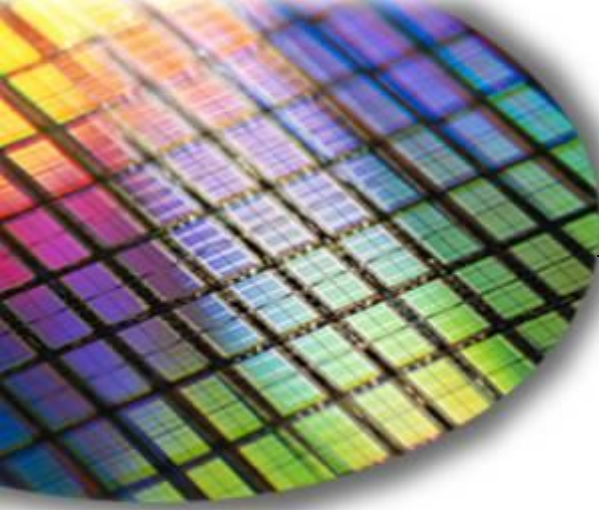




The World Leader in High Performance Signal Processing Solutions



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1 【基礎編】

アナログ・デバイセズ株式会社
石井 聡



アジェンダ

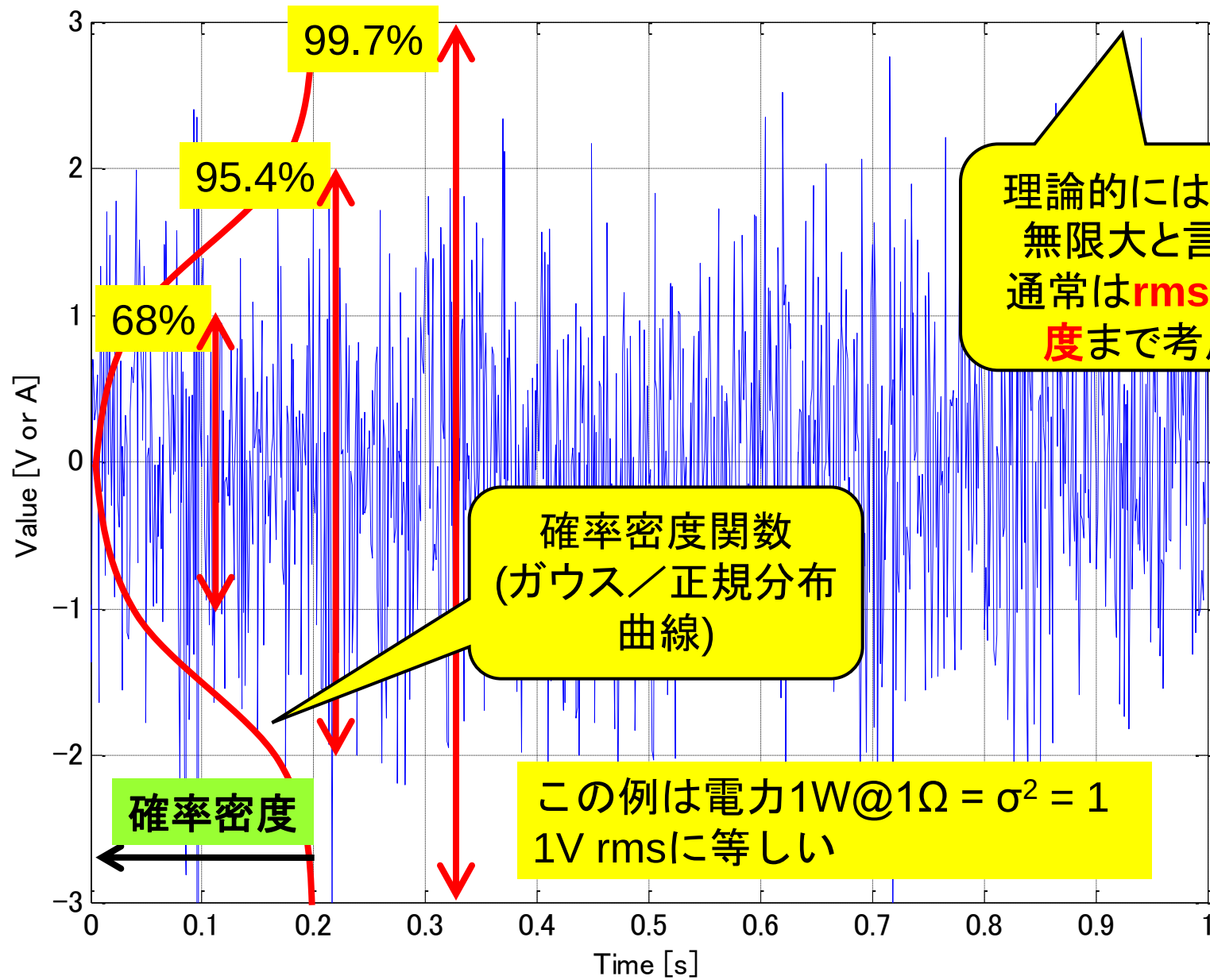
1. ホワイト・ノイズのモデルと理論
2. 基本的なノイズ・シミュレーション
3. OPアンプのノイズ・モデルを考える
4. OPアンプのノイズ・モデルから入力換算ノイズを計算する
5. OPアンプのノイズ・ゲインの考え方
6. まとめ



