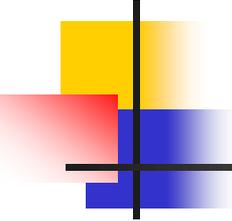


2021年5月10日(月)



計測制御工学 第4回講義

波形サンプリング技術

小林春夫

群馬大学大学院理工学府 電子情報部門

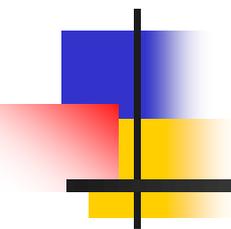
koba@gunma-u.ac.jp

下記から講義使用 pdfファイルをダウンロードしてください。

出席・講義感想もここから入力してください。

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/lecture/lecture.html> 1

2017年10月22日



プレゼンテーション

群馬大学 理工学府 電子情報部門

小林春夫

最も重要なことを最初に

ドラマ「刑事コロンボ」

最初に犯人の犯行を見せる。



ただし、今の学生のほとんどは
「刑事コロンボ」を知らない。

「古畑任三郎」のドラマも同じ。
これは知ってるかい？





ドラッカーに学ぶ

「企業活動はマーケティングと
イノベーションである」(ドラッカー)

プレゼンテーションには 最初に
目的、目標(マーケティング)

工学の場合は、何に使うのか(応用)も
自分がなしたイノベーションは何かを
明確に示す。



Before と After を明確に

このプレゼンする研究内容は

- 従来法と何が違うのか
- 従来法に比べてどの程度良くなったか

を明確に記述



提案技術の 問題点・適用限界を明記

「LSIテスト関係の国際会議への投稿論文には
提案技術の限界を明記することが必須である
(でないとは採択されずらい)」

群馬大学客員教授 アドバンテスト社
浅見幸司先生



限界を知ることが理解すること

問：ニュートン力学を最初に完全に理解したのは？

答：アインシュタイン

相対性理論を構築。

ニュートン力学前提の

「絶対時間」「絶対空間」概念の

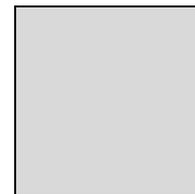
問題点・限界を明確にする。

(物理学者 ロジャー・ベンローズ)

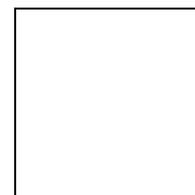


はっきり言う

曖昧な言い方
もったいぶった言い方
は**ダメ**。



はっきり言い切る。
聴衆はその方が聞きやすい。





「長い文」より「短い句」

- プレゼン資料： **キーワードを箇条書き**
- 「電報」が日常の通信手段の時代
息子に帰省を促す
できるだけ早く帰省してください
ではなく
すぐ帰れ
「文字数 多 → 電報代 高」のため

「簡潔」は カッコいい！



1900年 英国 アーネスト・シャクルトン卿
南極探検隊員の募集の広告

「求む男子。至難の旅、わずかな報酬。
極寒。暗黒の長い日々。絶えざる危険。
生還の保証なし。
成功の暁には名誉と賞賛を得る。」

5000人が応募。

2018年5月19日

国際学会発表スライド 注意事項

浅見幸司 客員教授の指摘

群馬大学
小林研究室



◎ ○ △ X は通じない

● 下記は海外の人には通じない

◎ (非常に良いの意)

○ (良い)

△ (まあまあ)

X (ダメ)

● 下記等を使う

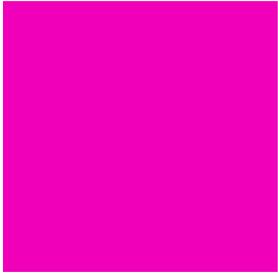
Excellent

Good

Fair

Bad

色の名前の呼び方



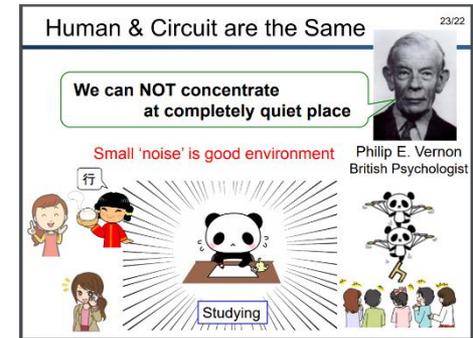
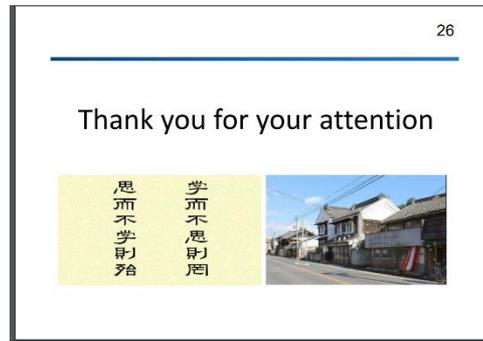
学会発表では
ピンク(Pink)ではなく
マゼンタ(Magenta)の語を使用

Magenta 深紅色

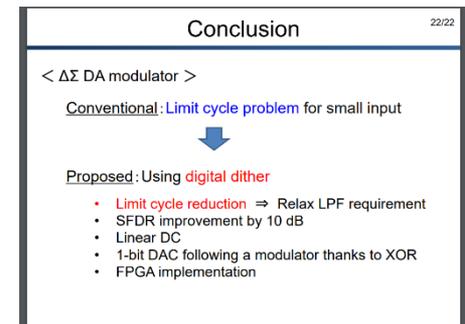
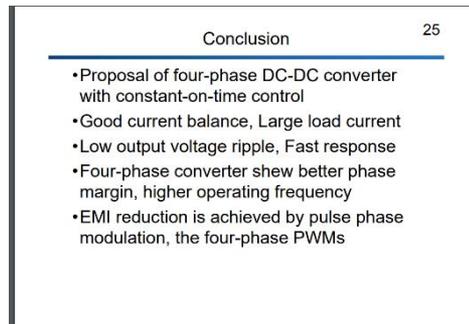
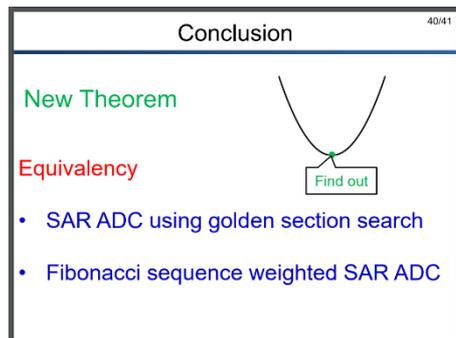
イタリア共和国ロンバルディア州ミラノ県にある、人口約2万4000人の基礎自治体。
ミラノから西へ約25kmに位置。
第二次イタリア独立戦争中 1859年に 当地でマゼンタの戦い。
「Magenta」という染料とその色の名はこの地名に由来。

発表後のQ&Aでは Conclusionのスライドを表示

プレゼンの最後



Q&A



計測技術者が知っておくべき アナログ回路の基礎

電子計測技術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: koba@gunma-u.ac.jp

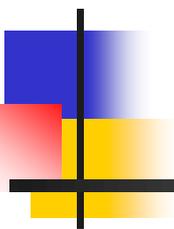


内容

- 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

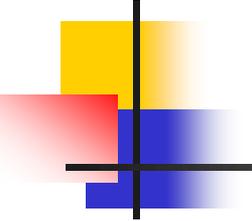
附録1 サンプリング回路の信号ノイズ比と帯域との関係

附録2 サンプリング値系アナログ回路



はじめに

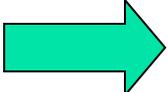
- 計測制御とアナログ回路は相互に密接な関係
- ナノCMOS時代のアナログ回路設計には
デジタル・アシスト・アナログ技術と
高速サンプリング技術が重要
- 波形サンプリング技術は電子計測で重要



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

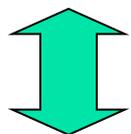
- 「デジタル技術を用いてアナログ性能向上する技術」が重要
- SOC内 μ Controller はPAD程度のチップ面積

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)

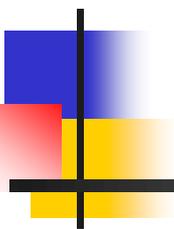
ナノCMOSTランジスタの余裕ある高速特性、
高周波特性を生かす設計が重要。



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

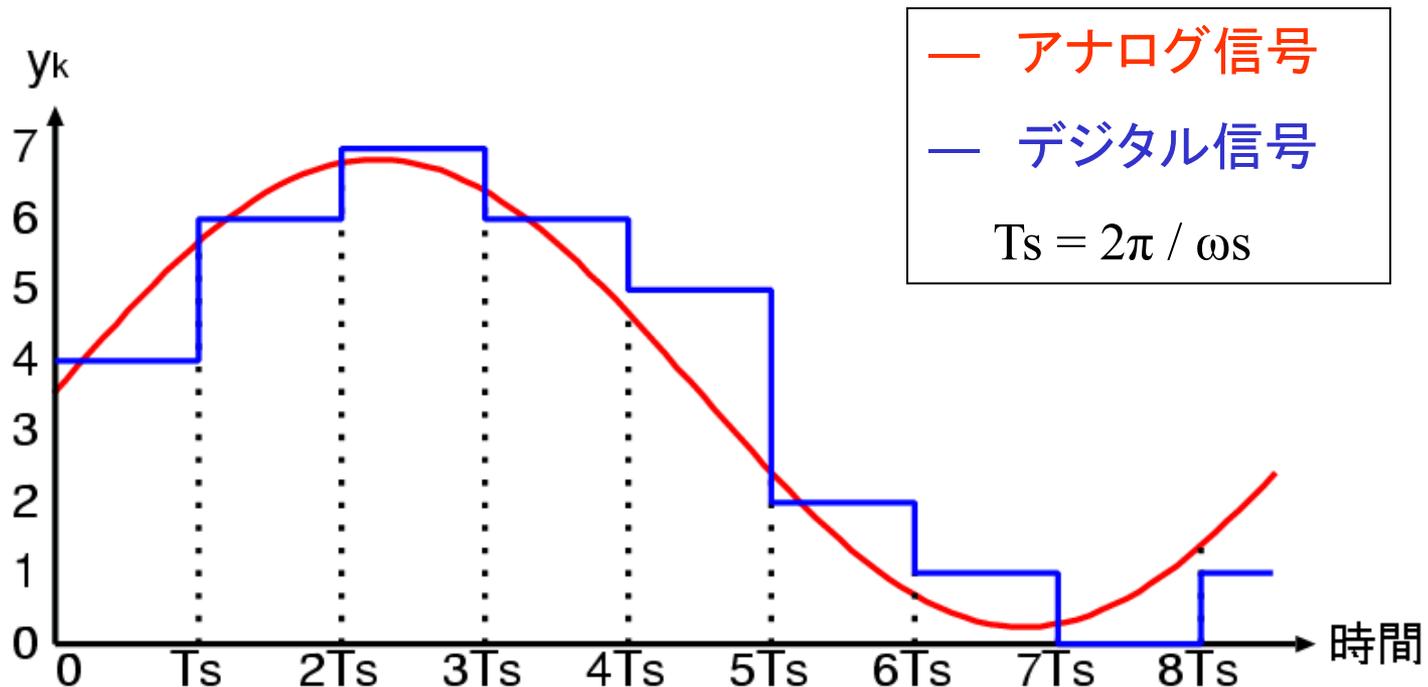
例：コンピュータ内での2進数で表現された信号

デジタル時計

「階段」

デジタル信号の特徴(1)

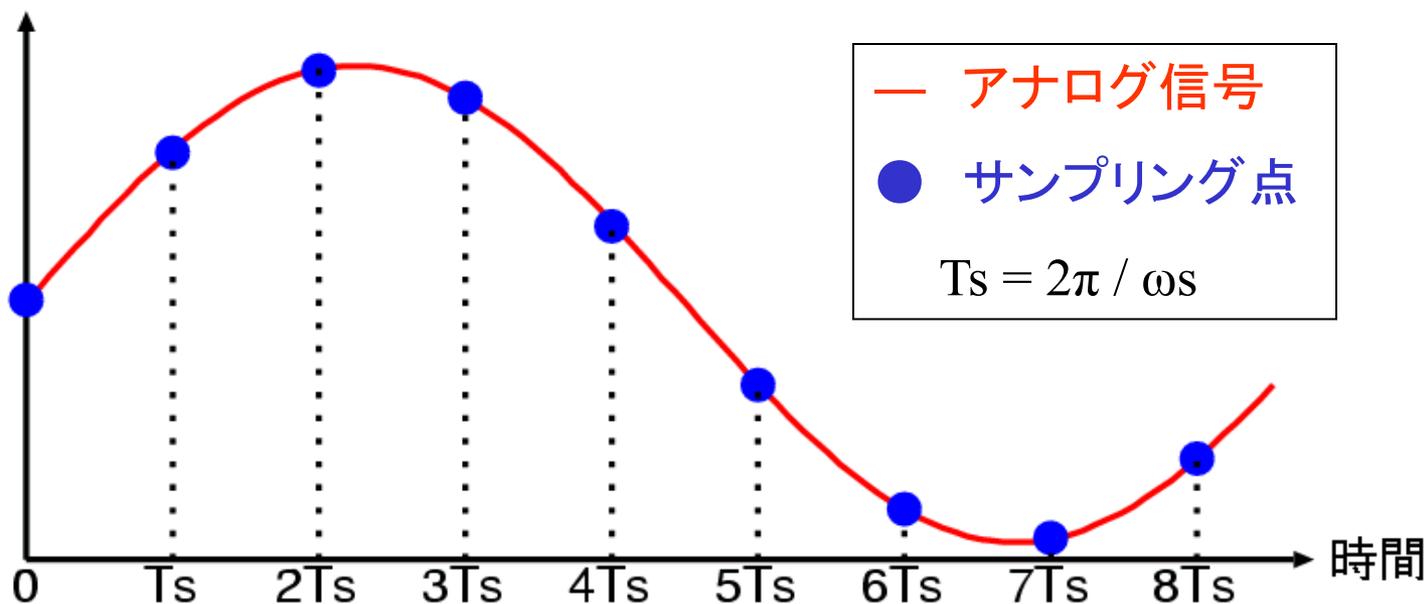
空間の量子化 (信号レベルの数値化)



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)

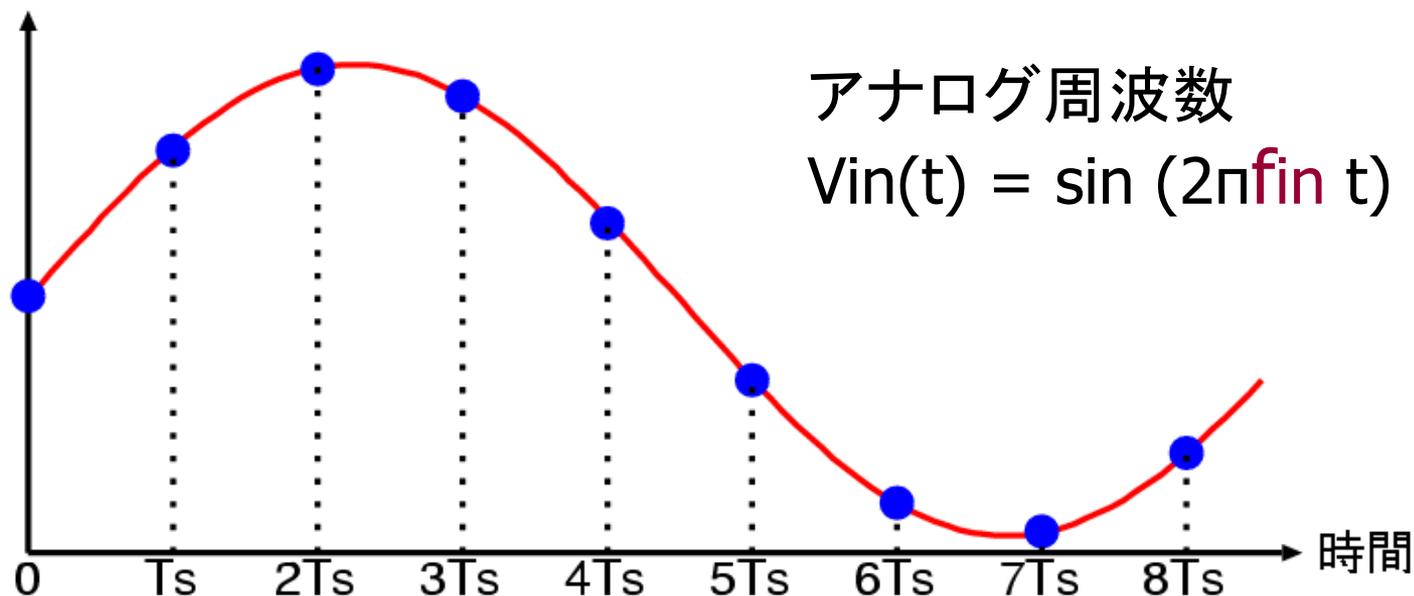
デジタル信号の特徴(2)

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



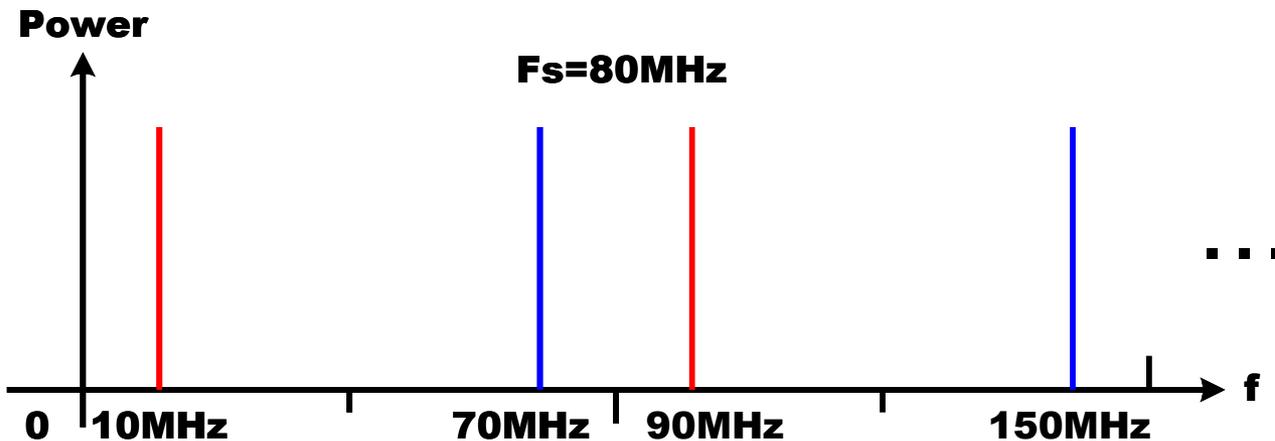
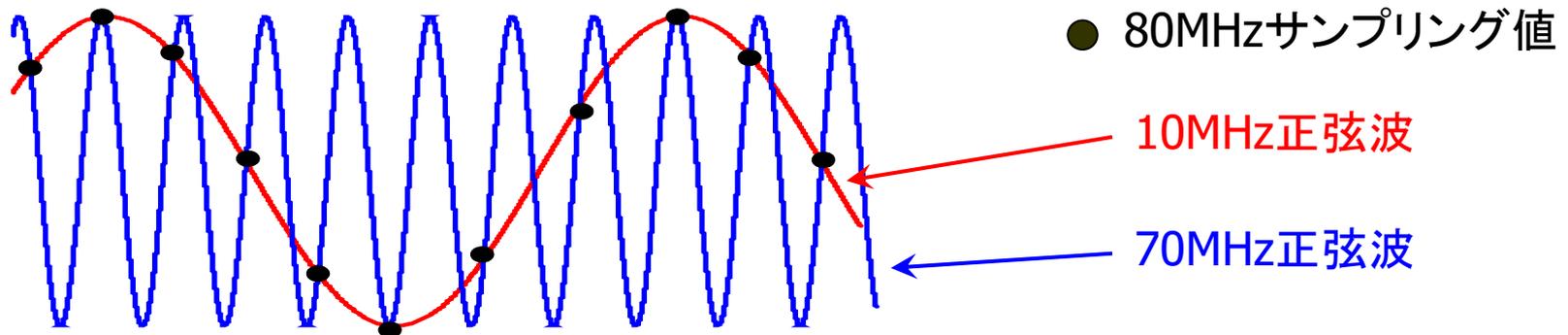
サンプリング周波数 $f_s = 1/T_s$

$f_s > 2 f_{in}$ 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)

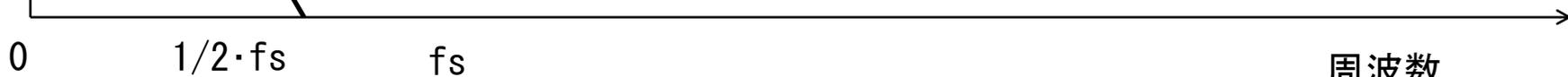
80MHzでサンプリングを行うと10MHzと70MHzは区別できない



サンプリングと周波数スペクトル

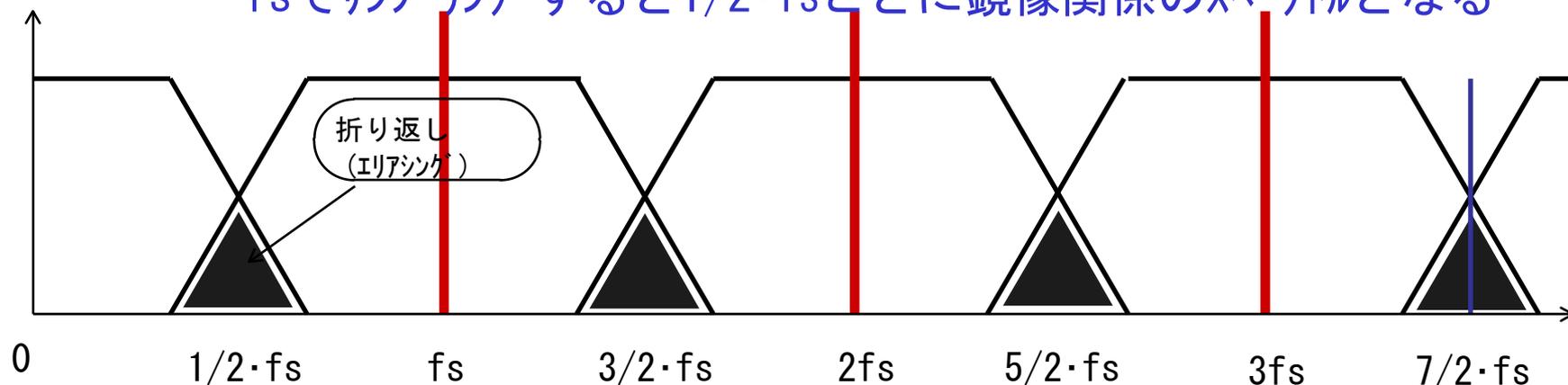
パワー

入力信号の周波数スペクトル



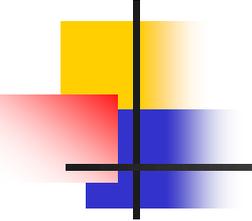
f_s でサンプリングすると $1/2 \cdot f_s$ ごとに鏡像関係のスペクトルとなる

折り返し
(エイリアシング)



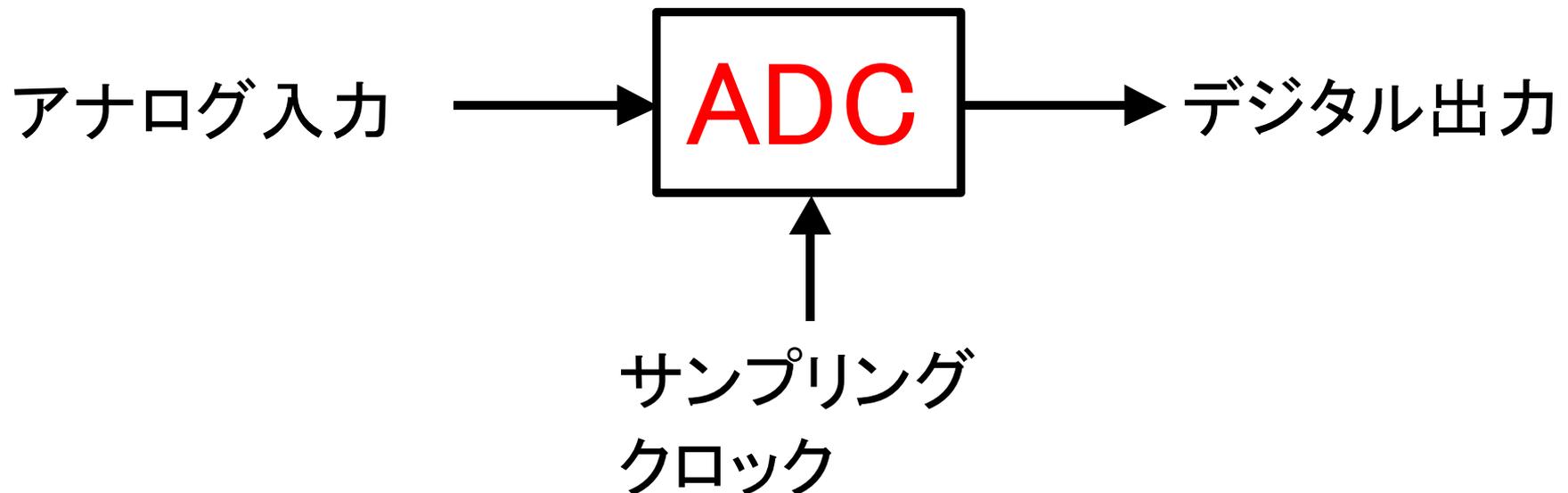
標本化後の周波数スペクトル

周波数 15

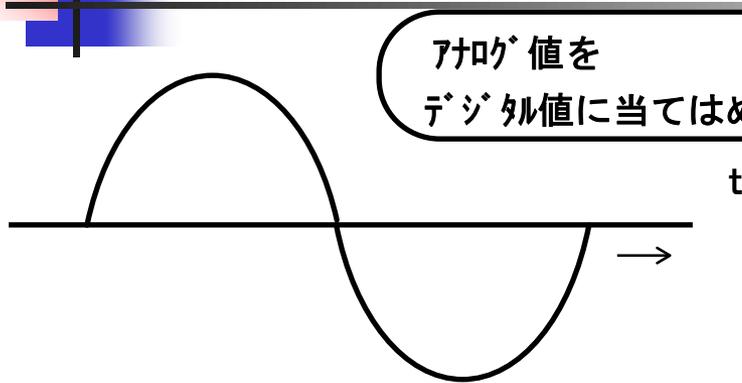


A D 変換器

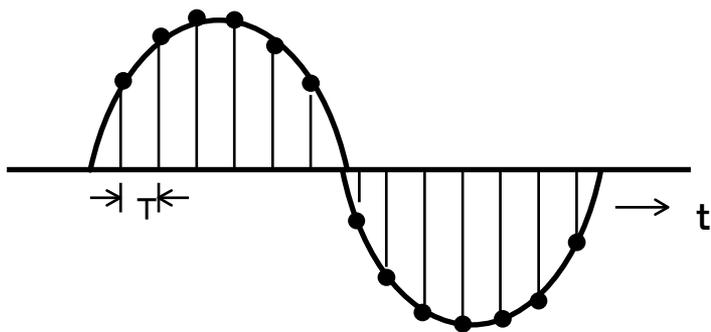
アナログ信号（電波、音声、電圧、電流等を
デジタル信号（0, 1, 1, 0, ...）に変換する。



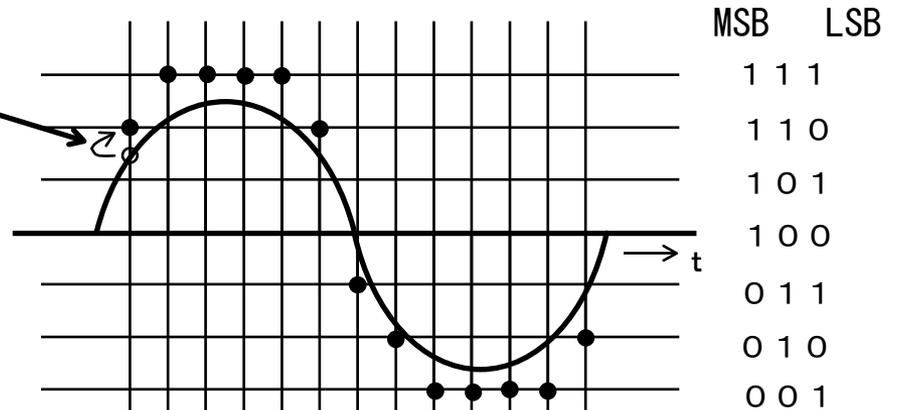
アナログ -> デジタル 変換波形



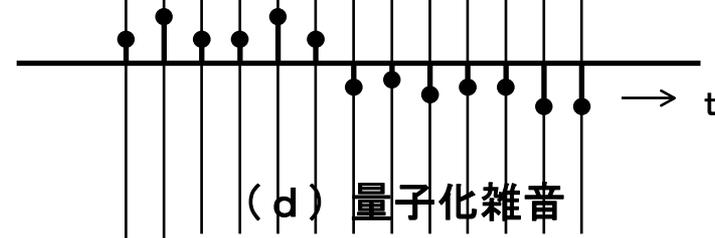
(a) アナログ入力



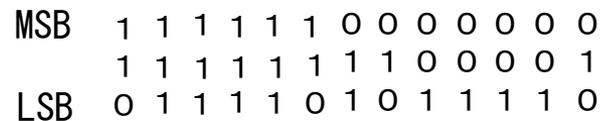
(b) 標本化



(c) 量子化



(d) 量子化雑音



(e) 符号化

群馬大学
田中先生
作成資料

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

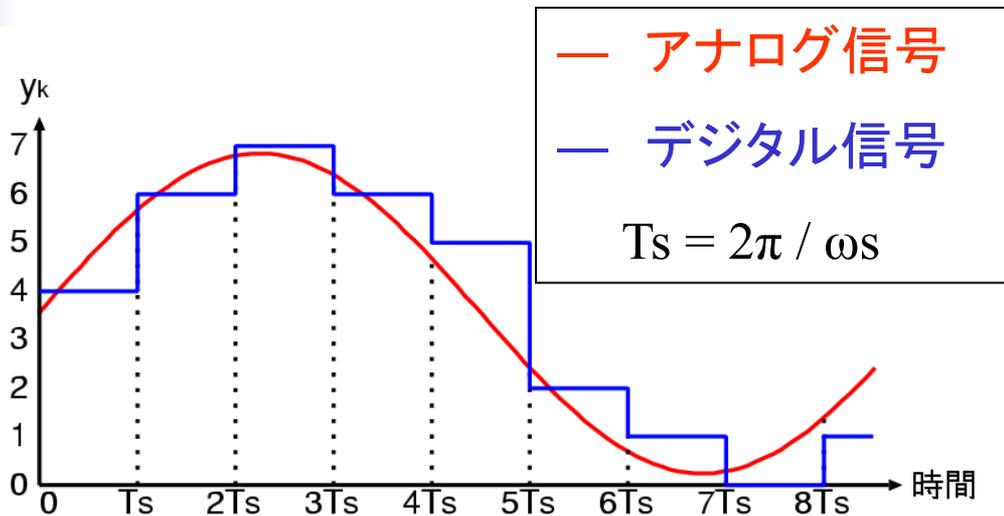
3 0 1 1

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

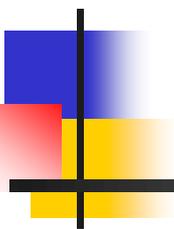
よく用いられるAD変換器の分解能

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: $2^{10} = 1024$

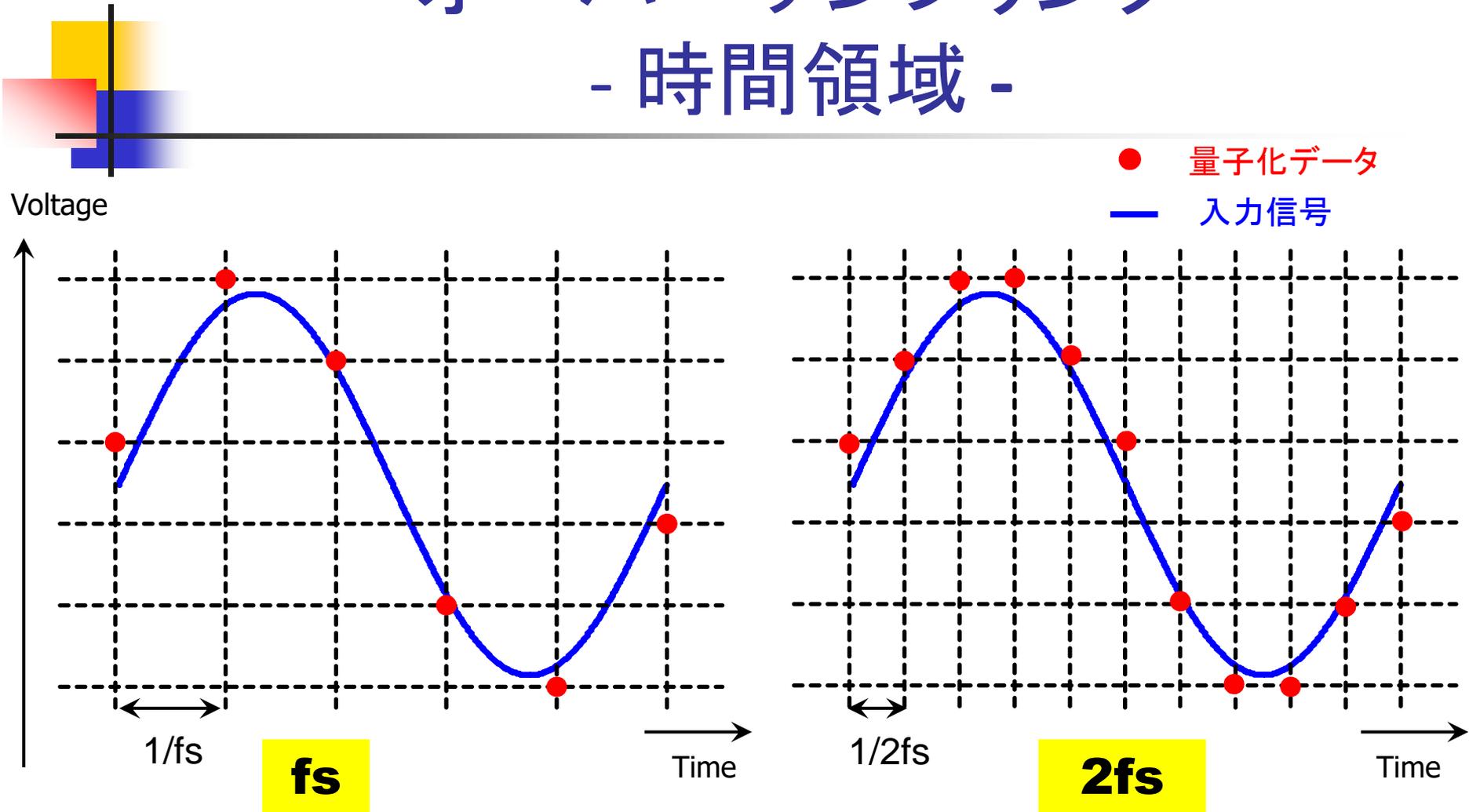
10ビットの分解能



オーバーサンプリング

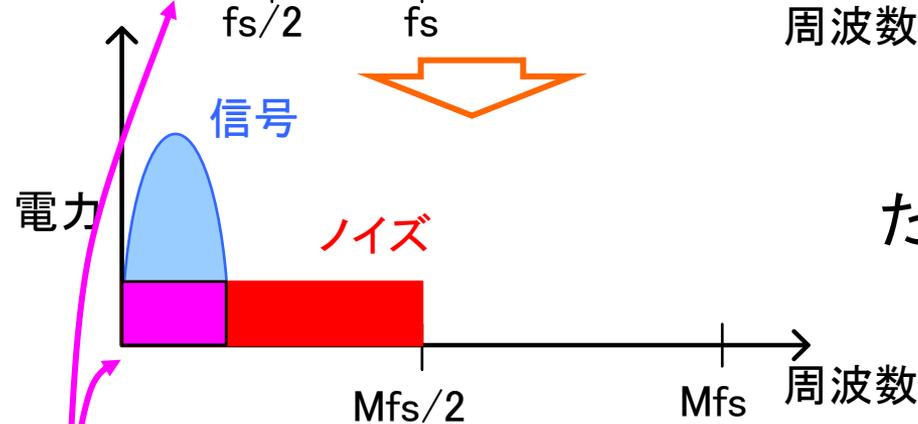
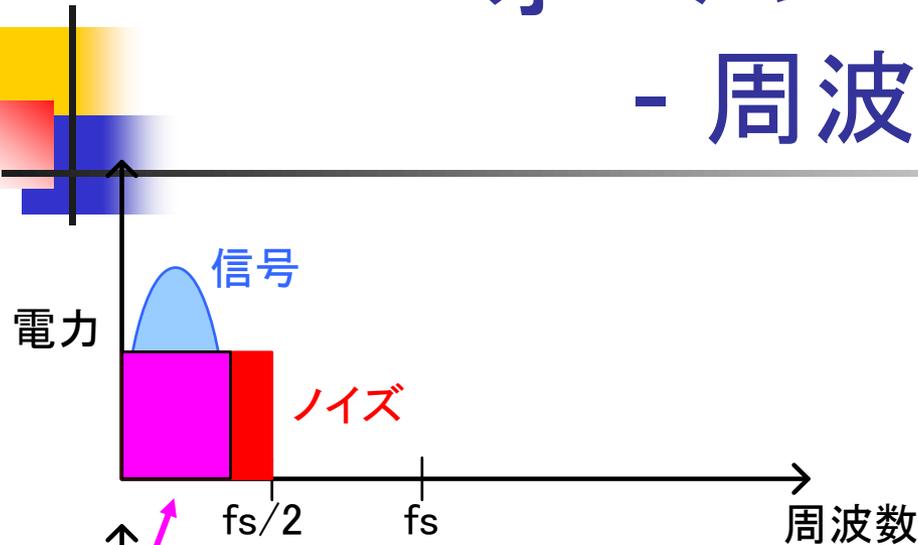
- ナイキスト周波数を
超える高い周波数でのサンプリング
- $\Delta\Sigma$ AD/DA変調器に使用
- 高速サンプリングにより電源ノイズ、
基板ノイズ、量子化ノイズ、ジッタ等の
折り返しノイズ低減
- アナログフィルタが単純化

