

第50回システムLSI合同ゼミ  
於 早稲田大学

2012年1月21日

# デルタシグマ変調を用いた DC-DC変換器制御の検討

群馬大学大学院 工学研究科  
小林研究室 高 虹

# Outline

- 研究背景
- PWM制御の問題点
- 各種類のデルタシグマ変調の比較
- シミュレーションによる効果確認
- まとめ

# Outline

- 研究背景
- PWM制御の問題点
- 各種類のデルタシグマ変調の比較
- シミュレーションによる効果確認
- まとめ

# 研究背景

- パワーデバイス技術の進歩

→ 高速スイッチング



- DCDCコンバータ制御に  
ΔΣ変調器が適用可能

- ΔΣ変調制御の期待される利点：
  - 高速過渡応答
  - 高効率
  - スwitchングノイズのスペクトラム拡散

# スイッチングノイズのスペクトラム拡散

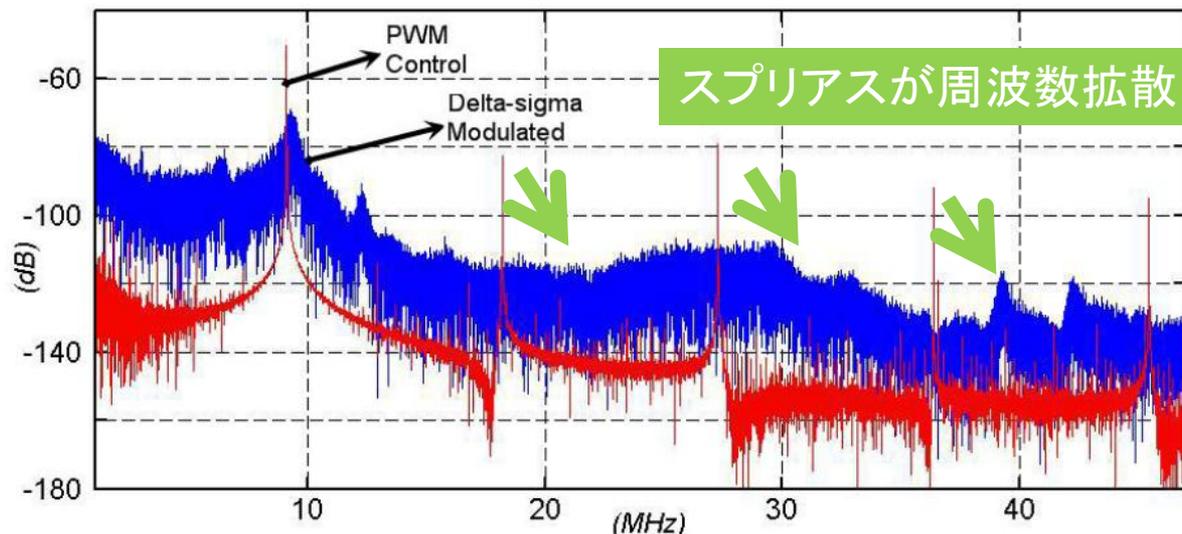


Figure 18. Noise spectra at  $V_{out}$ : (red) the proposed design, (blue) PWM control

Finally, to verify the noise shaping performance, FFT spectrum simulation is performed at  $V_{out}$ , with comparison to the PWM mode design. From Fig. 17, the noise tones at switching frequency and its harmonics in PWM control are effectively suppressed by no less than 35 dB.

A Fast-Transient Over-Sampled Delta-Sigma Adaptive DC-DC Converter for Power-Efficient Noise-Sensitive Devices

