

### ADC の NF とフロントエンド込みの最適化（後編）

#### ADC が含まれたシステムでの NF 計算とノイズ特性最適化を考える

著者: 石井 聡

#### はじめに

前回、今回の 2 冊の技術ノートは、前編・後編としてアナログ・フロントエンド（アナログ入力段。信号源の電圧・電流を増幅したりフィルタしたりする前段の信号処理回路）こみで ADC (Analog to Digital Converter) でのノイズ特性最適化をどうするかについて、NF (Noise Factor/Noise Figure) を指標として考察していくものです。

前回の前編ではそのウォーミング・アップとして、量子化ノイズの考え方、そして有効ビット分解能 ENOB を探究してみました。フロントエンドで生じるノイズこみこみでの AD 変換の系として、「基本的に」ノイズ性能をどう考えればよいかの指標である、ENOB を得られることがご理解いただけたものかと思えます。

今回はいよいよ、アナログ・フロントエンドと、その後段に ADC が接続された、ミックスド・シグナル・システム（系）での NF の計算方法を考え、ADC の適切な分解能をどう判断すればよいか、そしてフロントエンドと ADC のノイズ配分（フロントエンドの増幅率）をどう最適化すればよいかを、じっくりと解きほいでいきたいと思います。

この探究には TNJ-076 [1]での OP アンプ回路を代表とする、50 Ω で整合終端されてない、一般的な増幅系全体の NF 計算方法が基本になります。また今回も理論的しくみを考えていくことから、現場で一般的に用いられる、dB で表される Noise Figure ではなく、**真値である Noise Factor を用いていきます**ので、注意してください。

また議論は「**ノイズは 1st Nyquist Zone に現れるものが支配的 (アンチエイリアシング・フィルタが適切に設定されている)**」という仮定のもとに進めますので、注意してください。このことは一つ前の技術ノート TNJ-077 でも説明しています。

**なおこの技術ノートでは「前段の増幅回路（フロントエンド）と ADC とのシステム」を「系」と表現します。**

#### フロントエンドと ADC とのノイズ配分を考える

ここでは ADC の分解能や SNR が最初に規定されたとき（以降の課題 1）とか、デジタル信号処理で帯域制限を行ったとき（以降の課題 2）、最適な NF を実現するためには、どうすればフロントエンドと ADC のノイズ配分を最適にできるかを考えてみましょう。

これはフロントエンドの増幅率設定をどうするかという意味でもあります。フロントエンドの増幅率によって ADC に加わるノイズ量が変化するためです。

#### 課題その 1「ADC の SNR や分解能が与えられたとき」

ADC の SNR とか分解能が最初に与えられたとき、最適なノイズ配分は、という課題を考えます。

図 1 をご覧ください。説明してきたように、ADC を用いた系では、ADC で付加されるノイズ  $V_{N,adc}$  があります。これは分解能から決まる量子化ノイズ  $V_{N,Q}$  も含みます。そしてアナログ・フロントエンドからのノイズ、 $V_{N,afe}$  もあります。なお  $V_{N,afe}$  のノイズ帯域は 1st Nyquist Zone に制限されているものとします。

使用する ADC などの条件、たとえば分解能などにより、最初はこの  $V_{N,adc}$  が与えられたと考えてみましょう。このとき AD 変換の系全体で最適なローノイズ特性を実現するには、 $V_{N,adc}$  と  $V_{N,afe}$  の関係をどうすればよいのでしょうか。

これがひとつめの課題です。

#### 帯域制限が高い SNR の基本なのだが…課題その 2「帯域制限をしたとき NF を最適化したい」

もうひとつの課題は「帯域制限」です。帯域制限を行うことが高い SNR を実現する基本になります。

図 2 は系全体の SNR が  $-8.2\text{dB}$  の条件で、100Hz の信号を AD 変換し FFT した結果です。ノイズが平坦に広がっており、100Hz に信号が見えます。

このままデジタル信号処理をすると SNR は  $-8.2\text{dB}$  のままです。時間軸で見ると信号振幅はノイズに隠れてしまいます。

このように FFT すれば、信号スペクトルは観測できるものの、SNR が 1 より低い状態であり、単純な信号処理ではそのまま信号を検出できません。

そこでデジタル信号処理でフィルタリングを施し、帯域制限を行います。それにより、例えば図中の赤線のように、ローパス・フィルタ処理を行い、余計なノイズ成分を取り除きます。

無線通信などでは IF（中間周波数; Intermediate Frequency）帯域やベースバンド帯域をバンドパス・フィルタやローパス・フィルタで帯域制限処理して、最適な（最高の）SNR を実現するというのは常套手段です。