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

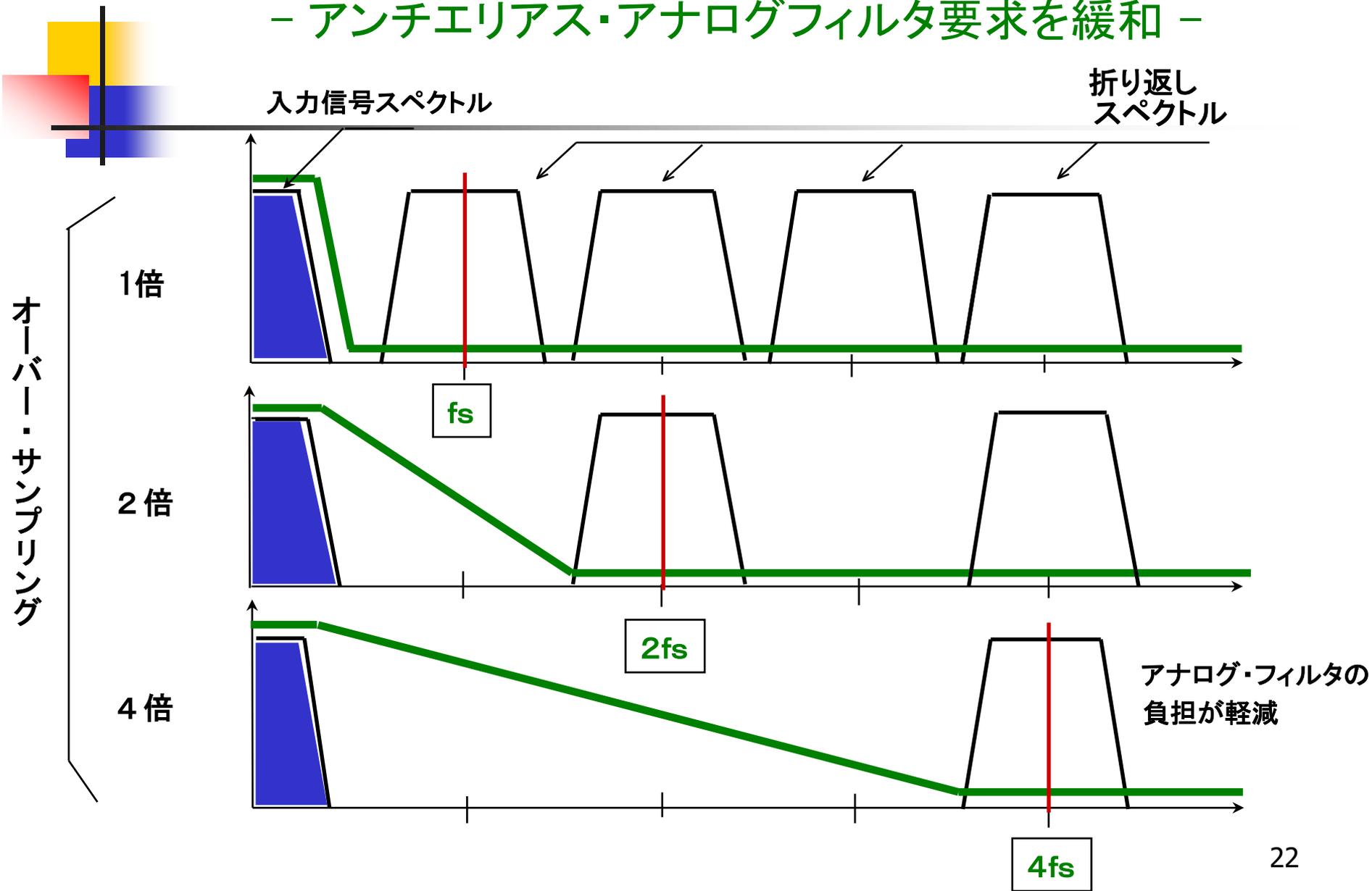
↓
ただしノイズ総量は変わらない

↓
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

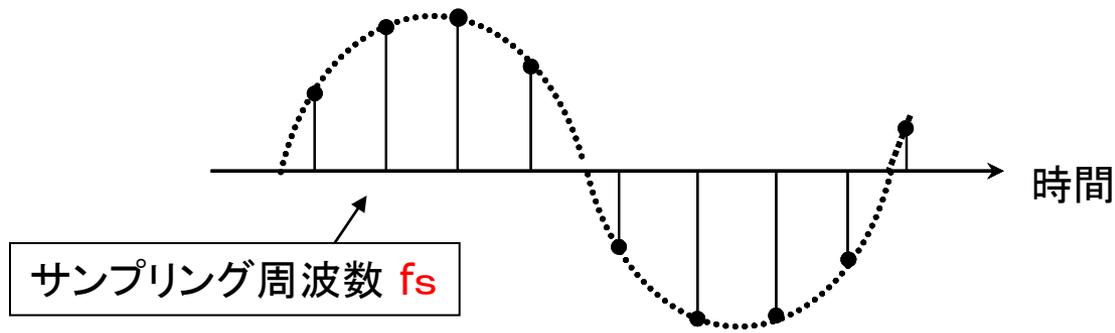
オーバーサンプリング

- アンチエイリアス・アナログフィルタ要求を緩和 -

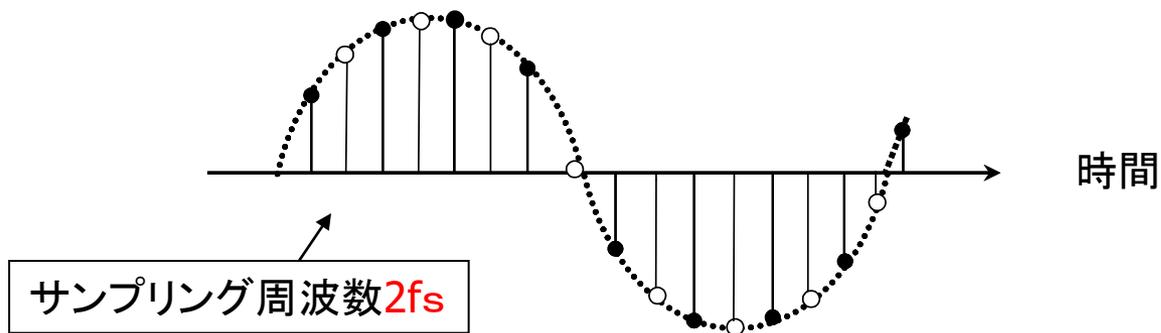


DA変換器出力データと サンプリング周波数

DA変換器
出力 1



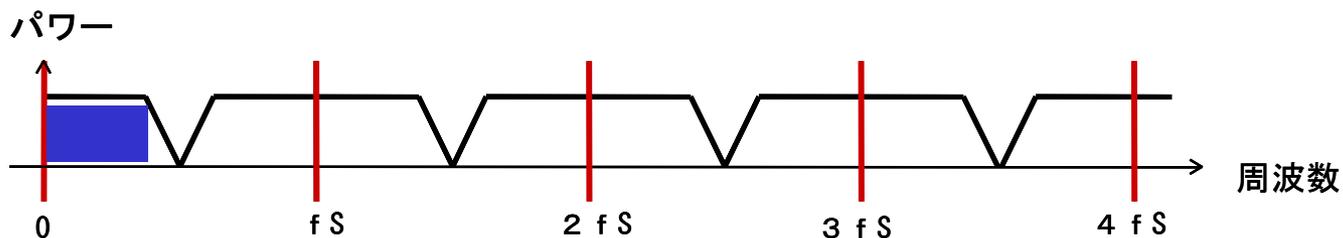
DA変換器
出力 2



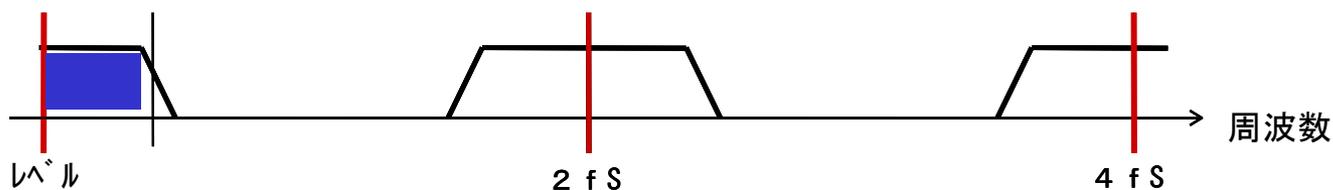
DA変換器出力周波数スペクトルと サンプリング周波数

サンプリング
周波数

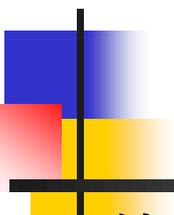
f_s



$2f_s$



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

ただ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

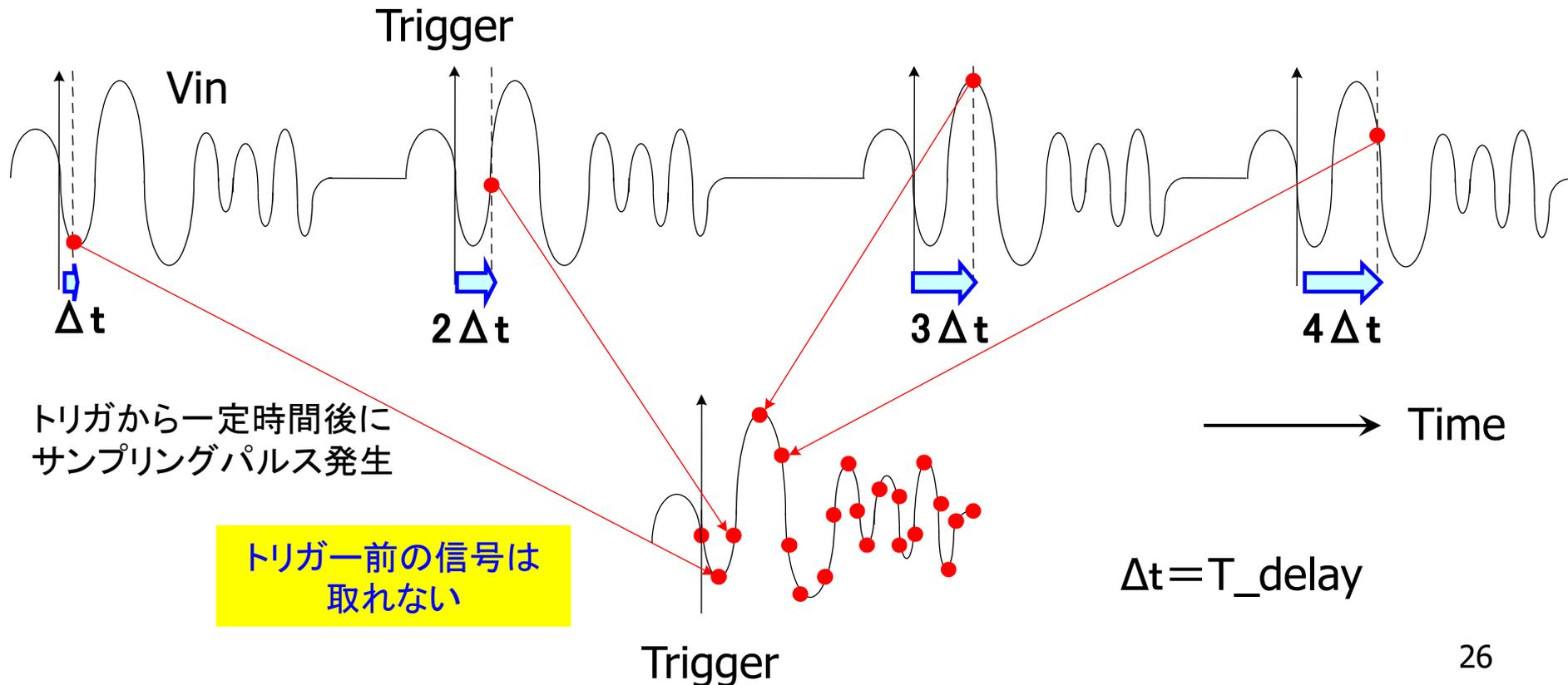
- シーケンシャルサンプリング
- ランダムサンプリング

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

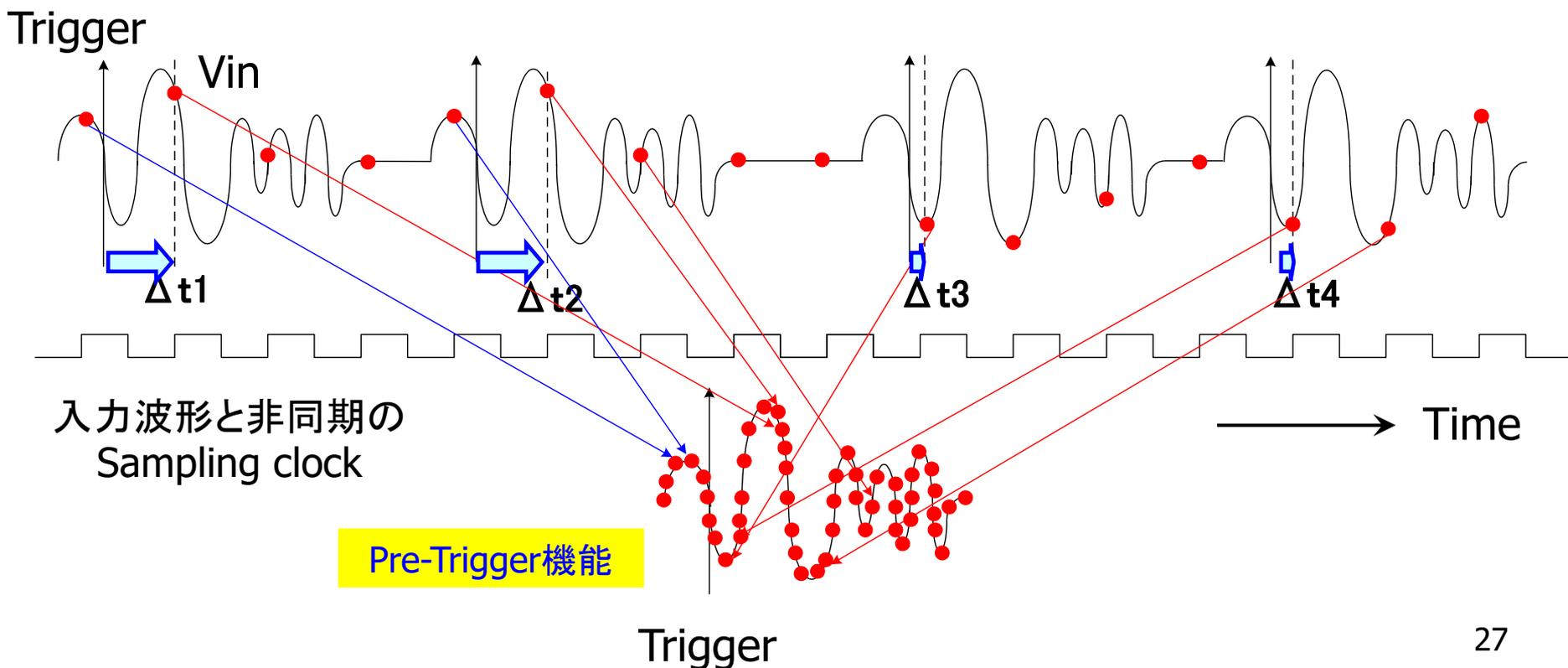
トリガ前の信号を取れない (PreTrigger機能の実現難)

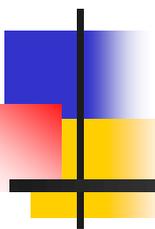


繰り返し波形の等価時間サンプリング - ランダム・サンプリング -

波形収集の高効率化が問題

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

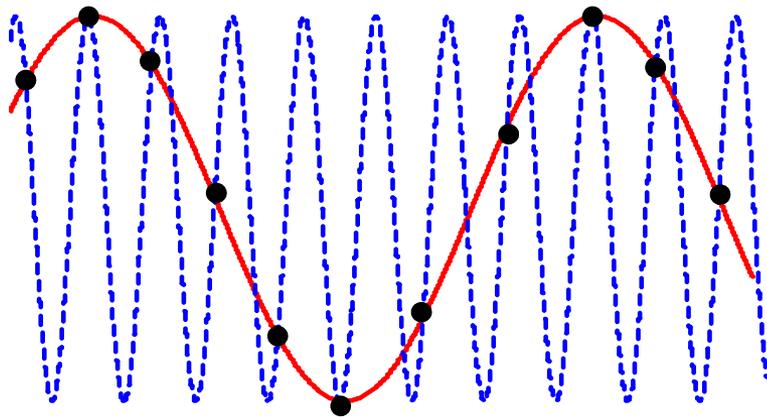
- ダウン・サンプリング
- アップ・サンプリング
- サブサンプリング
- サンプリングによる直交検波

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

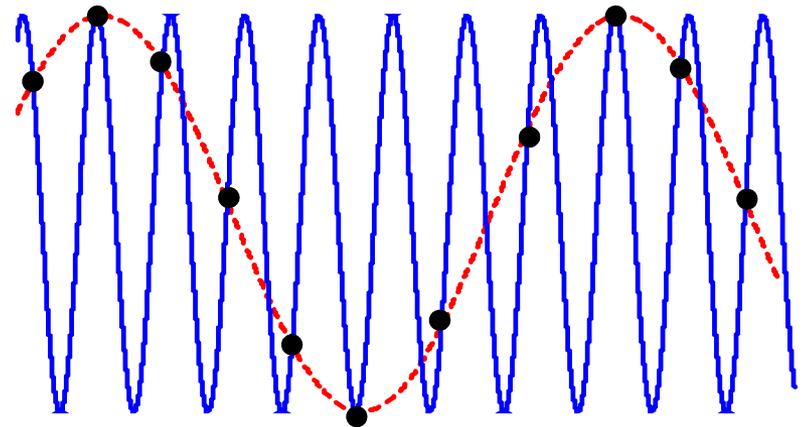


RF signal \Rightarrow Baseband signal

(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

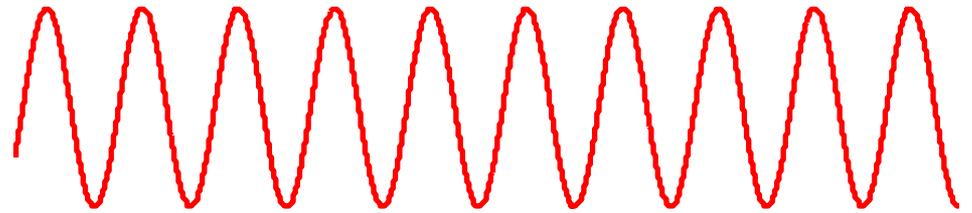
(BPFで注目帯域以外の成分をカット)

ダウンサンプリング

- 時間領域 -

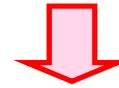
Down-sampling

V_{in}

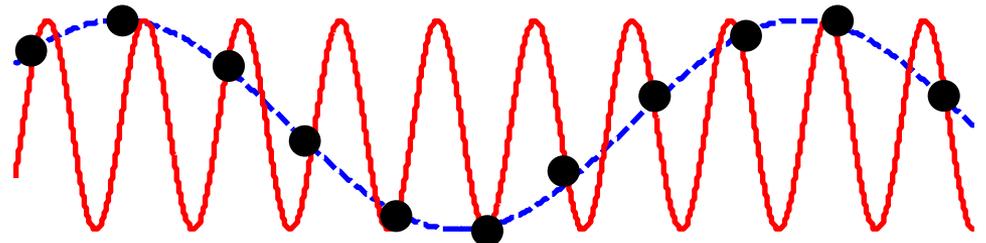


RF signal \Rightarrow Baseband signal

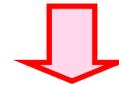
Sampling



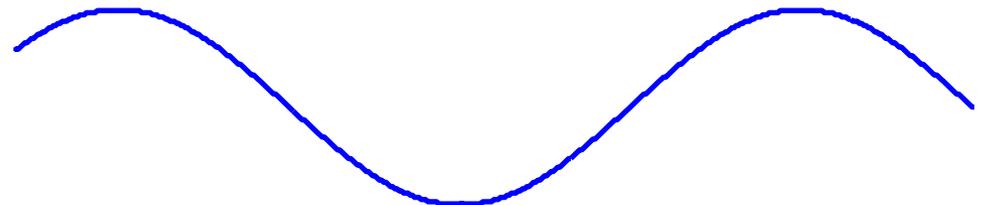
LPFで高周波成分をカット



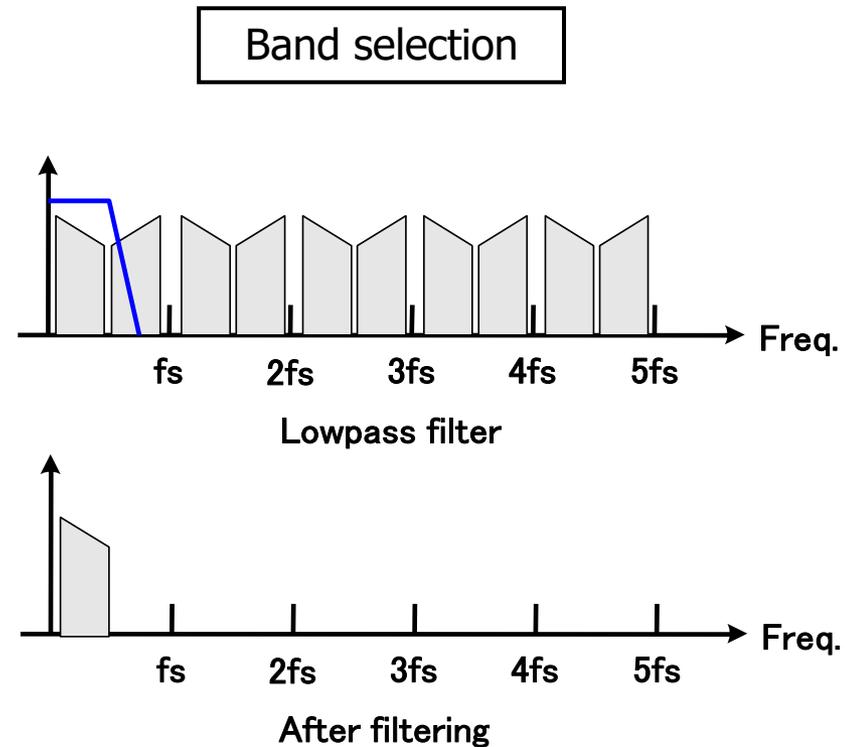
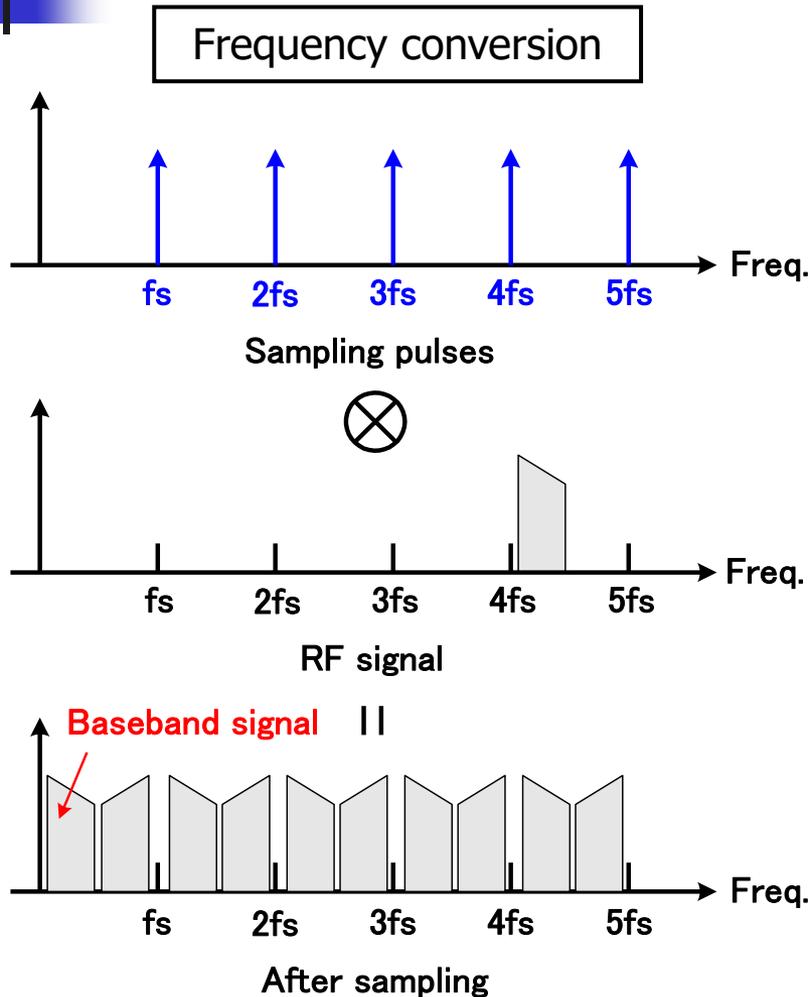
LPF



V_{out}



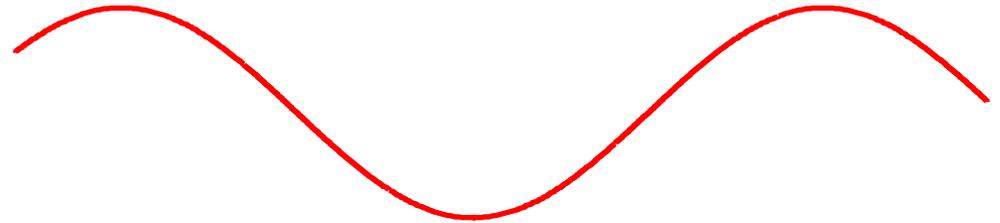
ダウンサンプリング - 周波数領域 -



アップサンプリング - 時間領域 -

Up-sampling

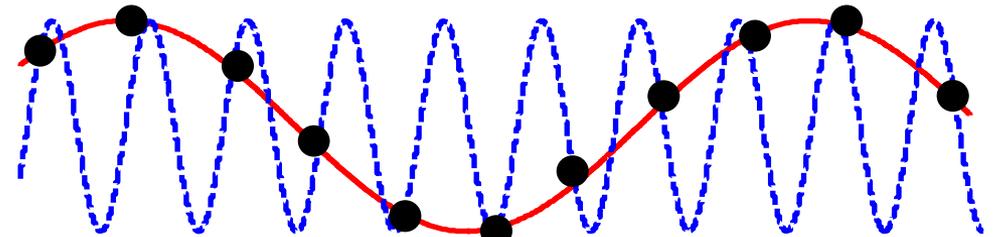
V_{in}



Baseband signal \Rightarrow RF signal

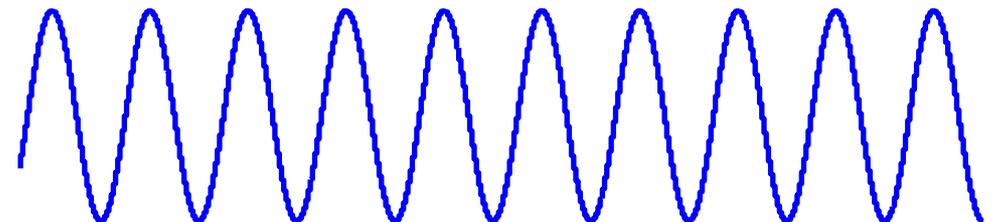
BPFで注目帯域以外の成分を
カット

Sampling



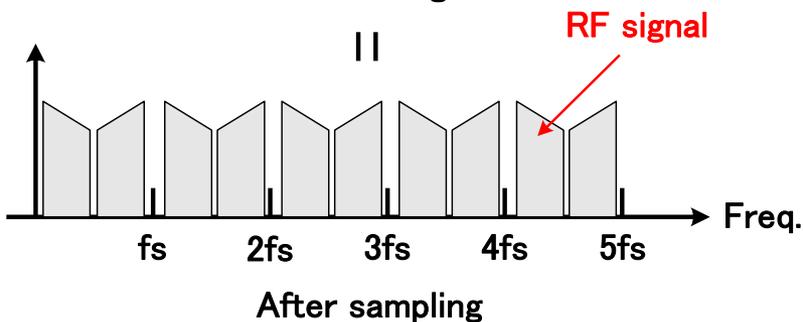
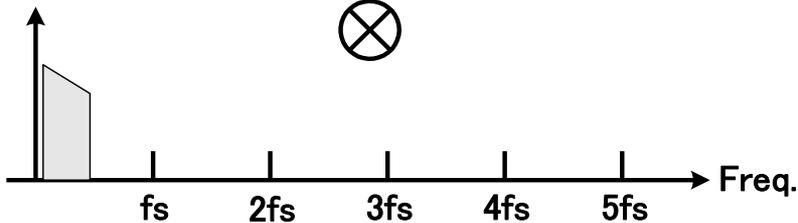
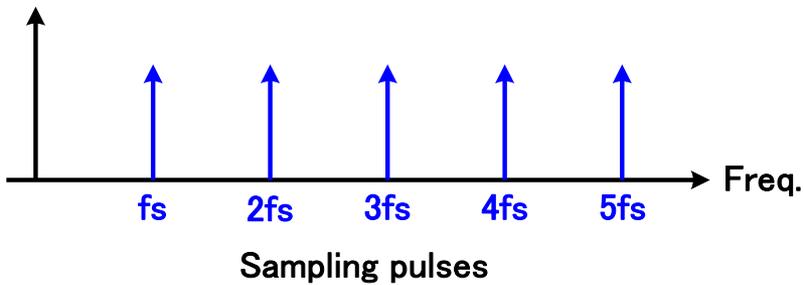
BPF