By Minkyu Song, Dongsheng Ma

ISLPED`07, August 27-29, 2007, Portland, Oregon USA

# Outline

- 研究背景
- PWM制御の問題点
- 各種類のデルタシグマ変調および性能の比較
- シミュレーションによる効果確認
- まとめ

# PWM高速過渡応答と高効率化のトレードオフ

- 過渡応答の高速化



インダクタのエネルギーの  
充放電の高速化



高いスイッチング周波数  
で動作

- 高効率



スイッチングロスが小さい



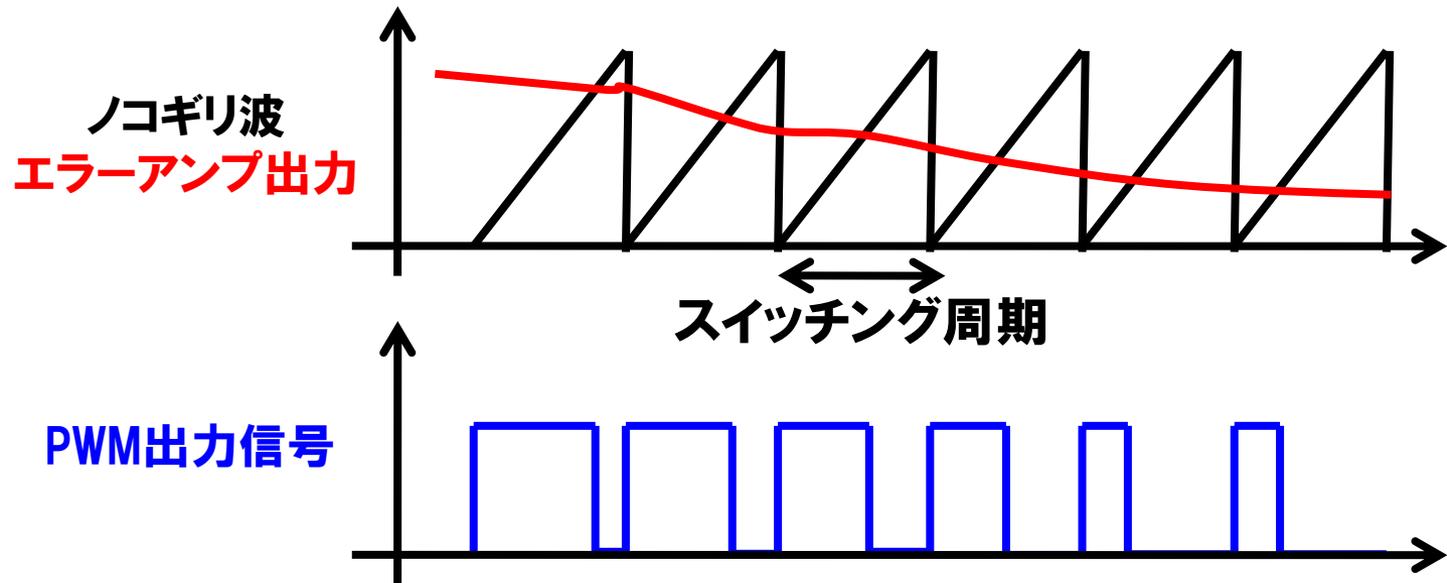
スイッチのON・OFF  
の回数を少なく



低いスイッチング周波数  
で動作

# PWM制御の問題点

- スイッチング周波数はノコギリ波で決定



- スイッチング周期一定、毎回パルスの幅が変わる

高速過渡応答と高効率ともに実現することは困難

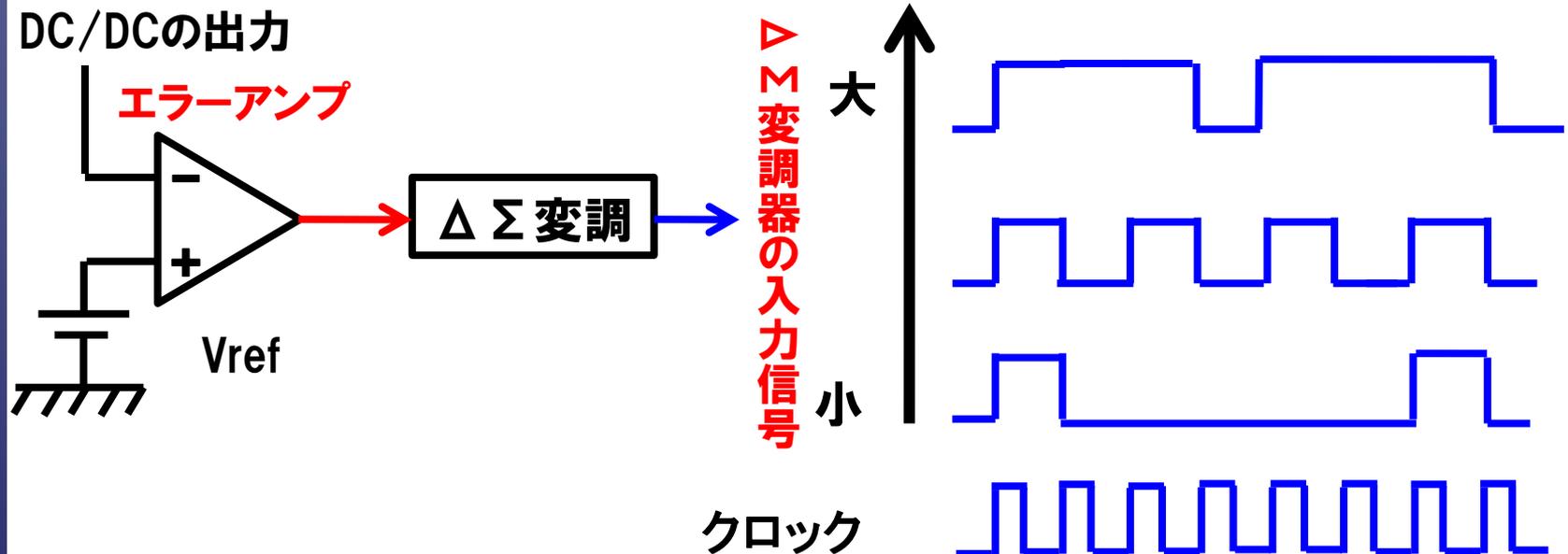
$\Delta \Sigma$  変調制御方式の提案

# デルタシグマ変調の特徴

高速過渡応答: 過渡状態 → 入力信号が大きく、小さく変わる

↓  
出力パルス調整スピード速い

高効率化: スイッチのON・OFFの回数少ない



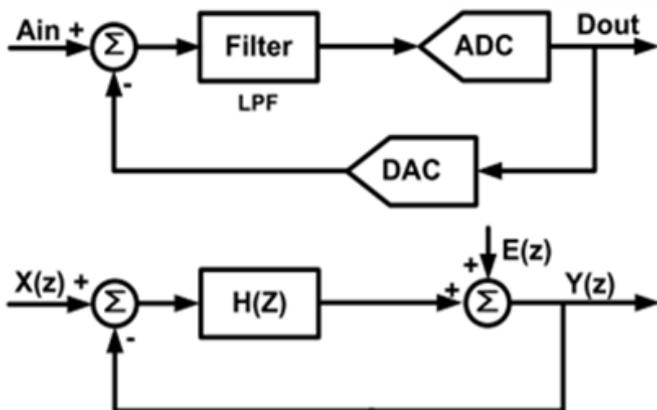
# Outline

- 研究背景
- PWM制御の問題点
- 各種類のデルタシグマ変調の比較
- シミュレーションによる効果確認
- まとめ

# 検討するデルタシグマ変調の種類

- フィードバック型**対**フィードフォワード
- 1次**対**2次デルタシグマ
- 離散時間**対**連続時間

# フィードバック $\Delta\Sigma$ 変調器



$$Y(z) = \frac{H(z)}{1+H(z)} \cdot X(z) + \frac{1}{1+H(z)} \cdot E(z)$$

$$H(z) = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \rightarrow STF(z) = z^{-1} \quad NTF(z) = 1 - z^{-1}$$

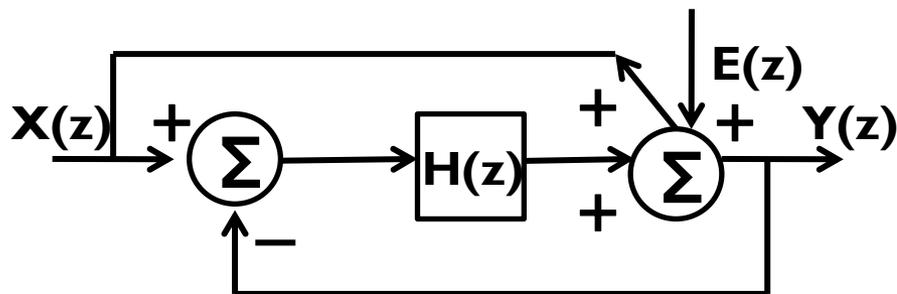
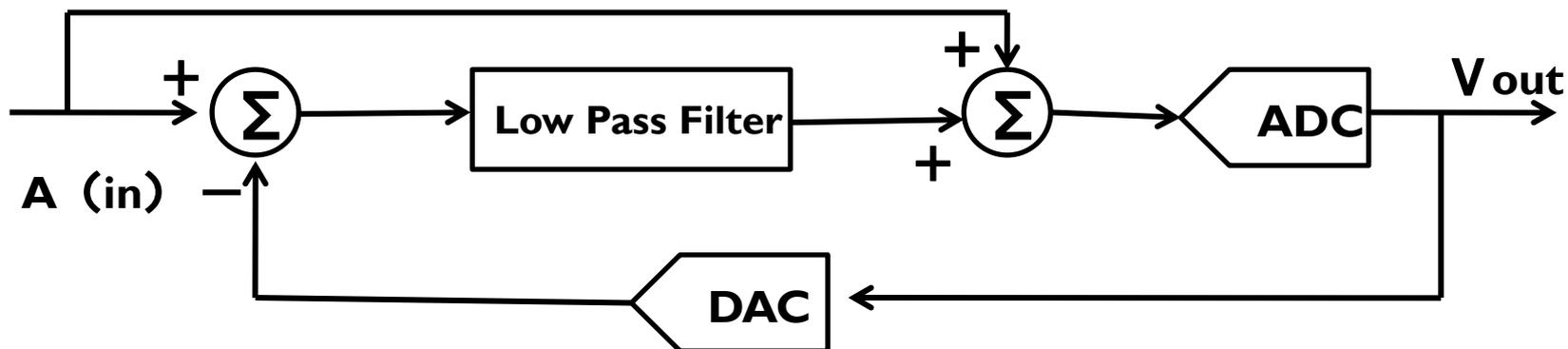
Signal Transfer Function

Noise Transfer Function

オーバーサンプリングとノイズシェーピング  
高SNDR 1クロック遅れ

微分 = 低域除去

# フィードフォワードΔΣ変調器



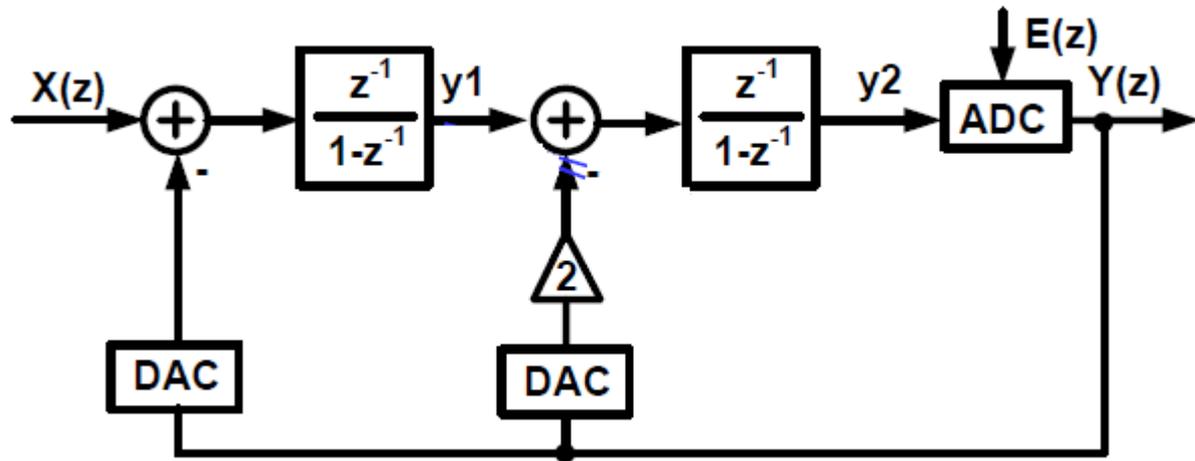
$$Y(z) = X(z) + \frac{1}{1 + H(z)} \cdot E(z)$$

$$H(z) = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \rightarrow STF(z) = 1 \quad NTF(z) = 1 - z^{-1}$$

