

高いSNRのAD変換 システムを実現する テクニックと理論

アナログ・デバイセズ株式会社

石井 聡



アジェンダ

1. ADCの量子化ノイズとSNR/ENOBの計算
2. フロントエンドとADCとのノイズ（増幅率）配分の最適化
3. フロントエンド側のノイズ配分を大きくする理由を視覚的に
4. AD変換でノイズ・フロア（ノイズ1Hz密度）を実測するテクニック

適切な
ADC分
解能は

フロント
エンドの
増幅率の
最適化

フロント
エンド側
ノイズ配
分を多く
する理由

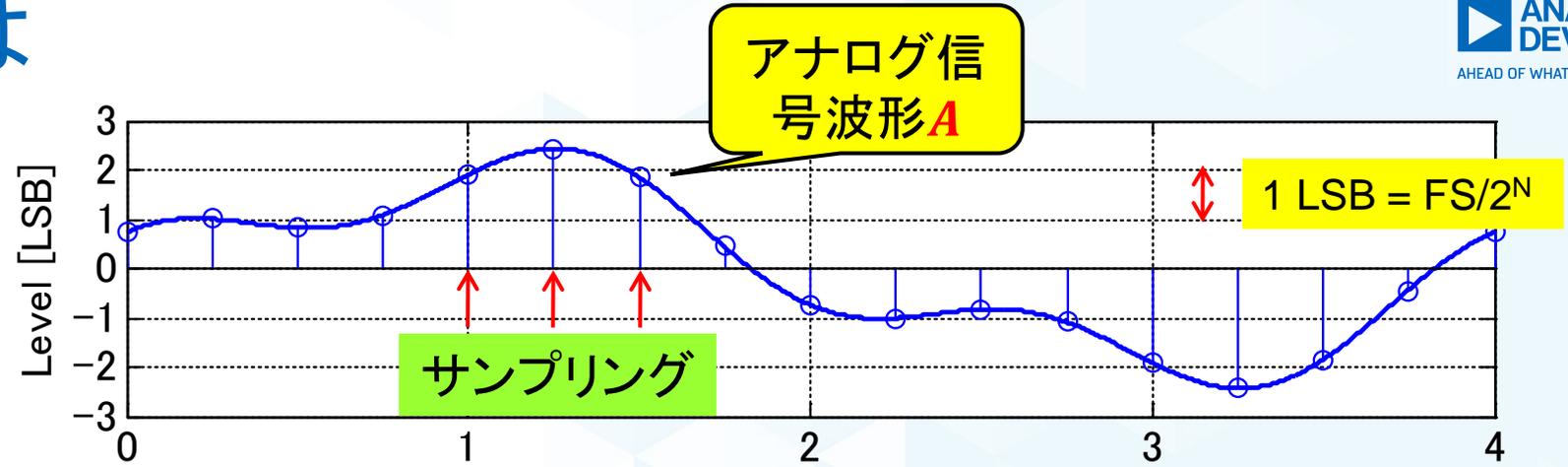
ノイズ
1Hz密度
の絶対値
を得る
方法

1. ADCの量子化ノイズ とSNR/ENOBの計算

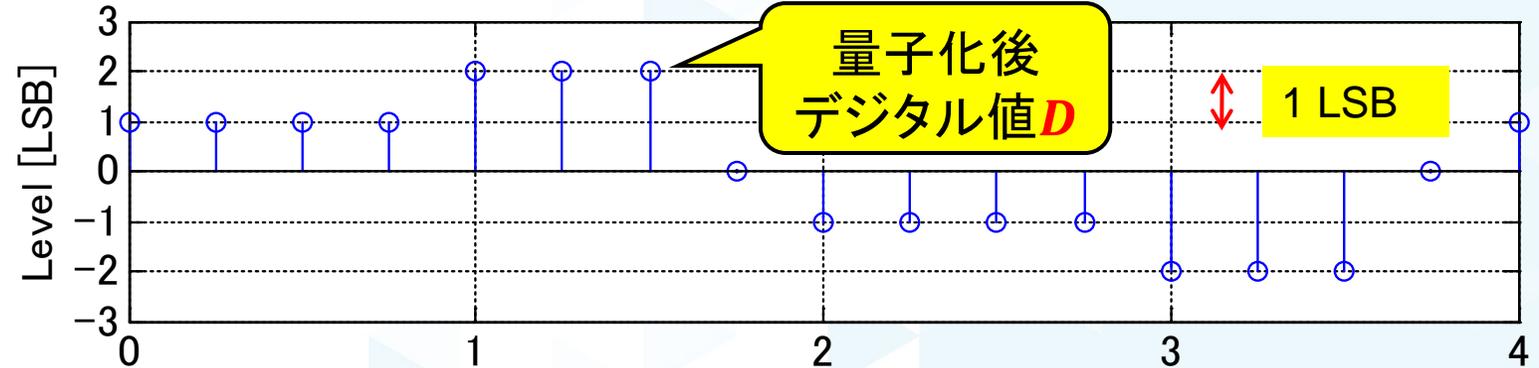
適切なADC
分解能は

量子化ノイズとは

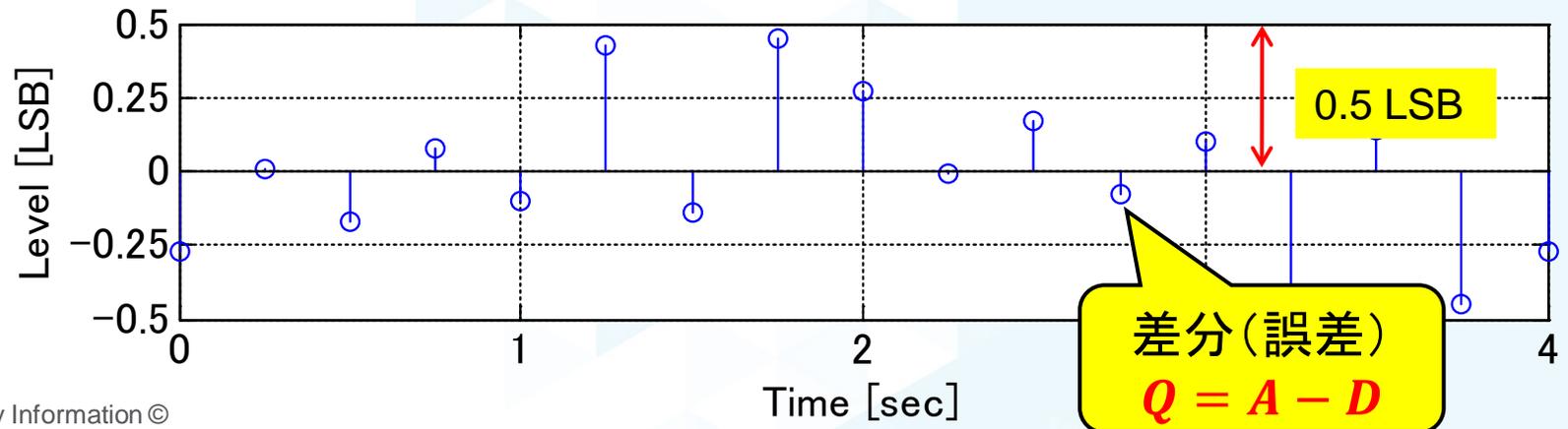
アナログ信号とサンプリング



サンプリングし離散化したデジタル信号



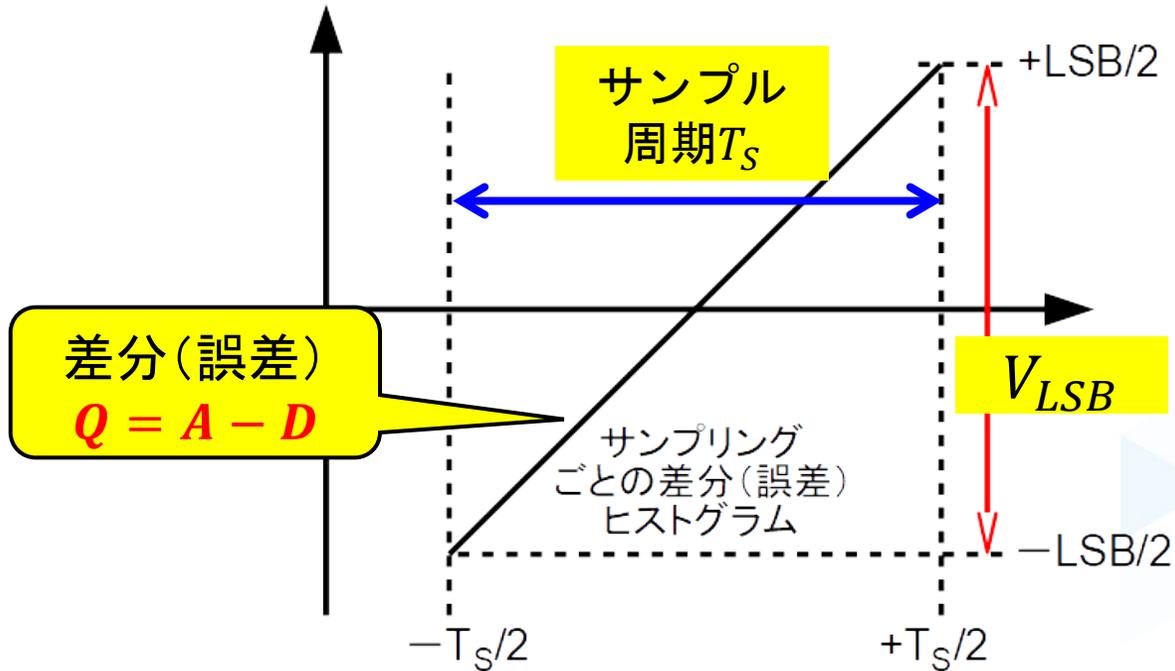
量子化誤差
つまり「量子化ノイズ」



量子化ノイズ電圧実効値 (rms) V_{NQ} [V] と FS 電圧実効値 V_{FS_rms} [V] を計算する

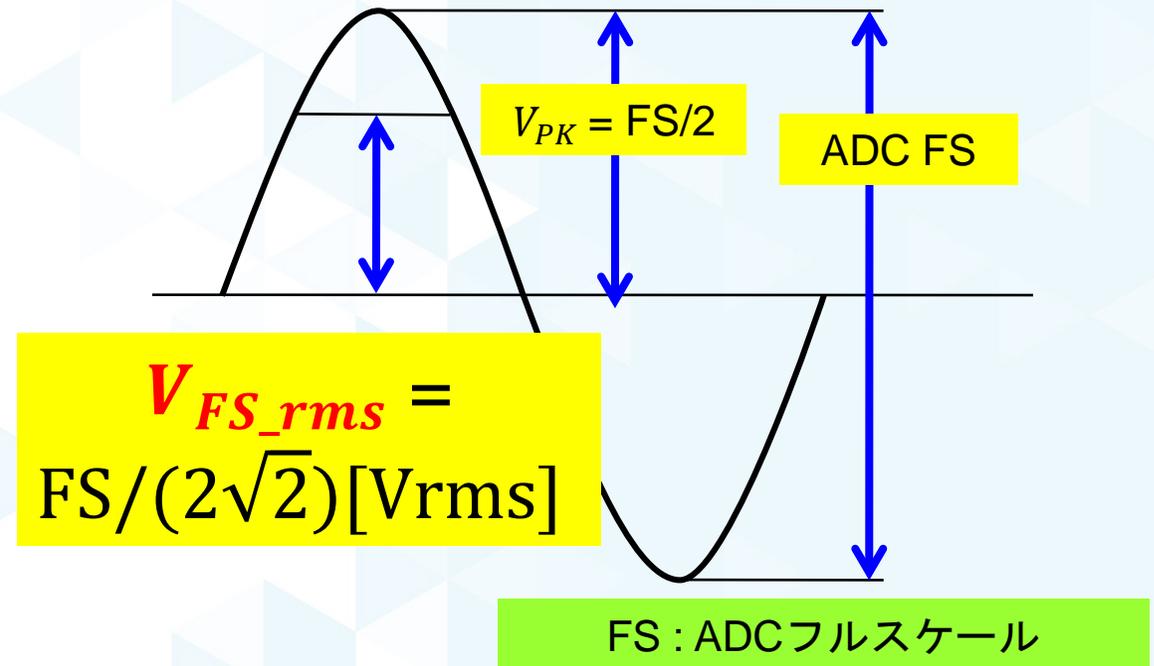
量子化ノイズ電圧実効値 (rms) V_{NQ}

誤差が一様に加わっていると考える



$$V_{NQ} = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}} \text{ [Vrms]}$$

ADC フルスケール (FS)
実効値レベル V_{FS_rms}



$$V_{FS_rms} = \frac{FS}{(2\sqrt{2})} \text{ [Vrms]}$$

量子化ノイズ・レベルから求められるADCの理論的SNR (Signal to Noise Ratio; SN比)

SNRとは「電力比」
(電圧比ではない)

$$sn = \frac{P_{SIG} [W]}{P_{NOISE} [W]}$$

$$sn_Q = \frac{V_{FS_rms}^2}{V_{NQ}^2} = \left(\frac{V_{FS_rms}}{\frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}}} \right)^2 = \left(\frac{\frac{FS}{2\sqrt{2}}}{\frac{1}{\sqrt{12}} \cdot \frac{FS}{2^N}} \right)^2 = \left(\frac{\sqrt{12} \cdot 2^N}{2\sqrt{2}} \right)^2$$

フルスケール電圧実効値 (フルスケール電圧実効値)
 SNRは電力比 (SNRは電力比)
 量子化ノイズ電圧実効値 (量子化ノイズ電圧実効値)
 1 LSB (1 LSB)
 ADCビット数 (ADCビット数)

