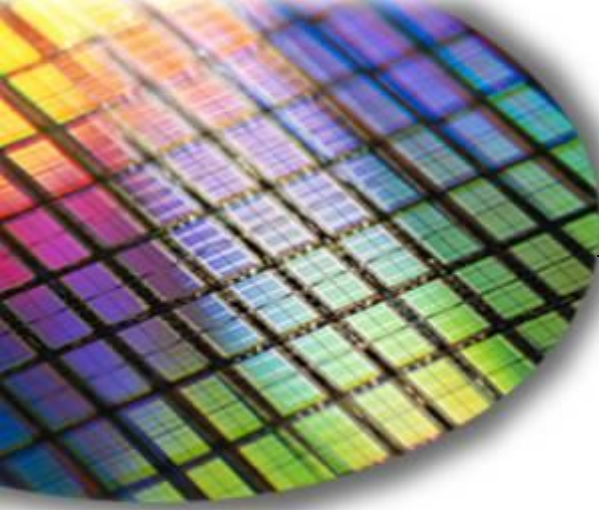




The World Leader in High Performance Signal Processing Solutions



SPICEツールでロー・ノイズ OPアンプ回路を実現するテクニック その2【実践編】

アナログ・デバイセズ株式会社
石井 聡



アジェンダ

1. 抵抗の熱ノイズを測定する回路をシミュレーションで考える
2. AD797を用いて抵抗の熱ノイズを測定してみる
3. 信号源インピーダンスに適したOPアンプを選定する
4. I-Vアンプのローノイズ設計ノウハウ
5. コンバータ・システムにおけるノイズ特性の考え方
6. カスケード接続とNFの考え方
7. まとめ



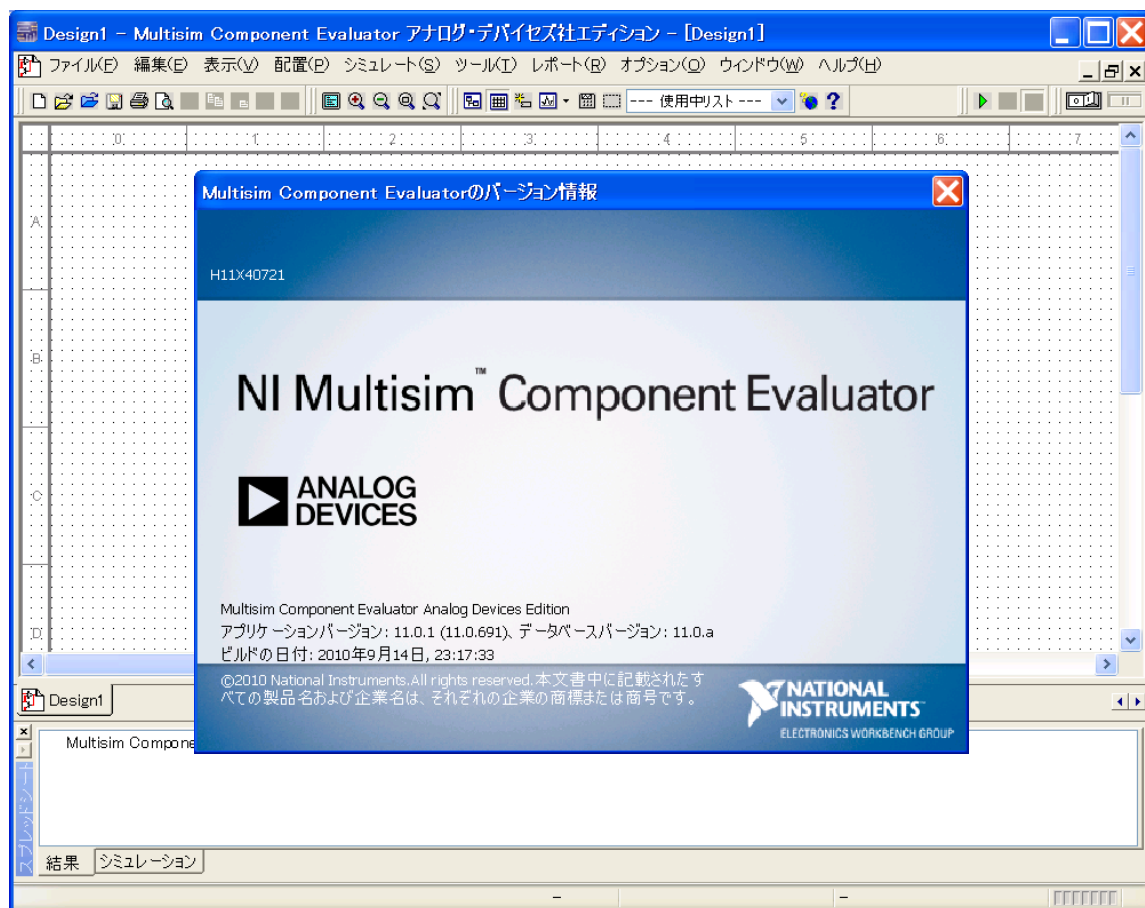
**その1【基礎編】をご覧くださいいた
うえで本セッションをご覧くださいいた
と
理解がより深まります**



1. ローノイズOPアンプ AD797で 抵抗の熱ノイズを測定する回路を シミュレーションで考える

使用するSPICEシミュレータについて

- ◆このセッションではNational InstrumentsのNI Multisim Ver.11 Analog Devices Edition（無償版）を用いる



おすすめ製品

 **おすすめ**

日本での採用実績が豊富で、使いやすい約300製品。
日本語データシート完備。17:00迄発注でサンプル即日出荷OK。

[詳細を見る](#)

キーワード／製品検索

弊社サイトで検索
してみてください

スーパー・ローノイズOPアンプAD797のノイズ特性

AD797A

AD797B

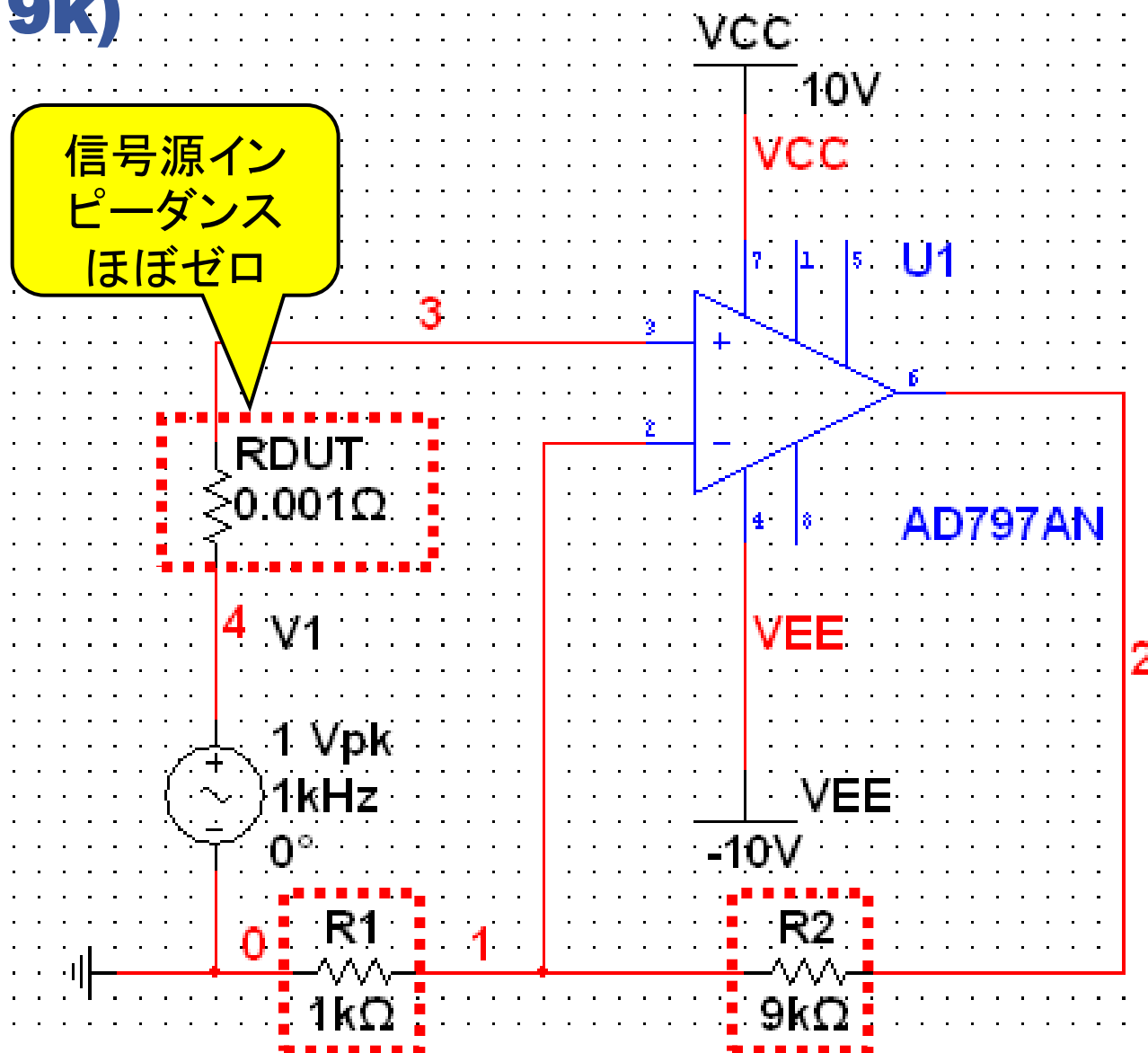
INPUT VOLTAGE NOISE	f = 0.1 Hz to 10 Hz	±15 V	50	50	nV p-p
	f = 10 Hz	±15 V	1.7	1.7	nV/√Hz
	f = 1 kHz	±15 V	0.9	0.9	nV/√Hz
	f = 10 Hz to 1 MHz	±15 V	1.0	1.0	μV rms
INPUT CURRENT NOISE	f = 1 kHz	±15 V	2.0	2.0	pA/√Hz

AD797の入力換算ノイズ特性 @1 kHz

電圧性ノイズ = 0.9 nV/√Hz typ (1.2 nV/√Hz max)

電流性ノイズ = 2.0 pA/√Hz typ

AD797でのノイズ・シミュレーション (ex. 1: $R1 = 1k$, $R2 = 9k$)

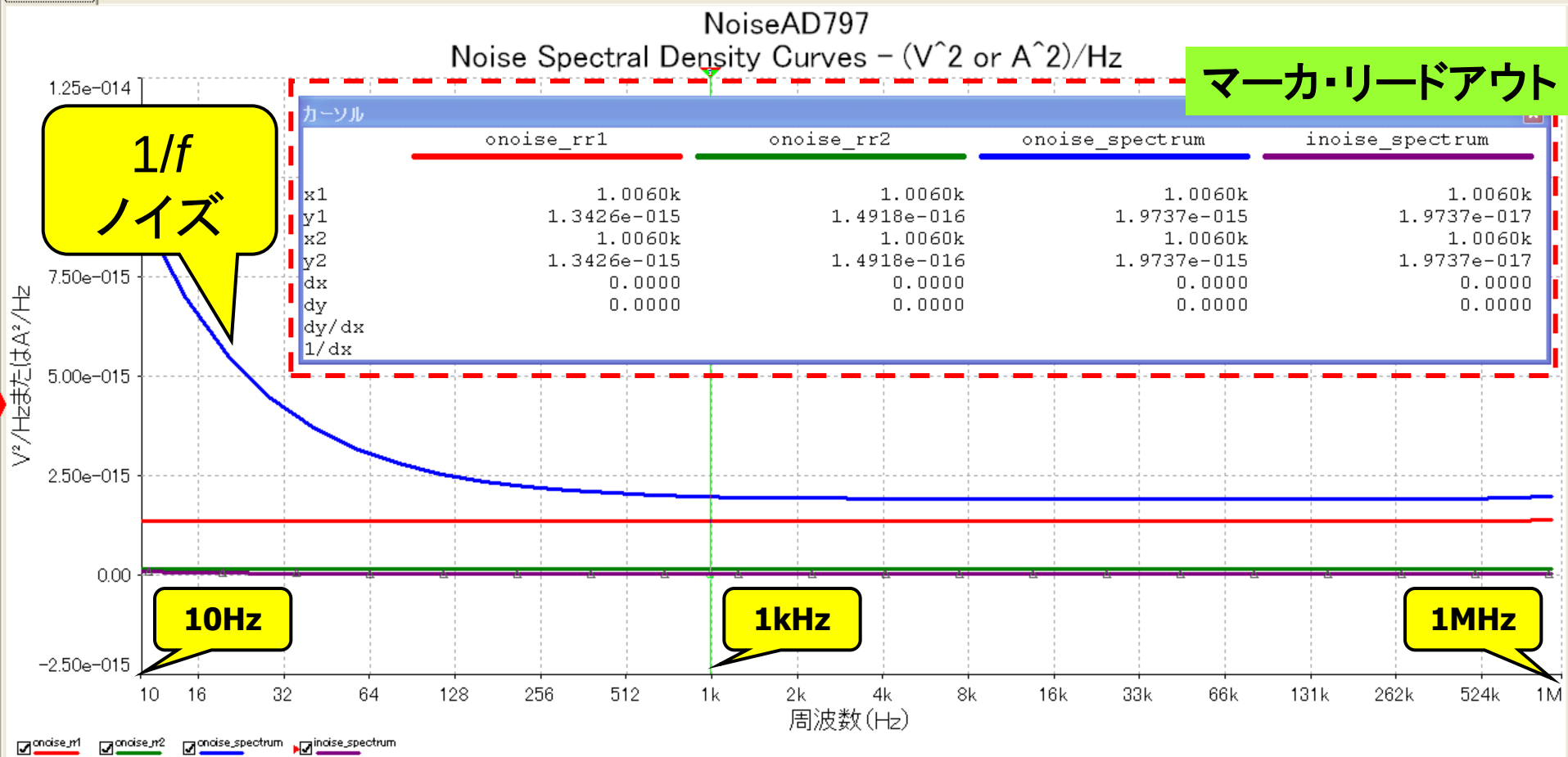


AD797でのノイズsim (ex. 1: R1 = 1k, R2 = 9k)

