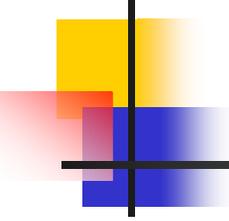


計測技術者が知っておくべき アナログ回路の基礎

電子計測者のためのアナログ技術再入門

群馬大学大学院 工学研究科 電気電子工学専攻
小林春夫

連絡先: 〒376-8515 群馬県桐生市天神町1丁目5番1号
群馬大学工学部電気電子工学科
電話 0277 (30) 1788 FAX: 0277 (30)1707
e-mail: k_haruo@el.gunma-u.ac.jp

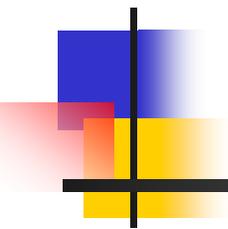


内容

- はじめに
- アナログ信号とデジタル信号
- オーバーサンプリング
- アンダーサンプリング
- サンプリングによる周波数変換
- 非同期サンプリング
- サンプリングレート変換
- AD変換器の評価とサンプリング
- サンプリング回路
- サンプリング・タイミング誤差
- まとめ

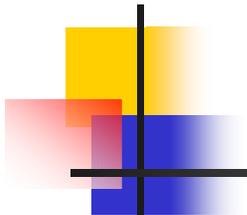
附録1 サンプリング回路の信号ノイズ比と帯域との関係

附録2 サンプリング値系アナログ回路



はじめに

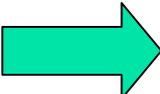
- 計測制御とアナログ回路は相互に密接な関係
- ナノCMOS時代のアナログ回路設計には
デジタル・アシスト・アナログ技術と
高速サンプリング技術が重要
- 波形サンプリング技術は電子計測で重要



計測・制御とアナログ回路

計測器(電子計測器)

制御システム(ファクトリーオートメーション):

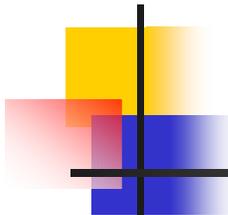
 アナログ回路は重要

アナログ回路内:

計測技術、制御技術の考え方がより重要

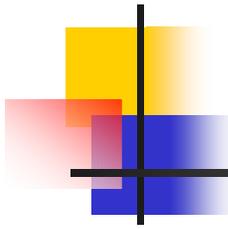


チップ内計測制御技術



アナログ回路と計測工学

- ADC/DACのチップ内自己校正
 - ➡ 校正技術は以前から電子計測器で使用
- ADC/DACの非線形性、電源電圧、電流、温度、基板ノイズ、ジッタ・タイミングの“チップ内計測技術”がより重要。
- 計測した値に基づき、“チップ内制御・信号処理・校正”を行う。
- アナログ回路のテスト法・テスト容易化設計も重要。



アナログ回路と制御工学

- 微細CMOSではバイアス回路が重要
バイアス電圧制御(regulation)
- 自動可変ゲインアンプ(AGC)
- アナログフィルタの自動調整
- 電源回路の制御
- 設計・解析手法:
ラプラス変換、ステップ応答、ボード線図、
ナイキスト安定判別等の線形システム理論

ナノCMOS時代のアナログ技術

- デジタル・アシスト・アナログ -

CMOS微細化にともない

→ デジタルは大きな恩恵

高集積化、低消費電力化、高速化、低コスト化

→ アナログは必ずしも恩恵を受けない

電源電圧低下、出力抵抗小、ノイズ増大

- 「デジタル技術を用いてアナログ性能向上する技術」が重要
- SOC内 μ Controller はPAD程度のチップ面積

ナノCMOS時代のアナログ技術

- 高速サンプリング -

キーワードは「デジタルアシスト」 (空間)
に加えて 「高速サンプリング」 (時間)

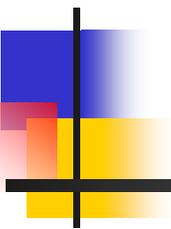
ナノCMOSトランジスタの余裕ある高速特性、
高周波特性を生かす設計が重要。



計測工学とアナログ技術の協調

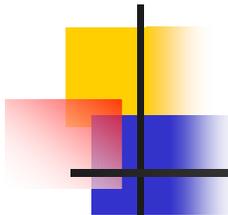
電子計測では波形のサンプリング技術が重要

このチュートリアルで 波形のサンプリング技術を
述べる。



アナログ信号とデジタル信号

- サンプルングと量子化
- サンプルング定理
- サンプルングによる折り返し



アナログ信号とデジタル信号

アナログ信号

連続的な信号

例：自然界の信号（音声、電波）、アナログ時計

「坂道」

デジタル信号

離散的・数値で表現された信号

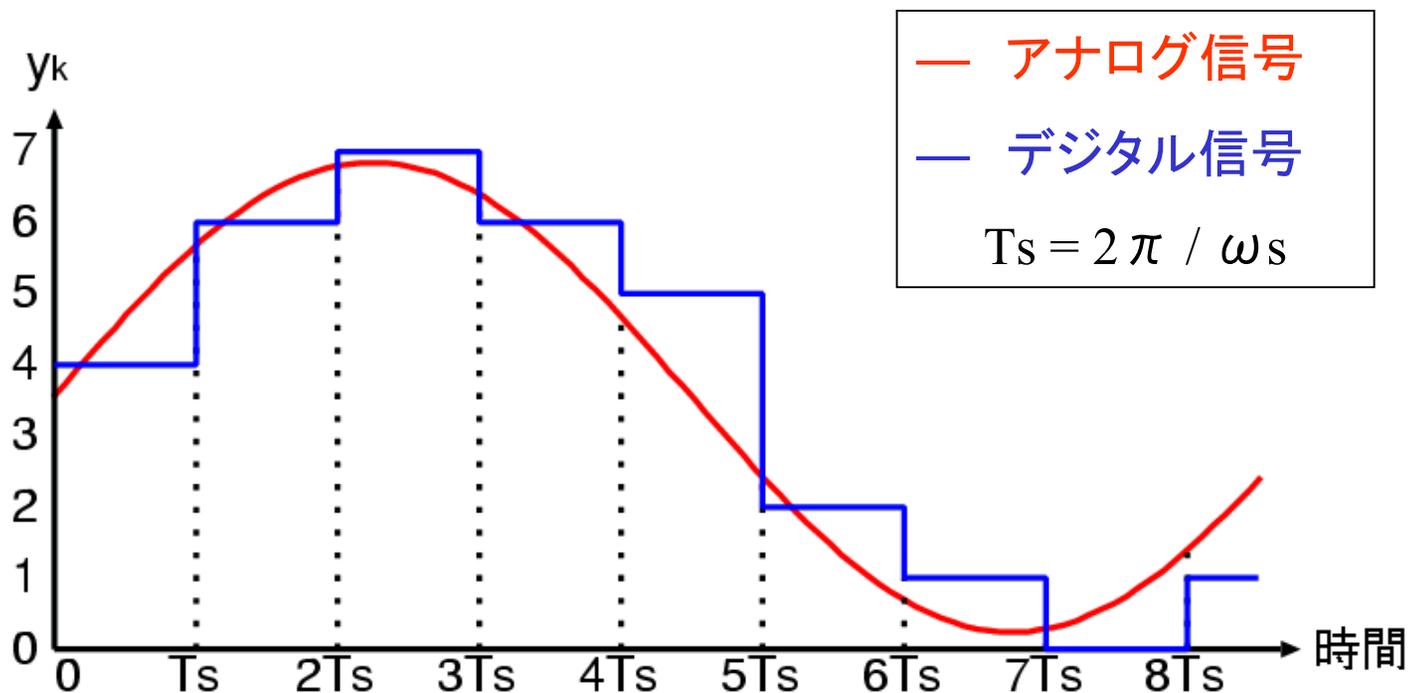
例：コンピュータ内での2進数で表現された信号

デジタル時計

「階段」

デジタル信号の特徴(1)

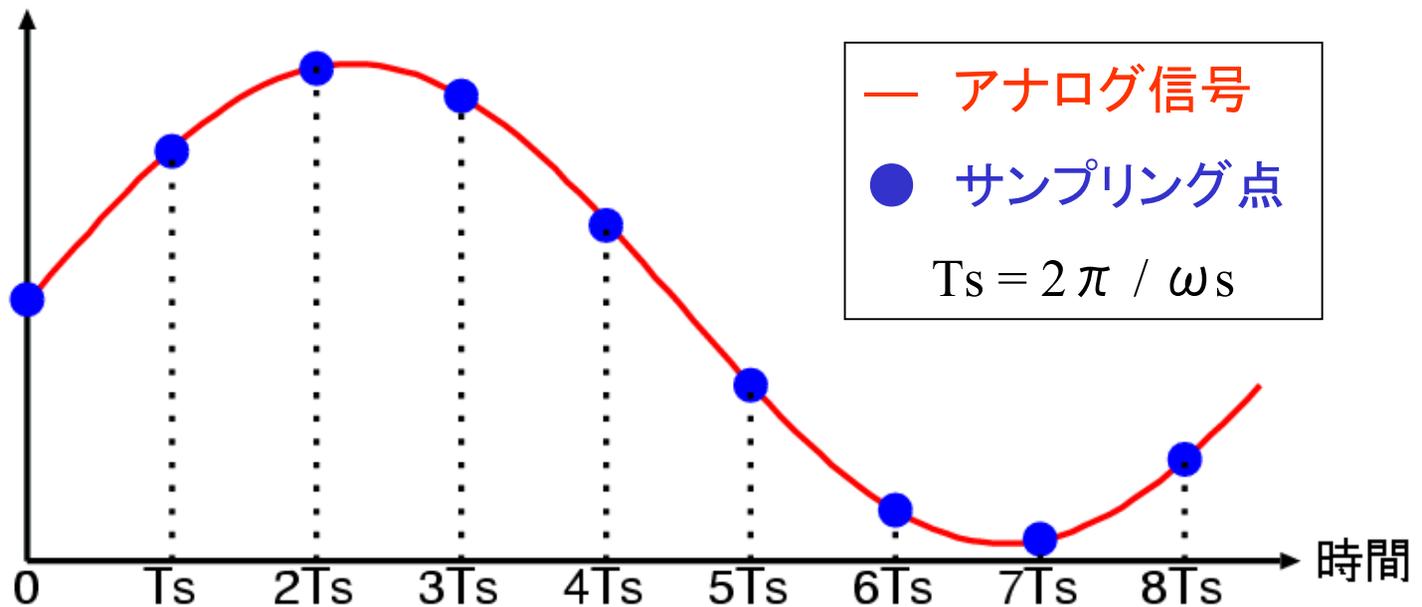
空間の量子化 (信号レベルの数値化)



デジタル信号はアナログ信号レベルを
四捨五入(または切り捨て)

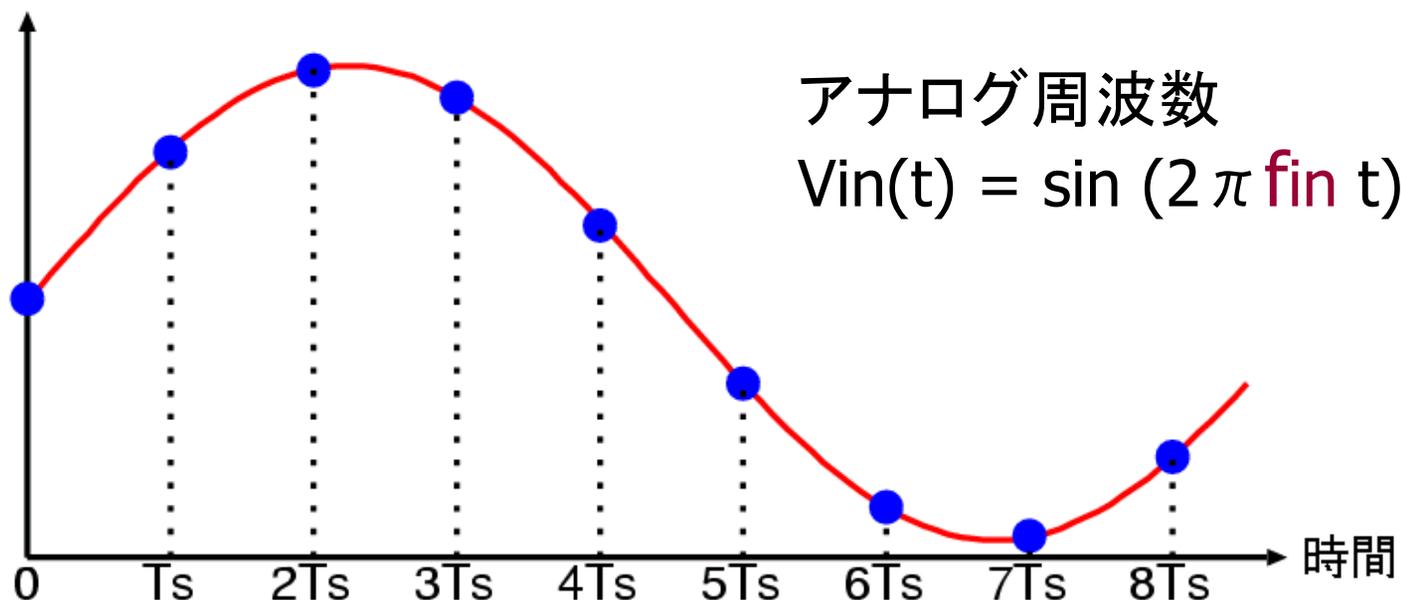
デジタル信号の特徴(2)

時間の量子化 (サンプリング)



一定時間間隔のデータを取り、間のデータは捨ててしまう。

サンプリング定理



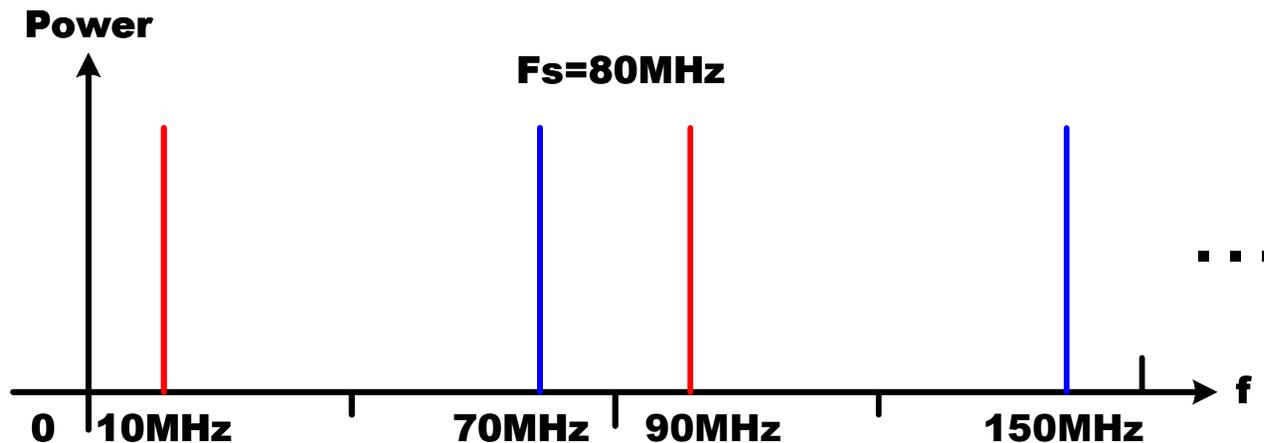
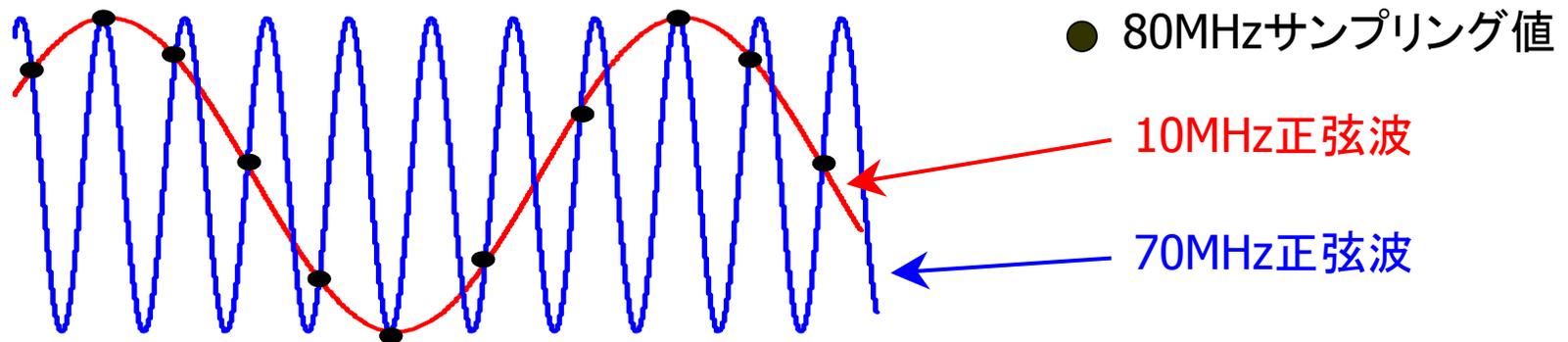
サンプリング周波数 $f_s = 1/T_s$

$f_s > 2 f_{in}$ ならば サンプリングされたデータ(●)から
アナログデータ(—)が復元できる。

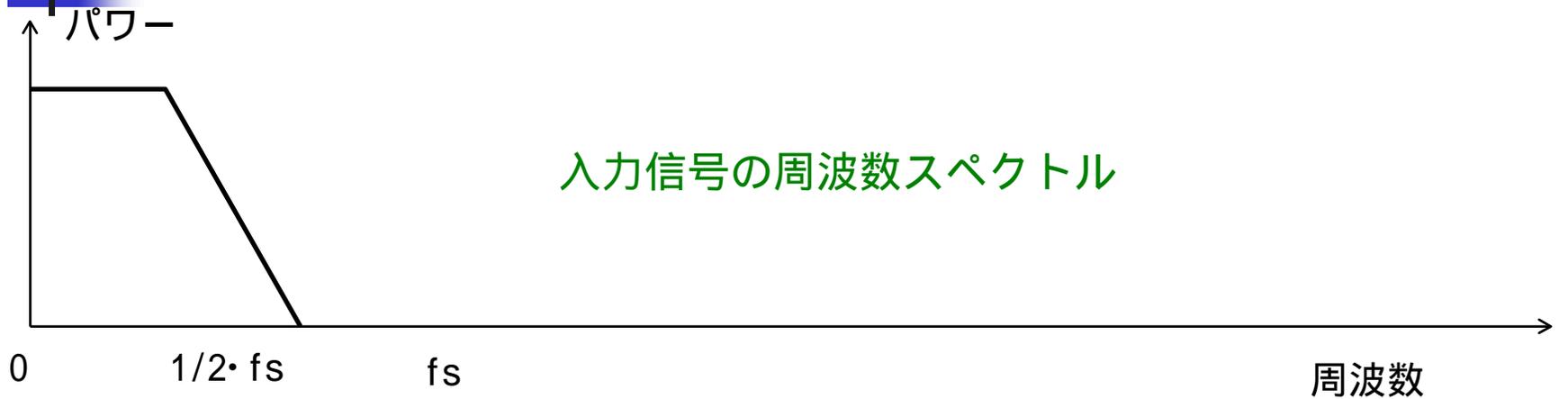
信号に含まれる最大周波数 f_{in} の2倍より大きな周波数 f_s
でサンプリングする。

サンプリングと折り返し(aliasing)

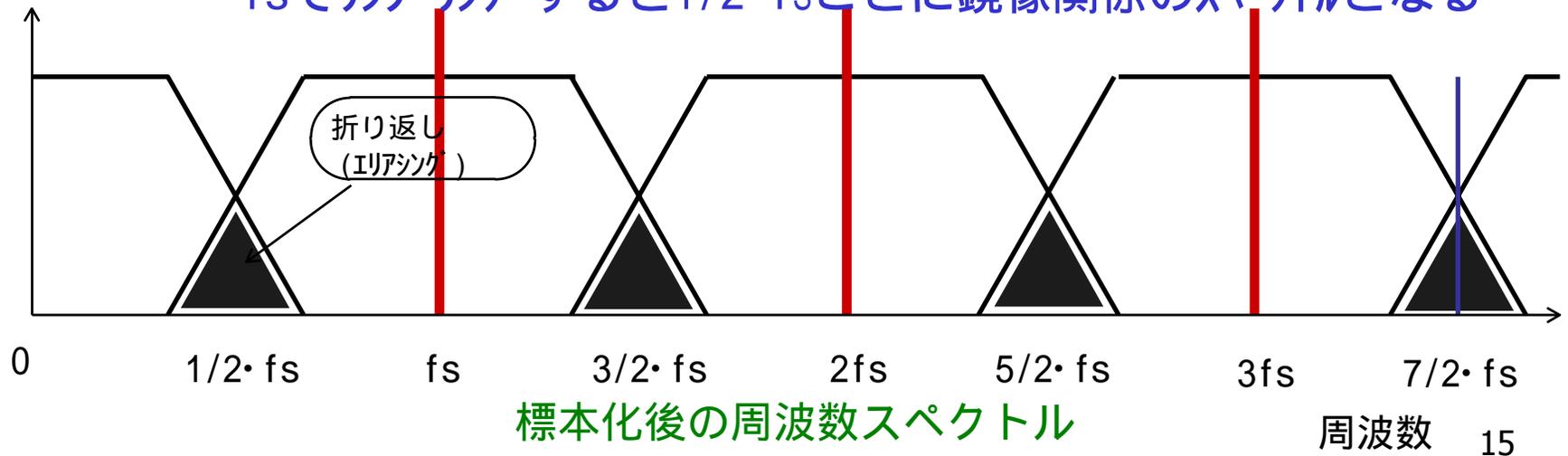
80MHzでサンプリングを行うと10MHzと70MHzは区別できない



サンプリングと周波数スペクトル

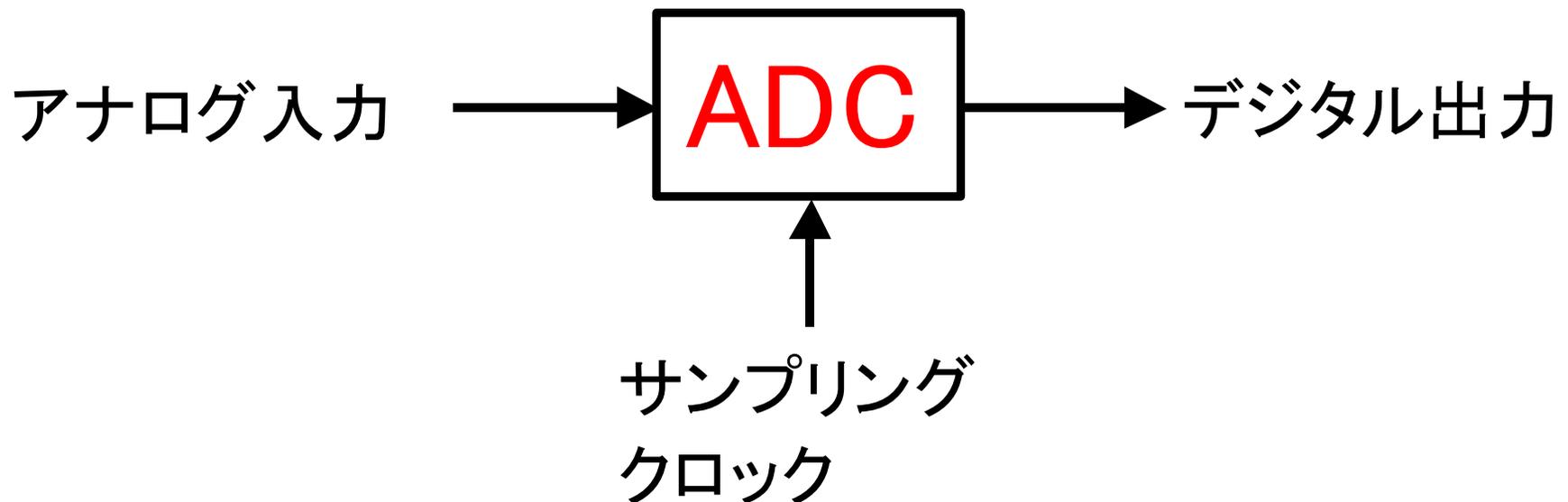


f_s でサンプリングすると $1/2 \cdot f_s$ ごとに鏡像関係のスペクトルとなる

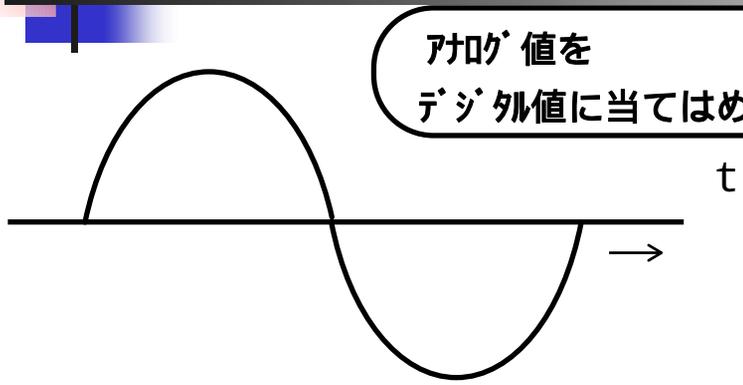


A D 変換器

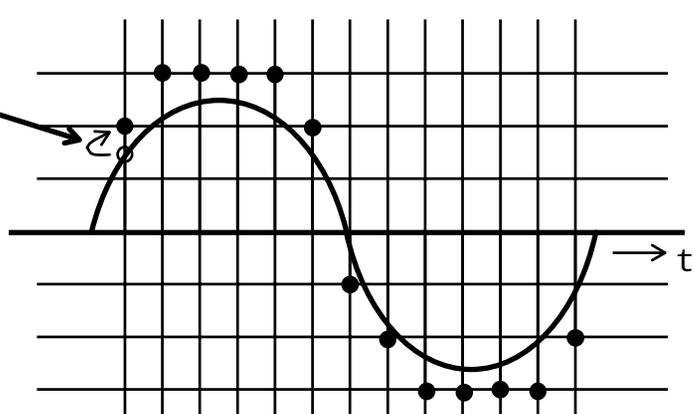
アナログ信号（電波、音声、電圧、電流等をデジタル信号（0,1,1,0,...）に変換する。



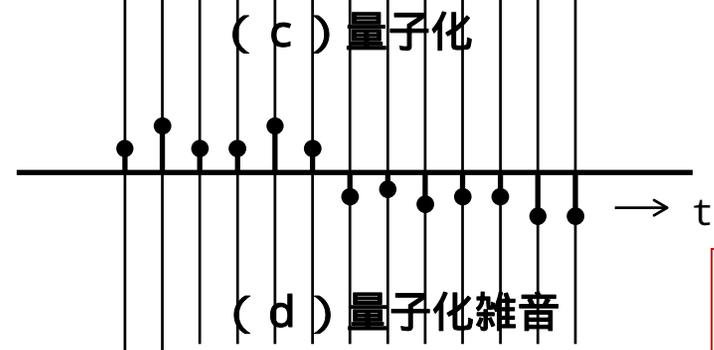
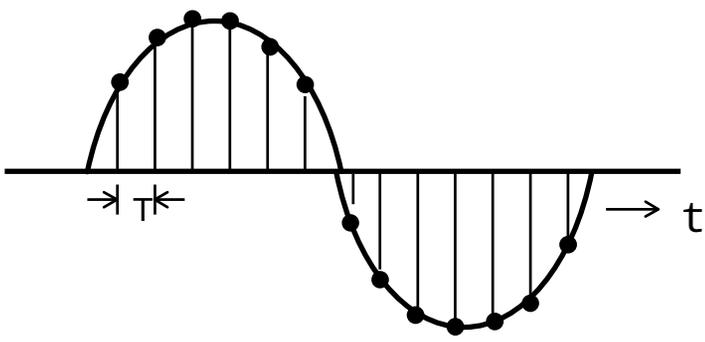
アナログ -> デジタル 変換波形



アナログ値を
デジタル値に当てはめる



MSB	LSB
1	1
1	1
1	0
1	0
0	1
0	1
0	0
0	0



MSB	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
LSB	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	1	1	0