V_{out}

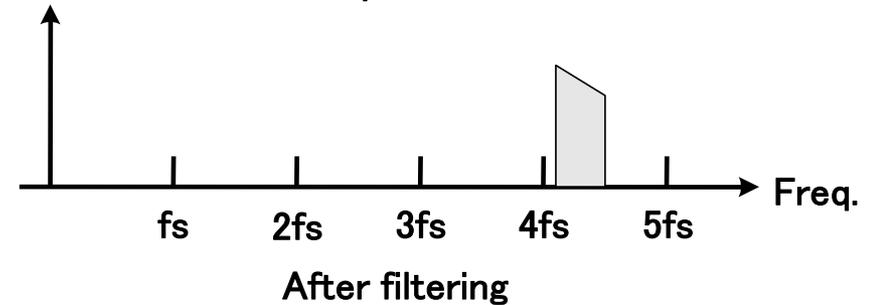
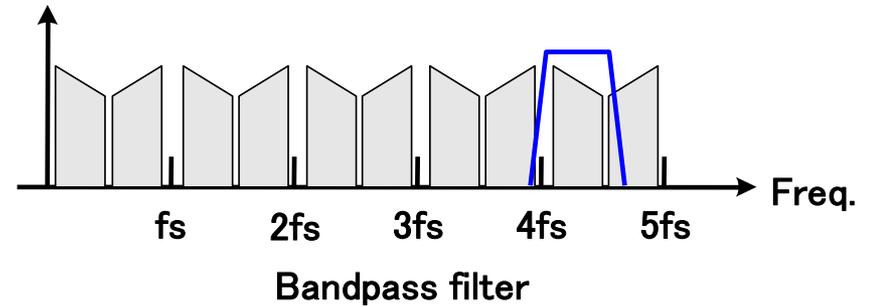


アップサンプリング - 周波数領域 -

Frequency conversion



Band selection

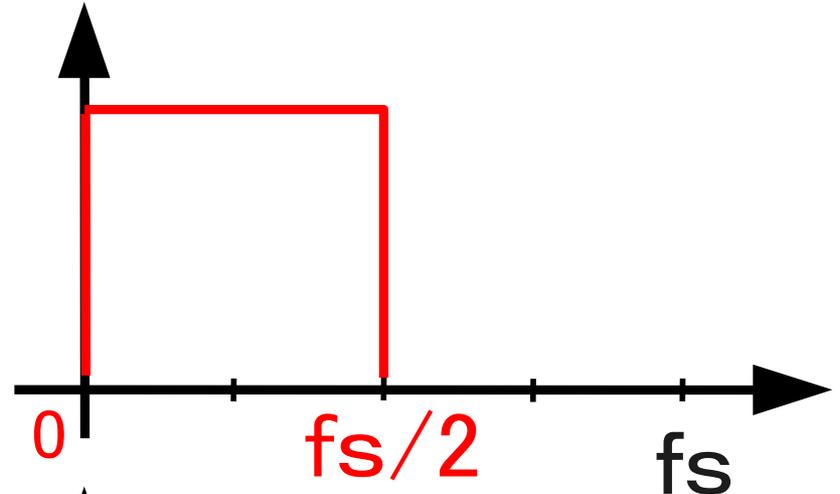


サブサンプリング

- 高い中心周波数、帯域幅 $f_s/2$ の信号の
サンプリング -

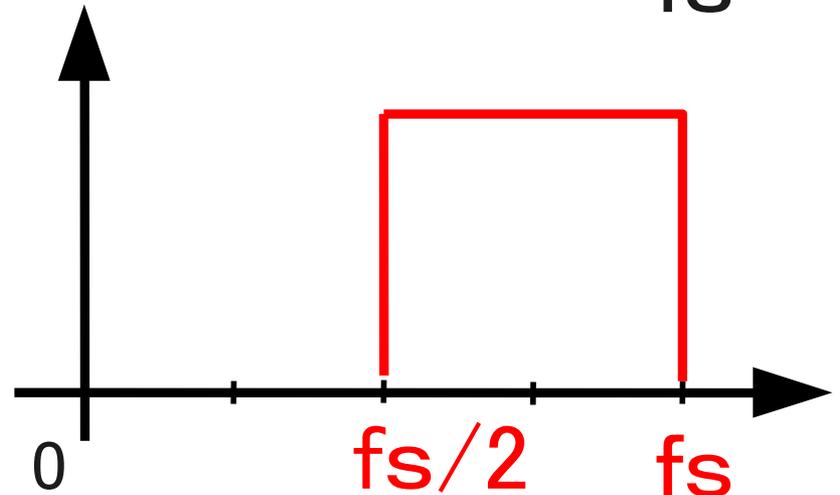
- ナイキストサンプリング

- 信号帯域 : $0 \sim f_s/2$

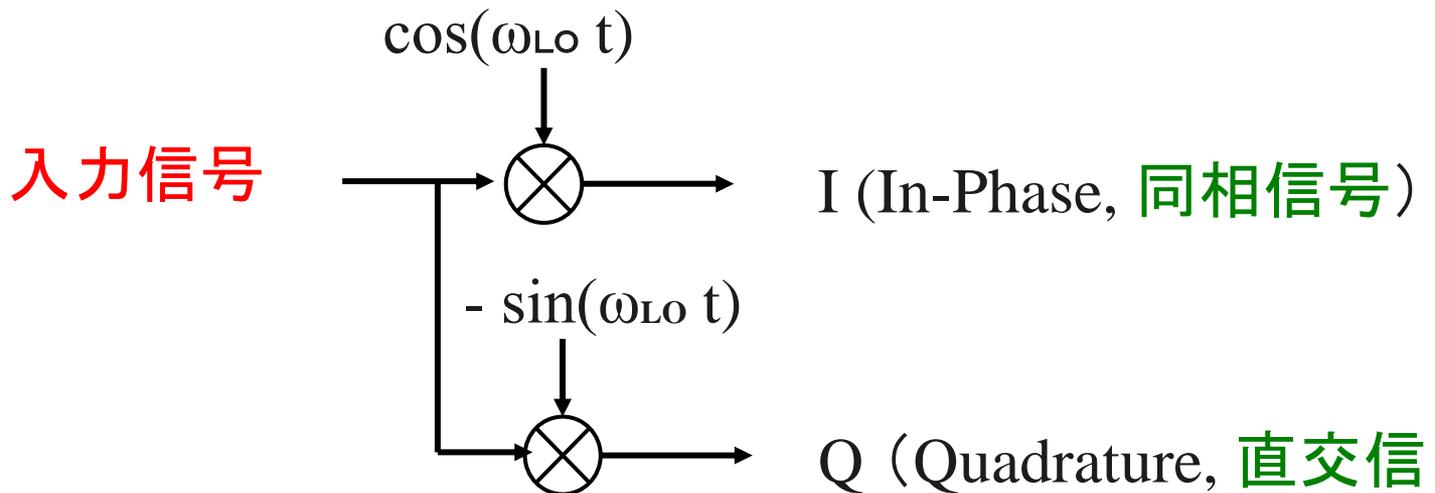


- サブサンプリング

- 信号帯域 : $f_s/2 \sim f_s$



サンプリングによる直交検波

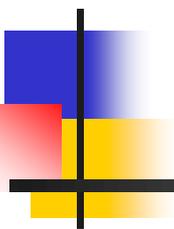


$T = 2\pi/\omega_s, \omega_{LO}/\omega_s=1/4$ のとき $n=0, 1, 2, 3, \dots$ に対して

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

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

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。

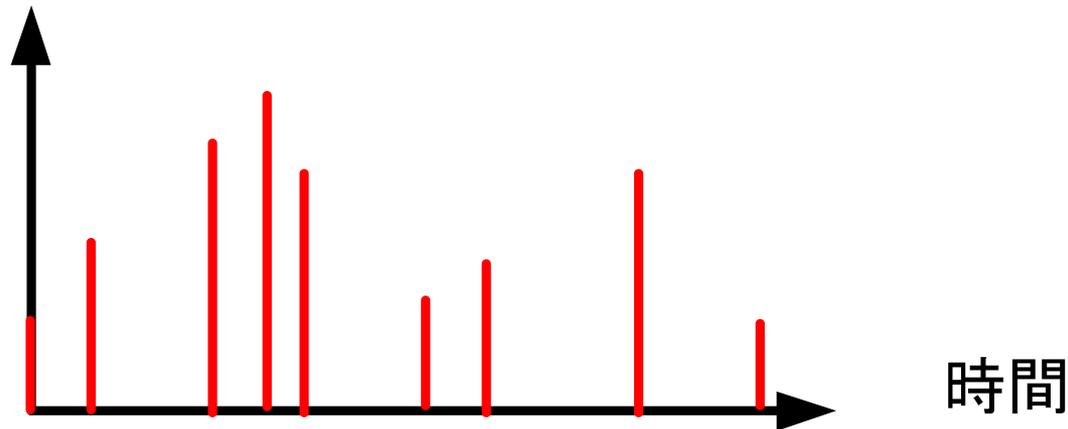


非同期サンプリング

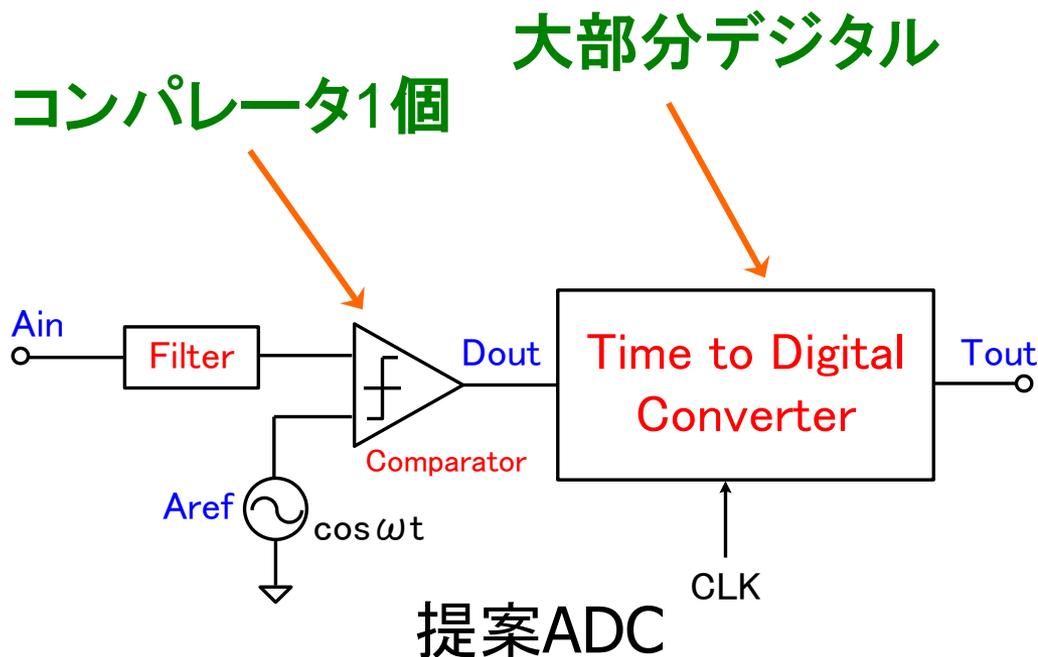
- サンプリング時間間隔が一様でない
- 数学基礎理論は
ある程度調べられている
- アプリケーションはこれから

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

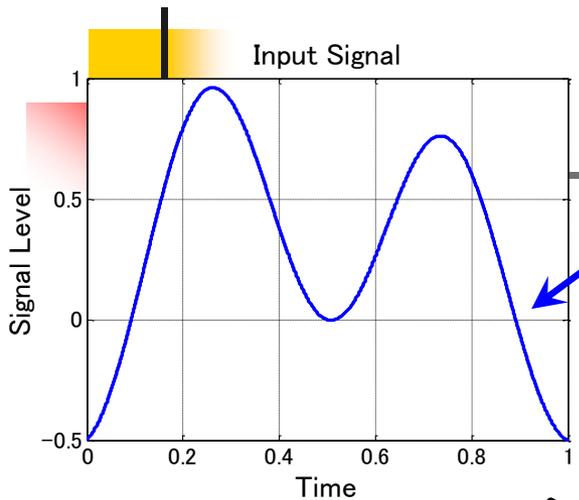
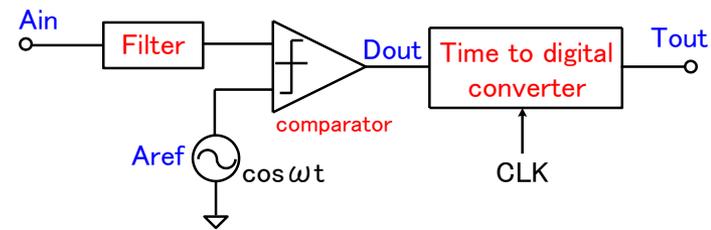


非同期サンプリングAD変換器



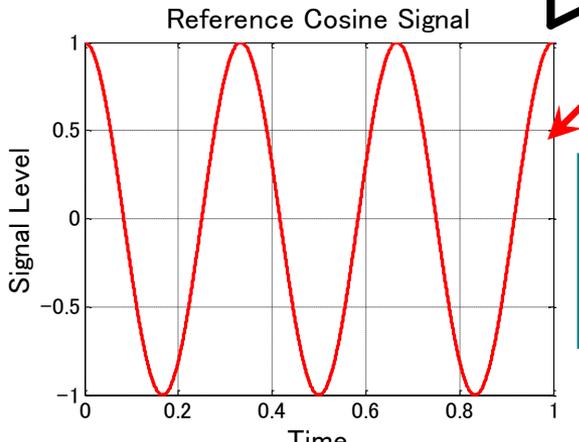
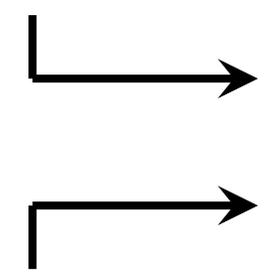
- 高速、高精度なサンプルホールド回路不要
- 非同期サンプリング
- デジタル信号処理が複雑

非同期AD変換器の動作



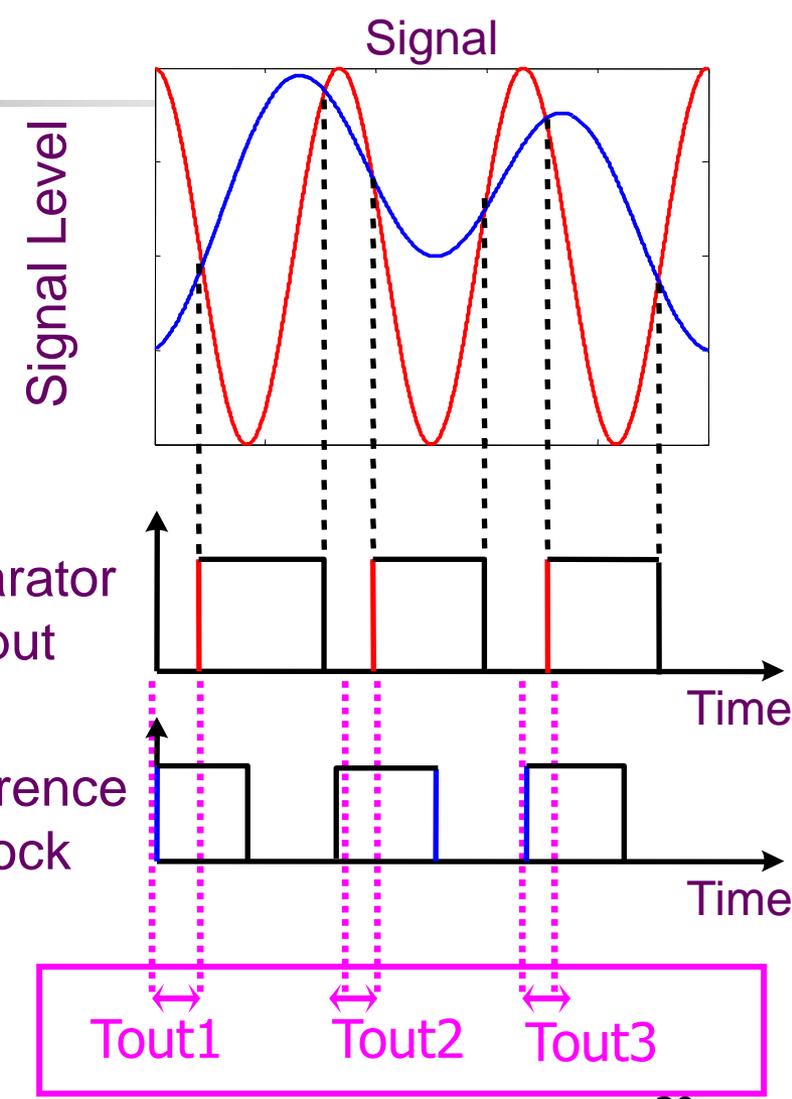
入力信号

Comparator

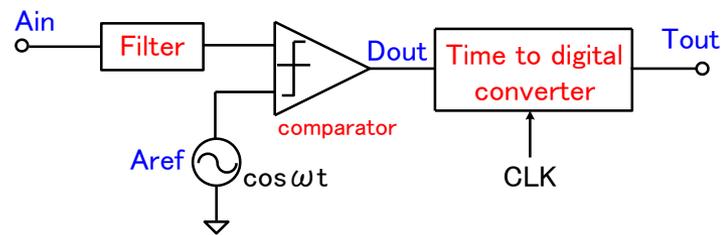


基準余弦波

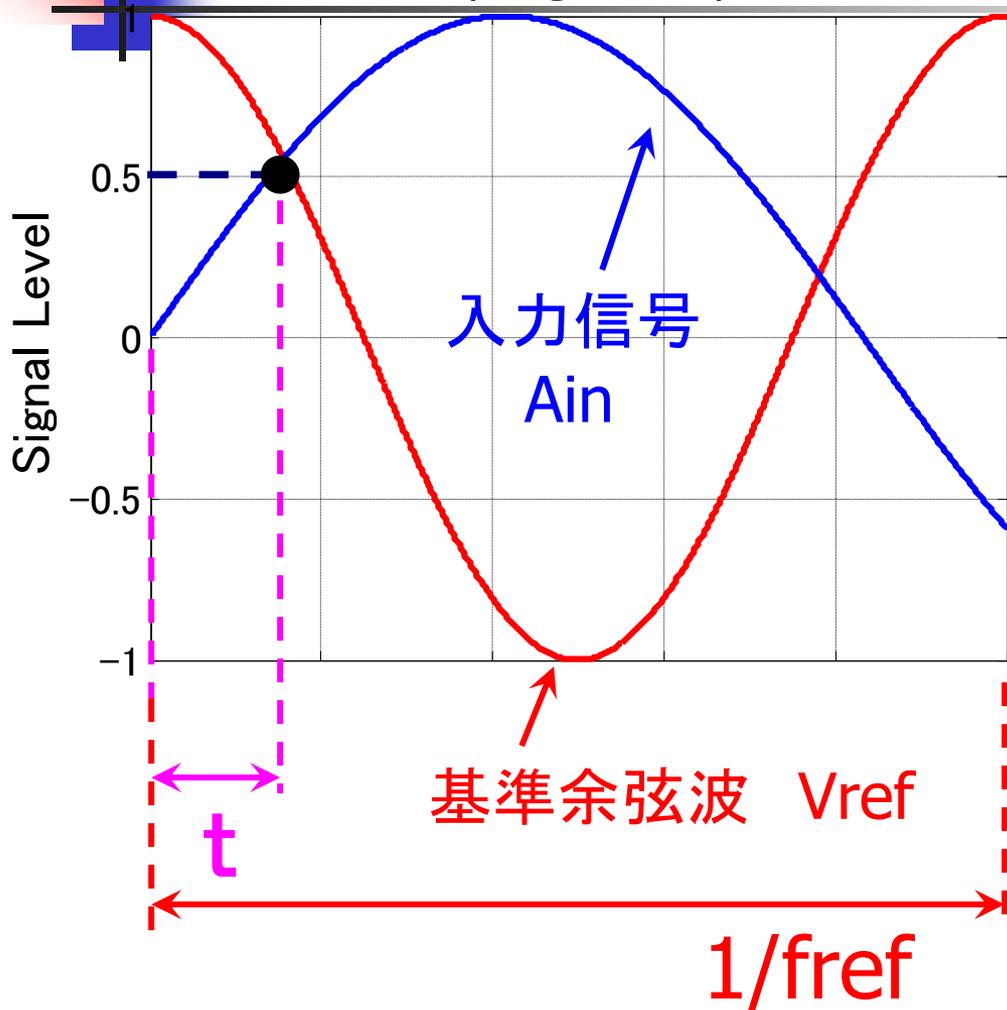
クロック周期 = 基準余弦波周期



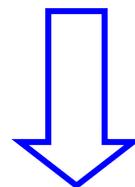
非同期AD変換器の動作



Sampling Principle



時間tを測定



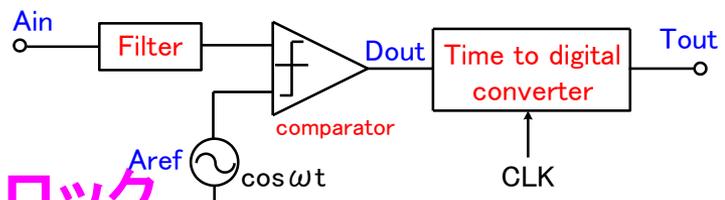
基準余弦波から振幅

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

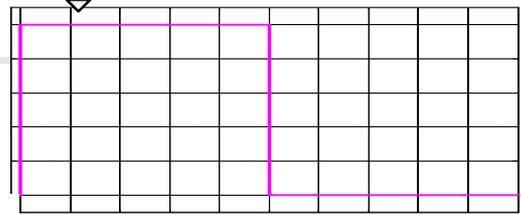
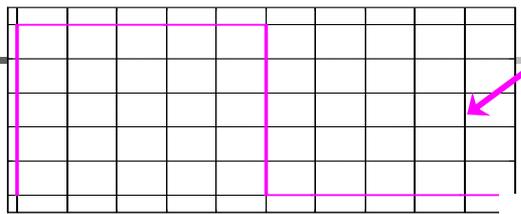
$$A \cos\left(2\pi \frac{t}{T}\right) = A_{in}(t)$$

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

非同期AD変換器の動作



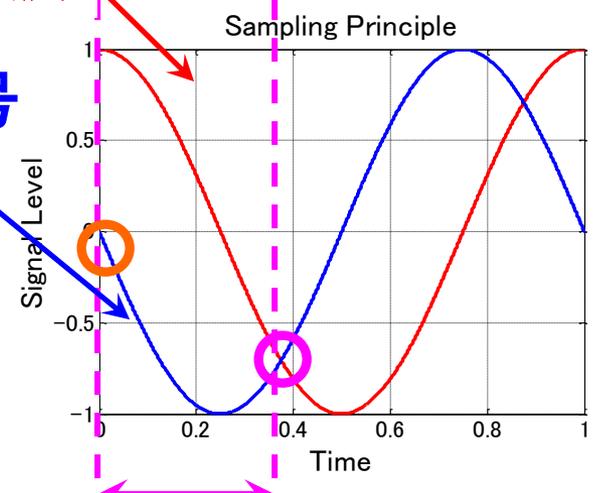
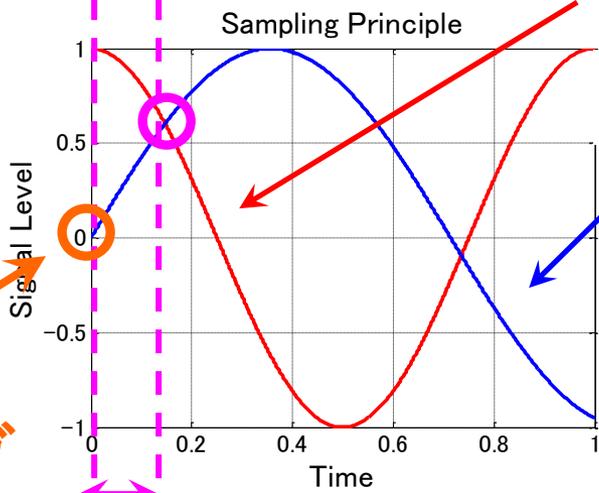
従来型ADC



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

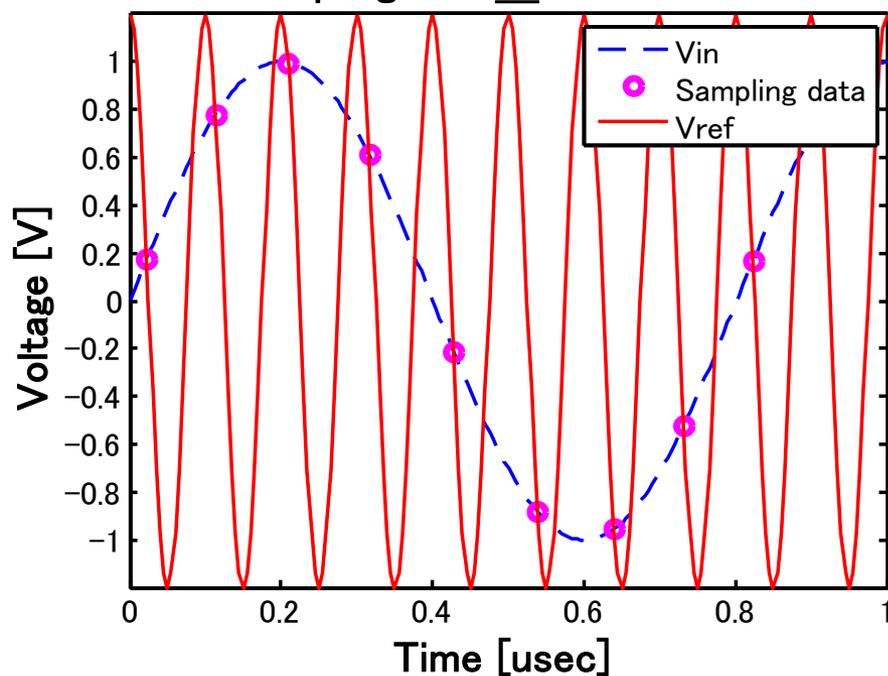
■ サンプリング ➡ 入力信号依存性

非同期サンプリングと折り返し

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

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

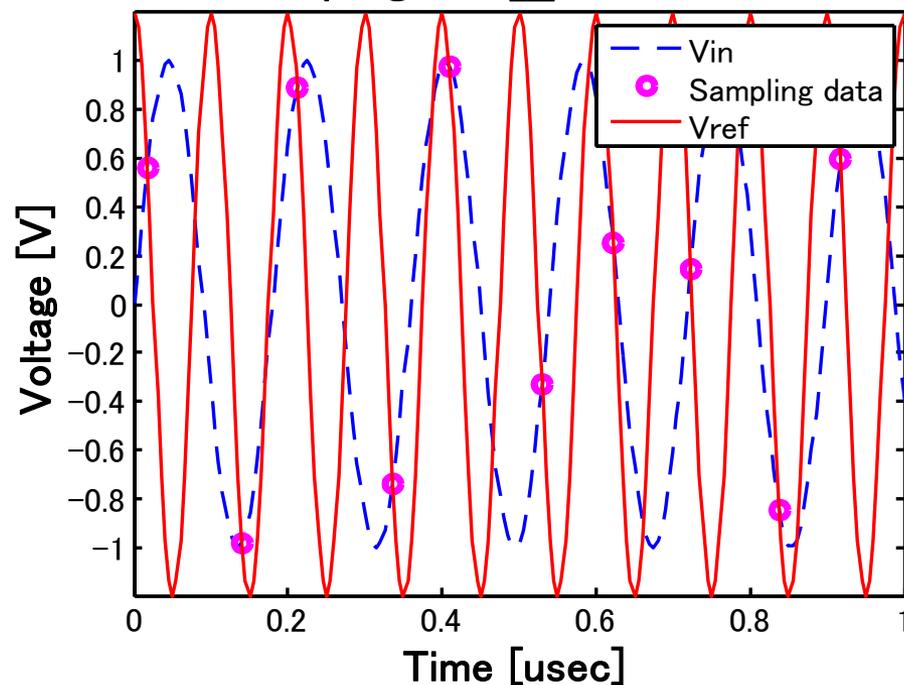
Sampling Data__Nonuniform



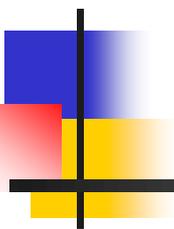
$f_{in} > f_{ref}/2$

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

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

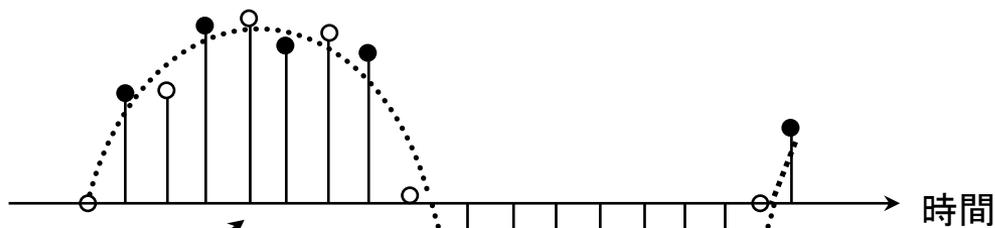
- データの間引き(Decimation)
- データの補間(Interpolation)

