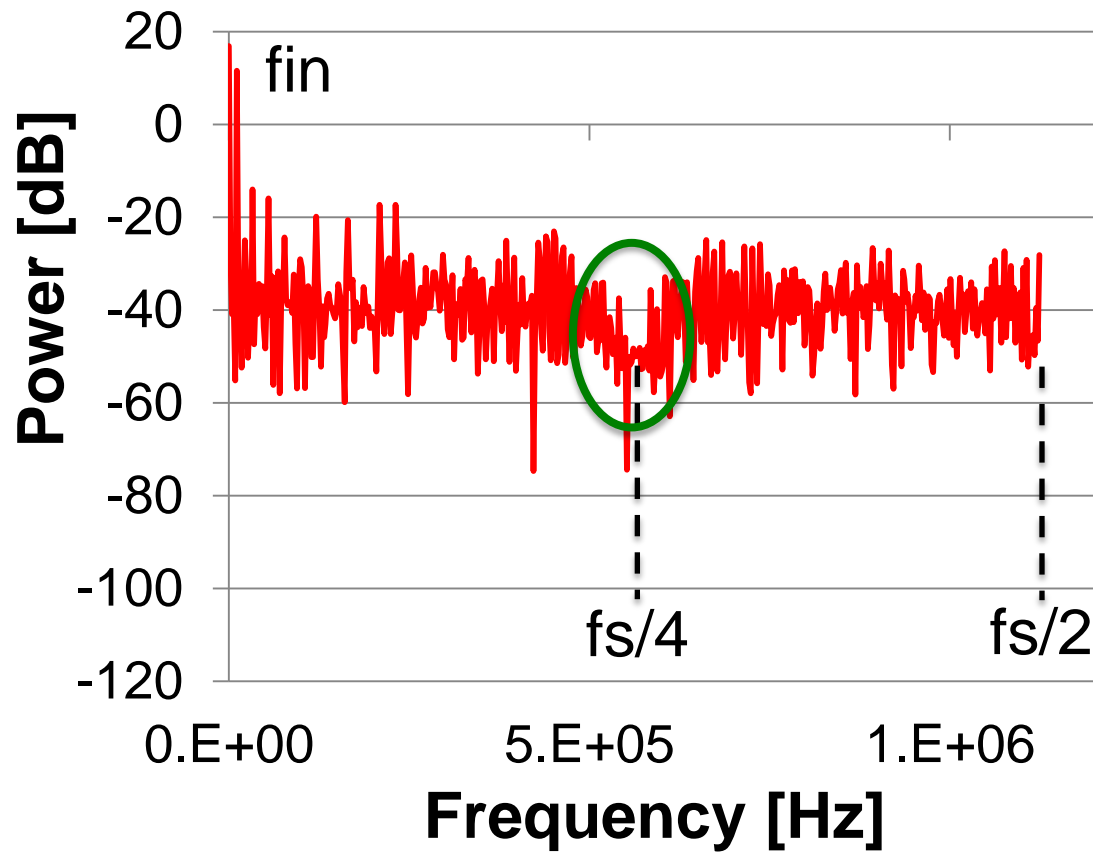
アルゴリズムの記述(3)

- 3) $E_1(n)$ が $+1LSB$ より大きくなる
- $D(n)$ に $1LSB$ を加える
 $E_1(n)$ から $1LSB$ を引く
- $E_1(n)$ が $-1LSB$ より小さくなる
- $D(n)$ に $1LSB$ を加える
 $E_1(n)$ から $1LSB$ を足す

シミュレーション結果

シミュレーション条件は先程と同じ

M=2 のとき



$fs/4$ [Hz]のところに極が存在

MASH 0-1型 $\Delta\Sigma$ 変調器

初段N-bitデジタル量子化器の出力

$$Y_1(z) = X(z) + e(z)$$

2段目の1次 $\Delta\Sigma$ 変調器の入力： $-e(z)$

$$Y_2(z) = -e(z) + (1/G_2)E_1(z)$$

量子化雑音 $E_1(z)$ を打ち消す

$$H_1(z) = 1 \quad H_2(z) = 1$$

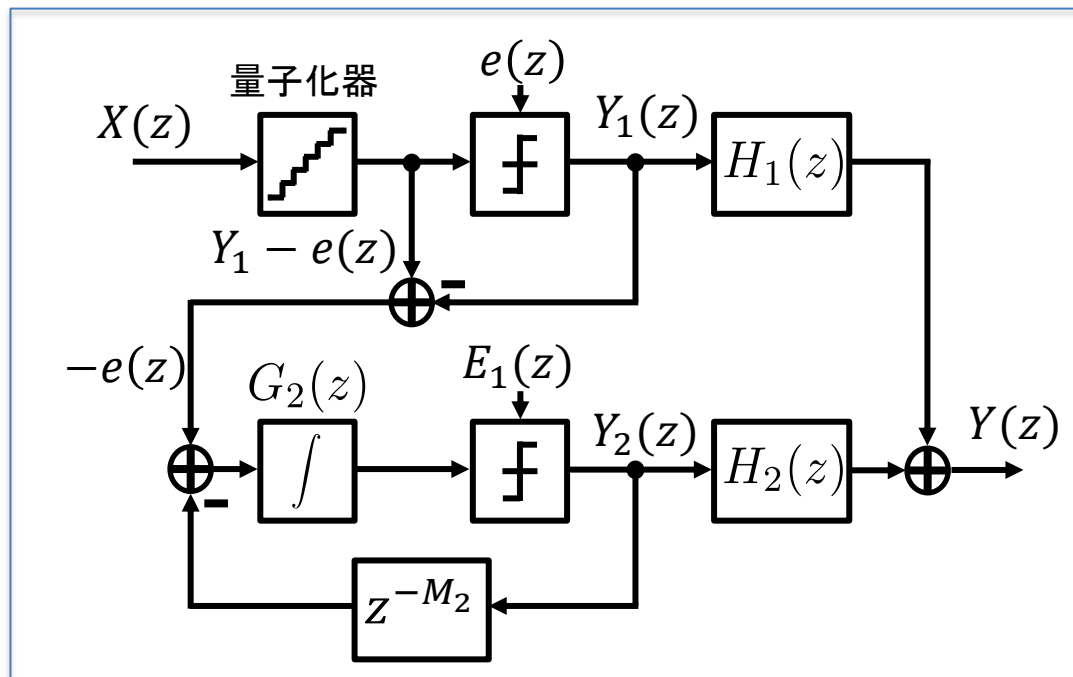
最終出：出力 $Y(z)$

$$Y = Y_1 H_1 + Y_2 H_2$$

$$= X(z) + e(z) - e(z) + (1/G_2)E_1(z)$$

$$= X(z) + (1/G_2)E_1(z)$$

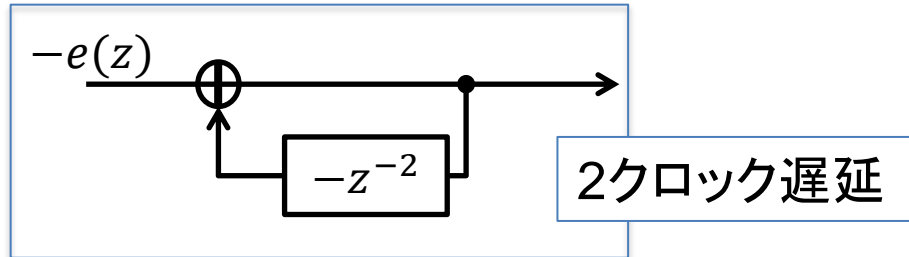
$e(z)$ がキャンセルされ、 $E_1(z)$ に $1/G_2$ のフィルタがかかる