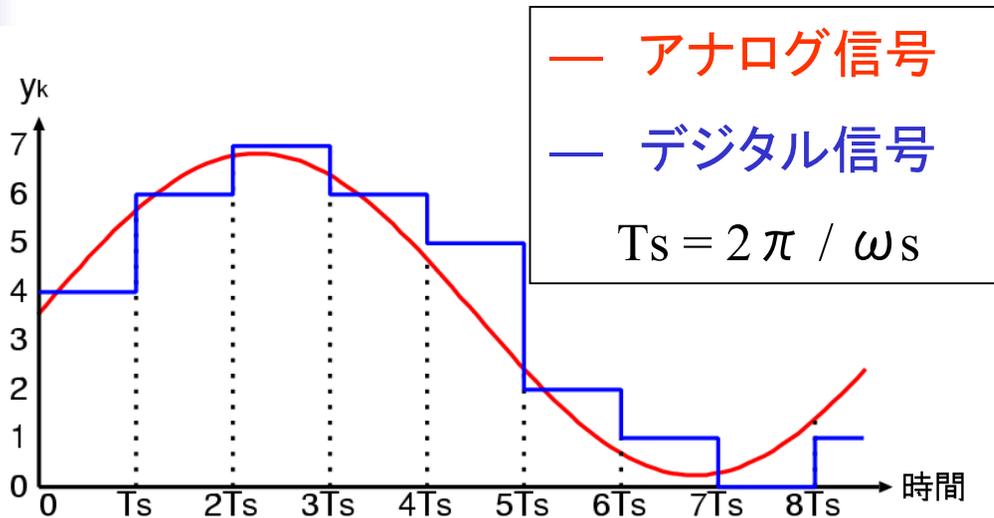
群馬大学
田中先生
作成資料

(b) 標本化

(e) 符号化

AD変換器の分解能

信号	2進
レベル	4 2 1
0	0 0 0
1	0 0 1
2	0 1 0
3	0 1 1
4	1 0 0
5	1 0 1
6	1 1 0
7	1 1 1

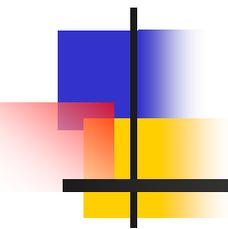


0 - 7 の8レベル: $2^3 = 8$ → 3ビットの分解能

よく用いられるAD変換器の分解能

0 - 255 の256レベル: $2^8 = 256$ 8ビットの分解能

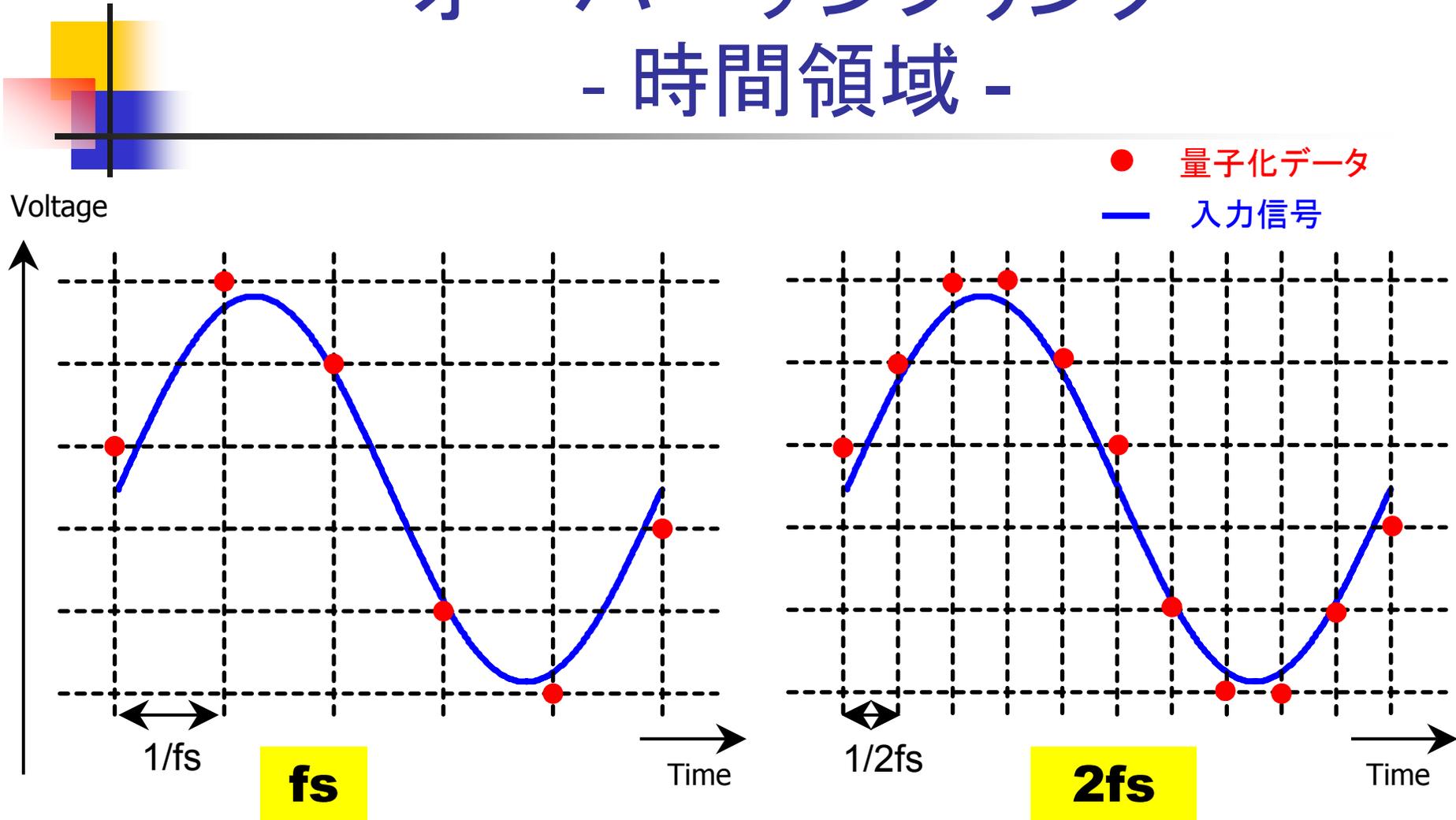
0 - 1023 の1024レベル: $2^{10} = 1024$ 10ビットの分解能



オーバーサンプリング

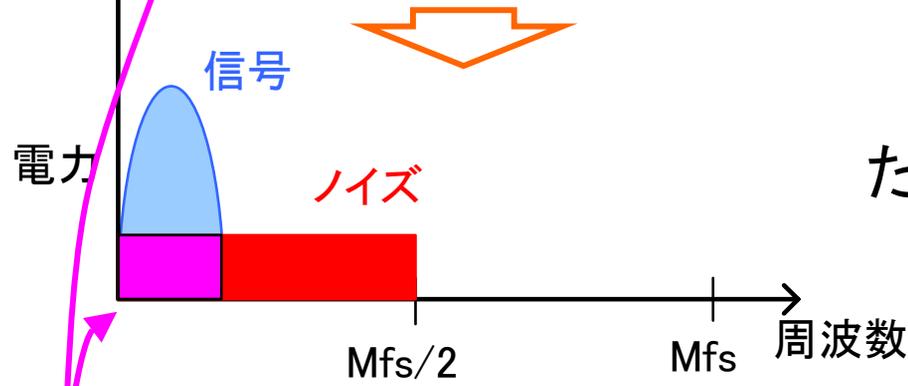
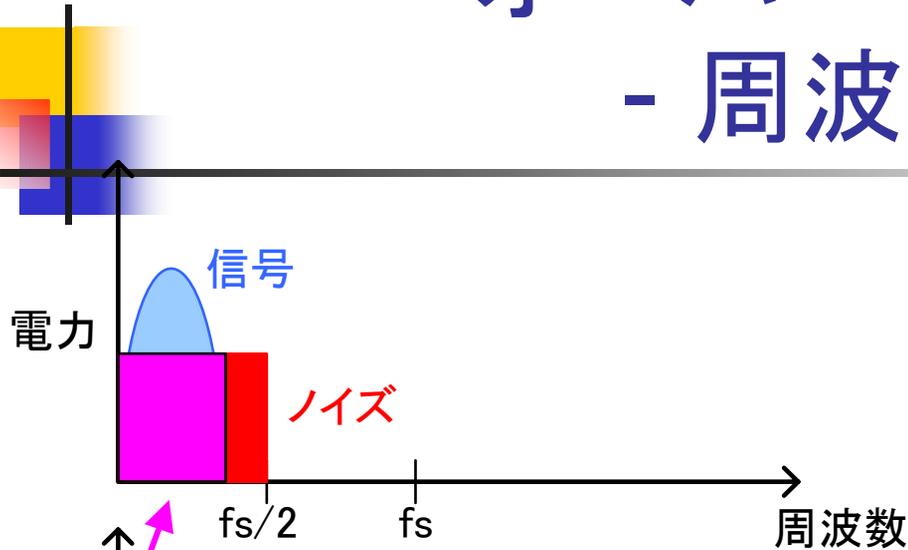
- ナイキスト周波数を
超える高い周波数でのサンプリング
- $\Delta \Sigma$ AD/DA変調器に使用
- 高速サンプリングにより電源ノイズ、
基板ノイズ、量子化ノイズ、ジッタ等の
折り返しノイズ低減
- アナログフィルタが簡単化

オーバーサンプリング - 時間領域 -



オーバーサンプリング係数を高めると
入力信号の再現性が高まる

オーバーサンプリング - 周波数領域 -



信号帯域のノイズ成分

サンプリング周波数をM倍

↓
ノイズは広域に分散

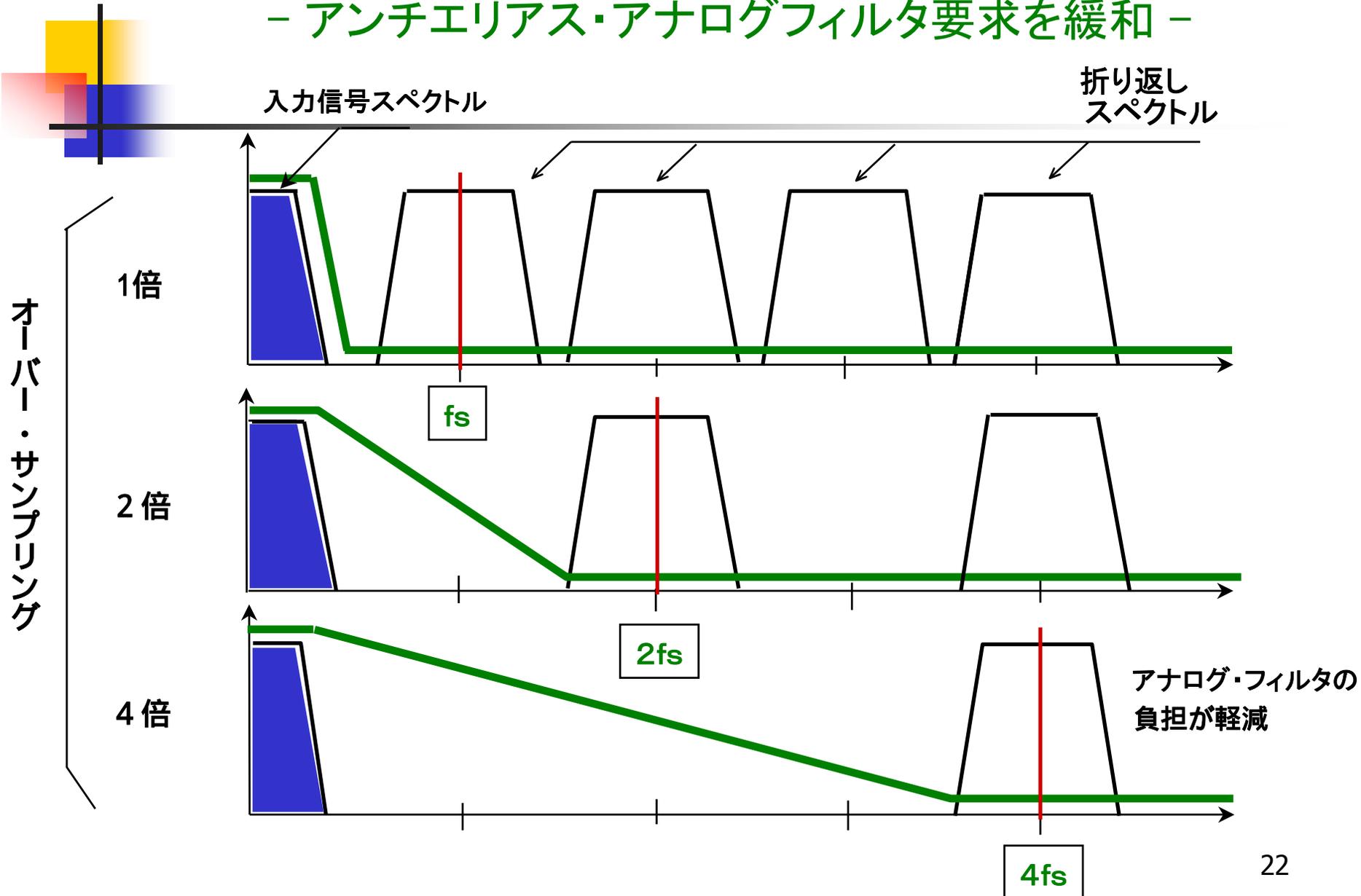
↓
ただしノイズ総量は変わらない

↓
信号帯域でノイズ低減

高速サンプリングにより低ノイズ化

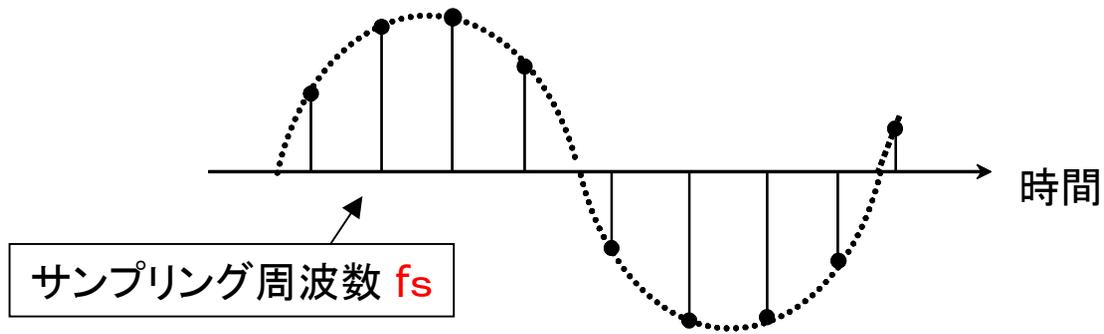
オーバーサンプリング

- アンチエイリアス・アナログフィルタ要求を緩和 -

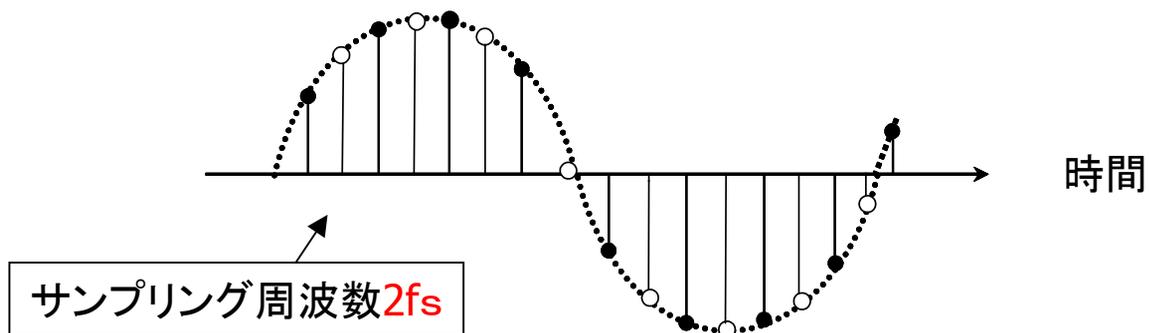


DA変換器出力データと サンプリング周波数

DA変換器
出力 1



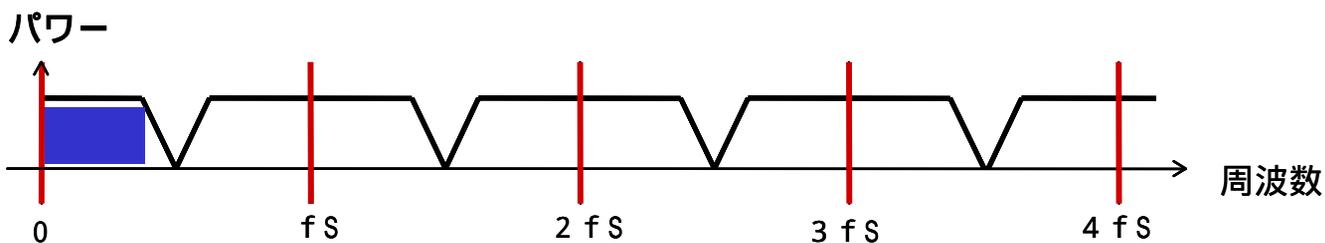
DA変換器
出力 2



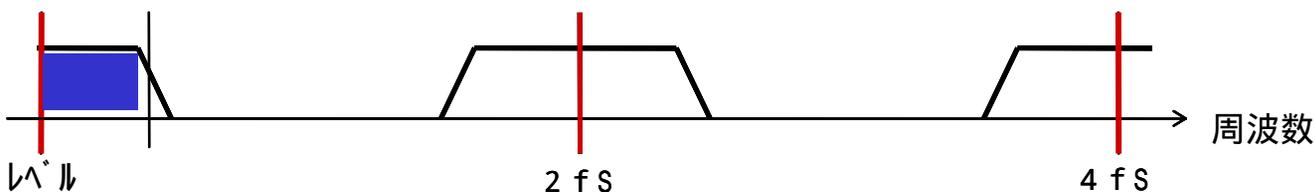
DA変換器出力周波数スペクトルと サンプリング周波数

サンプリング
周波数

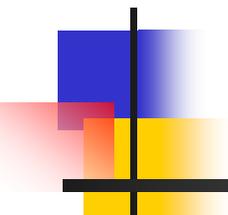
f_s



$2f_s$



DA変換器でクロック周波数を高くすれば
後段のアナログフィルタが簡単化



アンダーサンプリング

等価時間サンプリング

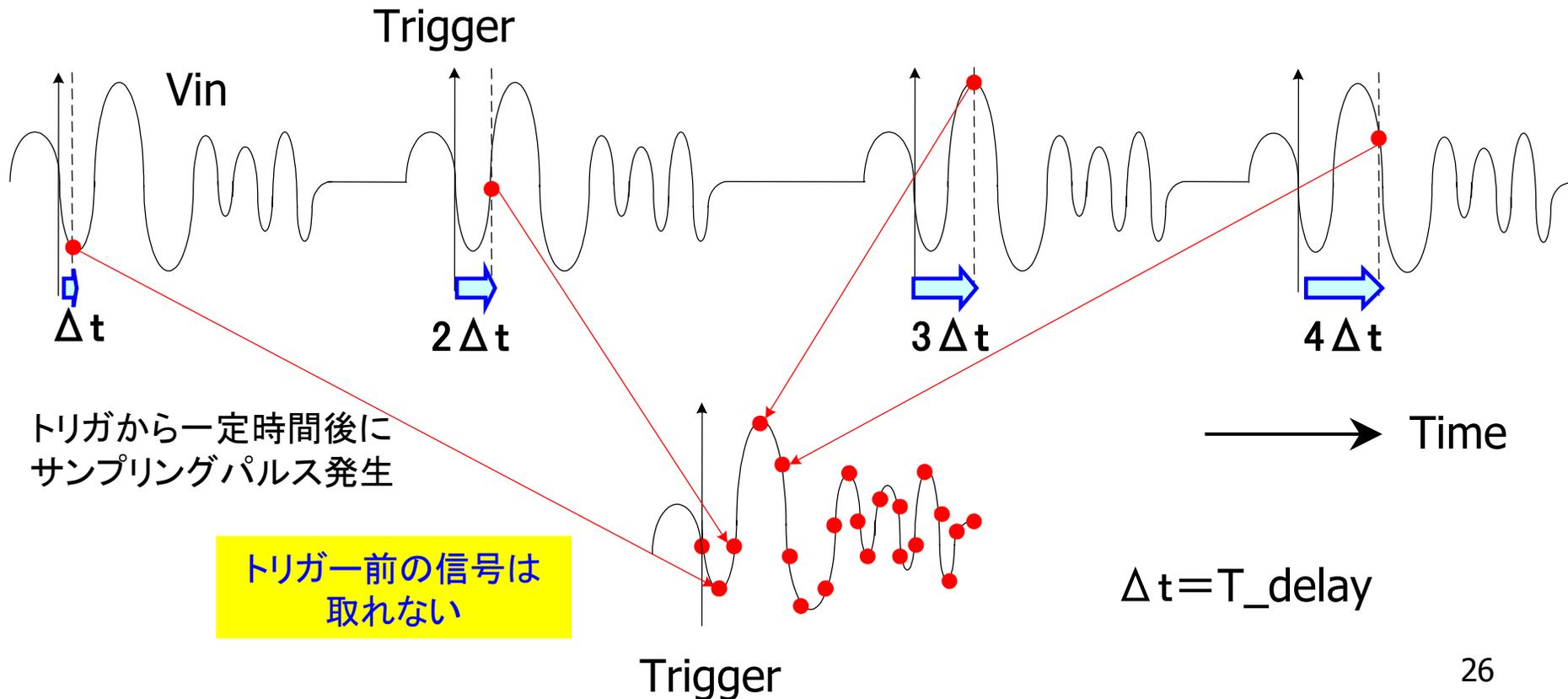
- 繰り返し信号に対して適用
 - たたし繰り返し信号の生起は等時間間隔でなくてよい。
 - $f_s/2$ 以上の入力周波数が含まれていてもよい。
- タイムベース
 - シーケンシャルサンプリング
 - ランダムサンプリング

サンプリングオシロスコープに使用

繰り返し波形の等価時間サンプリング - シーケンシャル・サンプリング -

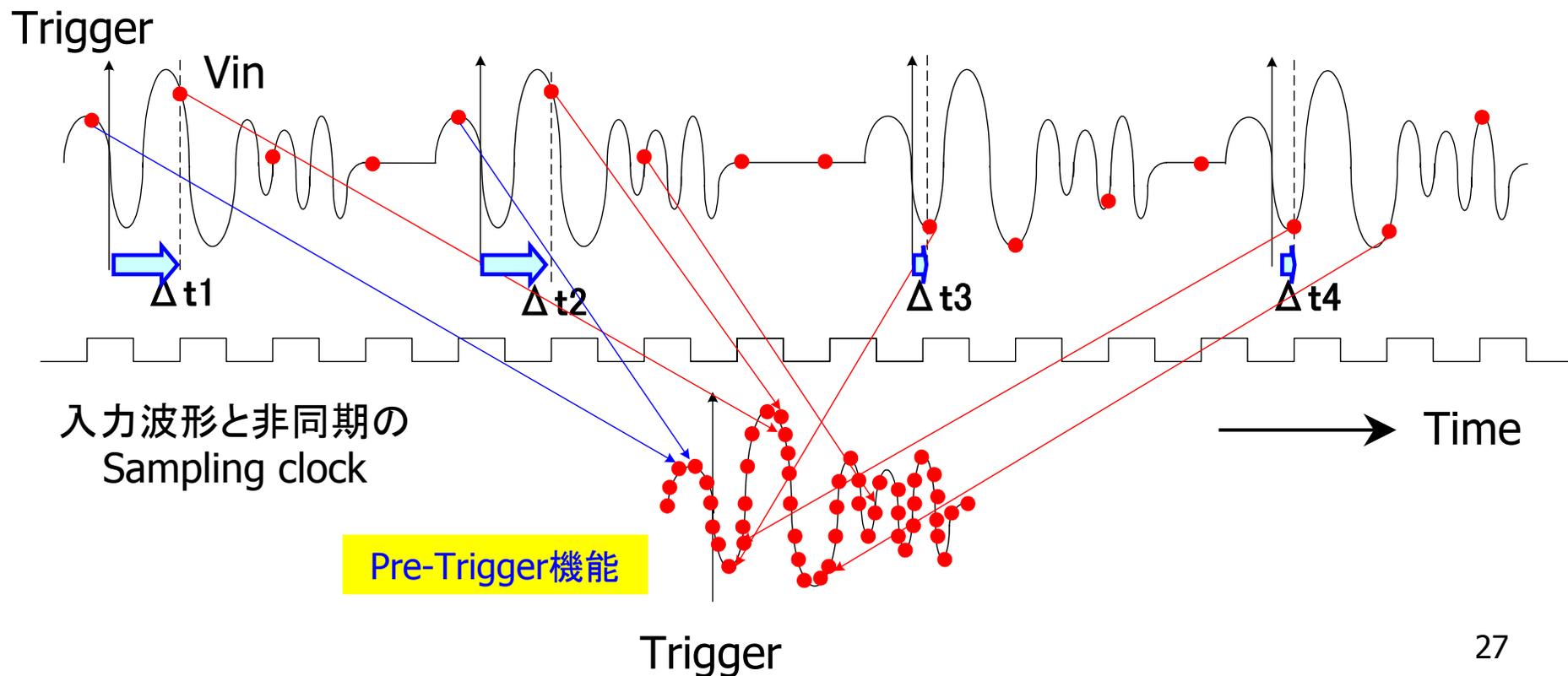
波形収集効率よし

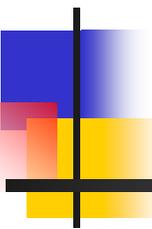
トリガ前の信号を取れない (PreTrigger機能の実現難)



繰り返し波形の等価時間サンプリング - ランダム・サンプリング -

波形収集の効率化が問題
トリガ前の信号を取れる (PreTrigger機能の実現可)





サンプリングによる周波数変換

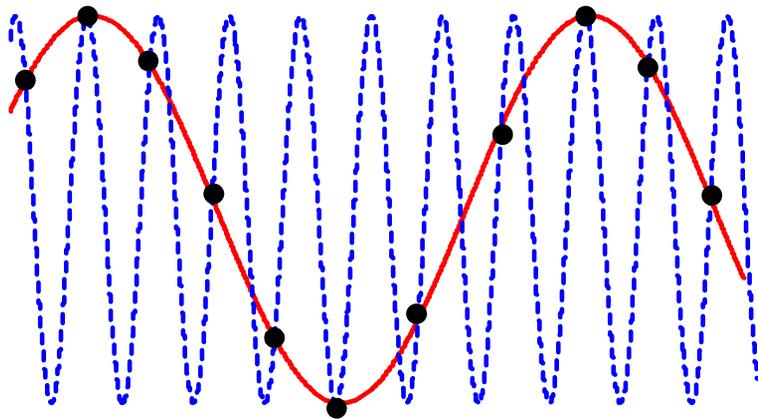
- ダウン・サンプリング
- アップ・サンプリング
- サブサンプリング
- サンプリングによる直交検波

サンプリング技術で周波数変換

— 折り返し (aliasing) 現象を積極利用 —

ダウンサンプリング

高周波信号を低周波信号へ変換

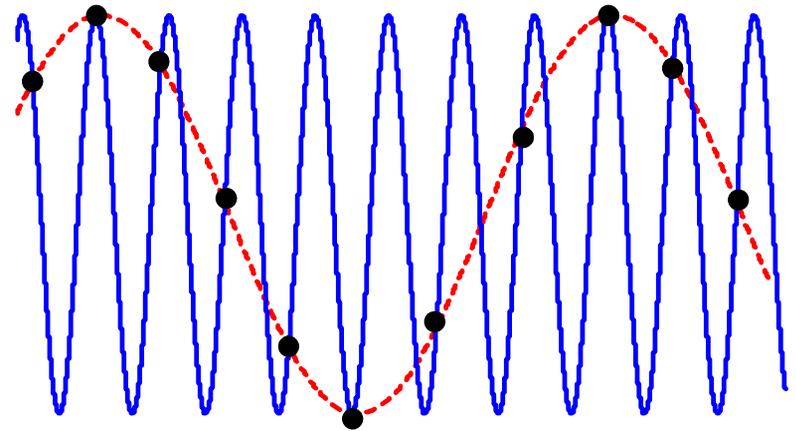


RF signal \Rightarrow Baseband signal

(LPFで高周波成分をカット)

アップサンプリング

低周波信号を高周波信号へ変換



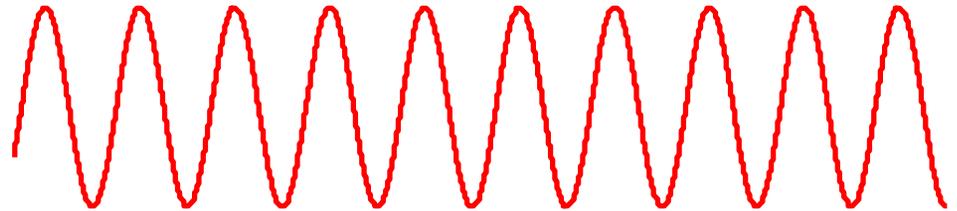
Baseband signal \Rightarrow RF signal

(BPFで注目帯域以外の成分をカット)