遅延しない

微分 = 低域除去

# 2次フィードバック $\Delta\Sigma$ 変調器

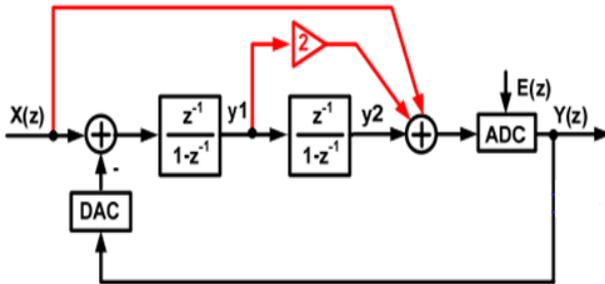


$$Y(z) = z^{-1} X(z) + (1 - z^{-1})^2 E(z)$$

1クロック遅れ

2次微分

# 2次フィードフォワードΔΣ変調器



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

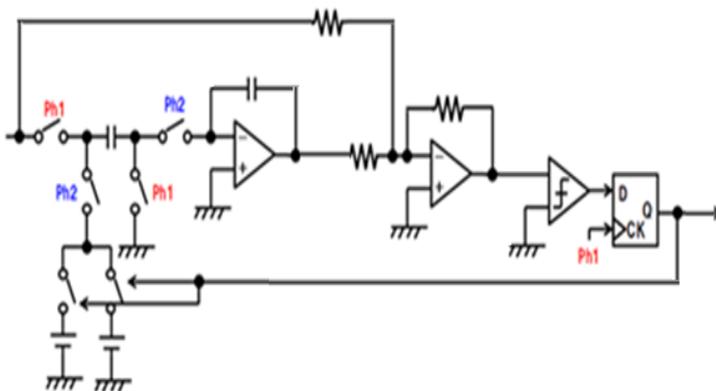
$$\text{STF} = \underline{1}$$

遅延しない

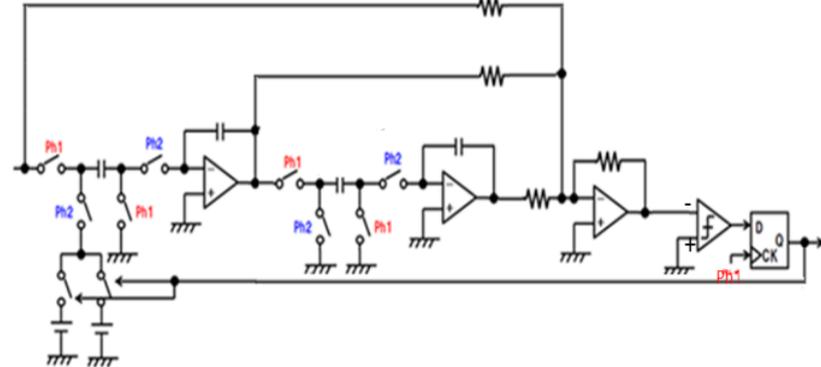
$$\text{NTF} = \underline{(1 - z^{-1})^2}$$

2次微分

1次FF ΔΣ回路図



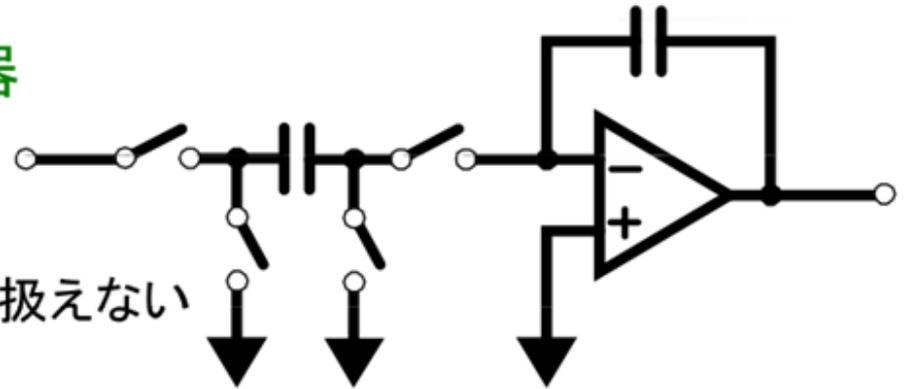
2次FF ΔΣ回路図



# 離散時間 $\Delta\Sigma$ 対 連続時間 $\Delta\Sigma$

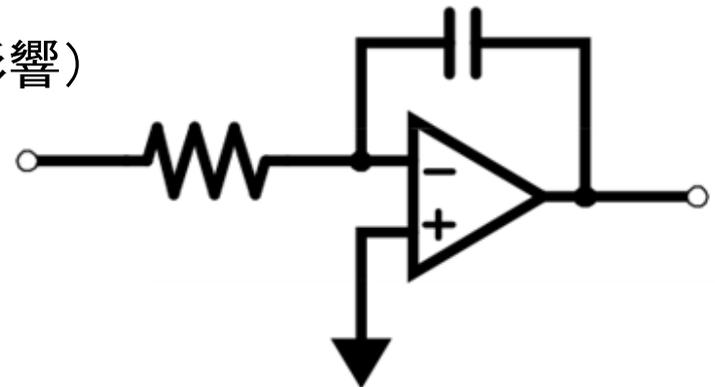
## ■ 離散時間 $\Delta\Sigma$ AD変調器

- 高精度
- 消費電力大
- 低速・低周波信号しか扱えない



## ■ 連続時間 $\Delta\Sigma$ AD変調器

- 低精度 (R, Cのばらつきの影響)
- 低消費電力
- 高速・高周波信号を扱える

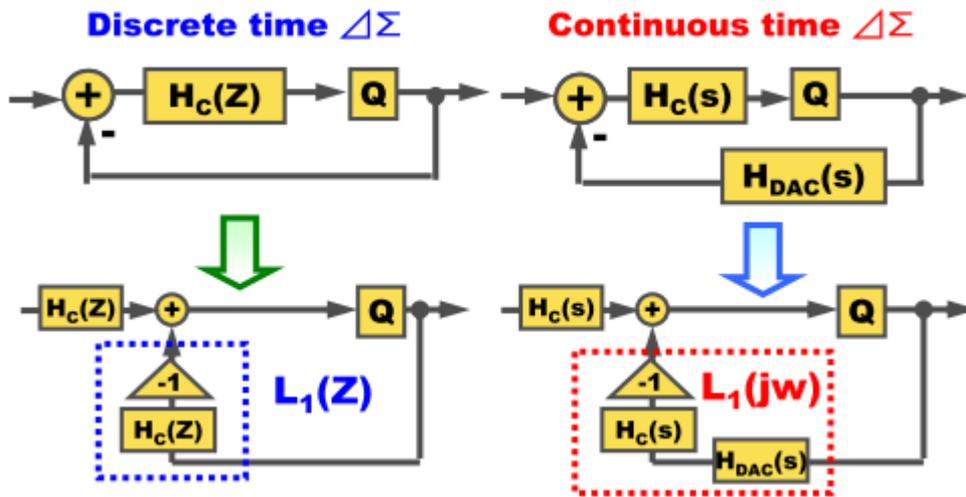


連続時間 $\Delta\Sigma$ の低消費電力、高速・高周波特性



電源回路制御へ応用

# 離散時間 $\Delta\Sigma$ から連続時間 $\Delta\Sigma$ への変換



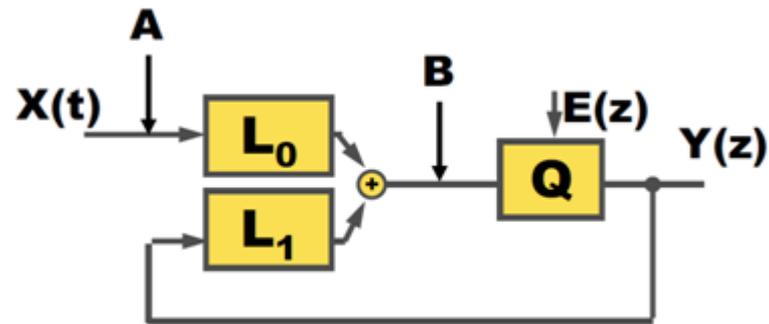
## インパルス応答不変変換

(Impulse Response Invariant Transformation)

$H_c(s)$  の設計:

離散時間 $\Delta\Sigma$ 伝達関数  $L_1(z)$  のインパルス応答  $g(nT)$  と  
連続時間 $\Delta\Sigma$ 伝達関数  $L_1(j\omega)$  のインパルス応答  $h(t)$  の時刻  $t=nT$  での  
インパルス応答  $h(nT)$  が全ての整数  $n$  に対して一致させる。