量子化ノイズ・レベルから求められるADCの 理論的SNR (Signal to Noise Ratio; SN比)

dBに
変換

$$SNR_Q [\text{dB}] = 10 \log_{10} sn_Q = 10 \log_{10} \left(\frac{\sqrt{12} \cdot 2^N}{2\sqrt{2}} \right)^2$$

ADCビット数

$$SNR_Q = 20 \times N \log_{10} 2 + 20 \log_{10} \left(\frac{\sqrt{12}}{2\sqrt{2}} \right)$$

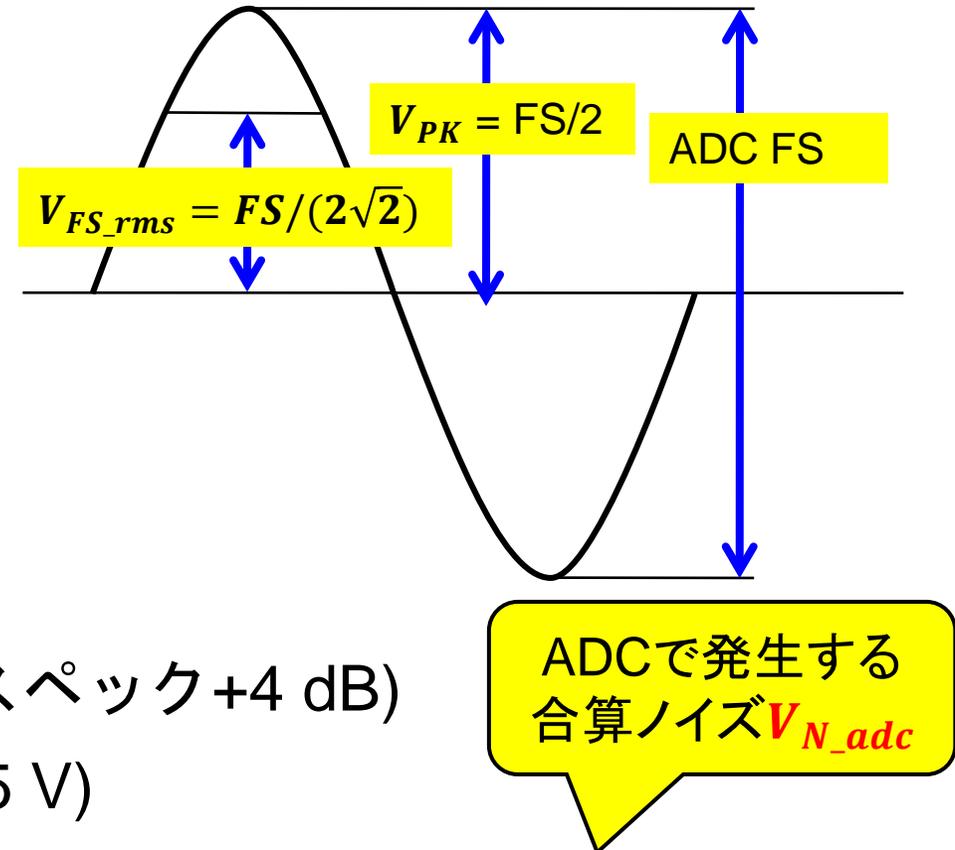
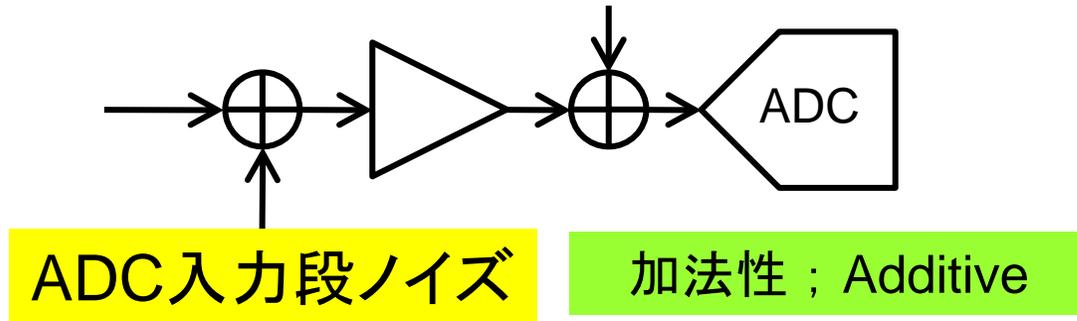
(10 log₁₀ 2^{2N})

$$SNR_Q = 6.02 \times N + 1.76 [\text{dB}]$$

理論的
SNR

実際のADCのSNR (AD7276)

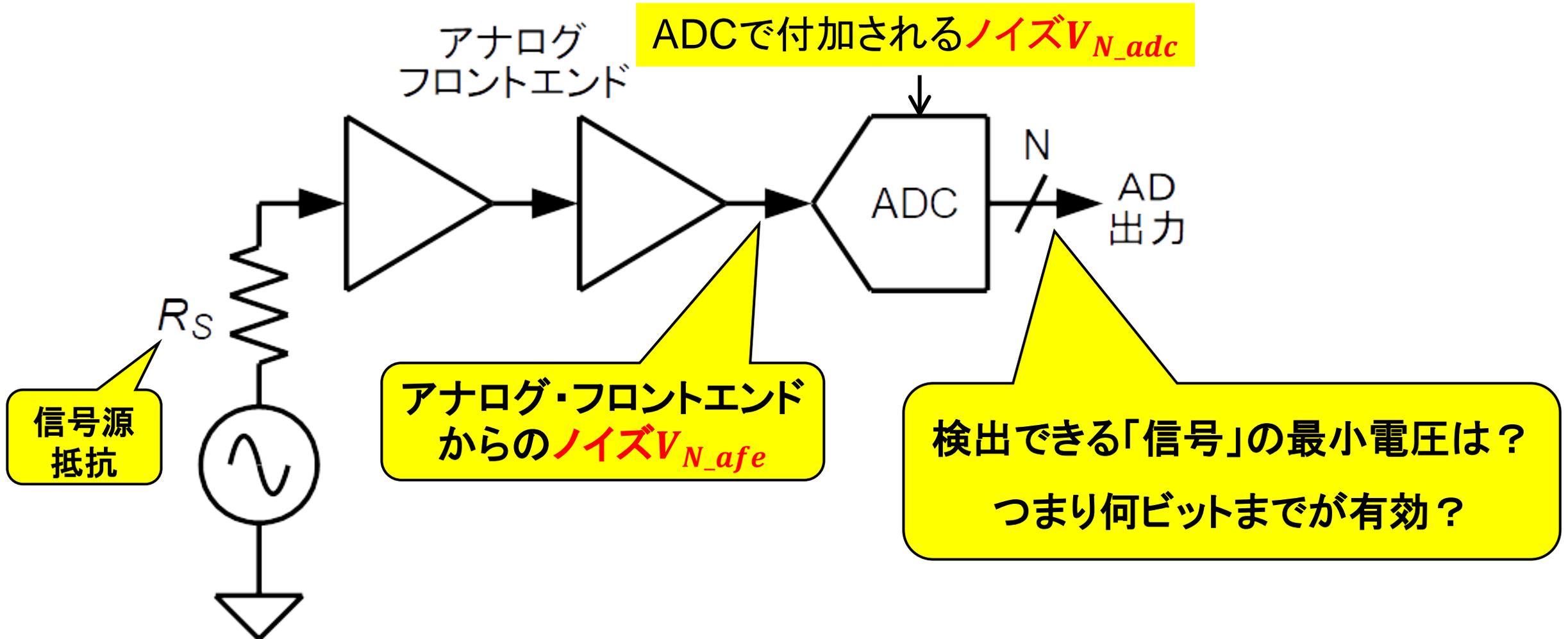
量子化ノイズ Q



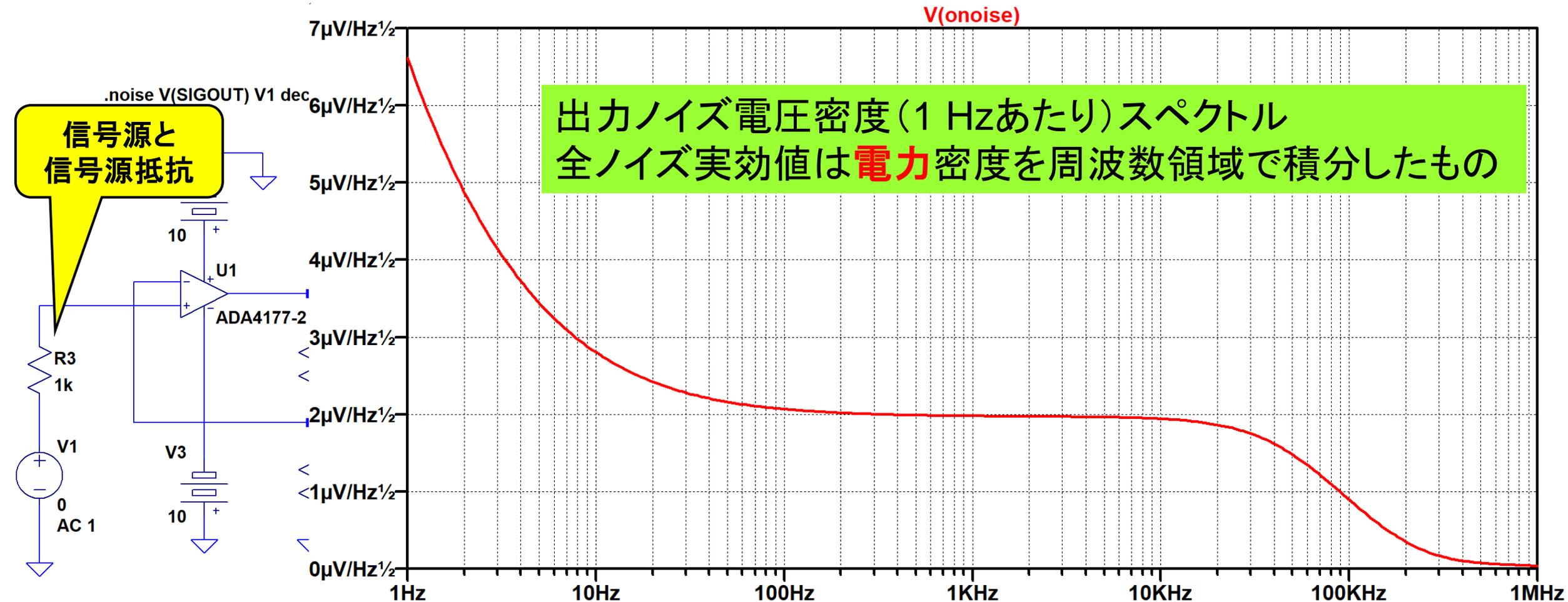
▶ 一例とすると

- 12 bit SAR ADC AD7276
- SNRスペック = 70 dB typ
- 理論的 $SNR_Q = 6.02 \times 12 + 1.76 = 74$ dB (スペック+4 dB)
- フルスケール電圧 $FS = 3.5$ V (@Vdd = 3.5 V)
- 全ノイズ実効値 $V_{N_adc} = [V_{FS_rms} (1.24 \text{ V}) - 70 \text{ dB}] = 392 \mu\text{Vrms}$