ダウンサンプリング - 時間領域 -

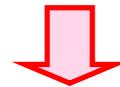
Down-sampling

V_{in}

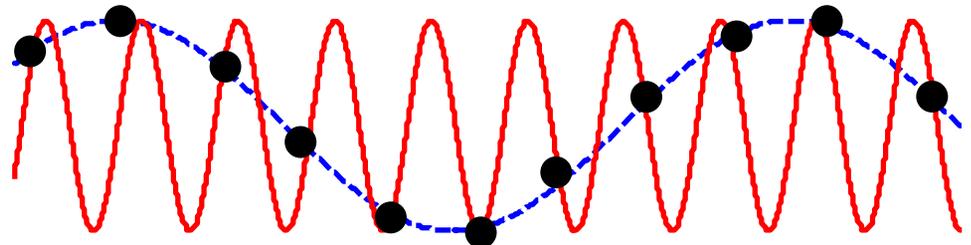


RF signal \Rightarrow Baseband signal

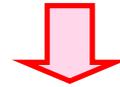
Sampling



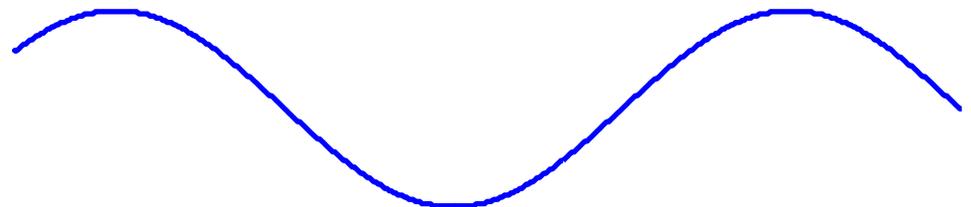
LPFで高周波成分をカット



LPF

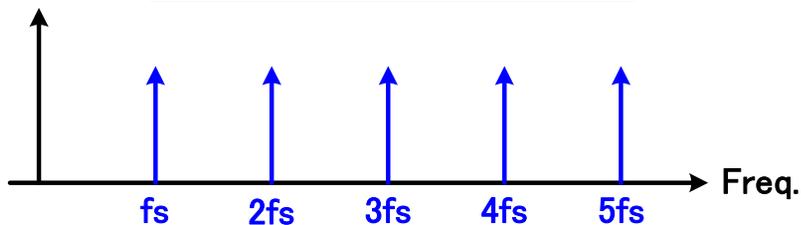


V_{out}

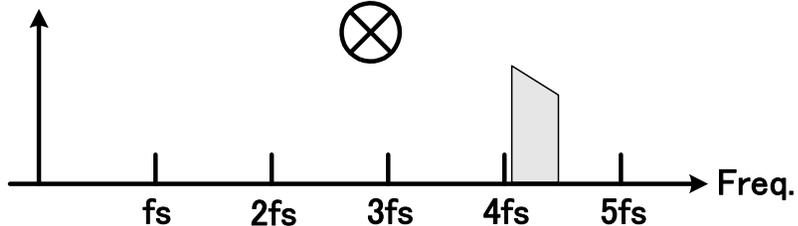


ダウンサンプリング - 周波数領域 -

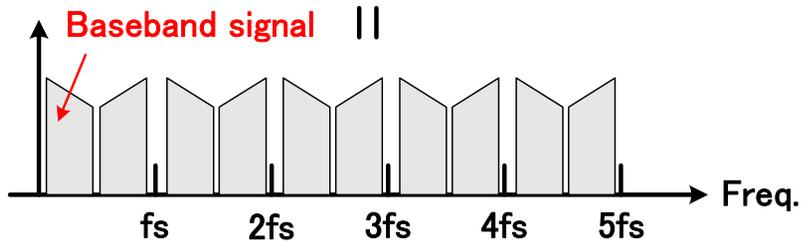
Frequency conversion



Sampling pulses

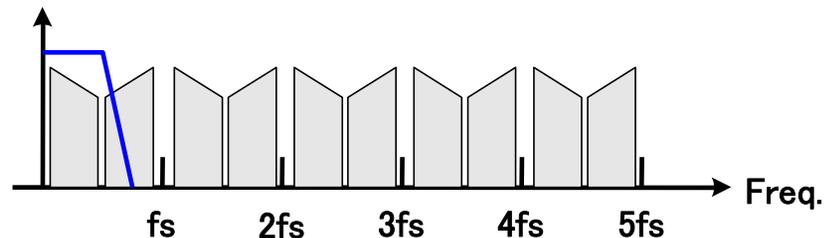


RF signal

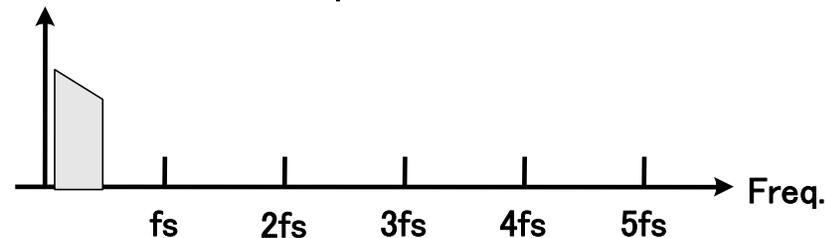


After sampling

Band selection



Lowpass filter

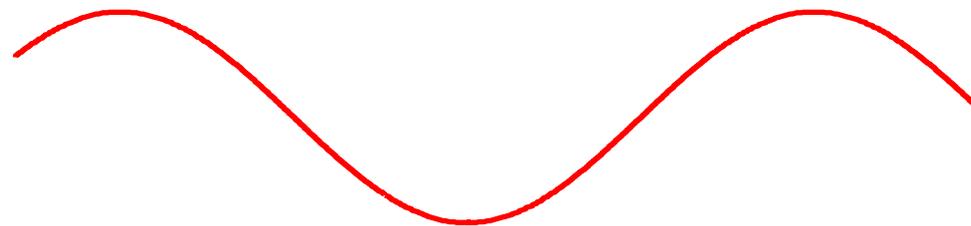


After filtering

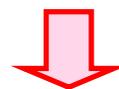
アップサンプリング - 時間領域 -

Up-sampling

V_{in}

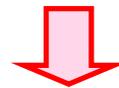
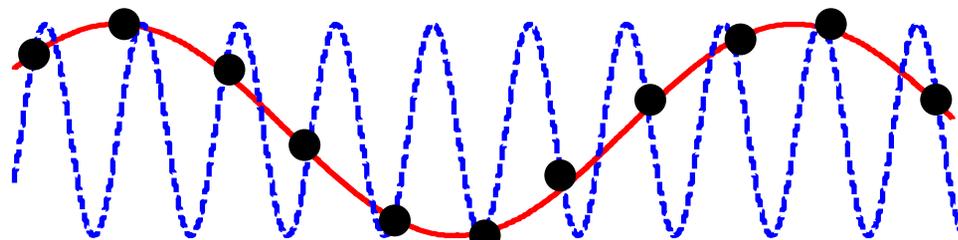


Baseband signal \Rightarrow RF signal



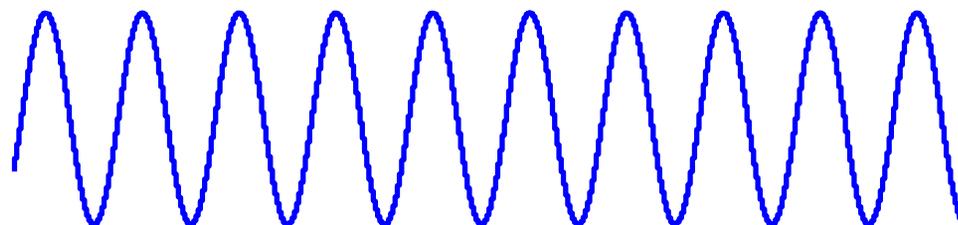
Sampling

BPFで注目帯域以外の成分を
カット



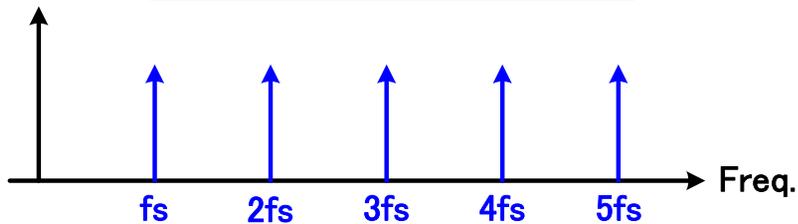
BPF

V_{out}

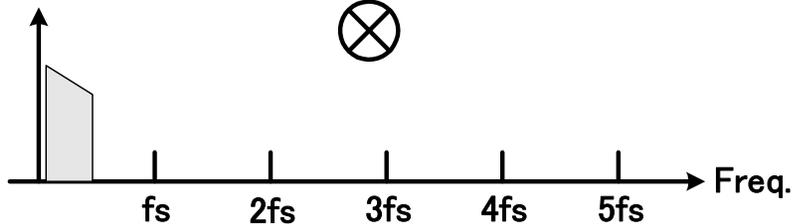


アップサンプリング - 周波数領域 -

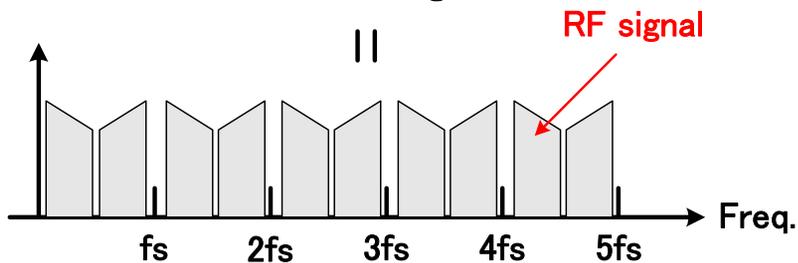
Frequency conversion



Sampling pulses

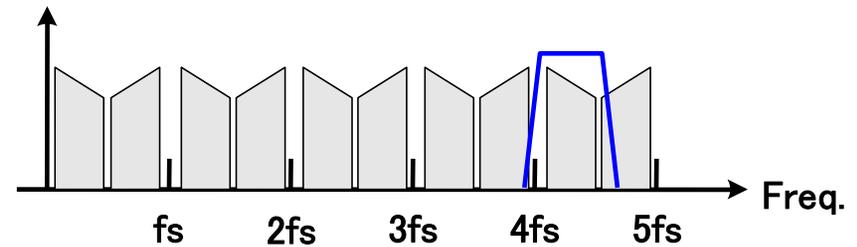


Baseband signal

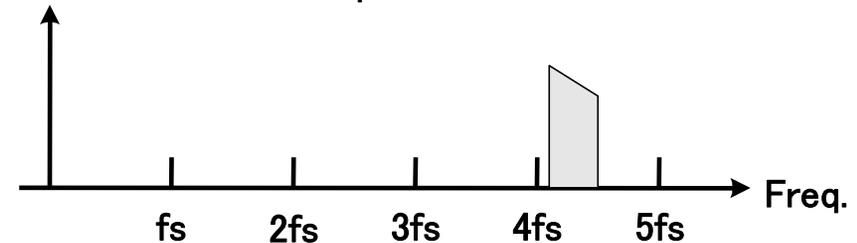


After sampling

Band selection



Bandpass filter



After filtering

サブサンプリング

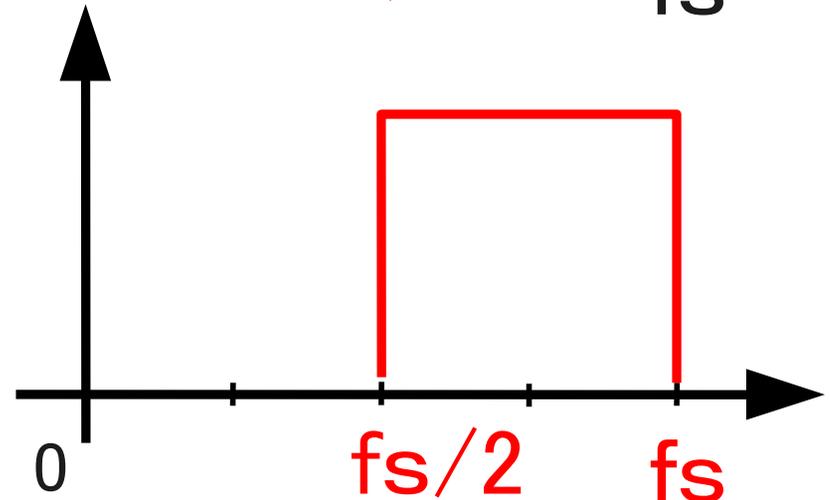
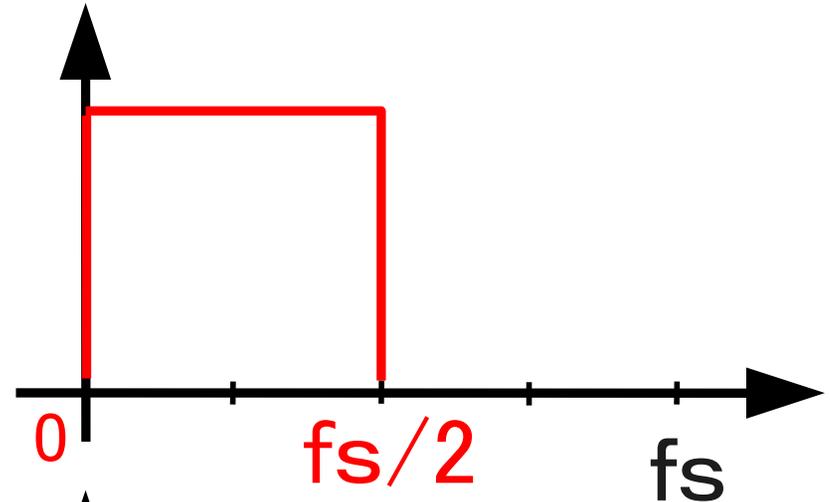
- 高い中心周波数、帯域幅 $f_s/2$ の信号の
サンプリング -

- ナイキストサンプリング

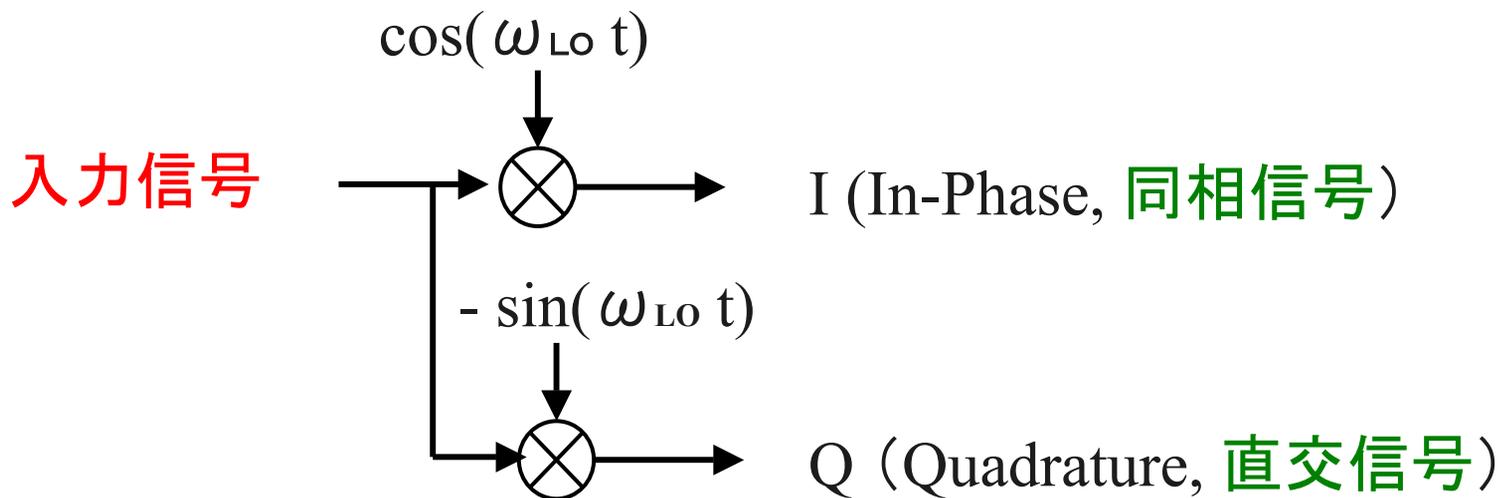
- 信号帯域 : $0 \sim f_s/2$

- サブサンプリング

- 信号帯域 : $f_s/2 \sim f_s$



サンプリングによる直交検波

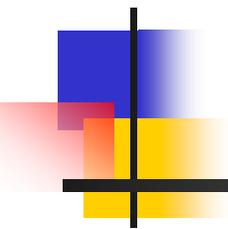


$T = 2\pi / \omega_s$, $\omega_{LO} / \omega_s = 1/4$ のとき $n=0, 1, 2, 3, \dots$ に対して

$$\cos(\omega_{LO} nT) = 1, 0, -1, 0, 1, 0, \dots$$

$$\sin(\omega_{LO} nT) = 0, -1, 0, 1, 0, -1, \dots$$

サンプリング周波数 $\omega_s / (2\pi)$ の2つのサンプリング回路で等価的に実現できる。

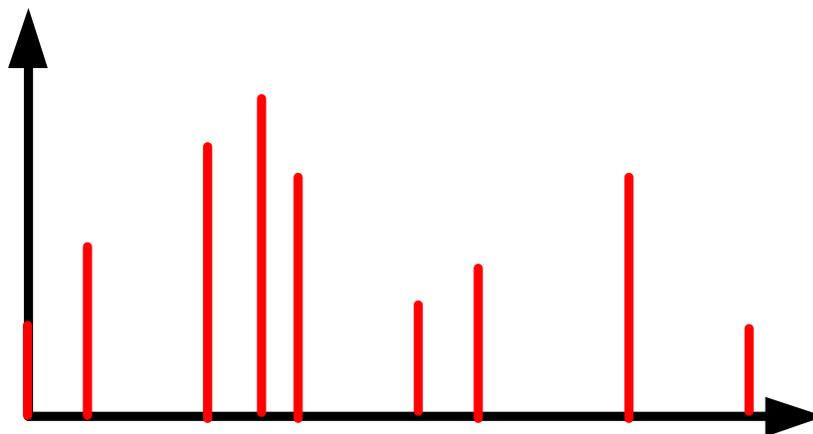


非同期サンプリング

- サンプリング時間間隔が一様でない
- 数学基礎理論は
ある程度調べられている
- アプリケーションはこれから

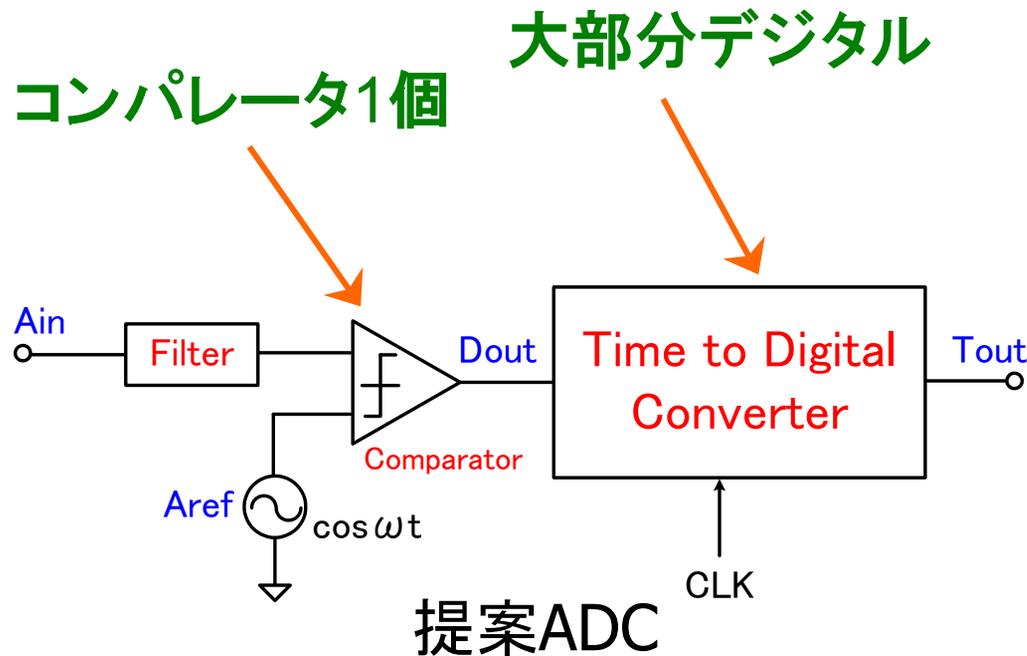
非同期サンプリング (Non-Uniform Sampling)

- サンプリング時間間隔が一様でない
- 「サンプリング周期の平均値」を
サンプリング周波数と定義すると
サンプリング定理が成立
- ナイキスト周波数以上の信号の非同期サンプリング波形
→ ランダムデータに見える



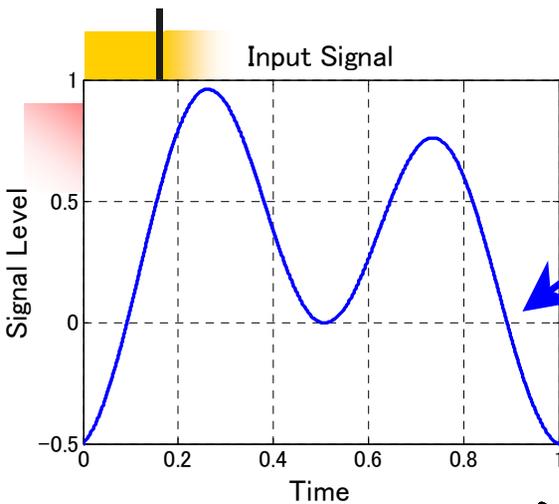
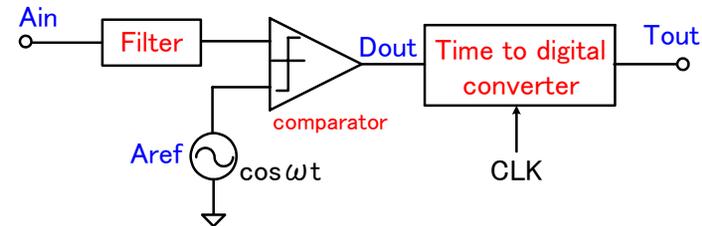
時間

非同期サンプリングAD変換器



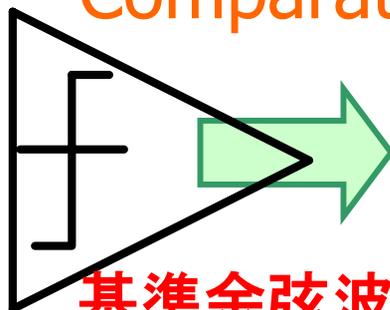
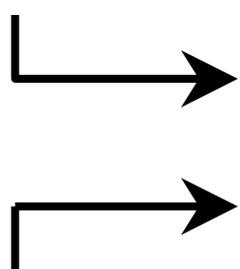
- 高速、高精度なサンプルホールド回路不要
- 非同期サンプリング
- デジタル信号処理が複雑

非同期AD変換器の動作

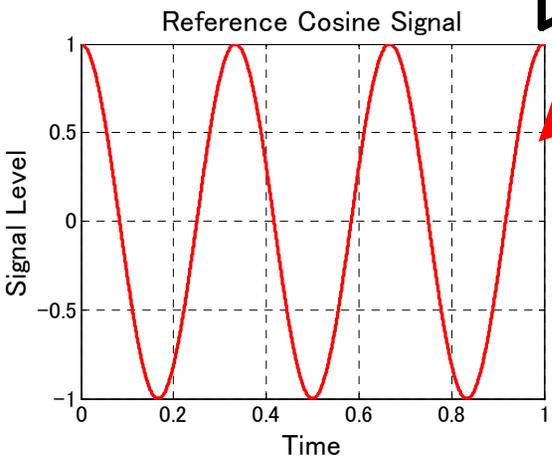


入力信号

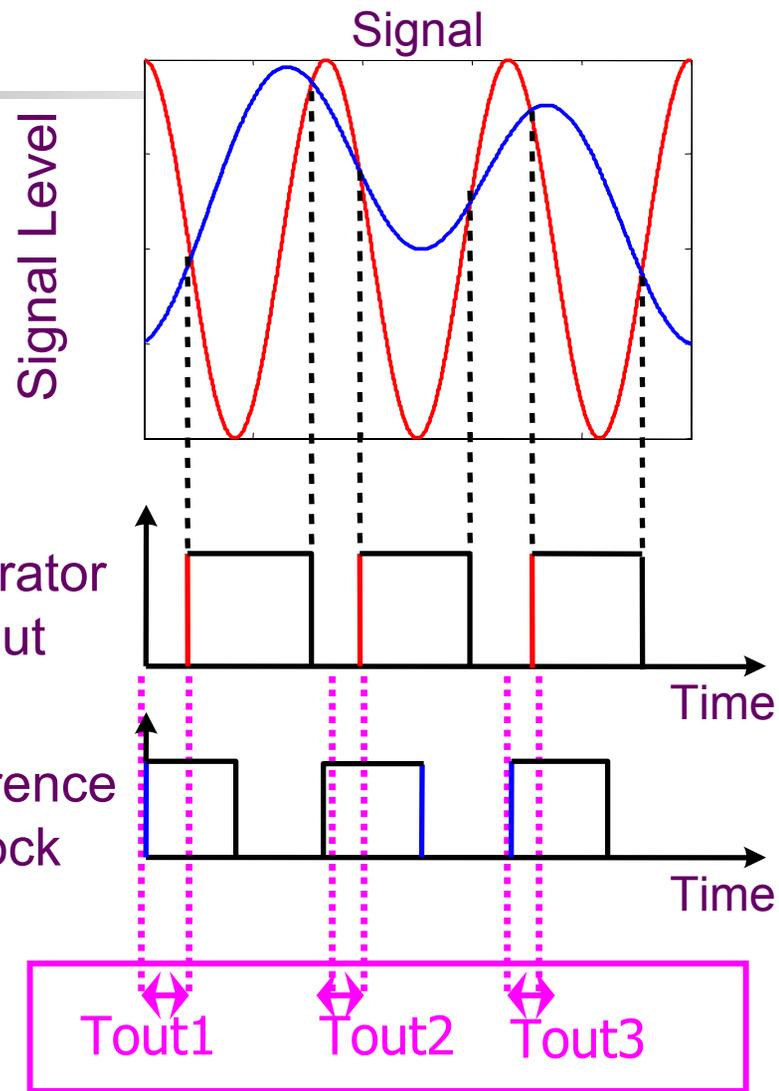
Comparator



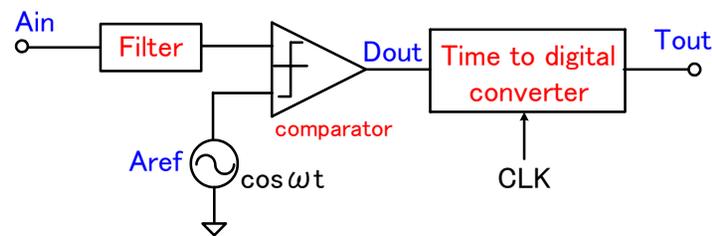
基準余弦波



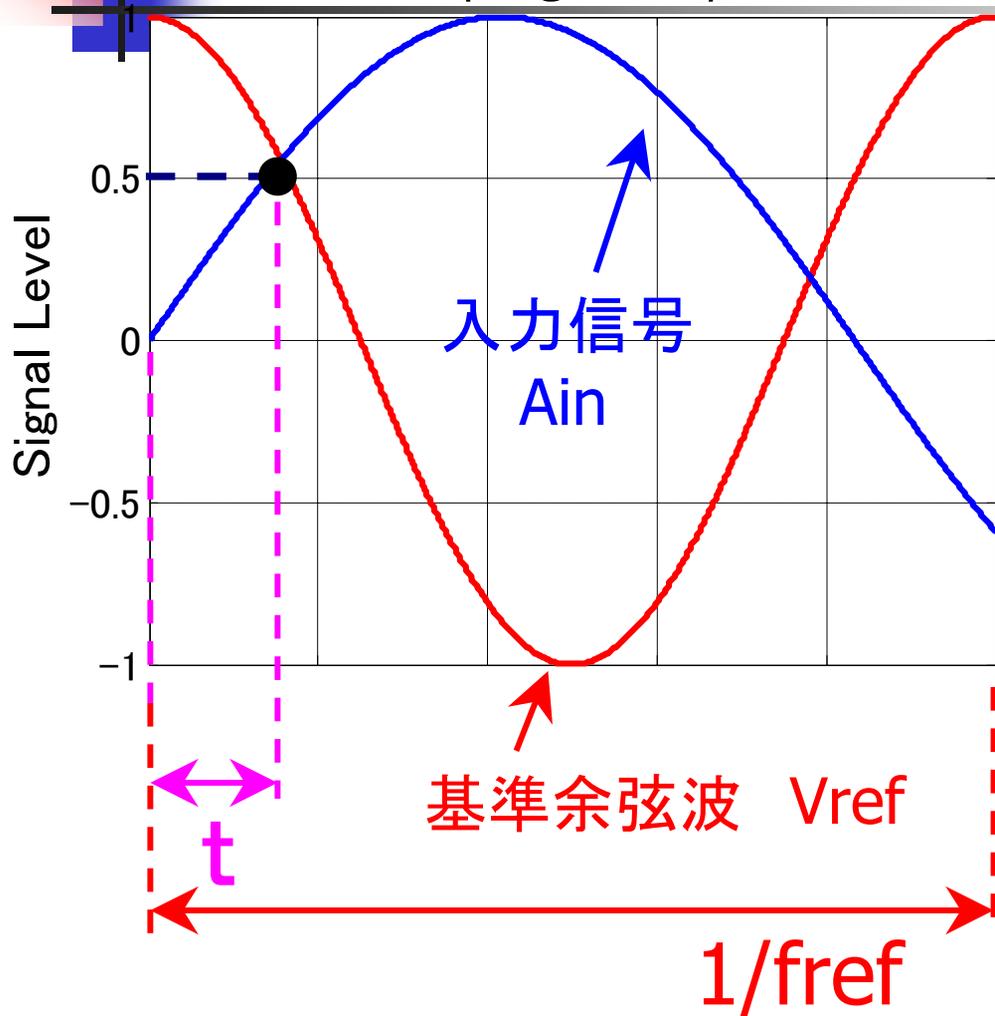
クロック周期 =
基準余弦波周期



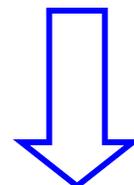
非同期AD変換器の動作



Sampling Principle



時間tを測定



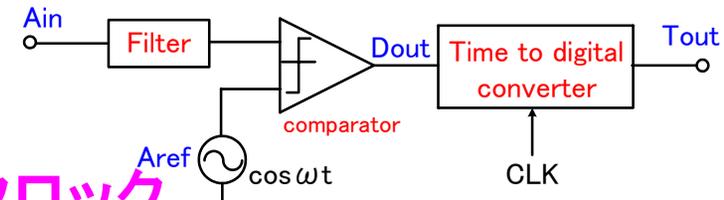
基準余弦波から振幅

基準余弦波: $V_{ref}(t) = A \cos\left(2\pi \frac{t}{T}\right)$

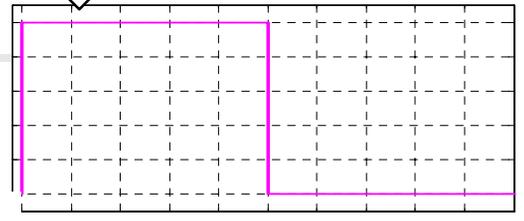
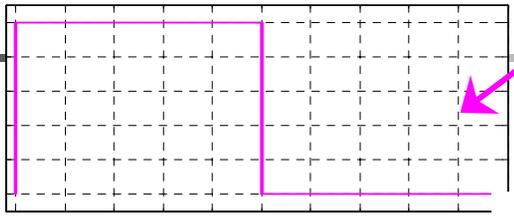
$$A \cos\left(2\pi \frac{t}{T}\right) = A_{in}(t)$$