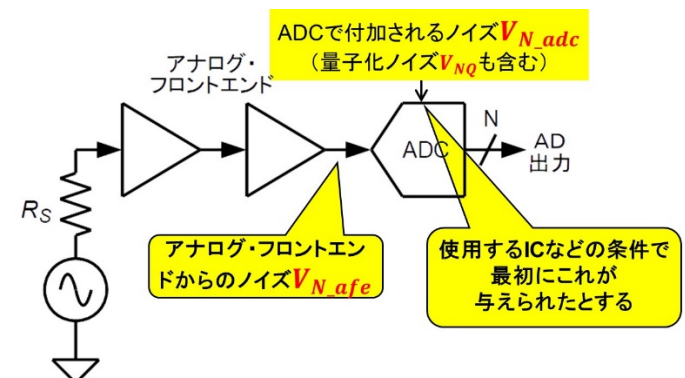


図 1. 使用する IC などの条件により ADC で付加されるノイズ  $V_{N,adc}$ （量子化ノイズ  $V_{N,Q}$  も含む）の量が最初に与えられたことを考える

アナログ・デバイス株式会社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイス社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、それぞれの所有者の財産です。  
©2021 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

Rev. 0

**アナログ・デバイス株式会社**

本 社 / 〒105-6891 東京都港区海岸 1-16-1 ニューピア竹芝サウスタワービル  
電話 03 (5402) 8200  
大阪営業所 / 〒532-0003 大阪府大阪市淀川区宮原 3-5-36 新大阪トラストタワー  
電話 06 (6350) 6868

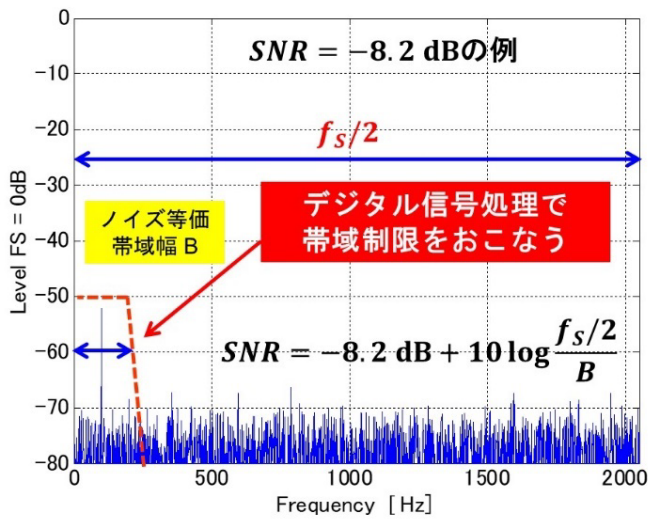


図 2. 帯域制限をおこない余計なノイズ成分を取り除き SNR を改善する

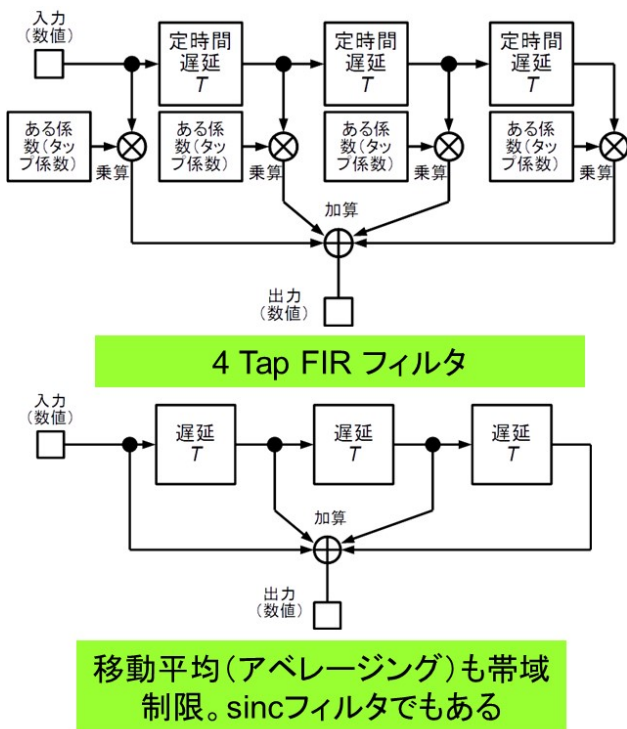


図 3. 帯域制限をおこなうためのデジタル・フィルタ

帯域制限には、図 3 の上側の FIR フィルタがデジタル・フィルタとしてよく用いられますが、同図下の移動平均も帯域制限を実現できるものです。移動平均はアベレーシングと同じ操作です。この移動平均は sinc フィルタとしても知られています。ΣΔ ADC ではこの sinc フィルタが好んで用いられています。

FFT もある意味、フィルタといえます。各周波数における成分を検出するわけですから、フィルタリングをしているわけです。図 2 の FFT 結果においても、SNR が 1 より小さい条件でも信号スペクトルが観測できることから、その意味合いもご理解いただけるものと思います。