グラフ表示

ファイル 編集 表示 グラフ トレース カーソル 凡例 ツール ヘルプ

ノイズ解析



AD797でのノイズsim (ex. 1: R1 = 1k, R2 = 9k)

onoise_rr1

R1から出力に現れるノイズ

onoise_rr2

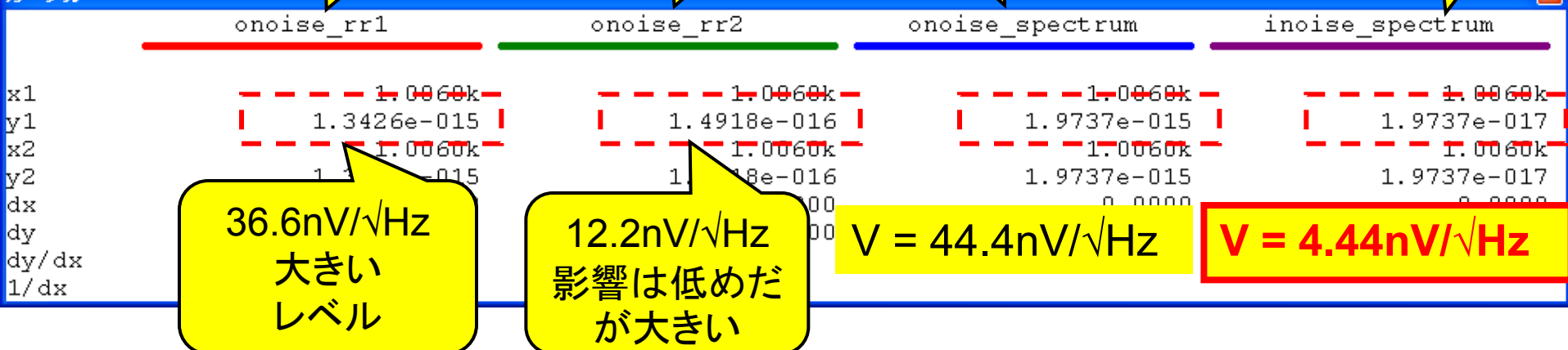
R2から出力に現れるノイズ

onoise_spectrum

出力での全ノイズ

inoise_spectrum
入力V1換算

カーソル



AD797の入力換算ノイズ特性 @1 kHz

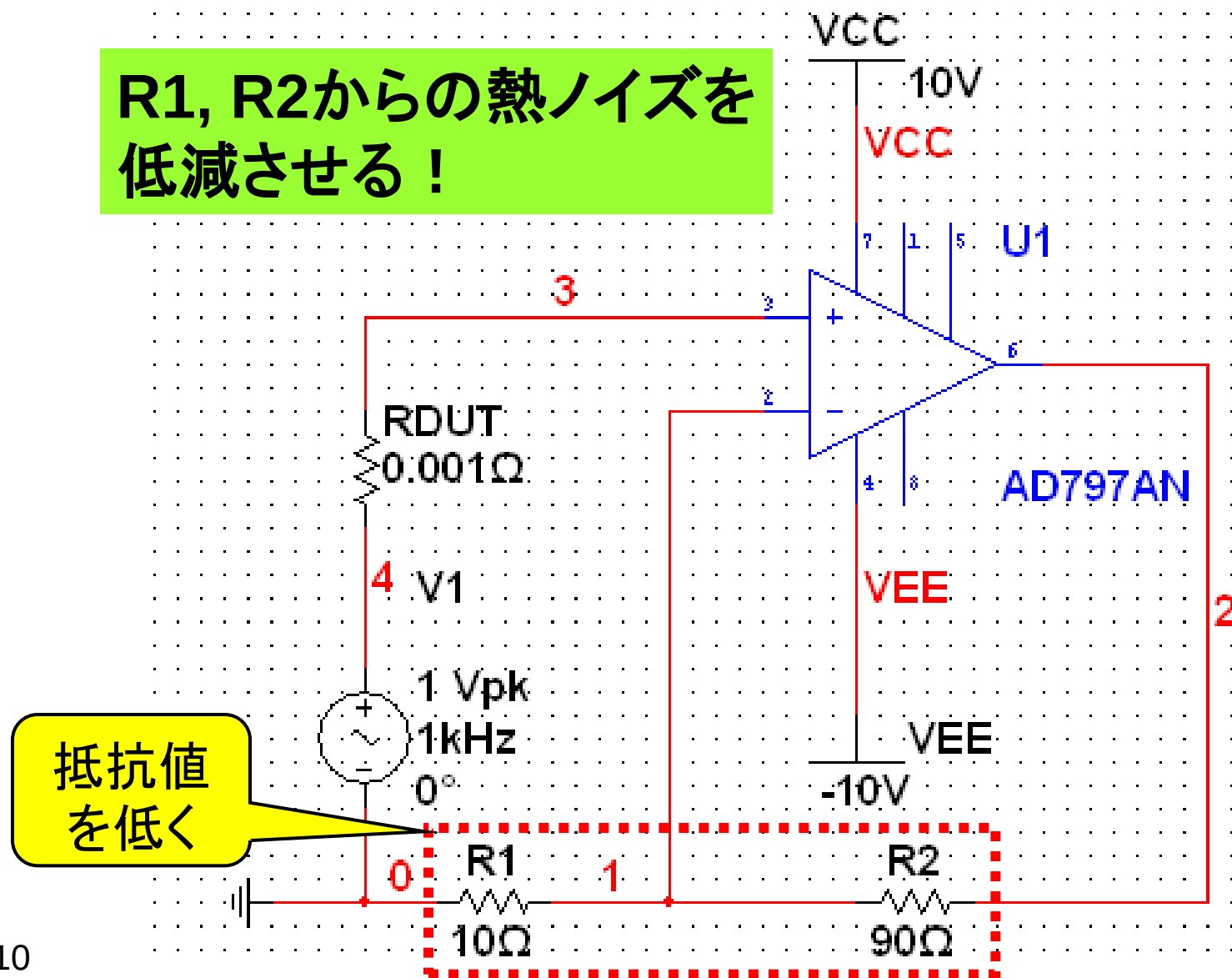
電圧性ノイズ = 0.9 nV/√Hz typ (1.2 nV/√Hz max)

電流性ノイズ = 2.0 pA/√Hz typ

R1とR2から大きいノイズ(38nV/√Hz)が発生している

AD797でのノイズsim (ex. 2: $R1 = 10$, $R2 = 90$)

R1, R2からの熱ノイズを低減させる！



AD797でのノイズsim (ex. 2: R1 = 10, R2 = 90)

出力での全ノイズ

入力(V1)換算量

カーソル	onoise_rr1	onoise_rr2	onoise_spectrum	inoise_spectrum
x1	842.3133	842.3133	842.3133	842.3133
y1	1.3426e-017	1.4918e-018	9.9149e-017	9.9149e-019
x2	842.3133	842.3133	842.3133	842.3133
y2	1.3426e-017	1.4918e-018	9.9149e-017	9.9149e-019
dx	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
dy	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
dy/dx				
1/dx				

V = 9.96nV/√Hz

V = 0.99nV/√Hz

AD797の入力換算ノイズ特性 @1 kHz

電圧性ノイズ = 0.9 nV/√Hz typ (1.2 nV/√Hz max)

電流性ノイズ = 2.0 pA/√Hz typ (2nV @1kΩ)

ノイズ量がAD797自体の特性に近くなっている

AD797 SPICEノイズ・モデル

* INPUT VOLTAGE NOISE GENERATOR

```

VN1 40 0 DC 2
DN1 40 41 DEN
DN2 41 42 DEN
VN2 0 42 DC 2
    
```

* +INPUT CURRENT NOISE GENERATOR

```

VN3 43 0 DC 2
DN3 43 44 DIN
DN4 44 45 DIN
VN4 0 45 DC 2
    
```

```

EN 3 1 41 0 0.1
GN1 0 1 44 0 1E-3
    
```

* DIODE MODEL USED

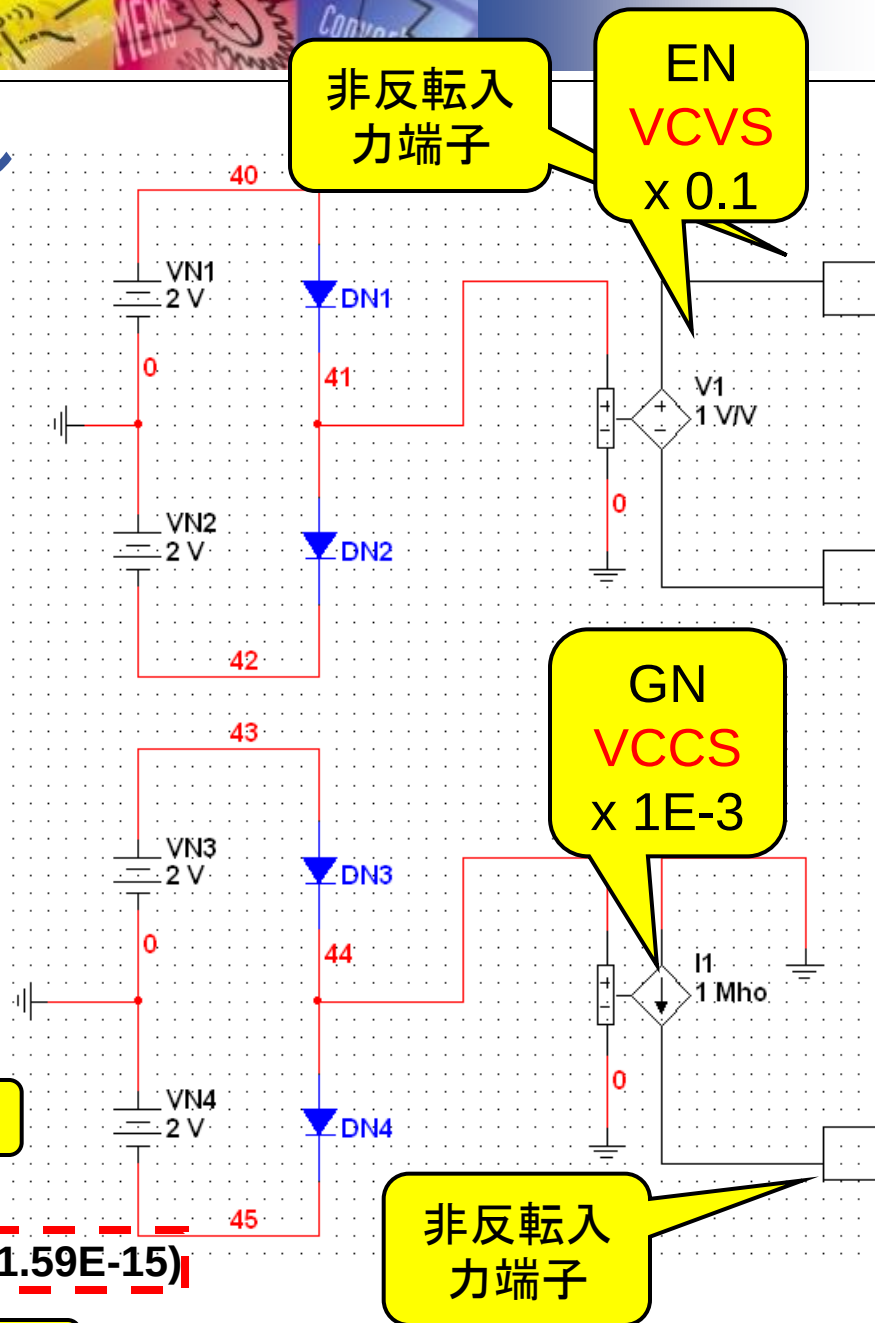
```

.MODEL DEN D(IS=1E-12 RS=6.3708E3 AF=1 KF=1.59E-15)
    
```