# 連続時間 $\Delta\Sigma$ 対 離散時間 $\Delta\Sigma$



$$\text{STF} = \frac{L_0}{1 - L_1}$$

$$\text{NTF} = \frac{1}{1 - L_1}$$

STF: Signal Transfer Function  
信号伝達関数  $Y/X$

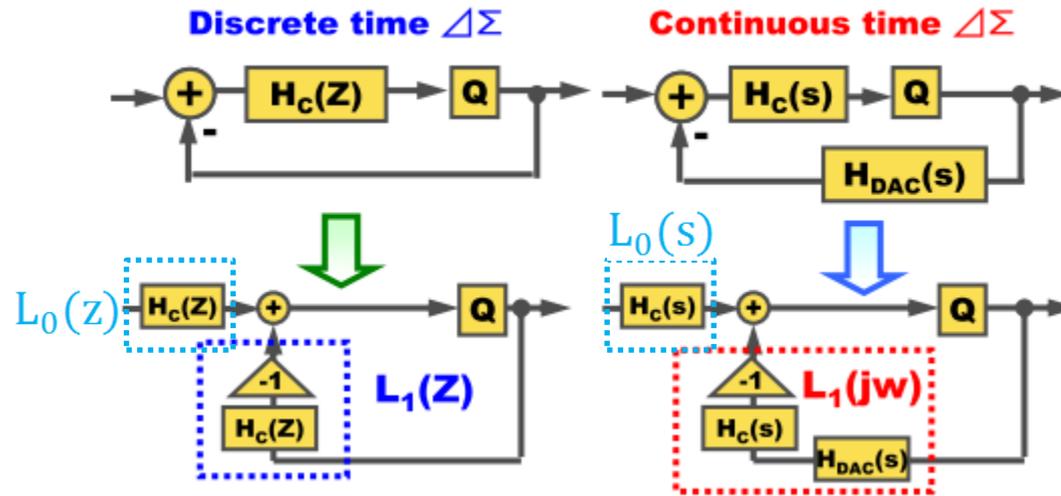
NTF: Noise Transfer Function  
信号伝達関数  $Y/E$

## サンプリングスイッチの位置

A: 離散時間 $\Delta\Sigma$

B: 連続時間 $\Delta\Sigma$

# 1次連続時間フィードバック $\Delta\Sigma$ STF 計算



DT -> CT 変換

$$NTF = \frac{1}{1 - L_1}$$

$$NTF = 1 - z^{-1}$$

$$L_1(z) = -\frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

$$NTF(j\omega) = 1 - e^{-j\omega T}$$

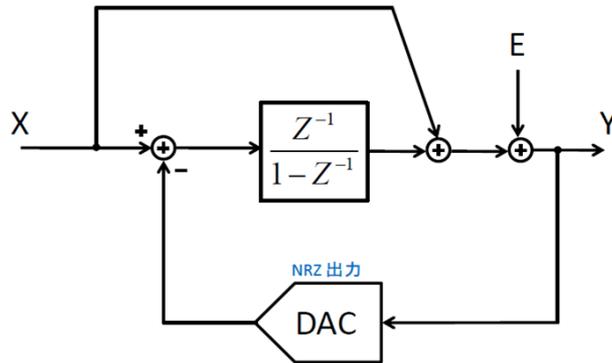
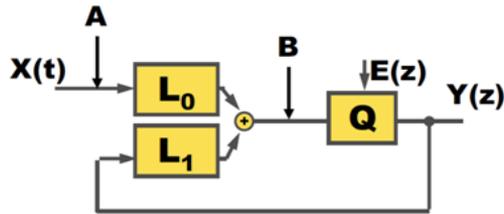
DACがNRZ出力の場合

$$H_c(s) = \frac{1}{sT}$$

$$L_0(s) = \frac{1}{sT}$$

$$STF = \frac{L_0}{1 - L_1} = \frac{\frac{1}{j\omega T}}{1 + \frac{e^{-j\omega T}}{1 - e^{-j\omega T}}}$$

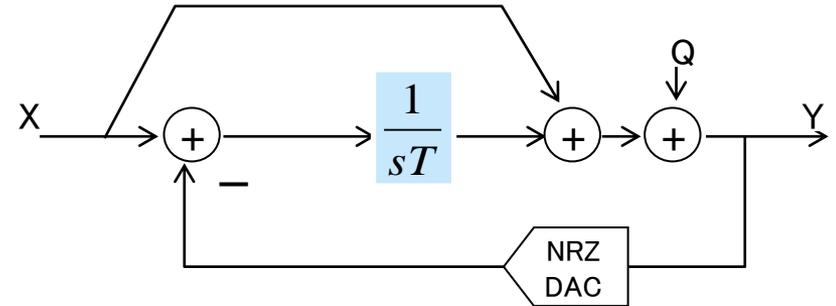
# 1次連続時間フィードフォワードΔΣ STF計算



$$L1_{DT} = -\frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}$$

$$L1_{CT} = -\frac{1}{sT}$$

係数設計をおこなう



$$L0_{CT} = \frac{sT + 1}{sT}$$

$$STF(j\omega) = \frac{L0(j\omega)}{1 - L1(\exp(j\omega T))}$$

$$STF = \frac{jT\omega + 1}{1 + \frac{e^{-j\omega T}}{1 - e^{-j\omega T}}}$$

$$STF = \left(1 + \frac{1}{j\omega T}\right) \cdot (1 - e^{-j\omega T})$$

# 1 次 $\Delta\Sigma$ 伝達関数導出の補足説明(1)

$L(z) = -(1/z)/(1-(1/z))$  のインパルス応答  $g(nT)$

$$g(nT) = 0 \text{ for } n < 0, \\ -1 \text{ for } n \geq 0$$

$h(t) = h_c(t) * h_{DAC}(t)$       \* はconvolution

NRZ DAC の場合  $h_{DAC}(t) = u(t) - u(t-T)$

$u(t)$  はユニット関数

$$H_{DAC}(s) = (1 - \exp(-sT))/s$$

$$H(s) = H_c(s) H_{DAC}(s)$$

$h(t)$  は $H(s)$  の逆ラプラス変換で得る。

$H_c(s) = A/s$  とする。      ( $A$ は定数)

$$H(s) = (A/s) [1 - \exp(-sT)]/s$$

ラプラス変換表より  $h(t) = 0$  for  $t \leq 0$ ,  $A \cdot T$  for  $t > 0$

したがって、 $h(nT) = 0$  for  $n \leq 0$ ,  $A \cdot T$  for  $n > 0$ .

$g(nT) = h(nT)$  のためには  $A = -1/T$ . すなわち  $H_c(s) = -1/(sT)$ .

# 1次 $\Delta\Sigma$ 伝達関数導出の補足説明(2)

連続時間 1次フィードバック

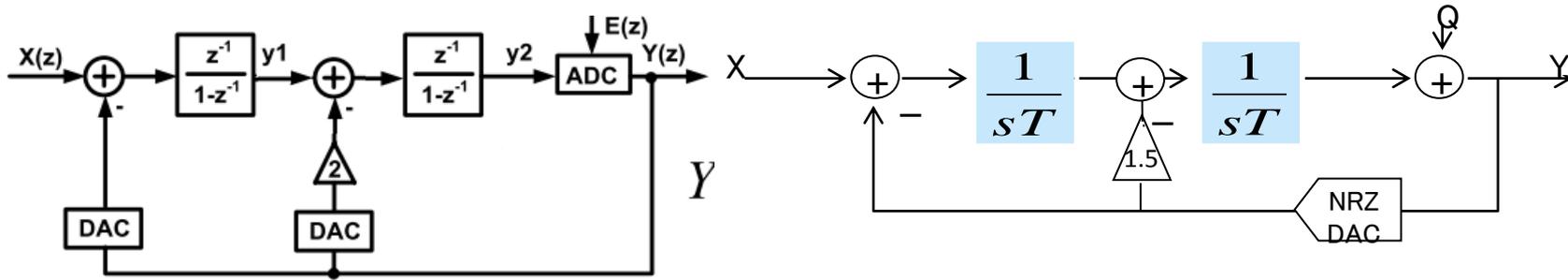
$$\begin{aligned}\text{STF}(s) &= -H_c(s)\text{NTF}(s) \\ &= 1/(sT) [1-\exp(-sT)]\end{aligned}$$

連続時間 1次フィードフォワード

$$\begin{aligned}\text{STF}(s) &= [1+H_c(s)]\text{NTF}(s) \\ &= [1+1/(sT)] [1-\exp(-sT)]\end{aligned}$$