いまノイズ等価帯域幅、つまり帯域制限する帯域幅を  $B$  とします。単純には帯域幅  $B$  はフィルタの帯域幅になります。こうすると SNR を

$$\Delta SN = 10 \log_{10} \left( \frac{f_s}{2B} \right) \quad (1)$$

で上昇させることができます。ここで  $f_s$  はサンプリング周波数です。このように帯域制限が高 SNR の基本なのです。

**帯域制限をしたとき AD 変換の系全体の SNR を最適化するには**

帯域制限で SNR が向上するのは分かりました。しかしどのようにすれば「AD 変換の系全体で最適なローノイズ特性」を実現できるでしょうか。

**1Hz 密度で考えることで適切に評価ができる**

このような課題を検討する場合、1Hz あたりのノイズ電圧密度、もしくは電力密度を適切に評価することが必要です。

1Hz あたりの密度を適切に評価することで、AD 変換の系の SNR や NF を適切に計算できるわけです。

それではまず、量子化ノイズ  $V_{NQ}$  を周波数スペクトルで見ましょう。量子化ノイズ  $V_{NQ}$  の大きさは前回の TNJ-077 の式(4)のとおりで

$$V_{NQ} = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}} \quad (2)$$

図 4 に量子化ノイズ  $V_{NQ}$  の周波数スペクトルを示します。この図の横軸は周波数ですが、 $f_s$  はサンプリング周波数です。図では  $f_s/2$  [Hz] までが表記されていますが、 $0\text{Hz} \sim f_s/2$  [Hz] がナイキスト帯域というものになります。ナイキスト帯域とは、ナイキストの定理を満足する、サンプリング周波数  $f_s$  の半分の周波数までの帯域を指します。

量子化ノイズ  $V_{NQ}$  は一般的に  $0\text{Hz} \sim f_s/2$  [Hz] のナイキスト帯域の全域に様に分布します。量子化ノイズの 1Hz あたりの電圧密度  $V_{NQ\_PSD}$  は

$$V_{NQ\_PSD} = \frac{V_{NQ}}{\sqrt{f_s/2}} = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}\sqrt{f_s/2}} \quad (3)$$

なお単位は  $V/\sqrt{\text{Hz}}$  です。これが単位周波数あたり、つまり 1Hz あたりの量子化ノイズ電圧密度になります。

**50Ω で終端されたアンプをカスケード接続したときの NF**

前々回の TNJ-076、その前の TNJ-075 で示しましたが、NF は

$$F = \frac{SN_{IN}}{SN_{OUT}} = \frac{S_{IN}/N_{IN}}{S_{OUT}/N_{OUT}} \quad (4)$$

前々回の TNJ-076 で、50Ω で整合終端された各アンプをカスケード接続した系全体の NF 計算と、OP アンプ回路を代表する、整合終端ではない各アンプをカスケード接続した系全体の NF 計算をそれぞれ説明しました。どちらにも共通する非常に重要なポイントは、「1 段目 (初段) のアンプの NF が支配的」ということです。

例として図 5 に、TNJ-076 の図 4、TNJ-075 の図 1 の再掲となりますが、50Ω で整合終端されたアンプをカスケード接続した系全体の NF の考え方を示します。

アンプを 3 段、カスケード接続した系全体の  $NF_{All}$  は

$$F_{all} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} \quad (5)$$

ここで  $G_1, G_2, G_3$  は初段、2 段目、3 段目の各アンプの電力増幅率、 $F_1, F_2, F_3$  は同じく各アンプの NF (Noise Factor) です。

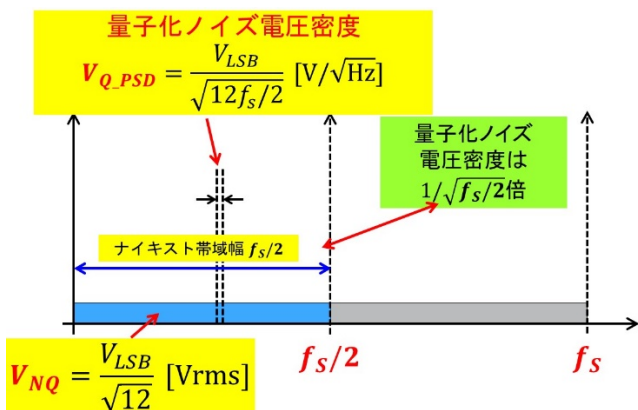


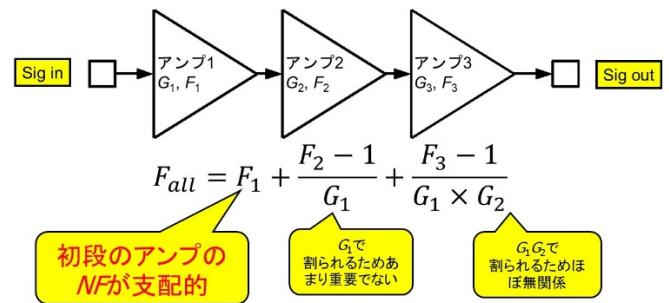
図4. 量子化ノイズは電圧密度としてナイキスト帯幅全域に一樣に広がる

NFは1Hzあたりの電力密度で考えることで、その考え方を見通し良いものにすることができます。各段のNFを1Hzあたりの電力密度で表記すると

$$F = \frac{N_{IN} + \frac{N_{AMP}}{G}}{N_{IN}} \quad (6)$$

ここで $N_{IN}$ は信号源抵抗のサーマル・ノイズ電力密度、 $N_{AMP}$ はアンプ出力に現れるノイズ電力密度、 $G$ はアンプの電力増幅率です。 $N_{AMP}/G$ はアンプ自体から生じるノイズ電力密度を入力換算としたものです。