反転入力端子のノイズ発生源については示していない

ホワイト・ノイズのパラメータ

1/fノイズのパラメータ



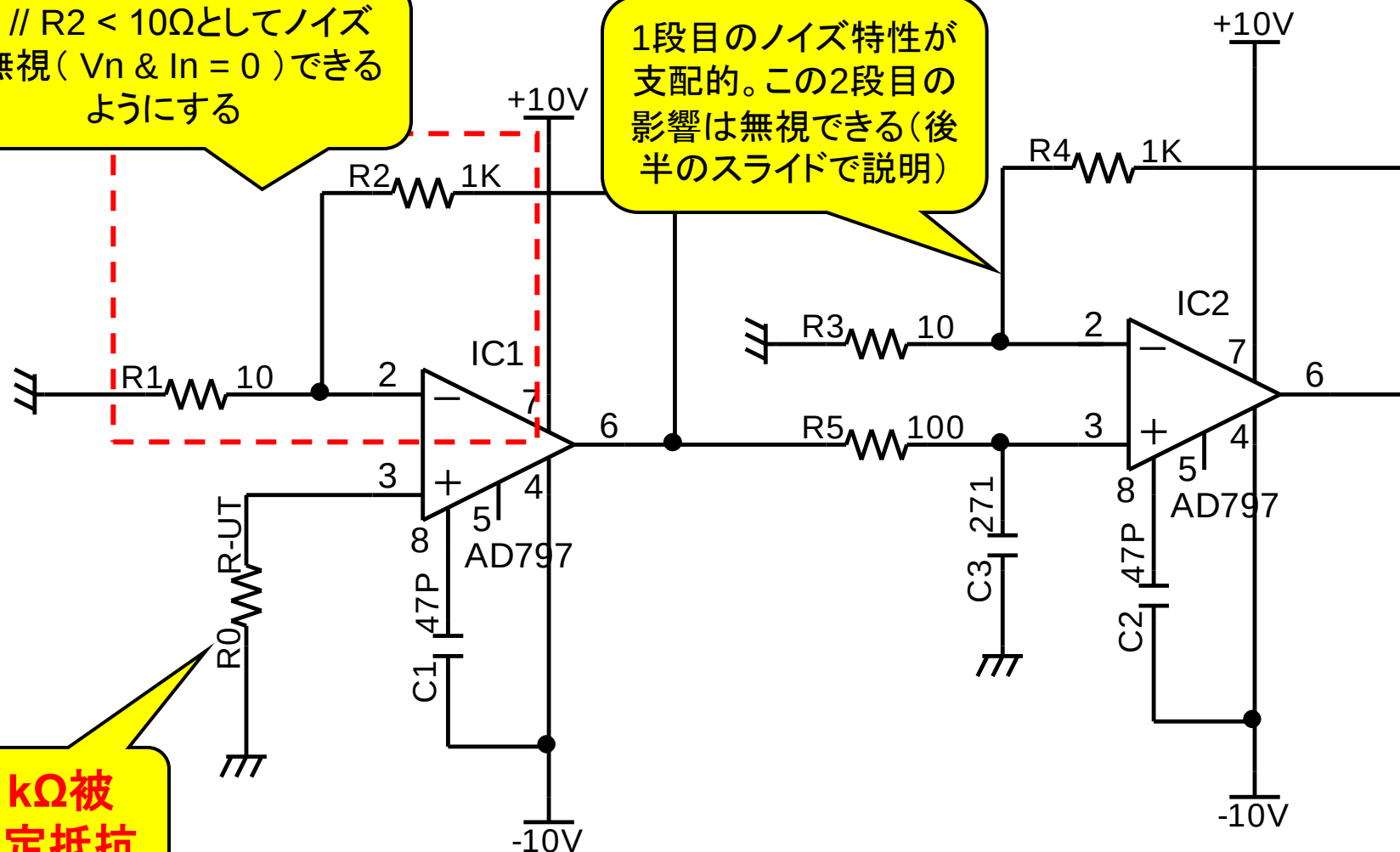


2. (実験)ローノイズOPアンプ **AD797**を用いて 抵抗の熱ノイズを測定してみる

実験回路: AD797カスケード80dBゲイン段

$R1 \parallel R2 < 10\Omega$ としてノイズが無視(V_n & $I_n = 0$)できるようにする

1段目のノイズ特性が支配的。この2段目の影響は無視できる(後半のスライドで説明)



1kΩ被測定抵抗

想定外の過剰ノイズが発生しないように、金属被膜抵抗を被測定抵抗に用いている

80dBの利得を確認(-40dB ATTつき)

Range: 0 dBm

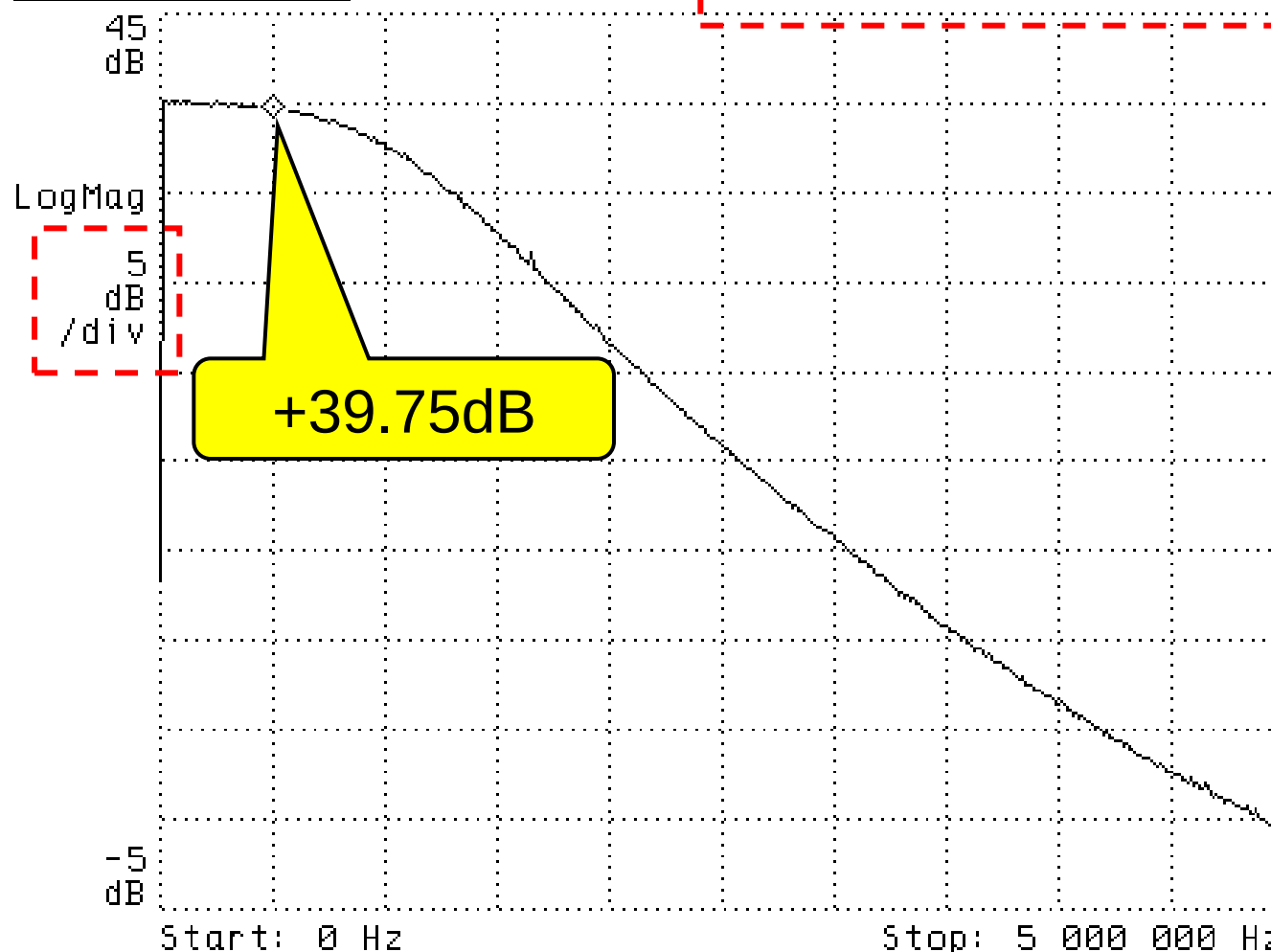
Res BW: 1 200 Hz

A: NORMALIZED XMSN Mkr

23-Mar-2009 22:42

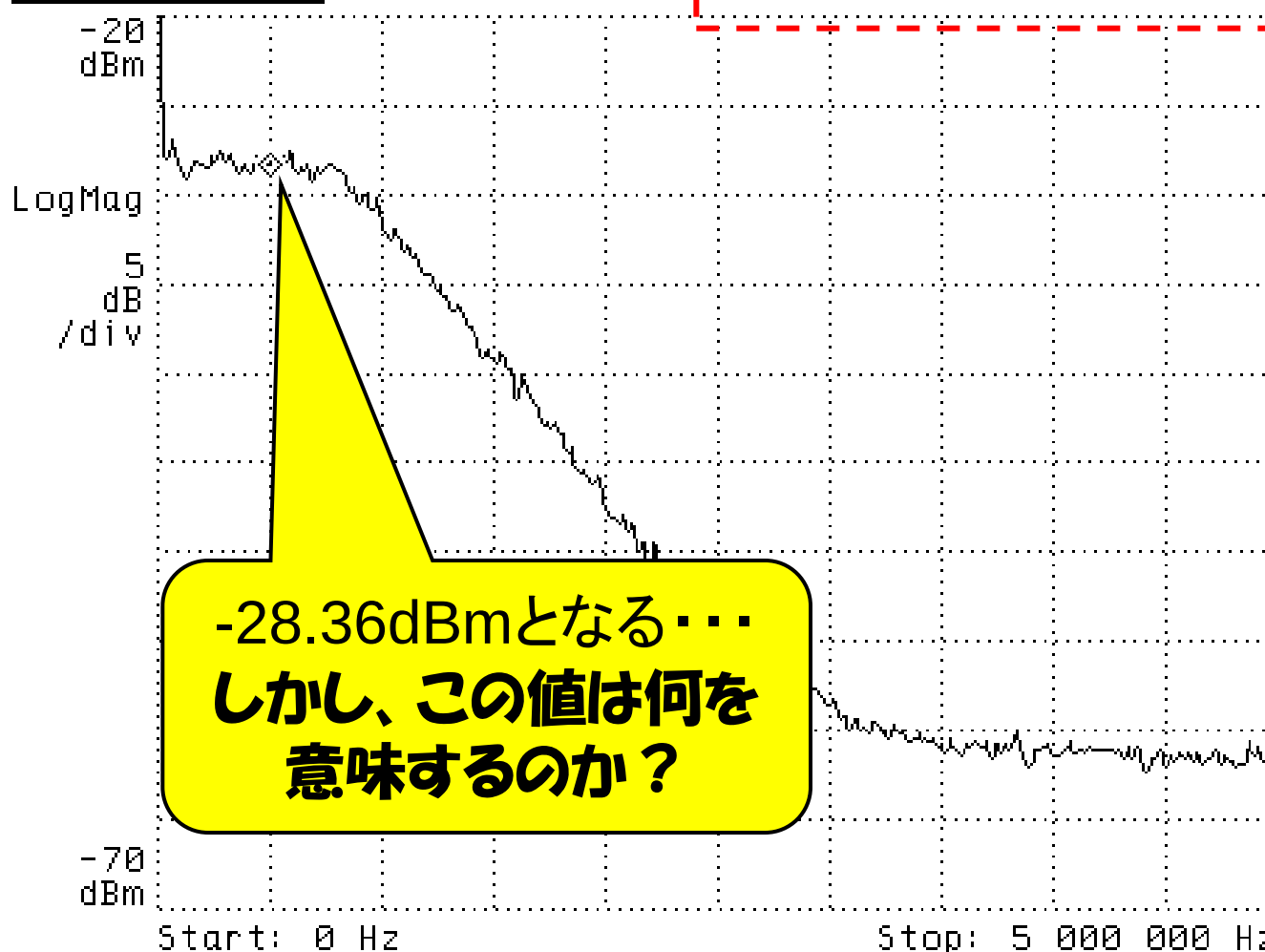
Swp Time: 1.02 Sec

500 000 Hz 39.75 dB

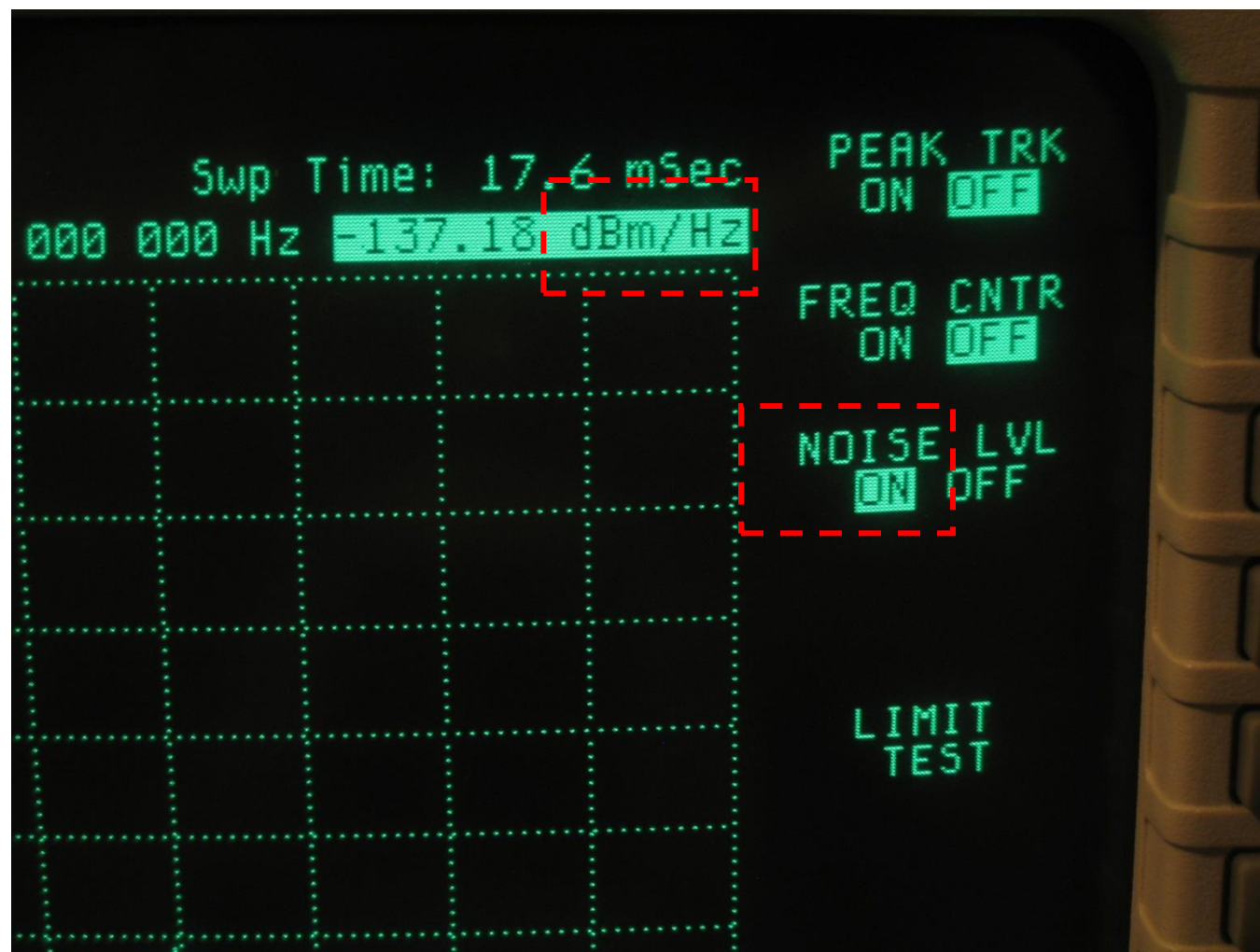


1kΩの被測定抵抗をマーカで計測(50回のアベレージング)