【課題】 アナログ・フロントエンド(AFE)も含めたシステムSNRに適切な(有効な)ADC分解能は？

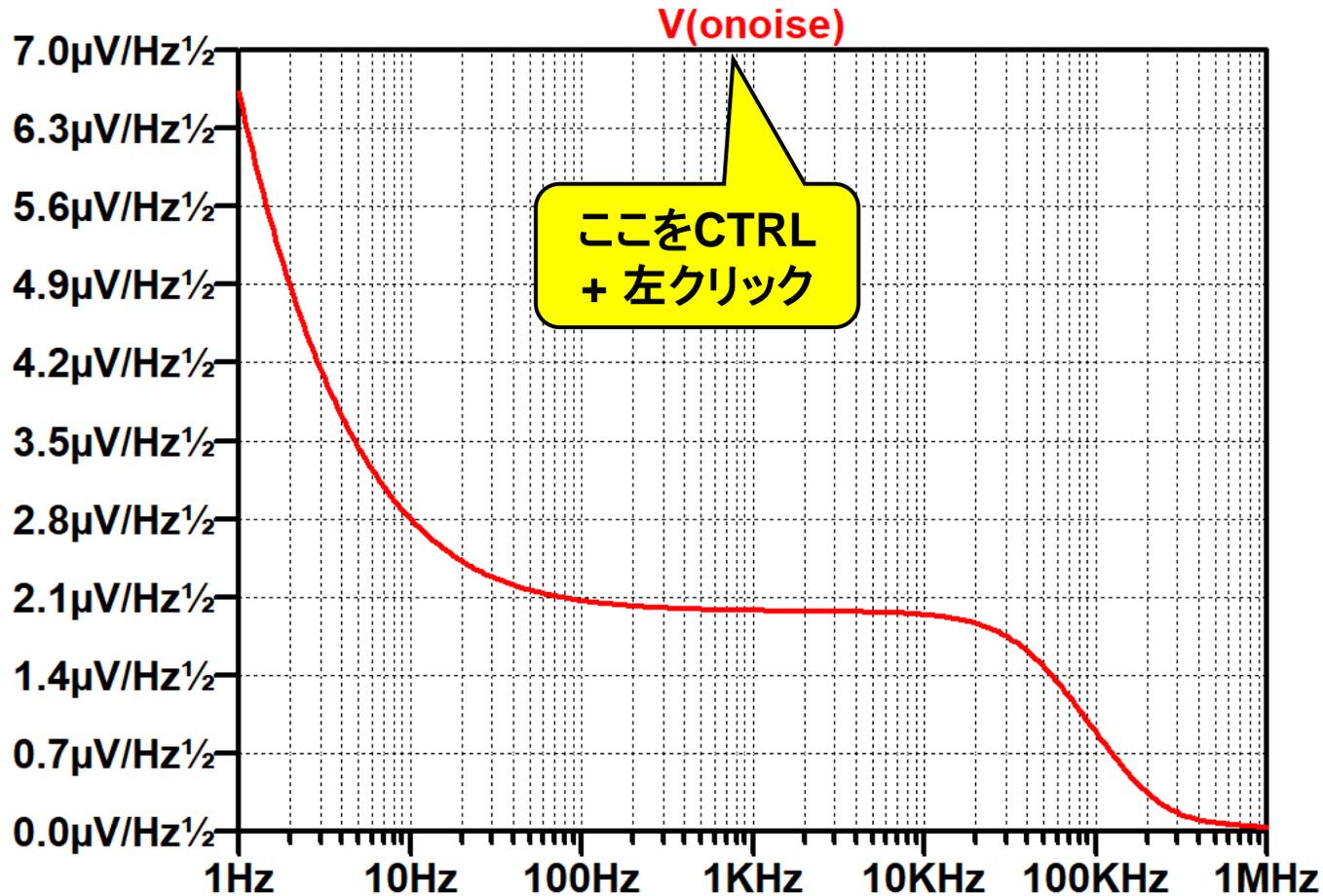


AFEのノイズ・レベル V_{N_afe} はLTspiceで！



AFEの全ノイズ(ノイズ電圧実効値) V_{N_afe} を得る

LTspiceではCTRL + 左クリックでノイズ電圧実効値を表示できる

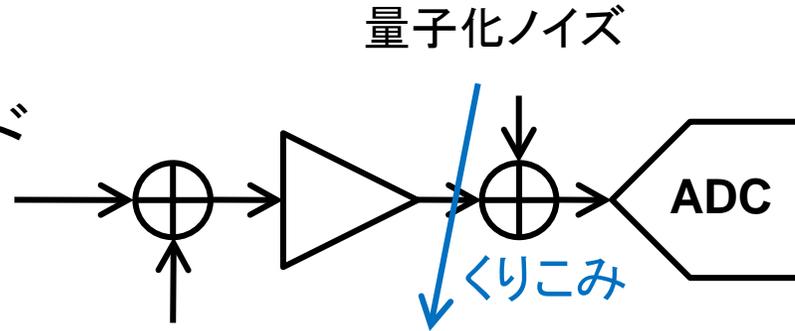


A screenshot of the LTspice noise analysis dialog box. The title bar shows the LTspice logo and the text "V(onoise)". The dialog contains three input fields: "Interval Start" with the value "1Hz", "Interval End" with the value "1000KHz", and "Total RMS noise" with the value "524.64 μV ". The "Total RMS noise" field is highlighted with a blue border.

AFEとADCのシステム全体のノイズ電圧実効値

$V_{N_{sys}}$ を求める

アナログ・フロントエンド
のノイズ(たとえば
 $V_{N_{afe}} = 525 \mu\text{Vrms}$)



ADC入力段(全体)のノイズ
(たとえば $V_{N_{adc}} = 392 \mu\text{Vrms}$)

$$V_{N_{sys}} = \sqrt{V_{N_{afe}}^2 + V_{N_{adc}}^2} = \sqrt{525 \mu\text{V}^2 + 392 \mu\text{V}^2} \\ = 655 \mu\text{Vrms}$$

Root Sum Square
(自乗和平方根)で計算

システムSNRを求め、有効ビット分解能 ENOBを 求める（逆計算になる）

$$SNR_Q[\text{dB}] = 6.02 \times N + 1.76$$

Nについて解くと

$$N = \frac{SNR_Q[\text{dB}] - 1.76 \text{ dB}}{6.02 \text{ dB}}$$

システムSNR

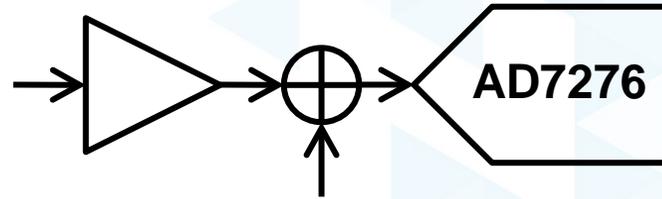
$$SNR_{sys}[\text{dB}] = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{FS_{rms}}}{V_{N_{sys}}} \right)$$

量子化ノイズ電圧 V_{NQ} をシステム全体のノイズ実効値 $V_{N_{sys}}$ に置き換える。単位は[V]

$$ENOB = \frac{SNR_{sys}[\text{dB}] - 1.76 \text{ dB}}{6.02 \text{ dB}}$$

これがシステム全体のノイズ実効値レベル $V_{N_{sys}}$ を既知としたときの有効ビット分解能

実際にAD7276の例でのシステムSNRからENOBを求める



AD7276 @ $V_{dd} = 3.5 \text{ V}$
 $V_{FS_rms} = 1.24 \text{ V}_{rms}$

$$V_{N_sys} = \sqrt{V_{N_afe}^2 + V_{N_adc}^2} = \sqrt{525 \mu\text{V}^2 + 392 \mu\text{V}^2} \\ = 655 \mu\text{V}_{rms}$$

V_{FS_rms}

$$SNR_{sys} [\text{dB}] = 20 \log_{10} \left(\frac{FS / (2\sqrt{2})}{V_{N_sys}} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{1.24 \text{ V}}{655 \mu\text{V}} \right) = \mathbf{65.5 \text{ dB}}$$

$$ENOB = \frac{SNR_{sys} [\text{dB}] - 1.76 \text{ dB}}{6.02 \text{ dB}} = \frac{\mathbf{65.5} - 1.76}{6.02} = \mathbf{10.6 \text{ bit}}$$

第1節まとめ

注意：入力信号フルスケール
電圧実効値に対しての値

理論的SNR
(量子化ノイズ)

$$SNR_Q = 6.02 \times N + 1.76 \text{ [dB]}$$

システムSNR

$$SNR_{sys} \text{ [dB]} = 20 \log_{10} \left(\frac{FS / (2\sqrt{2})}{V_{N_{sys}}} \right)$$

ENOB

$$ENOB = \frac{SNR_{sys} \text{ [dB]} - 1.76 \text{ dB}}{6.02 \text{ dB}}$$

$V_{N_{sys}}$ は各ノイズを
RSSで計算

AFEのノイズ $V_{N_{afe}}$ だけに着目しENOBを得て、
ADCを選定する計算もある（良く利用される）

ここでクイズ！

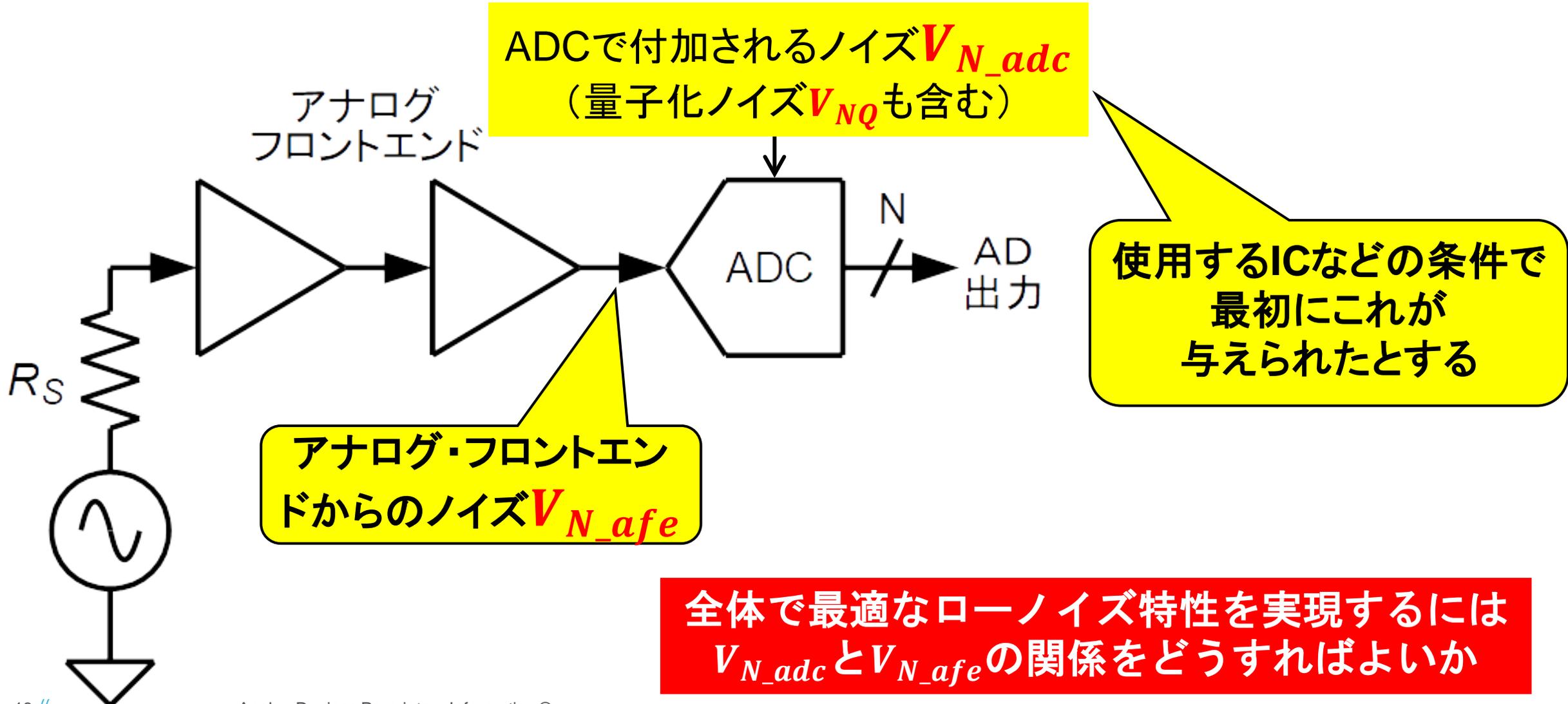
ENOBを1ビット増加させるためには、
システムSNRは何dBアップが必要でしょうか？



2. フロントエンドと ADCとのノイズ（増幅 率）配分の最適化

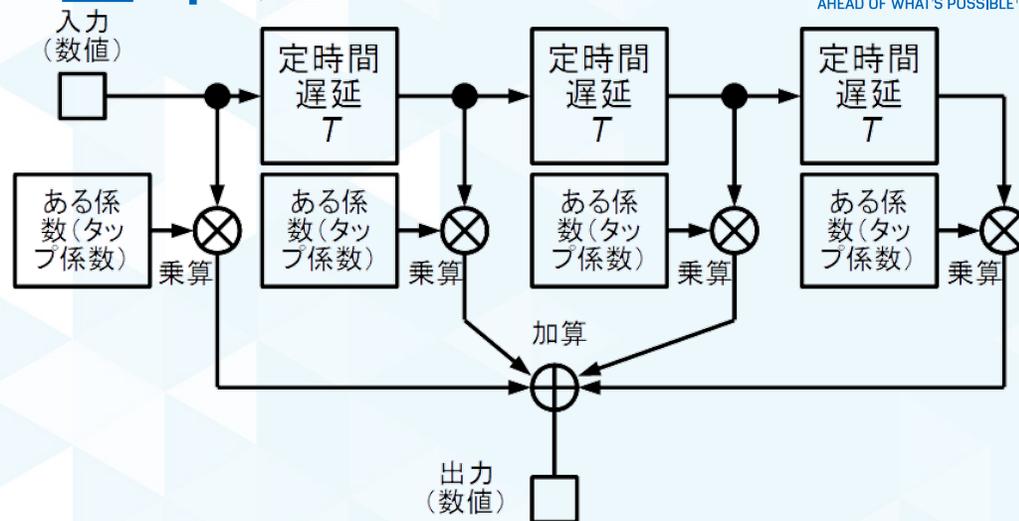
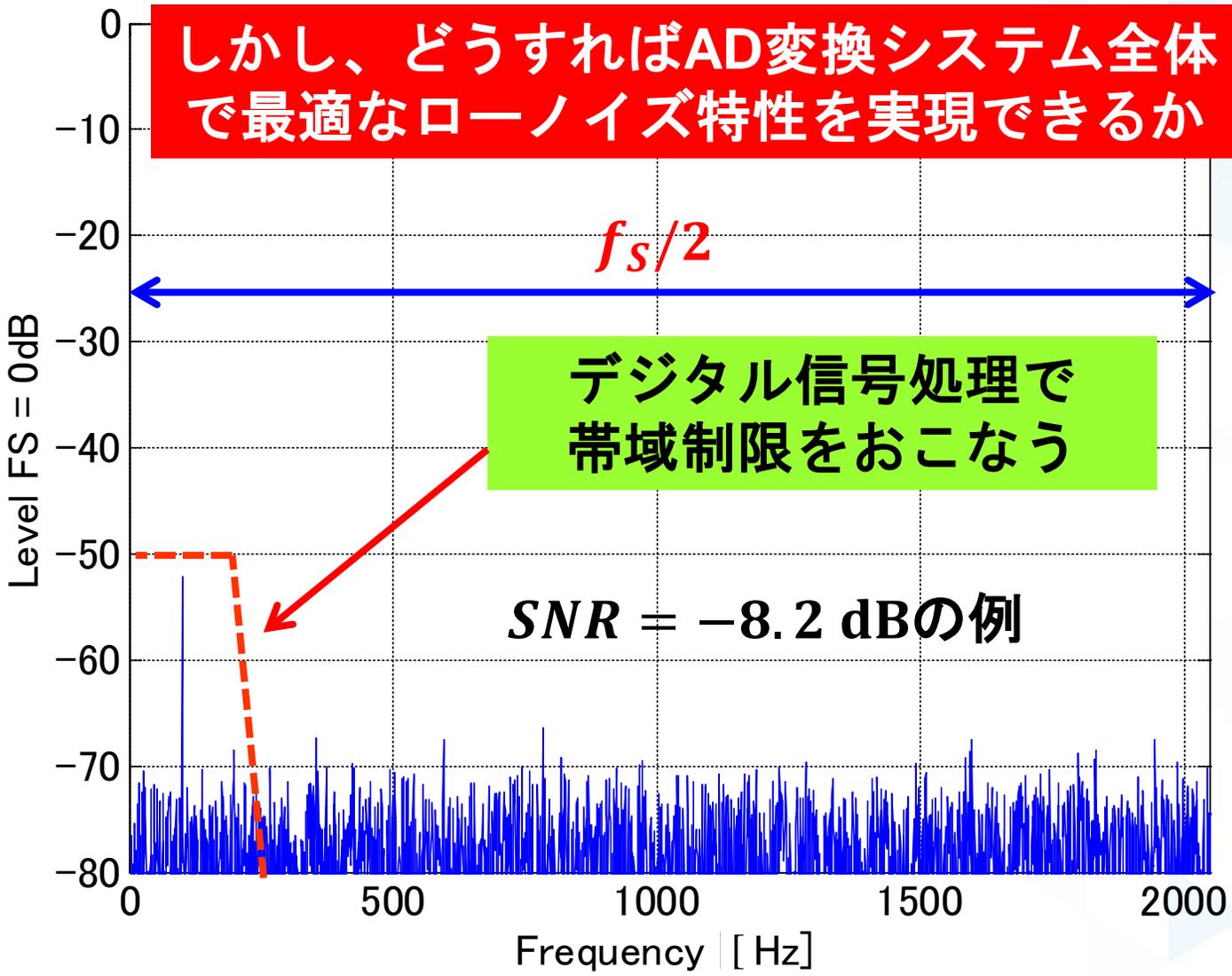
フロントエ
ンドの増幅
率の最適化