$$\therefore t_n = T \arccos\left(\frac{A_{in}(t)}{A}\right)$$

非同期AD変換器の動作



従来型ADC

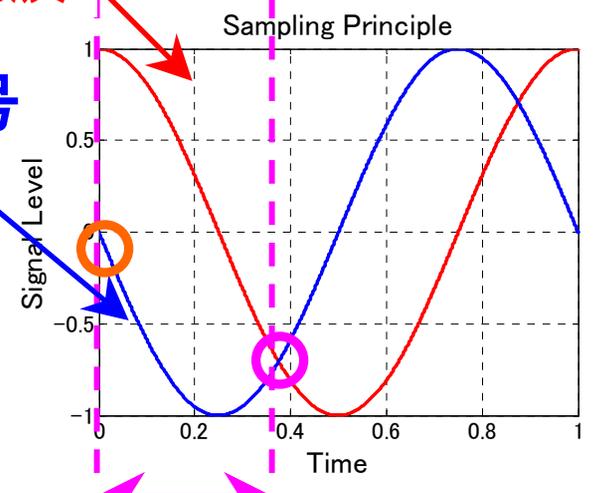
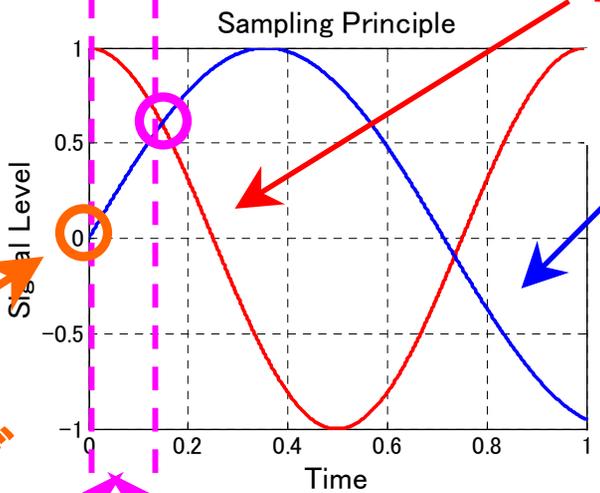


基準クロック

基準余弦波

入力信号

同期
サンプリング



非同期サンプリング

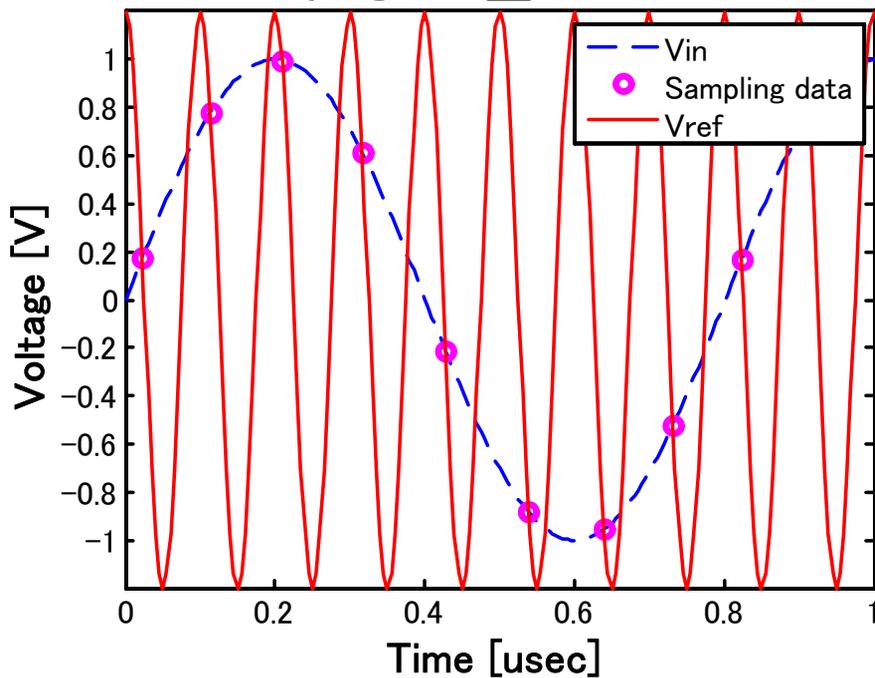
■ サンプリング ➡ 入力信号依存性

非同期サンプリングと折り返し

$f_{in} < f_{ref}/2$

$f_{in}=1.2476\text{MHz}$
 $f_{ref}=10\text{MHz}$

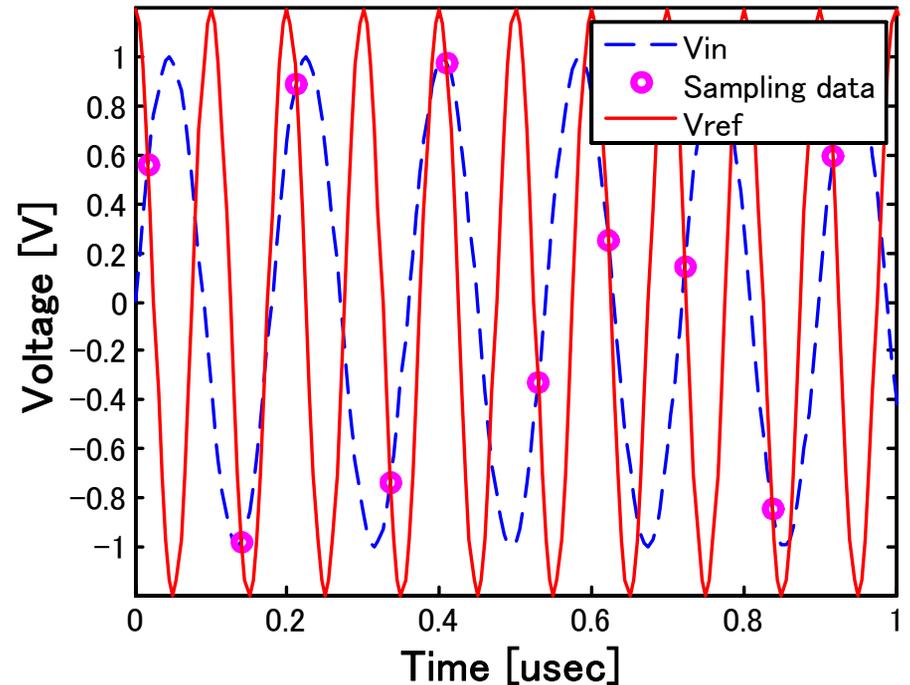
Sampling Data__Nonuniform



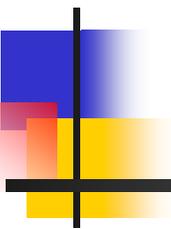
$f_{in} > f_{ref}/2$

$f_{in}=5.5652\text{MHz}$
 $f_{ref}=10\text{MHz}$

Sampling Data__Nonuniform



サンプリングされたデータが
ランダムノイズに見える



サンプリングレート変換

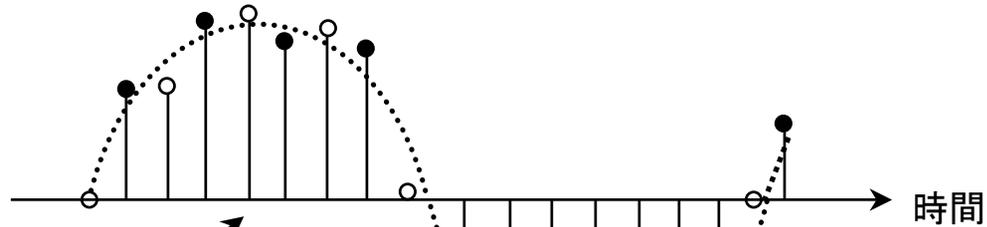
- データの間引き(Decimation)
- データの補間(Interpolation)

マルチレート信号処理

- ソフトウェア無線機受信回路部
- $\Delta \Sigma$ AD/DA変換器のデジタル信号処理部
等に使用

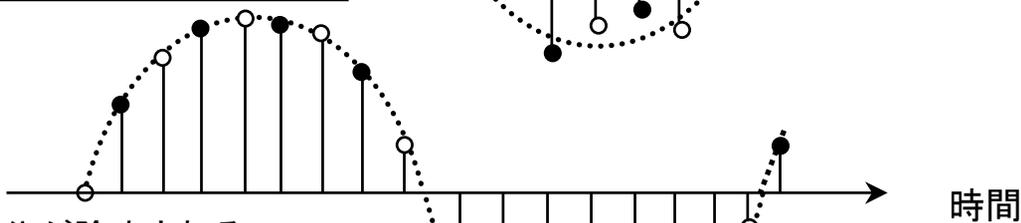
データの間引きと時間波形

入力波形



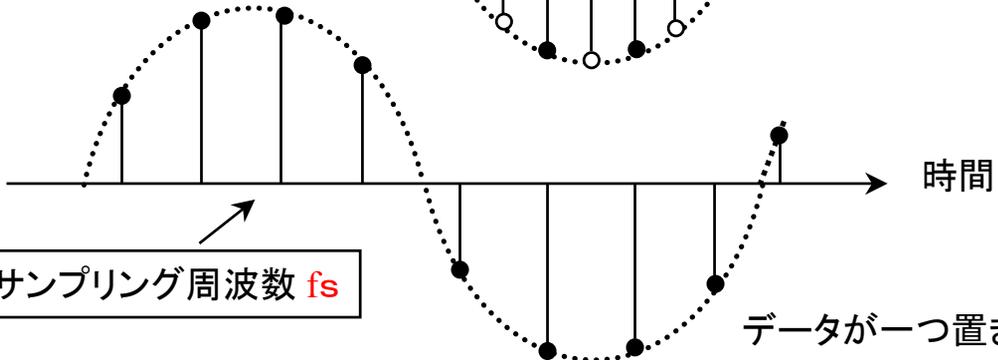
サンプリング周波数 $2 \cdot f_s$

ローパス・
フィルタ後の
データ



高域の周波数成分が除去される

間引き後の
データ



サンプリング周波数 f_s

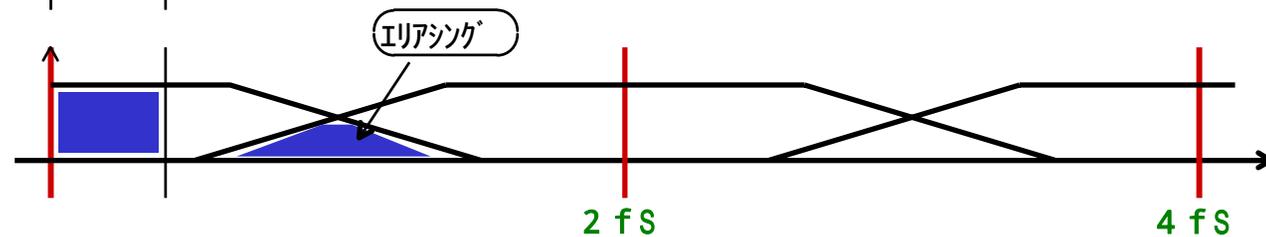
データが一つ置きに間引きされる

データの間引きと周波数スペクトル

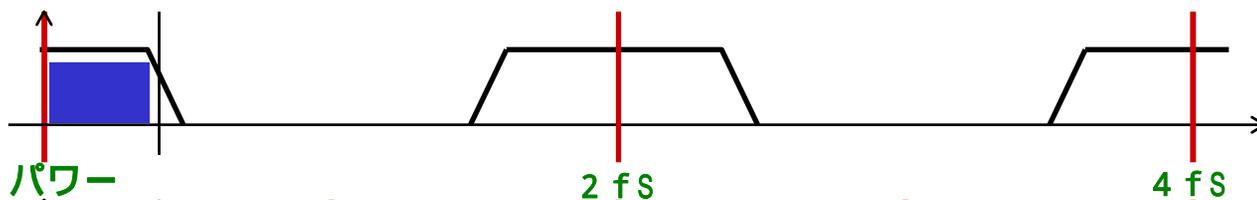
入力信号と
プリフィルタ



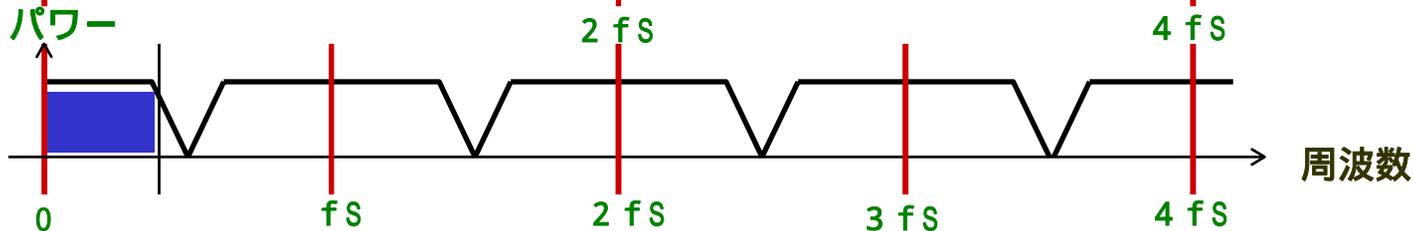
$2 f_s$
サンプリング



ローパス
フィルタ



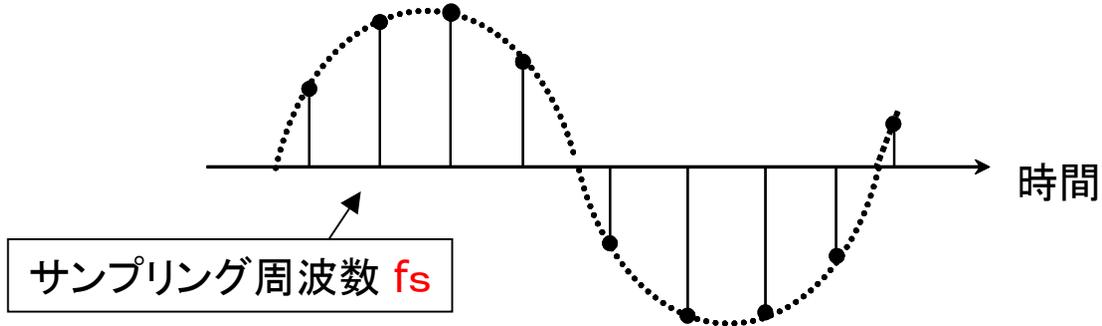
データ
間引き



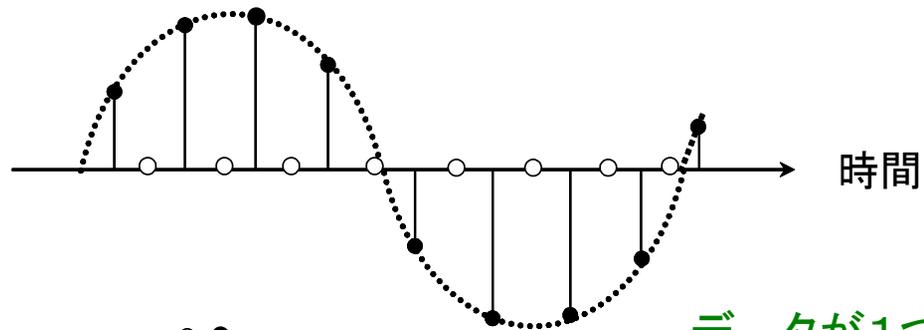
出力

データの補間と時間波形

入力信号

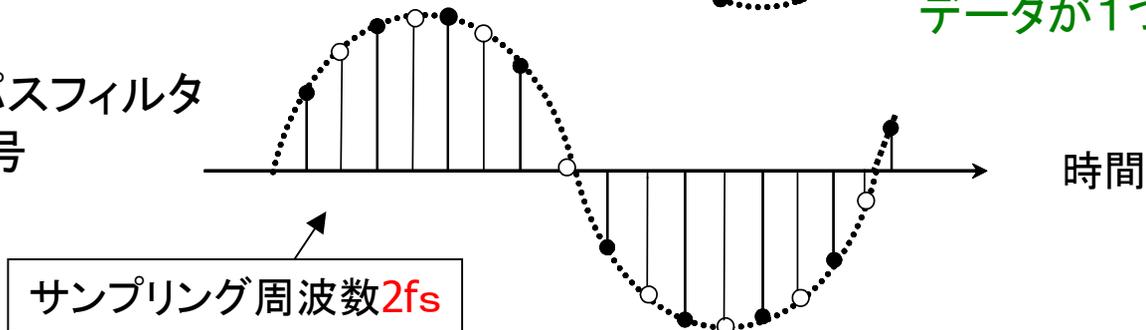


補間した後の
データ

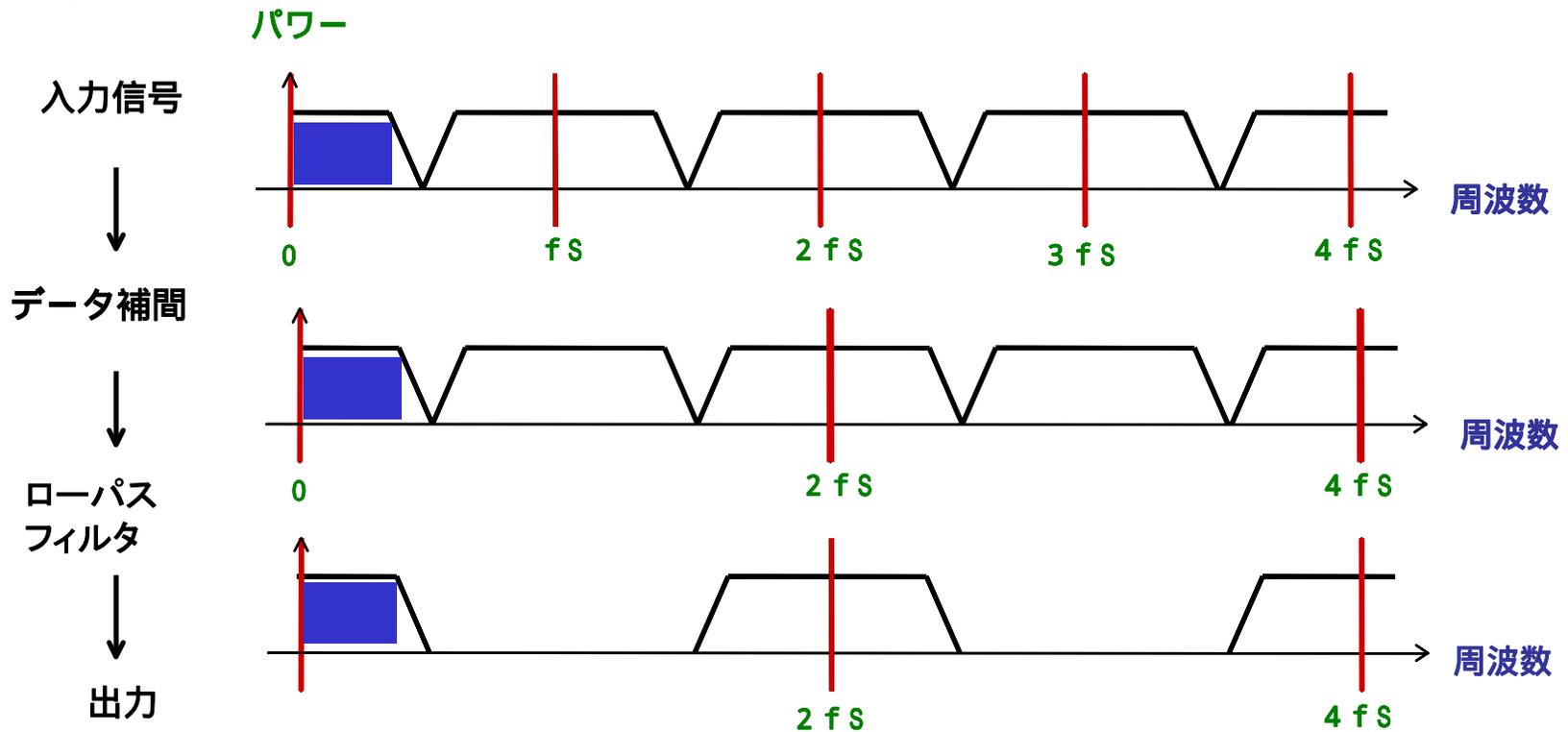


データが1つ置きにゼロを補間

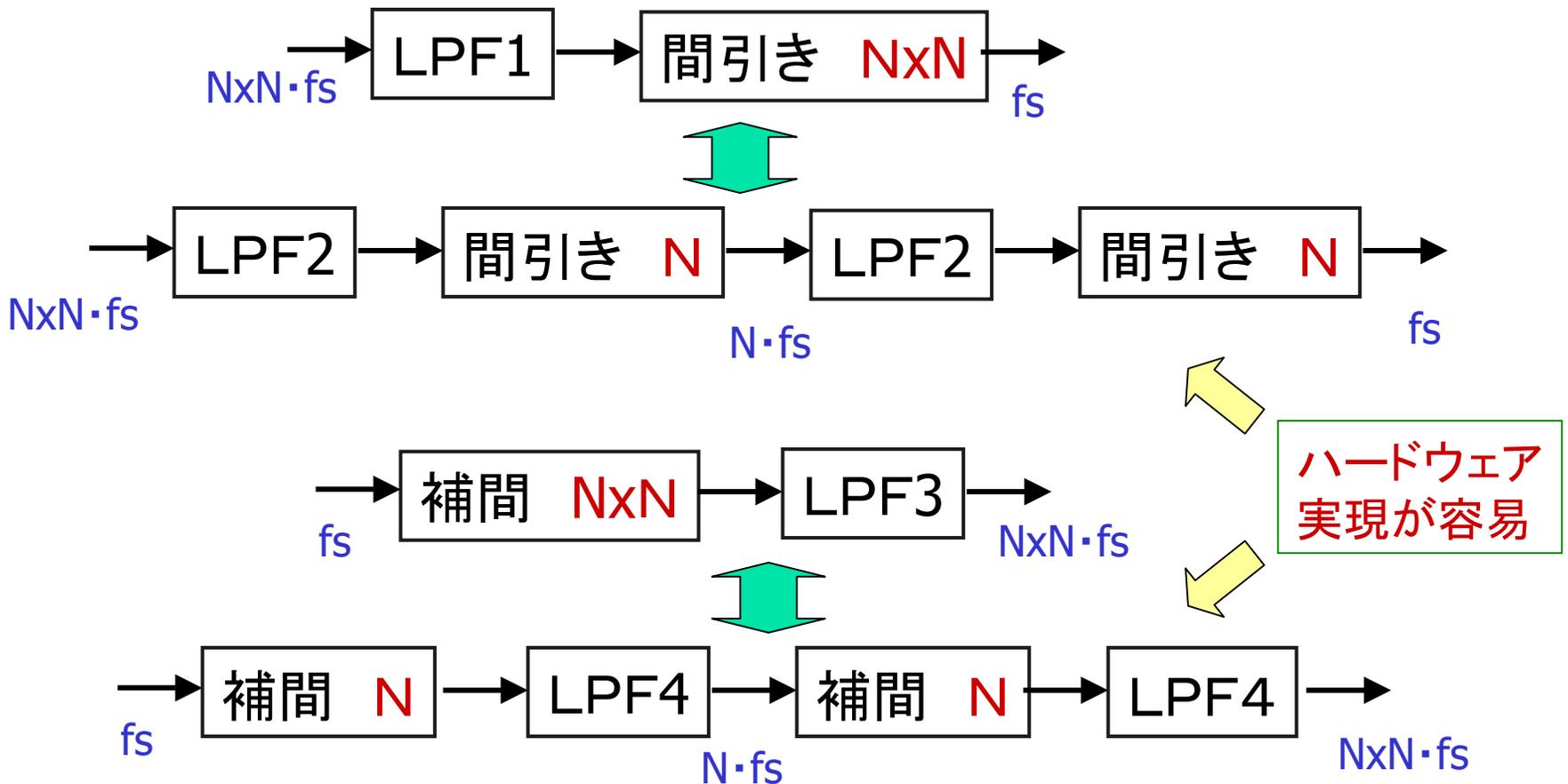
バンドパスフィルタ
後の信号



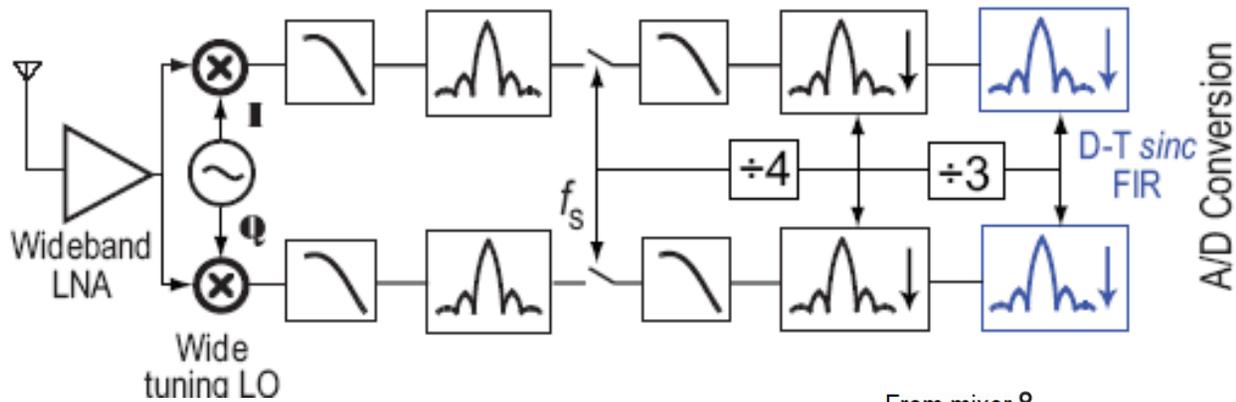
データの補間と周波数スペクトル



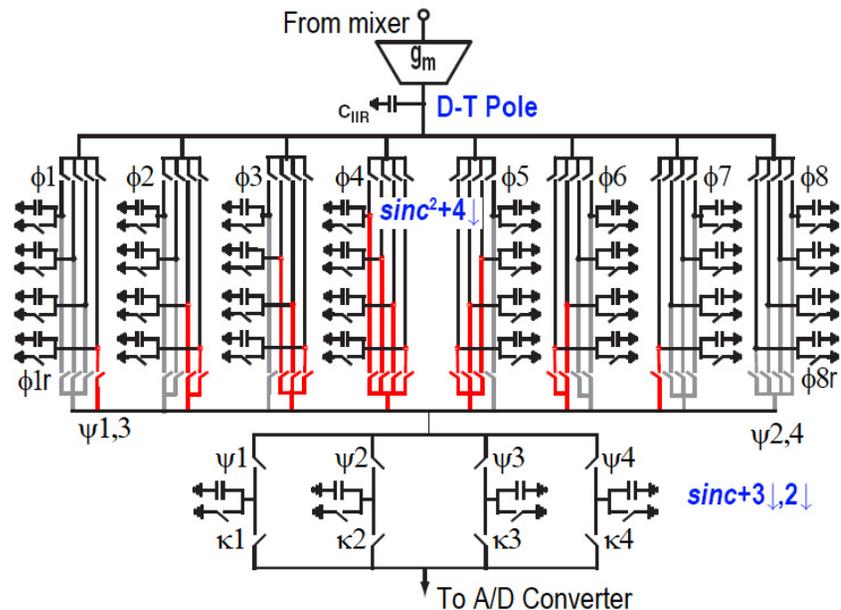
マルチレート信号処理

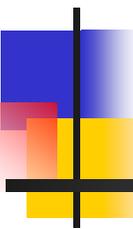


ソフトウェア無線用受信機 (TI社、UCLA)