Range: 10 dBm Oversweep: On 25-Mar-2009 22:27
 Res BW: 17 000 Hz VBW: Off Swn Time: 9.6 mSec
 A: SWEPT SPECTRUM Mkr 500 000 Hz -28.36 dBm

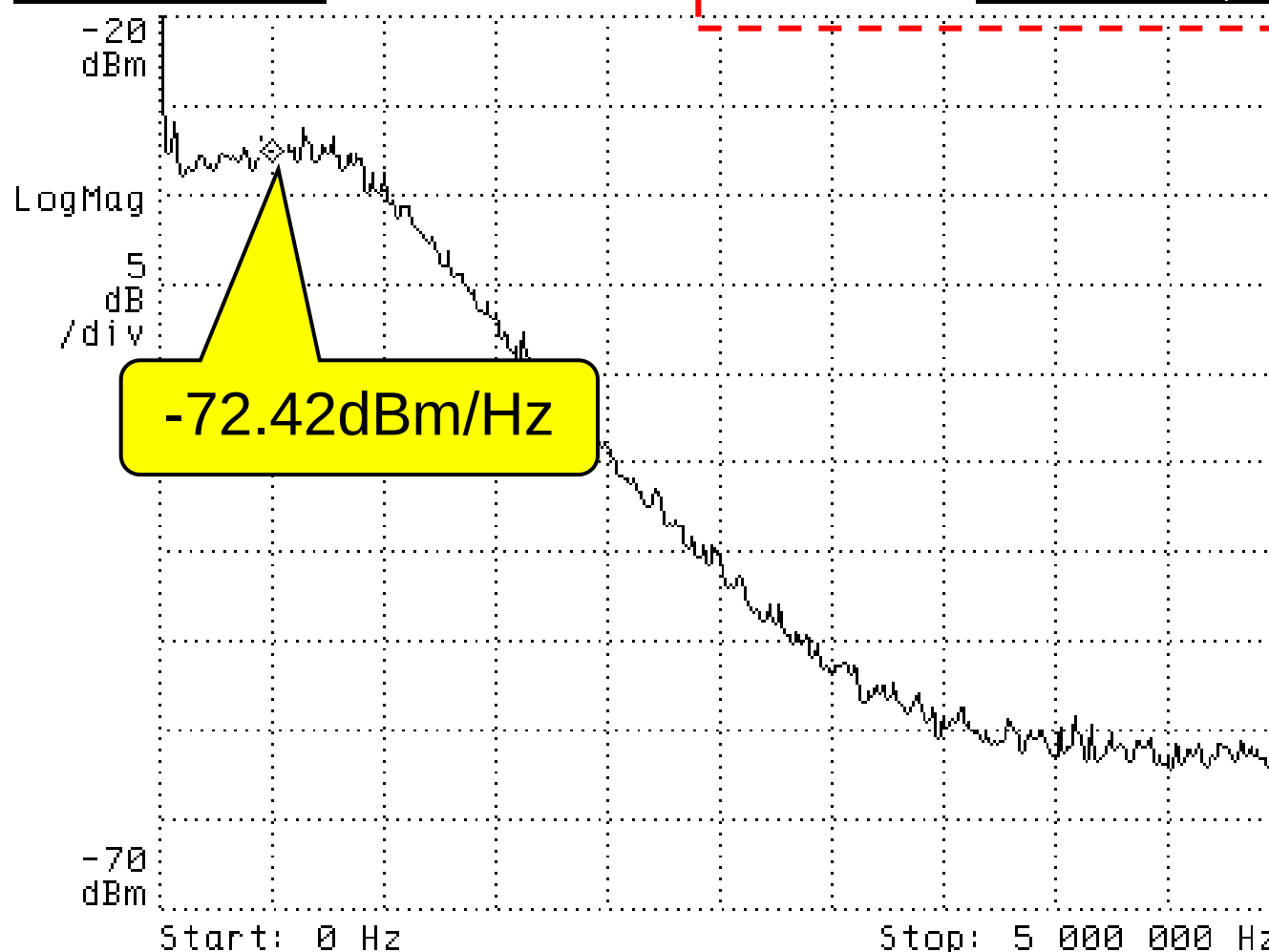


スペアナのマーカ・リードアウトをノイズ・マーカ・モードに変更する



1kΩの被測定抵抗をノイズ・マーカで計測してみる

Range: 10 dBm Oversweep: On 25-Mar-2009 22:31
 Res BW: 17 000 Hz VBW: Off Swp Time: 9.6 mSec
 A: SWEPT SPECTRUM Mkr 500 000 Hz -72.42 dBm/Hz



測定結果と計算値を比較してみる

測定結果から

1Vrms = 13dBm なので -72.42dBm は
差分が $-85.4\text{dB} = 1/18664$ 、故に $56.23\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$

$G = 10,000(80\text{dB})$ なので入力換算ノイズは **$5.36\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$**

理論値による計算値

$$\sqrt{[(4.07)^2 + (1.20)^2 + (2.0)^2]} = \mathbf{4.69\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}}$$

R 1kΩ
被測定抵抗の
熱ノイズ

AD797の
電圧性
ノイズ

1kΩ × AD797の
電流性ノイズ
(電圧に変換)

1.2dB (14%) の違い程度

この差分はノイズの
クレスト・ファクタによる
計測器で生じる誤差と
考えられる



3. 信号源インピーダンスに適した **OP**アンプを選定する

(再掲) OPアンプAD797のノイズ特性

AD797A

AD797B

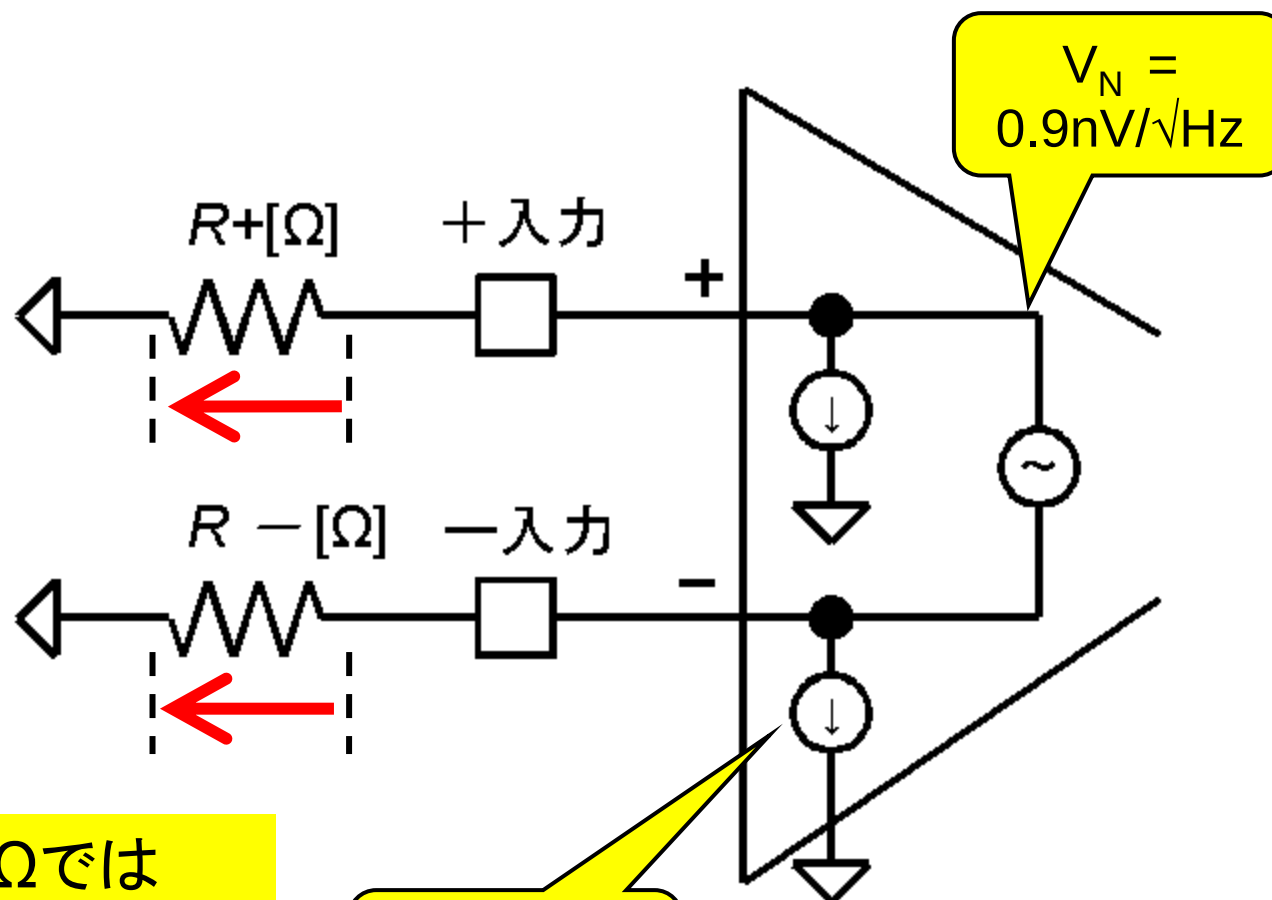
INPUT VOLTAGE NOISE	f = 0.1 Hz to 10 Hz	±15 V	50	50	nV p-p
	f = 10 Hz	±15 V	1.7	1.7	nV/√Hz
	f = 1 kHz	±15 V	0.9	0.9	nV/√Hz
	f = 10 Hz to 1 MHz	±15 V	1.0	1.0	μV rms
INPUT CURRENT NOISE	f = 1 kHz	±15 V	2.0	2.0	pA/√Hz

AD797の入力換算ノイズ特性 @1 kHz

電圧性ノイズ = 0.9 nV/√Hz typ (1.2 nV/√Hz max)

電流性ノイズ = 2.0 pA/√Hz typ

AD797は低信号源インピーダンスの回路に適する

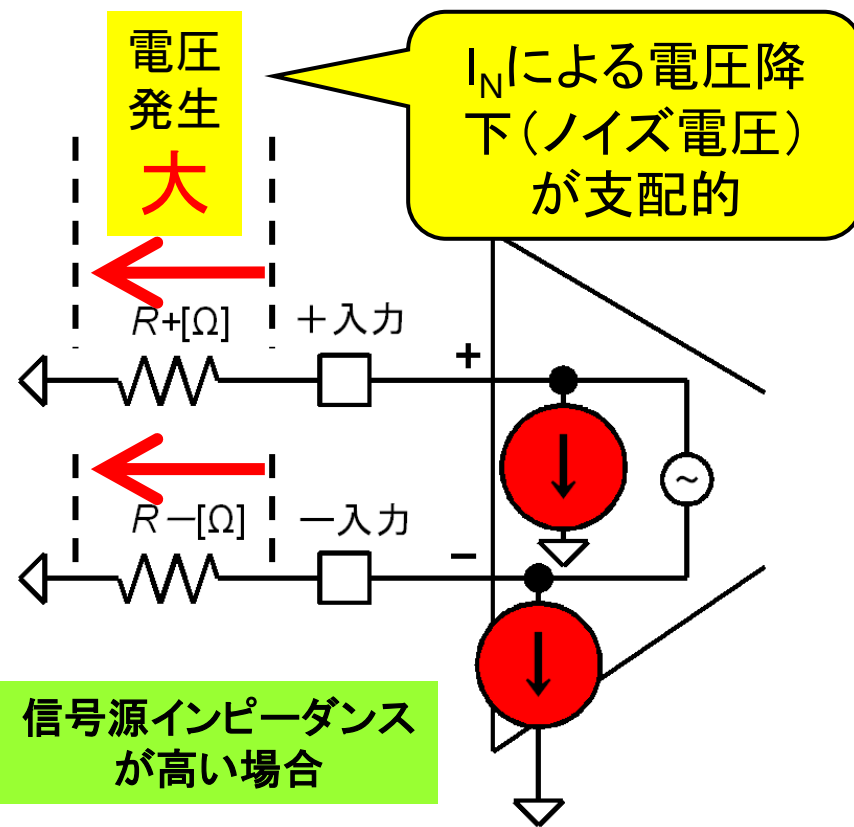
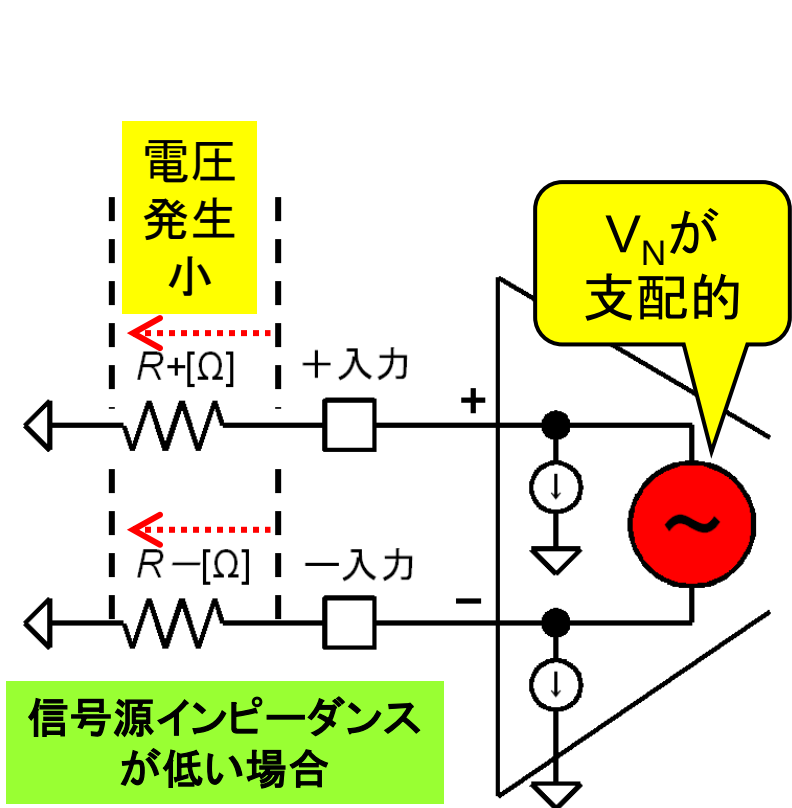