【課題】 ADCのSNR（分解能）が最初に与えられたとき最適なノイズ配分は

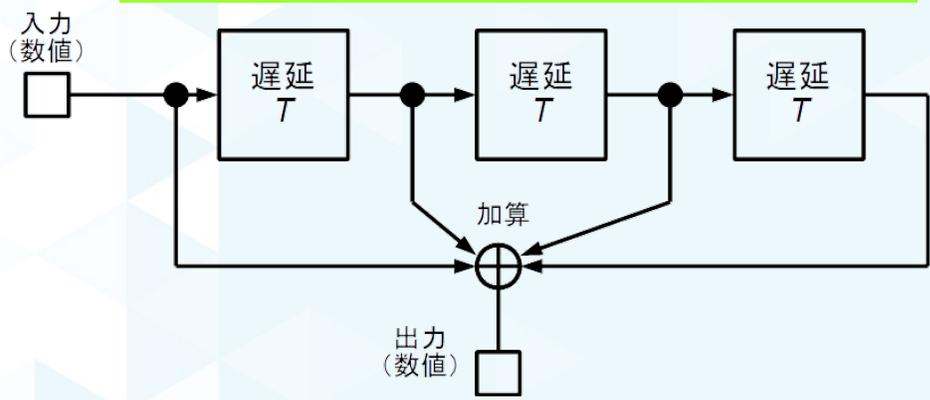


【課題】 帯域制限は高SNR実現の基本だが

しかし、どうすればAD変換システム全体で最適なローノイズ特性を実現できるか



4 Tap FIR フィルタ



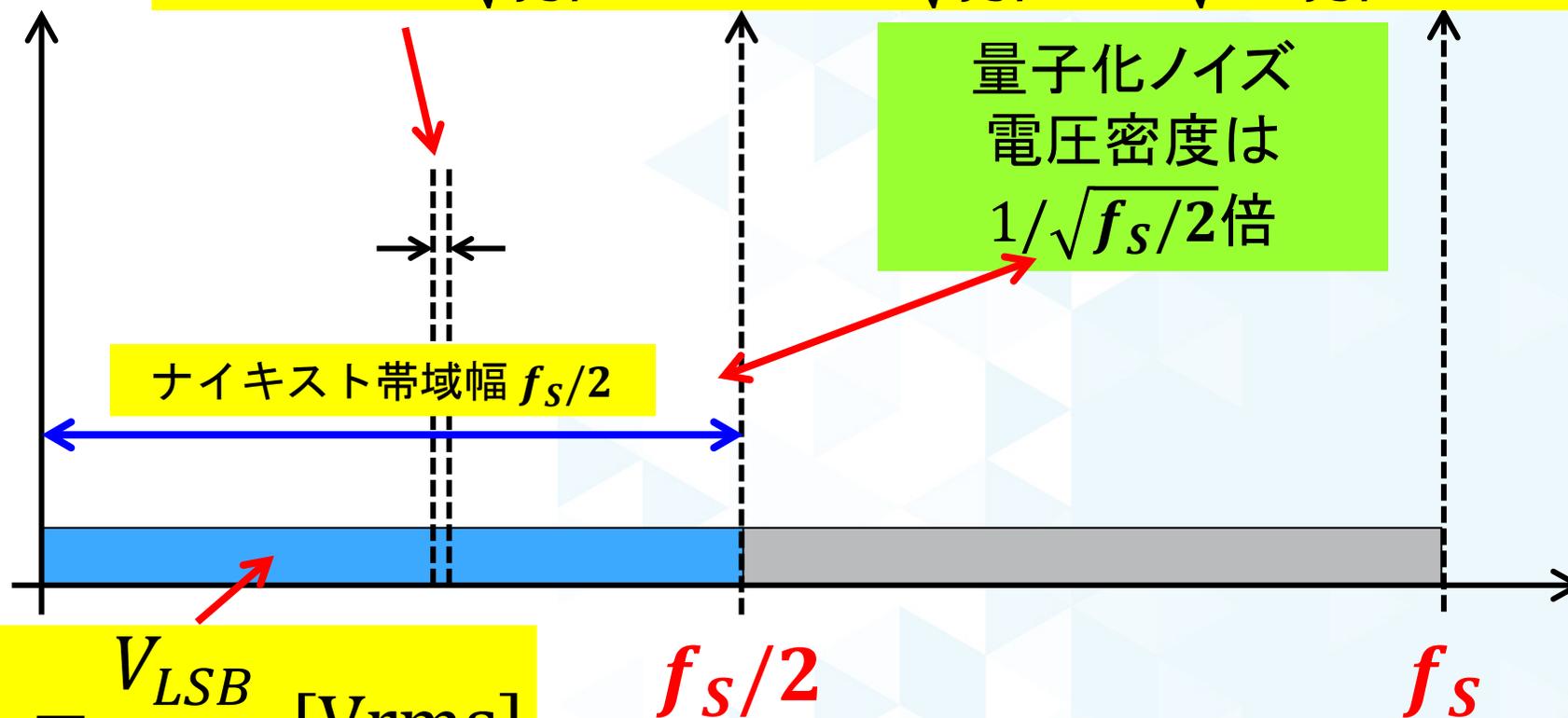
移動平均 (アベレージング) も帯域制限。sincフィルタでもある

FFTも、ある意味フィルタ！

1Hzあたりの密度で考える (図は量子化ノイズ V_{NQ} の スペクトル分布)

量子化ノイズ電圧密度

$$V_{Q_PSD} = \frac{V_{NQ}}{\sqrt{f_s/2}} = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_s/2}} = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12f_s/2}} \text{ [V}/\sqrt{\text{Hz}}]$$

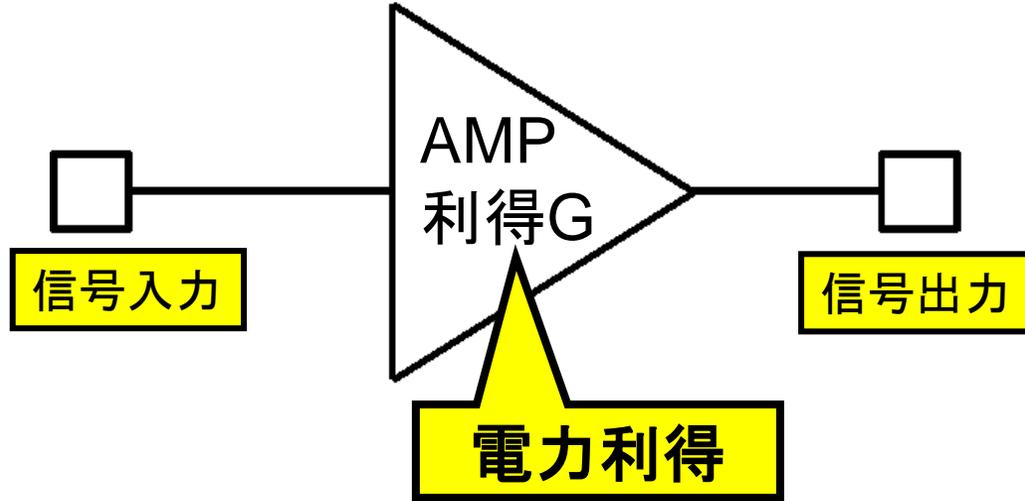


$$V_{NQ} = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}} \text{ [Vrms]}$$

アンプのノイズ特性を示すNF, 雑音指数

アンプに入力する
信号のSNR (sn_{in})
(電力で考える)

$$sn = \frac{P_{SIG} [W]}{P_{NOISE} [W]}$$



アンプから増幅され
出力された**アンプ自体**
のノイズも含んだ
信号のSNR (sn_{out})
(電力で考える)

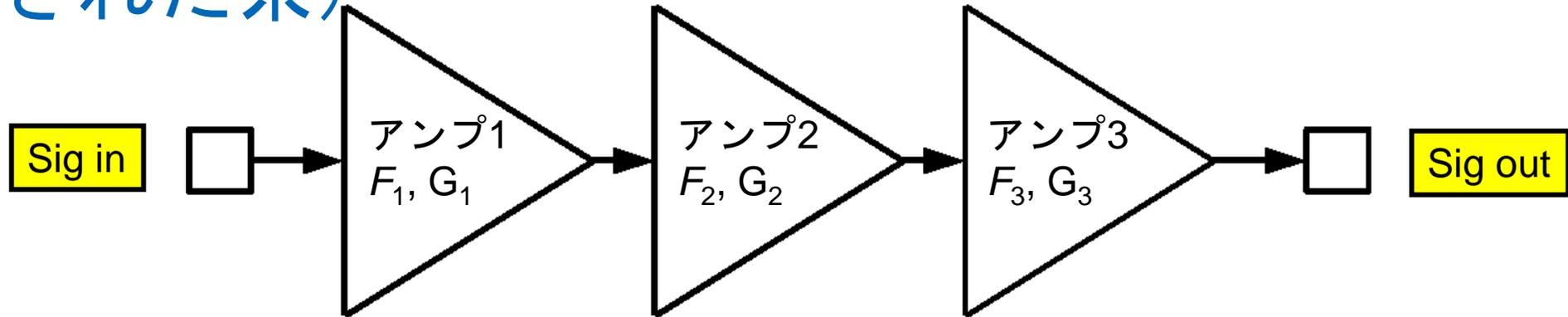
$$F = \frac{sn_{in}}{sn_{out}}$$

Noise Factorと呼ばれる
ことが多い

$$NF = 10 \times \log \left(\frac{sn_{in}}{sn_{out}} \right) [dB]$$
$$= 10 \times \log(F)$$

Noise Figureと呼ばれる
ことが多い (多用される)

従属接続は初段アンプが重要（よくみる50Ωで整合終端された系）



$$F_{all} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \times G_2}$$

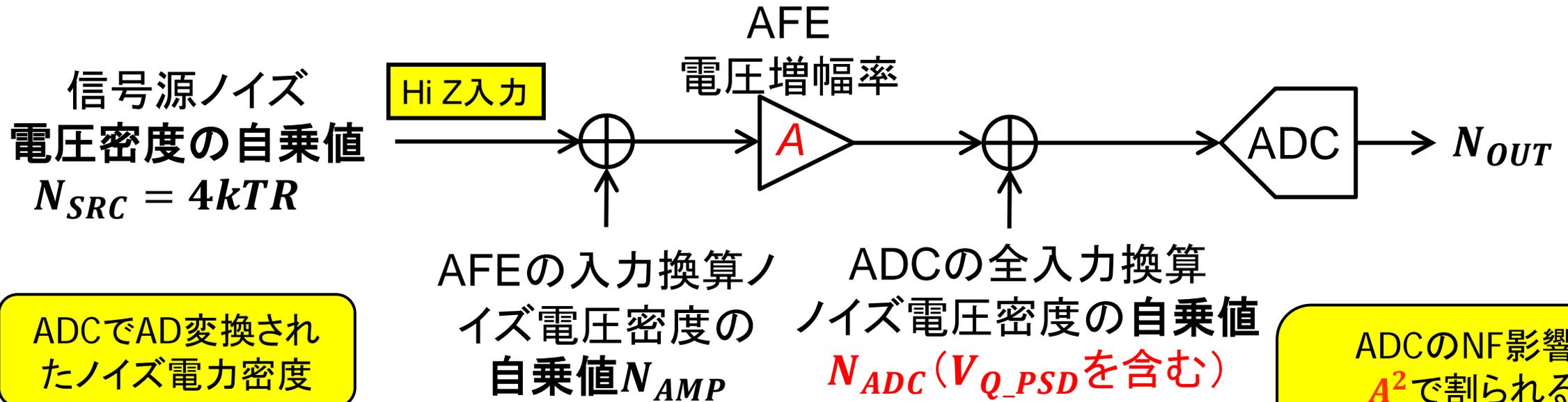
初段のアンプの
NFが支配的

G_1 で
割られるためあ
まり重要でない

$G_1 G_2$ で
割られるためほ
ぼ無関係

利得 G は電力利得 = (電圧増幅率)²
それぞれが50Ω系入出力ならこれで単純に計算できるが...