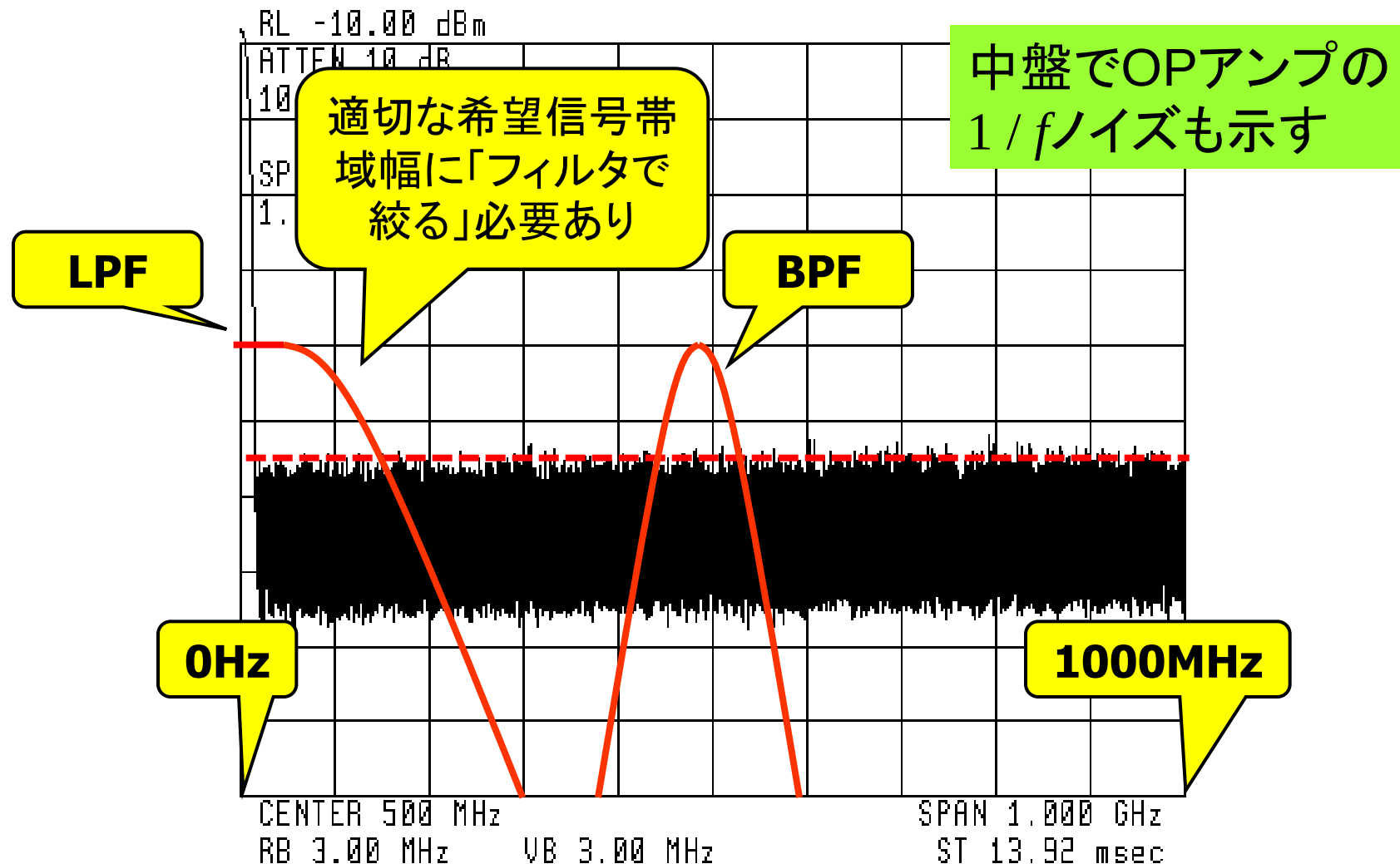
その2【実践編】も 是非ご覧ください

1. ホワイト・ノイズのモデルと理論

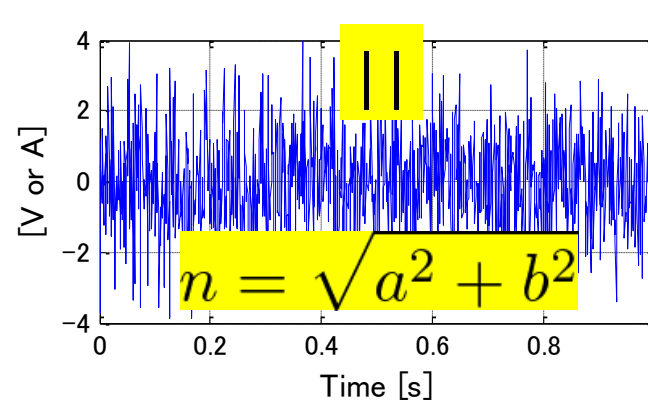