$V_N = 0.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

$I_N = 2.0\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

$R = 1\text{k}\Omega$ では
 I_N により、 $2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
のノイズ電圧が発生

信号源インピーダンスに適したOPアンプを選定する

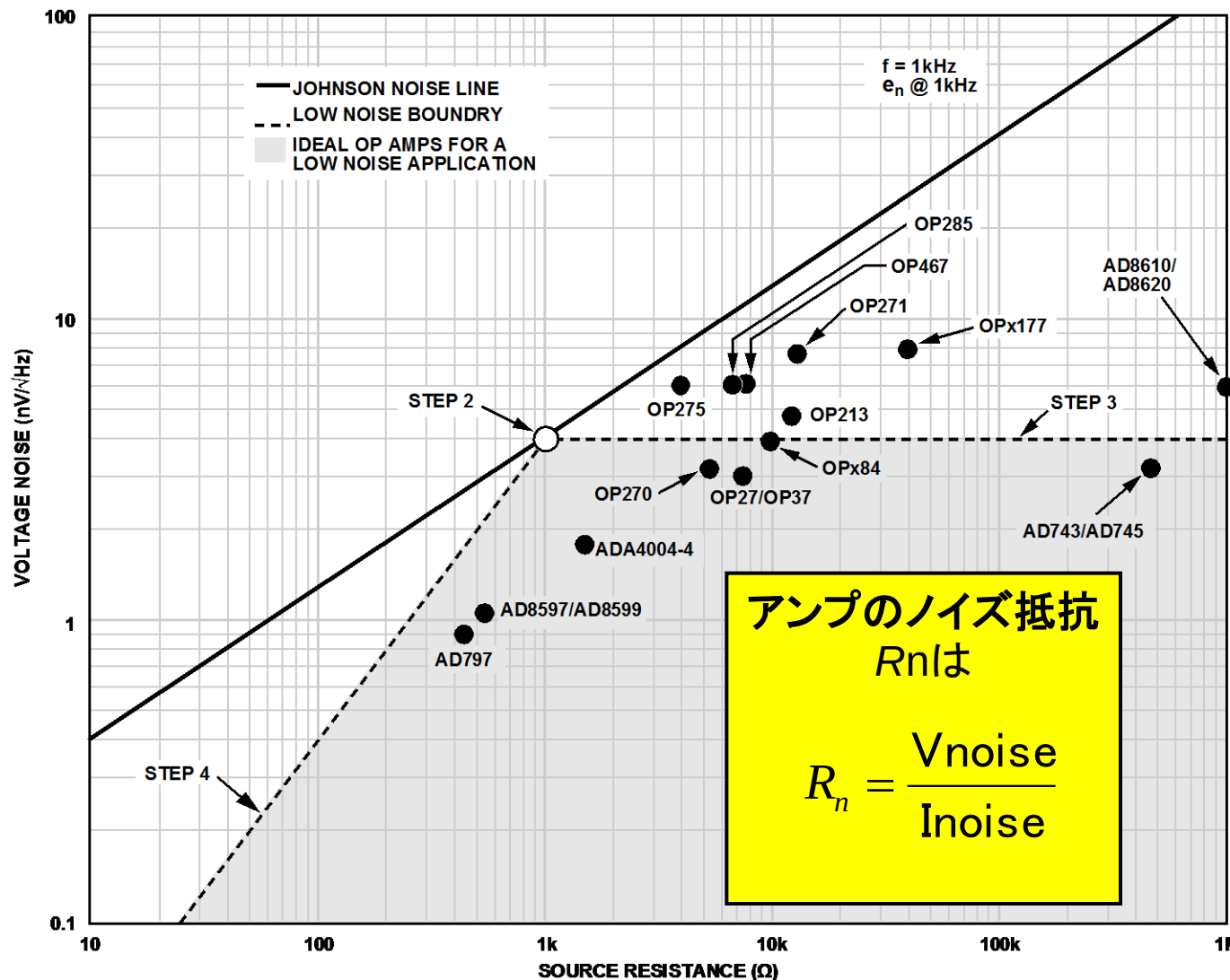


信号源インピーダンスZが...

低い場合 $\Rightarrow V_N$ に注意をはらい

高い場合 $\Rightarrow I_N \times Z$ に注意をはらう

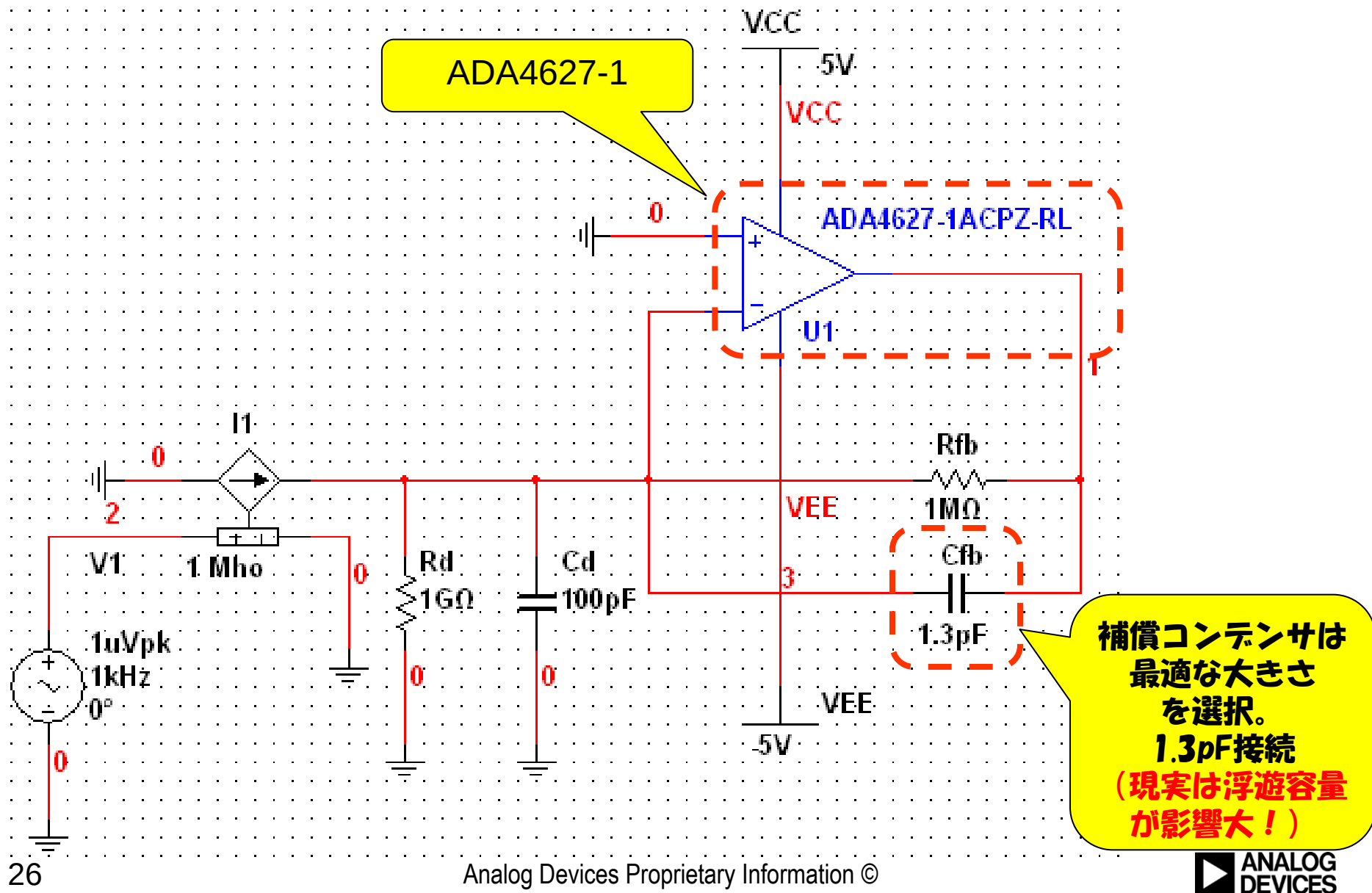
異なる信号源インピーダンスに対し適切なアンプを選定する





4. I-Vアンプのローノイズ設計ノウハウ

高速FET ADA4627-1 (GBW = 19MHz)のIVアンプ



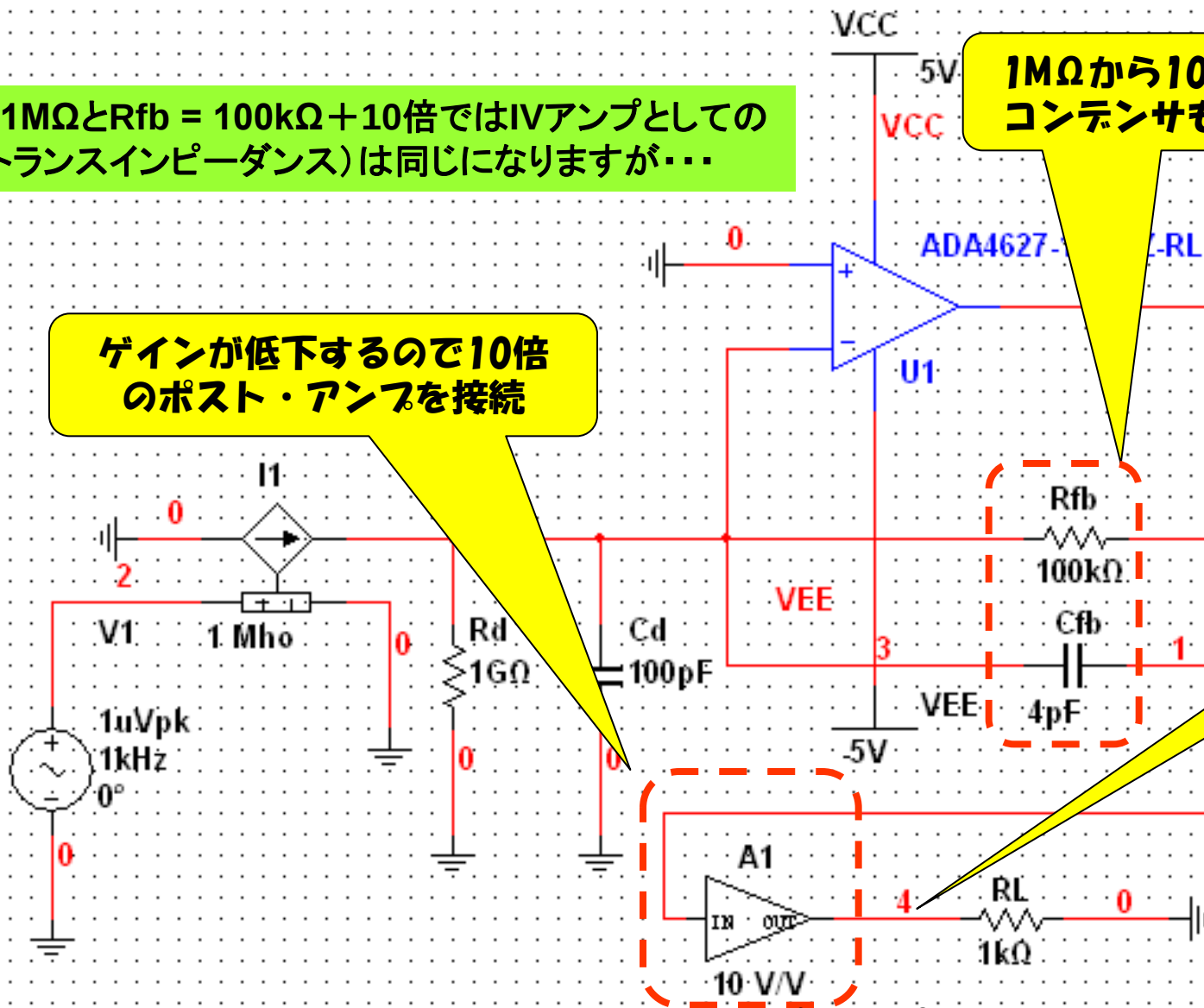
Rfbが単独1MΩのときと100kΩ+10倍のときのノイズ量を比較

Rfb = 1MΩとRfb = 100kΩ+10倍ではIVアンプとしての利得(トランスインピーダンス)は同じになりますが...