アナログ・フロントエンドとADCとの従属接続



ADCでAD変換されたノイズ電力密度

ADCのNF影響度 A^2 で割られる。
[N_{SRC} に対する $(F_2 - 1) / G_1$ に等しい]

$$N_{OUT} = A^2(N_{SRC} + N_{AMP}) + N_{ADC}$$

$$F_{all} = \frac{sn_{in}}{sn_{out}} = \frac{N_{OUT}}{GN_{SRC}} = \frac{A^2(N_{SRC} + N_{AMP}) + N_{ADC}}{A^2 N_{SRC}} = \frac{N_{SRC} + N_{AMP}}{N_{SRC}} + \frac{N_{ADC}}{A^2 N_{SRC}}$$

フロントエンドのNF

第2節まとめ「従属接続に関する結論」

$$F_{all} = \frac{N_{SRC} + N_{AMP}}{N_{SRC}} + \frac{N_{ADC}}{A^2 N_{SRC}}$$

フロントエンドのNF

【結論】

帯域制限を考慮したら $N_{ADC} < A^2 N_{SRC}$ にする

(ただしフルスケールを考慮)

実際は1:2~1:5 (3 dB~7 dB) 程度で十分

結果、フロントエンドのNFがシステムで支配的になる

(フロントエンドのNFを低下させる価値がでてくる)

(途中休憩)

$\Sigma\Delta$ 型ADC型での量子化ノイズの ノイズ・シェーピングと帯域制限

パネルdeボードで作ってみた

目でみてわかる $\Sigma\Delta$ 型ADCの ノイズ・シェーピング動作

Noise shaping operation of $\Sigma\Delta$ ADC

ノイズ・シェーピングのしくみを複数の視点から納得してみよう

アナログ・デバイス株式会社
[著] 石井 聡
Satoru Ishii

パネル de
ボード
Supported by ANALOG DEVICES

パネル.com

- ▶ オンライン展示会場にて左記小冊子（PDF）を配布中
- ▶ $\Sigma\Delta$ 型 ADCのノイズ・シェーピング動作について基本を解説
- ▶ ノイズ・シェーピングされた量子化ノイズをフィルタしてSNRを確保することを実験
- ▶ ダウンロードされた方のお名前、ご所属などの情報は、ピーバンドットコムにも提供され、同社のマーケティング活動の一部として使用されます

ADCの入力
換算ノイズ密
度の自乗値

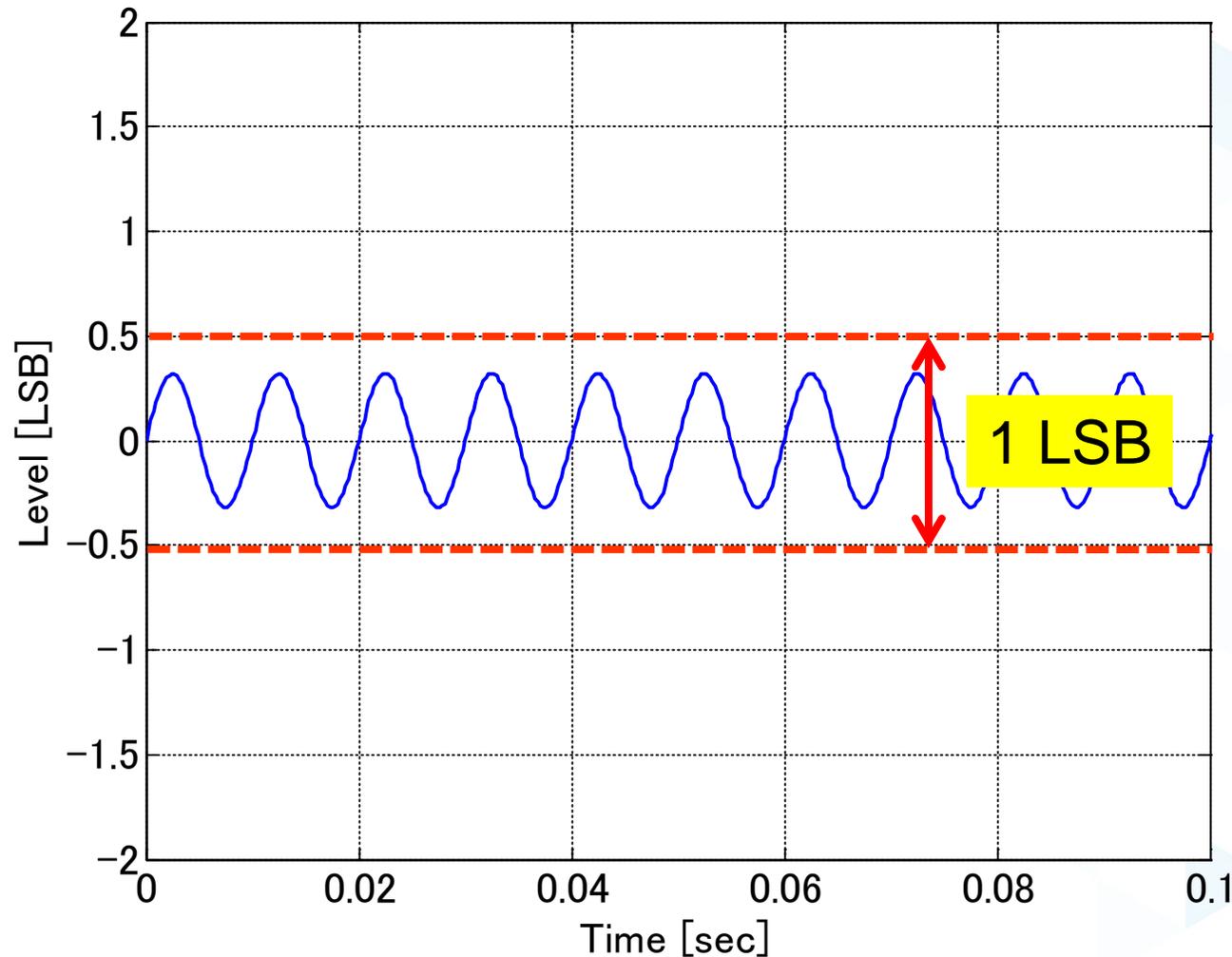
前段からの
ノイズ密度の
自乗値

3. $N_{ADC} < A^2 N_{SRC}$ にす
る（フロントエンド側
のノイズ配分を大きく
する）理由を視覚的に

フロントエ
ンド側ノイ
ズ配分を多
くする理由

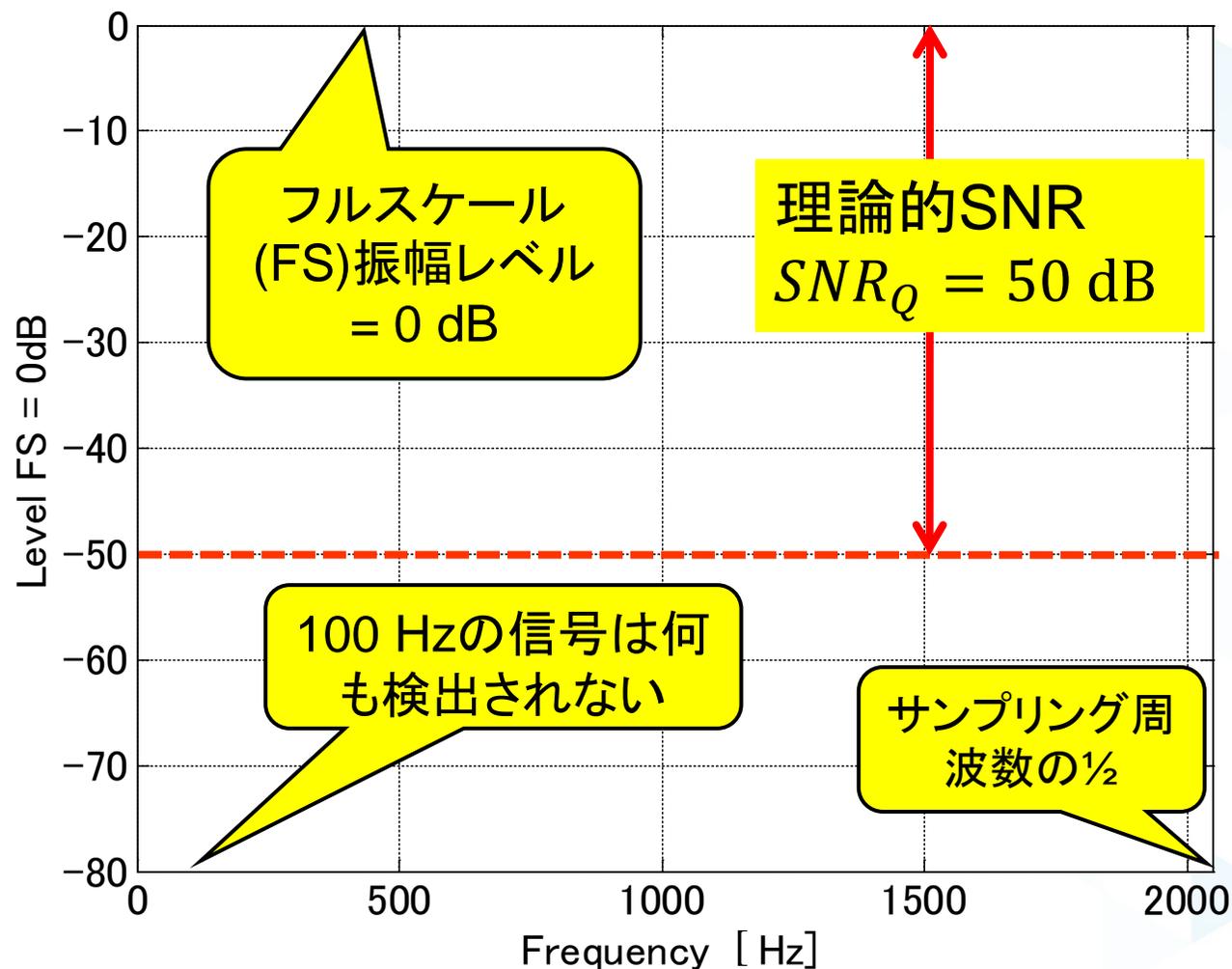
1 LSB以下の信号（ノイズなし）の時間軸波形

8 bit ADC $f = 100$ Hz; 0.64 LSB p-p (-52 dB FS)の正弦波
ノイズが全くない場合



1 LSB以下の信号（ノイズなし）のFFT結果

8 bit ADC $f = 100$ Hz; 0.64 LSB p-p (-52 dB FS)の正弦波
ノイズが全くない場合

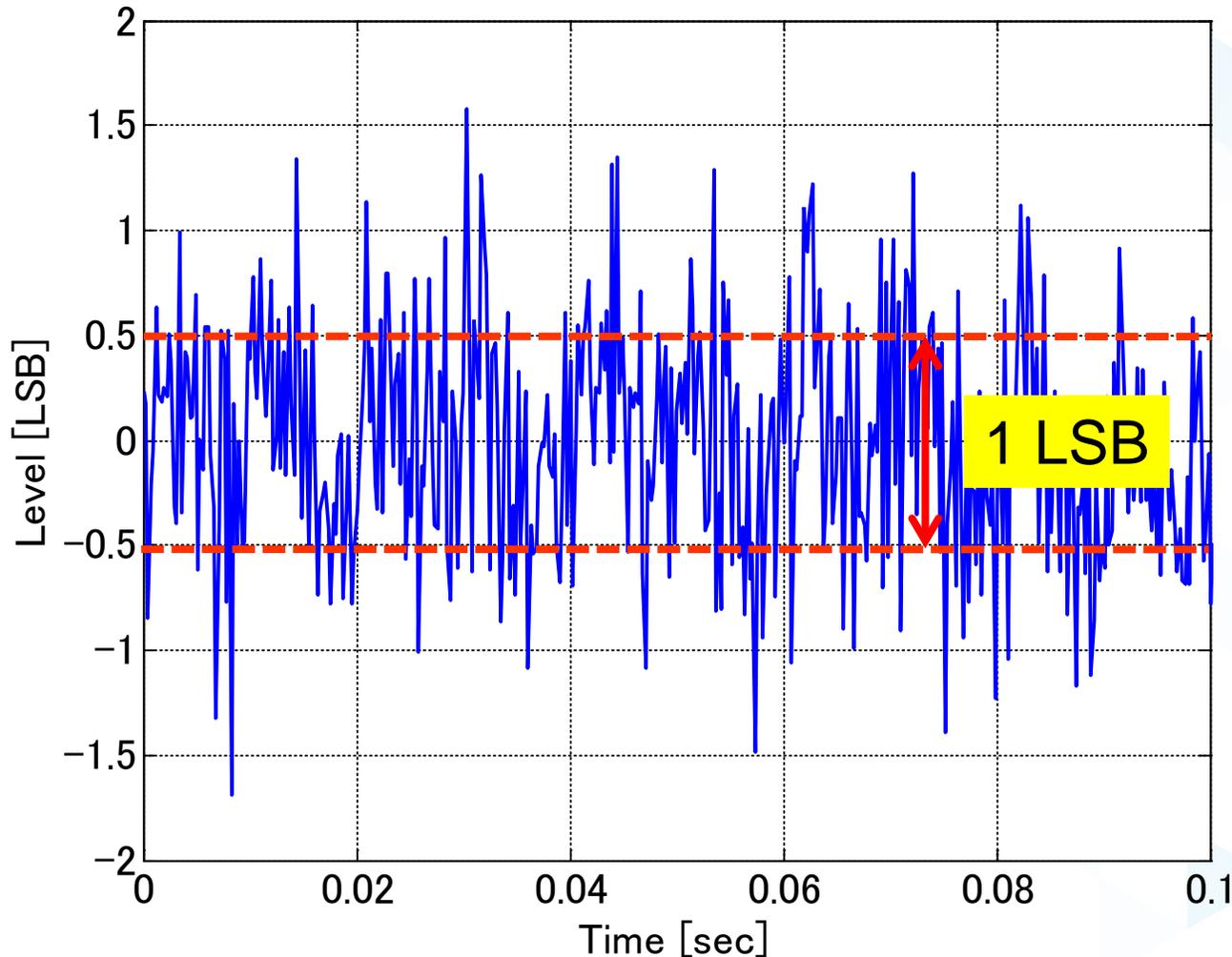


$$\begin{aligned} SNR_Q[\text{dB}] &= 6.02 \times N + 1.76 \\ &= 6.02 \times 8 + 1.76 = 50 \text{ dB} \end{aligned}$$