理論上のノイズシェープを確認

マルチバンドパス

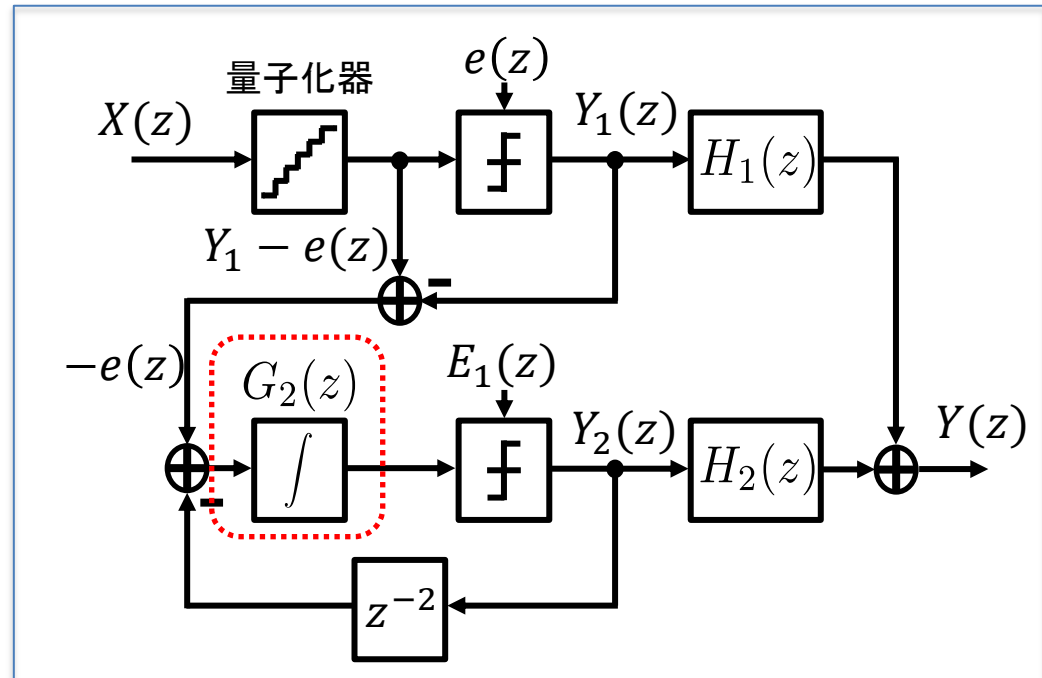
$$G_2 = \frac{1}{1+z^{-2}}$$



最終出力

$$Y = X(z) + (1/G_2)E_1(z)$$

$$= X(z) + (1 + z^{-2})E_1(z)$$



ここで

$$1 + z^{-2} = 0$$

を解くと

$$z = \pm j$$

マルチバンドパス

$z = \exp(j\omega T) = \cos(\omega T) + j\sin(\omega T)$ なので

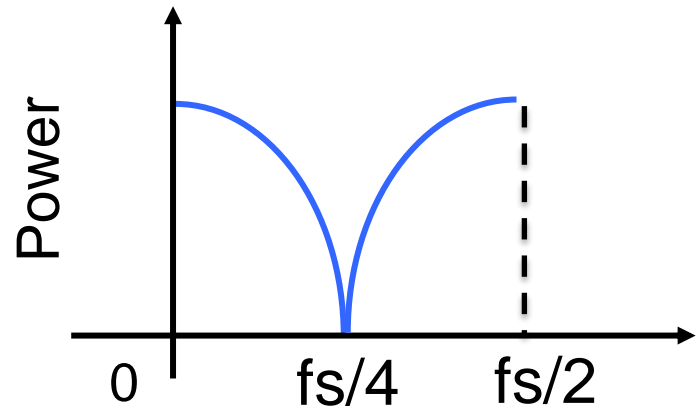
$$z = j \text{ のとき } \underline{\underline{\omega T = \frac{\pi}{2}}}$$

$$z = -j \text{ のとき } \underline{\underline{\omega T = \frac{3\pi}{2}}}$$

$$\omega = 2\pi f_{in}, \quad T = \frac{1}{f_s} \text{ なので}$$

$$0 \leq f \leq \frac{f_s}{2} \text{ では}$$

$$\boxed{f = \frac{1}{4} f_s} \text{ のとき極ができる}$$



極の位置の一般化

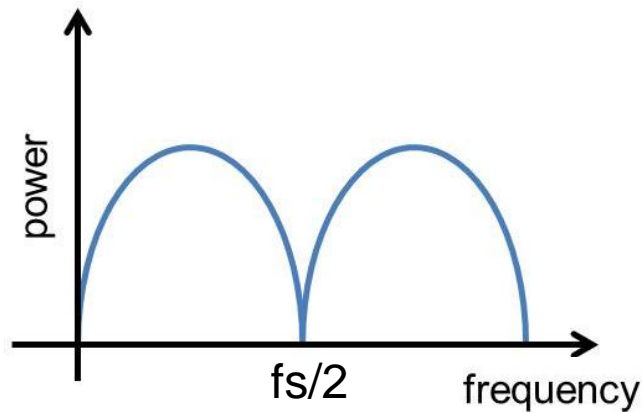
	一般式	概略図
ノイズ シェーピング Ⅰ	$\frac{m}{M} f_s$ $m = 0, 1, 2, \dots$	
ノイズ シェーピング Ⅱ	$\frac{2m + 1}{2M} f_s$ $m = 0, 1, 2, \dots$	