STF: Signal Transfer Function 信号伝達関数

# 2次連続時間フィードバック $\Delta\Sigma$ STF 計算



$$L1_{DT} = \frac{z^{-2} - 2z^{-1}}{(1 - z^{-1})^2}$$

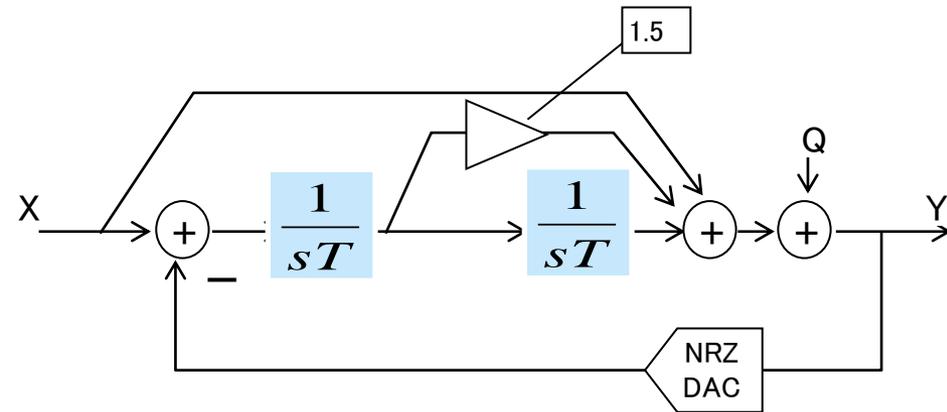
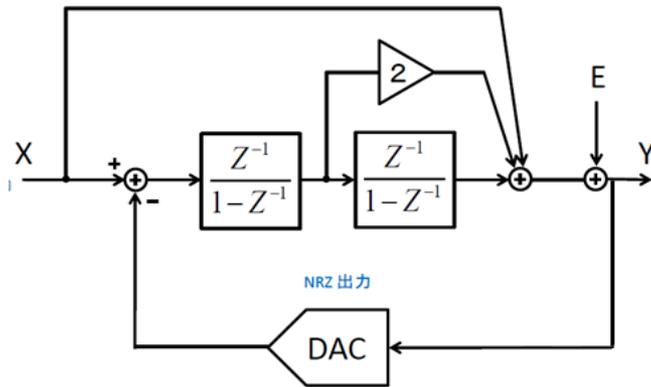
$$L1_{CT} = \frac{-\frac{3}{2}sT - 1}{(sT)^2}$$

$$L0_{CT} = \frac{1}{(sT)^2}$$

$$STF(j\omega) = \frac{L0(j\omega)}{1 - L1(\exp(j\omega T))}$$

$$STF(j\omega) = \frac{1}{(Tj\omega)^2} \cdot (1 - e^{-j\omega T})^2$$

# 2次連続時間フィードフォワードΔΣ STF計算



$$L1_{DT} = \frac{z^{-2} - 2z^{-1}}{(1 - z^{-1})^2}$$

$$L1_{CT} = \frac{-\frac{3}{2}sT - 1}{(sT)^2}$$

$$L0_{CT} = \frac{(sT)^2 + 1.5(sT) + 1}{(sT)^2}$$

$$STF(j\omega) = \frac{L0(j\omega)}{1 - L1(\exp(j\omega T))}$$

$$STF(j\omega) = \left(1 + \frac{1.5}{Tj\omega} + \frac{1}{(Tj\omega)^2}\right) \cdot (1 - e^{-j\omega T})^2$$

# 2次 $\Delta\Sigma$ 伝達関数導出の補足説明(1)

$L\{I(z) = -\{2+(1/z)/[1-(1/z)]\} / [1-(1/z)]\}$ のインパルス応答  $g(nT)$

$$g(nT) = 0 \text{ for } n \leq 0,$$

$$-(n+1) \text{ for } n > 0$$

$h(t) = h_c(t) * h_{DAC}(t)$ ,  $*$  はconvolution

NRZ DAC の場合  $h_{DAC}(t) = u(t) - u(t-T)$

$u(t)$  はユニット関数

$$H_{DAC}(s) = (1 - \exp(-sT))/s$$

$$H(s) = H_c(s) H_{DAC}(s)$$

$h(t)$  は $H(s)$  の逆ラプラス変換で得る。

$H_c(s) = A/s + B^2/s^2$  とする。 ( $A, B$ は定数)

$$H(s) = (A/s + B^2/s^2) [1 - \exp(-sT)]/s$$

$g(nT) = h(nT)$  のためには  $A = 3/(2T), B = 1/T^2$ .

すなわち  $H_c(s) = 3/(2sT) + 1/(sT)^2$ .

## 2次 $\Delta\Sigma$ 伝達関数導出の補足説明(2)

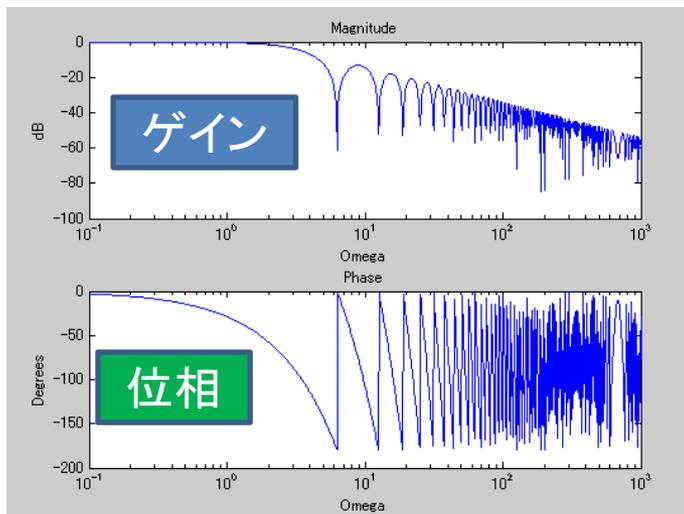
連続時間 2次フィードバック

$$\begin{aligned} \text{STF}(s) &= H_c(s) \text{NTF}(s) \\ &= [2/(sT) + 1/(sT)^2] [1 - \exp(-sT)] \end{aligned}$$

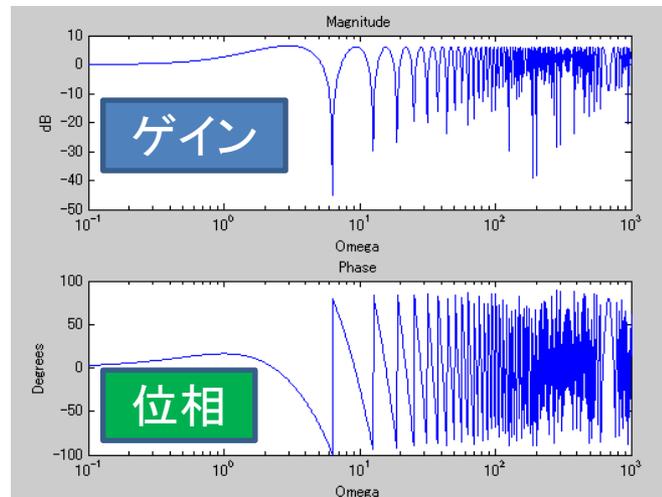
連続時間 2次フィードフォワード

$$\begin{aligned} \text{STF}(s) &= [1 + H_c(s)] \text{NTF}(s) \\ &= [1 + 3/(2sT) + 1/(sT)^2] [1 - \exp(-sT)] \end{aligned}$$