これは図6のように表記できます（前々回のTNJ-076の図5、さらにその前のTNJ-075の図5再掲）。信号源抵抗のサーマル・ノイズ電力密度 $N_{IN}$ とアンプ自体から生じるノイズ電力密度の入力換算量 $N_{AMP}/G$ が足し算され、アンプ全体の入力換算ノイズ電力密度を形成します。



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

図5. カスケード接続アンプのノイズ特性NF (Noise Figure/ Noise Factor)の図 (前々回のTNJ-076の図4、さらにその前のTNJ-075の図1再掲)

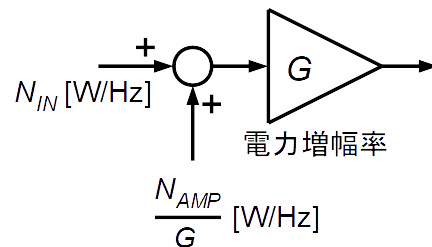


図6. 入力換算量として考えると分かりやすい (前々回のTNJ-076の図4、さらにその前のTNJ-075の図5再掲)

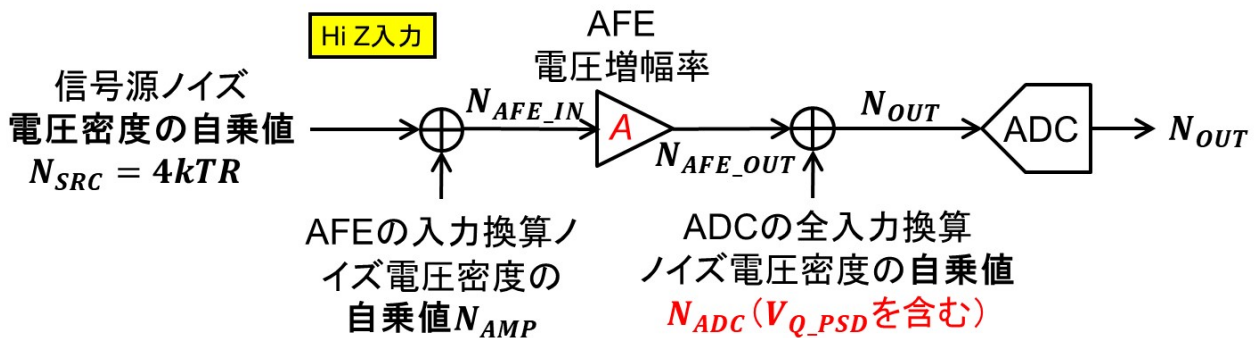


図7. アナログ・フロントエンドとADCとのカスケード接続のノイズ・モデル

それと信号源抵抗のサーマル・ノイズ電力密度 $N_{IN}$ とで、NFを比として計算することができます。このようにNFはアンプでどれだけのノイズが付加されたかを示す指標であり、NFでアンプのノイズ特性を判断できます。

**アナログ・フロントエンドとADCのカスケード接続の場合はどう考える**

このようにそれぞれのアンプが50Ωで整合終端しているケースであれば、式(6)で単純にNFを計算することができます。またOPアンプ回路を代表する、整合終端ではない各アンプをカスケード接続した系全体でのNFについても、前々回のTNJ-076でだいぶがんばって解き明かしてみました。

それではアナログ・フロントエンドとADCのカスケード接続の場合(AD変換の系)はどのようにNFを考えればよいのでしょうか。これを今回の技術ノートの本題としてみましよう。

**ADCを含めた系全体でのNFを計算する**

アナログ・フロントエンドとADCとのカスケード接続の場合でも、「自乗和平方根」つまりRSSの考え方をきちんと適用すれば、同様にNFを得ることができます。このノイズ・モデルの全体を図7にまず示します。この図では、アナログ・フロントエンドをAFEと表記しています。なお $V_{AFE\_OUT}$ となるアナログ・フロントエンド出力のノイズ帯域は、1st Nyquist Zoneに制限されているものと仮定します。