- 窓積分フィルタ
- プログラマブル・アナログ・サンプリング・フィルタ
- マルチレート信号処理
- サンプリングレートの変換



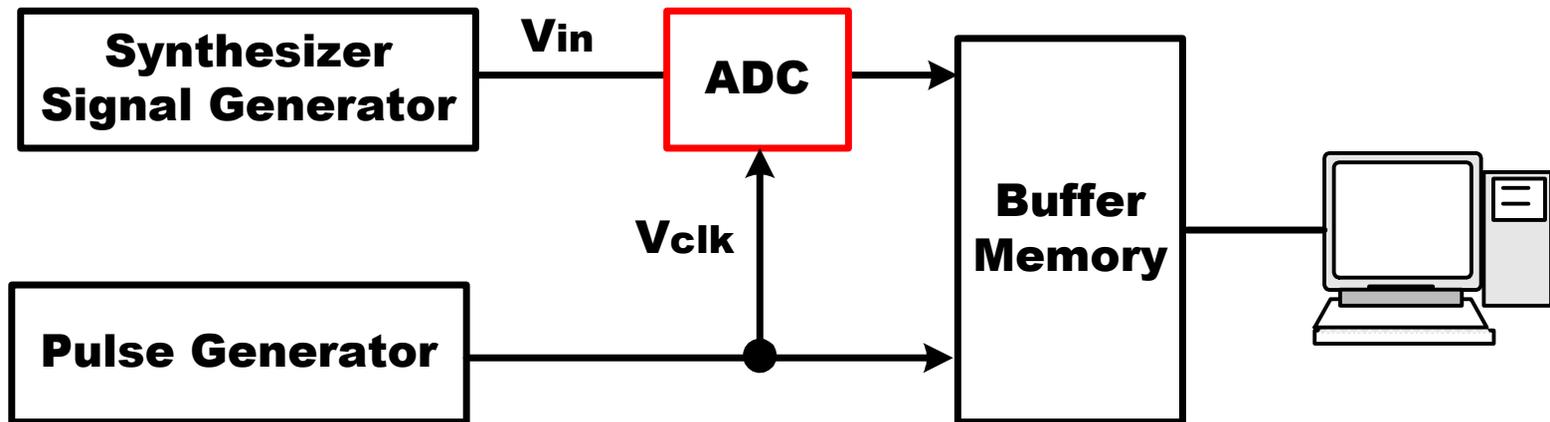


AD変換器の評価とサンプリング

- コヒーレントサンプリング
インコヒーレントサンプリング
- 波形の再構成
- ビート法

AD変換器の特性評価システム

- インコヒーレント・サンプリング -

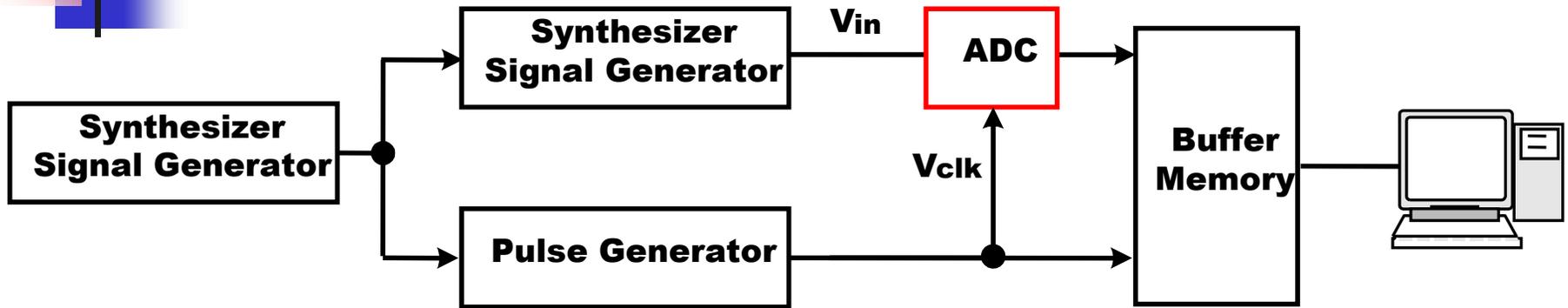


入力信号 V_{in} とサンプリングクロック V_{clk} は独立した発振器を用いる

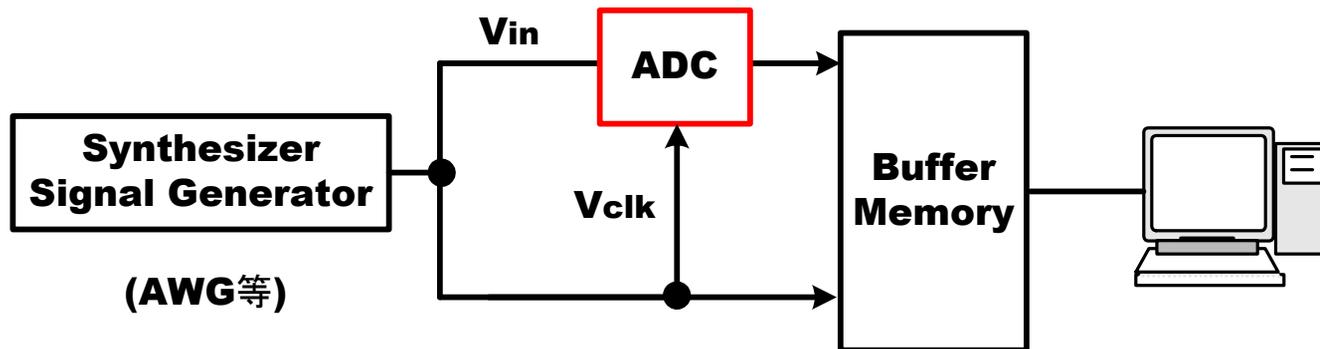


2つの周波数の相対精度が悪い

AD変換器の特性評価システム - コヒーレント・サンプリング -



入力信号 V_{in} とサンプリングクロック
 V_{clk} が1つのクロック信号により同期



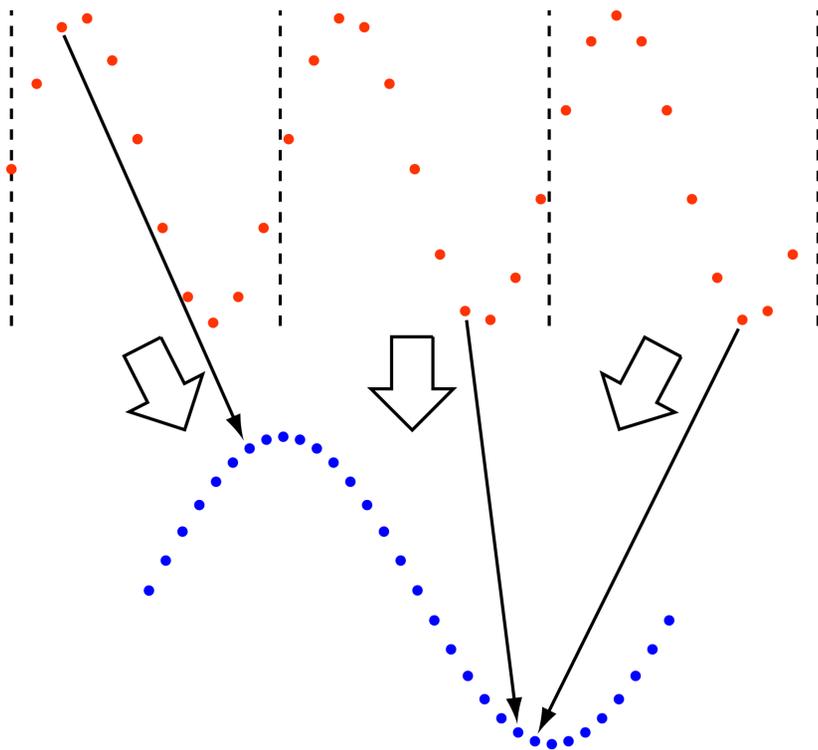
単一の信号源から入力信号と
サンプリングクロックを発生

ジッタに強い測定法

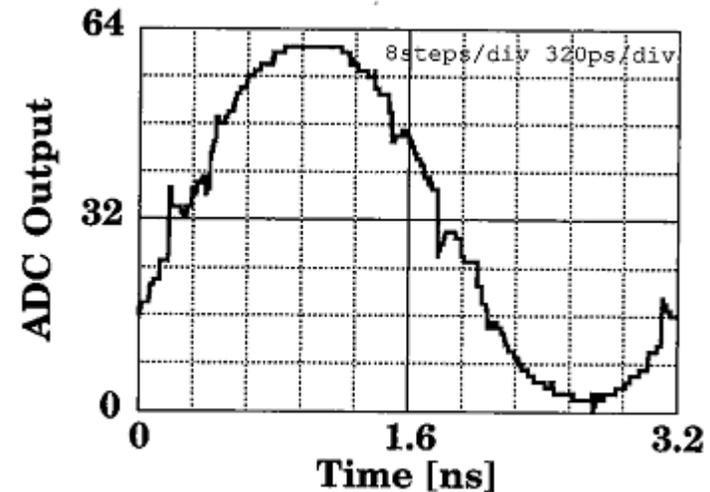
AD変換器出力の波形再構成

- コヒーレント・サンプリング -

ADCの正弦波入力に対する出力波形を
一周期の波形に並び替える



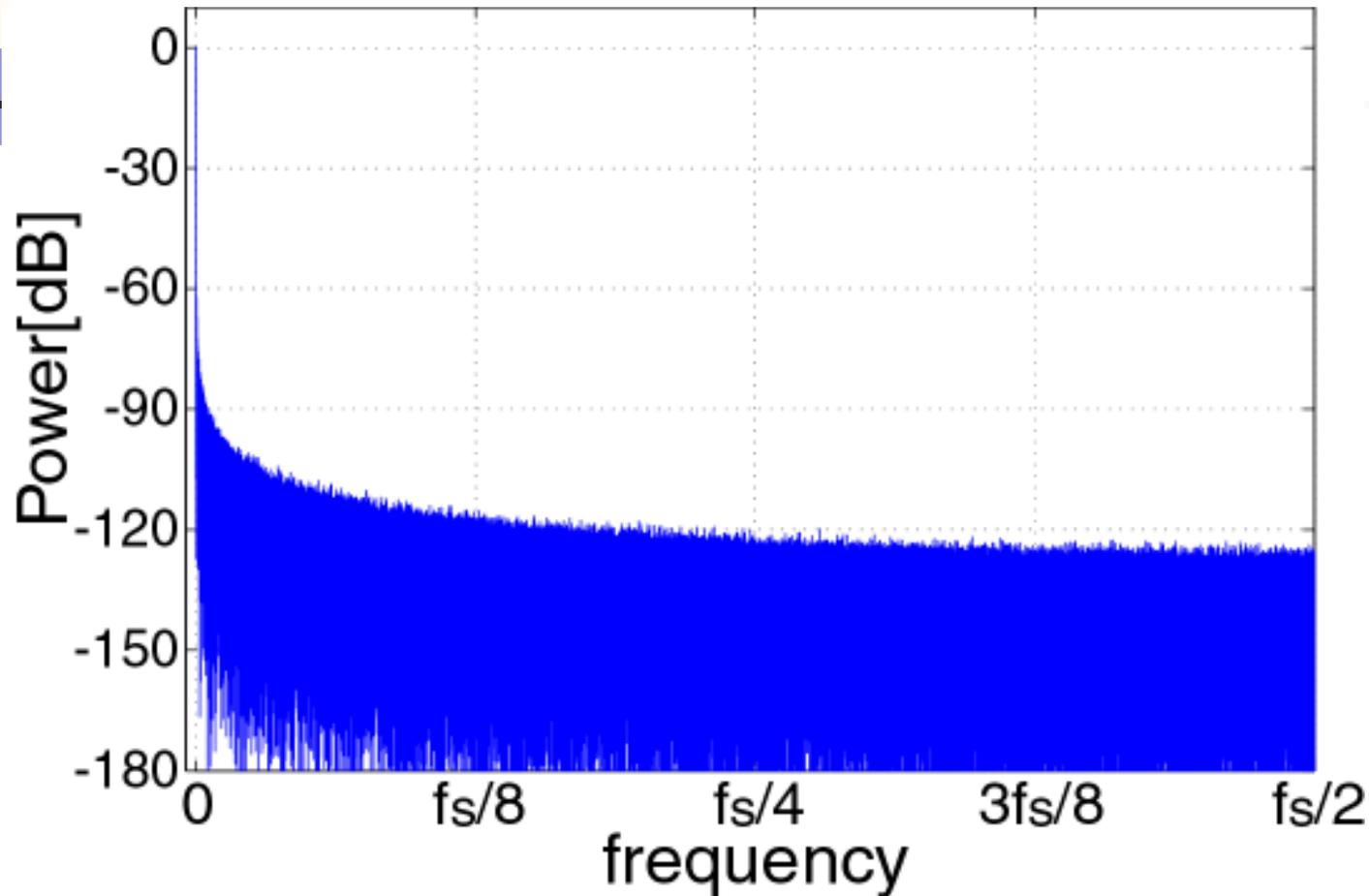
高周波入力に対する
AD変換器出力の実データ



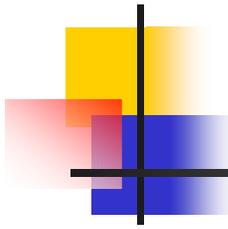
どのコードで誤差が
大きいか分かる

AD変換器出力波形の再構成後の FFT結果

分解能8ビット



- 量子化ノイズはホワイトノイズではない
- 信号成分のほかに高調波が順番に並んでいる



AD変換器出力のFFT解析

入力周波数 f_{in}

サンプリング周波数 f_s

取得するAD変換器出力データ数 N

とすると

N は2のべき乗 (例: $N=16 \times 1024$)

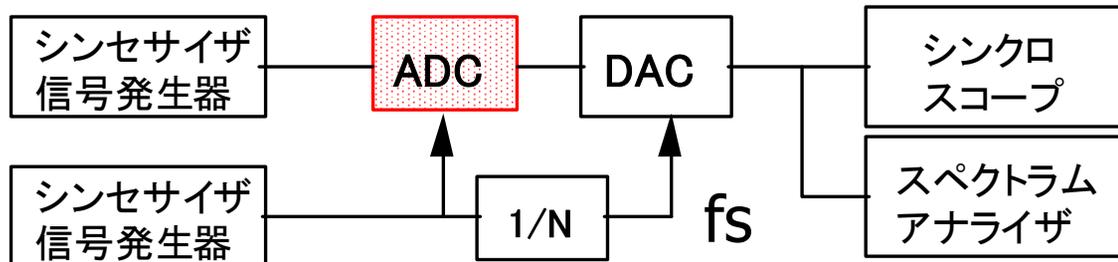
$$f_{in}/f_s = M/N$$

ここで M は素数

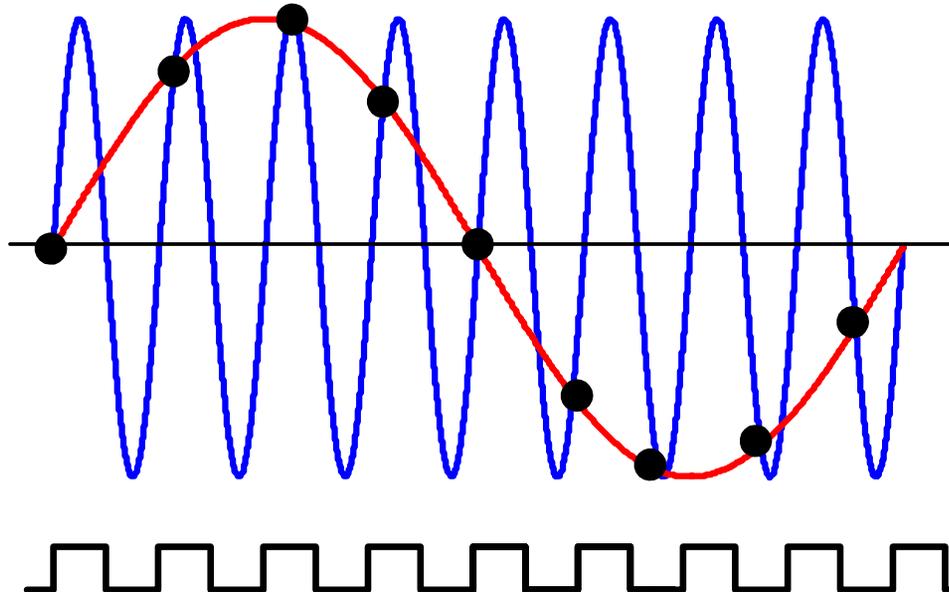
となるように f_{in} , f_s , N の値を決める。

ビート法による再生波形（１）

入力周波数 f_{in} ≡ サンプルング周波数 f_s



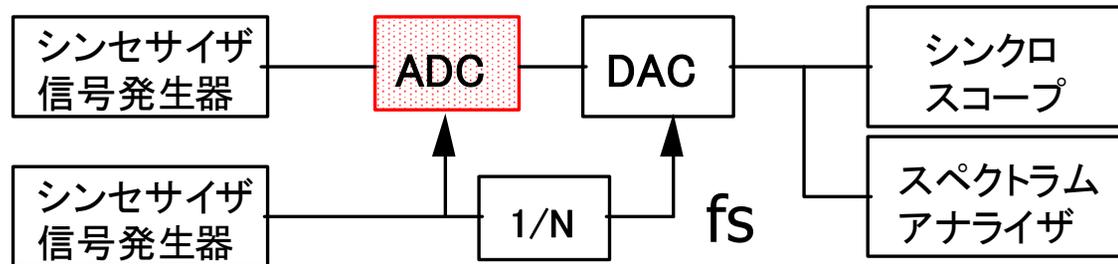
ビート周波数 $f_{beat} = f_{in} - f_s = f_s + \Delta f - f_s = \Delta f$



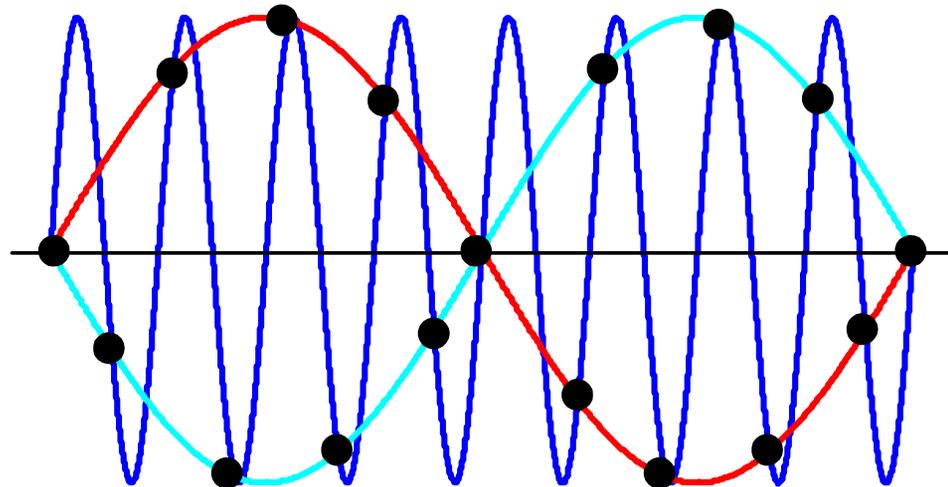
ビート法による再生波形 (2)

入力周波数 $f_{in} \doteq$ サンプリング周波数 $f_s/2$

信号スルーレート大



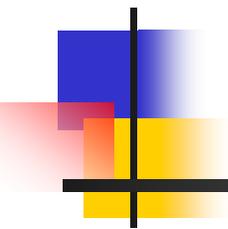
ビート周波数 $f_{beat} = f_{in} - f_s = f_s/2 \pm \Delta f - f_s = f_s/2 \pm \Delta f$



サンプリング

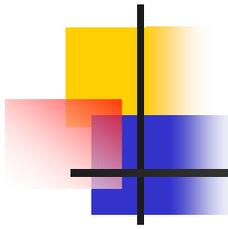
クロック f_s





サンプリング回路

- トラック・ホールド回路
- インパルス・サンプリング回路
 - インパルス信号
- 窓関数電荷サンプリング回路

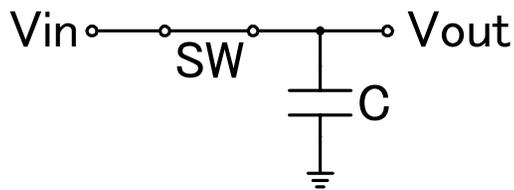
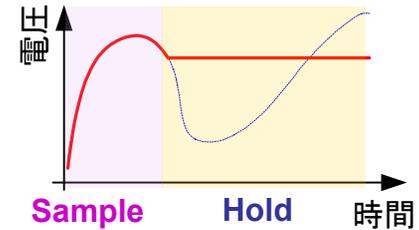
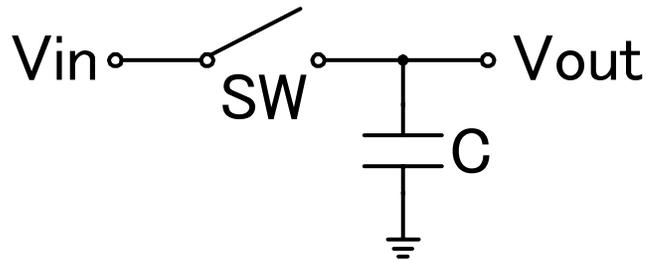
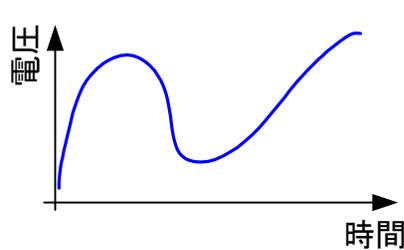


サンプリング回路の分類

- AD変換前段のS/H回路
 - サンプリング時間が十分に長い場合
 - **トラックホールド回路**
(SoC上のADCに使用)
 - サンプリング時間が短い場合
 - **インパルスサンプリング回路**
(サンプリングオシロスコープに使用)

サンプリング回路の構成と動作

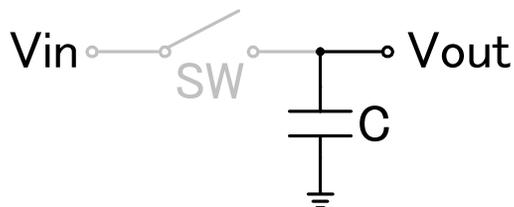
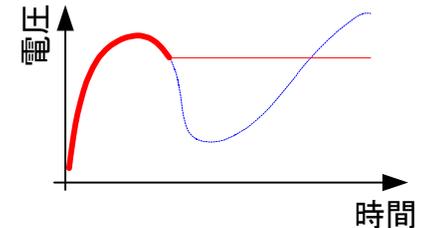
■ 基本構成: スイッチと容量



• スイッチSWがONの時

• $V_{out}(t) = V_{in}(t)$

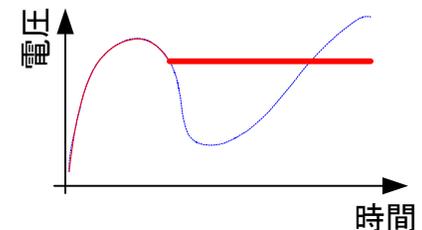
Sample動作



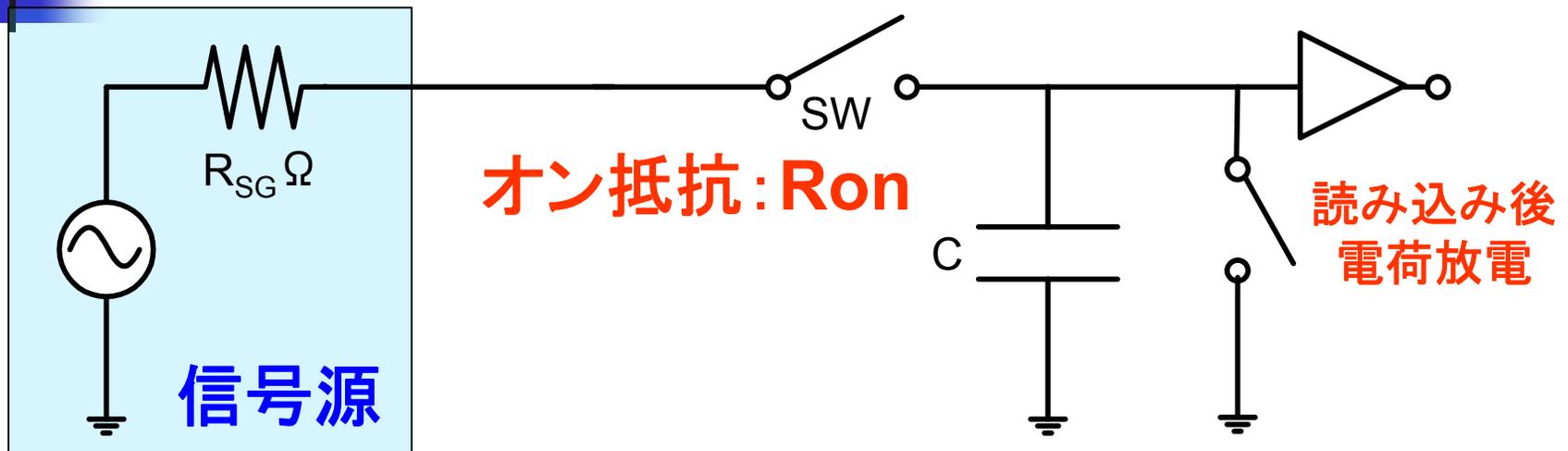
• スイッチSWがOFFの時

• $V_{out}(t) = V_{in}(t_{OFF})$

Hold動作

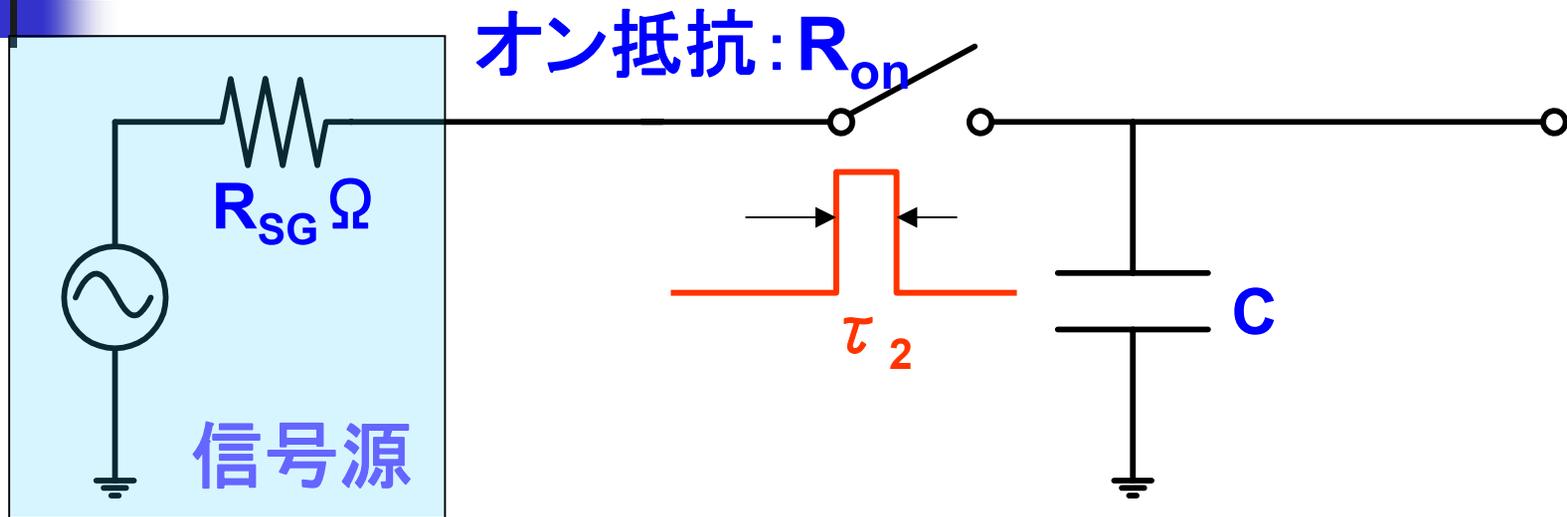


広帯域サンプリング回路



- 広帯域化(高周波数化)
⇒ 入力バッファ実現困難
⇒ 入力バッファを除いた構成

サンプリング回路での 2つの時定数 τ_1 、 τ_2

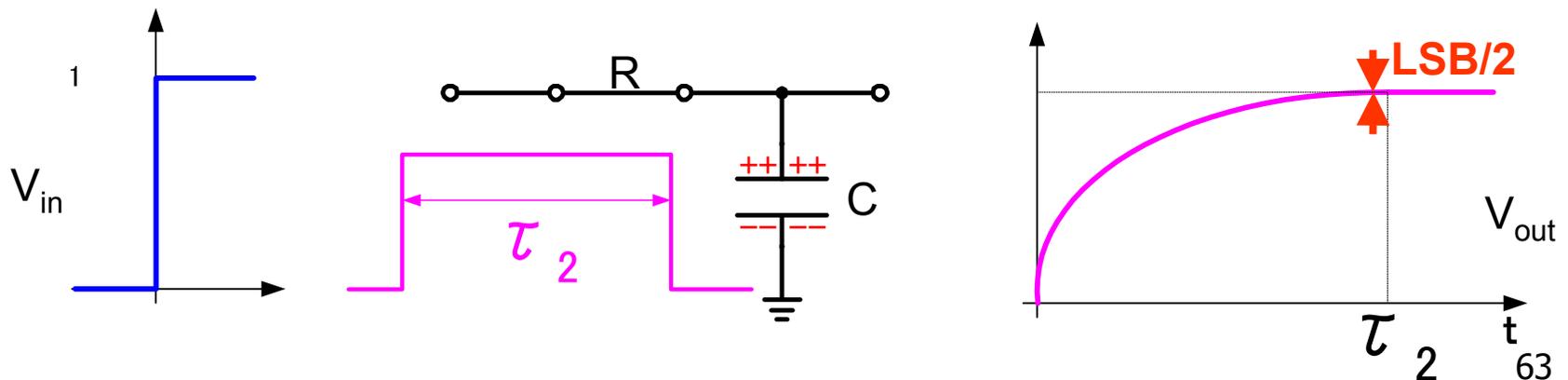


■ 時定数

- τ_1 : 信号源の抵抗とスイッチのオン抵抗の合成抵抗と容量から構成される時定数 $((R_{on} + R_{SG}) \times C)$
- τ_2 : スイッチング時間窓