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

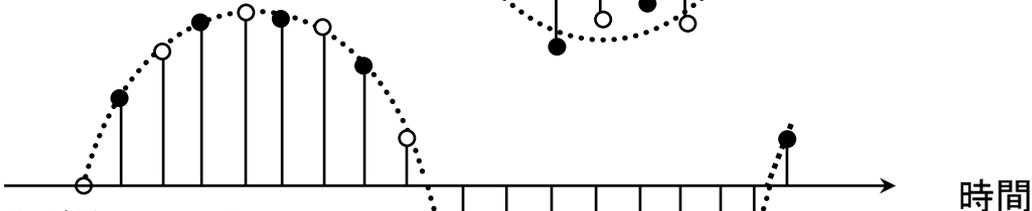
データの間引きと時間波形

入力波形



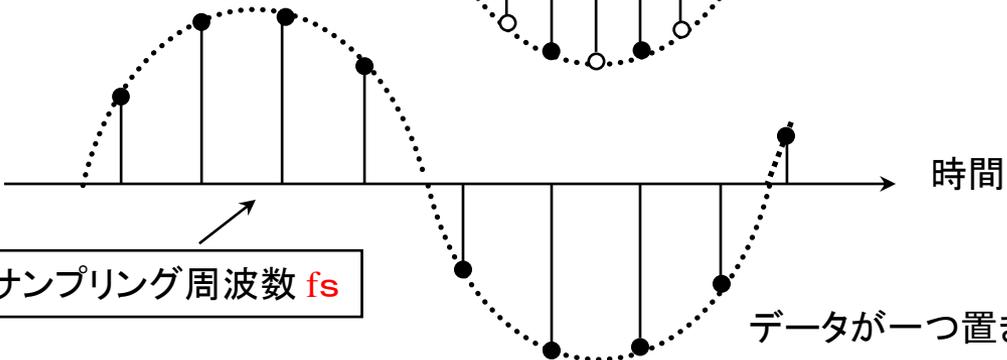
サンプリング周波数 $2 \cdot f_s$

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

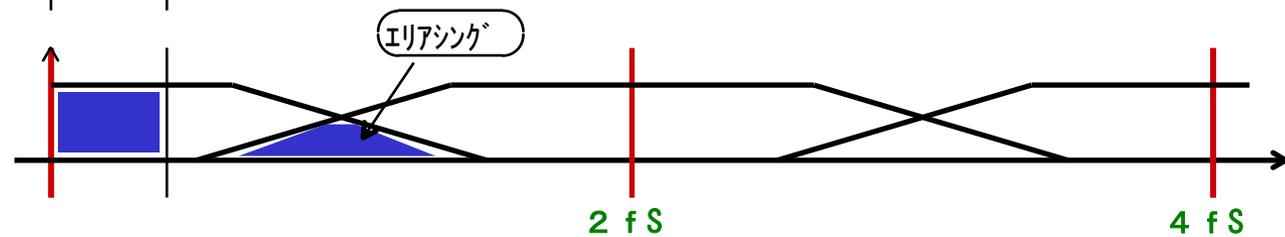
データが一つ置きに間引きされる

データの間引きと周波数スペクトル

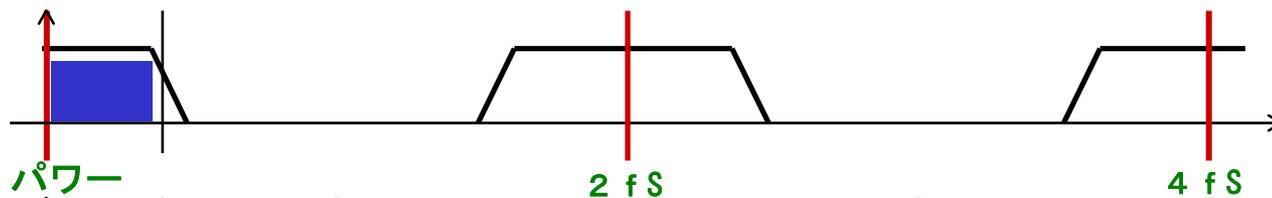
入力信号と
プリフィルタ



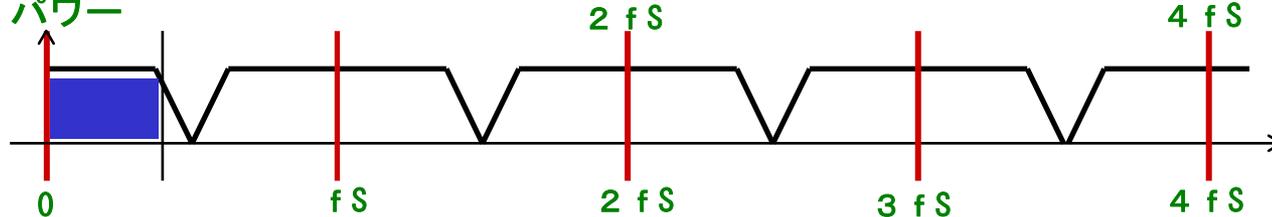
$2 f_s$
サンプリング



ローパス
フィルタ



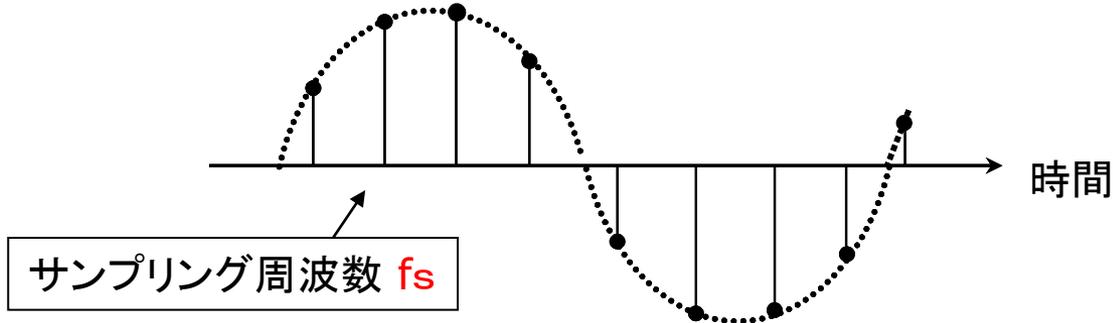
データ
間引き



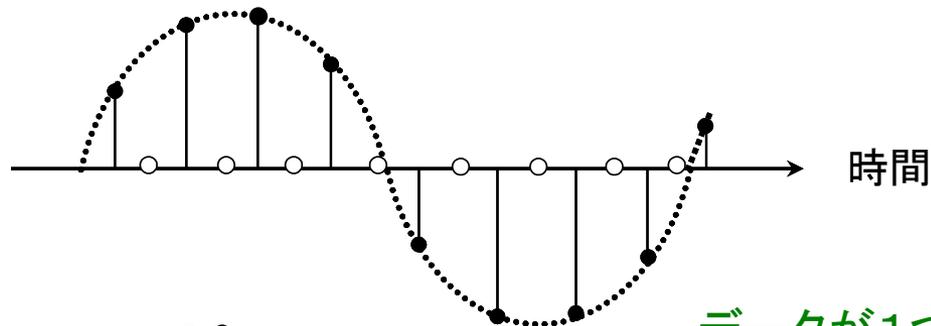
出力

データの補間と時間波形

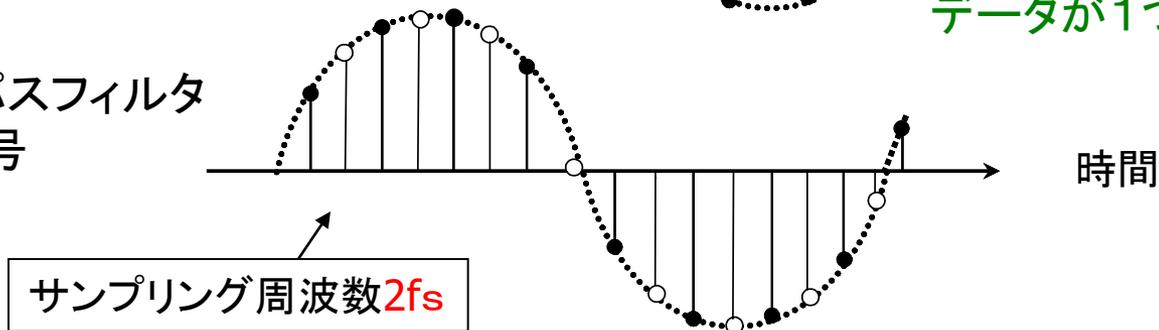
入力信号



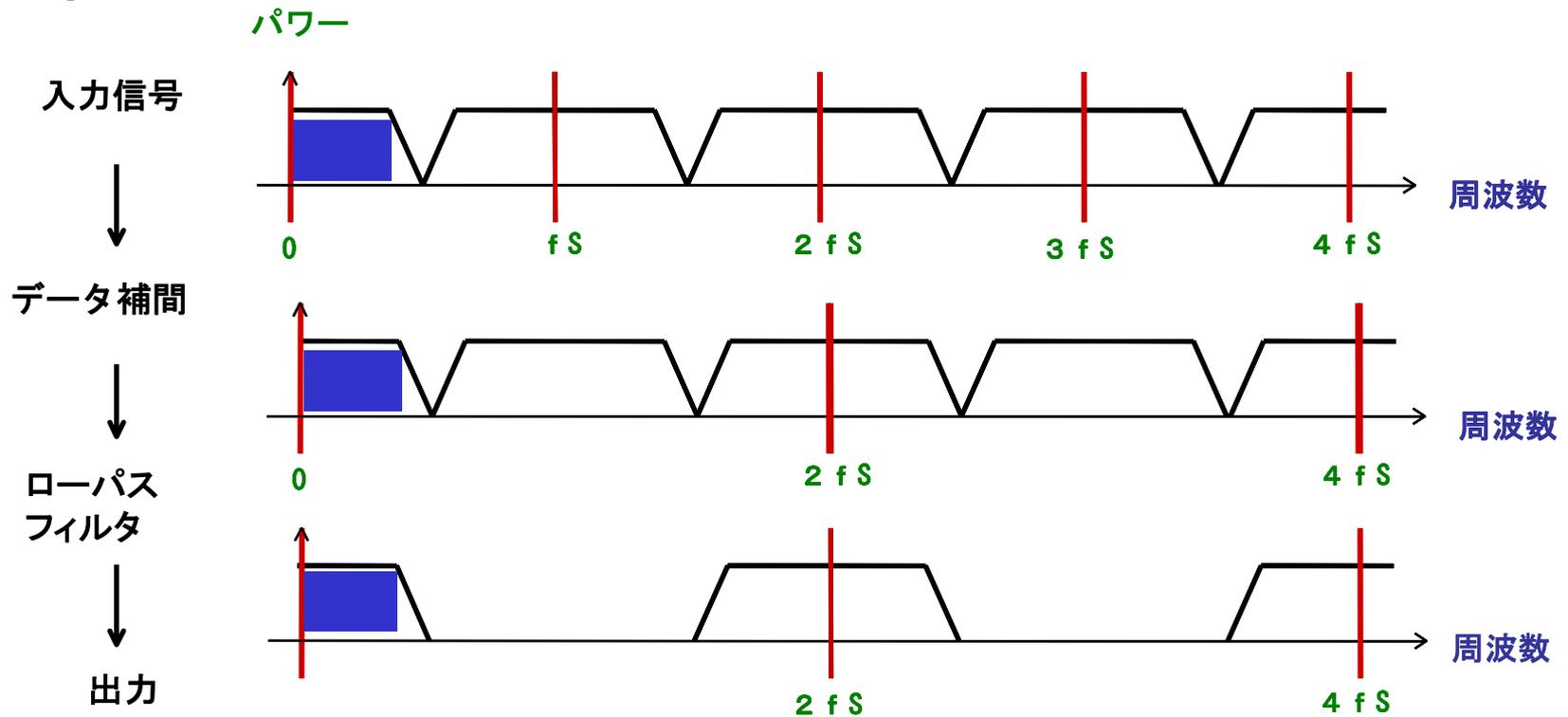
補間した後の
データ



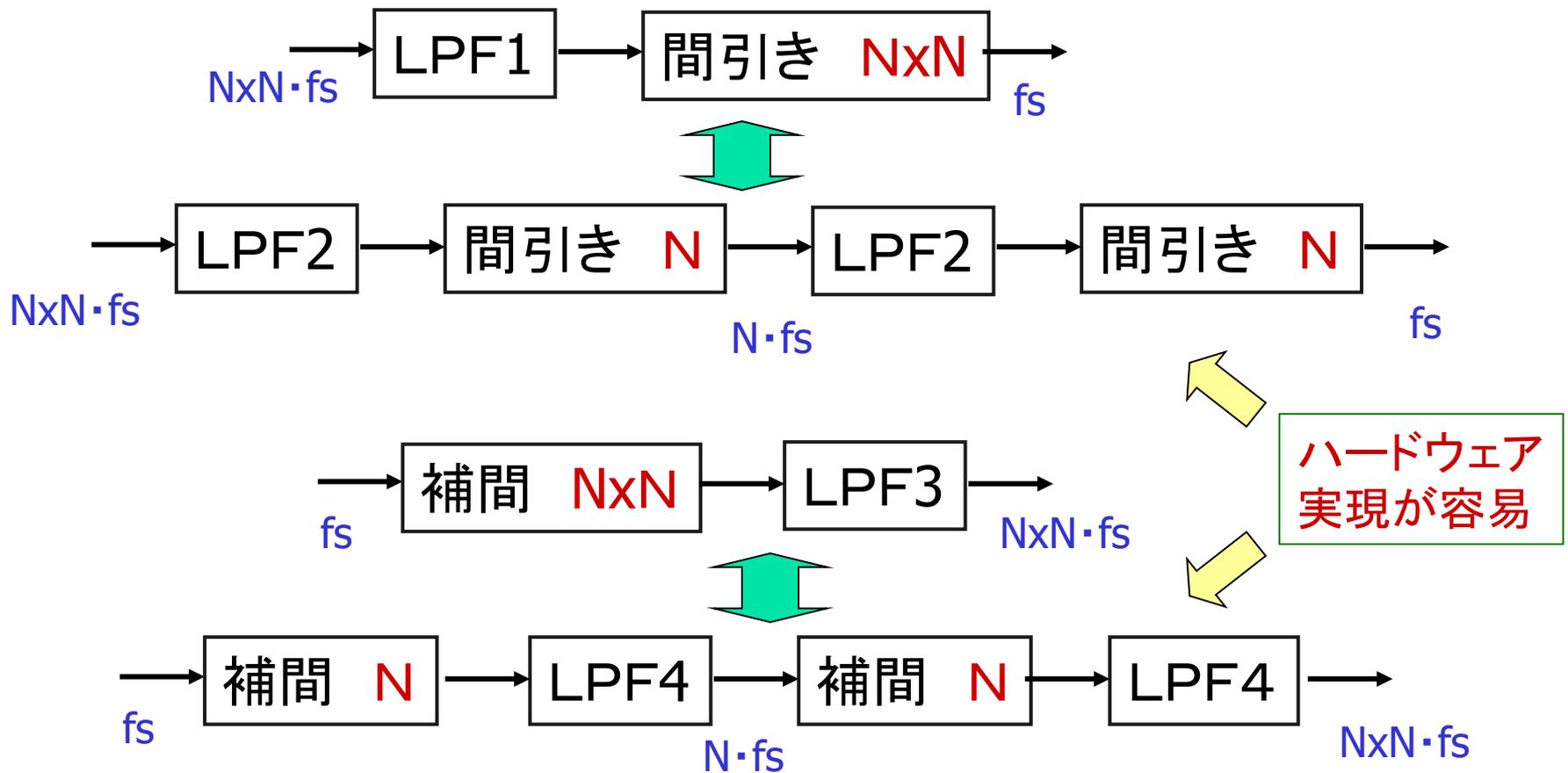
バンドパスフィルタ
後の信号



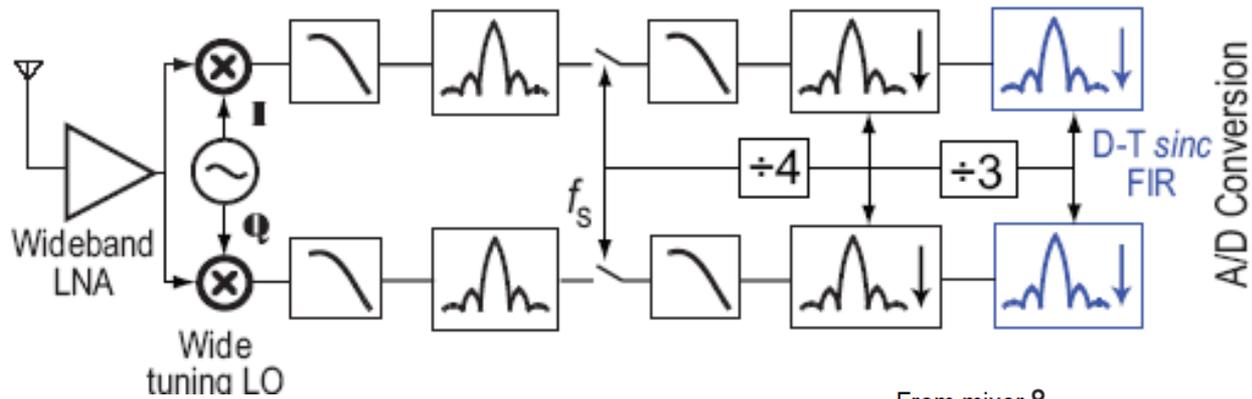
データの補間と周波数スペクトル



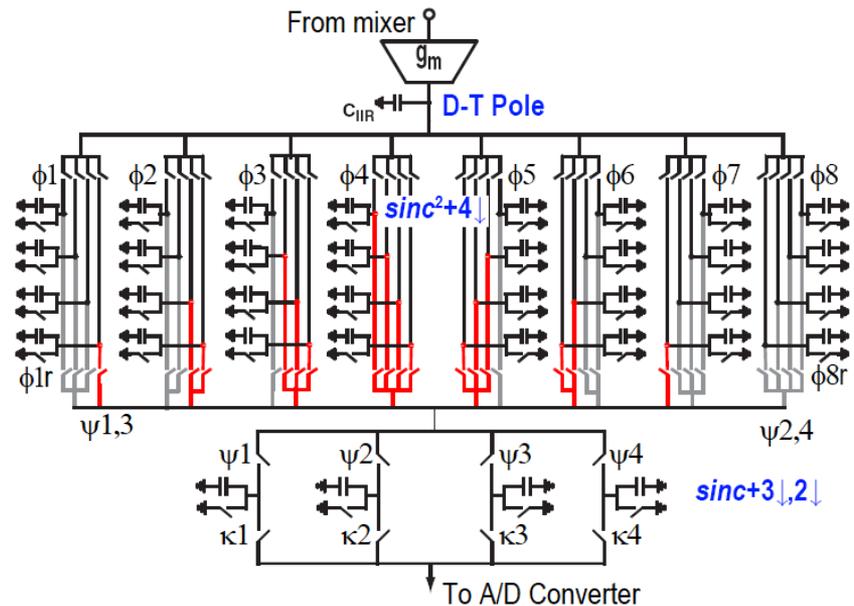
マルチレート信号処理

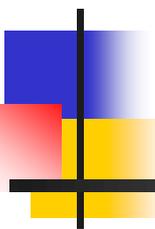


ソフトウェア無線用受信機 (TI社、UCLA)



- 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



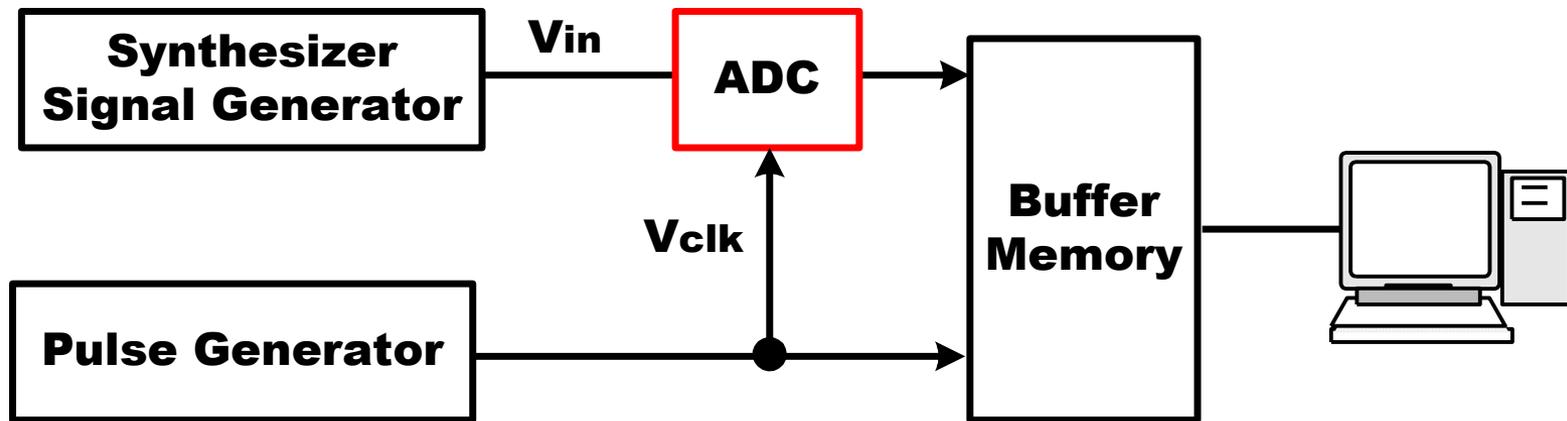


AD変換器の評価とサンプリング

- 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 -

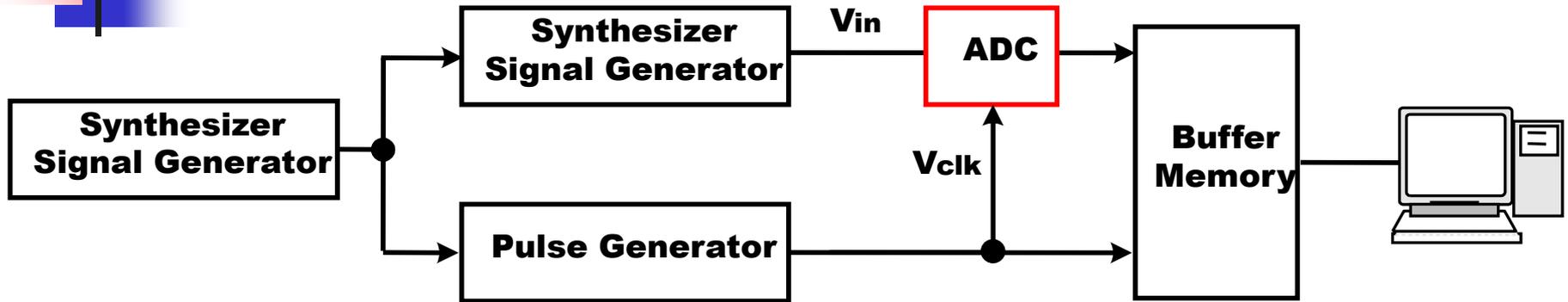


入力信号 V_{in} とサンプリングクロック V_{clk} は独立した発振器を用いる

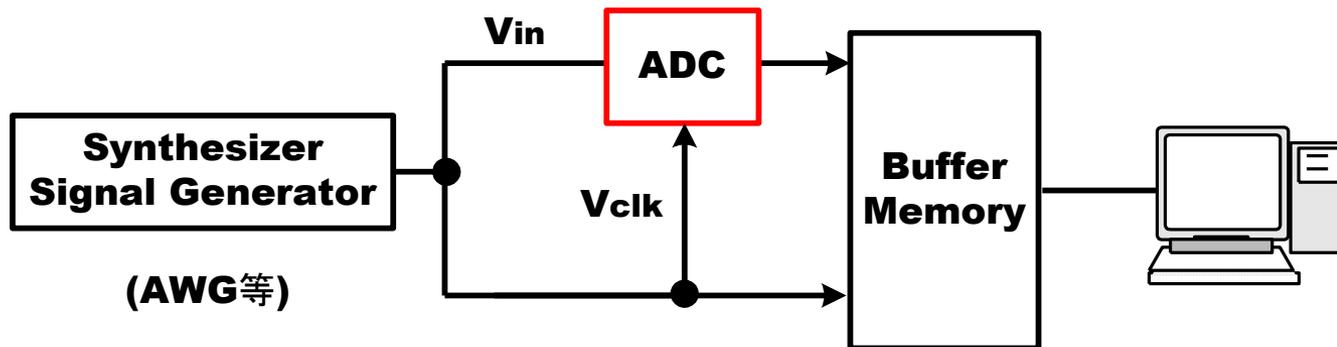


2つの周波数の相対精度が悪い

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



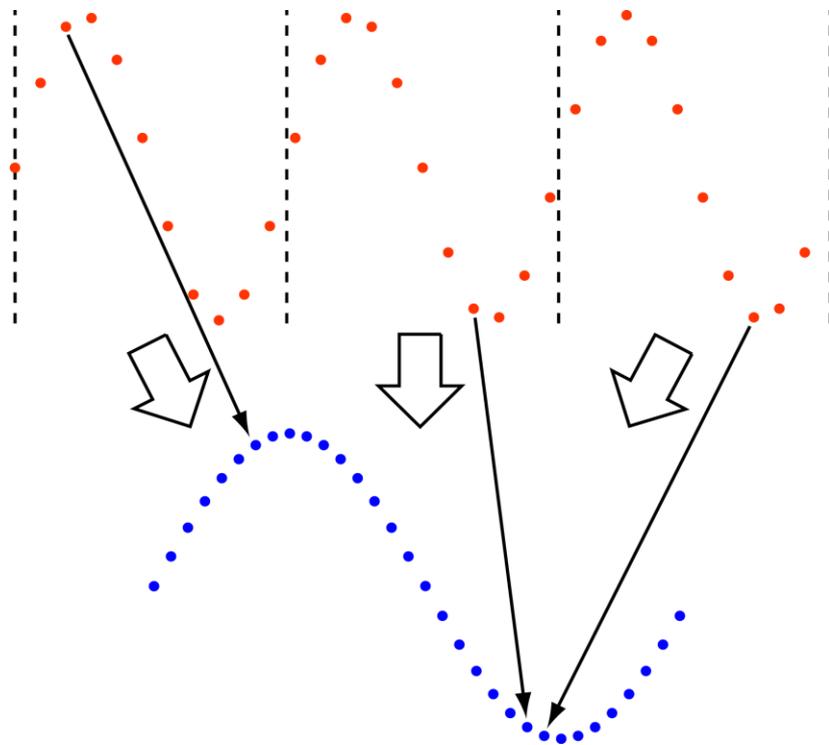
単一の信号源から入力信号と
サンプリングクロックを発生

ジッタに強い測定法

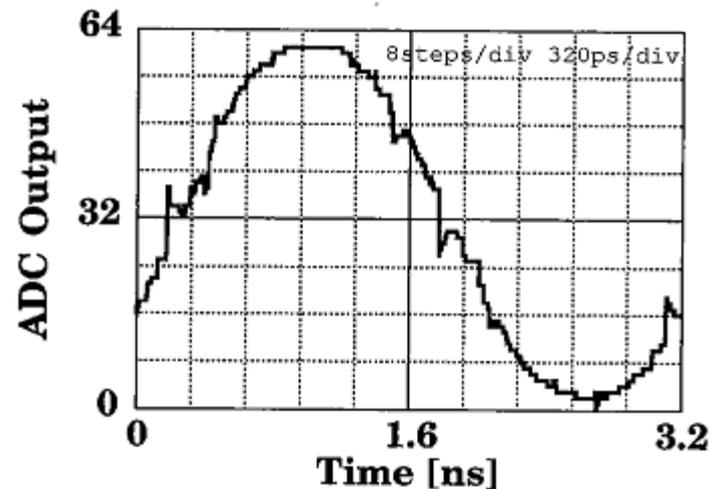
AD変換器出力の波形再構成

- 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



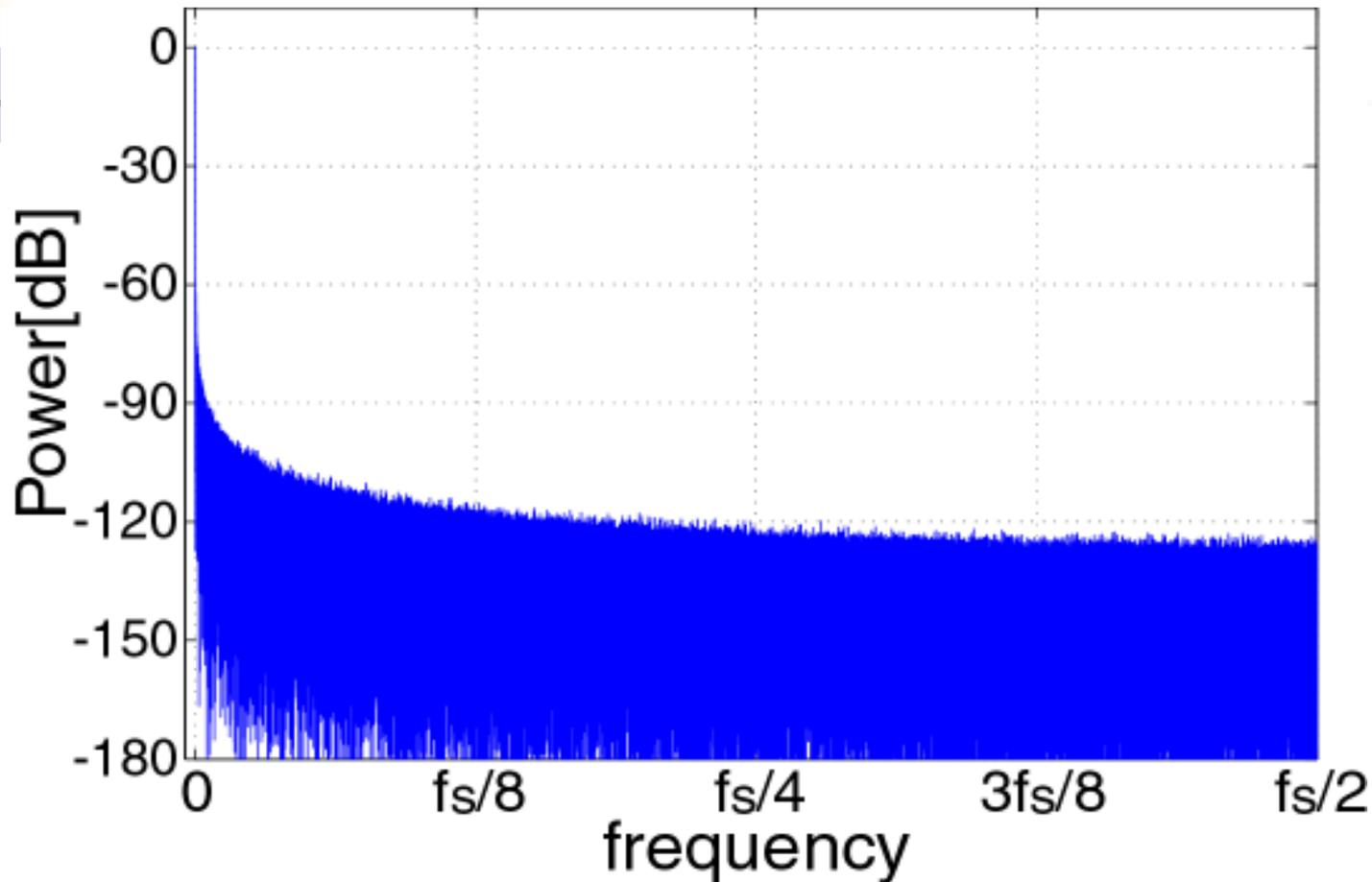
高周波入力に対する
AD変換器出力の実データ



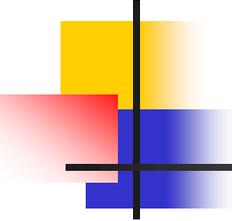
どのコードで誤差が
大きいか分かる

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: $N=16 \times 1024$)

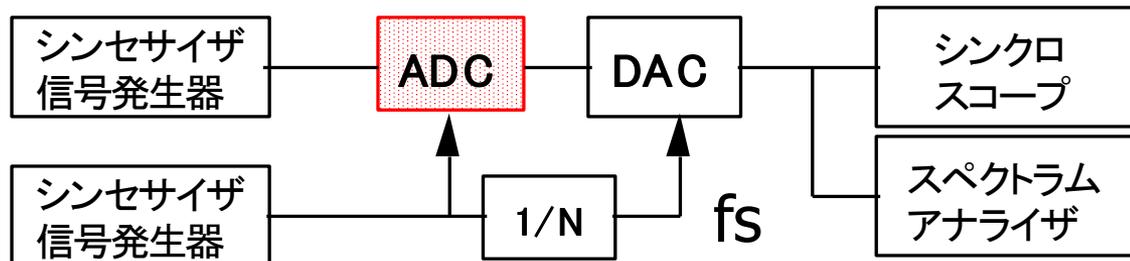
$$f_{in}/f_s = M/N$$

ここで M は素数

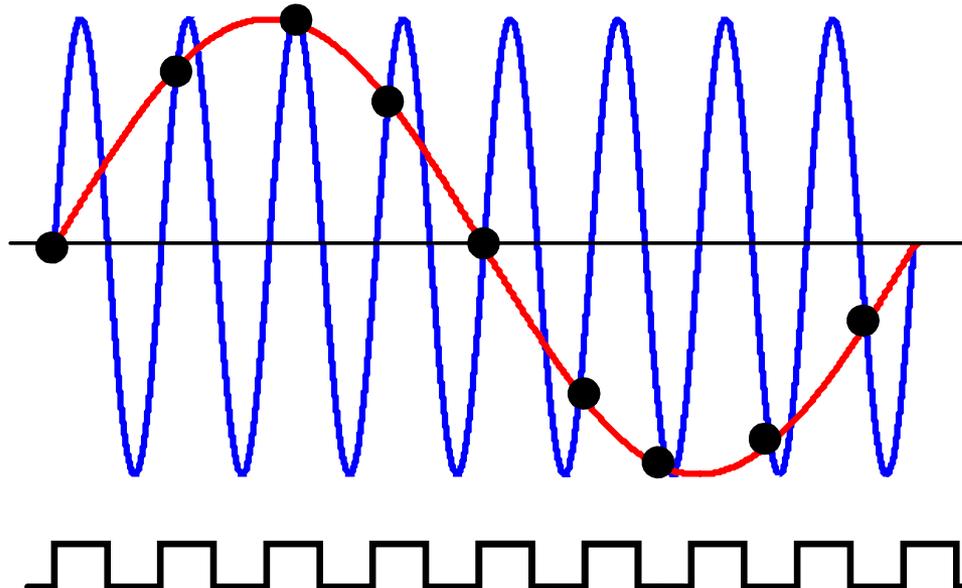
となるように f_{in} , f_s , N の値を決める。

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 $f_{beat} = f_{in} - f_s = f_s + \Delta f - f_s = \Delta f$

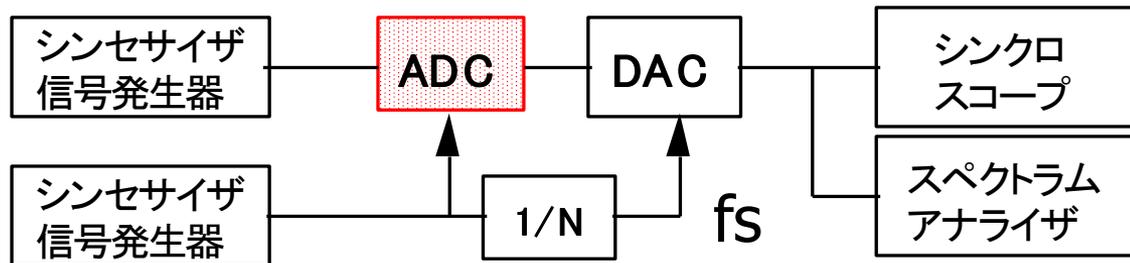


サンプリング
クロック f_s

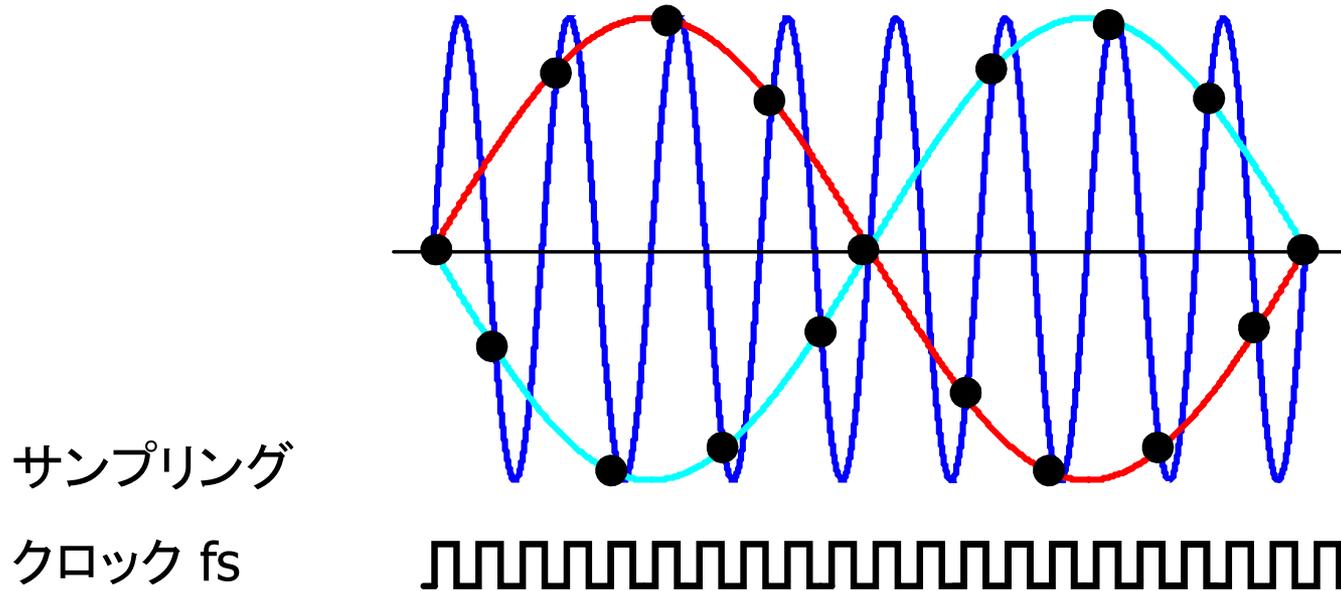
ビート法による再生波形 (2)