信号源抵抗から発生するサーマル・ノイズ電圧密度は



図 8.  $N_{SRC}$  を示す

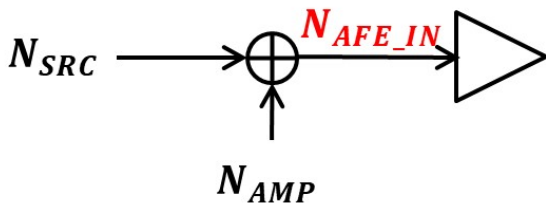


図 9.  $N_{AFE\_IN}$  を示す

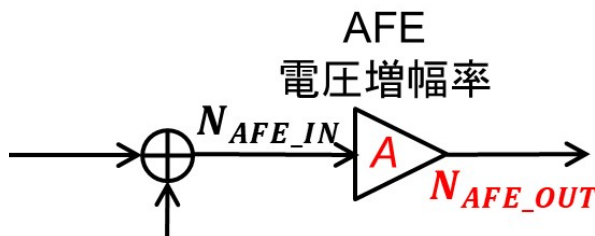
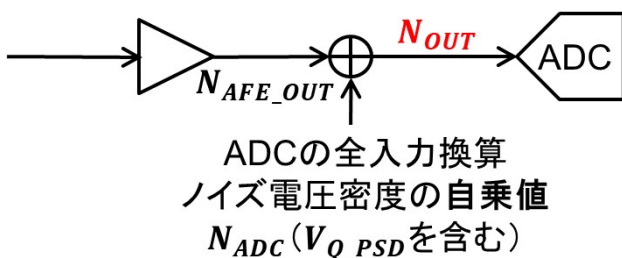


図 10.  $N_{AFE\_OUT}$  を示す



ADCの全入力換算  
ノイズ電圧密度の自乗値  
 $N_{ADC}$  ( $V_{Q\_PSD}$ を含む)

図 11.  $N_{OUT}$  を示す

$$V_{N\_SRC} = \sqrt{4kTR} \quad (7)$$

ここで  $k$  はボルツマン定数、 $T$  は絶対温度、 $R$  は信号源抵抗の抵抗値です。アナログ・フロントエンドはハイ・インピーダンス入力だとして、信号源電圧また信号源抵抗からのサーマル・ノイズ電圧がそのまま(減衰せず/分圧されず)増幅されるものとします。

信号源抵抗のサーマル・ノイズ電圧密度の二乗値を  $N_{SRC}$  とすれば(図 8)、この条件では

$$N_{SRC} = 4kTR \quad (8)$$

の信号源抵抗から発生するサーマル・ノイズ電力密度が得られます。自乗値にすることで、 $1\Omega$  を仮の基準としたノイズ「電力」密度になります。これが電圧増幅率  $A$  をもつアナログ・フロントエンドに加わると考えます。

アナログ・フロントエンド「自体」から生じるノイズの入力換算量、その  $1\text{Hz}$  あたりのノイズ電圧密度の二乗値(電力相当)を  $N_{AMP}$  とすれば、アナログ・フロントエンド「全体」のノイズ

の入力換算量、その  $1\text{Hz}$  あたりのノイズ電圧密度の二乗値(電力相当)  $N_{AFE\_IN}$  は(図 9)

$$N_{AFE\_IN} = N_{SRC} + N_{AMP} \quad (9)$$

これがアナログ・フロントエンドの電圧増幅率  $A$  の自乗で増幅され、アナログ・フロントエンド出力の  $1\text{Hz}$  あたりのノイズ電圧密度の二乗値(電力相当)  $N_{AFE\_OUT}$  として(図 10)

$$N_{AFE\_OUT} = A^2(N_{SRC} + N_{AMP}) \quad (10)$$

さらにこれが ADC の入力換算ノイズ電圧密度の自乗値  $N_{ADC}$  と足し算され(図 11)

$$N_{OUT} = A^2(N_{SRC} + N_{AMP}) + N_{ADC} \quad (11)$$

これが AD 変換されたデジタル値に含まれる  $1\text{Hz}$  あたりのノイズ密度の二乗値、 $N_{OUT}$  になります。アナログ・フロントエンド出力のノイズが、1st Nyquist Zone 帯域以上にも計算に影響を与える量として存在する場合は、その折り返し分も上記の式の第 1 項で考慮する必要があります。

なお  $N_{ADC}$  は先に示したように ADC の全入力換算ノイズ電圧密度の自乗値(電力相当)であり、量子化ノイズ電圧密度  $V_{Q\_PSD}$  も含まれており

$$N_{ADC} = V_{Q\_PSD}^2 + V_{N\_Input(PSD)}^2 \quad (12)$$

ここで  $V_{N\_Input(PSD)}$  は ADC 入力段で生じる、量子化ノイズ「以外」の ADC 入力換算ノイズの  $1\text{Hz}$  あたりのノイズ密度です。

ADC で AD 変換されデジタル値となったノイズ密度  $N_{OUT}$  は、 $1\Omega$  を仮の基準としたノイズ「電力」密度に相当します。

### ADC 出力のデジタル値であっても入力換算で考えればよい

$N_{ADC}$  は「ADC で AD 変換されデジタル値になったノイズ密度」です。しかしここでちょっとした不安感というか、「AD 変換されデジタル値になったといっても、式(11)は ADC の入力換算値ではないの。AD 変換値として考えてしまっているの？」ということが頭をよぎるのではないのでしょうか。

しかしこれは単純な話して、ADC への入力電圧を  $V_{AIN}$ 、出力データ(デジタル数値)を  $V_{DOUT}$  だとすれば、

$$V_{AIN} = V_{DOUT}$$

と仮定しておけばよい話です。そうでなくても、変換係数(伝達関数)が  $C$  倍だとしても、 $SN$  の計算では分母・分子に  $C$  が係りますから、結局キャンセルされ、この変換係数(伝達関数)  $C$  は考える必要がありません。