ノイズはフィルタで除去 ➡ 高SNRのマルチトーン信号の生成

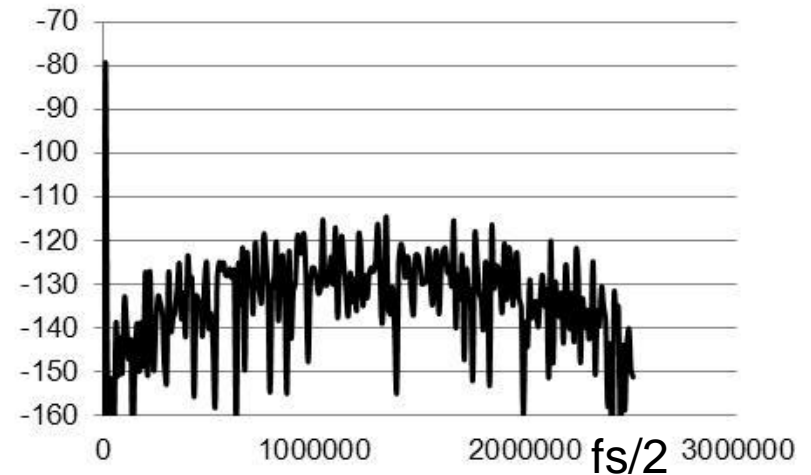
実測

2種類のマルチバンドパスの実測を行った

マルチバンドパス1



予測



シミュレーション

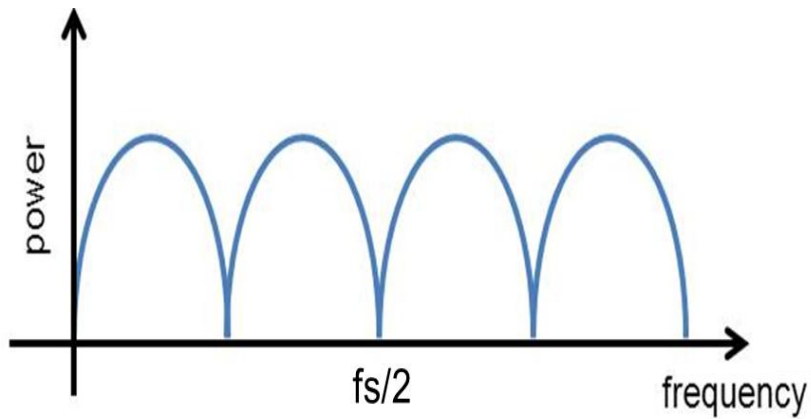
例

$$E(4) = e(0) + e(2) + e(4)$$

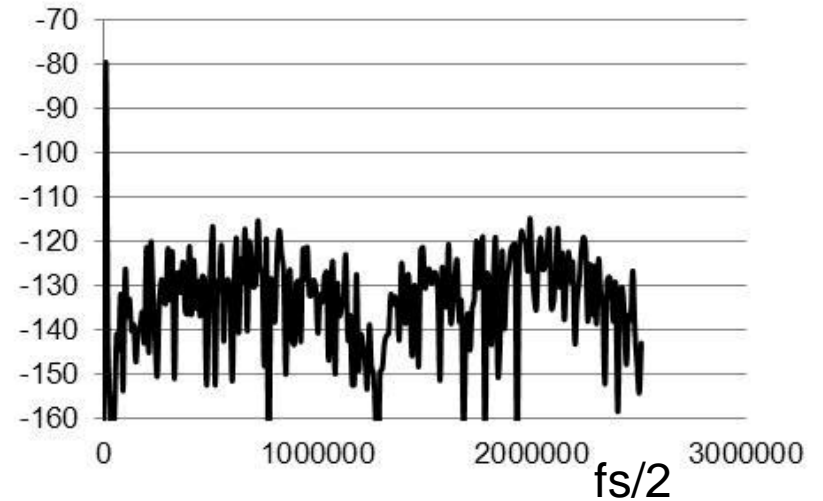
$$E(5) = e(1) + e(3) + e(5)$$

実測

マルチバンドパス2



予測



シミュレーション

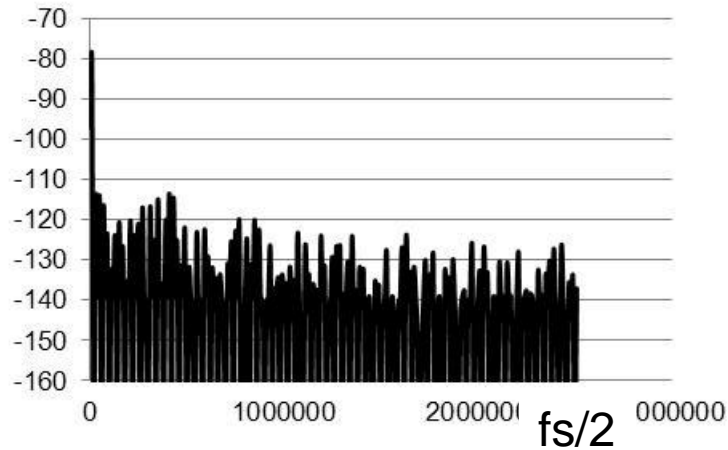
例

$$E(8) = e(0) + e(4) + e(8)$$

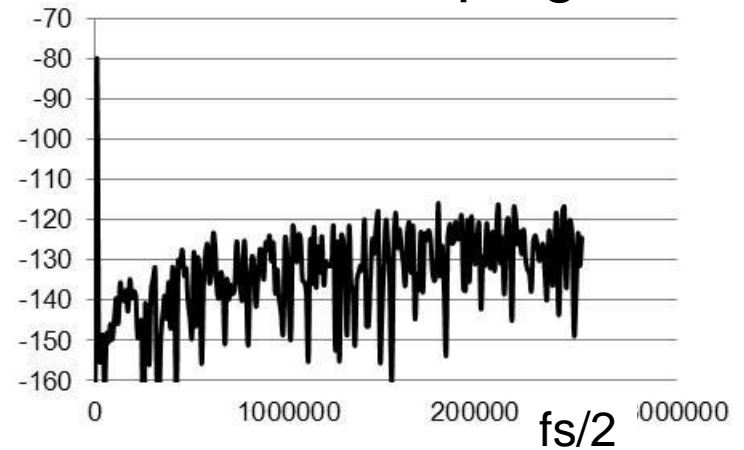
$$E(9) = e(1) + e(5) + e(9)$$

シミュレーション FFT結果

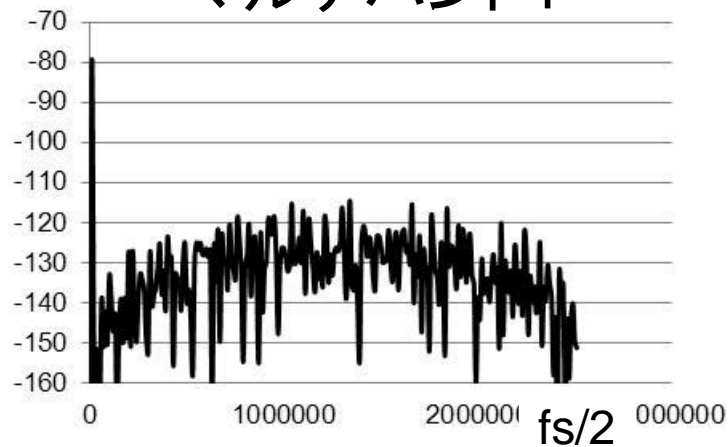
従来信号



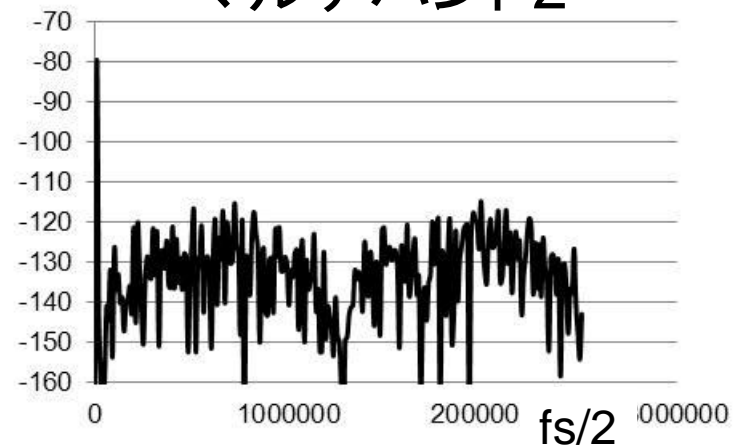
Noise-Shaping



マルチバンド1



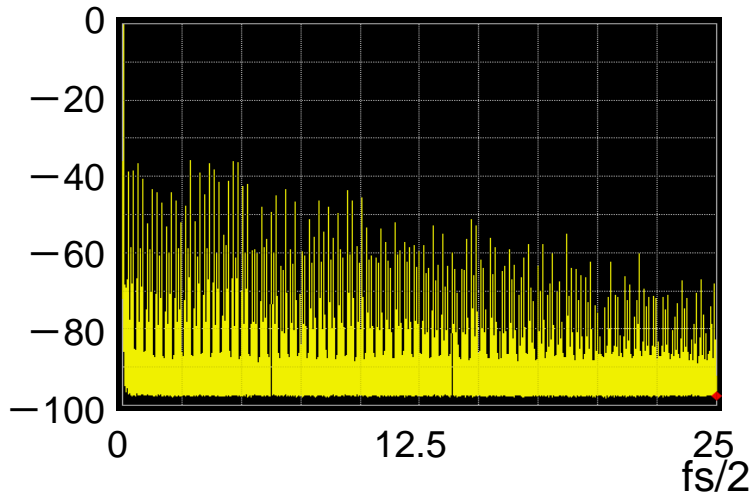
マルチバンド2



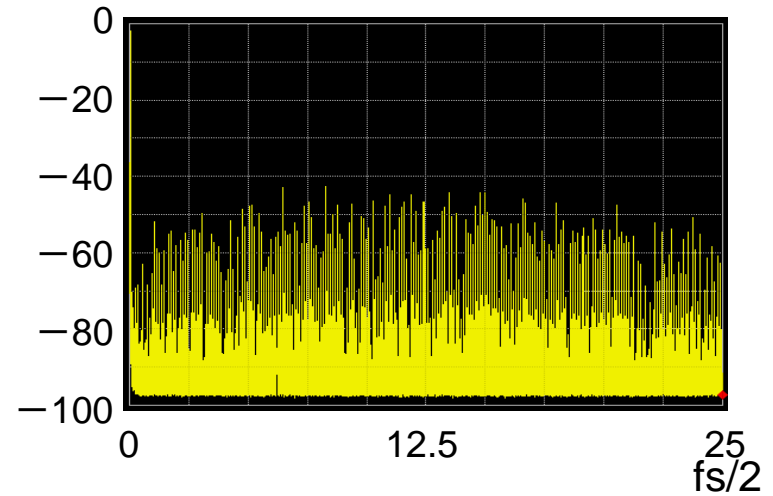
frequency

実測結果 (fs/2まで)