ゲインが低下するので10倍のポスト・アンプを接続

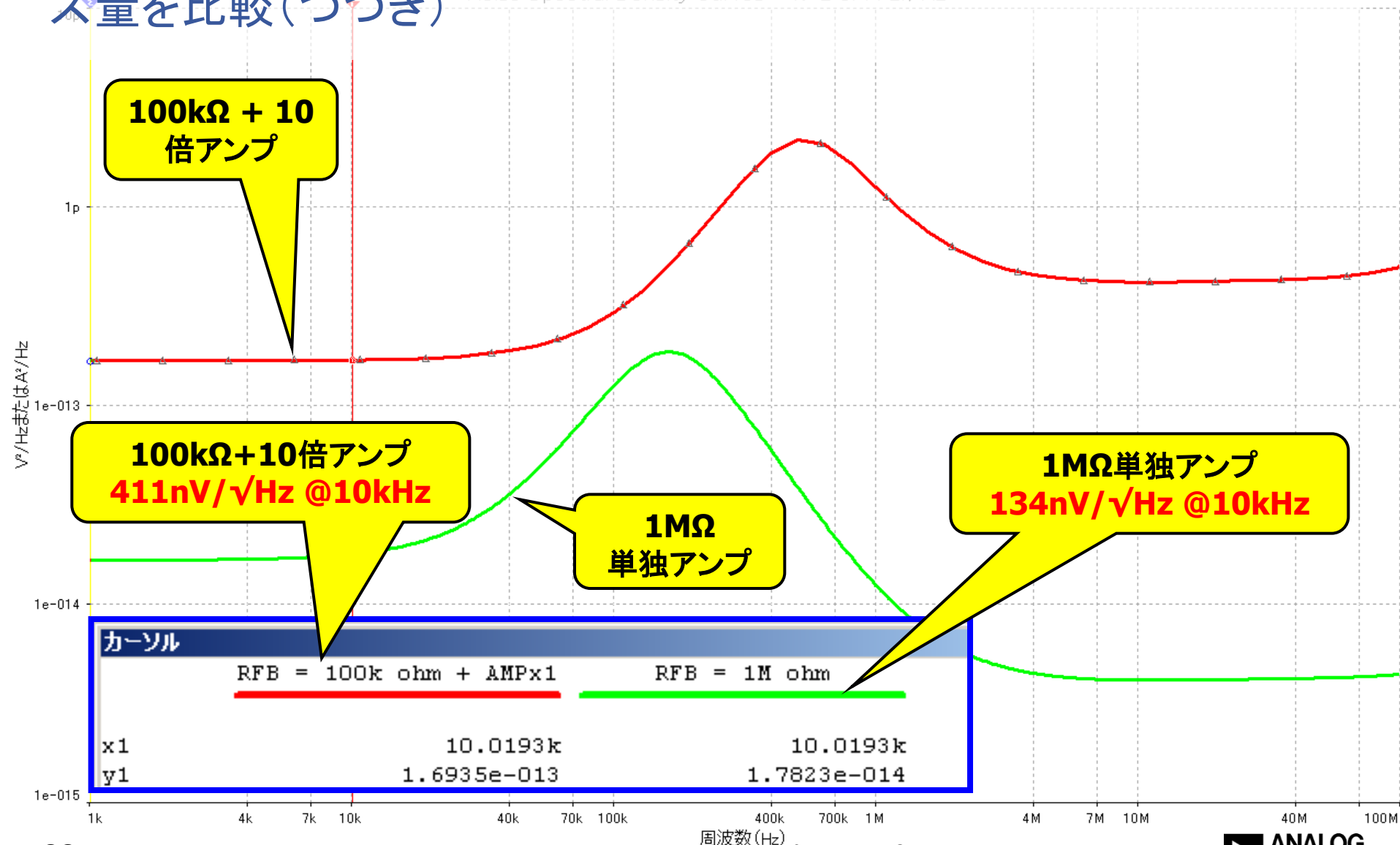
1MΩから100kΩに変更コンデンサも4pFを接続

ここを観測



I-VアンプのRfbが単独1MΩのときと100kΩ+10倍のときのノイズ量を比較(つづき)

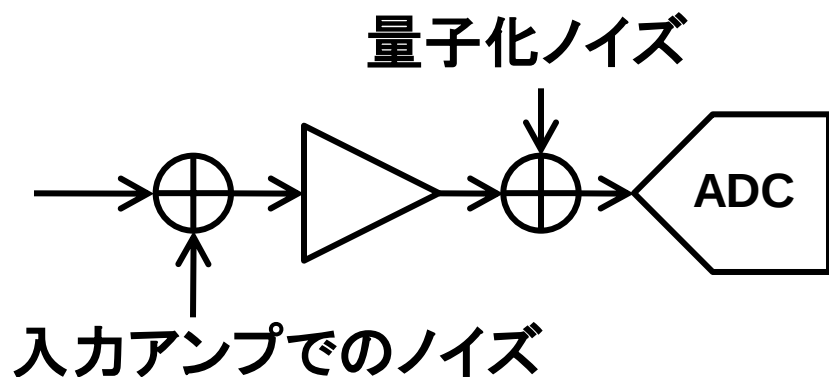
Noise Spectral Density Curves - (V² or A²)/Hz





5. コンバータ・システムにおける ノイズ特性の考え方

ADCの信号レベルとSN比の考え方(1Hzあたりではなく全ノイズ量として考えている)



◆ 一例とすると

- 12bit SAR ADC AD7276
- SN比スペック = 70dB typ
- フルスケールFS = 3.5V (@Vdd = 3.5V)

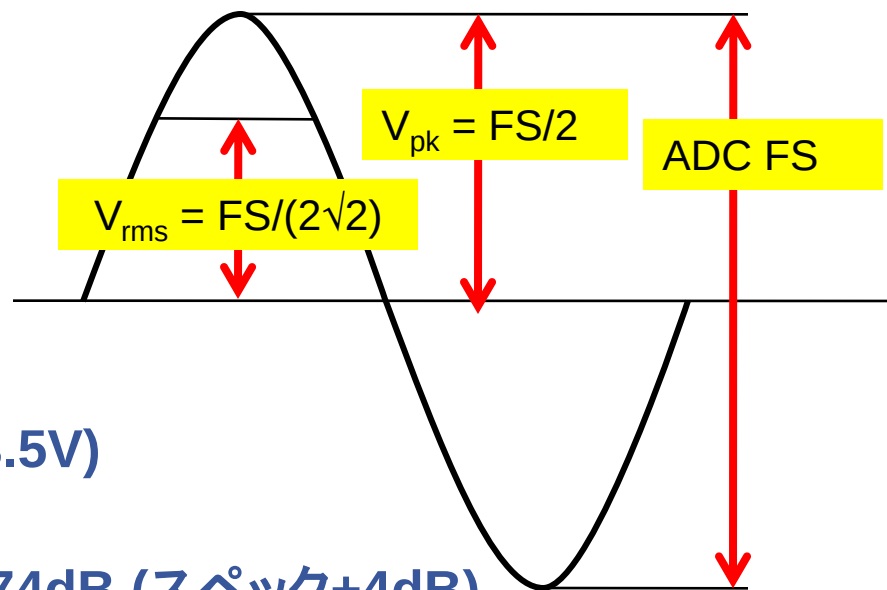
● 理論的SN比 = $6.02 \times 12 + 1.76 = 74\text{dB}$ (スペック+4dB)

● 実際のノイズレベル = $V_{\text{rms}} (1.24\text{V}) - 70\text{dB} = \mathbf{392\mu\text{V rms}}$

LSBspanから
は-10.8dB

$$\text{量子化ノイズレベル} = \frac{\text{LSBspan}}{\sqrt{12}}$$

$$\text{理論的SN比} = 6.02 \times N + 1.76[\text{dB}]$$



フロント・エンド回路からADC入力までの回路図 (システム全体でノイズ解析)

信号源イン
ピーダンス
10kΩセンサ

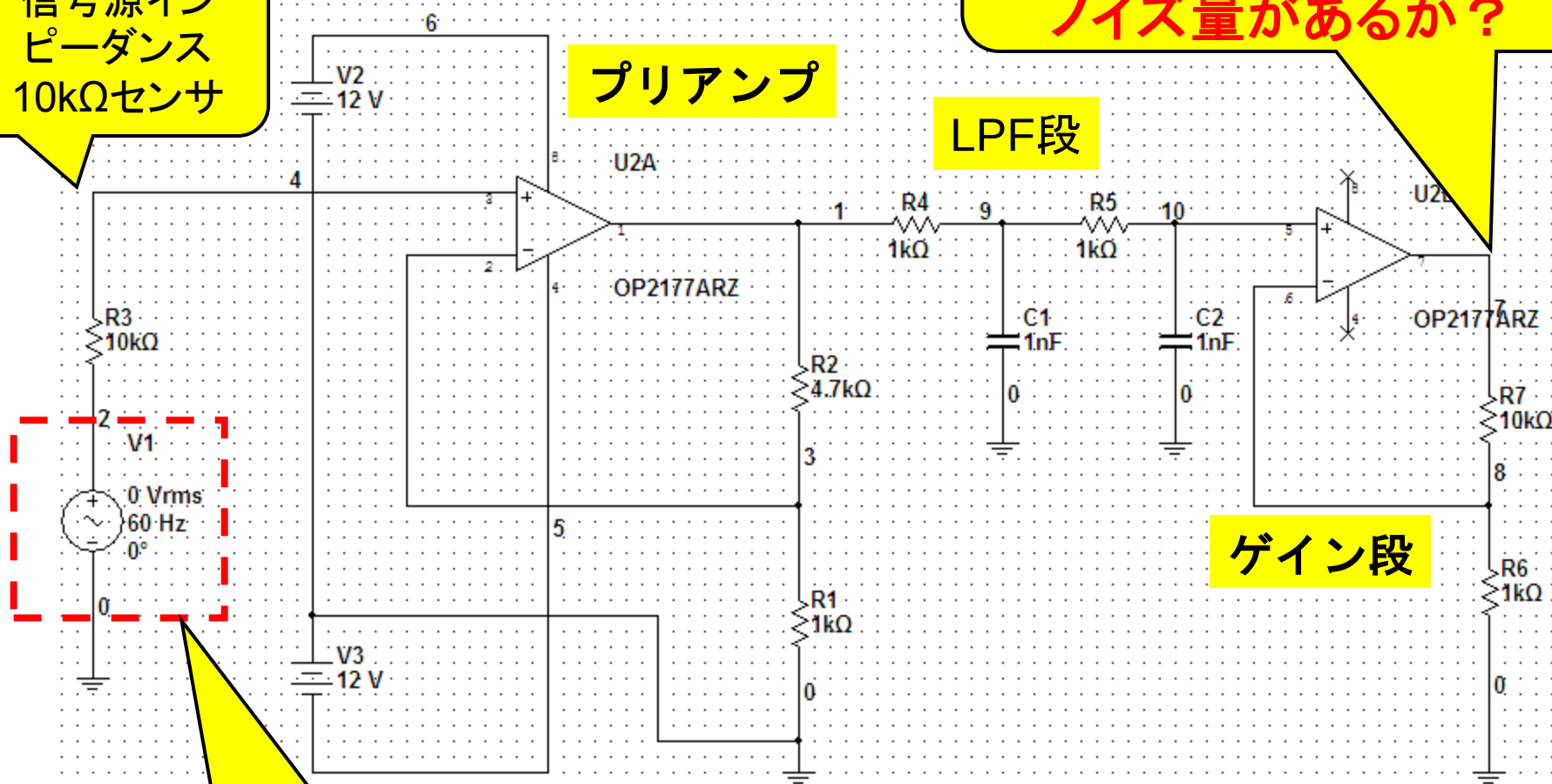
プリアンプ

LPF段

ADCとの接続箇所
ここでどれだけの
ノイズ量があるか？

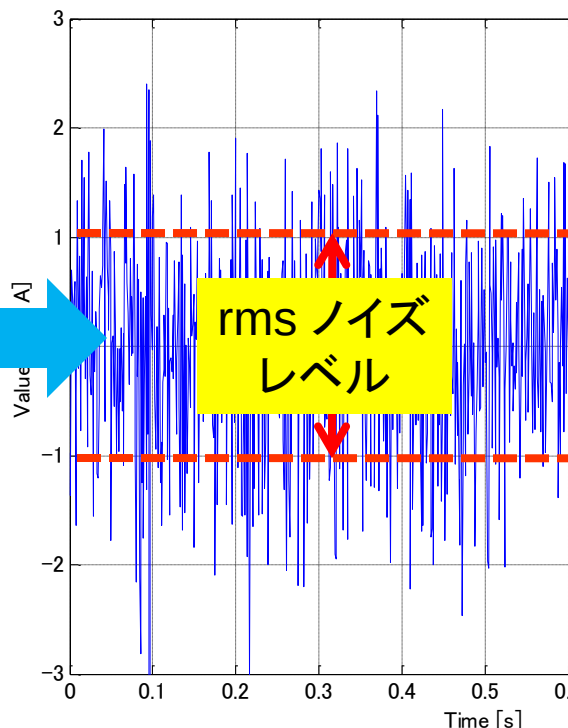
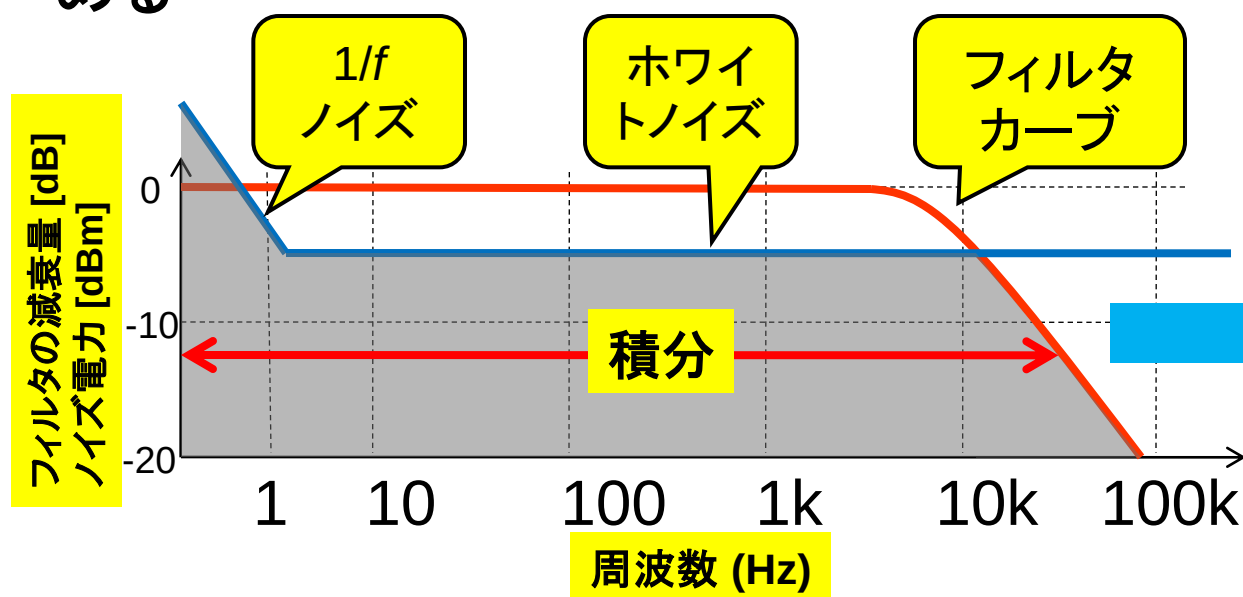
ゲイン段