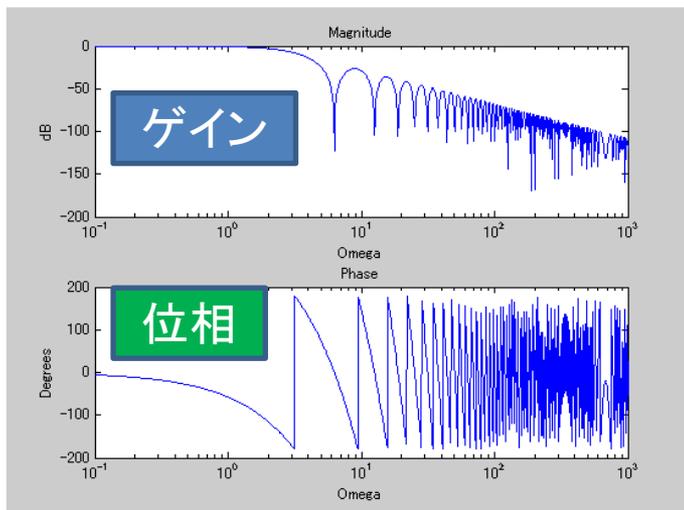
# STFのボード線図比較



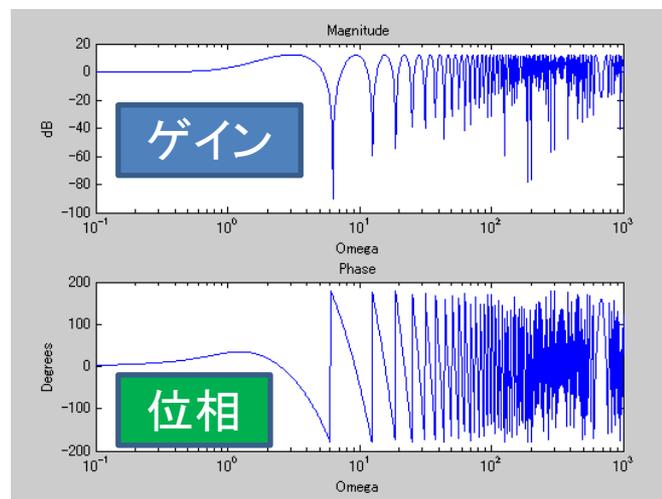
1次連続時間Feedback  $\Delta\Sigma$



1次連続時間Feedforward  $\Delta\Sigma$



2次連続時間Feedback  $\Delta\Sigma$



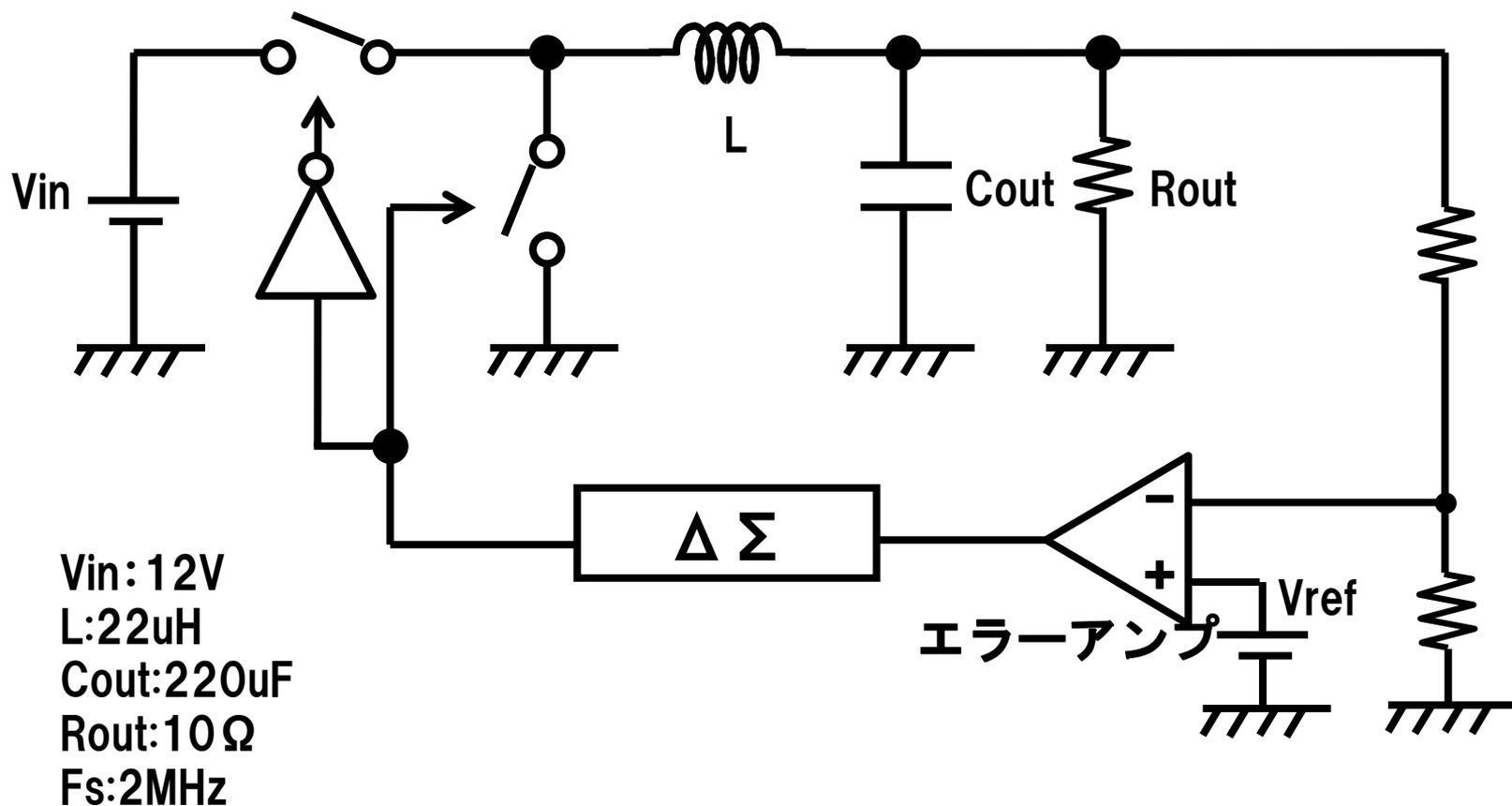
2次連続時間Feedforward  $\Delta\Sigma$

Feedback 型は位相が周波数 $\omega$ とともに遅れが、Feedforward 型は遅れない  
1次より2次のほうが位相が進んでいる

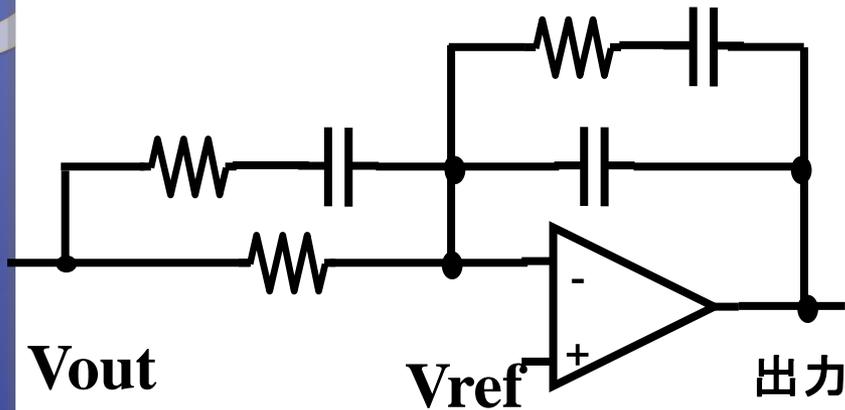
# Outline

- 研究背景
- PWM制御の問題点
- 各種類のデルタシグマ変調の比較
- シミュレーションによる効果確認
- まとめ

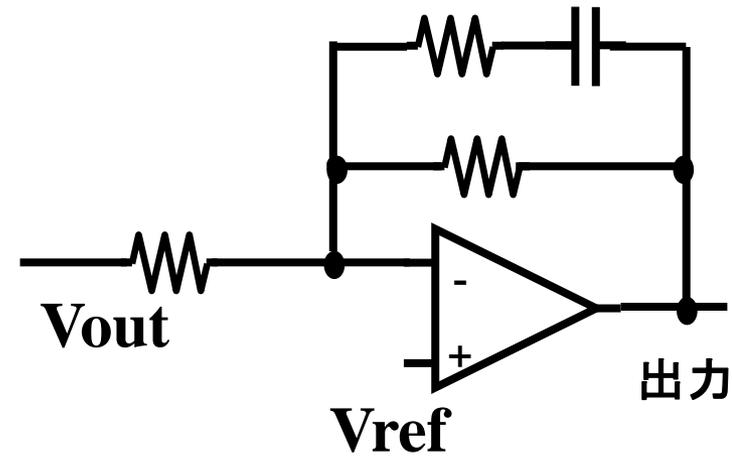
# シミュレーションによる効果確認



# エラーアンプ

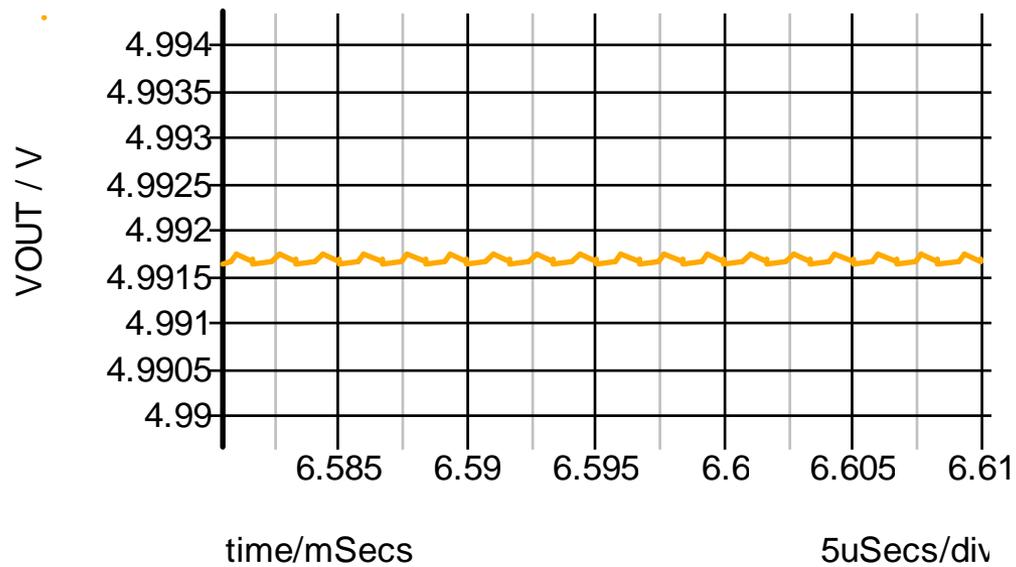


3-pole 2-zero 補償器 (精密)