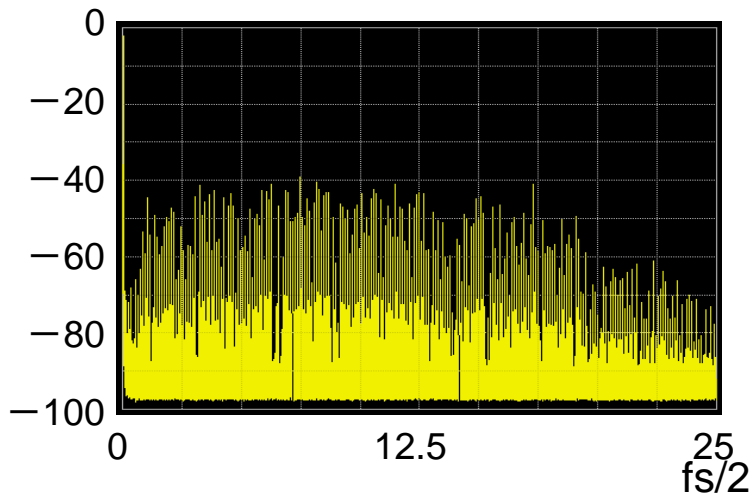
従来信号



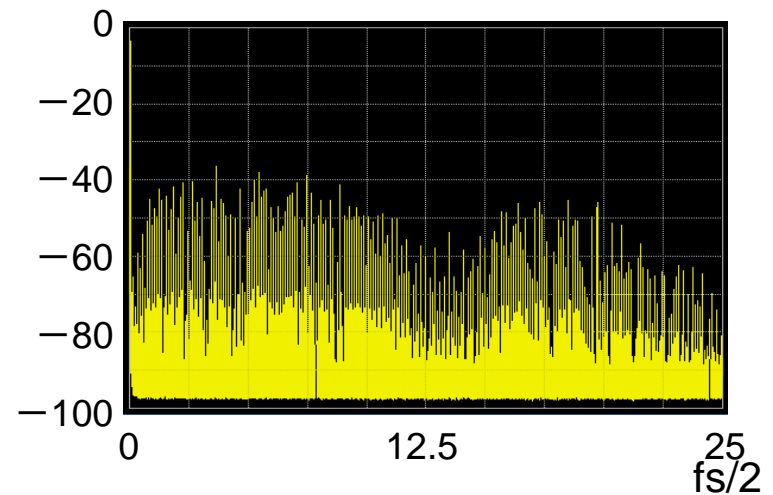
Noise-Shaping



マルチバンド1



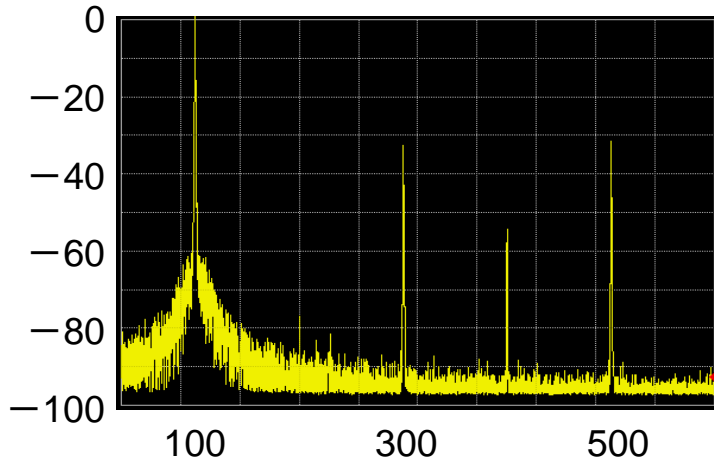
マルチバンド2



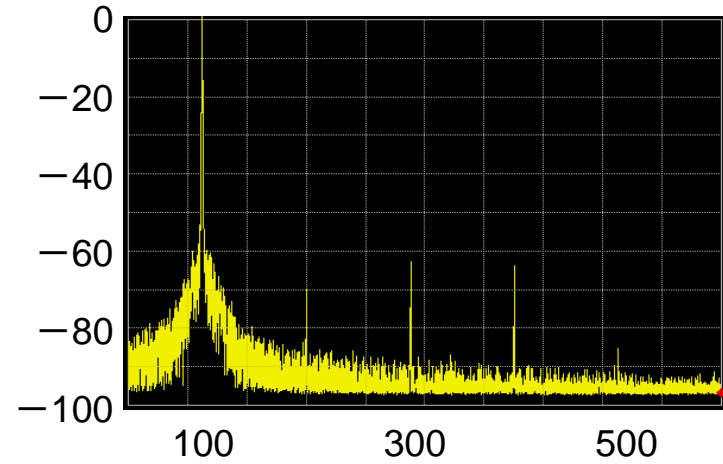
Frequency [MHz]

実測結果 (信号付近)

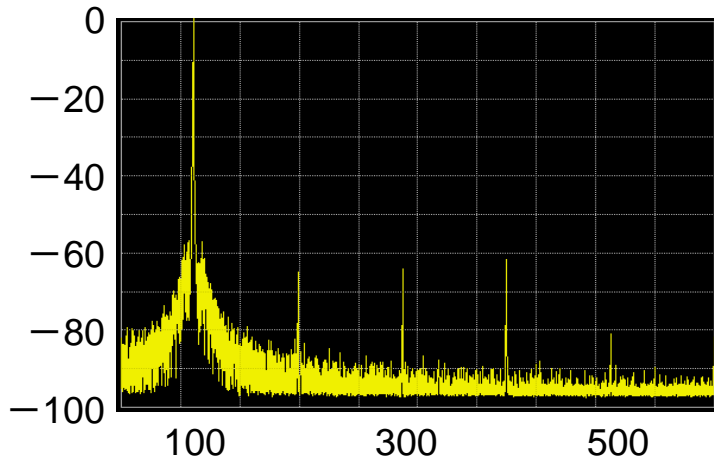
従来信号



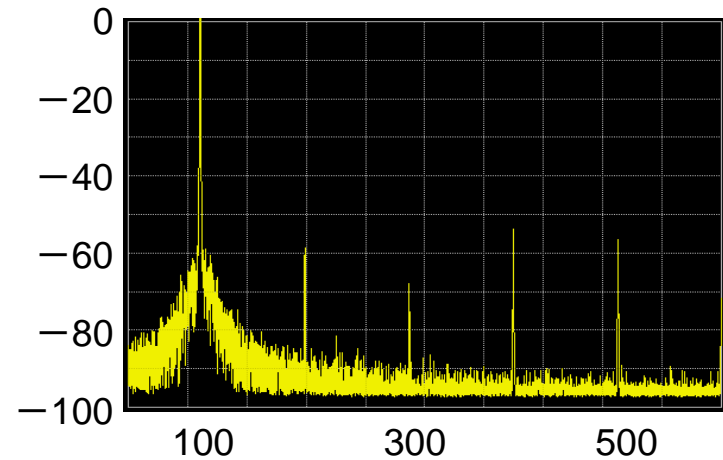
Noise-Shaping



マルチバンド1



マルチバンド2



Frequency [kHz]

アウトライン

- はじめに
- ノイズシェーピング・アルゴリズム
 - 1次ローパス・ノイズシェーピング
 - MASH0-1型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング I
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング II
- 複合マルチバンドパス・ノイズシェーピング
 - カスケード(MASH0-1-1)型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - 2次ローパス・ノイズシェーピング
 - SNR
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング
- まとめ