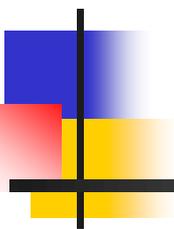
入力周波数 $f_{in} \doteq$ サンプルング周波数 $f_s/2$

信号スルーレート大



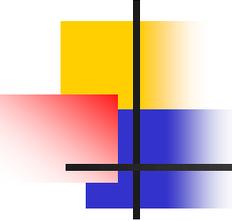
ビート周波数 $f_{beat} = f_{in} - f_s = f_s/2 \pm \Delta f - f_s = f_s/2 \pm \Delta f$





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

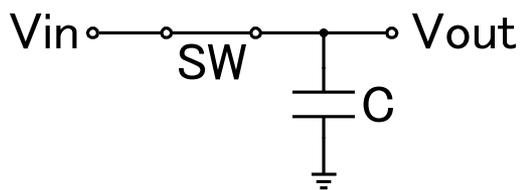
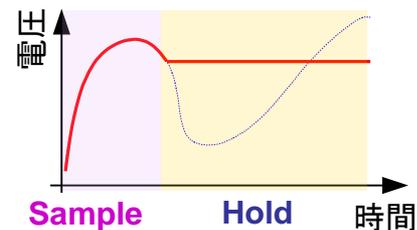
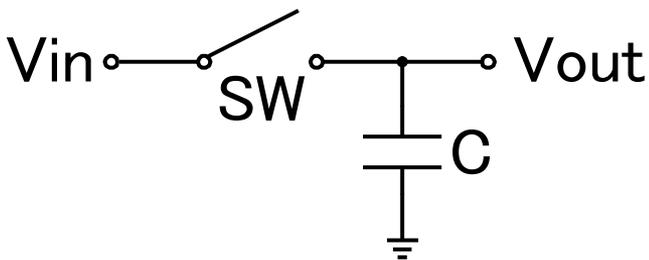
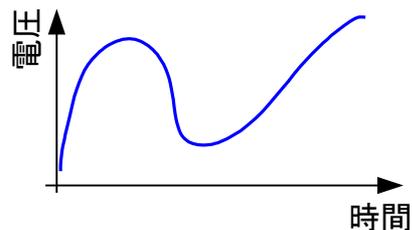


サンプリング回路の分類

- 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

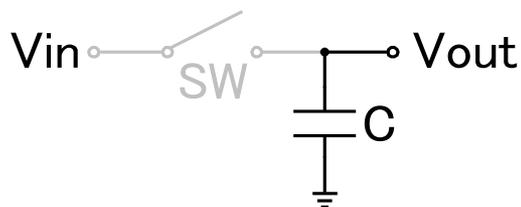
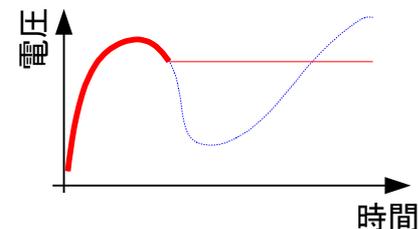
■ 基本構成: スイッチと容量



• スイッチSWがONの時

• $V_{out}(t) = V_{in}(t)$

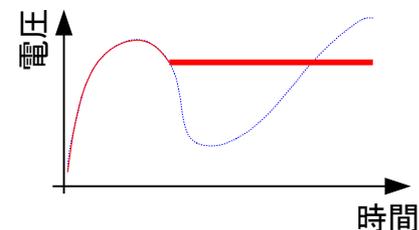
Sample動作



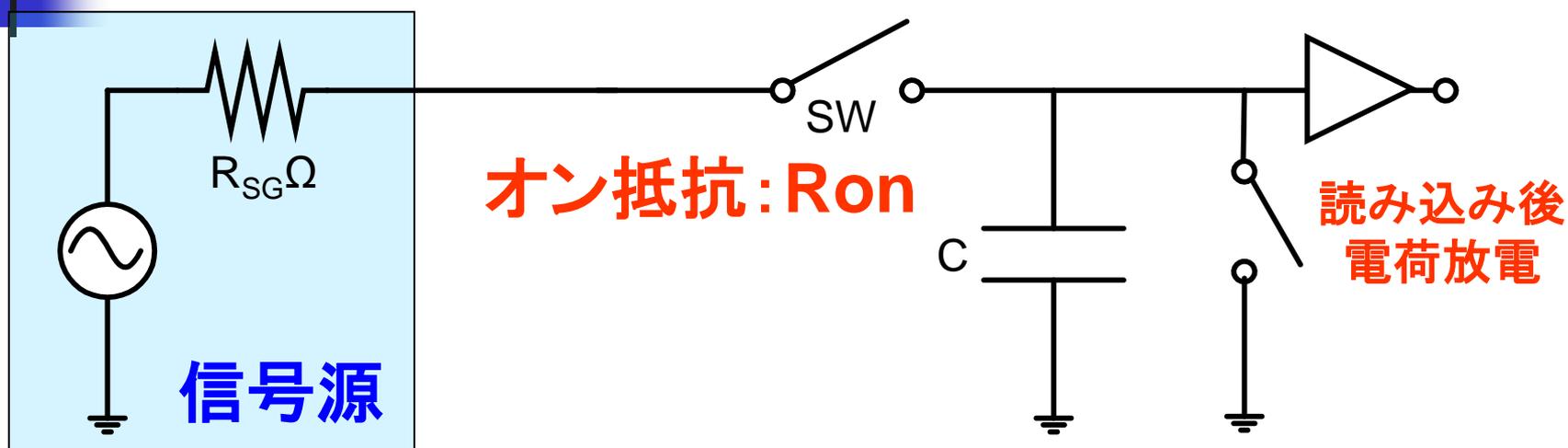
• スイッチSWがOFFの時

• $V_{out}(t) = V_{in}(t_{OFF})$

Hold動作

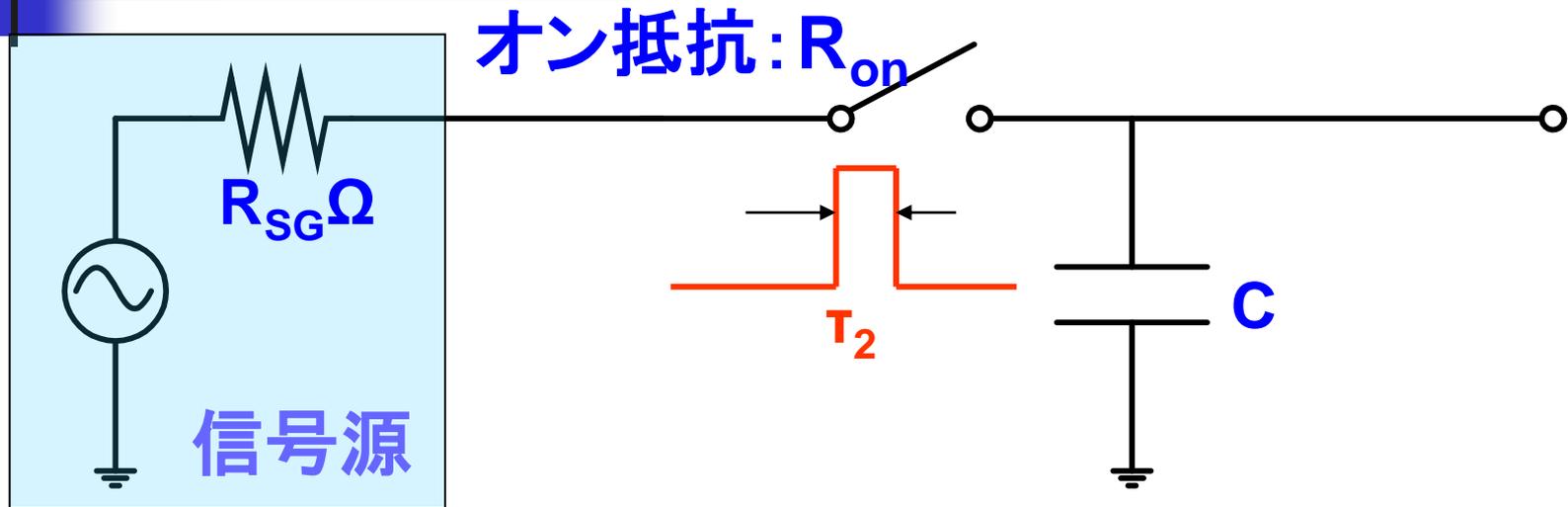


広帯域サンプリング回路



- 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 T_1 、 T_2

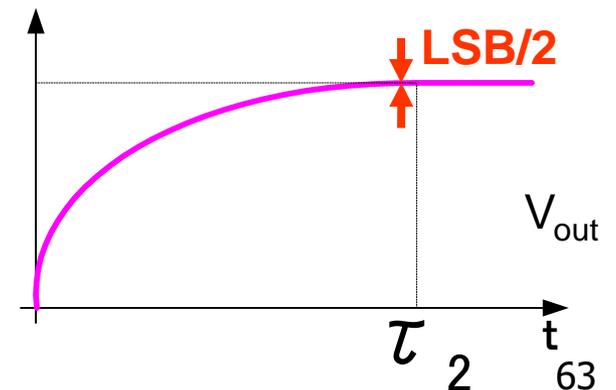
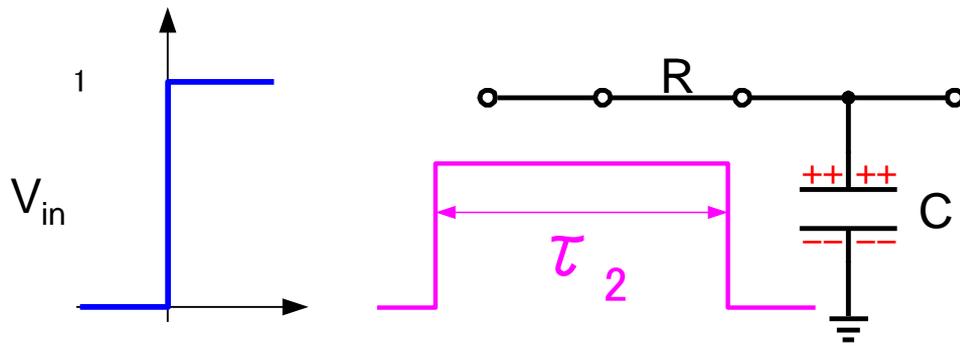


■ 時定数

- T_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 $((R_{on} + R_{SG}) \times C)$
- T_2 : スイッチング時間窓

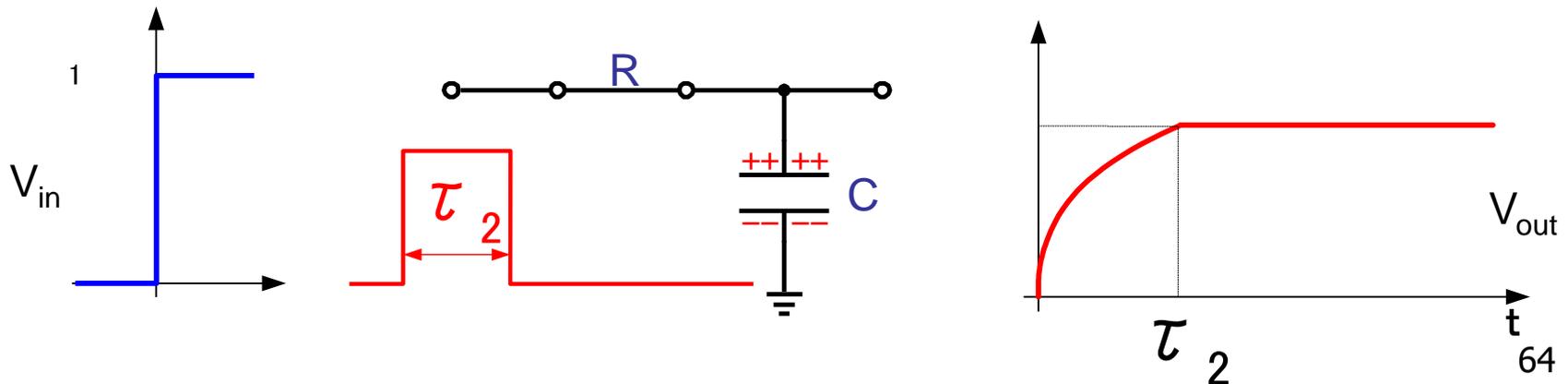
トラックホールド回路 $\tau_2 \gg \tau_1$

- 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

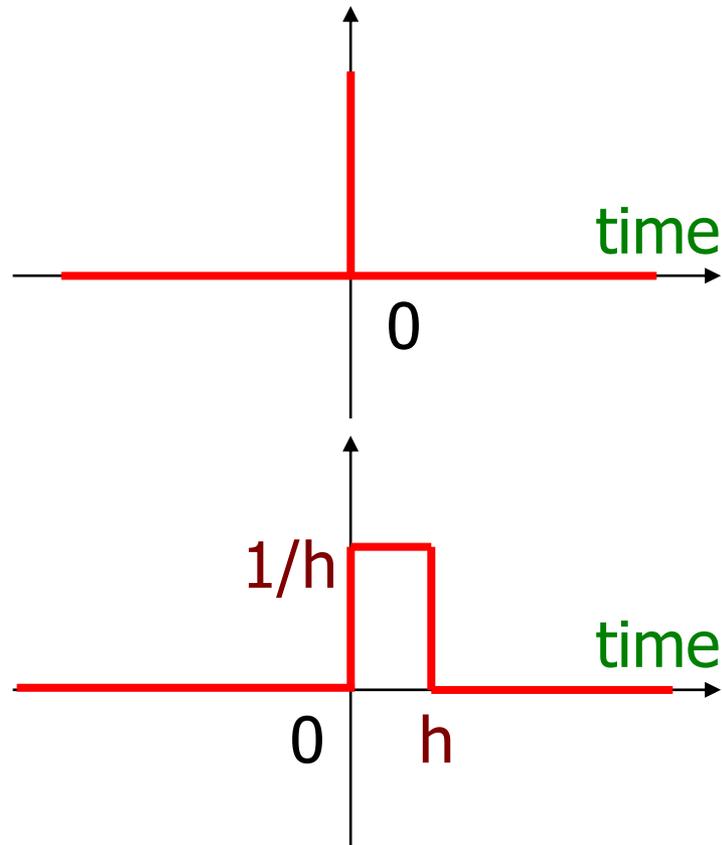


インパルス信号(デルタ関数)

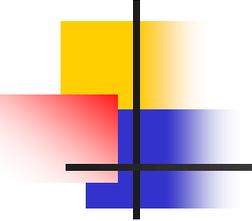
$$\delta(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ \infty & (t = 0) \\ 0 & (t > 0) \end{cases}$$

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

(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。「よーいドン」のピストルの音
- δ 関数を用いると理論展開に便利。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。

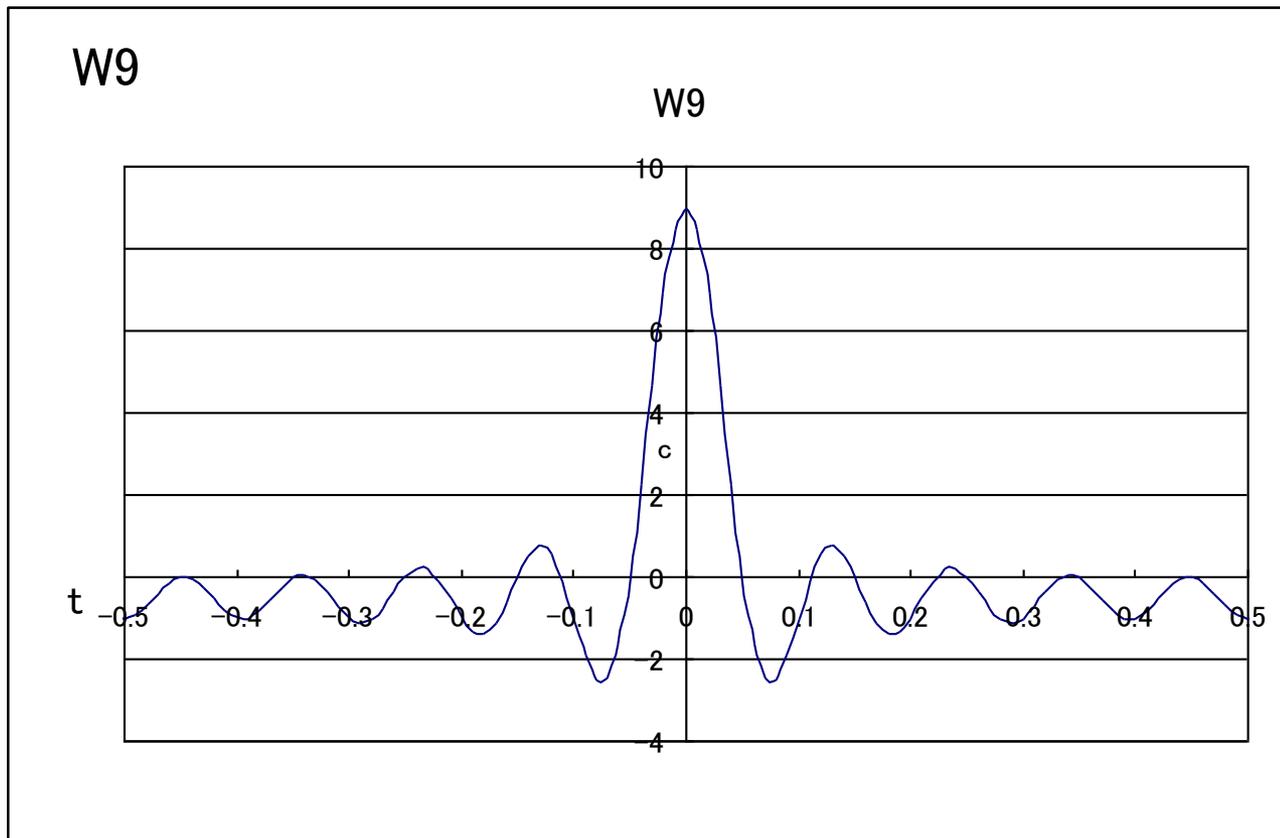
$$\delta(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \cos(\omega t) d\omega$$

- 太陽光(白色光):

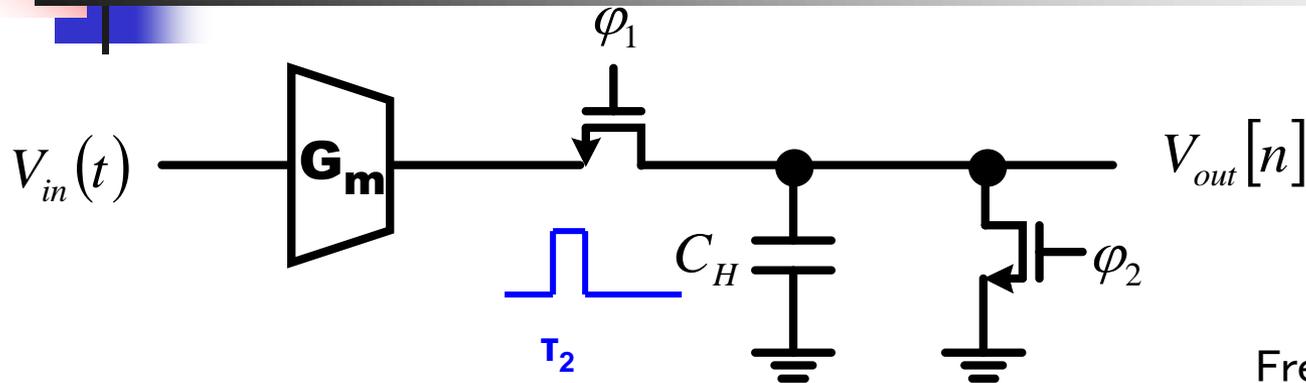
- 全ての周波数成分 ω を等パワーで含む。
- 位相が揃っていない。

余弦波の和は インパルス信号に近づく

$$\cos(wt) + \cos(2wt) + \cos(3wt) + \dots + \cos(9wt)$$

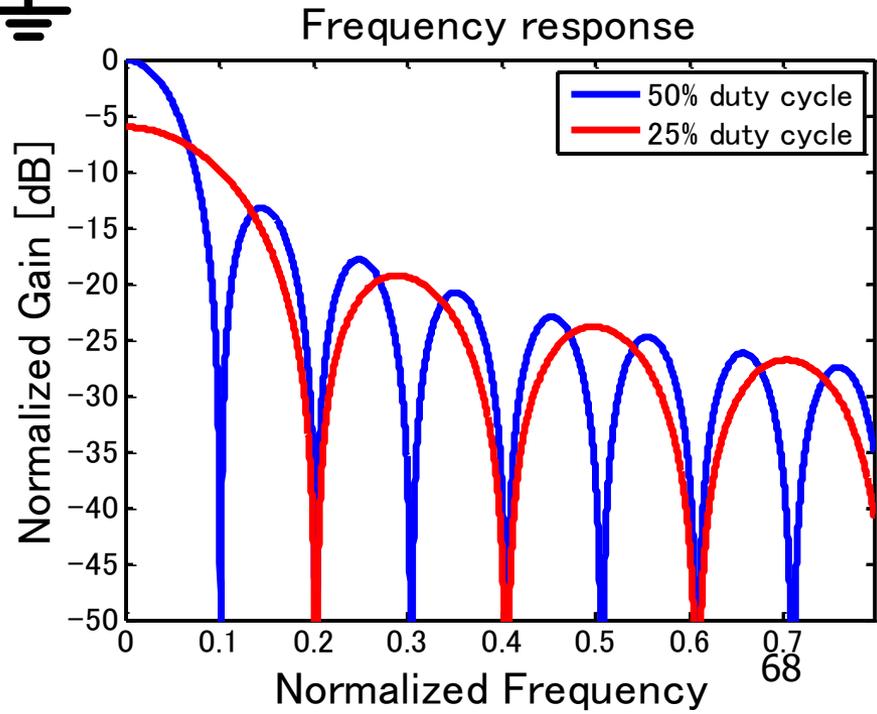


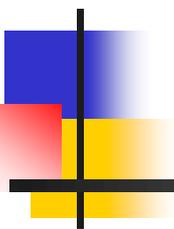
窓関数電荷サンプリング回路 (Windowed charge sampler circuit)



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

- 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





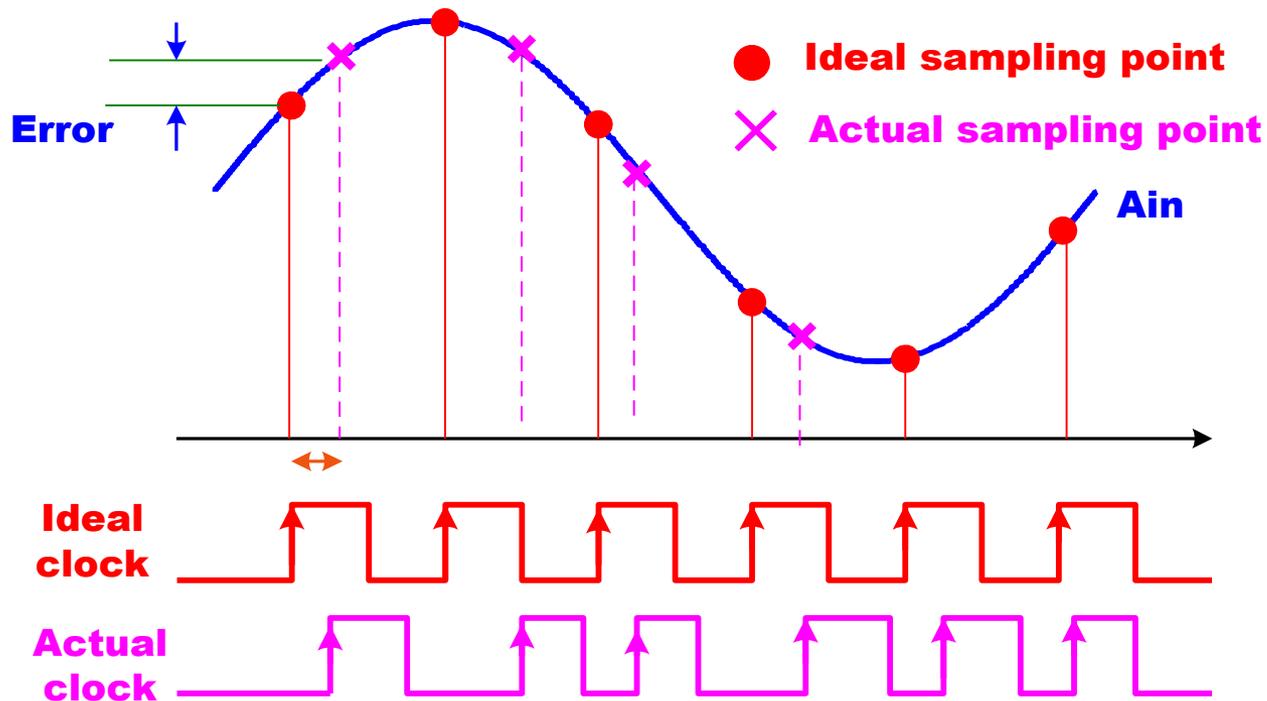
サンプリング・タイミング誤差

- 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

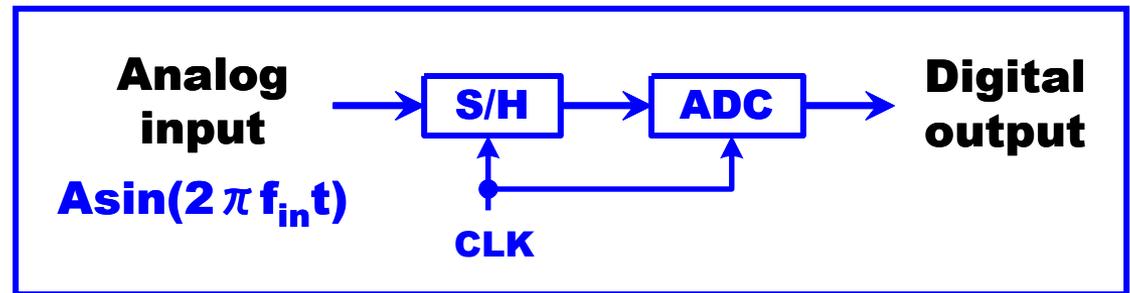
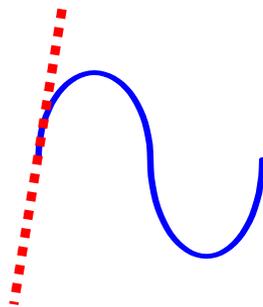
時間軸誤差(ジッタ)が振幅軸誤差(Error)になる



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)

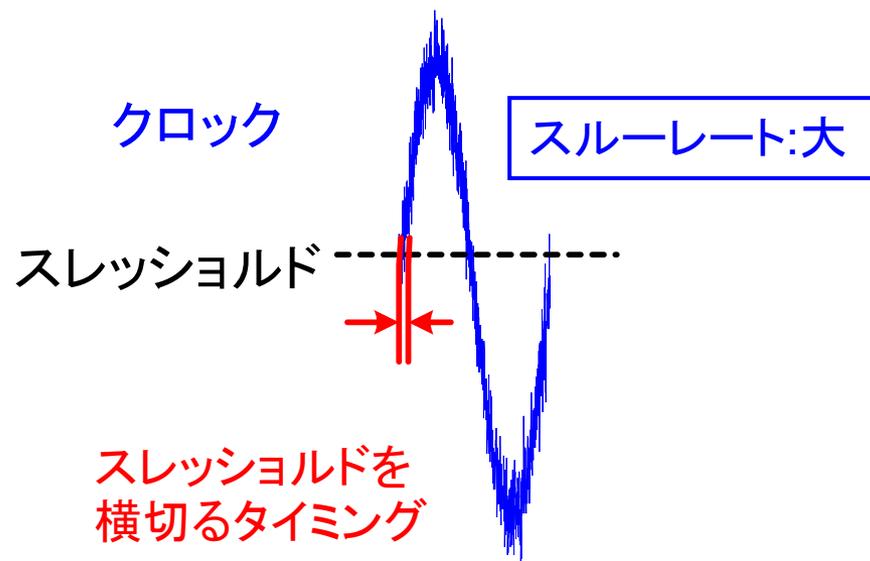
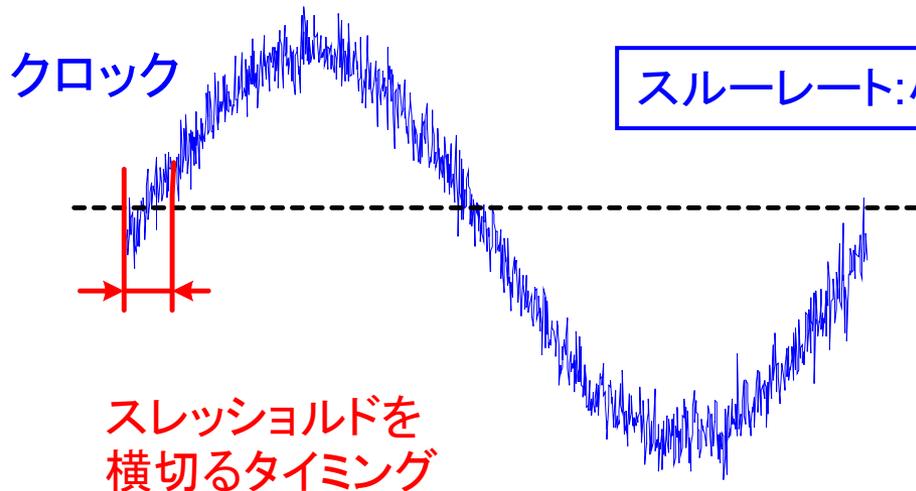
$$dV = 2\pi f_{in} A \delta_t$$

⇒ 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

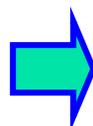
クロック発生回路

- 熱雑音の観点から



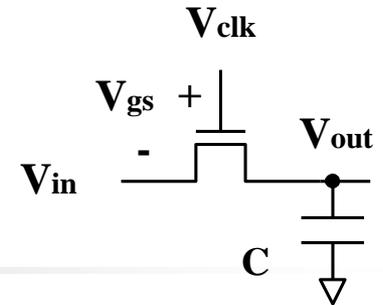
$$CK(t) = A \sin(\omega t)$$

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

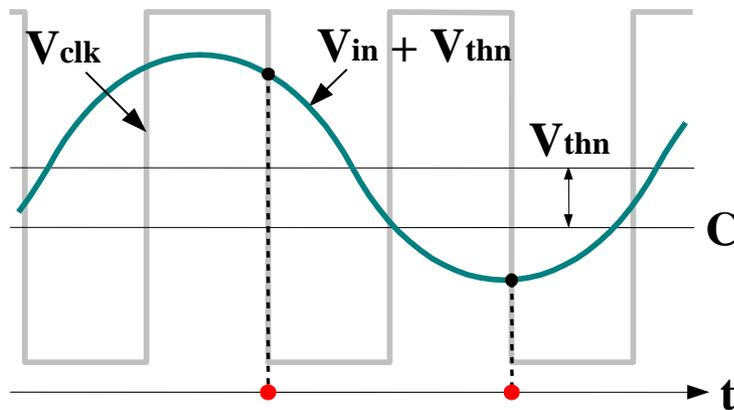


$A, \omega \rightarrow \text{大} \Rightarrow \text{ジッタ小}$

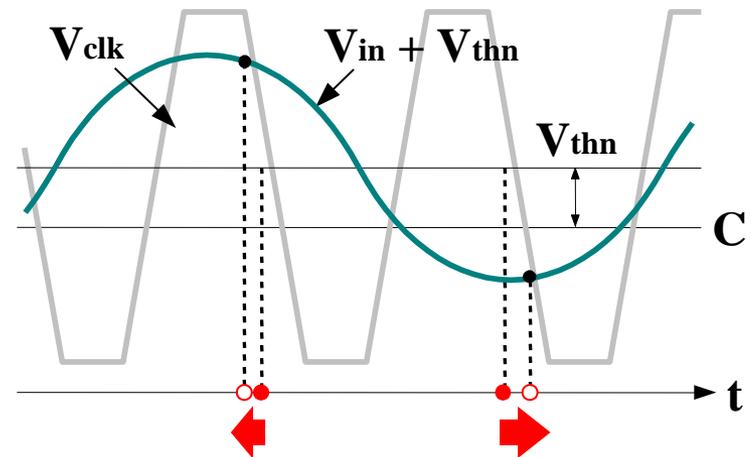
サンプリング・クロックの有限立ち上がり時間の影響



立ち上がり時間：ゼロ



立ち上がり時間：有限



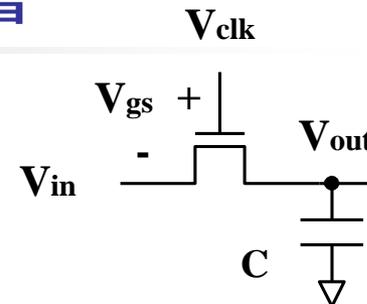
MOSスイッチのゲートを駆動するサンプリング・クロックが有限のスロープを持つとき、トラックモードからホールドモード(ON→OFF)の移行のタイミングが、入力レベルに依存。