1 LSB以下の信号（ノイズ付加）の時間軸波形

8 bit ADC $f = 100$ Hz; 0.64 LSB p-p (-52 dB FS)の正弦波に
 $V_{N_{rms}} = 0.5$ LSBのノイズが加えられた場合

1 LSB = 1 Vで計算

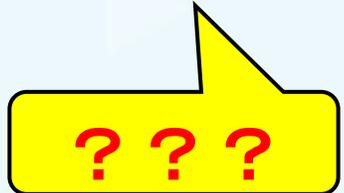


$$V_{SIG_{rms}} = \frac{0.64}{2\sqrt{2}} = 0.226 V_{rms}$$

$$SNR [dB] = 20 \log \frac{0.226 V_{rms}}{0.58 V_{rms}}$$
$$= -8.2 \text{ dB}$$

0.5 LSBと V_{N0}

$$ENOB = \frac{SNR [dB] - 1.76 \text{ dB}}{6.02 \text{ dB}}$$
$$= \frac{-8.2 \text{ dB} - 1.76 \text{ dB}}{6.02 \text{ dB}} = -1.65 \text{ bits}$$



1 LSB以下の信号（ノイズ付加）のFFT結果

8 bit ADC $f = 100$ Hz; 0.64 LSB p-p (-52 dB FS)の正弦波に $V_{N_rms} = 0.5$ LSBのノイズが加えられた場合

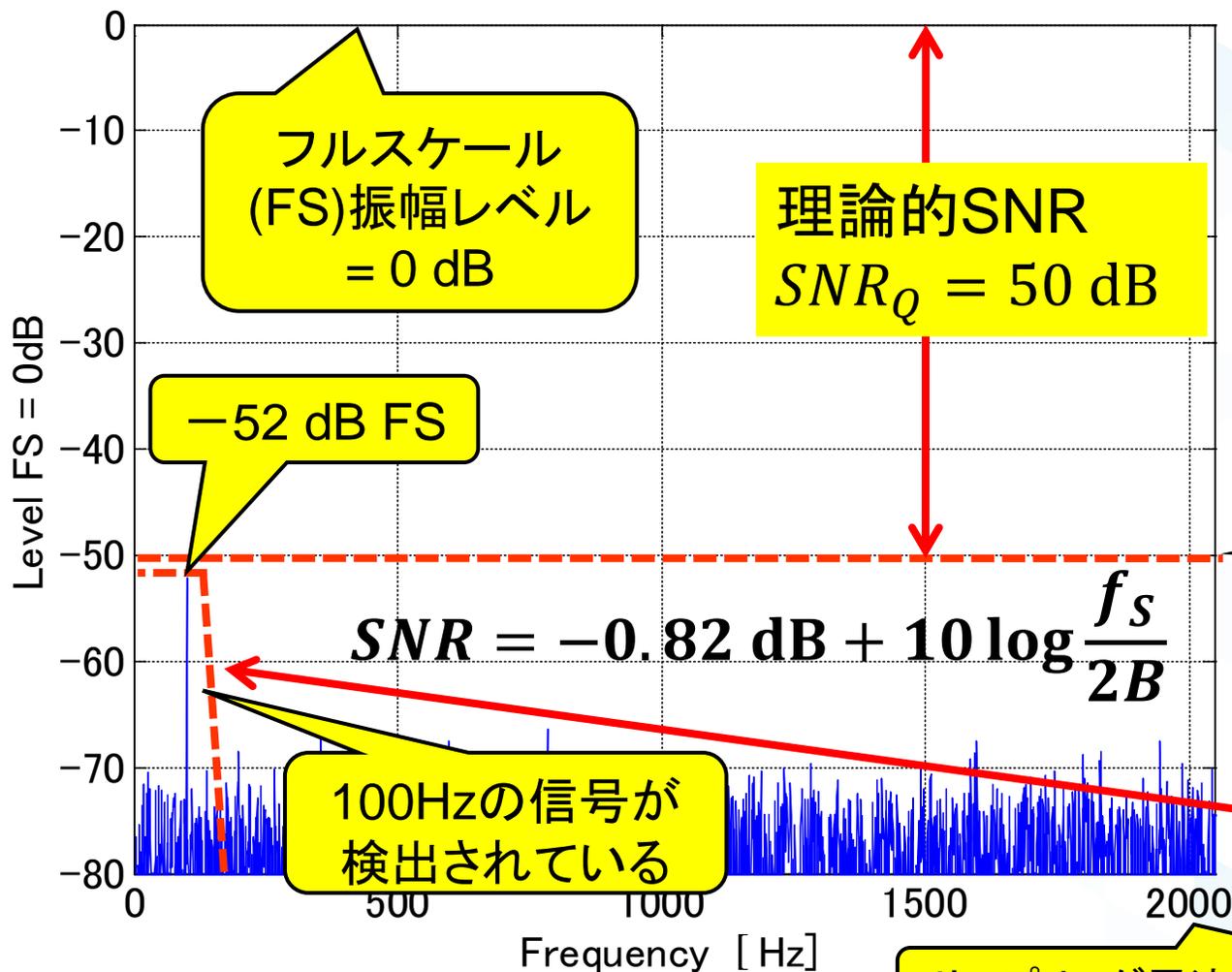
第2節の説明と同じ結論

若干ノイズがあると理論的SNR SNR_Q より低い信号も検出できる

計算ビット幅を増やして（たとえば8ビットを16ビットにして）

8ビット計算ならここまでしか分解能が無い

デジタル信号処理で帯域制限をおこなう



$N_{ADC} < A^2 N_{SRC}$ にすべき理由を視覚的に示した

第2節の説明と同じ結論となる

ここでクイズ！

0.5 LSB（実効値）のノイズは量子化ノイズに対して何dB大きいのでしょうか？



$N_{ADC} < A^2 N_{SRC}$ を厳密に考慮すると複雑だが、これで「めやす」をつけることができる

$$10 \log_{10} \left(\frac{0.5}{\frac{1}{\sqrt{12}}} \right)^2 = 10 \log_{10} 3 = 4.8 \text{ dB}$$

1 LSB = 1 Vで計算

4. AD変換でノイズ・フロア（ノイズ1 Hz密度）を実測するテクニック

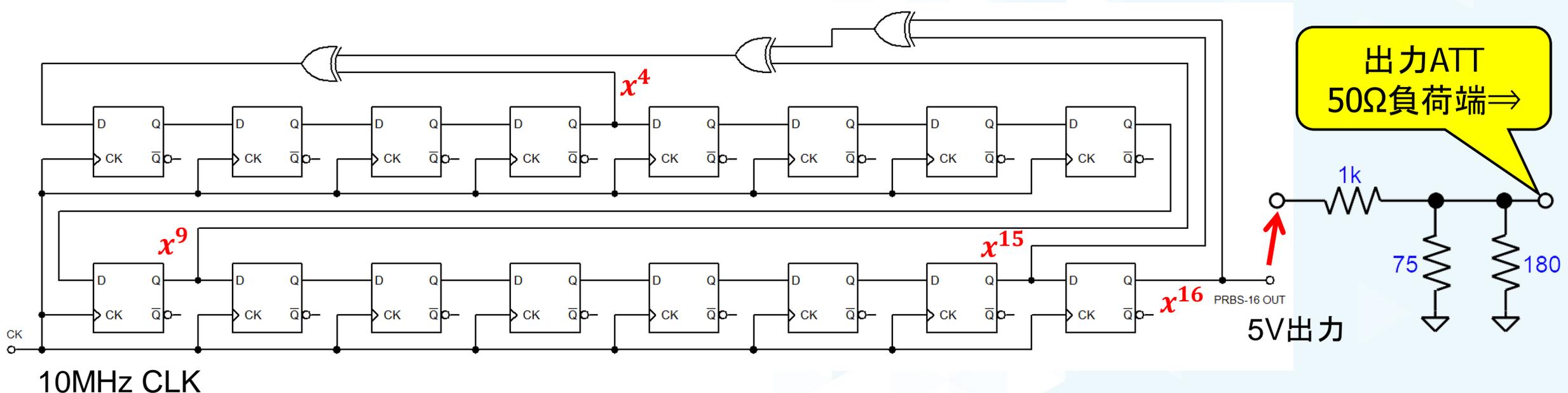
ノイズ1Hz
密度の
絶対値を
得る方法

ノイズ1Hz密度を得るメリット

- ▶ AD変換されたデジタル値でのノイズ1 Hz密度が分かれば
 - 電力密度値にして、ノイズ等価帯域幅Bをかければ全ノイズ電力が得られる
 - 電圧のままなら \sqrt{B} をかける
 - 絶対値が分かることで絶対評価基準を得られる
- ▶ ADCでアナログ・フロントエンドのノイズ1 Hz密度の特性が測定できる

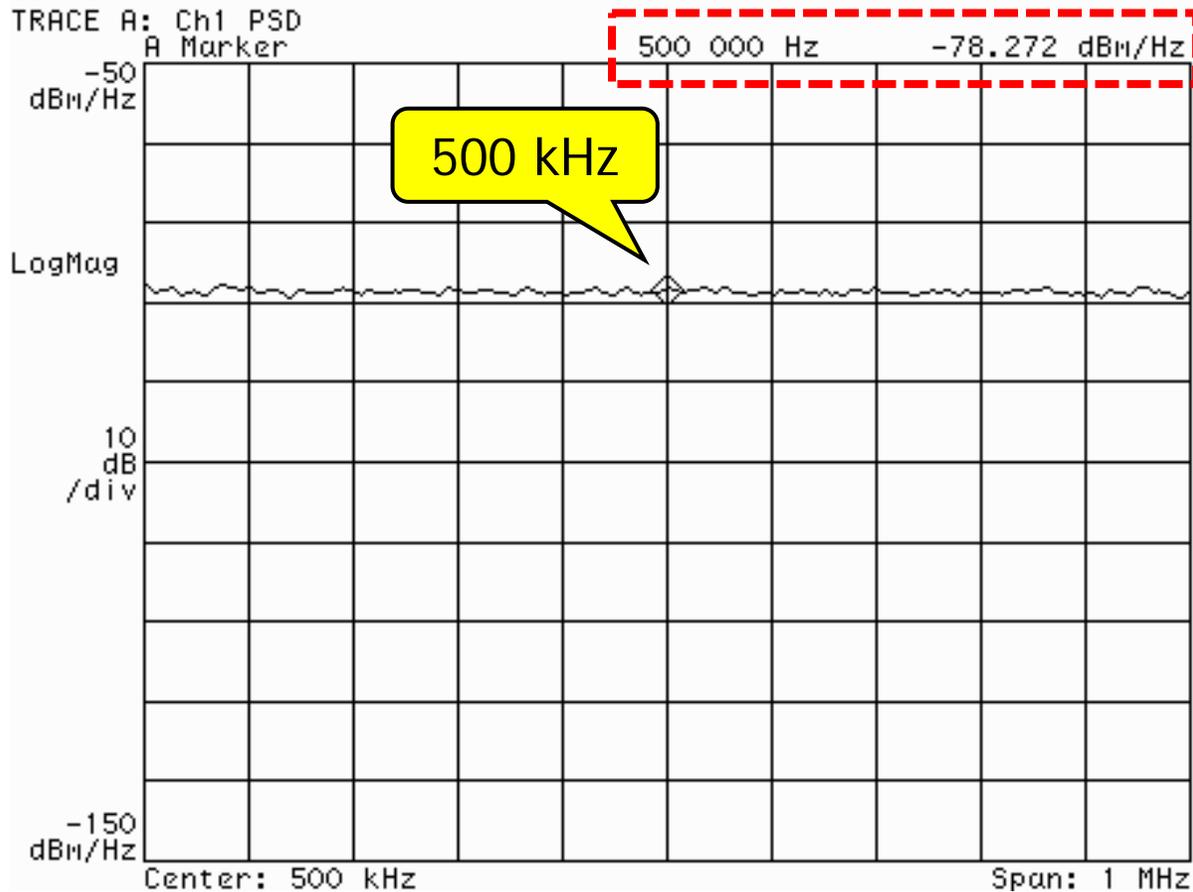
PRBSで基準となる広帯域ノイズを発生させる

- ▶ PRBS; Pseudo Random Binary Sequence (疑似ランダム・パターン)
- ▶ 16ビット原始多項式 $P(x) = x^{16} + x^{15} + x^9 + x^4$ を用いる
- ▶ 原子多項式から以下のようなLFSR (Linear Feedback Shift Register)回路を作れば、 $2^{16} - 1$ ビット (65535ビット) で繰り返す疑似ランダム・パターン PRBS-16を構成できる
- ▶ **低域のみ (たとえば10Mbpsに対して1MHz以下) であれば、一定レベルの「ホワイト・ノイズ」とみなせる**