### AD 変換の系全体の NF を計算する

さて、Noise Factor はさきに示したように

$$F = \frac{SN_{IN}}{SN_{OUT}} = \frac{S_{IN}/N_{IN}}{S_{OUT}/N_{OUT}} \quad (4) \text{再掲}$$

また

$$S_{OUT} = A^2 S_{IN} \quad (13)$$

なので

$$F = \frac{S_{IN}/N_{IN}}{S_{OUT}/N_{OUT}} = \frac{S_{IN}/N_{IN}}{A^2 S_{IN}/N_{OUT}} = \frac{N_{OUT}}{A^2 N_{SRC}} \quad (14)$$

ノイズ電力密度と電力増幅率  $G$  のみの式に変形できます。ここにここまでの  $N_{OUT}$  [式(11)] を代入し、系全体の Noise Factor を  $F_{all}$  とすると

$$\begin{aligned} F_{all} &= \frac{N_{OUT}}{A^2 N_{SRC}} = \frac{A^2(N_{SRC} + N_{AMP}) + N_{ADC}}{A^2 N_{SRC}} \\ &= \frac{N_{SRC} + N_{AMP}}{N_{SRC}} + \frac{N_{ADC}}{A^2 N_{SRC}} \end{aligned} \quad (15)$$

# アナログ電子回路技術ノート

# TNJ-078

この右辺の第1項はアナログ・フロントエンドのNFです。アナログ・フロントエンドのNFが $F_{all}$ にそのまま表れることは、図5の初段アンプのNFへの影響度と同様です。

第2項ですが、ADCの全入力換算ノイズ電力密度 $N_{ADC}$ はアナログ・フロントエンドの電力増幅率 $A^2$ で割られるため、影響度は低減します。

これは図5の2段目のアンプのNFへの影響度と同じです。しかし、もしここで $N_{ADC}$ があまりに大きく、別の言い方をすれば分解能が低く量子化ノイズが大きい条件で、電力増幅率 $A^2$ が十分ないと、つまりこの項が1より小さくないと、ADCのNFへの影響度は増加します。

## 結論としてフロントエンド側のノイズ配分を大きくする（増幅率を大きくしすぎてもダメ）

結論として、最良のNFを実現したいなら、

$$N_{ADC} < A^2 N_{SRC} \quad (16)$$

が必要です。これはフロントエンド側のノイズ配分を大きくする、つまり電圧増幅率 $A$ を上げるということです。

もしアナログ・フロントエンド出力のノイズが、1st Nyquist Zone 帯域以上においても、計算に影響を与える量として存在する場合は、その折り返し分も考慮する必要があります。しかし一般的にはエイリアシングを避けるため、アンチエイリアシング・フィルタ(AAF)を設置しますので、式(16)で問題なく検討することができます。

ここで $A^2 N_{SRC}$ を十分に大きくすれば、増幅率 $A$ を十分大きくすればよいのでは、とも思いますが、ADCの入力フルスケールを信号がオーバーしてしまうこともあるため、適当な、言い方を変えと、必要十分な程度の増幅率が必要です。実際は影響度を考えると、この比は1:2~1:5、つまり3dBから7dB程度で十分でしょう。

## その結果、系全体のNFをフロントエンドのNFで決定できるようにする

そしてその結果として、系全体のNFをフロントエンドのNFのみで決めることができるように構成できます。そうすればフロントエンドのNFを低下させる設計に価値が出てくることになり、系全体のローノイズ最適化が可能となります。