カスケード(MASH 0-1-1)型 $\Delta\Sigma$ 変調器

初段N-bitデジタル量子化器の出力

$$Y_1(z) = X(z) + e(z)$$

2段目の1次 $\Delta\Sigma$ 変調器の入力： $-e(z)$

$$Y_2(z) = -e(z) + (1/G_2)E_1(z)$$

3段目の1次 $\Delta\Sigma$ 変調器の入力： $-E_1(z)$

$$Y_3(z) = -E_1(z) + (1/G_3)E_2(z)$$

量子化雑音 $E_1(z)$ を打ち消す

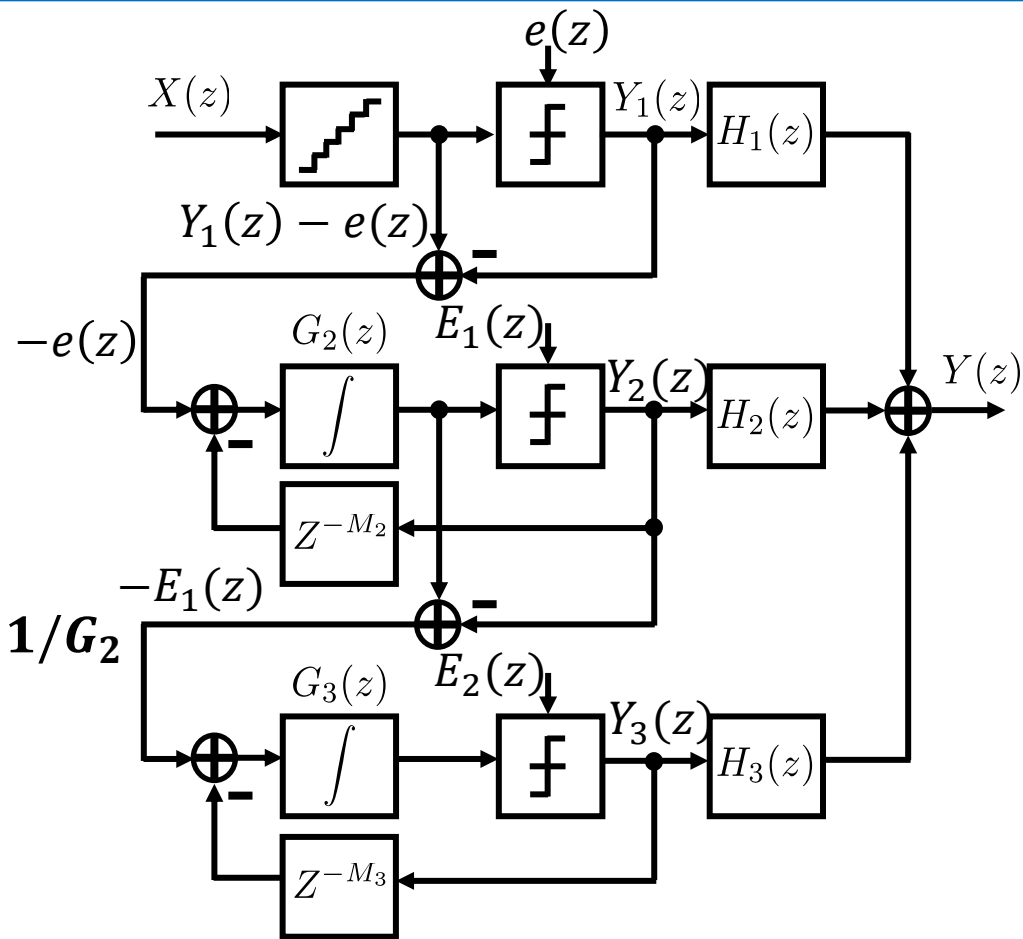
$$H_1(1) = 1, \quad H_2(z) = 1, \quad H_3(z) = 1/G_2$$

最終出力： $Y(z)$

$$Y(z) = Y_1 H_1 + Y_2 H_2 + Y_3 H_3$$

$$= X(z) + \cancel{e(z)} - \cancel{e(z)} + (1/G_2)E_1(z) - (1/G_2)E_1(z) + (1/G_2)(1/G_3)E_2(z)$$

$$= X(z) + (1/G_2)(1/G_3)E_2(z)$$



$E_1(z)$, $E_2(z)$ がキャンセルされ, $E_3(z)$ に $1/G_2G_3$ のフィルタがかかる

アウトライン

- はじめに
- ノイズシェーピング・アルゴリズム
 - 1次ローパス・ノイズシェーピング
 - MASH0-1型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング I
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング II
- 複合マルチバンドパス・ノイズシェーピング
 - カスケード(MASH0-1-1)型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - 2次ローパス・ノイズシェーピング
 - SNR
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング
- まとめ

アルゴリズムの記述(1)

1) Nビットのデジタルデータのサイン波 $D(n)$ を生成

サンプリング点は切り捨てで取る → 整数値を得る

$$D(n) = [2^{N-1} \sin\{2\pi(f_{in}/f_s)n\}]$$

[] は ガウス記号

発生する丸め誤差 → $e(n) : 0 \leq e(n) < 1$

$$e(n) = 2^{N-1} \sin\{2\pi(f_{in}/f_s)n\} - D(n)$$

アルゴリズムの記述(2),(3)