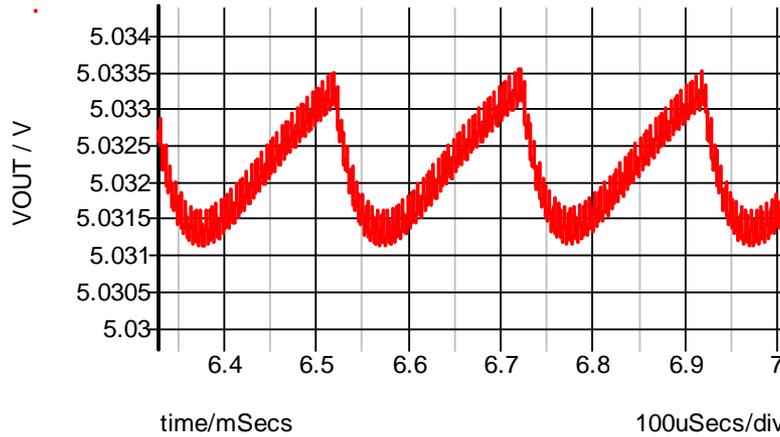
今回使う補償器 (簡単)

# リップルの比較

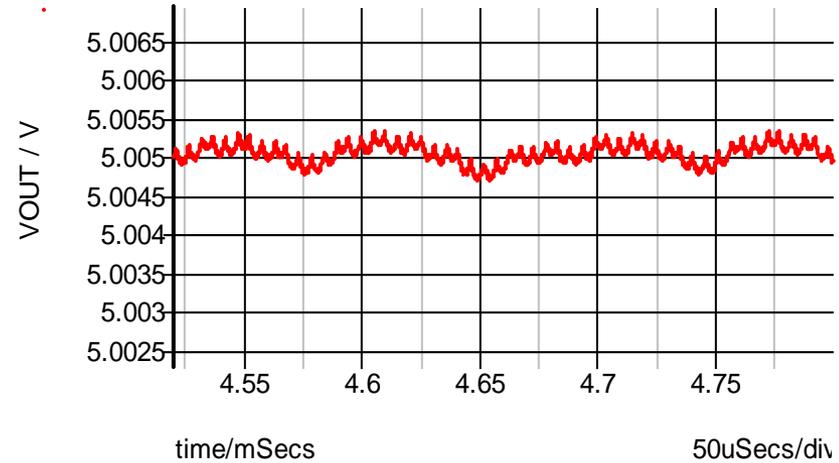


PWM 0.1mV

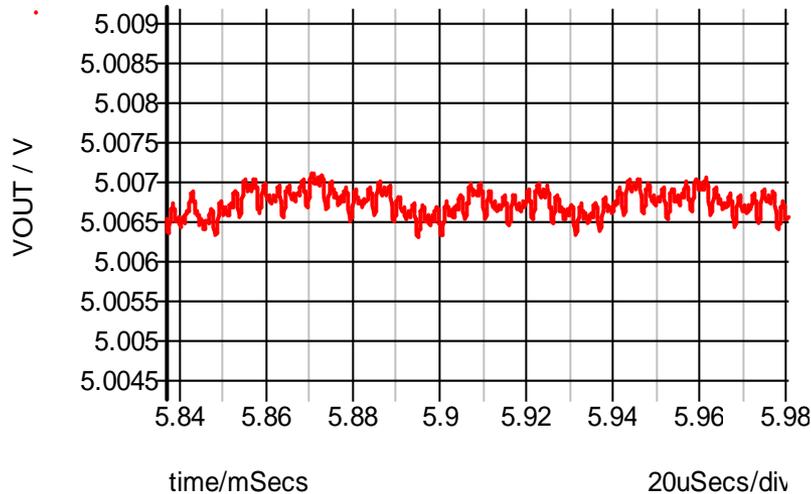
# リップルの比較



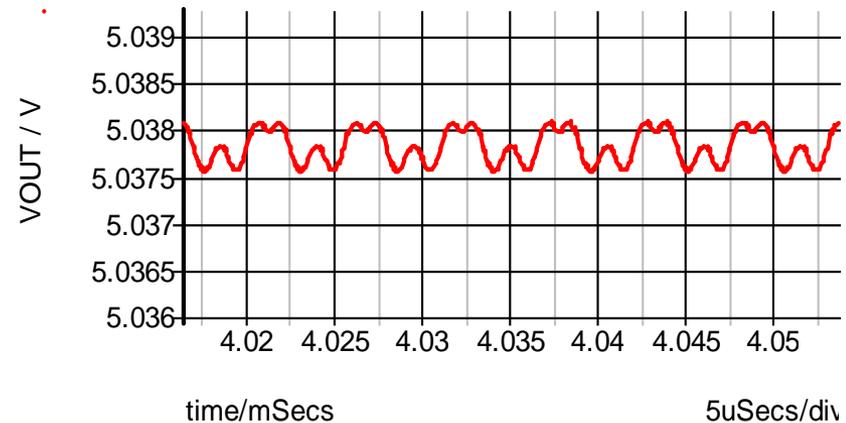
1次離散時間Feedback  $\Delta\Sigma$  3.2mV



1次離散時間Feedforward  $\Delta\Sigma$  0.8mV

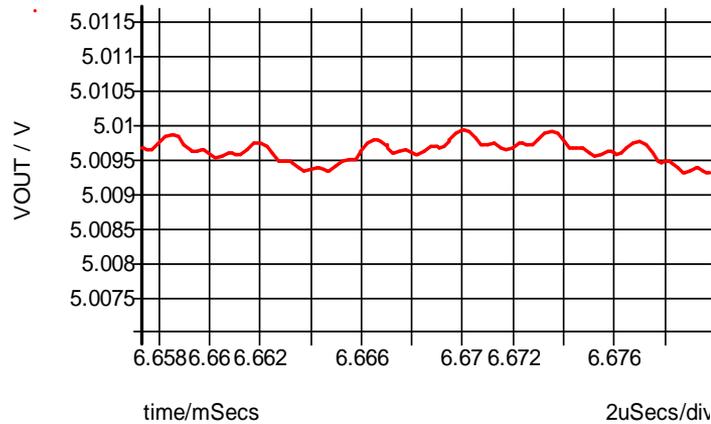


2次離散時間Feedback  $\Delta\Sigma$  1.2mV

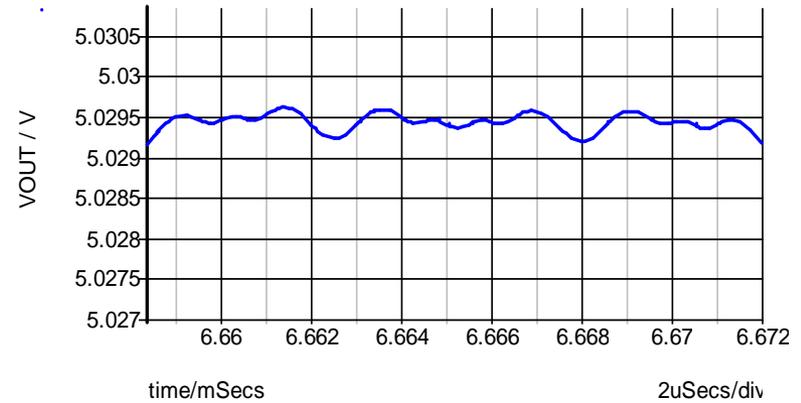


2次離散時間Feedforward  $\Delta\Sigma$  0.7mV

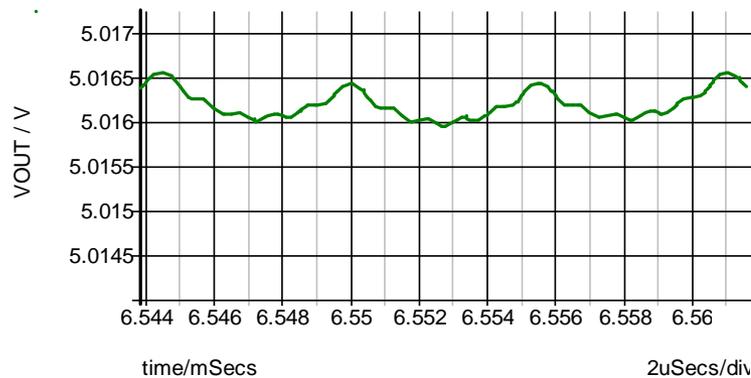
# リップルの比較



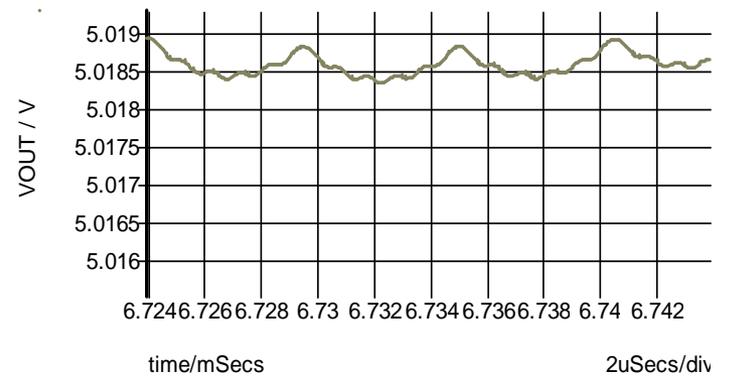
1次連続時間Feedback  $\Delta\Sigma$  0.5mV



2次連続時間Feedback  $\Delta\Sigma$  0.5mV



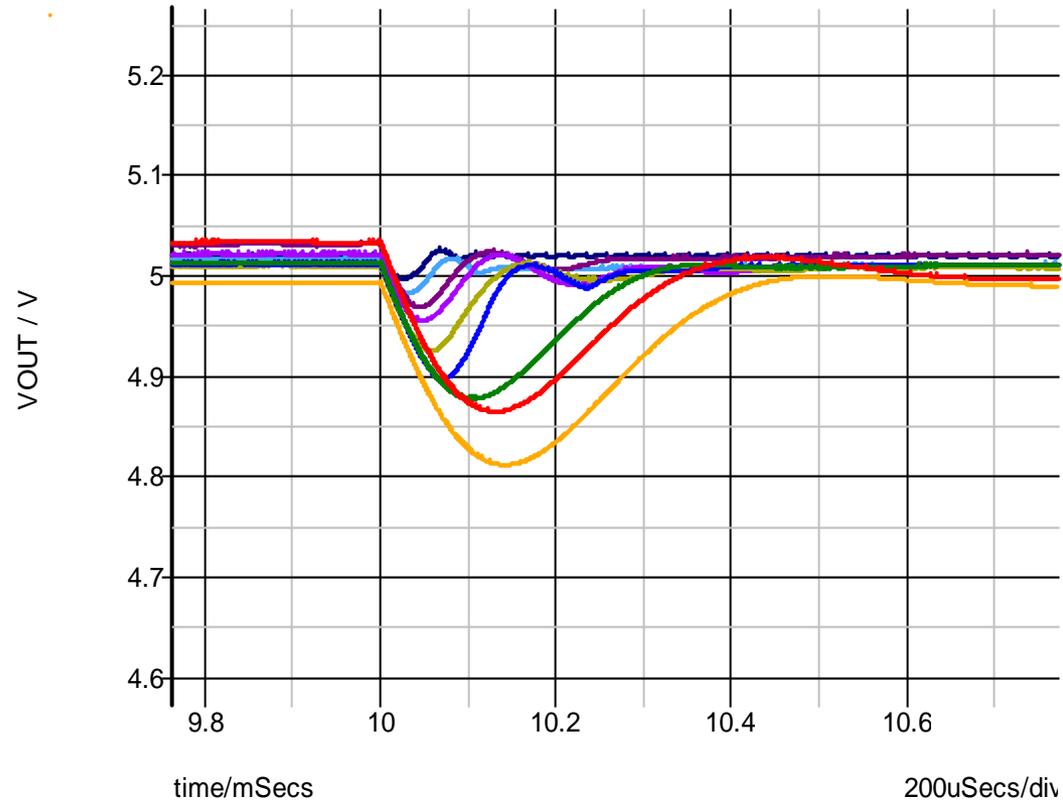
1次連続時間Feedforward  $\Delta\Sigma$  0.6mV



2次連続時間Feedforward  $\Delta\Sigma$  0.5mV

# 過渡応答比較

(出力電流0.5Aから1Aへ変換)