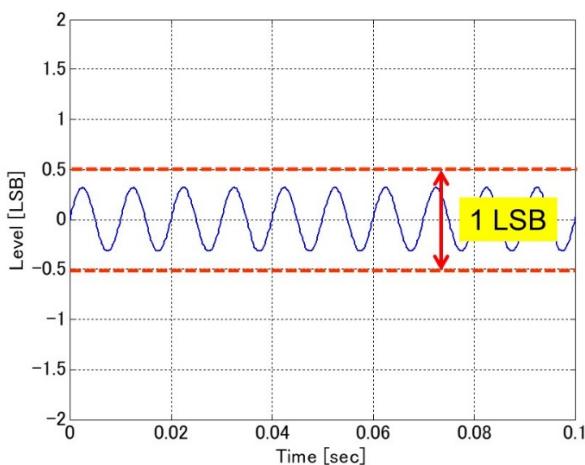


図12. 8ビットADCにノイズの無い0.64LSBp-pの信号を加える

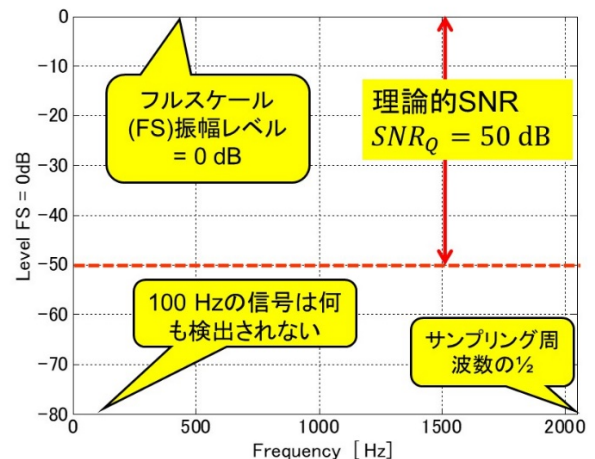


図13. 図12をFFTした結果。100Hzの信号は検出されない

## フロントエンド側のノイズ配分を大きくする、増幅率を上げる理由を視覚的にみしてみる

さて、ここまでで $N_{ADC}$ 、つまりADCの入力換算ノイズ密度と、 $A^2 N_{SRC}$ 、つまり前段からのノイズ密度とは

$$N_{ADC} < A^2 N_{SRC} \quad (16) \text{再掲}$$

という関係が必要だと説明しました。これはフロントエンド側のノイズ配分を大きくする、増幅率を上げるということです。ここではこのようにする理由を視覚的に見てみましょう。

## 8ビットADCにノイズの無い0.64LSBp-pの信号を加える

図12は8ビット分解能のADCに対して、周波数が100Hz、信号のピーク・ツー・ピークが0.64LSB、つまり分解能以下の振幅レベルが加わった例です。二本の赤線が1LSBの区間で、前に出てきた記号では $V_{LSB}$ に相当します。

これはフルスケールに対して-52dBの信号レベルになります。この100Hzの信号はノイズが全く含まれていないものです。フロントエンド側のノイズ配分がかなり低い例ともいえるものです。

AD変換という視点からすれば、この入力信号の変動はAD変換結果では検出されません。信号の振幅が1LSBの閾(しきい)値を越えていませんから、AD変換結果のデジタル出力値は「ゼロ、つまり無変動」になります。それこそ一番最初にご説明したように、実際の入力信号の変動と「ゼロ、つまり無変動のデジタル出力値」の間の差分が、量子化ノイズ $Q$ です。

8ビットADCの理論的SNR  $SNR_{Q,dB}$ は、前回のTNJ-077の式(11)に $N=8$ を代入することにより

$$SNR_{Q,dB} = 8 \times 6.02 + 1.76 = 50 \text{ dB}$$

## AD変換結果をFFTしてみる

図13はさきの図12の信号をFFTした結果です。信号レベルは1LSB以下で変動していますので、FFTした結果にも100Hzの信号は全く検出されていません。

なお、この右端はサンプリング周波数 $f_s$ の1/2であり、ここまでがナイキスト周波数範囲になります。また上端をフルスケール振幅レベルとし、ここを0dBとしています。

理論的SNRが50dBで、信号レベルが-52dBフルスケールになりますから、100Hzの信号が検出されないのは、当然といえば当然です。しかし逆の見方をすれば、変動する信号が入力され

ているにも関わらず、それが変換結果には表れない、つまり「量子化誤差」を生んでいる状態だとみることができます。

### 8ビットADCに0.5LSBrmsのノイズが重畳した0.64LSBp-pの信号を加える

つづいて図14は、同じ8ビット分解能のADCに対して、さきほどと同じ周波数、振幅レベルも同じ0.64LSBp-p（ピーク・ツー・ピーク）の信号が加わった例ですが、ここでは信号に対して、さらにノイズ $V_{N,rms}$ が、実効値0.5LSBで重畳しています。これはフロントエンド側のノイズ配分を増やした状態に相当します。