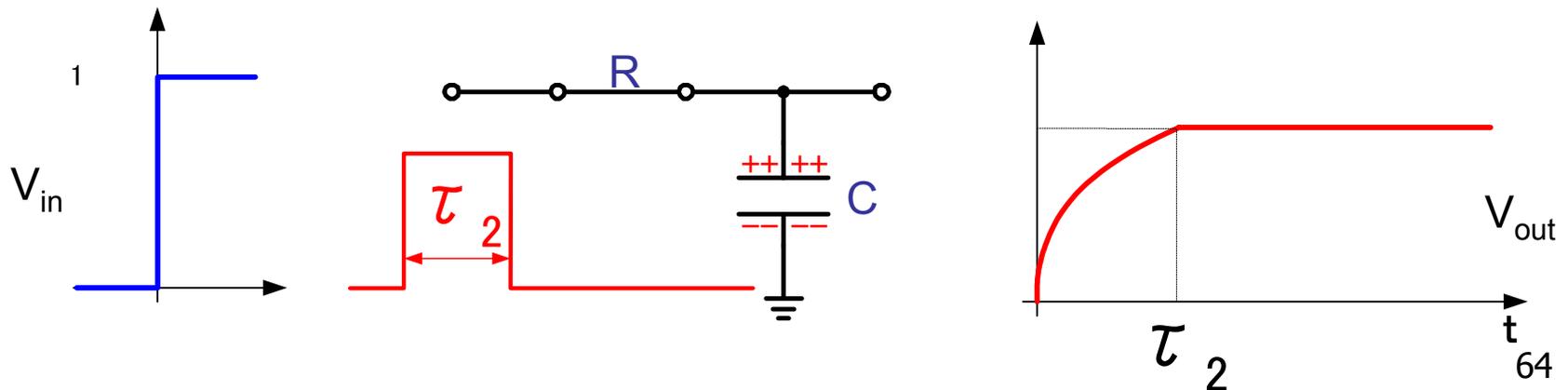
トラックホールド回路 $\tau_2 \gg \tau_1$

- SoC上のADCに使用
- 高周波数信号 \Rightarrow 高速サンプリング必要
- 入出力差がLSB/2になるまでトラック
- 帯域: $\omega_{BW} = 1/RC$
- 高SNR \leftarrow C大



インパルスサンプリング回路 $\tau_2 \ll \tau_1$

- サンプリング・オシロスコープに使用
- 高周波信号 \Rightarrow スイッチング時間窓 $\tau_2 \rightarrow$ 小
- 信号源へのCの影響を減らすため τ_2 小
- 高SNR \leftarrow C 小

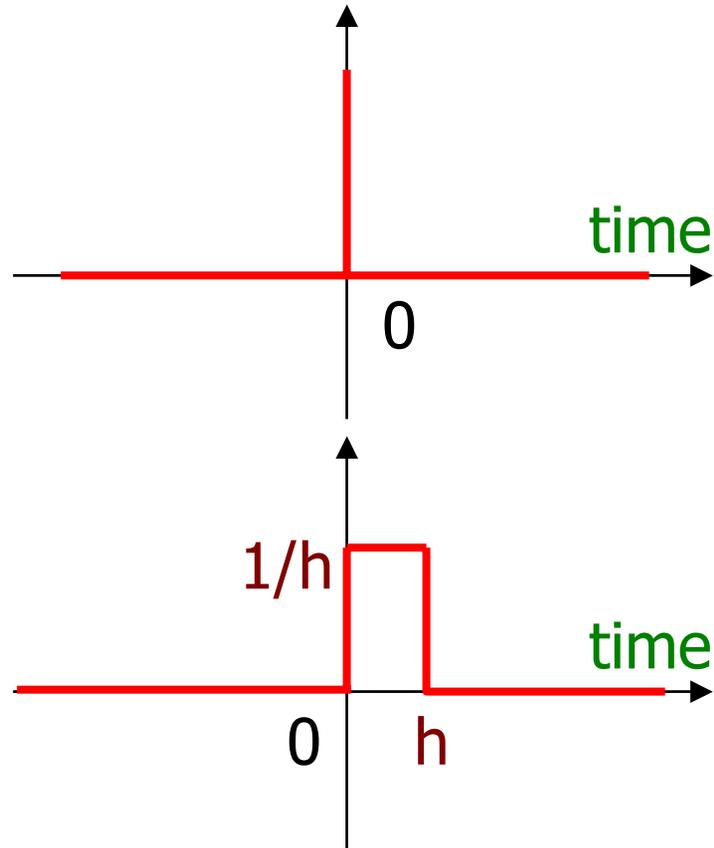


インパルス信号(デルタ関数)

$$\delta(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ \infty & (t = 0) \\ 0 & (t > 0) \end{cases}$$

$$= \lim_{h \rightarrow +0} \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ 1/h & (0 < t < h) \\ 0 & (t > h) \end{cases}$$

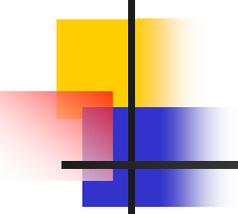
(注) $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$



- 厳密なインパルス信号は物理的に実現不可能。

- δ 関数を用いると理論展開に便利。

「よーいドン」のピストルの音
スイカをコツンとたたく



インパルス信号と余弦波との関係

- インパルス信号:

- 全ての周波数成分 ω を等パワーで含む。
- 位相が揃っている。
時刻ゼロで各周波数成分 ω の位相はゼロ。

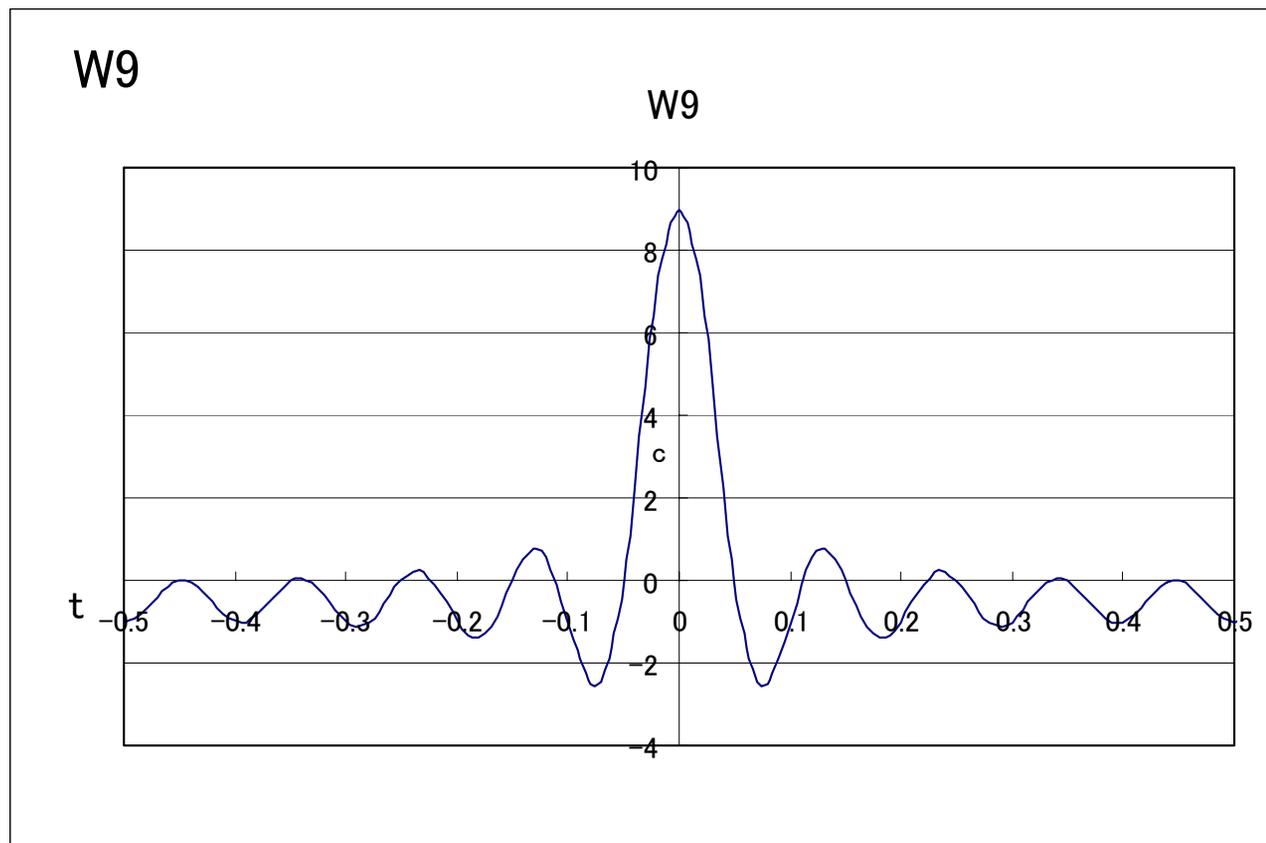
$$\delta(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \cos(\omega t) d\omega$$

- 太陽光(白色光):

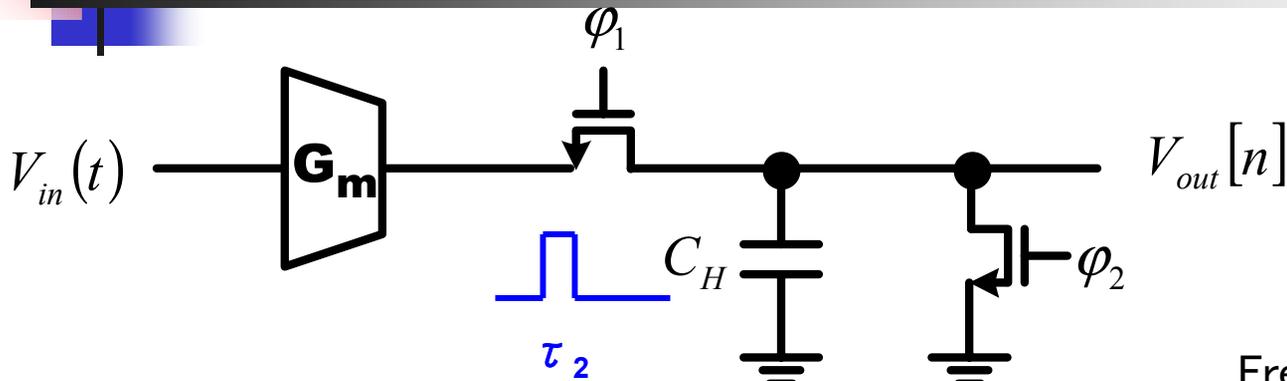
- 全ての周波数成分 ω を等パワーで含む。
- 位相が揃っていない。

余弦波の和は インパルス信号に近づく

$$\cos(\omega t) + \cos(2\omega t) + \cos(3\omega t) + \dots + \cos(9\omega t)$$

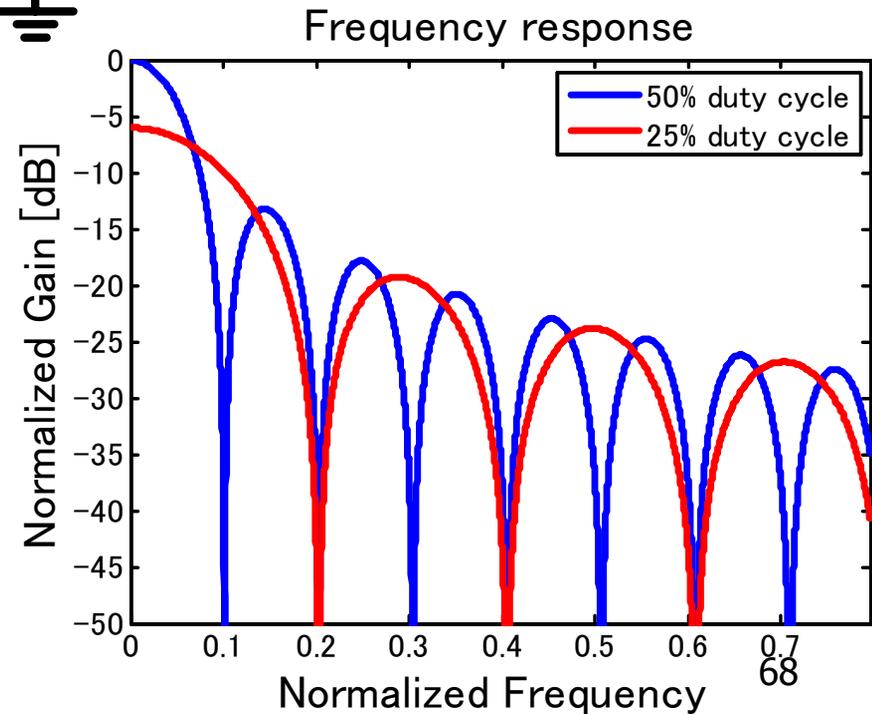


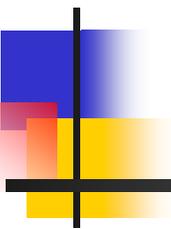
窓関数電荷サンプリング回路 (Windowed charge sampler circuit)



$$|H_w(\omega)| = G_m \tau_2 \left| \frac{\sin\left(\omega\pi \frac{\tau_2}{T_S}\right)}{\omega\pi \frac{\tau_2}{T_S}} \right|$$

- ソフトウェア無線受信部に使用
- SINC関数のゼロ点で
フィルタリング
- ジッタの影響が少ない





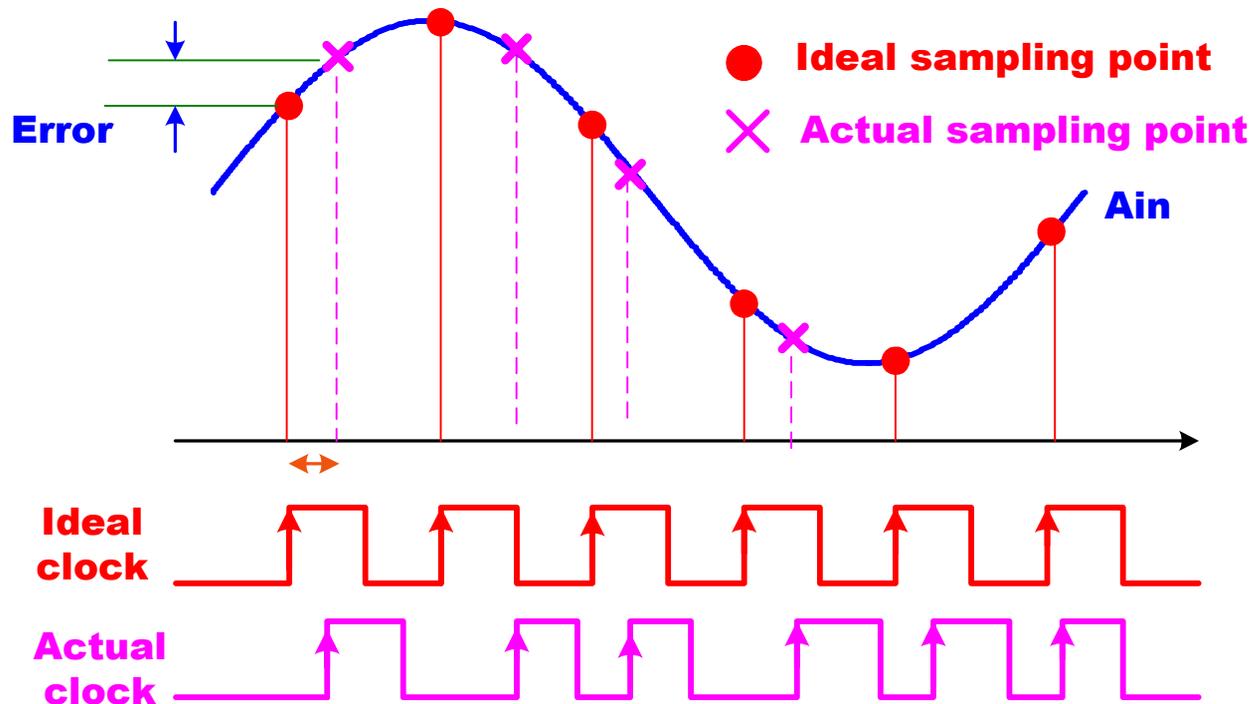
サンプリング・タイミング誤差

- サンプリング回路でのジッタ
- サンプリングクロック発生とジッタ
- サンプリングクロック立ち上がり時間
- インターリーブAD変換器とタイミングスキュー

サンプリング・クロック・ジッタの影響

■ クロックの揺らぎ⇒サンプリング点の誤差

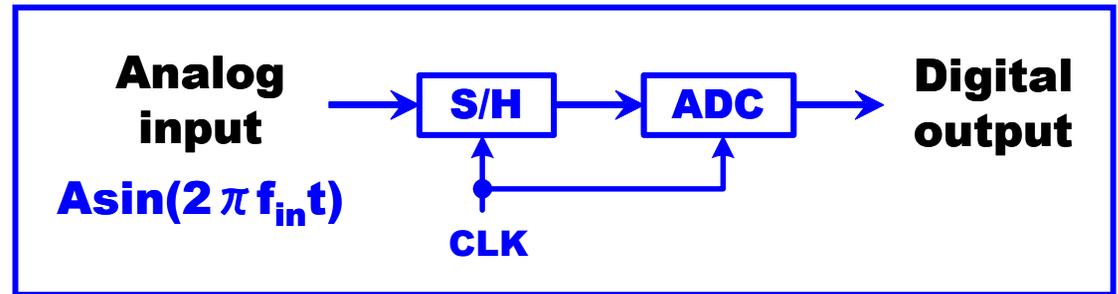
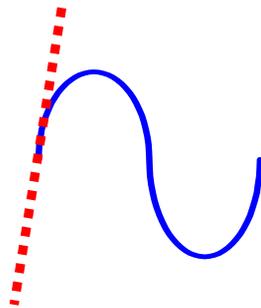
時間軸誤差(ジッタ)が振幅軸誤差(Error)になる



サンプリングタイミング誤差による 精度劣化

sin波入力

$$dv/dt = 2\pi f_{in} A$$



ジッタによる誤差(Error)

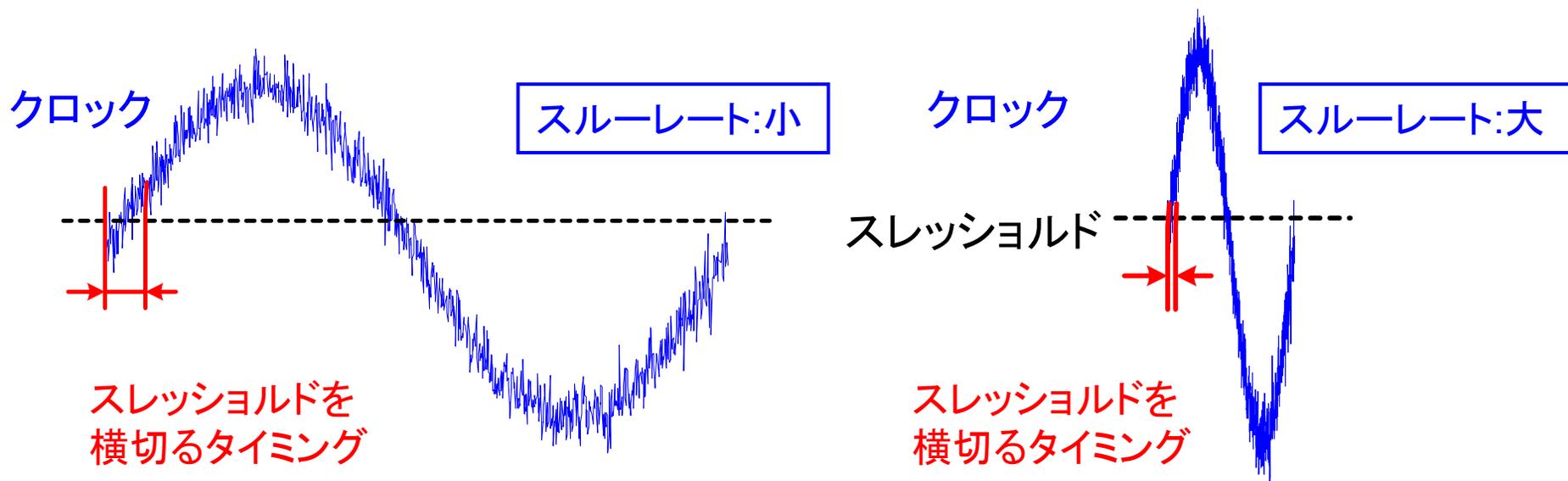
$$dV = 2\pi f_{in} A \delta_t$$

⇒ ジッタ δ_t 、振幅 A 、周波数 f_{in} が高い程大きい

クロック発生とジッタ

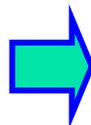
クロック発生回路

- 熱雑音の観点から



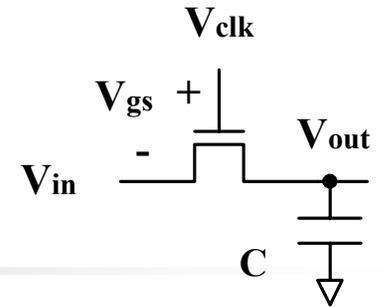
$$CK(t) = A \sin(\omega t)$$

$$\frac{d}{dt} CK(t) = |A \omega| \cos(\omega t)$$

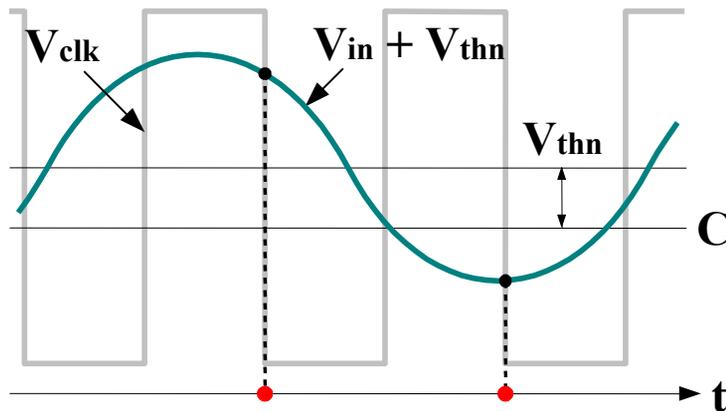


$A, \omega \rightarrow \text{大} \Rightarrow \text{ジッタ小}$

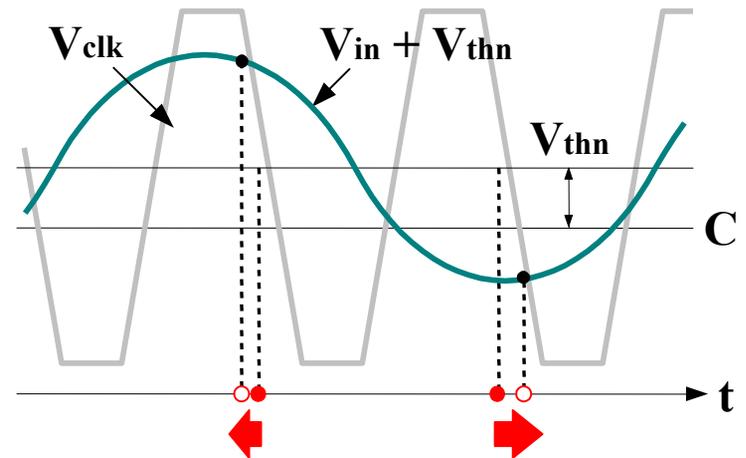
サンプリング・クロックの有限立ち上がり時間の影響



立ち上がり時間：ゼロ



立ち上がり時間：有限



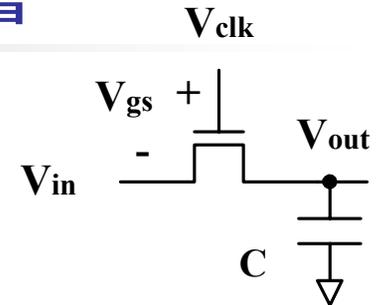
MOSスイッチのゲートを駆動するサンプリング・クロックが有限のスロープを持つとき、トラックモードからホールドモード (ON→OFF) の移行のタイミングが、入力レベルに依存。