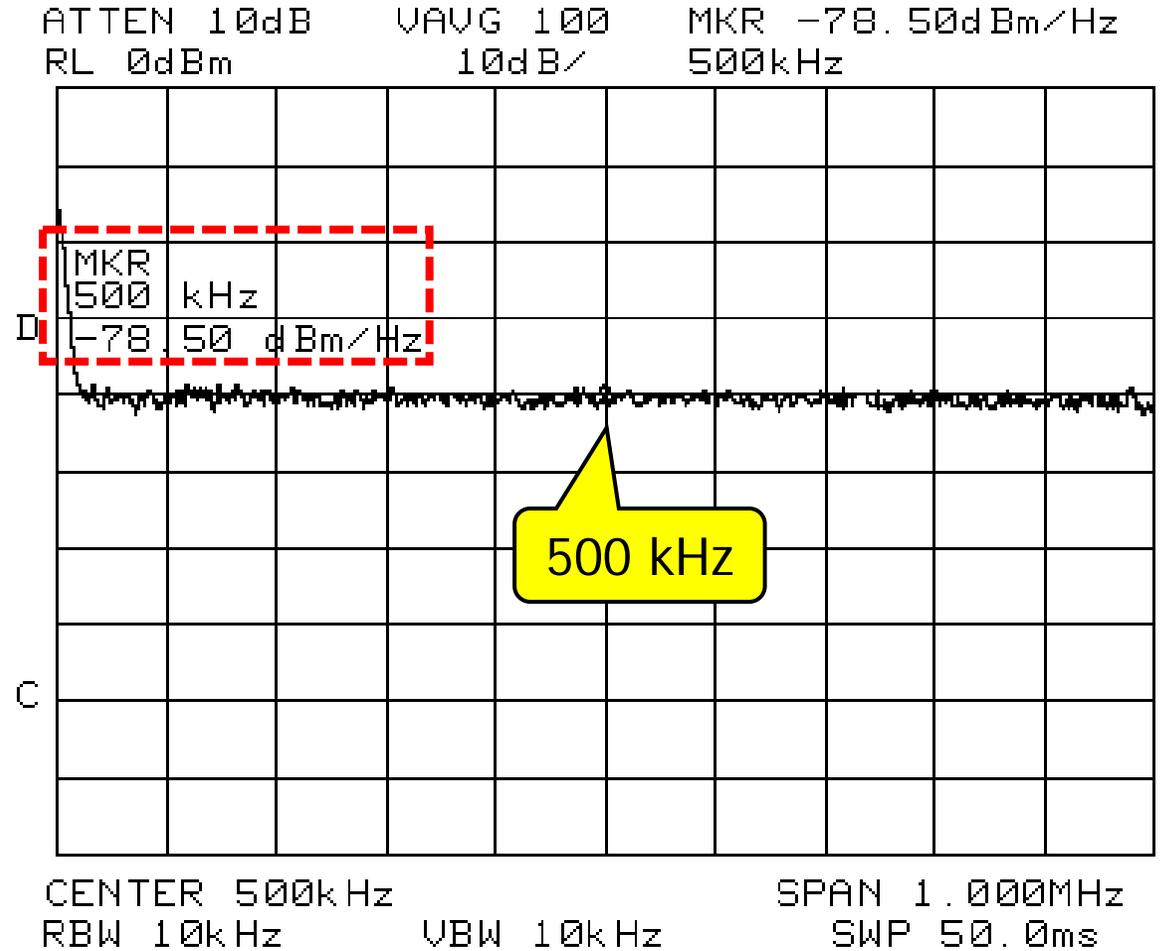


実測でノイズ1Hz密度を得る (100回 rms平均化)

(次に示すパーセバルの定理を使った理論値は -78.4 dBm/Hz)



89410Aで測定
 $-78.3 \text{ dBm/Hz @500 kHz}$



8560Bで測定
 $-78.5 \text{ dBm/Hz @500 kHz}$

式からノイズ1Hz電力密度を得る

▶ 50 Ω負荷抵抗に±1 Vの矩形波、ビットレート R [bps]のPRBS信号が加わったときの1 Hz電力密度は

$$E(1V) = 10 \log_{10} \left(\frac{40}{R} \right) [\text{dBm/Hz}]$$

▶ 実際の振幅 (p-p) レベルを S [Vp-p]とすると、1 Hz電力密度は

$$E(S[V]) = E(1V) + 20 \log_{10} \left(\frac{S}{2} \right) [\text{dBm/Hz}]$$

▶ この例ではビットレート $R = 10$ Mbps

$$E(1V) = 10 \log_{10} \left(\frac{40}{1E7} \right) = -54 \text{ dBm/Hz}$$

▶ 実際の振幅 (p-p) レベルは50 Ω終端で、121 mVp-p

$$E(121 \text{ mV})$$

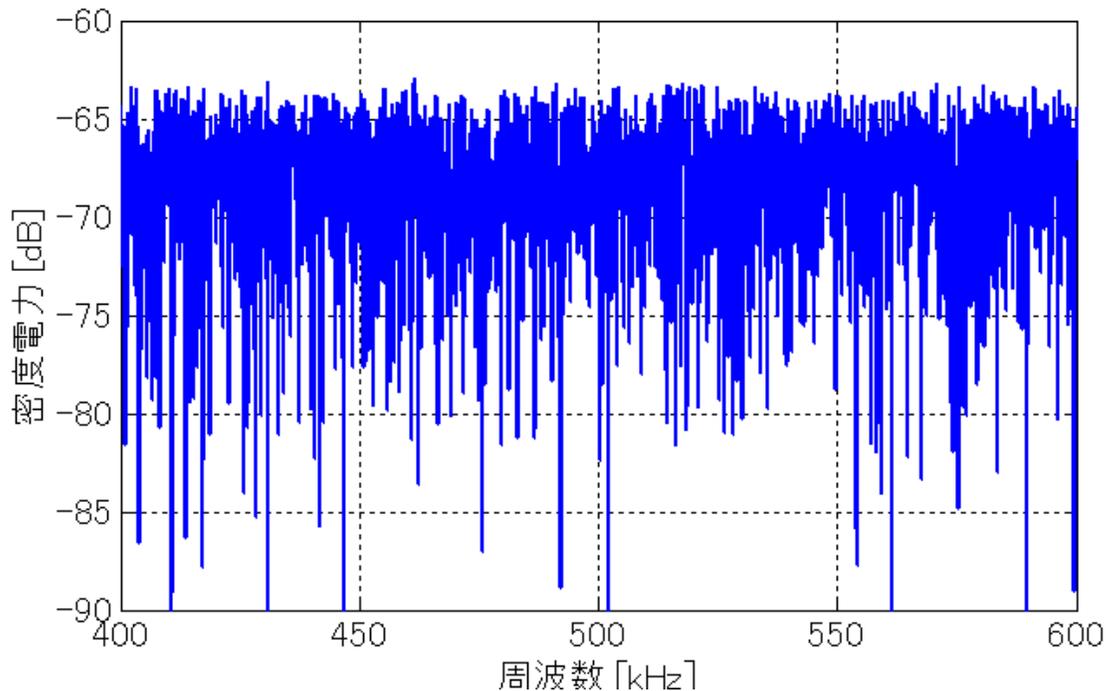
$$= E(1V) + 20 \log_{10} \left(\frac{0.121}{2} \right) [\text{dBm/Hz}]$$

$$= -54 \text{ dBm} - 24.4 = \mathbf{-78.4 \text{ dBm/Hz}}$$

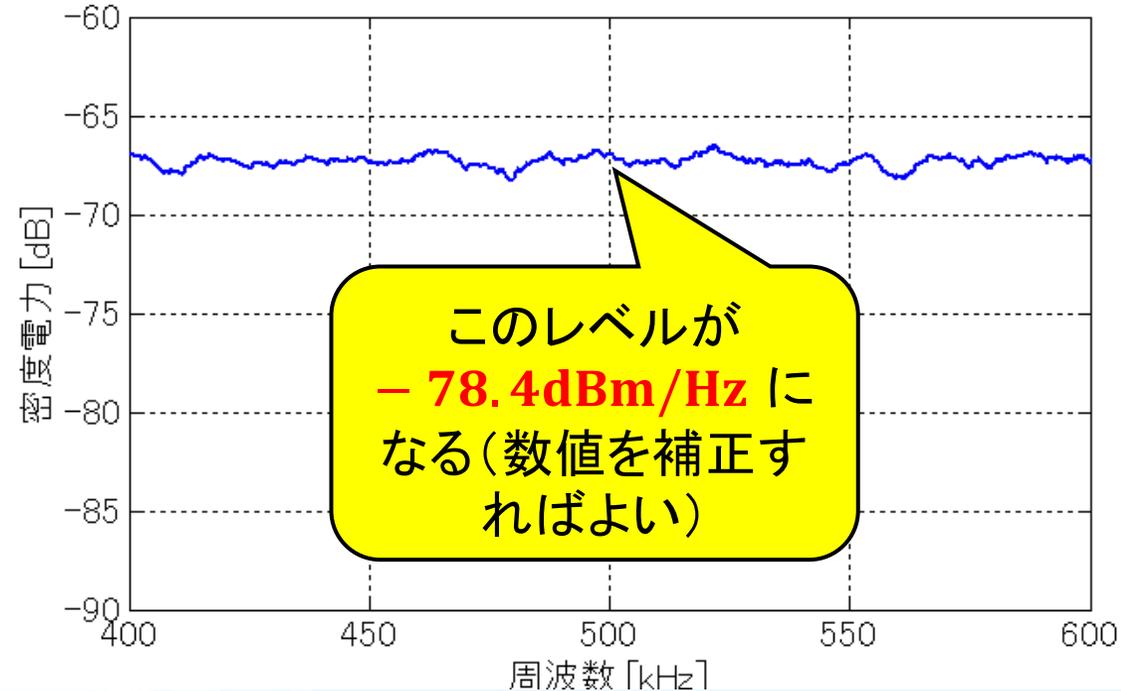
パーセバルの定理を利用して得た式
導出方法はAppendix参照

AD変換データをFFTして補正する

5 Msps 18ビットADC AD7960を使用



窓関数をかけ単純にFFT
(レベル変動が大きい)



100ポイントで「電力密度」を移動平均
(レベル変動が低下)

- ▶ 量子化ノイズの電圧実効値は $LSB/\sqrt{12}$ になる
- ▶ システムSNRから「有効ビット分解能」ENOBを求め、AD変換として有効なビット数が得られる
 - フロント・エンドのノイズ電圧実効値はLTspiceで簡単に求められる
 - 何ビットのADCが適切か把握できる
- ▶ ADC入力換算ノイズ密度より、前段（フロントエンド）からのノイズ密度レベルを「適度に」大きくする
 - ADC内部の入力換算ノイズが見えなくなる
 - フロントエンドのローノイズ化が有効となる
- ▶ PRBS信号源でノイズ1Hz密度を校正できる
 - AppendixにPRBS波形でのノイズ1Hz密度レベル計算方法も掲載

Appendix PRBS波形での ノイズ1 Hz密度レベル 計算方法

ノイズ密度レベル計算の理論的考え方

右図上の10 Mbps, 1 Vの矩形波1ビット「のみ」をまず考える。これを $s(t)$ として式で表すと

$$s(t)[\text{sec}] = \begin{cases} 1 & (|t| < 50\text{ns}) \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

これをフーリエ変換（角周波数軸に変換）したものは

$$F(\omega) = 2T \frac{\sin \omega T}{\omega T} = 2T \text{sinc } \omega T [\text{rad/sec}]$$

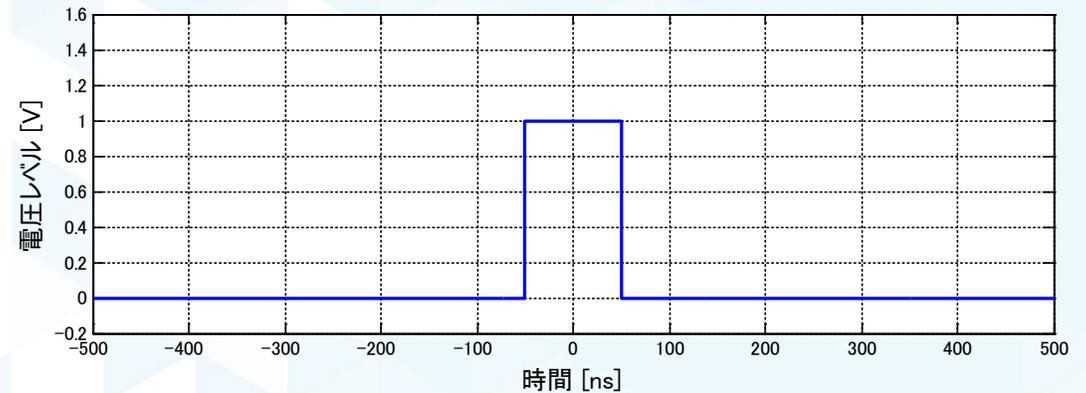
ここで ω は角周波数($\omega = 2\pi f$)、 T はパルス幅の1/2 ($T = 50$ ns)。これを図示すると右図下となる。

ここで以下のようなパーセバルの定理 (Parseval's theorem)

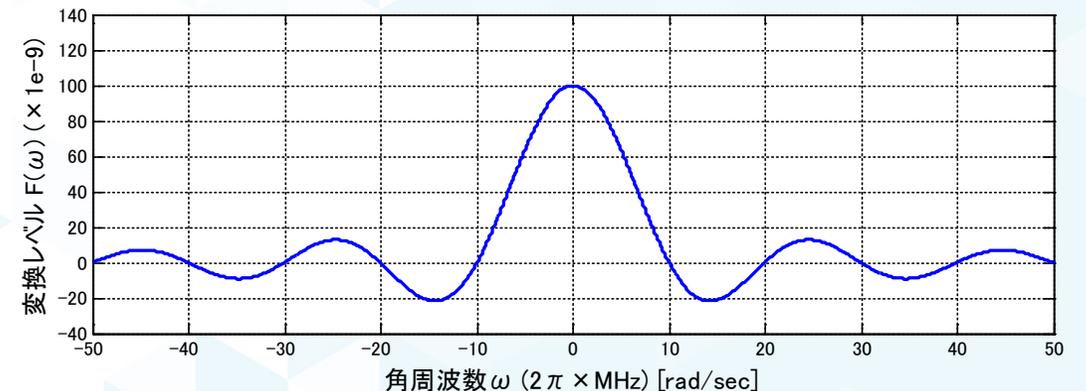
$$\int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |F(\omega)|^2 d\omega$$