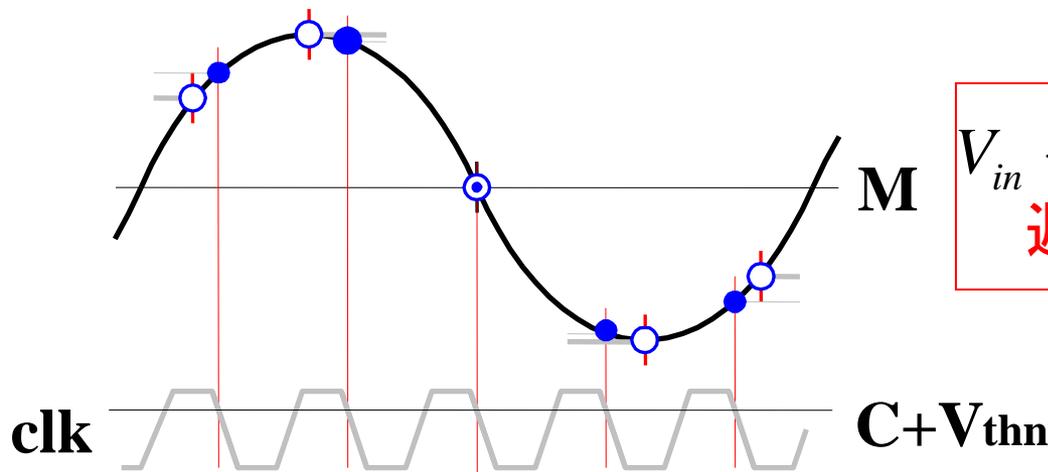
入力信号依存サンプリング・タイミング誤差

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

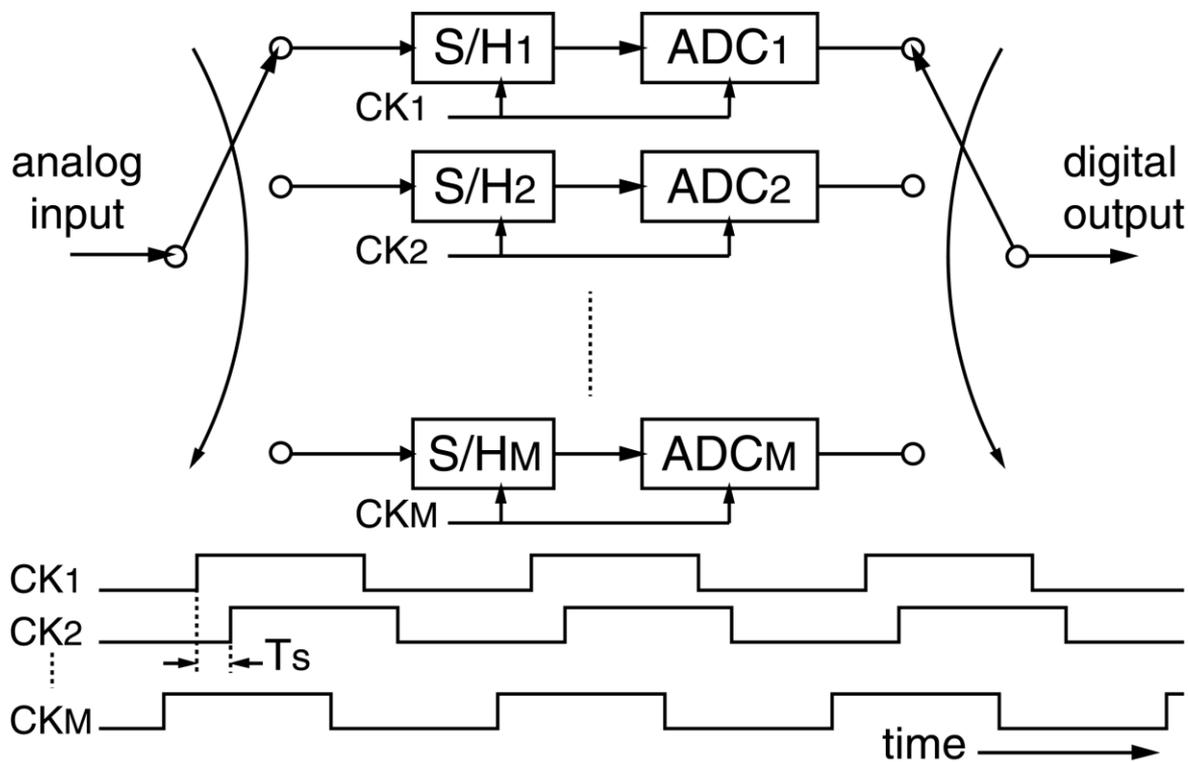
入力信号依存サンプリング・ジッタの影響



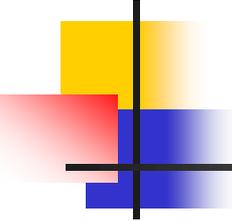
実際のサンプリング値が位相変調となって現れる。

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)。



SC4-1 13:30-14:00
Oct. 27, 2017 (Fri)

Fundamental Design Tradeoff and Performance Limitation of Electronic Circuits Based on Uncertainty Relationships

H. Kobayashi I. Shimizu N. Tsukiji
M. Arai **K. Kubo** H. Aoki

Gunma University

Oyama National College of Technology

Teikyo Heisei University



My First Research

Computer with Superconductor (Josephson Device)

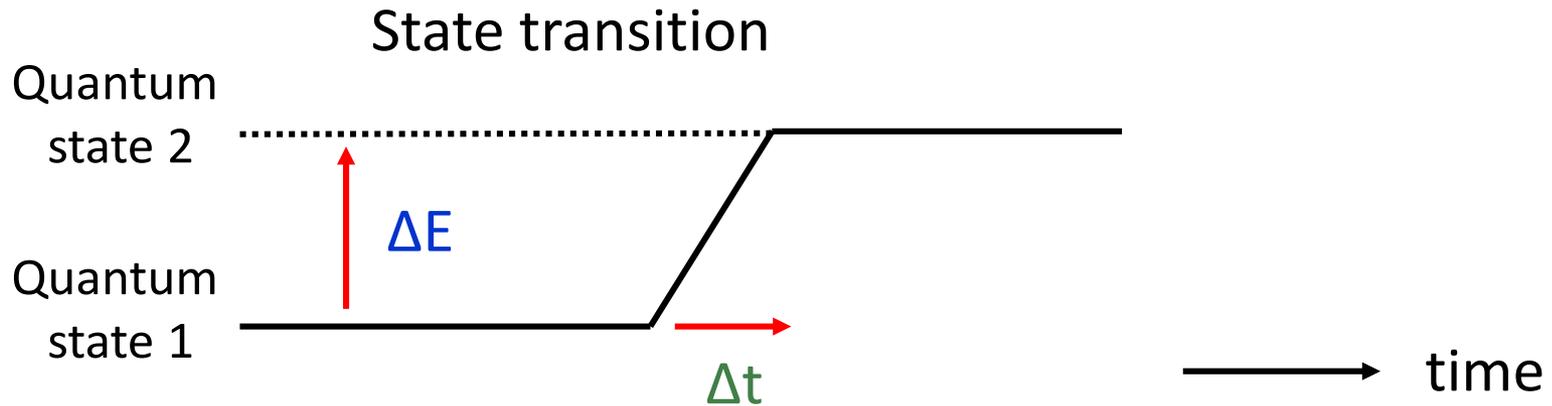
Under supervision of Prof. Ko Hara (原 宏)
at University of Tokyo

Physicist

Undergraduate (Bachelor) course, 4th year

[1] K. Hara, H. Kobayashi, S. Takagi, F. Shiota, "Simulation of a Multi-Josephson Switching Device", Japanese J. of Applied Physics (1980).

Research Motivation of This Paper



$$\Delta E \Delta t \geq h/(4\pi) \quad \text{Uncertainty principle}$$

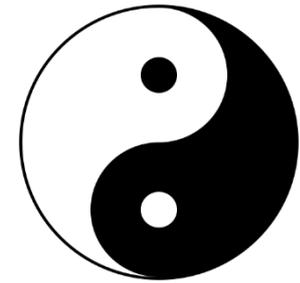
My strong impression :

Transition time Δt \Rightarrow Time uncertainty

Our Statement

Uncertainty relationships are everywhere
in electronic circuits

Our conjecture



陰陽思想
太極圖

Ultimately, some would converge to
Heisenberg uncertainty principle
in quantum physics.

Contents

- Research Objective
- Uncertainty Principle and Relationship
- Invariant Quantity
- Electronic Circuit Performance Analogy to Uncertainty Relationship and Invariant
- Waveform Sampling Circuit
- Conclusion

Contents

- Research Objective
- Uncertainty Principle and Relationship
- Invariant Quantity
- Electronic Circuit Performance Analogy to Uncertainty Relationship and Invariant
- Waveform Sampling Circuit
- Conclusion

Research Objective

- **Our Objective**

In analog electronic circuits

- Clarify tradeoff among their performance indices
- Provide their fundamental limitation

- **Our Approach**

Based on

- Uncertainty principle in quantum mechanics
- Uncertainty relationship in signal processing

Contents

- Research Objective
- Uncertainty Principle and Relationship
- Invariant Quantity
- Electronic Circuit Performance Analogy to Uncertainty Relationship and Invariant
- Waveform Sampling Circuit
- Conclusion

Uncertainty Principle in Quantum Mechanics

W. K. Heisenberg



$$\Delta t \Delta E \geq h/(4\pi)$$

t : time, E : energy

$$\Delta x \Delta p \geq h/(4\pi)$$

x : position, p : momentum.

The Uncertainty Principle

Δp Δx $\Delta p \Delta x \geq \frac{\hbar}{2}$

impossible to know exactly:

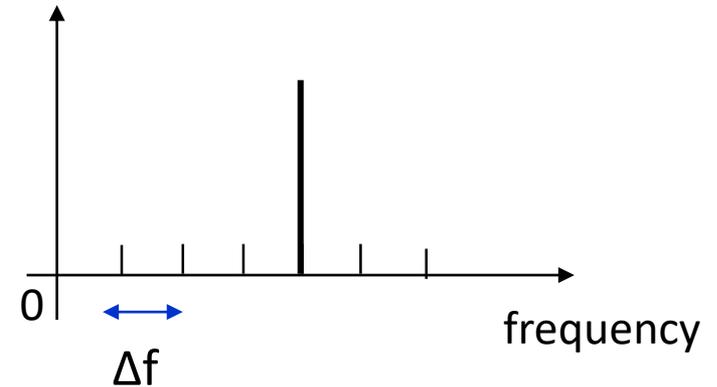
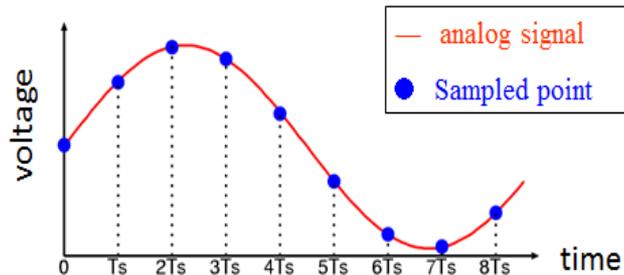
- where something is
- how fast it is going

The diagram shows a central orange circle representing a particle. Two overlapping, semi-transparent orange regions extend from the particle, representing uncertainty in position (Δx) and momentum (Δp). A black arrow points from the particle towards the bottom-left, and a grey arrow points from the particle towards the bottom-right. The uncertainty regions are shaded to show they overlap, illustrating that both position and momentum cannot be known precisely at the same time.

These cannot be proved \Rightarrow *principle*.

Uncertainty Relationship in Signal Processing (1)

● Discrete Fourier Transform (DFT)



Sampling frequency : f_s

Sampling period: $T_s (= 1/f_s)$

Number of DFT points : N

$$\Delta f = f_s/N = 1/(T_s N)$$

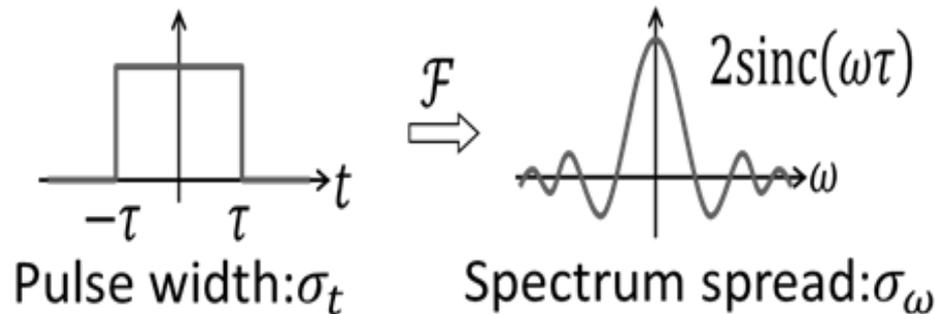
Time & frequency resolution

$$\Delta f T_s = 1/N$$

This can be proved mathematically \Rightarrow *Relationship*

Uncertainty Relationship in Signal Processing (2)

- Uncertainty Relationship
between Time & Frequency of Continuous Waveform



$$\sigma_\tau \sigma_\omega \geq \frac{1}{2}$$

This can be proved mathematically \Rightarrow *Relationship*

Contents

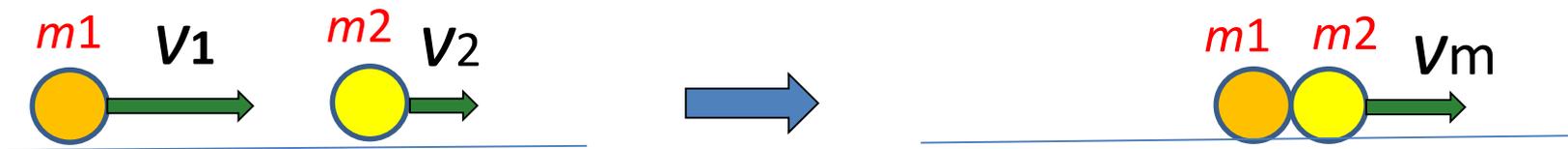
- Research Objective
- Uncertainty Principle and Relationship
- **Invariant Quantity**
- Electronic Circuit Performance Analogy to Uncertainty Relationship and Invariant
- Waveform Sampling Circuit
- Conclusion

Importance of Invariant (1)

Invariant quantity \Rightarrow
clarify phenomena & characteristics

Conservation Law in Physics :

- Energy conservation law
- Mass conservation law
- **Momentum conservation law**
- Charge conservation law



$$p_1 = m_1 v_1, \quad p_2 = m_2 v_2$$

$$p_1' = m_1 v_m, \quad p_2' = m_2 v_m$$

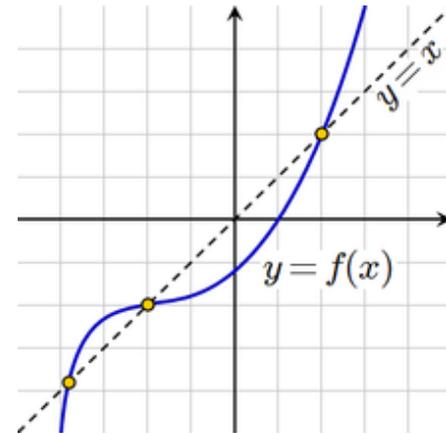
$$p_1 + p_2 = p_1' + p_2'$$

Importance of Invariant (2)

Invariant quantity  clarify phenomena & characteristics

Fixed-Point in Mathematics :

$$f(x) = x$$



Utility for Voyage



Compass



Polaris

Contents

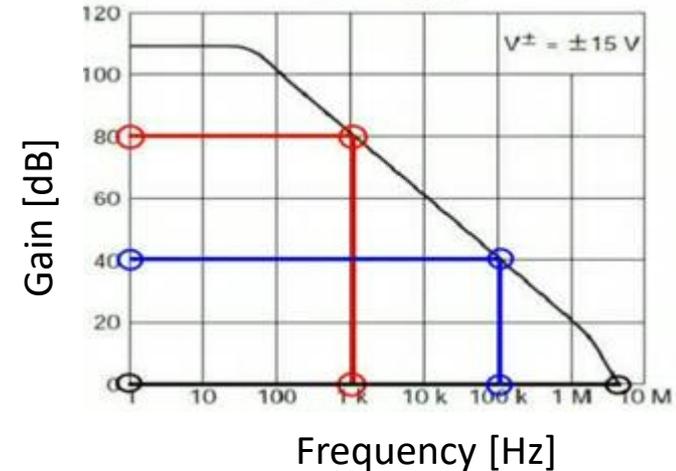
- Research Objective
- Uncertainty Principle and Relationship
- Invariant Quantity
- Electronic Circuit Performance Analogy to Uncertainty Relationship and Invariant
- Waveform Sampling Circuit
- Conclusion

Gain, Signal Band and Power

- For a given amplifier

Gain \cdot bandwidth = constant

Gain \rightarrow large, bandwidth \rightarrow narrow



- Amplifier Performance

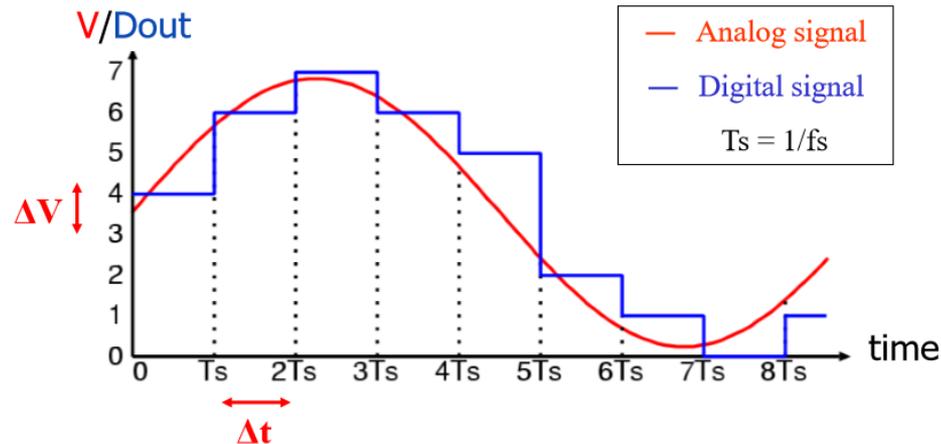
$$\text{FOM} = \frac{\text{Power}}{\text{Gain} \cdot \text{Bandwidth}}$$

Technology constant

\rightarrow Converge to uncertainty principle

conjecture

ADC Sampling Speed, Resolution and Power



Sampling period: Δt

Resolution: $V_{\text{full}} / \Delta V = 2^n$

Power: P

$$\begin{aligned} \text{FOM} &= \Delta t \cdot \Delta V \cdot P / V_{\text{full}} \\ &= \Delta t \cdot P / 2^n \end{aligned}$$

FOM =

$$\frac{\text{Voltage Resolution} \cdot \text{Power}}{\text{Sampling Speed}}$$

Technology constant

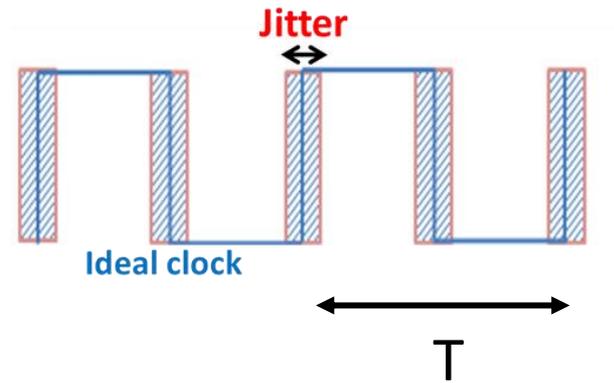
FOM \rightarrow Smaller, ADC \rightarrow Better



Converge to uncertainty principle

conjecture

Clock Jitter, Power



Clock jitter: Δt

Clock generator energy : E

power : P

Design tradeoff

$$\Delta t \cdot E \geq K_1$$



$$\left(\frac{\Delta t}{T}\right) P \geq K_1$$

Power \rightarrow larger, Jitter \rightarrow smaller

Noise, Capacitor

Analogy

$$p \text{ (momentum)} \Leftrightarrow Q \text{ (charge)}$$

$$v \text{ (velocity)} \Leftrightarrow V \text{ (voltage)}$$

$$m \text{ (mass)} \Leftrightarrow C \text{ (capacitor)}$$

Momentum conservation law

$$\Leftrightarrow \text{Charge conservation law}$$

Uncertainty principle

$$\Delta x \Delta p \geq K \quad \Leftrightarrow \quad \Delta V \ f \ \Delta Q \geq K$$

$$\Leftrightarrow \quad C \ \Delta V^2 \ f \geq K$$

Noise bandwidth: f



$$\text{Noise power} \quad \Delta V^2 = kT/C$$

$C \rightarrow$ large, $\text{Noise} \rightarrow$ small

Noise, Capacitor (2)

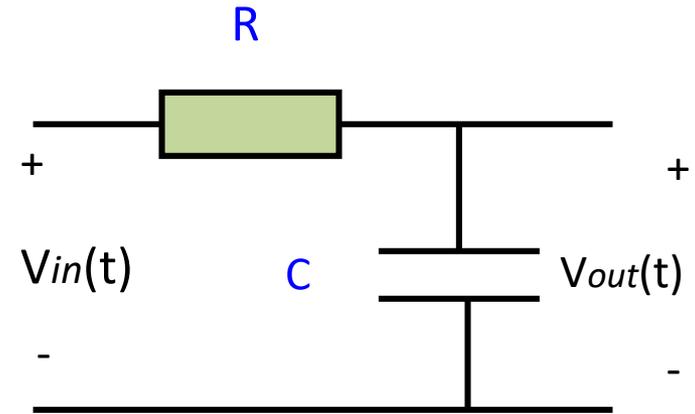
- For a given $T=RC$
the same gain & phase characteristics
for different $(R_1, C_1), (R_2, C_2), \dots$
with $R_1 C_1 = R_2 C_2 = \dots = T$

- For a given V_{out}

$$E_c = (1/2) C V_{out}^2$$

$$V_{noise}^2 = kT / C$$

$C \rightarrow$ large, $R \rightarrow$ small
Same gain & phase characteristics
 Low noise
Large energy



Transfer function

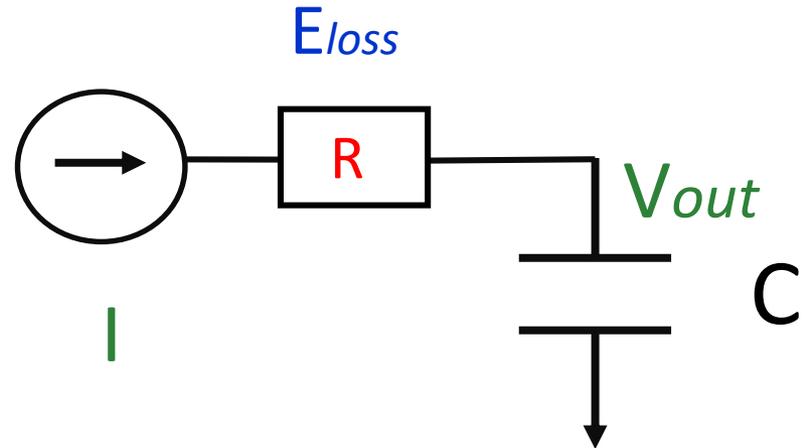
$$G(s) = 1 / (1 + sRC)$$

Capacitor Charge & Loss

$$E_{loss} = (R \cdot I) \cdot I \cdot T \\ = R \cdot C \cdot V \cdot I$$

$$V_{out} = I \cdot T / C$$

I : Charge Current
T : Charge Duration



$$E_{loss} \cdot T = R \cdot C \cdot V_{out}$$

Uncertainty relationship

For given R, C, V_{out}

I → small, T → long ⇒ E_{loss} → small

Analog Electronic Circuits

Performance tradeoffs are everywhere in circuits

$$\Delta a \Delta b \geq K$$

- In some cases, these can be proved.

Uncertainty relationship

- In other cases, these can NOT be proved.

For a given technology

$$\Delta a \Delta b = K \quad K: \text{Technology constant}$$

Technology \rightarrow advance \Rightarrow $K \rightarrow$ smaller

Conjecture: this converges to uncertainty principle

Analog Circuit and Quantum Mechanics

Myth

- Real world signals → analog
- Computer world signals → digital.

Truth

- quantum mechanics → signals in nature → digital (discrete).
- Current → average of electrons' moves
- Electronic noises → their variation.

Conjecture

- Analog electronic circuit performance
→ Limited by quantum mechanics

Analogy

In Physics, analogy is just a **coincidence**,
NOT inevitable.

Analogy

p (momentum) \Leftrightarrow Q (charge)

v (velocity) \Leftrightarrow V (voltage)

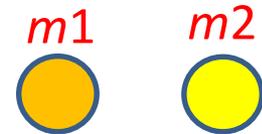
m (mass) \Leftrightarrow C (capacitor)

Momentum conservation law

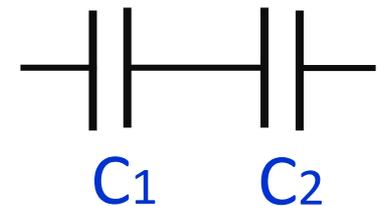
\Leftrightarrow Charge conservation law

Difference

Any connection of m_1 & m_2 $>$ m_1, m_2



Series connection of C_1 & C_2 $<$ C_1, C_2



Bridge Through Plank Constant

“Let there be light !”



Old testament

“Mehr Licht !”



by J. W. von Goethe

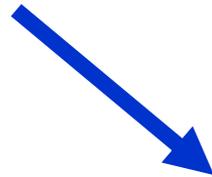
Uncertainty Relationship
Analogy to Principle

$$\Delta\omega \Delta\tau \geq 1/2$$



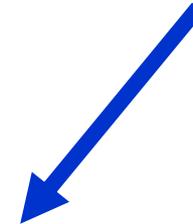
$$(h/(2\pi)) \Delta\omega \Delta\tau \geq h/(4\pi)$$

Energy in the light: $E = (h/(2\pi)) \omega$



$$\Delta E \Delta\tau \geq h/(4\pi)$$

Uncertainty Principle



Measurement and Simulation

Measurement : *Active, Passive*

Active: Stimulus → Device
Response → Measured
Device state → Disturbed.

Passive: No stimulus
Device state → **Not** disturbed.

Uncertainty principle

⇒ all measurements **disturb** device state.

Circuit simulation ⇒ **No** disturbance.

Contents

● Research Objective

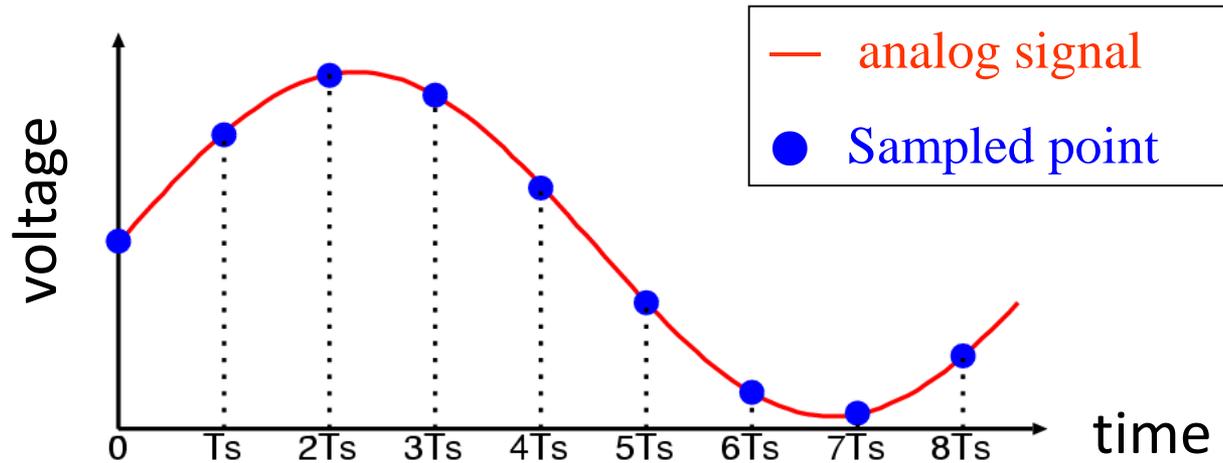
● Uncertainty Principle and Relationship

Example of
Uncertainty Relationship
In Signal Processing

● Waveform Sampling Circuit

[2] M. Arai , H. Kobayashi , et. al., “Finite Aperture Time Effects in Sampling Circuit,”
IEEE 11th International Conference on ASIC, Chengdu (Nov. 2015).