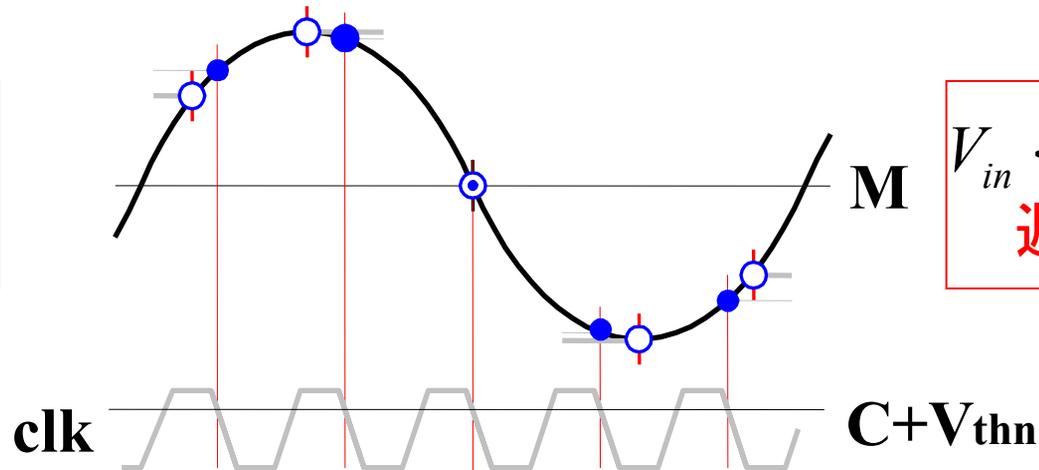
入力信号依存サンプリング・タイミング誤差

入力信号依存 サンプリングタイミング誤差の影響

NMOSサンプリング回路の場合



$V_{in} > M$ のとき、
進み位相



$V_{in} < M$ のとき、
遅れ位相

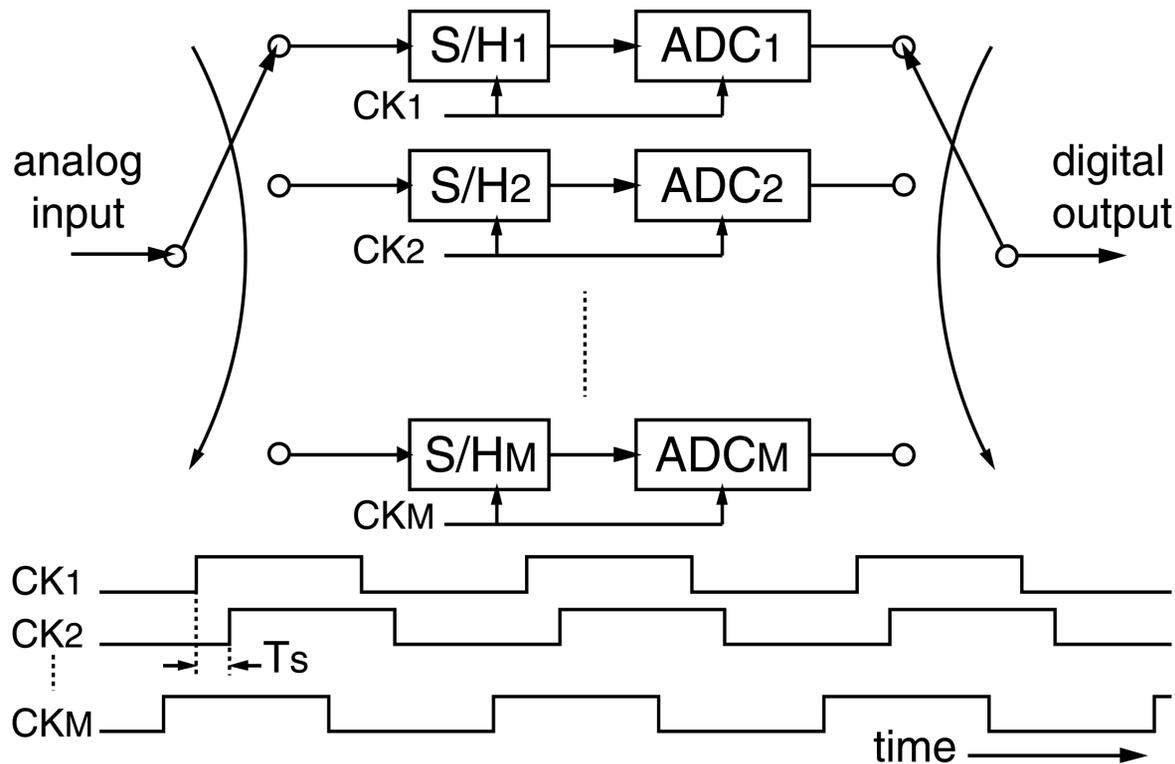
入力信号依存サンプリング・ジッタの影響



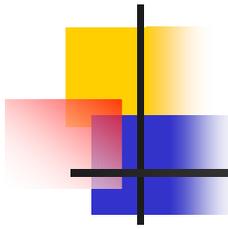
実際のサンプリング値が位相変調となって現れる。

インターリーブAD変換器

- M個のADCのインターリーブでM倍のサンプリングレートを実現



CK1, CK2, ..., CKM 間のタイミングスキューがジッタに見える。



まとめ

波形サンプリング技術はアナログの

- アーキテクチャ設計
- 回路設計
- 性能の測定評価

で用いる重要な技術の一つ。

理論から回路実現に関するさまざまな面白い問題がある。

サンプリング技術は
高速スイッチング微細CMOSに適した技術。

 半導体デバイス進展のトレンドに合致。

最後に

日本がアナログで勝つためには — アナログ・サイエンスの提唱 —

アナログを「**匠の技**」から「**サイエンス**」へ

「匠の技」「センス」「経験」ばかりを主張していると、
アナログ人口は増えず、産業は伸びない。

技術でうまくいく、いかないというのは
「**理屈**」がある。それを**科学的に**解明し
体系的な設計論、教育システムを確立するべき。

大阪大学 谷口研二先生

アナログ回路に不思議はない。



すべて理詰めで理解できる(基礎理論の習得が重要)。

サンプリング回路の 信号ノイズ比と帯域との関係

CMOS アナログ回路

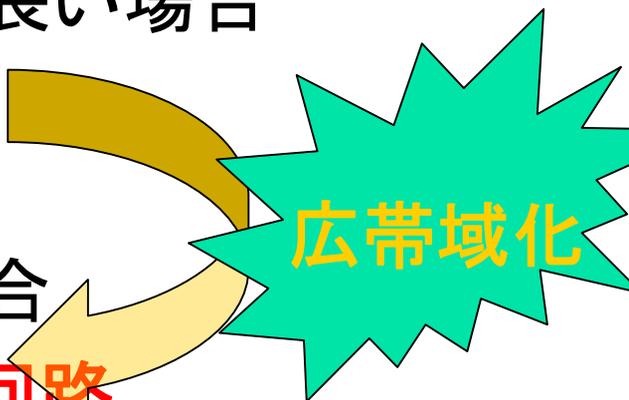
ノイズより**ミスマッチ**が大きな誤差要因のこと多し
ノイズの問題が軽視されていないか。

連続時間アナログフィルタ

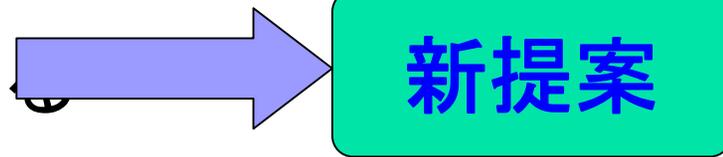
フィルタ理論、回路構成だけでなく
ノイズ、線形性、消費電力が重要
サンプリング回路のノイズを調べる

サンプリング回路技術の現状

- A/D変換前段のS/H回路
 - サンプリング時間が十分に長い場合
 - **トラックホールド回路**
(SoC上のADCに使用)
 - サンプリング時間が短い場合
 - **インパルスサンプリング回路**
(サンプリングオシロスコープに使用)
- 現在別々に扱われてい



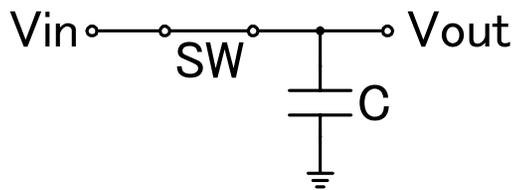
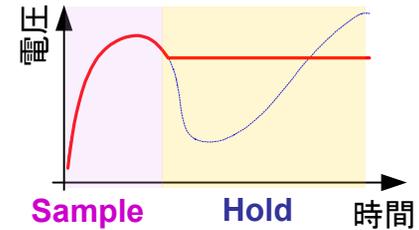
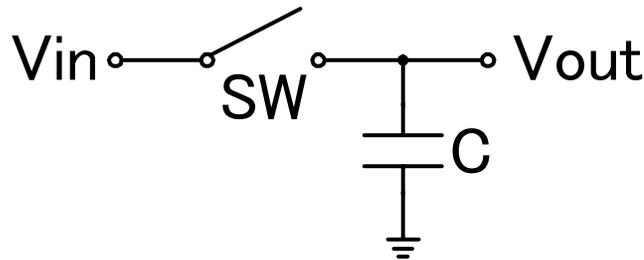
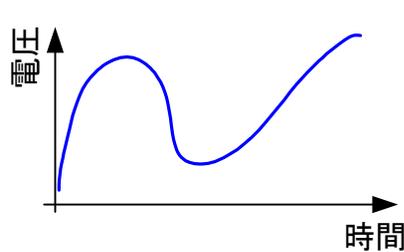
広帯域化



新提案

S/H回路の動作

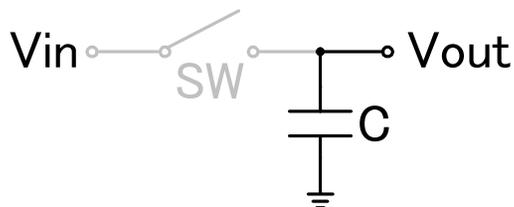
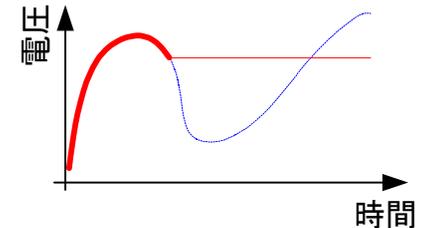
■ S/H回路の基本構成：スイッチと容量



• スイッチSWがONの時

• $V_{out}(t) = V_{in}(t)$

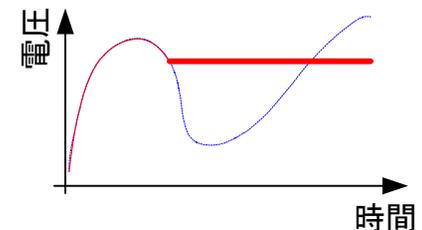
Sample動作



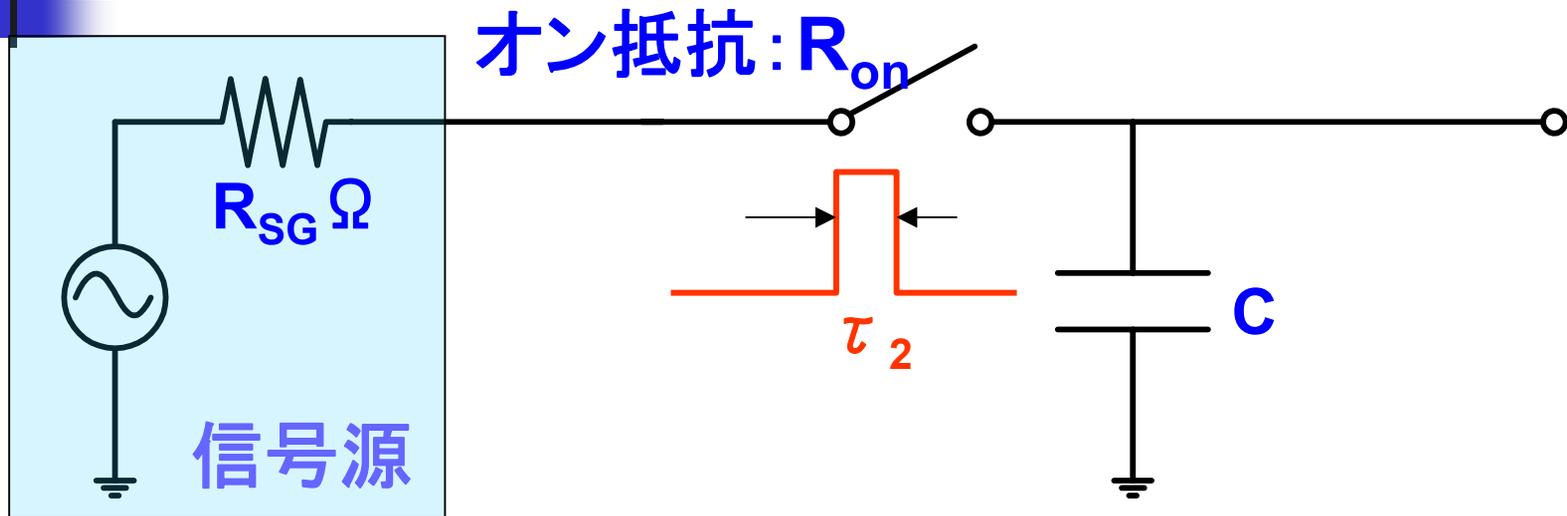
• スイッチSWがOFFの時

• $V_{out}(t) = V_{in}(t_{OFF})$

Hold動作



S/H回路での2つの時定数 τ_1 、 τ_2



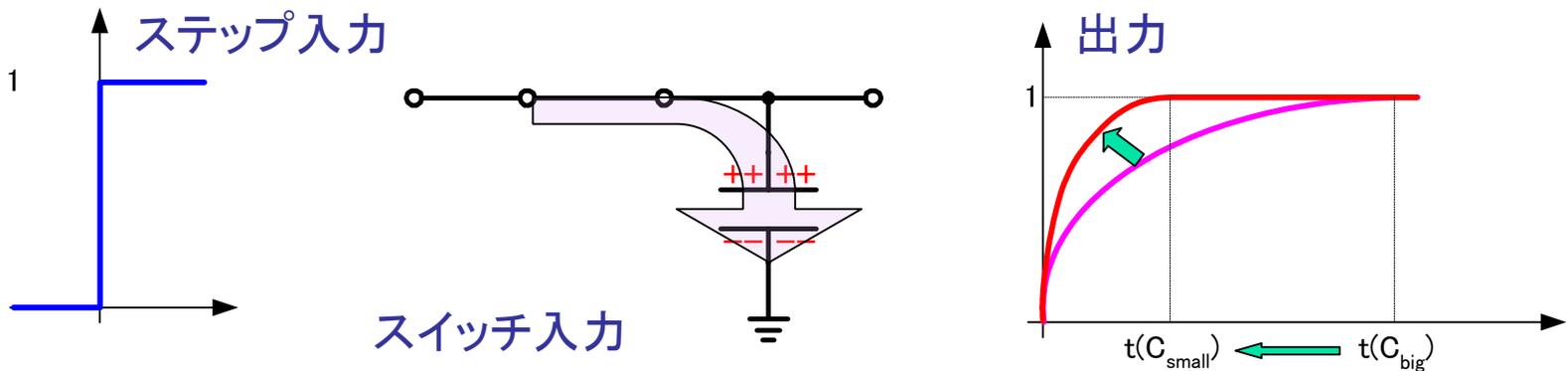
■ S/H回路の時定数

- τ_1 : 信号源の抵抗とスイッチのオン抵抗の合成抵抗と容量から構成される時定数 $((R_{on} + R_{SG}) \times C)$
- τ_2 : スイッチング時間窓

時定数 τ_1 (容量) の影響

■ 帯域

- 容量: 小 \Rightarrow 素早い充電が可能 (帯域: 広)



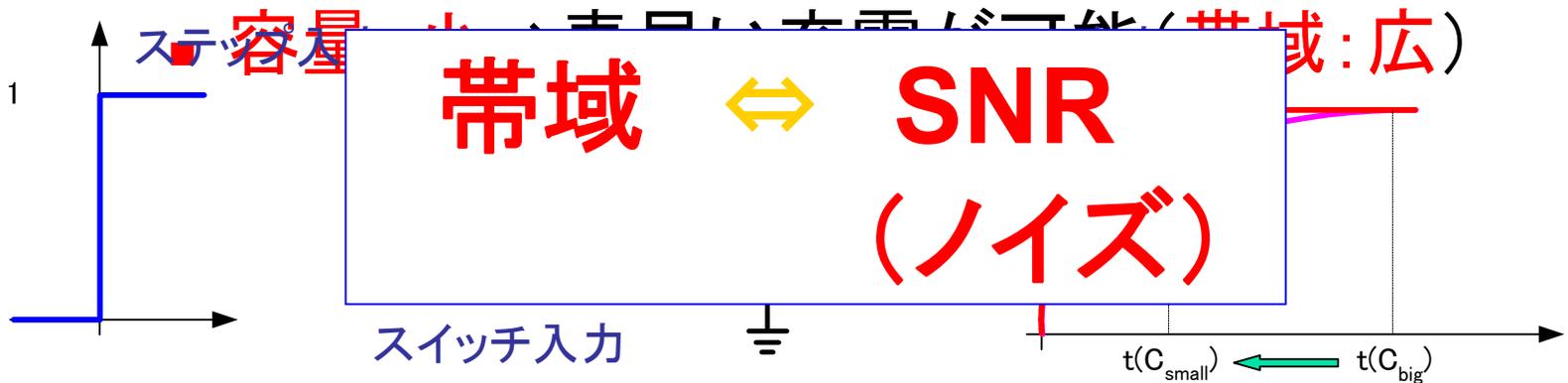
■ 熱雑音

$$N_{rms} = \sqrt{\frac{kT}{C}}$$

時定数 τ_1 (容量) の影響

■ 帯域

■ 容量: 小 \Rightarrow ノイズ: 大



■ 熱雑音

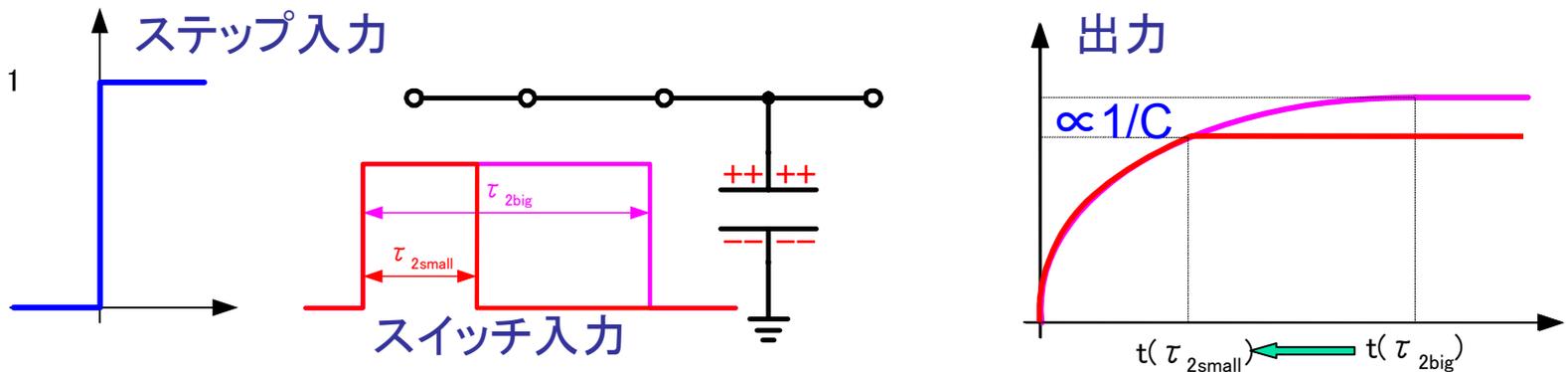
■ 容量: 小 \Rightarrow ノイズ: 大

$$N_{rms} = \sqrt{\frac{kT}{C}}$$

サンプリング時間窓 τ_2 の影響

■ 帯域

- パルス幅: 短 \Rightarrow 出力: 素早く定まる (帯域: 広)



■ 信号成分

- パルス幅: 短 \Rightarrow 信号成分: 小 $Signal \propto \frac{1}{C}$

サンプリング時間窓 τ_2 の影響

■ 帯域

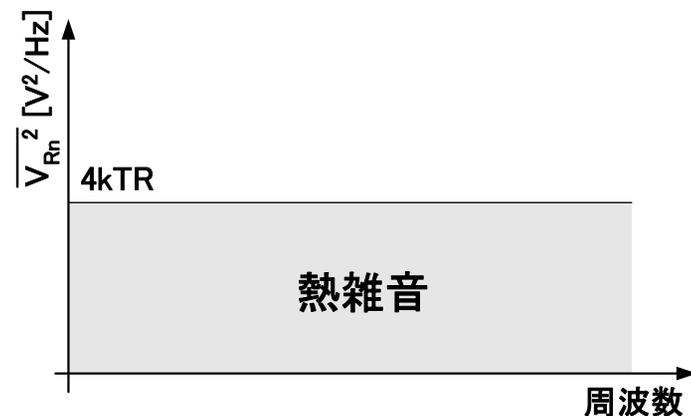
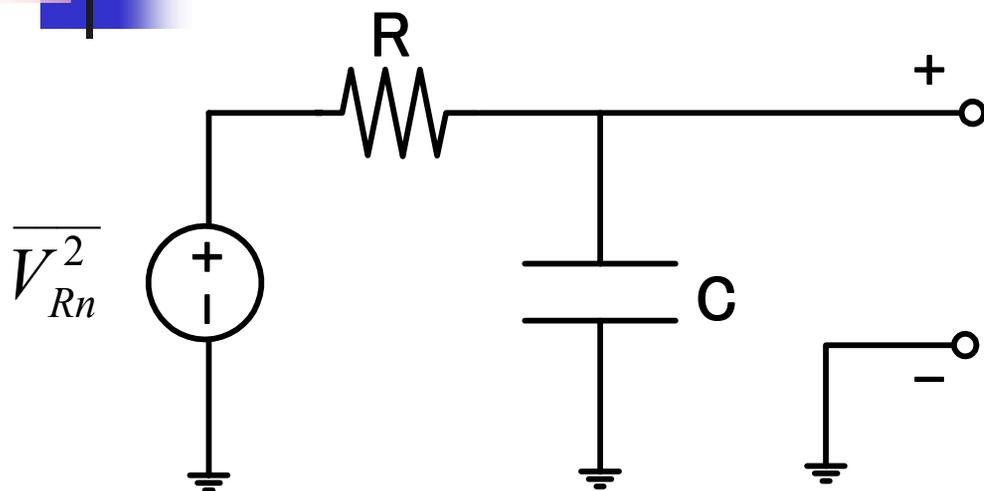
- パルス幅: 短 \Rightarrow 出力: 素早く定まる (帯域: 広)



■ 信号成分

- パルス幅: 短 \Rightarrow 信号成分: 小 $Signal \propto \frac{1}{C}$

S/H回路での出力熱雑音

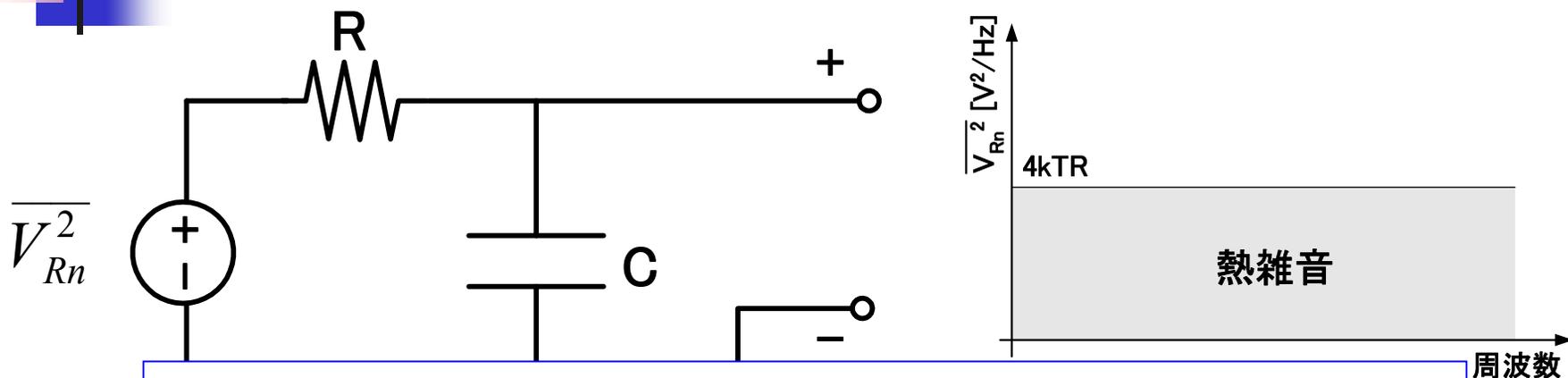


雑音パワー

$$P_{n,out} = \int_0^{\infty} \frac{4kTR}{4\pi^2 R^2 C^2 f^2 + 1} df$$
$$= \frac{kT}{C}$$

ホールド状態での熱雑音が問題

S/H回路での出力熱雑音



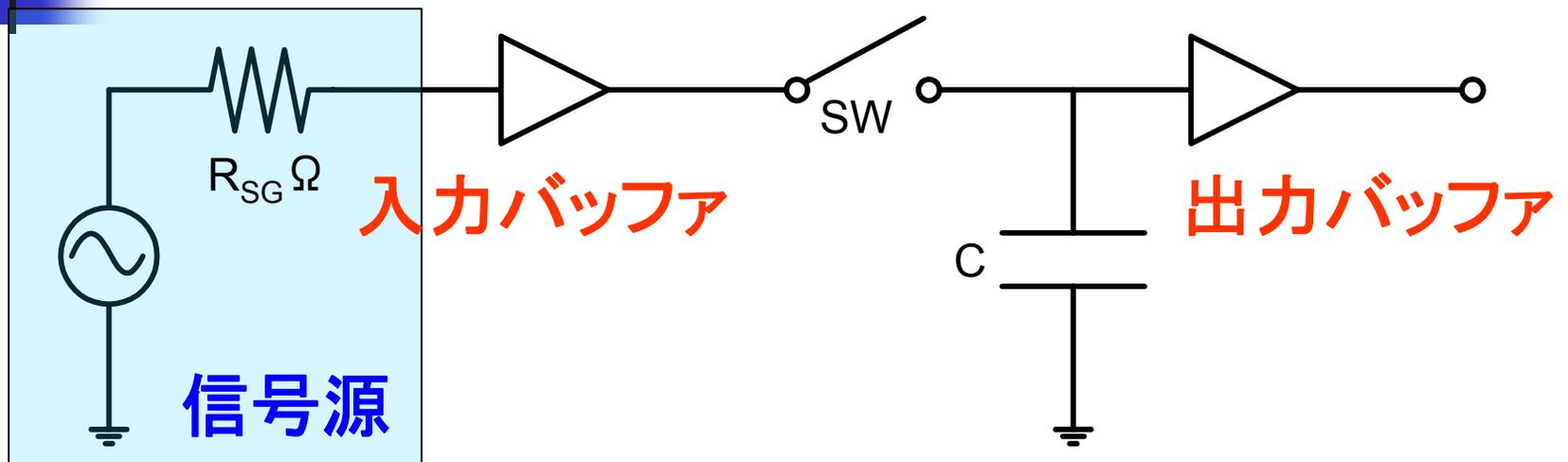
広帯域化 \Rightarrow **C:小** \rightarrow **P_{noise}:大**

雑音パワー

$$P_{n,out} = \int_0^{\infty} \frac{4kTR}{4\pi^2 R^2 C^2 f^2 + 1} df$$
$$= \frac{kT}{C}$$