入力換算計算用



フロント・エンドの全rmsノイズ量をSPICEツールで得る (1Hzあたりのノイズ密度ではなく、本来のrms値)

- ◆この積分は難しいのでMultisimを活用して全積分ノイズ量を求める



全rmsノイズ量はノイズ電カスペクトルを周波数領域で積分したもの

Multsimを使えば全ノイズ量を簡単に求められる

ノイズ解析

解析パラメータ

入力ノイズ基準ソース:

V1

フィルタを変更

出力ノード:

V(2)

フィルタを変更

リファレンスノード:

V(0)

フィルタを変更

詳細オプション

☐ パワースペクトル密度曲線を計算

☒ ノイズの合計値を計算

「ノイズの合計値
を計算」ラジオ・
ボタンを選択

全rmsノイズ量
 $\sqrt{(97 \times 10^{12})}$
= 9.8uV rms

グラフ表示

ファイル 編集 表示 グラフ トレース



ノイズ解析

NoiseAD797

Integrated Noise - V² or A²

ノイズ解析		
1	onoise_total	97.27228 p

選択されたダイアグラム: Integrated Noise - V² or A²

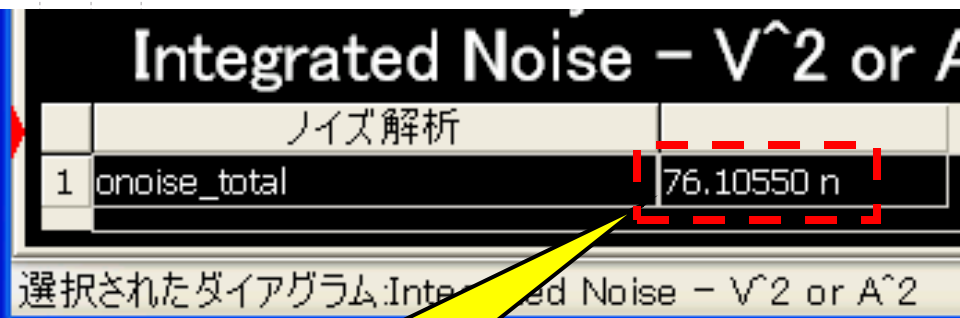
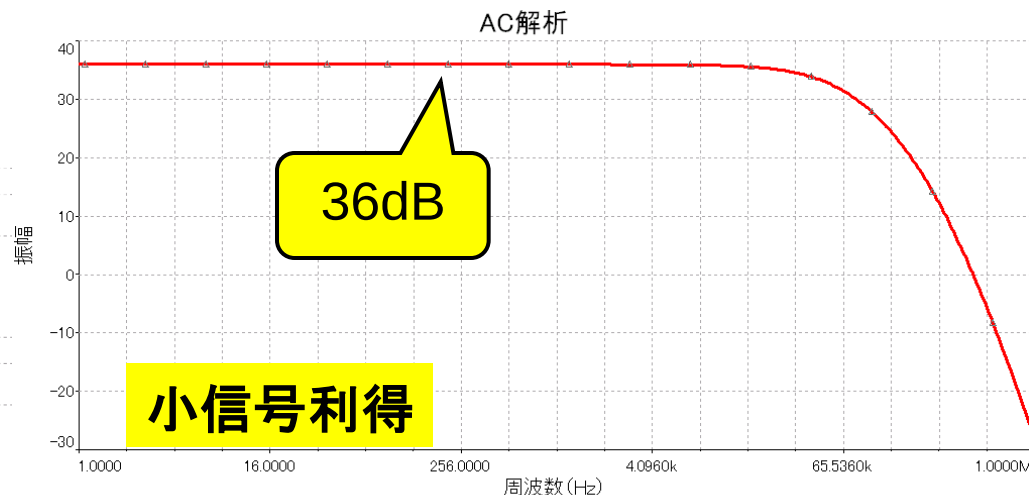
シミュレーション結果

Noise Spectral Density Curves - (V² or A²)/Hz

ノイズスペクトル密度

出力ノイズ

入力換算ノイズ 20nV/√Hz
(R 10kΩ = 12.9nV/√Hz)



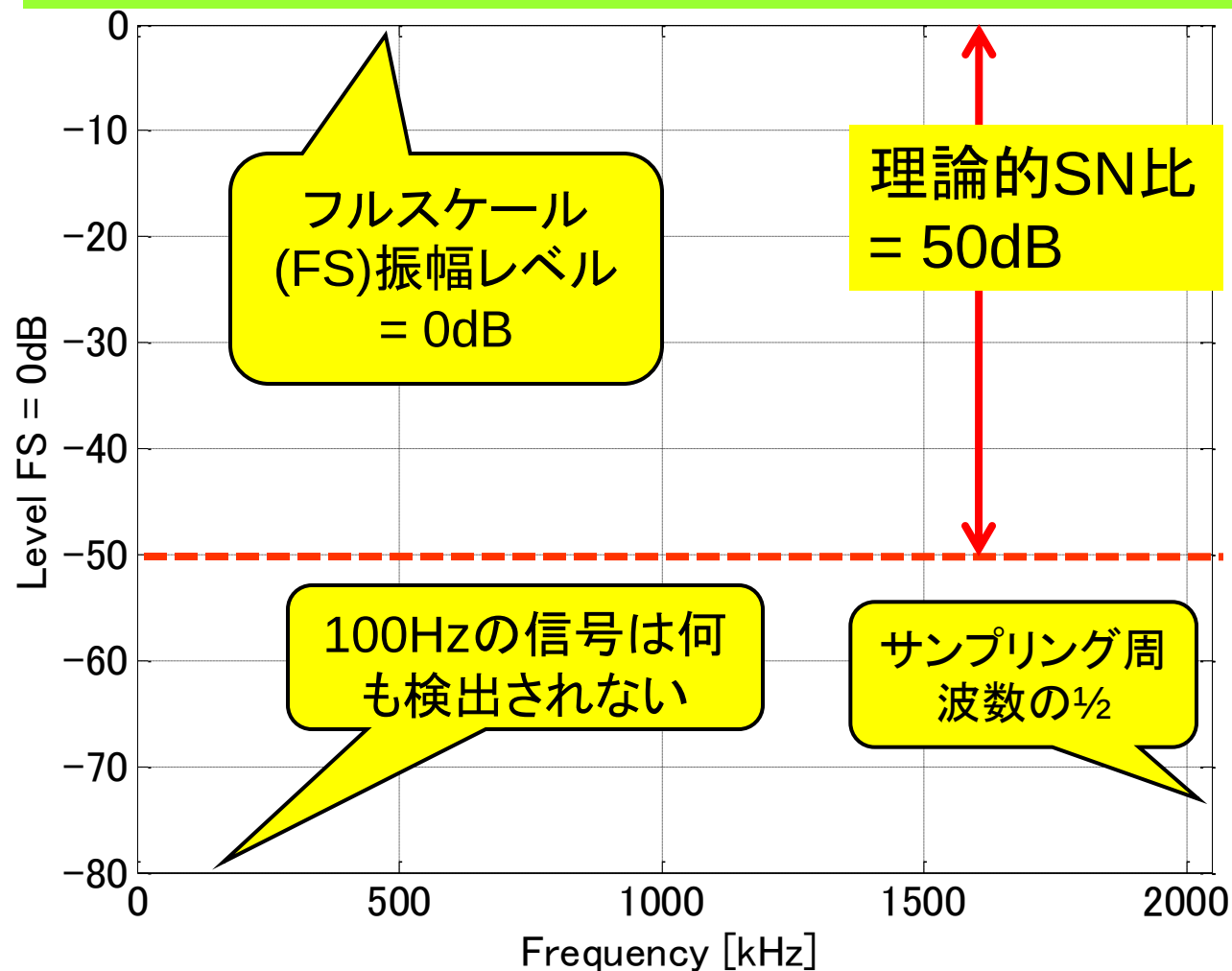
全rmsノイズ量
 $\sqrt{(76 \cdot 10^{-9})} =$
276uV rms

3dB
の差異

ADC (AD7276) 入力換算ノイズ = **392uV rms**

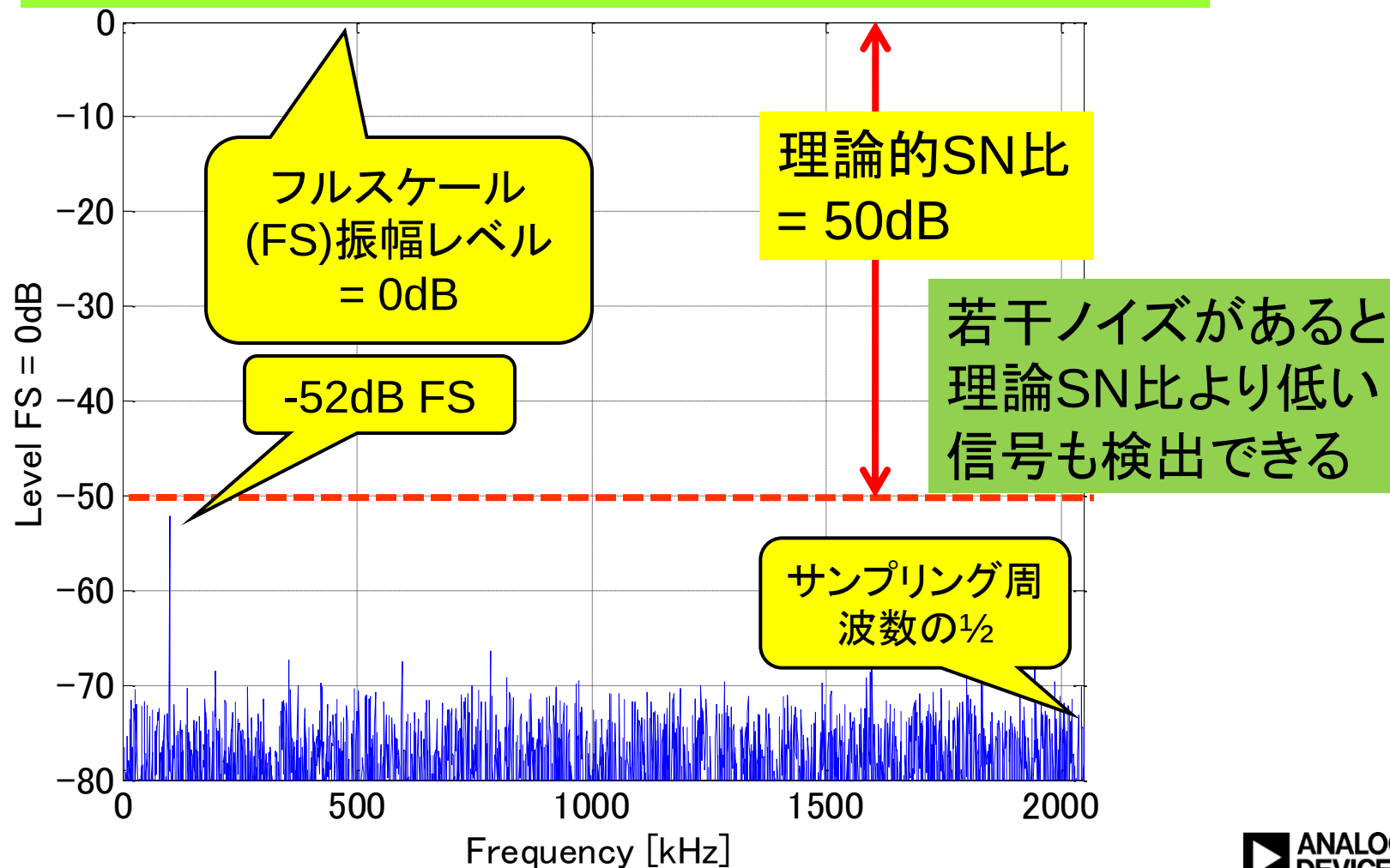
ADC入力で低ノイズであれば良いのか？

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



ADC入力で低ノイズであれば良いのか？(つづき)