を用いる。難しそうにも見えるが「時間軸で見た1Ω負荷に加わる全エネルギー（単位時間内で信号が収まれば「電力」）は、周波数軸で見た全エネルギー（同じく「電力」）と等しい」という、至極もつともと言える定理である。

上記の式の右辺は ω の関数なので、周波数 f として考えたいため、 $\omega = 2\pi f$ で置換積分してみる。まずこれを微分し



10Mbpsの1V矩形波 1パルスの時間軸波形



上記の1パルスをフーリエ変換により
角周波数軸に変換した

ノイズ密度レベル計算の理論的考え方

$$\frac{d\omega}{df} = 2\pi$$

を得る。つづいて先の式の右辺から

$$\begin{aligned} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |F(\omega)|^2 d\omega &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |F(2\pi f)|^2 \frac{d\omega}{df} df \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |F(2\pi f)|^2 2\pi df = \int_{-\infty}^{+\infty} |F(2\pi f)|^2 df \end{aligned}$$

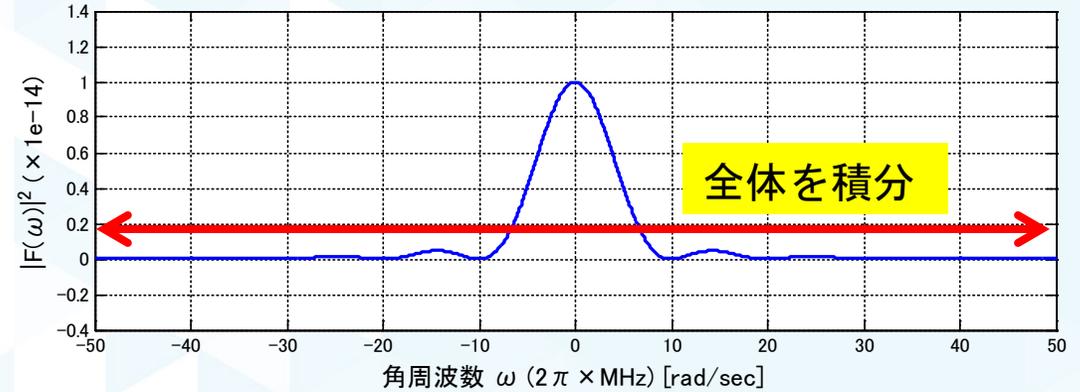
これは右図上のイメージ。これから

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| 2T \frac{\sin \omega T}{\omega T} \right|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{+\infty} \left| 2T \frac{\sin 2\pi f T}{2\pi f T} \right|^2 df$$

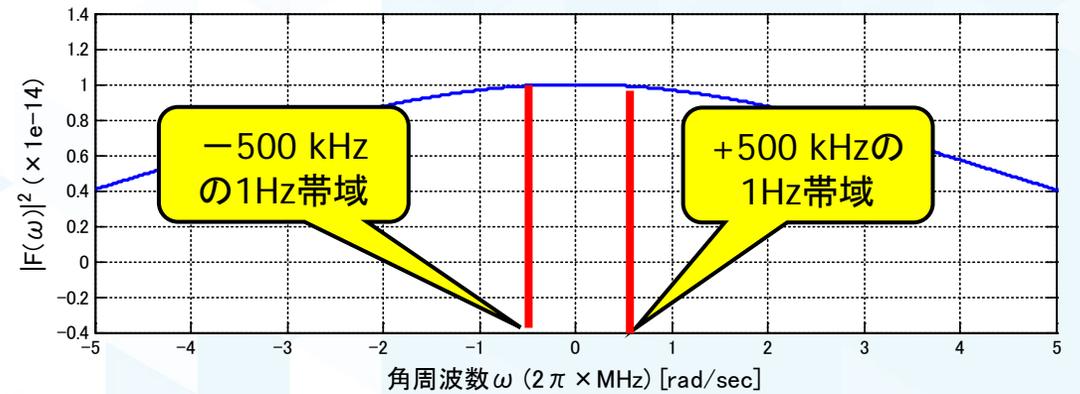
ここで考えるべきは $f = -500 \text{ kHz} - 1 \text{ Hz}$ の範囲と、 $f_D = +500 \text{ kHz} + 1 \text{ Hz}$ の範囲である。信号解析においてはプラス・マイナス両方の周波数で考えるからである（右図に概念を示す）。これは右図下のイメージとなる。

そうするとこの1Vの電圧レベル、10 Mbps 矩形波1ビットにより 1Ω の負荷抵抗に生じる電力スペクトルの500 kHz ($5 \cdot 10^5 \text{ Hz}$) におけるエネルギー $E(5 \cdot 10^5 @ 1 \Omega)$ は

$$\begin{aligned} E(5 \cdot 10^5 @ 1 \Omega) &= 4T^2 \left(\int_{-f_D-1}^{-f_D} \left| \frac{\sin 2\pi f T}{2\pi f T} \right|^2 df + \int_{+f_D}^{+f_D+1} \left| \frac{\sin 2\pi f T}{2\pi f T} \right|^2 df \right) \end{aligned}$$



フーリエ変換したものを自乗して全体を積分するイメージ



フーリエ変換結果を自乗して $f_D = \pm 500 \text{ kHz}$ の周辺1 Hzを積分する

ノイズ密度レベル計算の理論的考え方

ここで当然ながら500 kHzと500.001 kHzの信号レベルはほぼ同じであり、 $f_D = +500 \text{ kHz}$, $T = 50 \text{ ns}$ では

$$\frac{\sin 2\pi f T}{2\pi f T} = \frac{\sin(2\pi \cdot 5 \cdot 10^5 \cdot 5 \cdot 10^{-8})}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^5 \cdot 5 \cdot 10^{-8}} \approx 1$$

電圧レベルは1 Vなので、先の積分式から

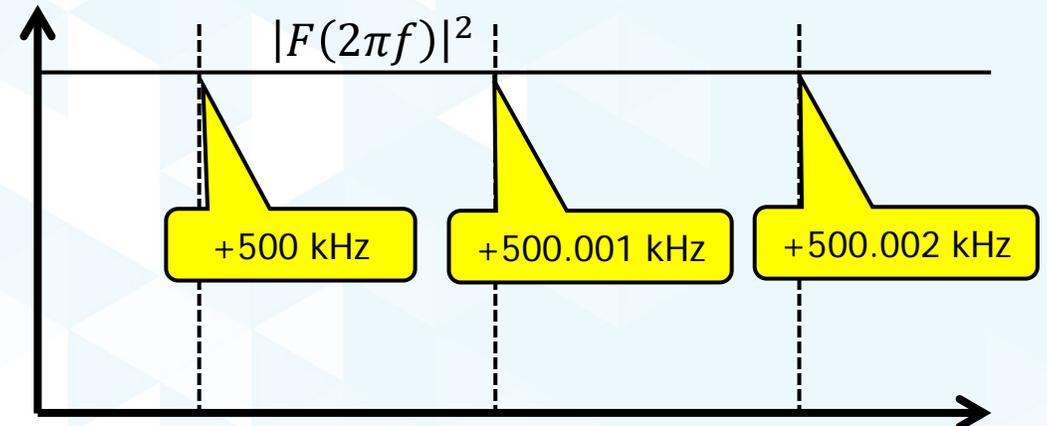
$$\begin{aligned} E(5 \cdot 10^5 @ 1\Omega) &= 4T^2(1 \times 1\text{Hz} + 1 \times 1\text{Hz}) = 8T^2 \\ &= 2 \cdot 10^{-14} \text{ W/Hz} \end{aligned}$$

これは1 Ω の負荷抵抗に生じる1 Hz電力密度なので、50 Ω の負荷抵抗では

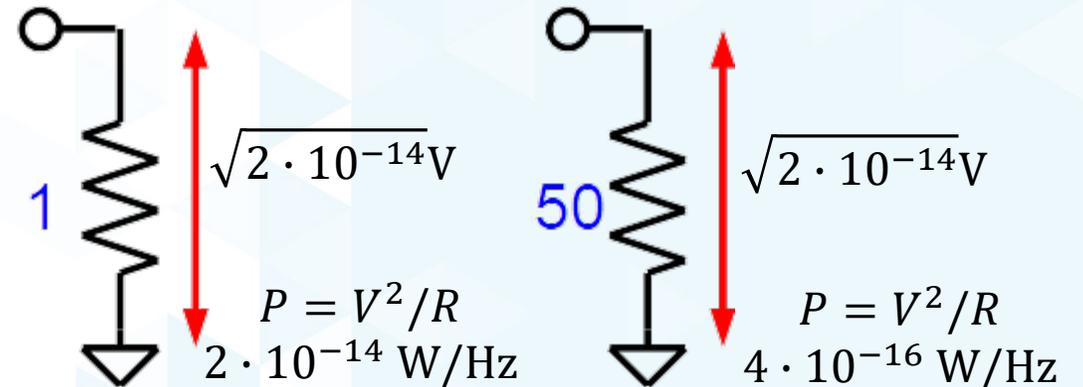
$$E(5 \cdot 10^5 @ 50\Omega) = \frac{2 \cdot 10^{-14}}{50} = 4 \cdot 10^{-16} \text{ W/Hz}$$

これをdBm/Hzに直すと、-124 dBm/Hzになる。これが10 Mbps矩形波1ビット分の500 kHzにおける1 Hz密度となるので、1 secあたりの全電力は10Mビット分として $10\log(10\text{M}) = +70 \text{ dB}$ となり

$$-124 \text{ dBm/Hz} + 70 \text{ dB} = -54 \text{ dBm/Hz}$$



500 kHzと500.001 kHzはほぼ同じレベル



ここまでの結果は1 Ω 負荷抵抗に相当する。
これを50 Ω 負荷抵抗に変換する

ノイズ密度レベル計算の理論的考え方

繰り返すが、これは1Vを基準としているので、実際の信号レベルに変換する。

実験した実回路のほうは、信号源電圧実測値が**±2.4 V** (DCカットで)、 $1\text{ k}\Omega$ と $75\ \Omega//180\ \Omega$ の分圧なので、開放端で**±0.121 V** (右図上)。 $50\ \Omega$ 終端で、 $50.3\ \Omega$ 信号源に $50\ \Omega$ 負荷抵抗なので**±60 mV**。

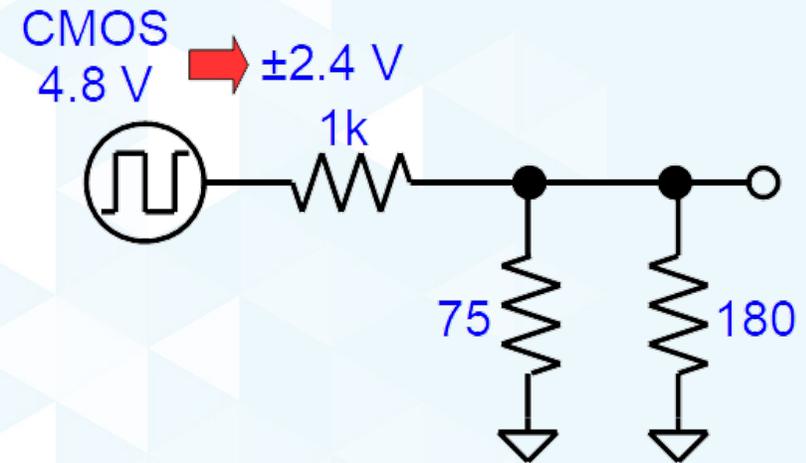
これは振幅レベルとして、1Vから**-24.4 dB**ダウンとなり、

$$-54\text{ dB} - 24.4\text{ dB} = \mathbf{-78.4\text{ dBm/Hz}}$$

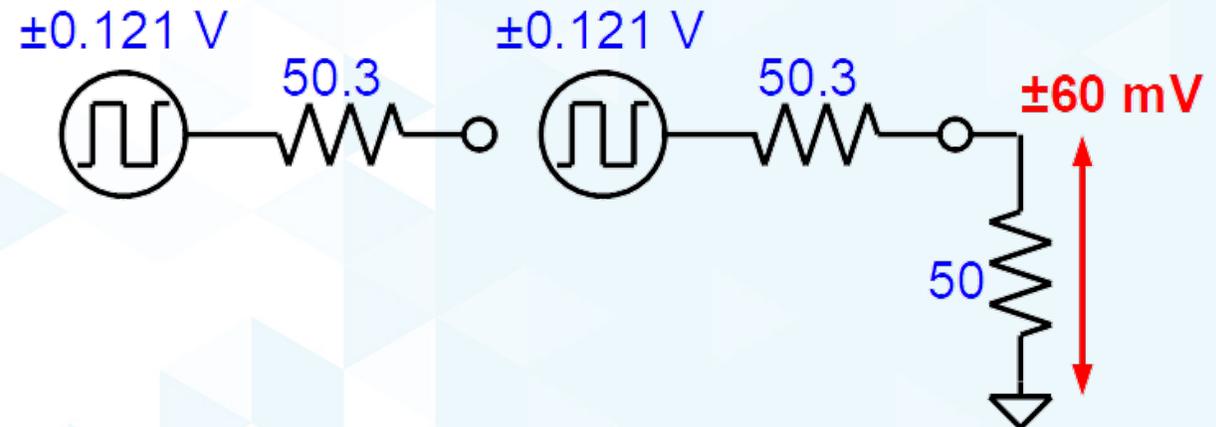
と計算できる。

さきのスライドの実測結果の、**-78.3 or 78.5 dBm/Hz**と合致している。

参考文献：松尾 博; やさしいフーリエ変換, 森北出版



実回路の構成と信号レベル



実回路のテブナン等価回路と $50\ \Omega$ 終端での信号レベル