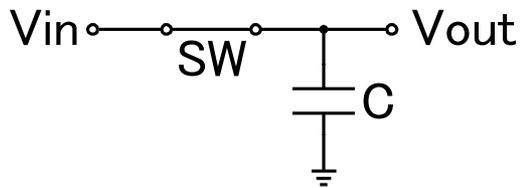
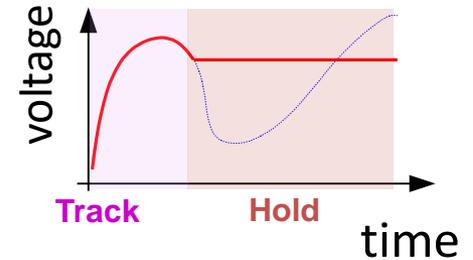
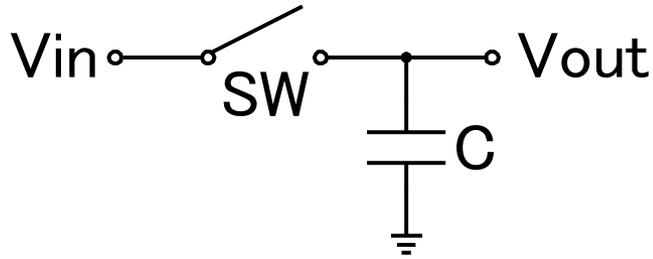
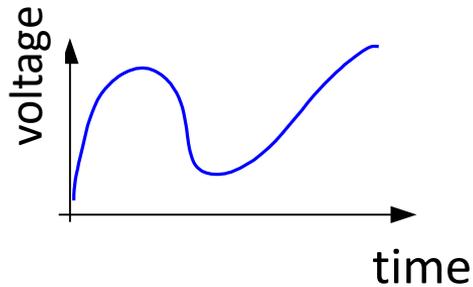
Waveform Sampling



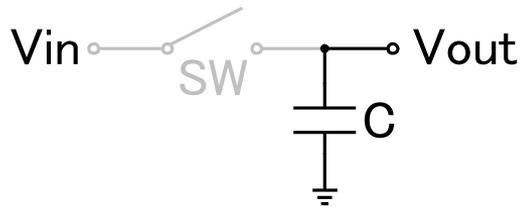
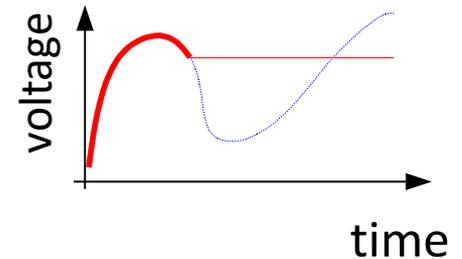
suffers from 

- Finite aperture time (non-zero turn-off time)
- Aperture jitter

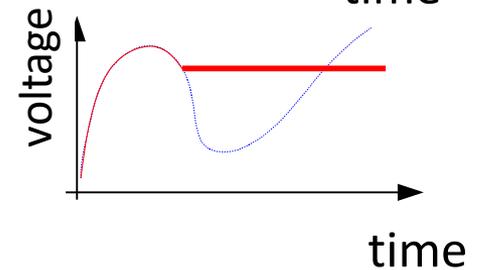
Sampling Circuit



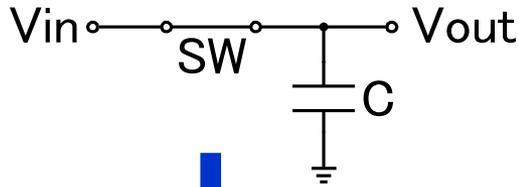
- SW: ON
 - $V_{out}(t) = V_{in}(t)$
- Track mode**



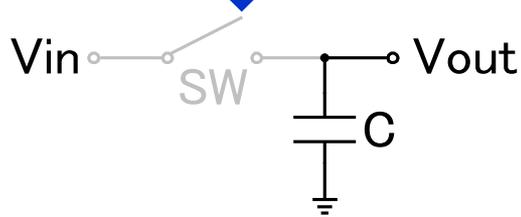
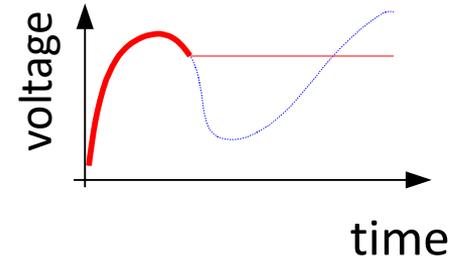
- SW: OFF
 - $V_{out}(t) = V_{in}(t_{OFF})$
- Hold mode**



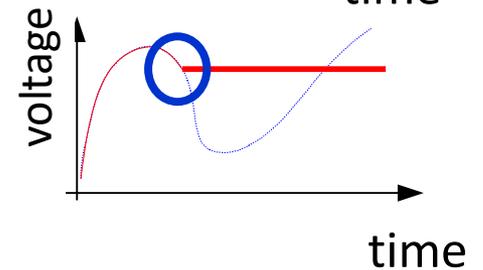
Finite Aperture Time



- SW: ON
• $V_{out}(t) = V_{in}(t)$
Track mode



- SW: OFF
• $V_{out}(t) = V_{in}(t_{OFF})$
Hold mode



Finite transition time from track to hold modes

Analogy with Camera Shutter Speed

Camera: Finite Shutter Speed



↓ Moving Object



Blurred

Sampling Circuit:

Finite Aperture Time

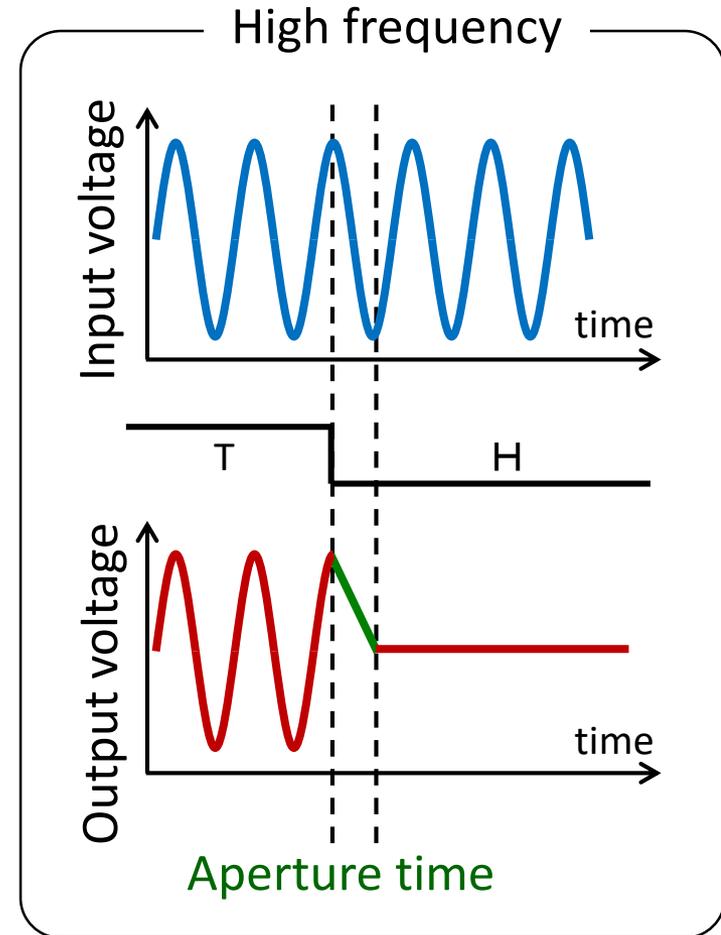
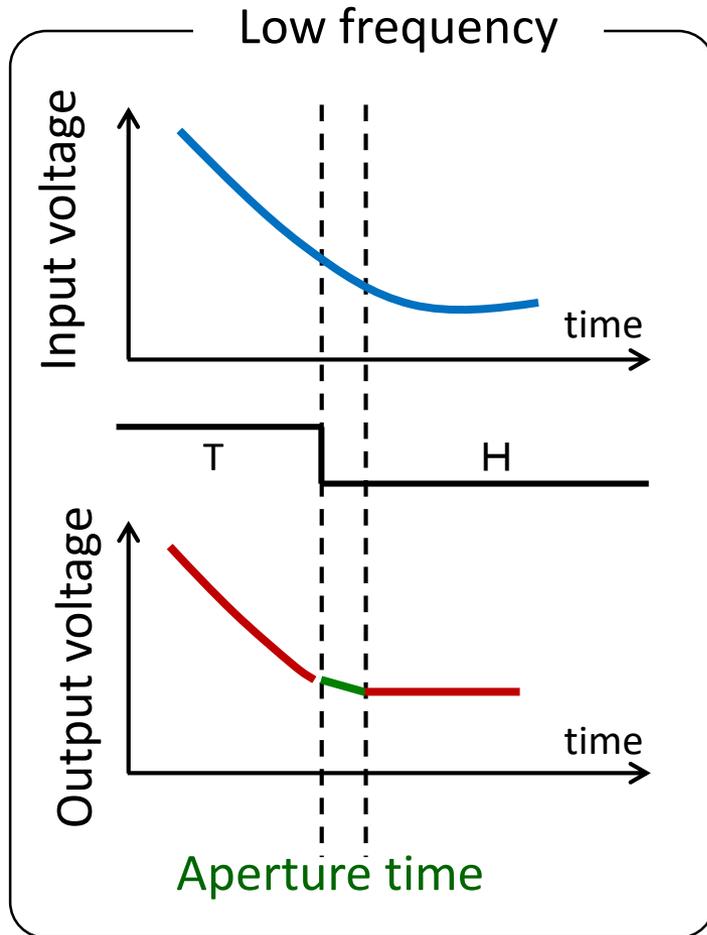
Input signal

↓ High frequency

Acquired signal

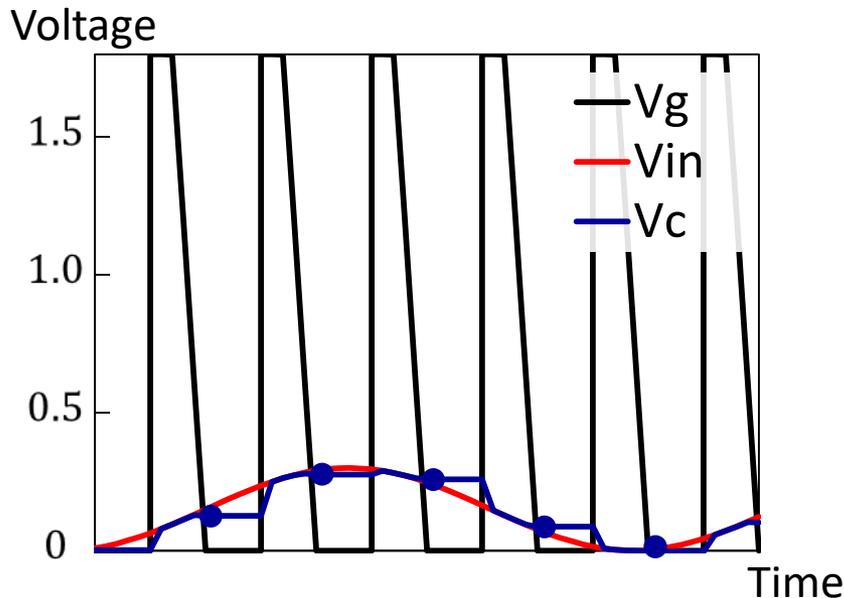
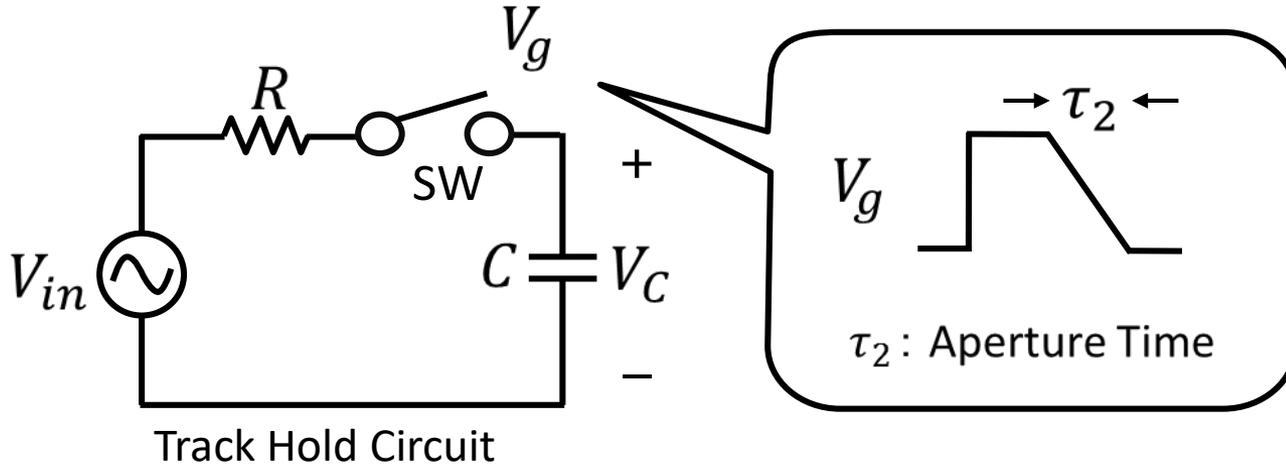
Low pass filtered

Signal Frequency and Aperture Time



Higher frequency signal \Rightarrow More affected by finite aperture time

Transfer Function Derivation



Obtain values of ●



Equivalent time sampling

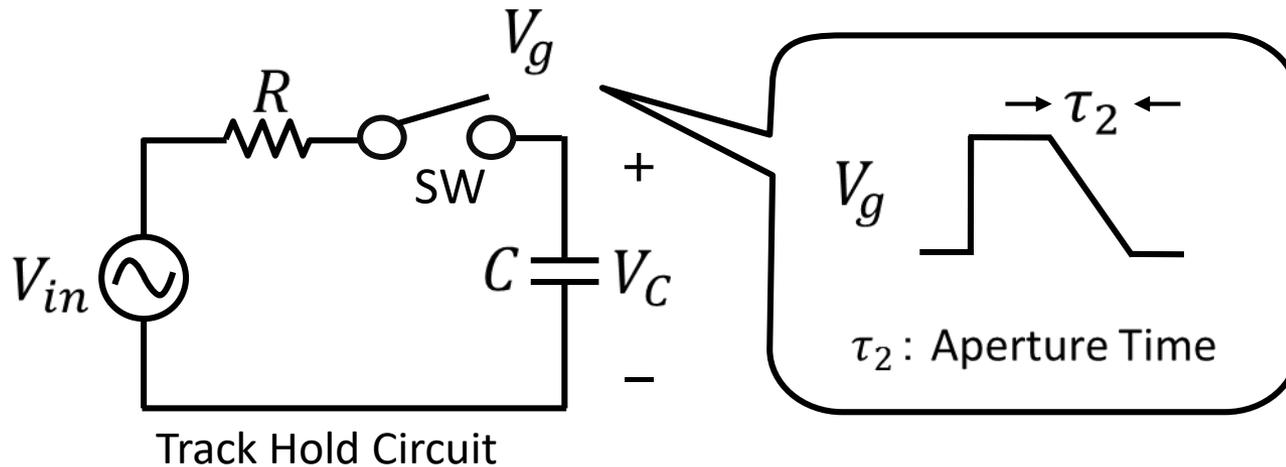


Obtain gain, phase for each frequency



Frequency transfer function

Derived Transfer Function



$$\frac{V_C}{V_{in}} = \frac{\text{sinc}(\omega\tau_2)}{\text{sinc}(\omega\tau_2) + j\omega\tau_1}$$

$$\tau_1 = R C$$

Transfer function in case of finite aperture time

- [3] A. Abidi, M. Arrai, K. Niitsu, H. Kobayashi, "Finite Aperture Time Effects in Sampling Circuits," 24th IEICE Workshop on Circuits and Systems, Awaji Island, Japan (Aug. 2011)

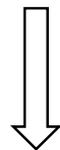
Consistency with Zero Aperture Time Case

$$\frac{V_C}{V_{in}} = \frac{\text{sinc}(\omega\tau_2)}{\text{sinc}(\omega\tau_2) + j\omega\tau_1}$$

$(\tau_1 = RC, \tau_2 = \tau)$

Transfer function in case of finite aperture time

$$\tau_2 \rightarrow 0$$

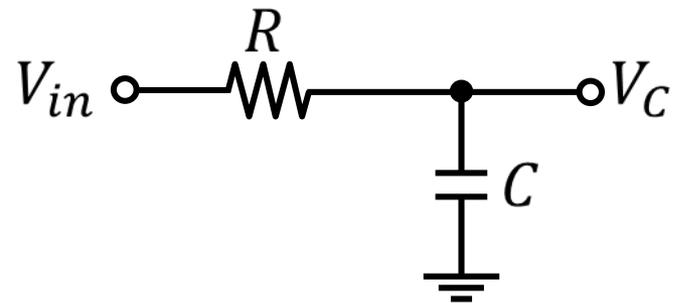


$$\text{sinc}(\omega\tau_2) \rightarrow 1$$

$$\frac{V_C}{V_{in}} = \frac{1}{1 + j\omega\tau_1}$$

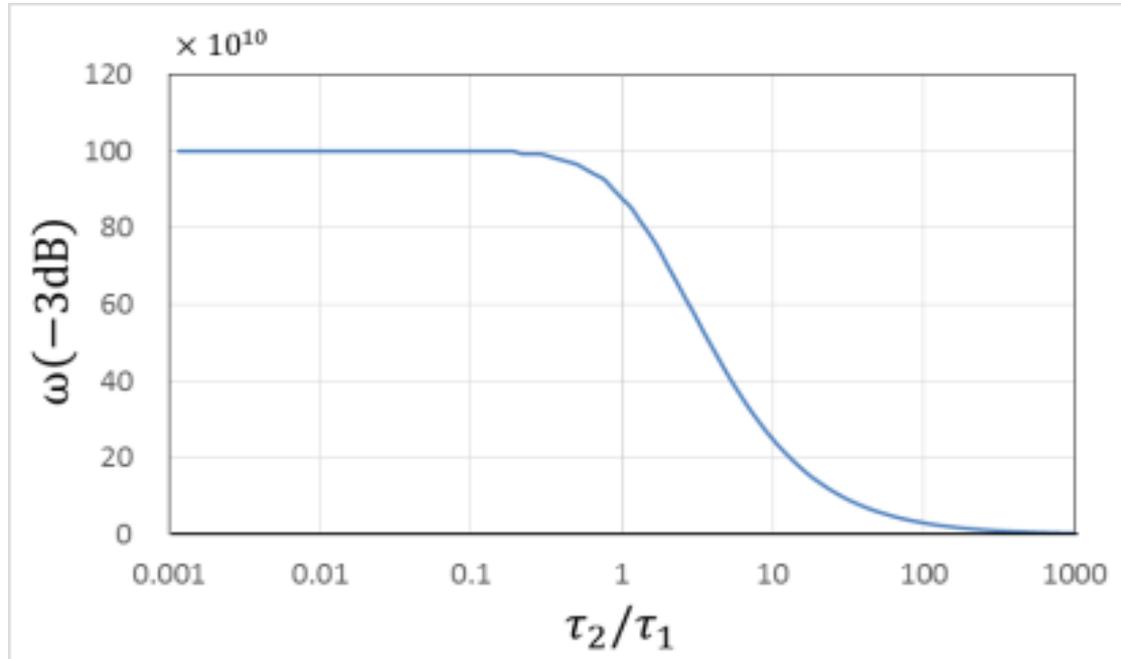
$(\tau_1 = RC)$

Transfer function in case of zero aperture time



τ_1, τ_2 Effects to Bandwidth

Numerical calculation from the derived transfer function



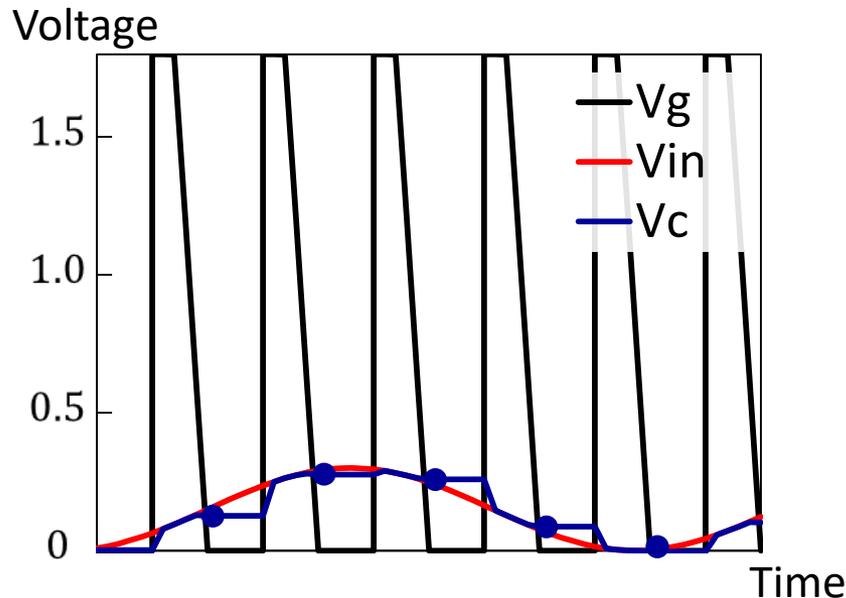
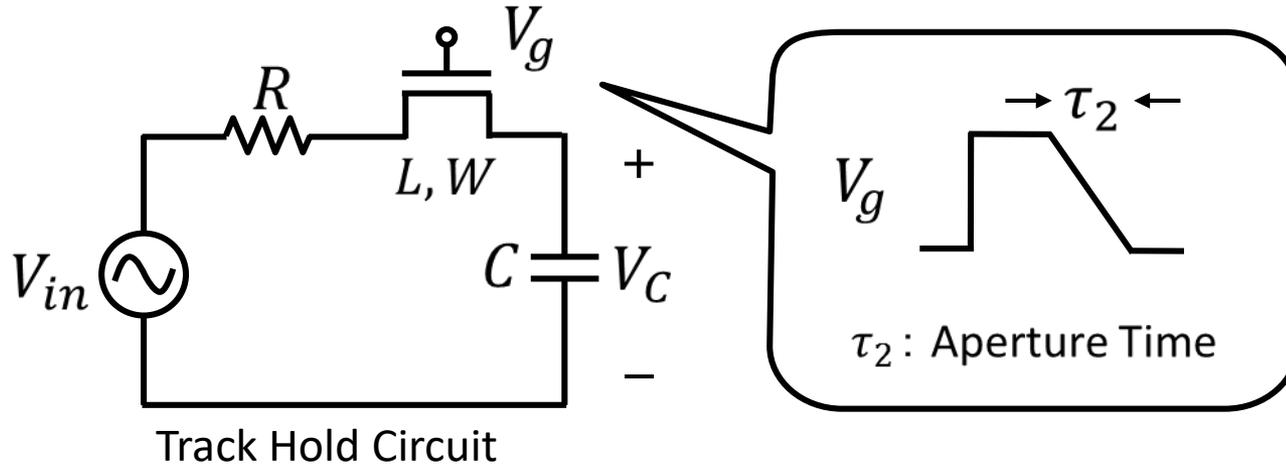
$\tau_1 (= R C)$: fixed

τ_2 (aperture time) : varied

Bandwidth starts to decrease at $\tau_2 / \tau_1 = 1$

τ_1, τ_2 effects to bandwidth are comparable.

SPICE Simulation Verification



Obtain values of ●



Equivalent time sampling



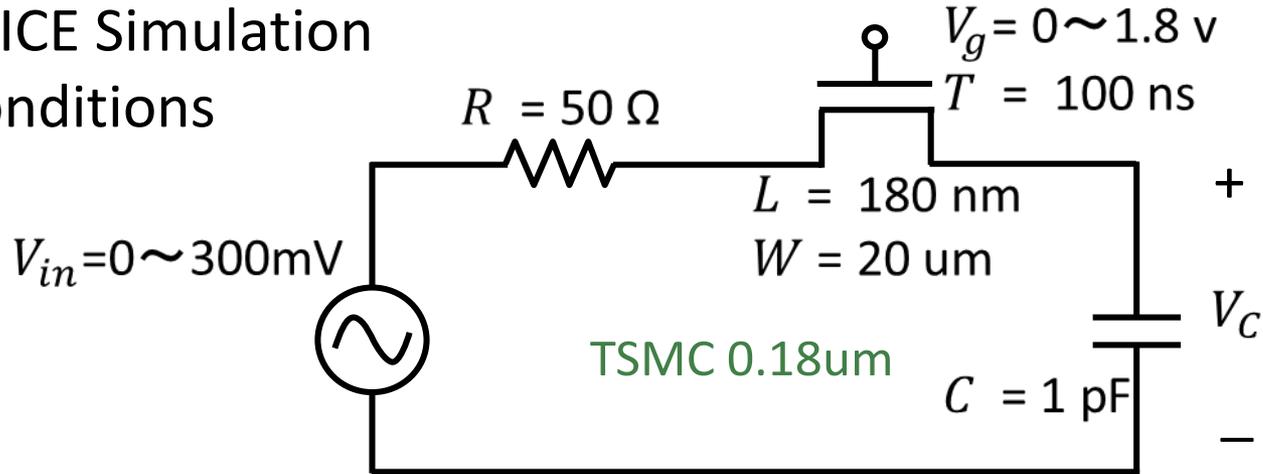
Obtain gain, phase for each frequency



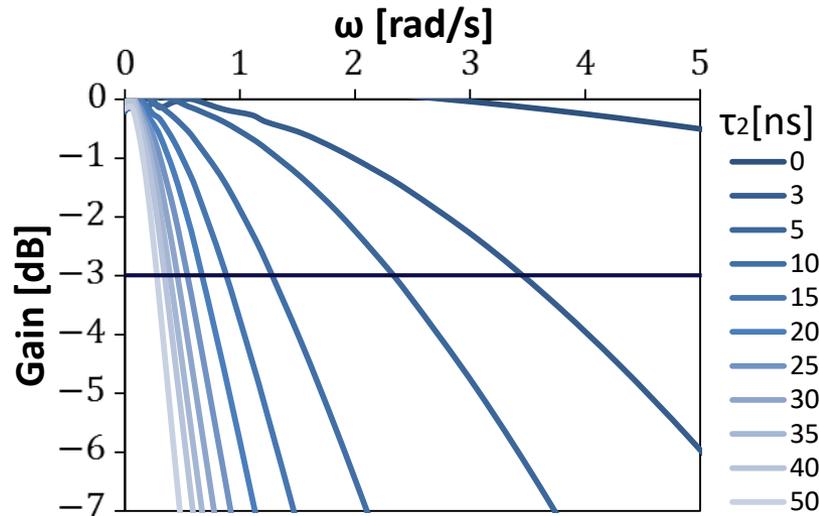
Frequency transfer function

Results

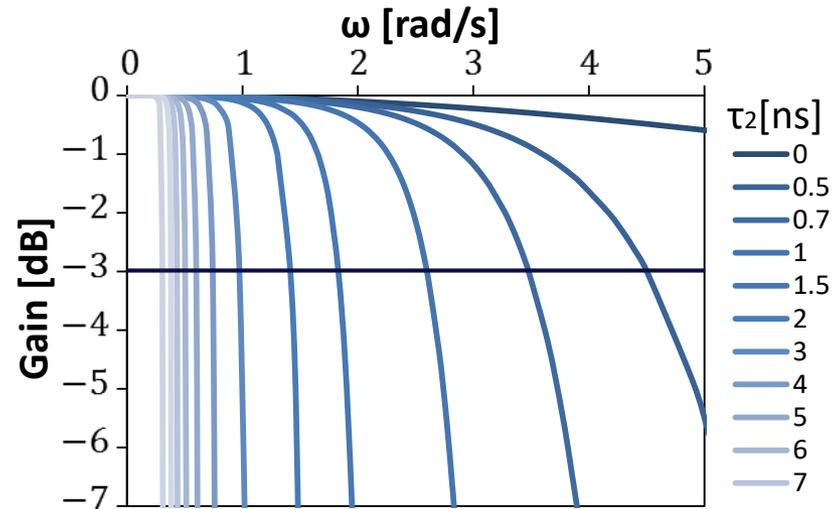
■ SPICE Simulation Conditions



■ Results



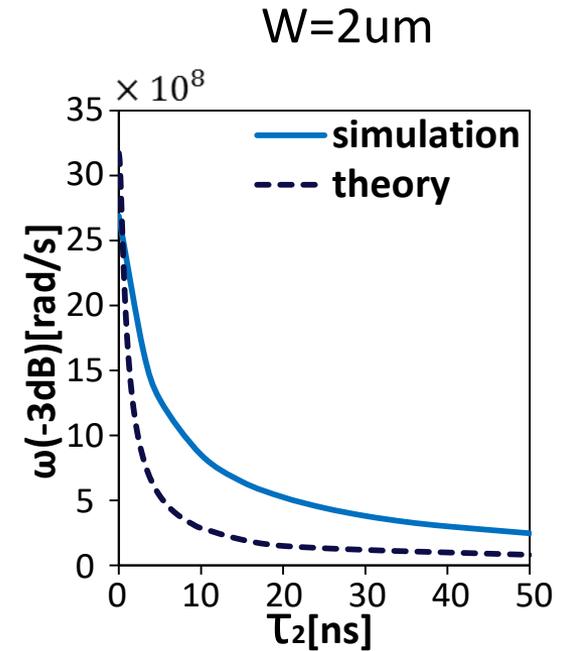
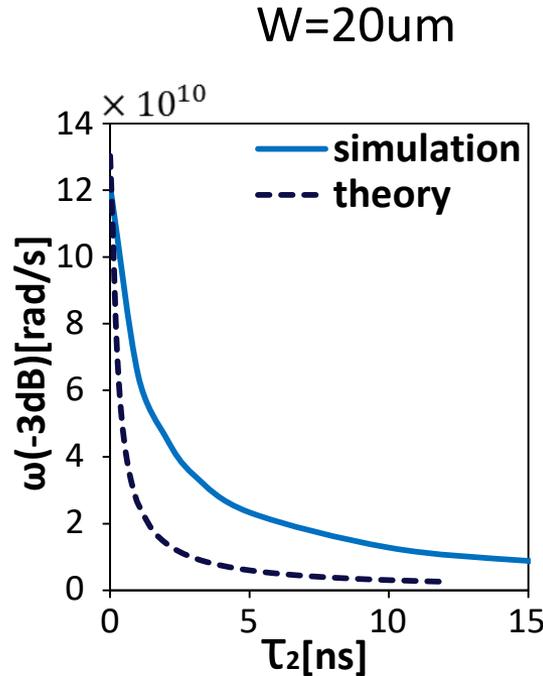
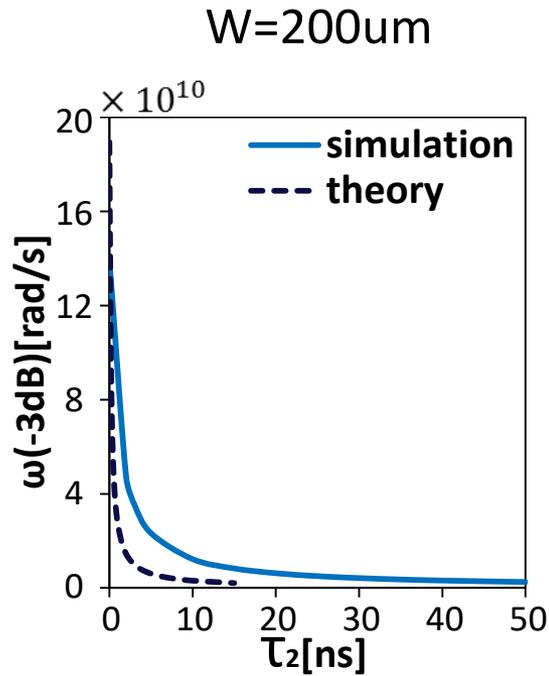
SPICE Simulation Results



Theory

(Derived Transfer Function)

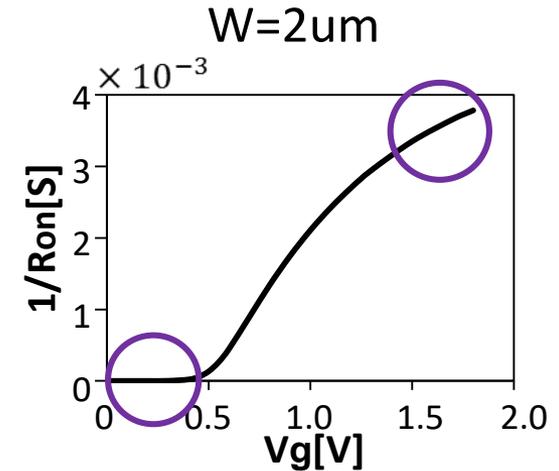
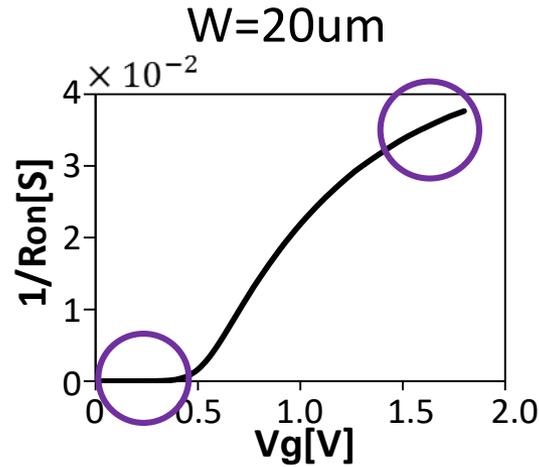
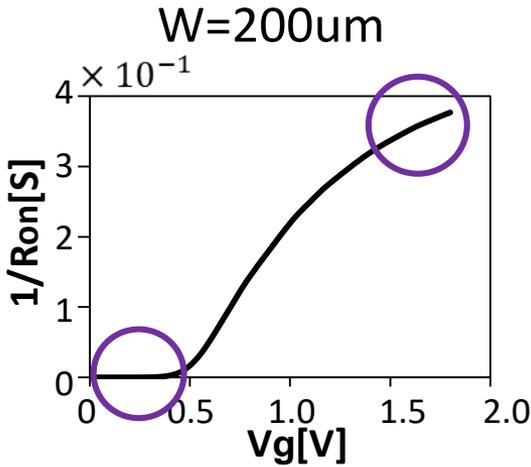
Comparison of -3dB Bandwidth



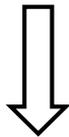
Simulation \neq Theory

Large discrepancies !