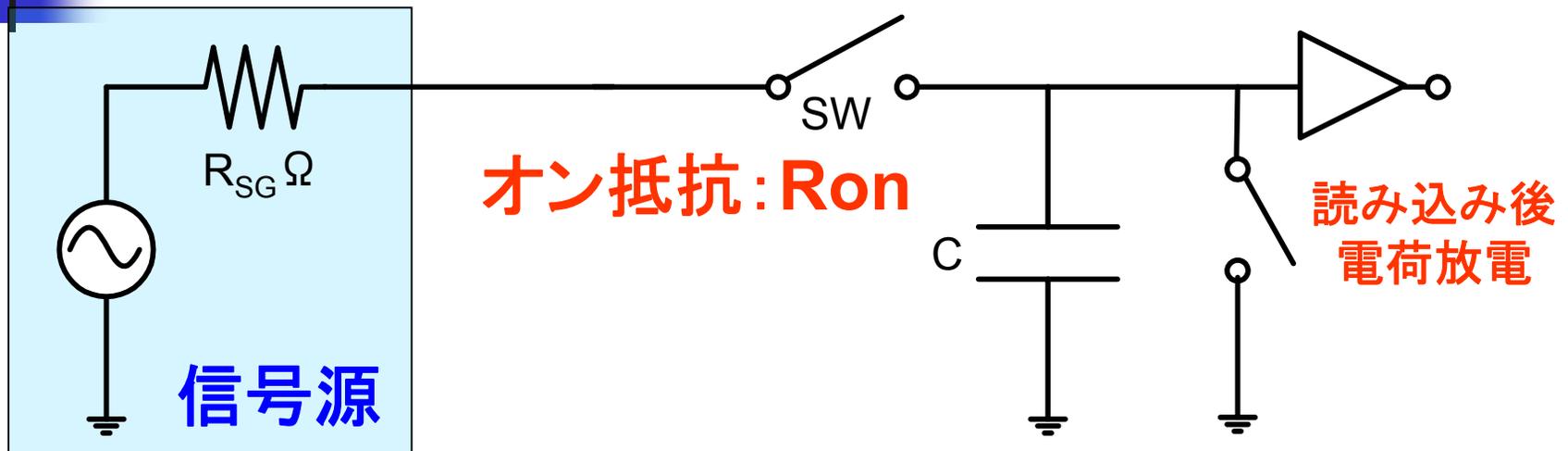
ホールド状態での熱雑音が問題

S/H回路の広帯域化



- 広帯域化(高周波数化)
⇒ 入力バッファ実現困難

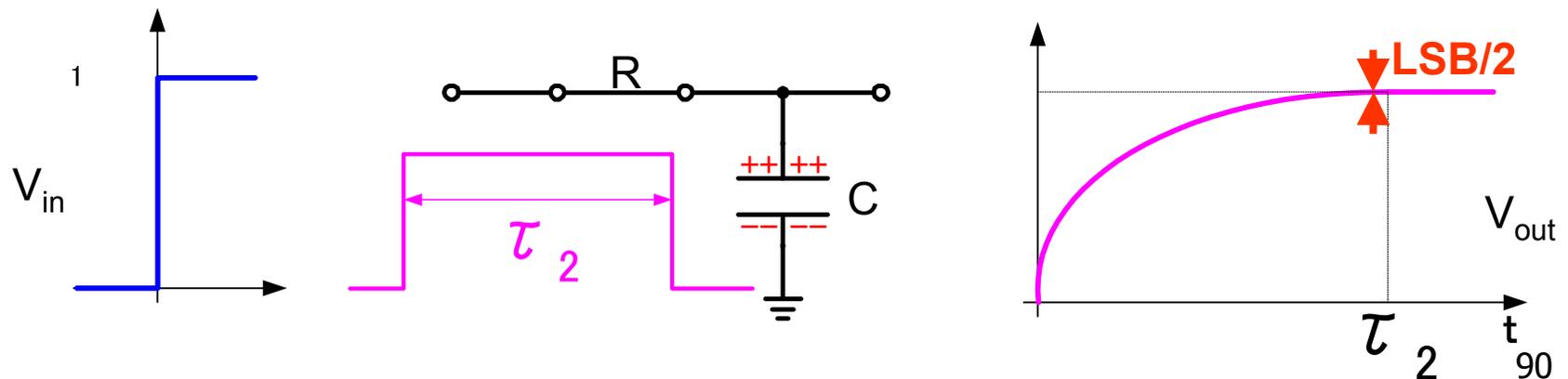
S/H回路の広帯域化



- 広帯域化(高周波数化)
⇒ 入力バッファ実現困難
⇒ 入力バッファを除いた構成

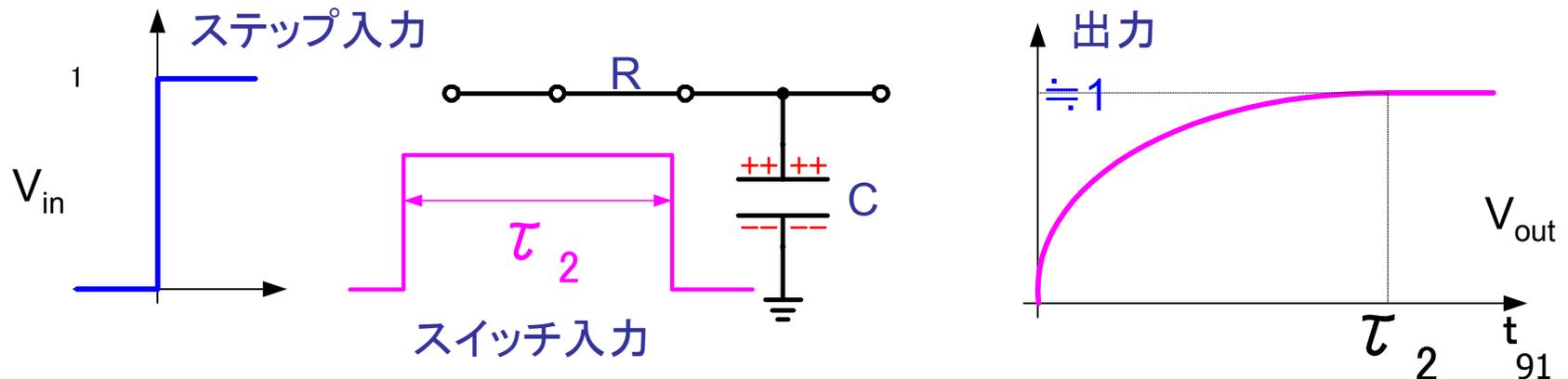
トラックホールド回路 $\tau_2 \gg \tau_1$

- SoC上のADCに使用
- サンプリング定理
- 単発信号測定可能
- 高周波数信号⇒高速サンプリング必要
- 入出力差がLSB/2になるまでトラック



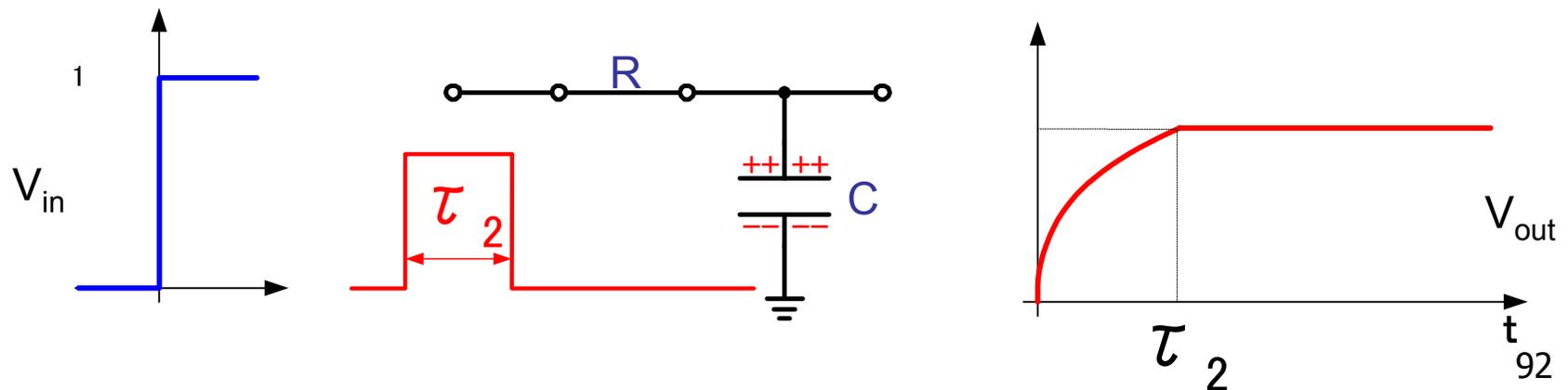
トラックホールド回路の動作

- スイッチ時間窓 $\tau_2 \gg \tau_1$
 - 容量に対して十分充電可能
⇒ 出力信号成分: $S \doteq 1$ 、
出力雑音成分: $N_{\text{rms}} = \sqrt{kT/C}$
 - SNR: $SNR \propto \sqrt{C}$
 - 帯域: $\omega_{\text{BW}} = 1/RC$



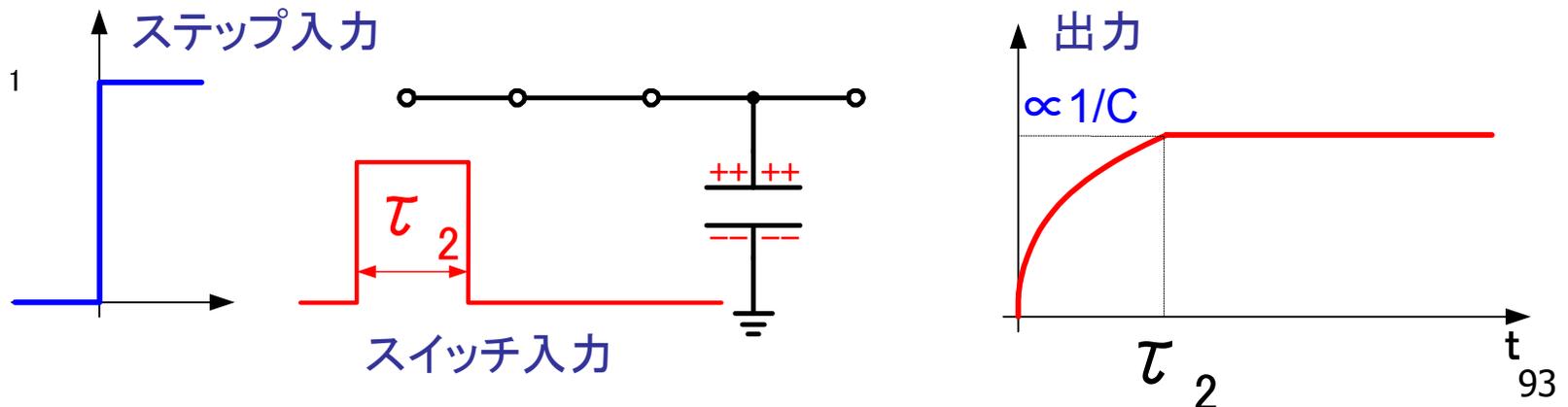
インパルスサンプリング回路 $\tau_2 \ll \tau_1$

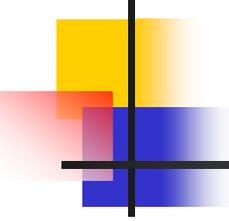
- サンプリング・オシロスコープに使用
- 等価時間サンプリング
- 繰り返し生起する信号
- 高周波信号 \Rightarrow スイッチング時間窓 $\tau_2 \rightarrow$ 小
- 信号源へのCの影響を減らすため τ_2 小



インパルスサンプリング回路の動作

- スイッチパルス幅 $\tau_2 \ll \tau_1$
 - 容量に対して十分充電できない
⇒ 出力信号成分: $S \propto 1/C$ 、
出力雑音成分: $N_{\text{rms}} = \sqrt{kT/C}$
 - SNR: $SNR \propto \frac{1}{\sqrt{C}}$
 - 帯域: ω_{BW} は τ_2 に大きく依存





広帯域信号サンプリング技術の問題設定

- ある帯域 f_{BW} をもつS/H回路を実現する。
このとき、SNRを最大にする

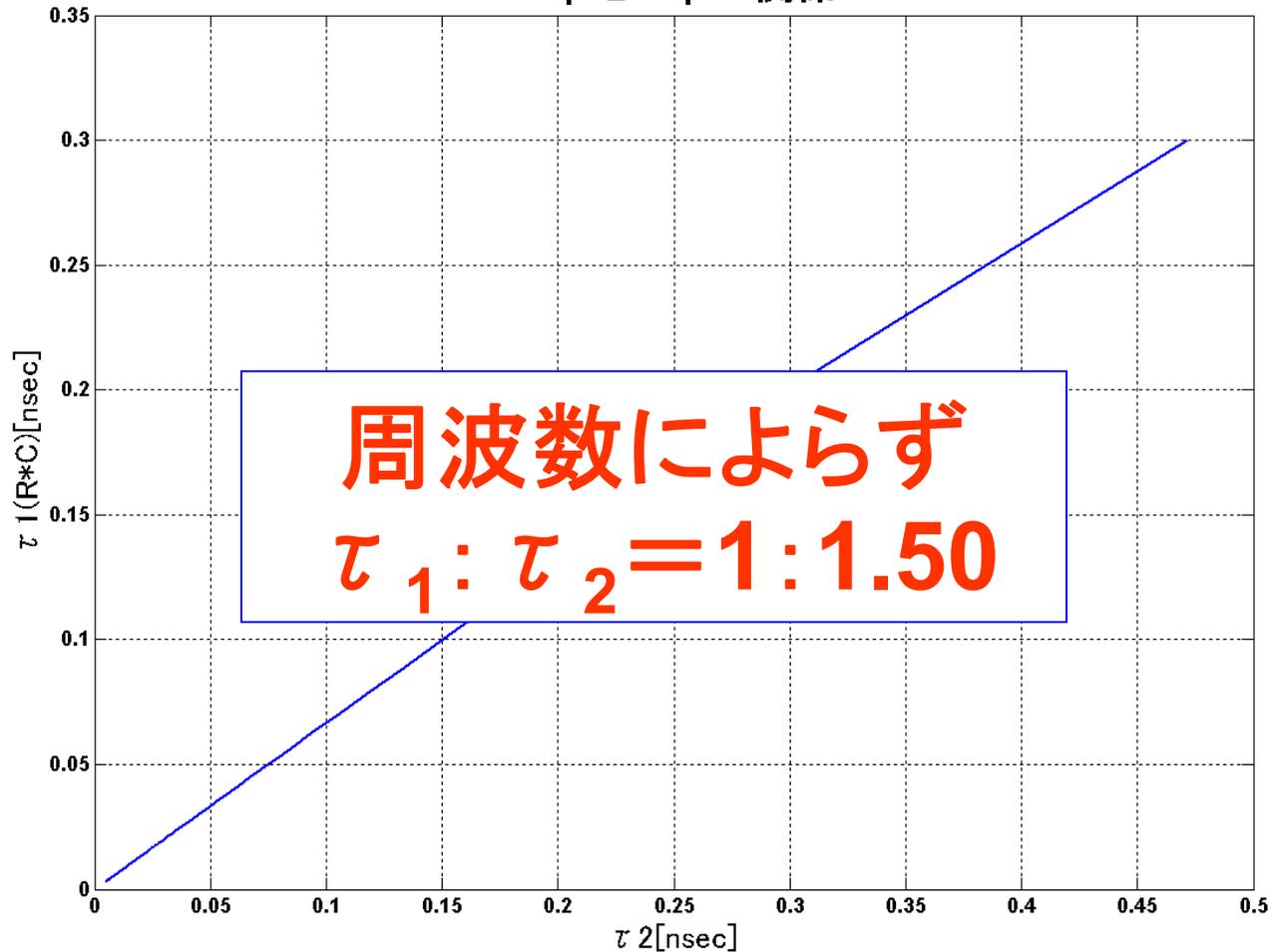
τ_{1opt} 、 τ_{2opt} を求める



- 非線形最適化問題
 - 理論式を導出し、数値計算
 - SPICEで回路シミュレーション

τ_{1opt} と τ_{2opt} の関係

τ_{1opt} と τ_{2opt} の関係



エネルギーの観点からの

τ_{1opt} と τ_{2opt}

- 帯域一定下で

SNRを最大

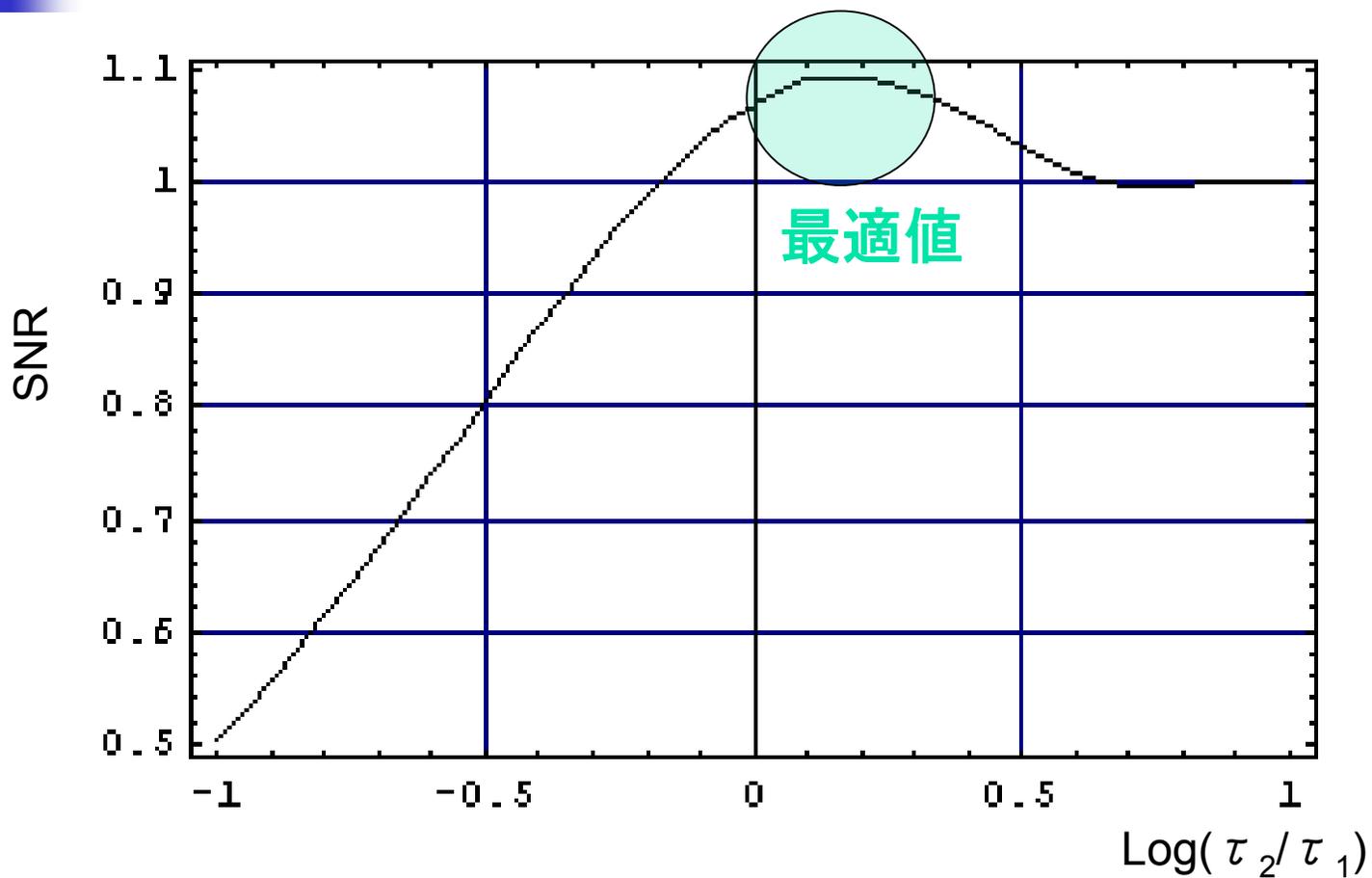


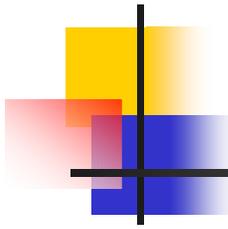
等価

ホールド容量に蓄えるエネルギーを最大

- 回路的考察とシミュレーションにより発見

τ_2 / τ_1 と SNR の関係





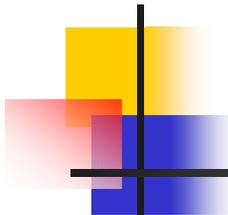
S/H回路のノイズ問題の結論

- サンプルング回路の帯域幅と最大SNRの関係式を導出
- 帯域一定下で最大SNRを得る新サンプルング技術

「ストローブサンプルング技術」

を提案

⇒トラックホールドサンプルングとインパルスサンプルングの中間に位置する。



広帯域S/H回路の実現

- 経験あるサンプリング回路技術者
(元 岩崎通信機、LeCroy 小林謙介氏)

T/H回路は適さない

- 歪み、信号反射

インパルスサンプリング回路

- ノイズ大

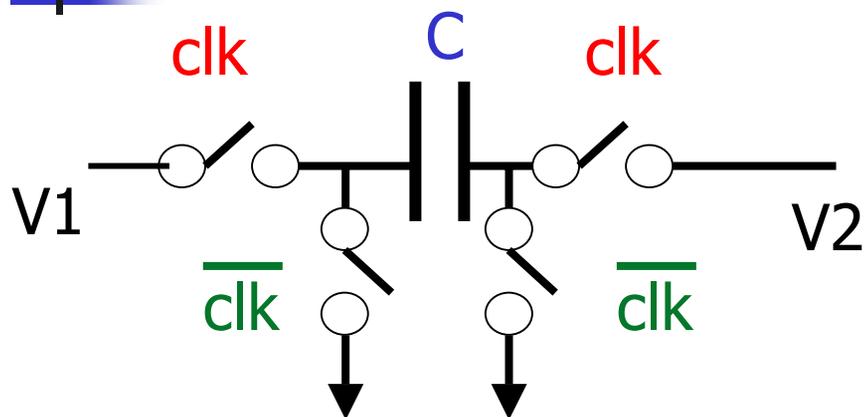
中間が適すると示唆

参考文献 [1] 上森将文、小林謙介、光野正志、清水一也、
小林春夫、戸張勉、「広帯域高精度サンプリング技術」
電子情報通信学会誌 和文誌C, pp.625-633 (2007年10月).

サンプリング値系アナログ回路 - スイッチド・キャパシタ 回路 -

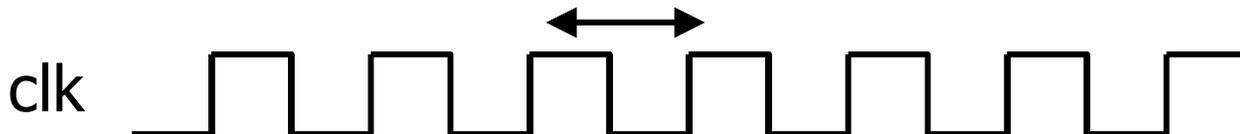
	信号レベル	連続	離散
時間レベル			
連続		アナログ	PWM
離散		スイッチド キャパシタ	デジタル

スイッチド・キャパシタ回路



$$R = T / C$$

T: clk 周期

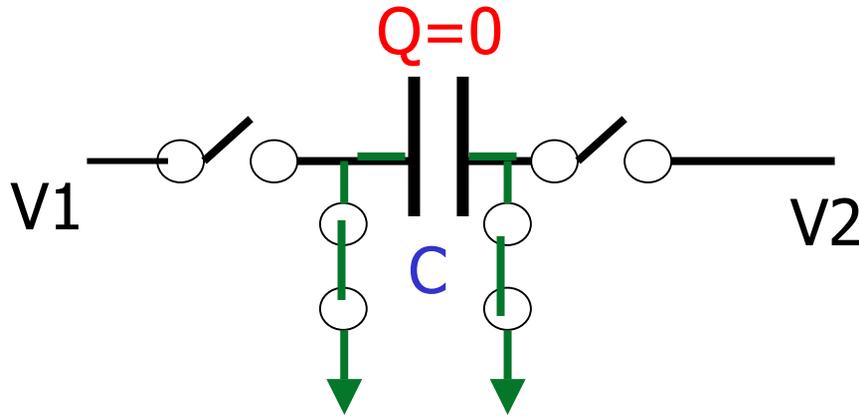


時間

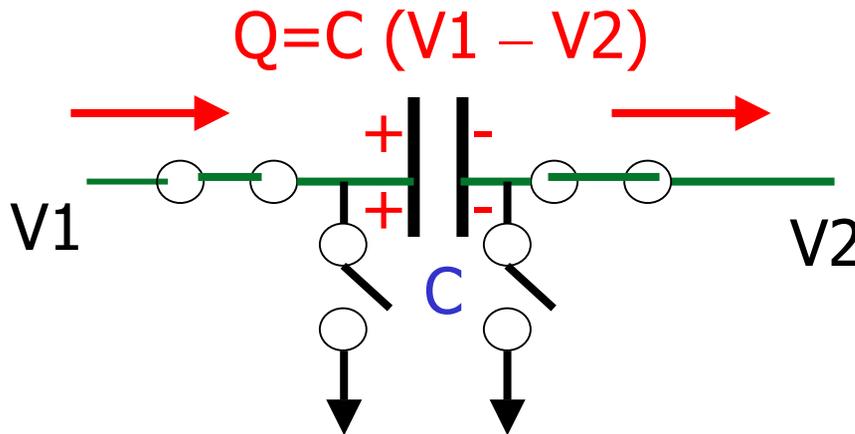
- 容量 C とスイッチで等価的に抵抗 R を実現
- MOSスイッチ使用
- バイポーラでは実現困難
- 米国カルフォルニア大学の大学院生が考案
- 多くの製品に使用。

スイッチド・キャパシタ回路の動作原理

clk=low
のとき



clk=high
のとき



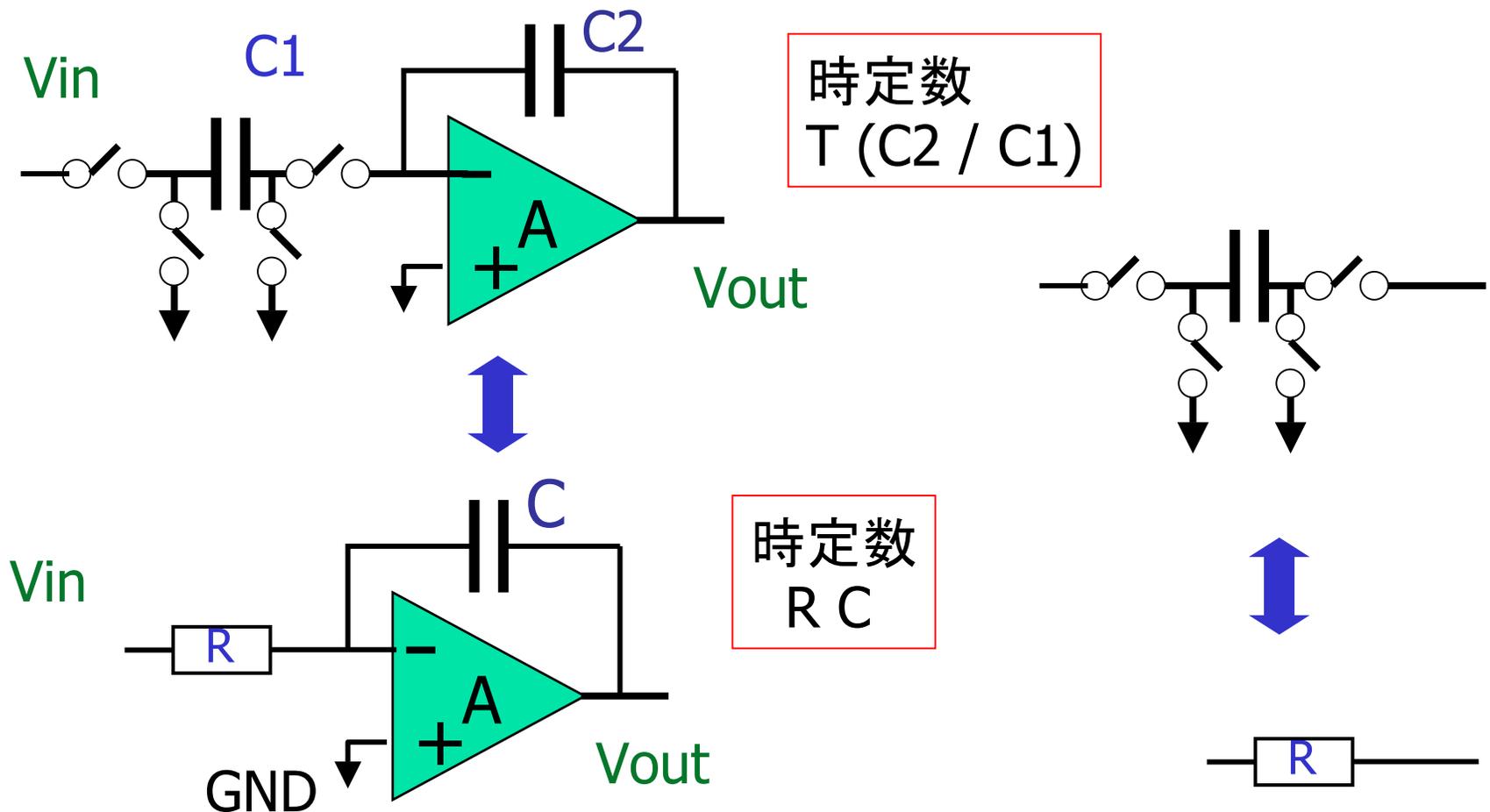
時間Tに電荷
 $Q=C(V1 - V2)$
が流れる。



$$I = \frac{C}{T}(V1 - V2)$$
$$= \frac{1}{R}(V1 - V2)$$

$$\therefore R = \frac{T}{C}$$

スイッチド・キャパシタ回路を用いた積分回路



なぜスイッチド・キャパシタ回路を用いるのか？

- スイッチド・キャパシタ積分回路 時定数 T ($C2 / C1$)
 - クロック周期 T で制御可能
 - 集積回路内では $C2 / C1$ は高精度に実現可能
 - 集積回路内では 絶対精度は良くないが
比精度は良い。
 - $C2 / C1$ の値は温度が変化しても一定
- 連続時間積分回路 時定数 RC
 - 集積回路内で RC の値の高精度な実現が困難
 - RC の値は温度が変化すると変わる。