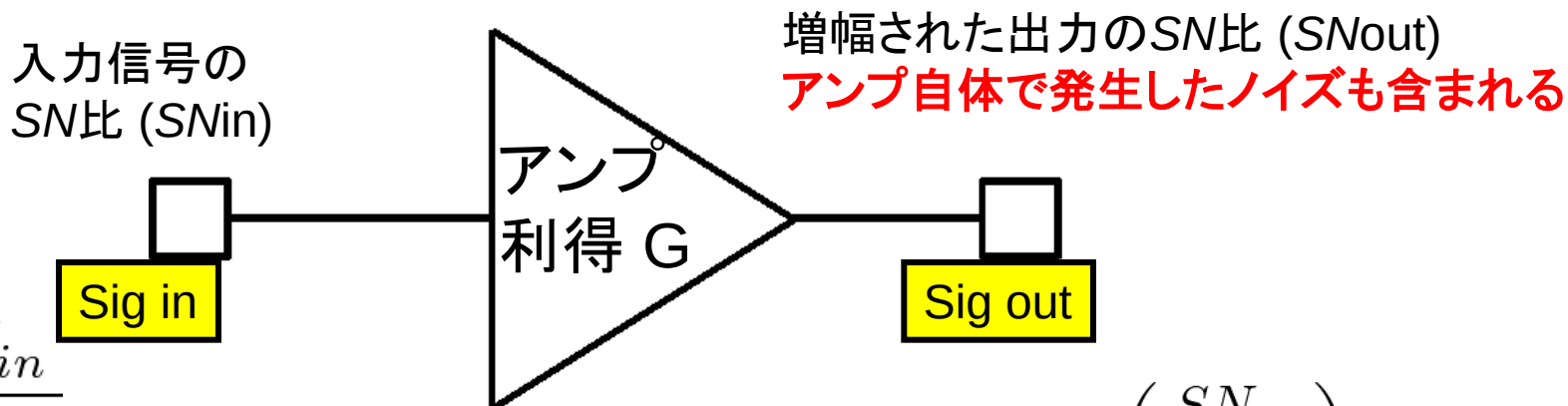
8 bit ADC $f = 100\text{Hz}$; **0.64 LSB p-p** (-52dB FS)の**正弦波**
 $V_{\text{rms}} = 0.5 \text{ LSB}$ のノイズが加えられた場合





6. カスケード接続と**NF**の考え方

ローノイズ回路で使われる**Noise Figure, NF**（電力で計算する）



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

$$F = \frac{S_i}{S_o} \cdot \frac{N_o}{N_i} = \frac{N_o}{GN_i}$$

$$N_o = G(N_i + N_{add})$$

$$F = \frac{N_i + N_{add}}{N_i}$$

$$NF = 10 \times \log_{10} \left(\frac{SN_{in}}{SN_{out}} \right) [\text{dB}]$$

N_{add} = アンプの入力換算ノイズ

NFは大体 dB値に変換され表記される

信号源抵抗とNF

アンプの入力インピーダンス Z_{IN} が高く、 N_{add} が一定であれば

※ここでは説明を簡略にするためにこのように仮定

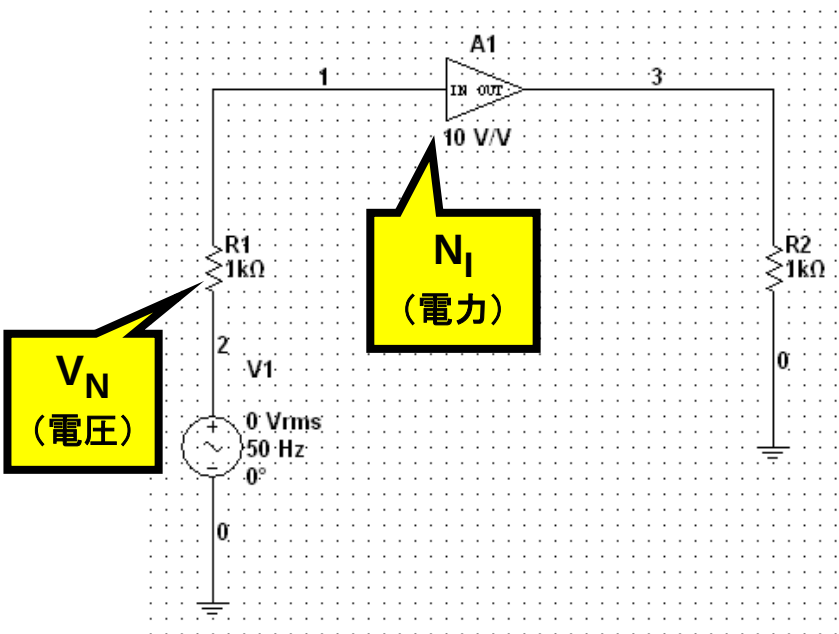
(実際は信号源抵抗 R と Z_{IN} の関係になる)

- NF は N_i (つまり信号源抵抗 R) が高い方がよくなる
- 信号源抵抗 R の高低で同じ NF なら、高い方がノイズ自体は大きい

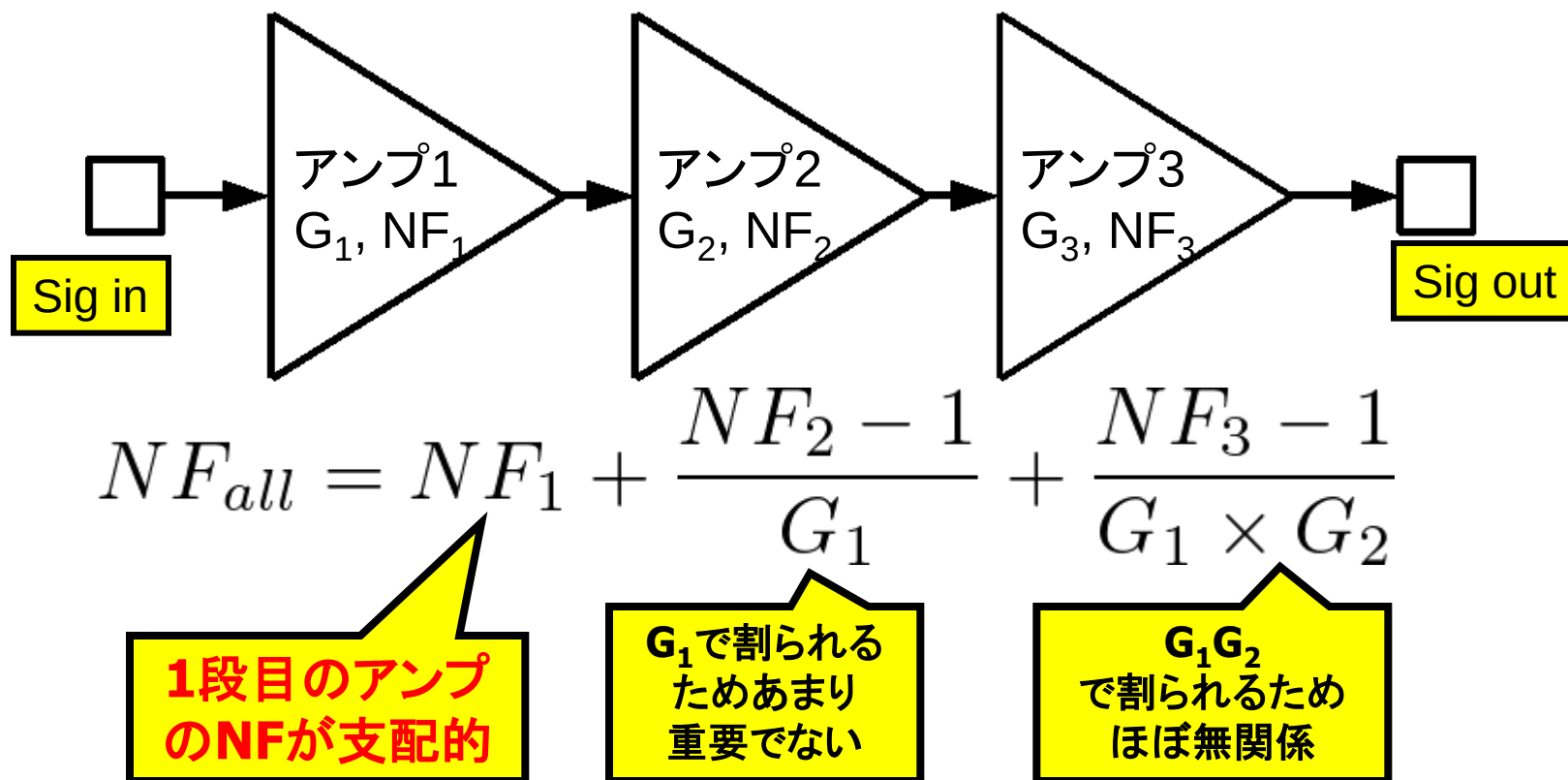
$$F = \frac{N_i + N_{add}}{N_i}$$

$$V_N = \sqrt{4kTR(B)}$$

$$N_i = \left(\frac{Z_{IN} \cdot V_N}{R + Z_{IN}} \right)^2 \bigg|_{Z_{IN}=\infty} = V_N^2$$



従属接続の場合は初段のアンプが一番重要



利得Gは電力利得 = (電圧利得)²
 入出カインピーダンスが等しくない場合は計算は複雑



7. まとめ

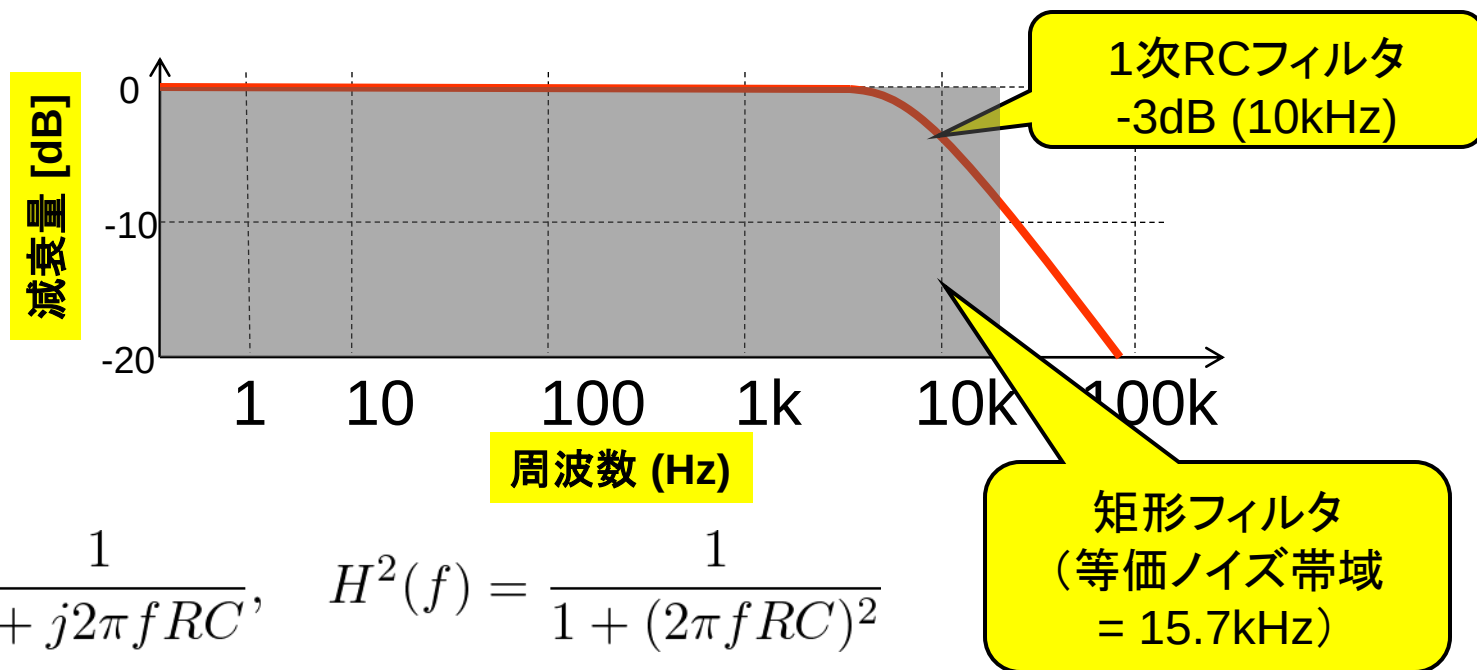


まとめ

- ◆ 抵抗素子は熱ノイズ源である
 - 複数のノイズ源の合成はRoot Sum Square (RSS)の計算でおこなう
 - 帯域を広くするとノイズが増える(適切に帯域制限する)
- ◆ SPICEツールのノイズ・シミュレーションで、各素子が出力に与えるノイズの影響を予測できる
 - `onnoise_rr1`などで個別素子の影響度がわかる
 - V^2 (二乗)で表示されるので変換に注意
 - 信号源インピーダンスに適したノイズ特性のOPアンプを選定
- ◆ 全rmsノイズ量を得るのは難しいのでSPICEツールの機能を有効に活用する

1次RCフィルタの等価ノイズ帯域(矩形フィルタ相当に変換する。しかし**SPICE**ツールで簡単に答えが出る)

◆1次RCフィルタの等価ノイズ帯域 = $1.57 \times f @ -3\text{dB}$



$$H(f) = \frac{1}{1 + j2\pi fRC}, \quad H^2(f) = \frac{1}{1 + (2\pi fRC)^2}$$

$$P_N = \int [H(f) \times V_n(f)]^2 \Big|_{V_n(f)=1} df = \int_0^\infty \frac{1}{1 + (2\pi fRC)^2} df$$
$$= \frac{1}{2\pi RC} \left| \tan^{-1}(2\pi fRC) \right|_0^\infty = \frac{1}{2\pi RC} \cdot \frac{\pi}{2}$$

1.57