2) $e(n)$ の累積値 $E_1(n)$: $E_1(n) = E_1(n - 1) + e(n)$

例

$$E_1(1) = e(0) + e(1)$$

$$E_1(2) = e(0) + e(1) + e(2)$$

3) $E_1(n)$ をさらに累積する

$E_1(n)$ の累積値 $E_2(n)$: $E_2(n) = E_2(n - 1) + E_1(n)$

例

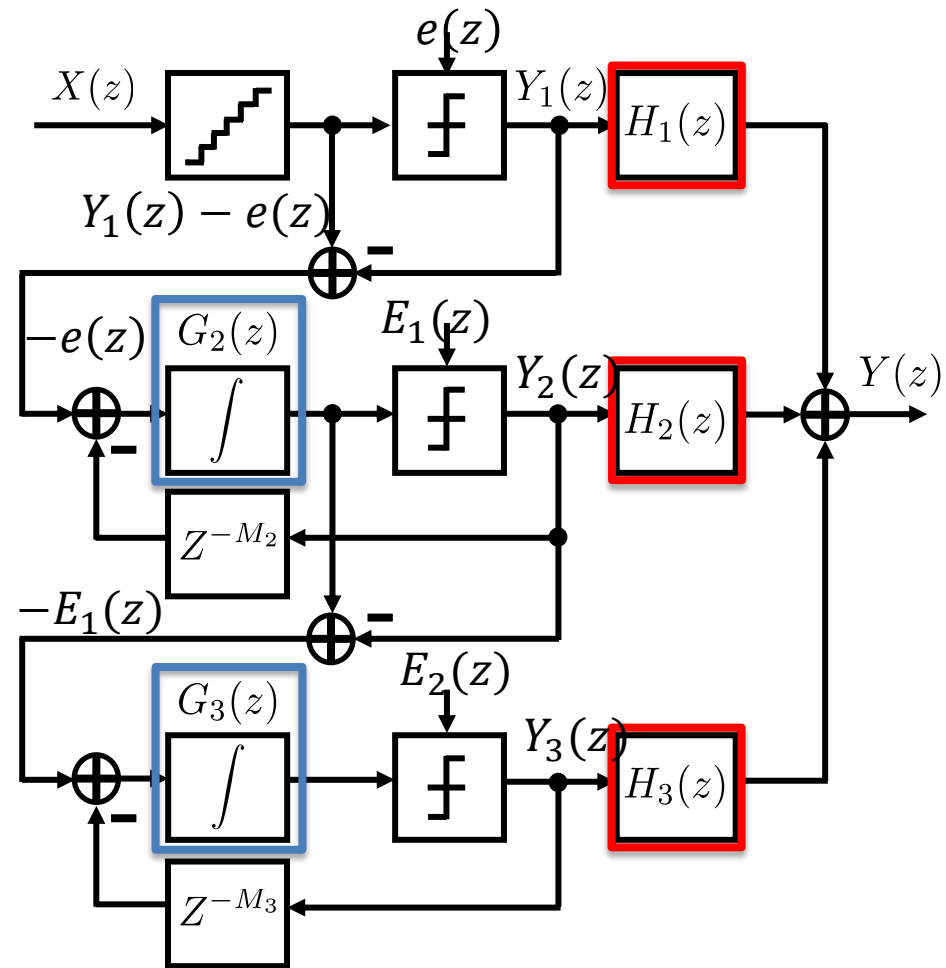
$$E_2(4) = E_2(3) + E_1(4)$$

$$E_2(5) = E_2(4) + E_1(5)$$

2次ローパス・ノイズシェープの実現

$$G_2 = G_3 = \frac{1}{1 - Z^{-1}}$$

$$H_1 = 1$$
$$H_2 = 1$$
$$H_3 = 1/G_2$$

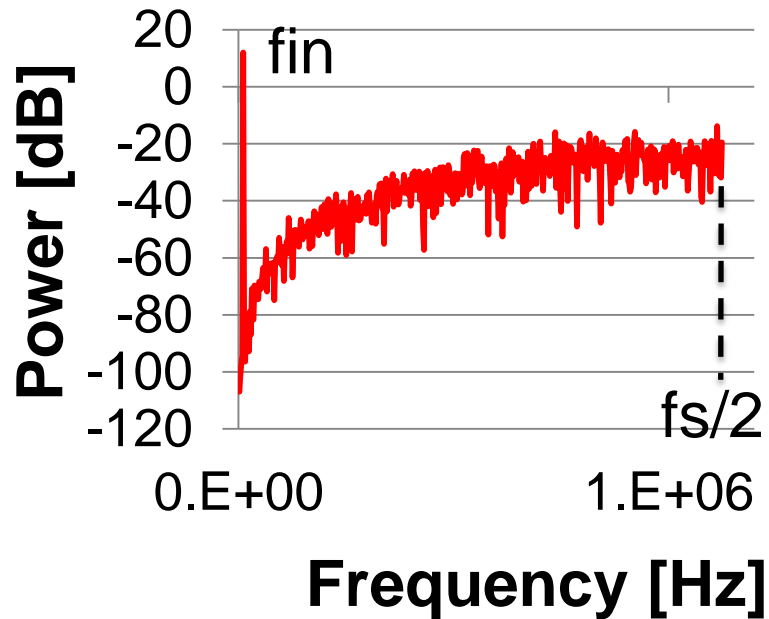


ローパス・ノイズシェープをする同じ積分器のカスケード接続

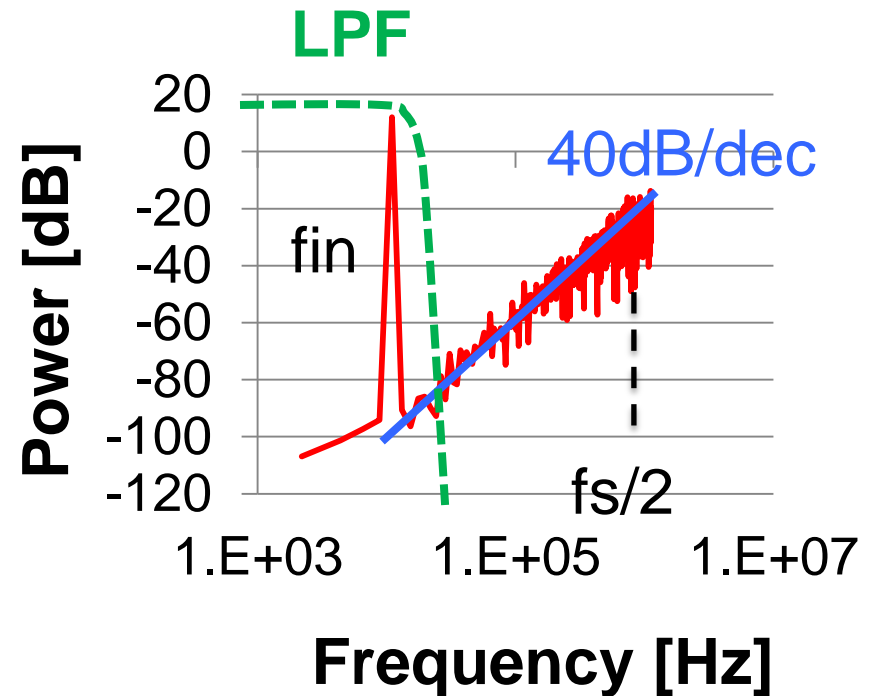
➡ 2次のローパス・ノイズシェープの実現

シミュレーション結果

シミュレーション条件は先程と同じ



横軸
対数
表示



1次ローパス・ノイズシェーピングよりも傾きが20dB増加

LPFによりノイズを除去

アウトライン

- はじめに
- ノイズシェーピング・アルゴリズム
 - 1次ローパス・ノイズシェーピング
 - MASH0-1型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング I
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング II
- **複合マルチバンドパス・ノイズシェーピング**
 - カスケード(MASH0-1-1)型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - 2次ローパス・ノイズシェーピング
 - **SNR**
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング
- まとめ

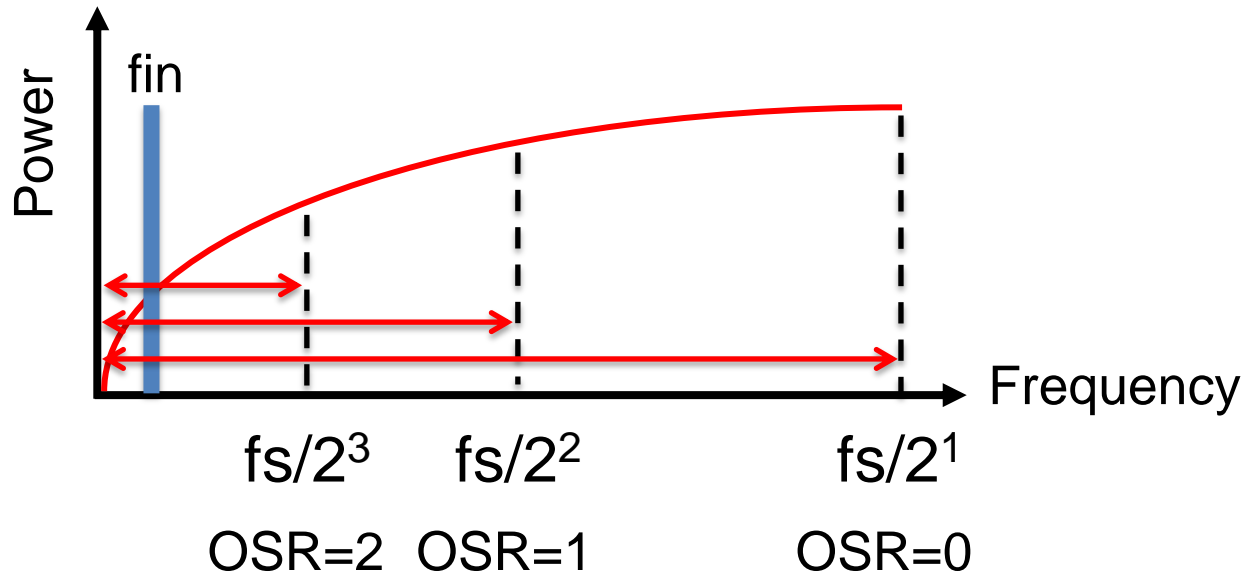
SNRの向上

SNR (Signal to Noise Ratio)