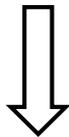
NMOS ON-Conductance Nonlinearity



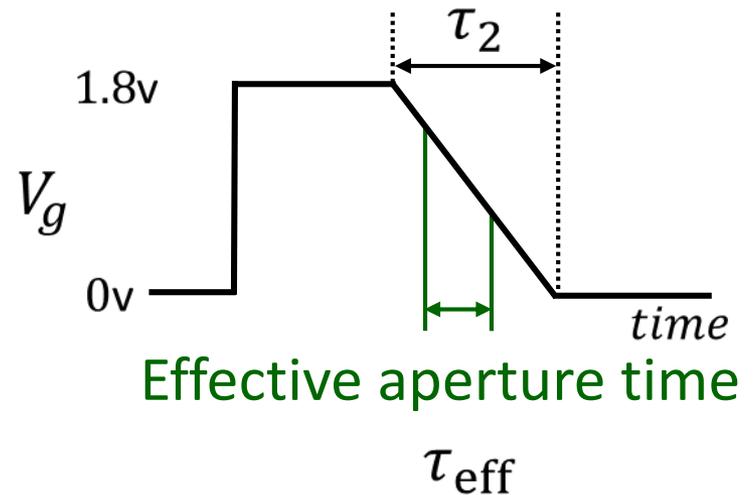
○ region



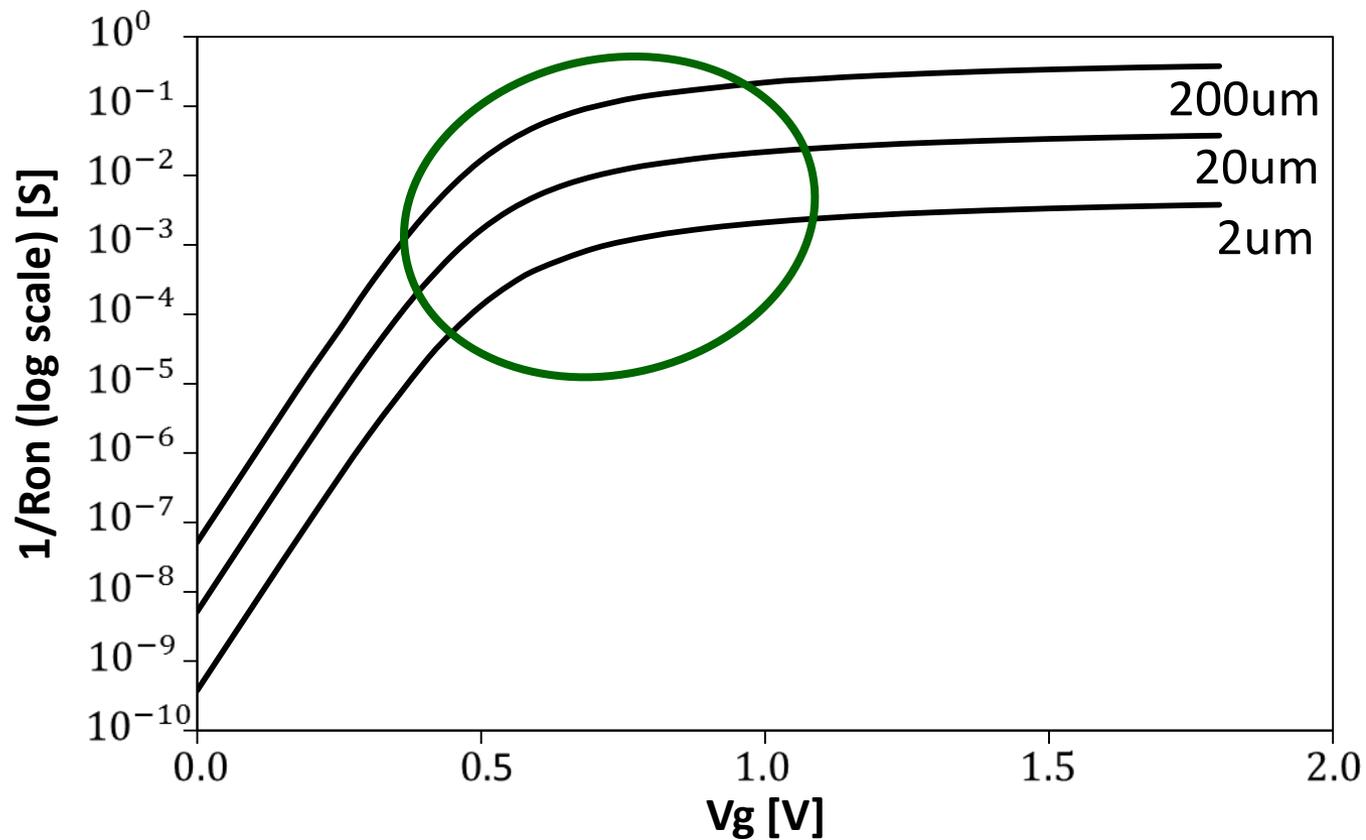
Strong nonlinearity of $1/R_{on}$



Define effective aperture time τ_{eff}



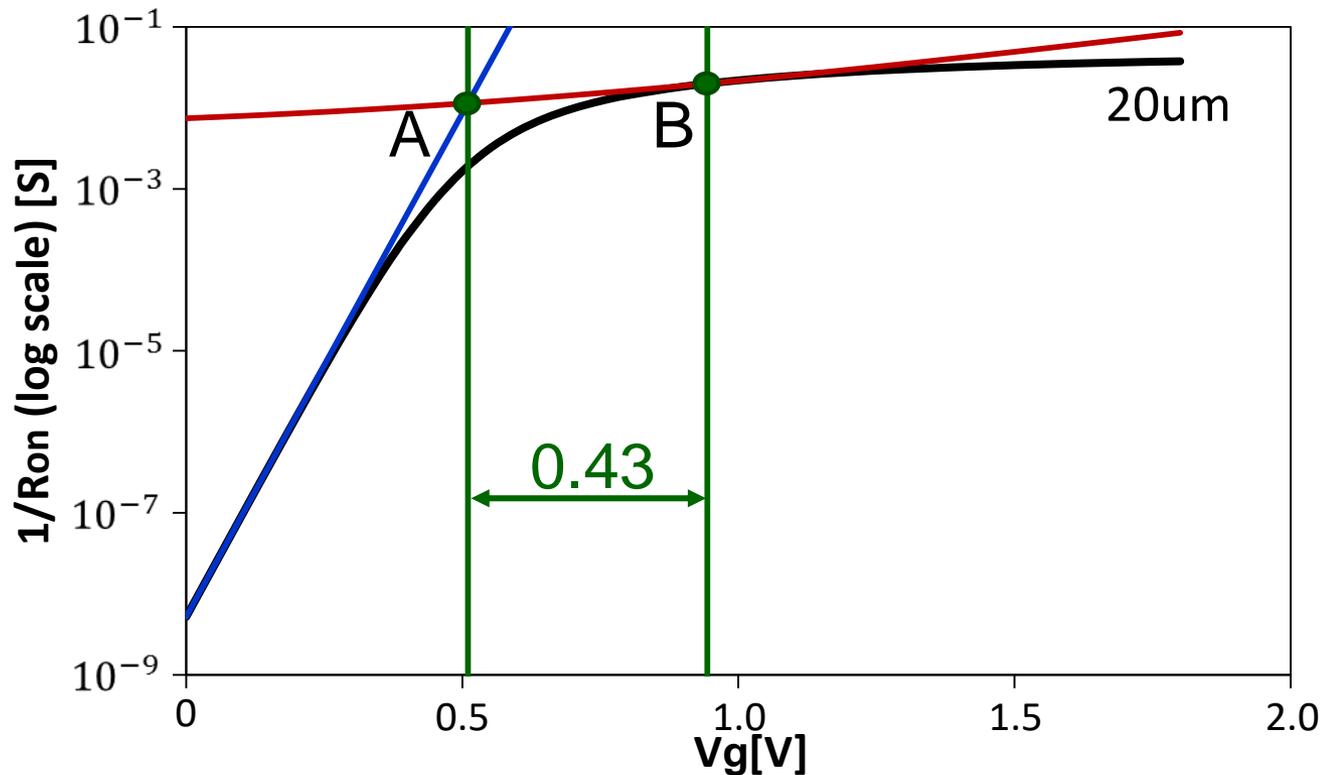
ON-Conductance and Effective Aperture Time



○ Region → Effective aperture time

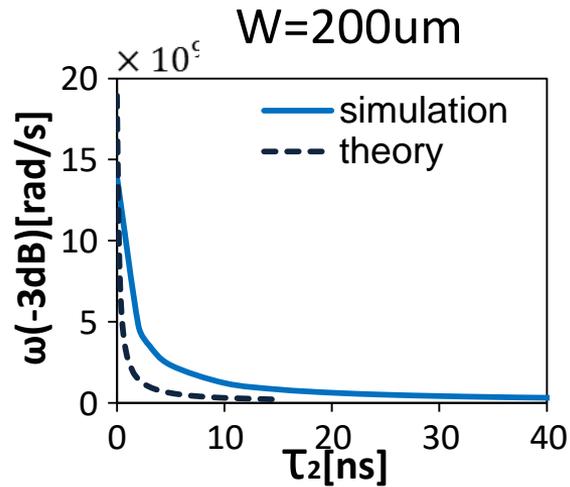
Empirical Effective Aperture Time Derivation

$$y = \left(y_{V_{th}} - 9 \times 10^{-8} \frac{W}{L} \cdot V_{th} \right) e^{\left(\frac{x}{V_{th}} - 1 \right)} + 9 \times 10^{-8} \frac{W}{L} \cdot V_{th}$$

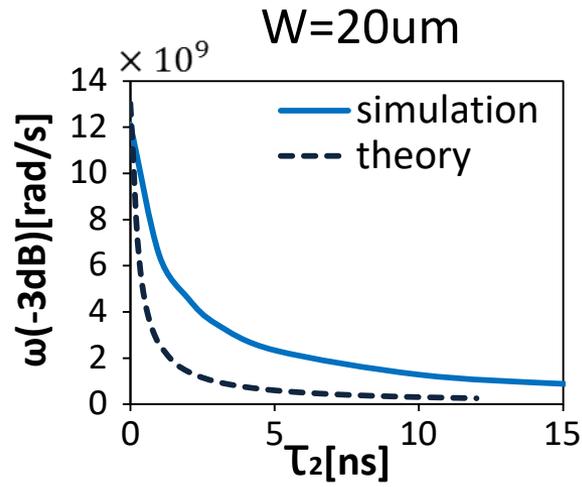


$$\therefore \text{Effective Aperture Time } \tau_{\text{eff}} = \frac{0.43}{1.8} \times \tau_2$$

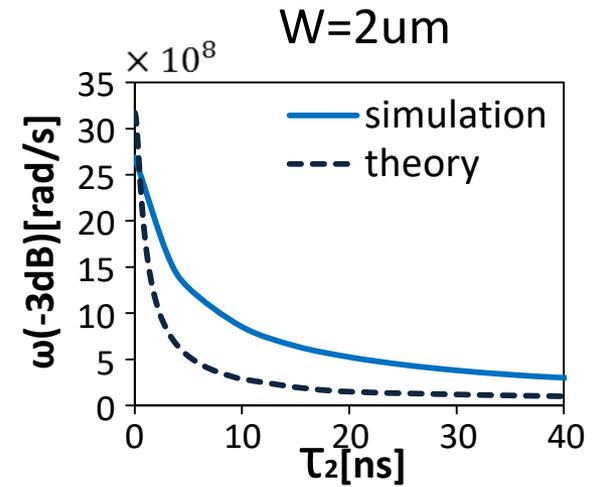
Discussion Again



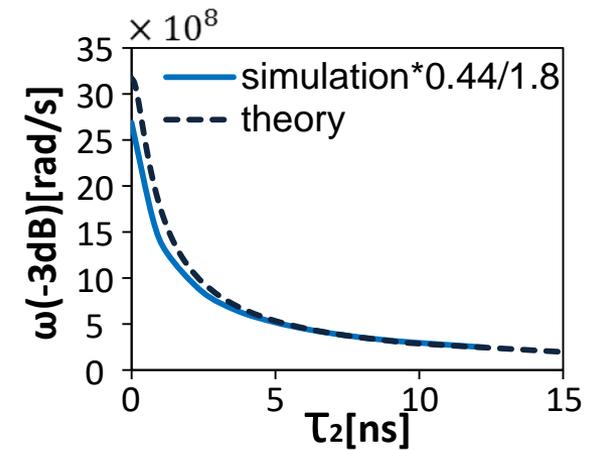
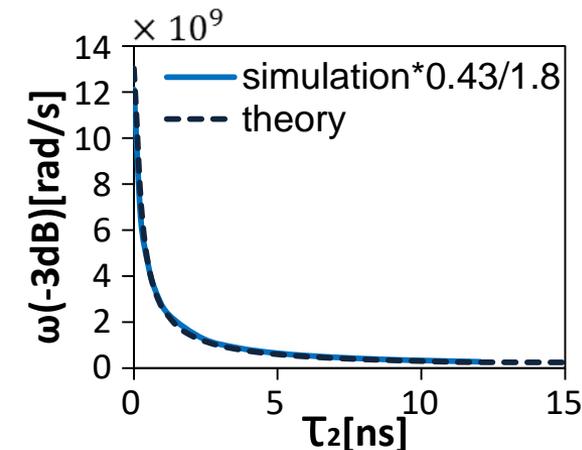
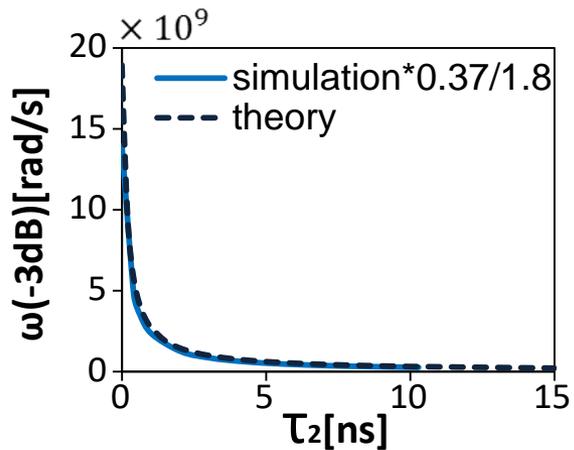
↓ X 0.37/1.8



↓ X 0.43/1.8



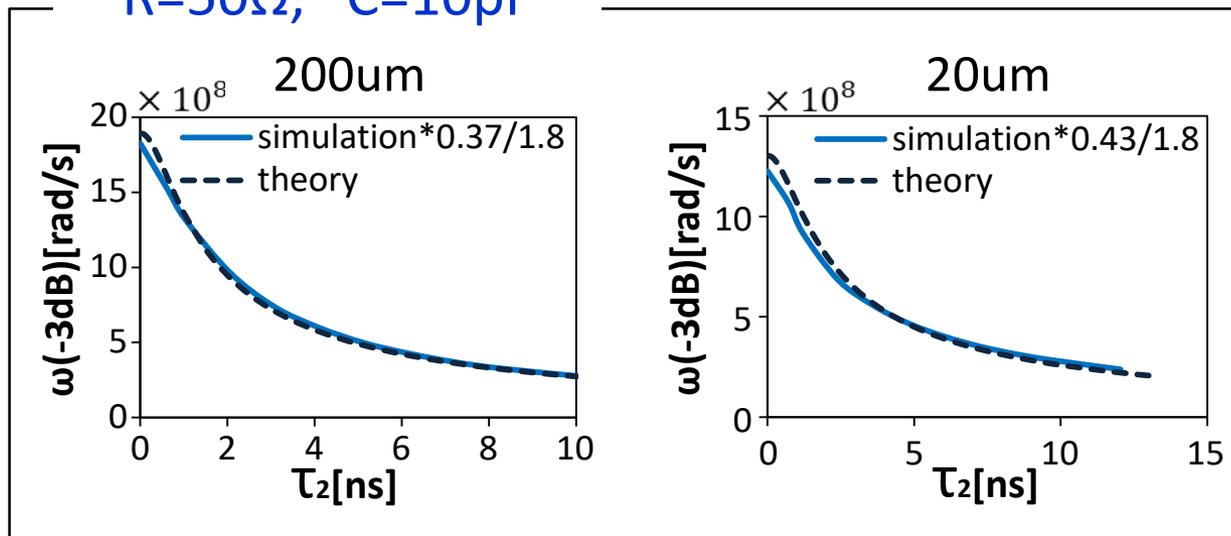
↓ X 0.44/1.8



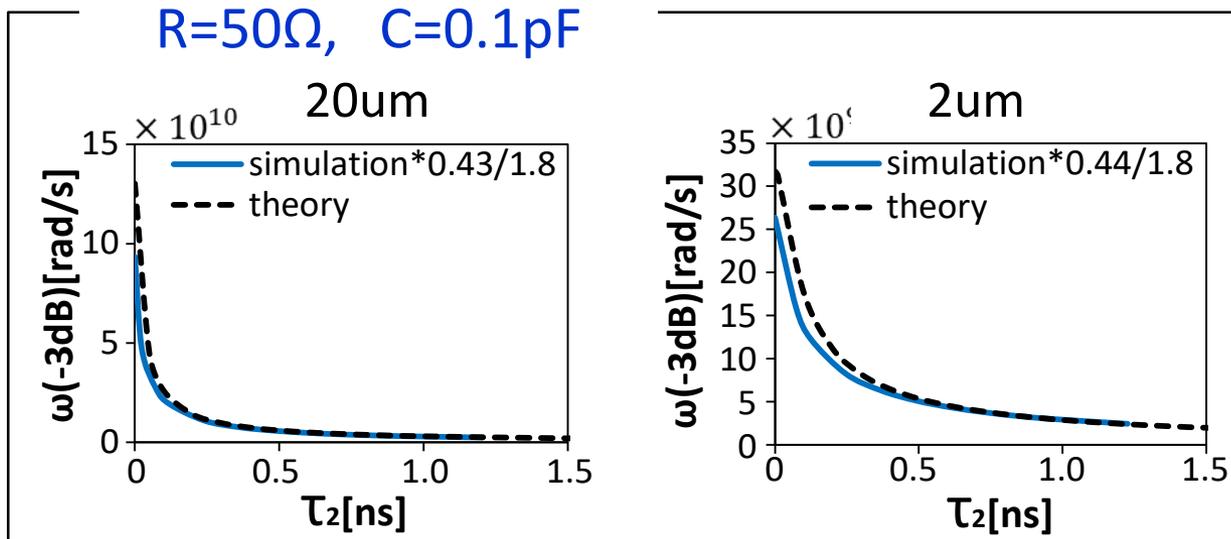
SPICE simulation results \cong Theory

Various Values for RC, W

R=50Ω, C=10pF



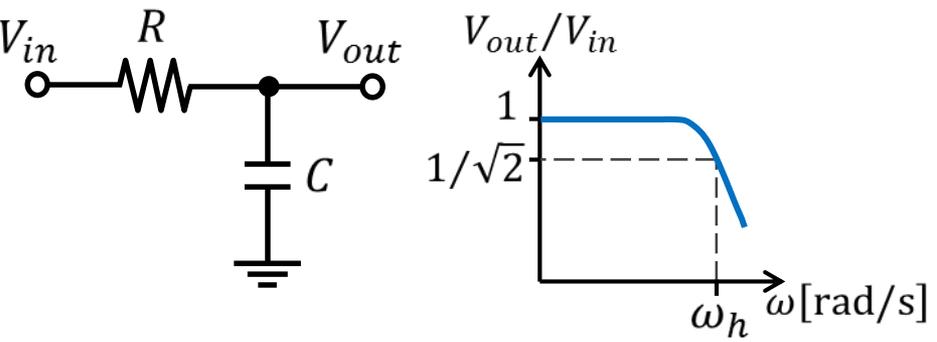
R=50Ω, C=0.1pF



SPICE simulation results \cong Theory

Trade-off of Time Constant and Bandwidth

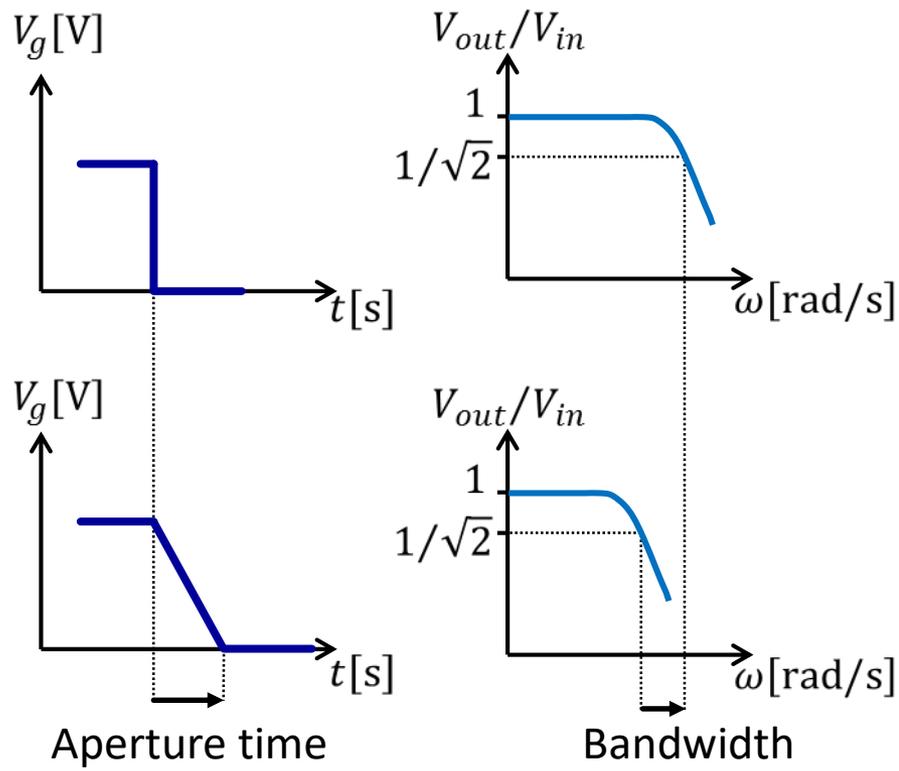
RC time constant and bandwidth



$$\omega_h = \frac{1}{\tau_1}$$

$\left\{ \begin{array}{l} \tau_1 : \text{RC} \\ \omega_h : \text{bandwidth} \end{array} \right.$

Aperture time and bandwidth



| | | |
|-------|---|-------------------|
| Time | | Band : ω_h |
| Short | → | Wide |
| Long | → | Narrow |

Summary

- Derived explicit transfer function of sampling circuit with finite aperture time effect.
- Verified it with SPICE simulation
- Introduced concept of effective finite aperture time
- Showed uncertainty relationship between time constants and bandwidth in sampling circuit.

Contents

- Research Objective
- Uncertainty Principle and Relationship
- Invariant Quantity
- Electronic Circuit Performance Analogy to Uncertainty Relationship and Invariant
- Waveform Sampling Circuit
- Conclusion

Conclusion

Our strong belief:

Analog electronic circuit

- Its design tradeoff as well as FOM



Explained with

Analogy to uncertainty principle/relationship.

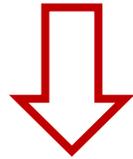
- Uncertainty principle and relationship



Its ultimate performance limitation

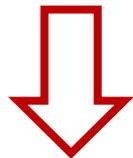
Final Statement

Current status of circuit design and analysis area



Only individual techniques have been developed.

大道以多岐亡羊，學者以多方喪生
(列子)

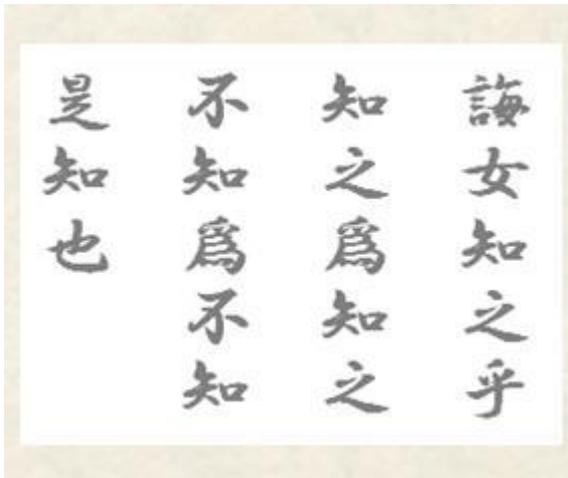


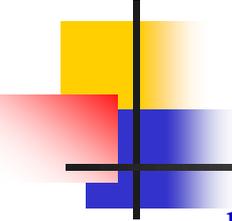
We need to establish a unified theory
for circuit design and analysis area.



Thank you for listening

謝謝





群馬大学小林研究室 波形サンプリング関係研究発表

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/InterleaveADCMismatchOhpKws2000.pdf>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2001marchall.pdf>

https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/e85-a_2_335.pdf

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/sdarticle.pdf>

https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/e87-c_6_1015.pdf

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/sar20071021koba.pdf>

https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/p75_Ba1-1-1.pdf

https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/sampling_20070330.pdf

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2010/2007-9sampling.pdf>

https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2019/ASICON_A2-5_abe.pdf

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2018/2018-8-26sangaku.pdf>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2018/2018-8-26jutsibun.pdf>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2016/2016-4kurihara-pre-taiwan.pdf>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2016/2016-4kurihara-taiwan.pdf>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2018/ATS2018sasaki.pdf>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2018/ATS2018sasaki-pre.pdf>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2019/etg20-64.pdf>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2019/etg20-64paper.pdf>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/warehouse/nikkei2006-11-06d.jpg>

https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/e84-a_3_713-a.pdf

https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/e85-a_4_757.pdf

RFサンプリングを視野に A-D変換の技術を磨く

ソフトウェア無線の受信回路を実現する上で、長らく理想的な手法として位置付けられてきたのが、アンテナから取り込んだ無線(RF)信号をそのまま標本化する、いわゆるRFサンプリングの構成である^(A1)。

ただし、既存のA-D変換の手法でRFサンプリングを実行すると、幾つかの課題に直面する。例えば、ナイキスト型サンプリングでRF信号を十分な速度で標本化すると分解能がわずかに数ビットしか得られなかったり、消費電力が増大したりする。

所要の信号帯域だけを標本化

そこで現在、こうした課題の課題

を乗り越える手法の開発が進む。

A-D変換器の構成を見直してRFサンプリングの実現を試みるのが、バンドパス型A-D変換器である。オーバーサンプリング方式のA-D変換器の一種で、内部に帯域通過(バンドパス)フィルタを備えている。この通過信号を、量子化雑音を所望の帯域で抑え込むシェーピング処理を施した上で標本化する。0Hzから所望の周波数帯域まで全信号帯域を標本化する既存のナイキスト型に比べて、消費電力の低減や分解能を高めるのに有利になる。

バンドパス型A-D変換器に関するこれまでの検討は、IF信号の標

本化に適用する試みが多かった。最近になって信号対雑音比(S/N)と消費電力の改善や、より高い周波数の標本化が可能になりつつあることを受けて、RF信号の標本化に適用しようとする試みが現れている。例えば群馬大学 工学部 電気電子工学科教授の小林春夫氏は、サブサンプリングの手法でバンドパス型A-D変換器の標本化速度をさらに低減してRFサンプリングの実現につなげる検討を進めている。RF信号の中心周波数に対して4/3倍の標本化速度で済むという(図A-1)^(A1)。[90nmルール]のCMOS技術で構成すれば、2.4GHz帯のRF信号に対して分解能を12ビット~13ビットに高められる見通しだ。ナイキスト型では8ビット程度しか得られない^(A2)。(群馬大学 小林氏)^(A3)。

アンダーサンプリングを適用

KDDI研究所は、標本化速度を低く抑え込む手法としてアンダーサンプリングに着目している。同方式は、RF信号に対して低い標本化速度でA-

D変換を行い、ベースバンド帯域に現れた折り返し(エイリアシング)信号をデジタル化して取り込む。「複数の無線信号の同時受信(マルチプル受信)に向けて検討した」(同社)。

KDDI研究所がシミュレーションによって見積もったところ、1.9GHz帯のPHSと、2GHz帯のCDMA2000 1xEVDOの2方式のRF信号をデジタル変換する場合、アンダーサンプリング方式では標本化速度が平均で約49MHz、最大約60MHzで済む見通しという^(A4)。ただし同方式は、折り返し信号がベースバンド帯域において重なってしまう所望の信号が埋もれてしまうのを防ぐ必要がある。具体的にはA-D変換の前段に急峻な特性を備えた帯域通過フィルタを用意して所望の周波数帯を取り出したり、最適な標本化速度を設定したりする必要がある(図A-2)。

超伝導A-D変換器を試作

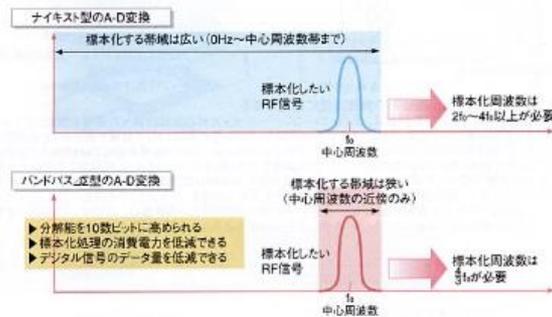
基地局に適用する無線回路であれば、装置寸法が多少大きくなることは許容できる。そこで超伝導素子を使ったA-D変換器を適用して、高感度の受信回路を実現しようとする取り組みも進んでいる。名古屋大学の研究グループや、米Hypres, Inc.などが学会で報告している。

名古屋大学は、変調回路や周波数変換回路、デジメーション処理回路などで構成した低域通過(ローパス)型A-D変換器を試作した。動作検証

を目的とし、分解能は14ビット、帯域幅は20MHz幅を実測で確認したという^(A5)。同研究グループは現在、バンドパス型A-D変換器の実装に向けた検討を進めている。数値計算による評価では、RF信号の中心周波数が約1.5GHzに対して、分解能は10ビット~11ビット、帯域幅は約200MHzを実現できる見通しという(図A-3)。

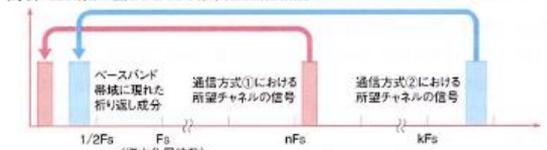
参考文献

- A1) 上倉ほか「音響送信時間バンドパス型A/D変換器アーキテクチャ」【第18回 回路とシステム 移り変ワークショップ】pp.367-372, 2005年4月。
- A2) Kunitasa, Y. et al. "A New Sampling Frequency Selection Scheme in Under-sampling Systems." *ICEE Transactions on communication*, Vol.E88-B, No.11, Nov. 2005.
- A3) 岡谷ほか「超伝導デジタル素子を用いたソフトウェア無線受信機」【電子情報通信学会 技術研究報告】Vol.105, No.217, pp.91-96.



図A-1 中心周波数の近傍のみを標本化するバンドパス型A-D変換器
サブサンプリングの手法によるバンドパス型A-D変換器では、RF信号の中心周波数の近傍のみ抽出して標本化する。0Hzから中心周波数帯域までの広帯域を標本化するナイキスト型のA-D変換器と比べて幾つかの利点があると期待されている。例えば、数GHz帯のRF信号を標本化した場合でも分解能を10ビットまで高められる。標本化処理の消費電力を低減できる、といった点である。(図:群馬大学 小林氏の資料を基に本誌が作成)

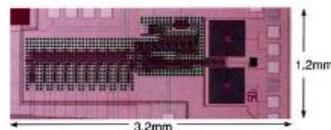
(a) 折り返し成分が重ならないよう標本化周波数を選択



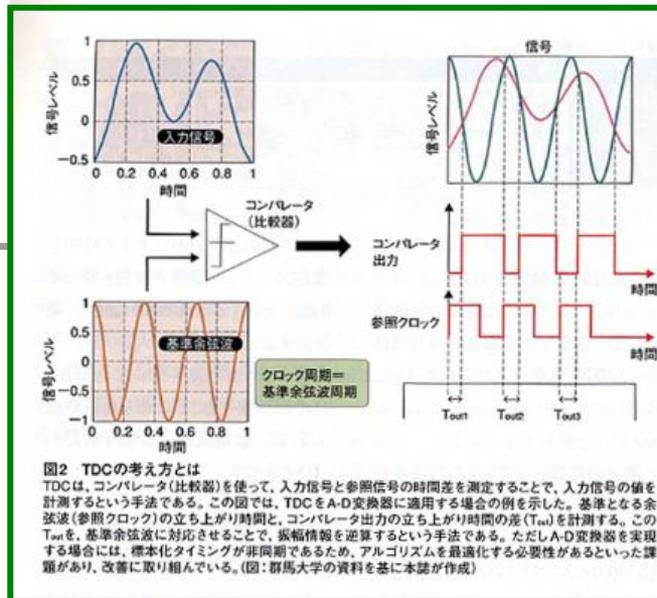
(b) 所望の信号帯域を取り出す急峻な帯域通過フィルタが必要



図A-2 アンダーサンプリング方式で2つの通信方式を同時受信
KDDIは、アンダーサンプリング方式によるダイレクトサンプリングにおいて、標本化周波数をどの程度まで低く抑え込めるのかについてシミュレーションで評価した。特に、2つの通信方式の無線信号を同時に受信する事例を想定している。アンダーサンプリング方式とは、ナイキスト周波数以下の速度で標本化したときに、ベースバンド帯域に生じる折り返し成分を利用してデジタル信号に変換する手法である。2つの通信方式を同時受信するケースには、折り返し成分が重ならないよう標本化周波数を選択することが必要になる(a)。加えて、A-D変換器の前段に急峻な帯域通過(バンドパス)フィルタを用意する必要がある。所望チャンネルの信号の近傍に不要な信号成分が存在すると、この折り返し成分もベースバンド帯域に現れ、雑音となるからである。(図:KDDI研究所の資料を基に本誌が作成)



図A-3 単一積集量子(SFQ)回路を用いてA-D変換器を構成
名古屋大学の藤巻氏らは、単一積集量子(SFQ)回路で構成したA-D変換器を試作した。低域通過(ローパス)型のオーバーサンプリング方式の回路構成を採用し、変調回路とデジメーションフィルタを備える。動作検証を目的とした試作チップの實力を評価したところ、帯域幅が0.1MHz~20MHzの入力信号に対する有効分解能(ENOB)は約14ビットに相当したという。オーバーサンプリング周波数は14GHzである。なお今回の回路構成には、DCオフセットに起因する雑音の影響などを回避する仕組みが盛り込まれており、これを「相補型A-D変換器」と呼んでいる。(写真:名古屋大学)



PLLからADPLLへ

無線回路は通常、大きく受信回路と送信回路、周波数シンセサイザの三つの要素ブロックに分けられる。DRPでは、それぞれの要素ブロックに対して離散時間アナログ処理¹⁾やデジタル制御技術を適用する。さらにこれらの回路の動作状態を把握してデジタル制御信号をやりとりする「スクリプト・プロセサ(SCP)」を用意する(図3)。

中でもデジタル制御技術をふんだ

んに取り込んでいるのが、周波数シンセサイザである。無線チップにおける周波数シンセサイザは、送信や受信の搬送波(キャリア)の無線周波数を生成する役割を担う。

周波数シンセサイザには極めて高い発振精度が求められるため、既存の無線チップでは、PLLで構成するのが一般的だ。ただしPLLは発振周波数の精度を高める仕組みをアナログ回路で実装している。プロセス技術が微細になると電源電圧の低下や製

造バラつきなどの影響から発振精度が低下してしまう。そこでDRPではADPLLと呼ぶ回路構成を導入し、微細なCMOS技術を使いながら高い発振精度を得られるようにした¹²⁾。

Cは2値で済む

ADPLLが、既存のPLLと大きく異なるのが、TDCに加えてDCO(digitally-controlled oscillator)で構成している点である(図4)。ここでDCOは、通常のPLLにおけるVCOの役割を果たす。DCOもVCOも、内部にLC共振回路(いわゆるLCタンク)を中心とした発振回路を持つ点では全く同一である。

異なるのは、そのLCタンクの制御手法だ。VCOがアナログの電圧値で制御するのに対し、DCOはデジタル制御である。

回路的には、VCOはバラクタを使うことで、広い電圧範囲においてCの容量を変化させ、発振周波数を変える。このためバラクタは非常に高い精度を要求される。しかも、このバラクタをより低電圧で制御しようとすると、少しの入力電圧の違いで発振周波数が大きく変わってしまう。つまり、微細化を進めるたびに実用化のハードルが高くなる。

¹⁾ 離散時間アナログ処理=トランジスタのオン/オフの動作でアナログ信号を処理するスイッチング回路を使った処理のこと。ここでいう離散時間アナログ信号とは、標準化するなどで離散化はしているが、量子化していない状態の信号を指す。スイッチ・キャパシタを使う手法や、コンパレータを使う手法、さらにサンプリングによるミキサ回路なども離散時間アナログ処理に含まれ、DRPでも採用している。スイッチング・アナログと総称されることもある。この反意語は「連続時間アナログ処理」(リニア・アナログ)となる。

注2) TI社はADPLLに制御機構のない安価なフリーランニングの水晶発振器を活用できると主張する。温度補償回路付き水晶発振器(TCXO)やデジタル制御水晶発振器(DCXO)を用意する必要がないとする。

当時 群馬大学社会人博士課程
現在 神奈川工科大学 教授
小室貴紀 先生の考案