ノイズが加わったことで、1LSBの閾（しきい）値を越えていることが図からも分かります。

まず、このままのSNRを考えてみましょう。信号の実効値は

$$V_{s,rms} = \frac{0.64 \text{LSB}_{p-p}}{2\sqrt{2}} = 0.226 \text{LSB}$$

と得られます。

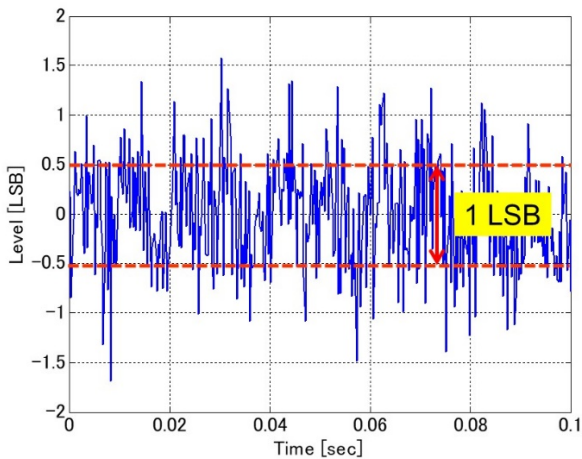


図14. 8ビットADCに0.5LSBrmsのノイズが重畳した0.64LSBp-pの信号を加える

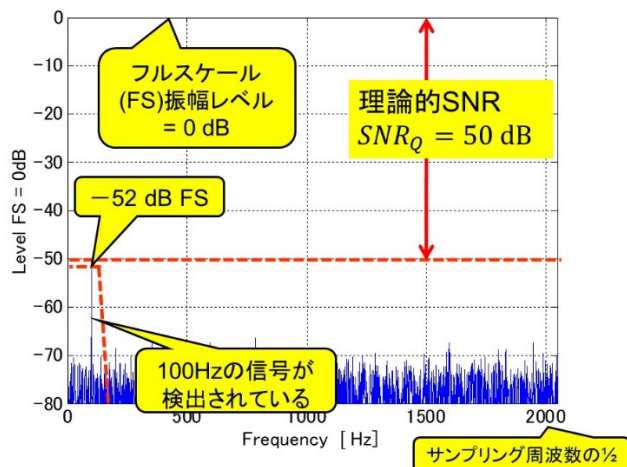


図15. 図14をFFTした結果。100Hzの信号が検出されている

系全体のノイズの実効値は、信号源からのノイズ $V_{N,rms} = 0.5 \text{LSB}$ と、量子化ノイズ [式(2)のとおり]

$$V_{NQ} = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}} = \frac{1}{\sqrt{12}} = 0.289 \text{LSB}$$

をRSSで足し算すると、

$$\sqrt{0.5^2 + 0.289^2} = 0.578 \text{LSB}$$

これからSNRは

$$SNR = 20 \log \frac{0.226 \text{LSB}}{0.578 \text{LSB}} = -8.2 \text{dB}$$

### ここでもAD変換結果をFFTしてみる

図15はさきほどの条件でのAD変換結果をFFTしたものです。信号レベルは1LSB以下での変動ですが、0.5LSBのノイズ付加により、100Hzの信号が検出されています。

図13と同じく、上端はフルスケール振幅レベルで、ここを0dBとしています。またそこから-50dB下がった赤破線のところが理論的SNRになります。50dBの理論的SNRより低い信号レベルとなる-52dBフルスケールの100Hzの信号が検出されています。

これはFFTをした結果ですが、若干ノイズがあると理論的SNR $SNR_Q$ より低い信号も「検出できそう」ということです。

### デジタル・フィルタでは計算するビット幅を増やす必要がある

しかしこのままではSNRは-8.2dBのまま、SNRが1より小さいため、100Hzの信号を単純に時間軸でデジタル信号処理できません。

そこで図3で示したようなデジタル信号処理でデジタル・フィルタを施し、帯域制限を行います。ここでは同図のようにデジタル・ローパス・フィルタを構成したとします。

とはいえ、8ビット分解能のADCだからと8ビット計算でのデジタル信号処理、つまり8ビット幅のデジタル・フィルタでは、このようにSNRが1より小さい信号を検出することができません。8ビット計算では、この理論的SNR $SNR_Q$ のレベルまでしか分解能が無いからです。

そこで計算ビット幅を増やして、たとえば8ビットを16ビットにしてデジタル・フィルタ計算をすることで、このようなSNRが1より小さい信号を検出できるようになります。

### 得られるSNRは

デジタル・フィルタ計算でSNRも改善します。先に示したように帯域制限する帯域幅をBとすると、帯域制限によりSNRは [式(1)再掲]

$$\Delta SN = 10 \log_{10} \left( \frac{f_s}{2B} \right) \quad (1) \text{再掲}$$

で上昇します。結局これは、AD変換においてデジタル・フィルタを併用して帯域制限をかけ、また入力信号に若干のノイズがあると、理論的SNR $SNR_Q$ より低い信号も検出できるということです。先に示したようにFFTも同様です。

そしてこれは式(16)で示した「 $N_{ADC} < A^2 N_{SRC}$ にすれば系全体のNFをフロントエンドのNFのみで決めることができる」と同じ結論です。

### まとめ

ADCのSNRとか分解能が最初に与えられたとき、また帯域制限を考慮したとき、ADCとアナログ・フロントエンドとの最適なノイズ配分を考えることが、系全体のノイズ特性を最適化させるキー・ポイントです。

その方法は、ADC の入力換算ノイズより、前段、つまりフロントエンドからのノイズ・レベルを適度に大きくすることがポイントです。実際の構成方法はアナログ・フロントエンドの増幅率を大きくすることです。これにより ADC の入力換算ノイズが系全体で見えなくなります。しかしその増幅率はダイナミック・レンジを考慮し、過大に大きくしてはいけません。

その結果、フロントエンドをローノイズ化するアプローチが有効となり、系全体として最適なローノイズ特性を実現できます。

### 参考文献

- [1] 石井 聡; OP アンプ増幅系での NF を精密に探究してみる (後編), TNJ-076, 回路設計 WEB ラボ, アナログ・デバイセス
- [2] Rohde, Whitaker, Bucher; Communications Receivers Second Edition, McGraw-Hill
- [3] Cheng-Wei Pei; RF/デジタル受信機のシグナルチェーンのノイズ解析, デザインノート 439, アナログ・デバイセス (旧 Linear Technology 資料) <https://www.analog.com/media/jp/reference-design-documentation/design-notes/jdn439.pdf>