信号電力

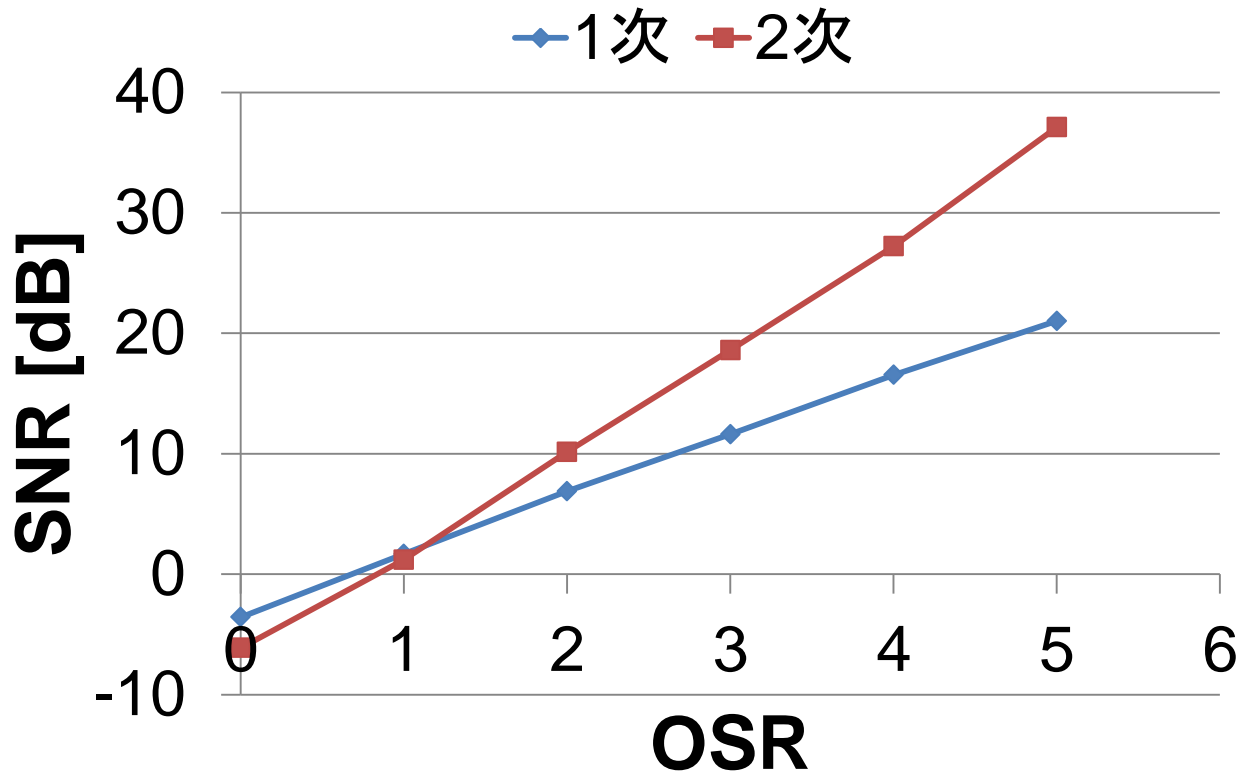
=

($f = f_s/2^{\text{OSR}+1}$ までのノイズ電力) - (全高調波電力)



SNRの向上

1次及び2次ローパス・ノイズシェーピングにおけるSNR



OSR 大 → SNR 大



信号付近(低周波)のノイズ 減

アウトライン

- はじめに
- ノイズシェーピング・アルゴリズム
 - 1次ローパス・ノイズシェーピング
 - MASH0-1型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング I
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング II
- 複合マルチバンドパス・ノイズシェーピング
 - カスケード(MASH0-1-1)型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - 2次ローパス・ノイズシェーピング
 - SNR
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング
- まとめ

アルゴリズムの記述(1)

1) Nビットのデジタルデータのサイン波 $D(n)$ を生成

サンプリング点は切り捨てで取る → 整数値を得る

$$D(n) = [2^{N-1} \sin\{2\pi(f_{in}/f_s)n\}]$$

[] は ガウス記号

発生する丸め誤差 → $e(n) : 0 \leq e(n) < 1$

$$e(n) = 2^{N-1} \sin\{2\pi(f_{in}/f_s)n\} - D(n)$$

アルゴリズムの記述(2),(3)