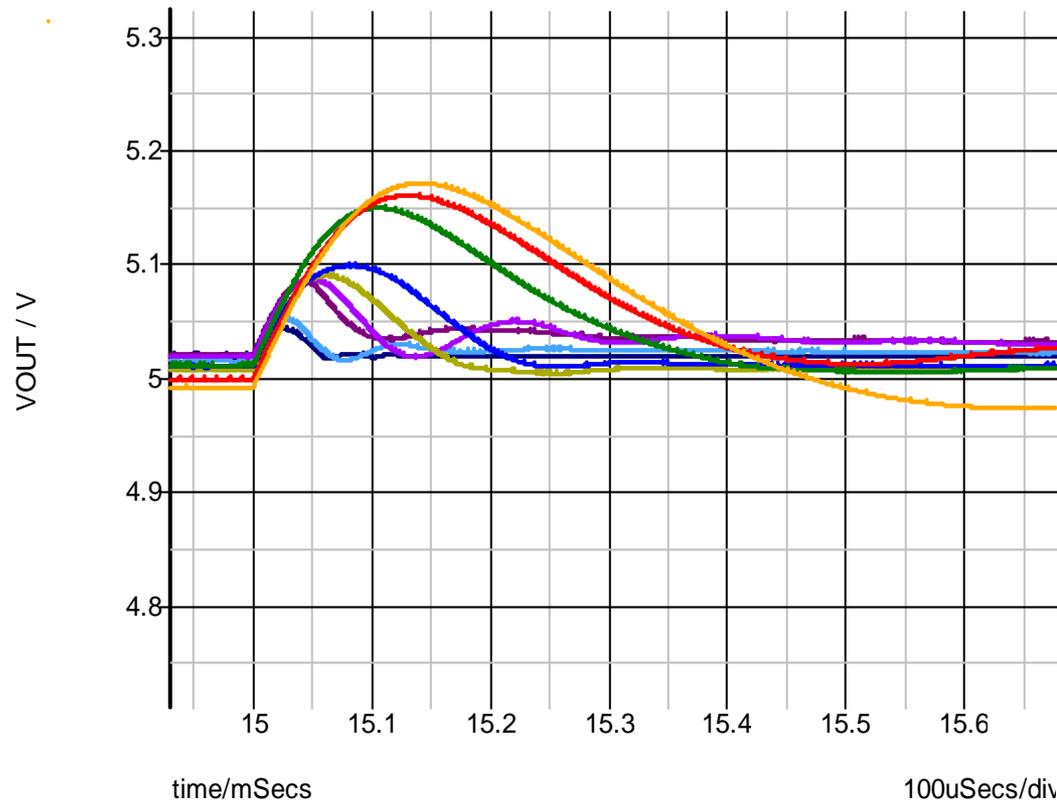
遅い

早い

PWM	離散 1次	離散 2次	離散 1次	離散 2次	連続 1次	連続 2次	連続 1次	連続 2次
	FB	FB	FF	FF	FB	FB	FF	FF

# 過渡応答比較

(出力電流0.5Aから1Aへ変換)



遅い

早い

PWM

離散  
1次  
FB

離散  
2次  
FB

離散  
1次  
FF

離散  
2次  
FF

連続  
1次  
FB

連続  
2次  
FB

連続  
1次  
FF

連続  
2次  
FF

# $\Delta\Sigma$ 変調制御シミュレーションのまとめ

- PWMより $\Delta\Sigma$ の方が定常状態リップルがやや大きい、過渡応答が速い
- 各デルタシグマ変調制御の比較：
  - 1.コンバータ出力リップルが同程度
  - 2.負荷変動の場合には
    - 離散時間 $\Delta\Sigma$ より、連続時間の方が過渡応答が速い
    - 1次 $\Delta\Sigma$ より、2次の方が速い
    - Feedback  $\Delta\Sigma$ よりFeedforwardの方が速い

# Outline

- 研究背景
- PWM制御の問題点
- 各種類のデルタシグマ変調の比較
- シミュレーションによる効果確認
- まとめ

# まとめ

- PWM制御は高効率と高速過渡応答が同時に実現できない



- デルタシグマ制御を提案、各種類の比較



連続時間、フィードフォワード、2次デルタシグマ  
が最も良い性能 (高速過渡応答)

# 今後の予定

- 良い性能、回路簡単な  
デルタシグマ変調器の実現
- デルタシグマ制御を用いた  
DC-DCコンバータ出力電圧リップルの  
低減化



**御清聴ありがとうございました！**