2) $e(n)$ の累積値 $E_1(n)$: $E_1(n) = E_1(n - 1) + e(n)$

例

$$E_1(1) = e(0) + e(1)$$

$$E_1(2) = e(0) + e(1) + e(2)$$

3) $E_1(n)$ を累積する際、 M 個のポイントをを持たせる

$E_1(n)$ の累積値 $E_2(n)$: $E_2(n) = E_2(n - M) + E_1(n)$

例 $M = 4$ のとき

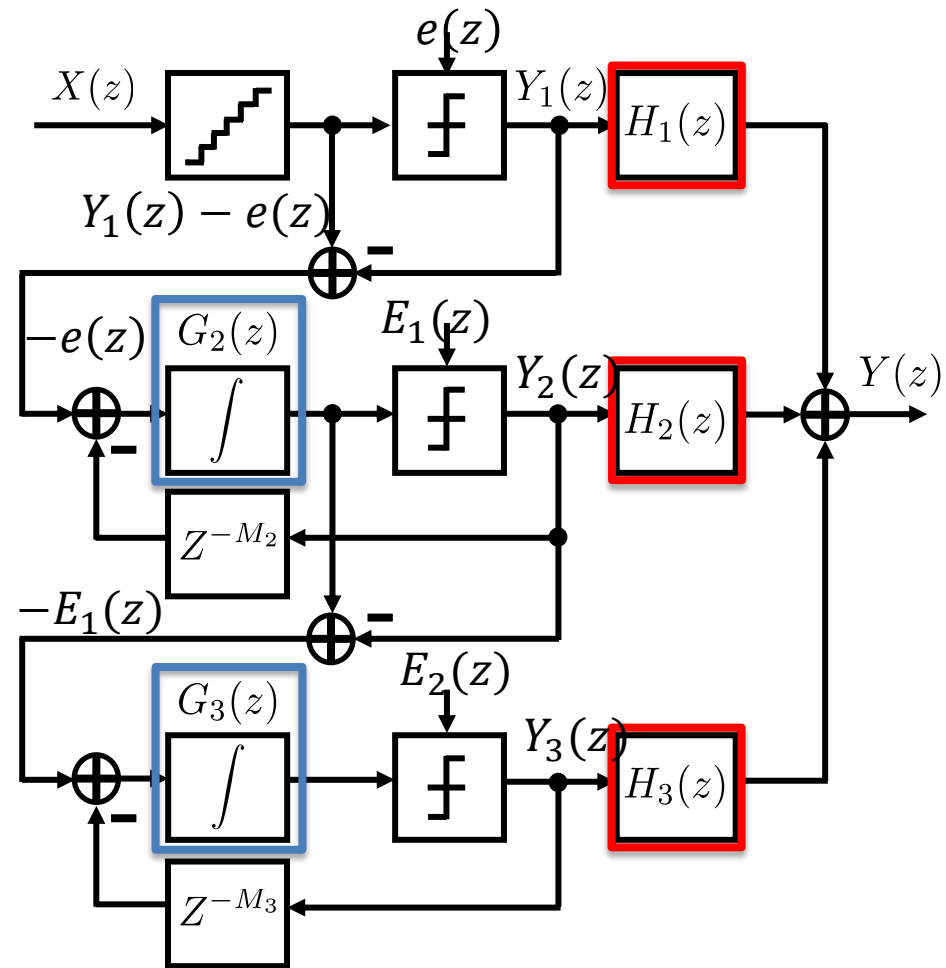
$$E_2(8) = E_1(0) + E_1(4) + E_1(8)$$

$$E_2(9) = E_1(1) + E_1(5) + E_1(9)$$

複合マルチバンドパス・ノイズシェープ

$$G_2 = \frac{1}{1 - Z^{-2}}$$
$$G_3 = \frac{1}{1 - Z^{-4}}$$

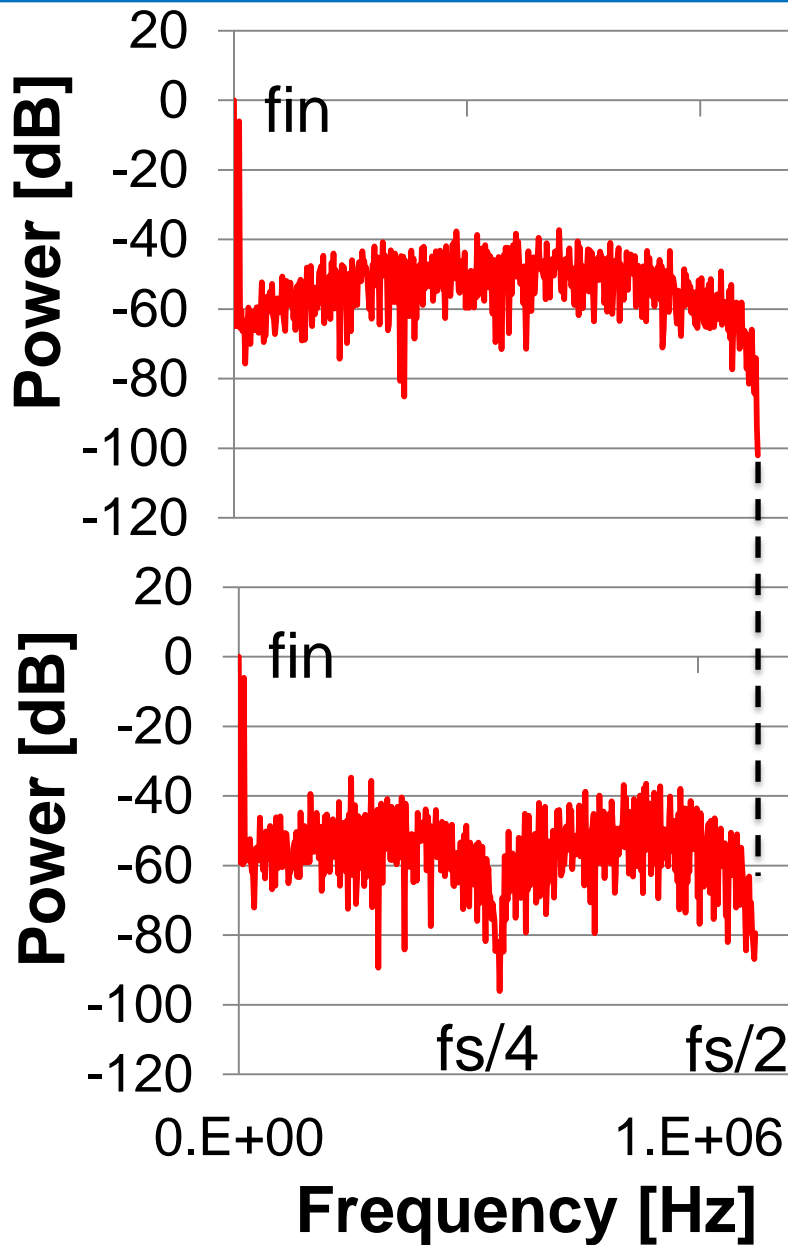
$$H_1 = 1$$
$$H_2 = 1$$
$$H_3 = 1/G_2$$



異なる極を持つ積分器のカスケード接続

➡ マルチバンドパス・ノイズシェープの実現

G_2 or G_3 のMASH 0-1での出力



積分器 $G_2 = \frac{1}{1 - Z^{-2}}$

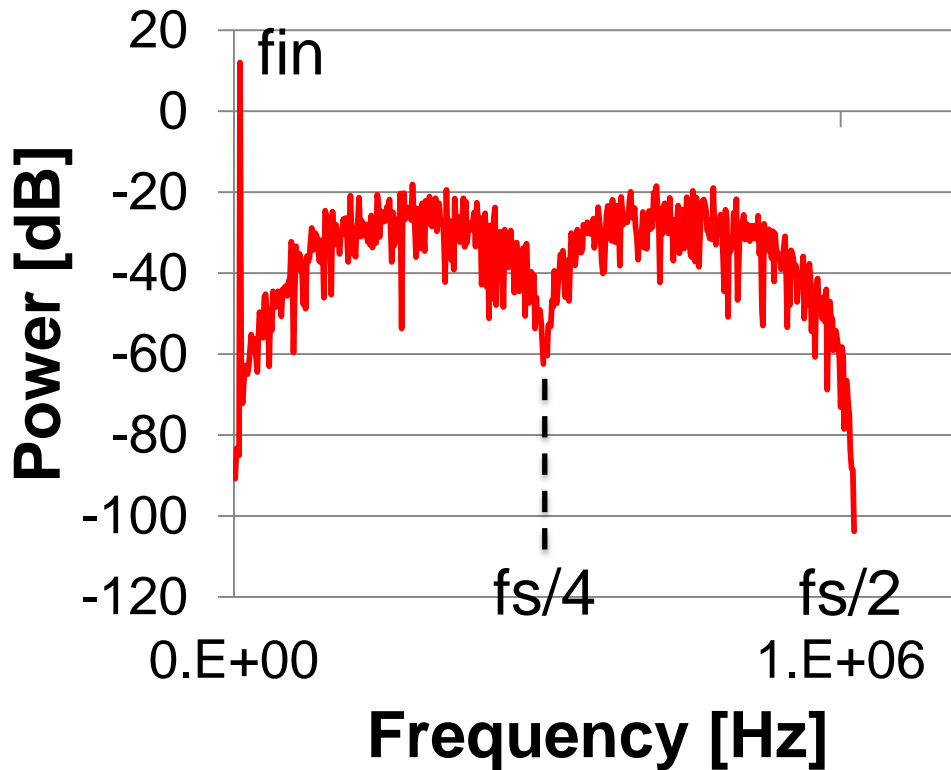
でMASH 0-1を構成
したときの出力スペクトラム

積分器 $G_3 = \frac{1}{1 - Z^{-4}}$

でMASH 0-1を構成
したときの出力スペクトラム

この2つを重ね合わせる

複合マルチバンドパス



極の重ね合わせを確認



周波数を入れる場所：増



高SNRの
マルチトーンの生成

アウトライン

- はじめに
- ノイズシェーピング・アルゴリズム
 - 1次ローパス・ノイズシェーピング
 - MASH0-1型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング I
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング II
- 複合マルチバンドパス・ノイズシェーピング
 - カスケード(MASH0-1-1)型 $\Delta\Sigma$ 変調器
 - 2次ローパス・ノイズシェーピング
 - マルチバンドパス・ノイズシェーピング
 - SNR
- まとめ

まとめ

- 高SNRのテスト信号の生成を目的
➡ AWG出力アナログ信号のノイズシェープを提案
- AWG内のDSPの波形生成アルゴリズムの変更
➡ 信号帯域内のノイズシェープ
シミュレーション、実測で確認
- 積分器をカスケードに接続
➡ 周波数帯域に複数の極を生成
マルチトーン信号のノイズシェープにも対応可

最後に

アナログ部(DA変換器)の性能制限(有能分解能)



DSPアルゴリズムで克服する技術を提案

デジタルアシスト・アナログ技術

Q & A (1)

Q1. P.2で1次ローパス・ノイズシェーピングとある。 $\Delta\Sigma$ 変調は普通ローパス・ノイズシェーピングだがこれは新しいことか？提案はどこか？

A1. アルゴリズムが新しい。

Q2. 従来信号は何を指しているのか？

A2. 何もノイズシェーピングしていないもの。

Q3. ノイズシェーピングは $\Delta\Sigma$ 変調だと普通。従来の $\Delta\Sigma$ 変調との比較は何か？

A3. DSPのアルゴリズム変更だけで簡単に行える。誤差の足し方が新しい。

Q4. 過去にはDSPを使った研究はあるのか？

A4. ある。

Q5. 今後、評価(実測)していくということですか？

A5. はい。

Q & A (2)

A. 今回の発表ではどういうことが新しいのか、既存の手法との比較を示すスライドがあった方が良いでしょう。

Q6. P.26の従来信号と提案信号は何を持ってなめらかと言えるのか？

A6. 指標はない。

Q7. 素人目に見ると値が不安定に見えるが、見た感じがなめらかと言うことで良いのか？

A7. はい。

Q8. 使ったDSPは？

A8. エクセルでシミュレーションを行った。

Q9. 今後は実測を行うのか？

Q9. はい。

Q & A (3)

Q10. P.28でスペクトラムはどのようにして取ったのか？

A10. スペクトルアナライザ。

Q11. スペクトラムはどれくらい下がったらノイズが減ったと判断できるのか？

A11. 具体的な指標はない。

Q12. どれくらいの効果が見られれば良いのか？

A12. 具体的な指標はない。見た目で判断した。

Q13. マルチトーン信号で規則的な極ではなく間が2倍、4倍などの極はできるのか？

A13. まだ確認していない。

Q14. サンプリングするときに切り捨てだけでなく四捨五入などをしてはどうか？