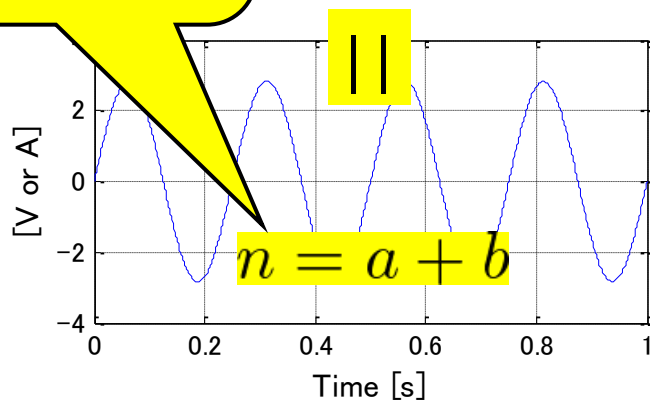
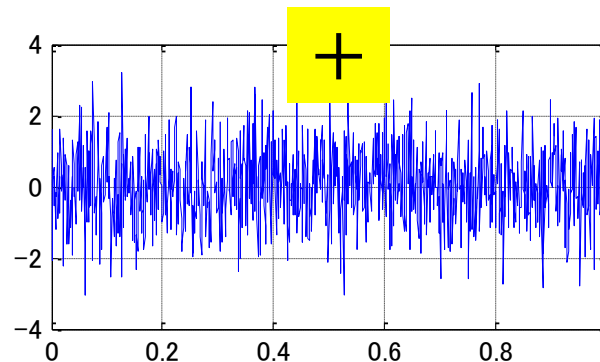
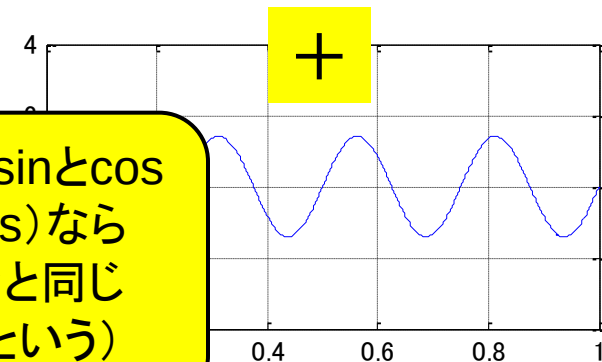
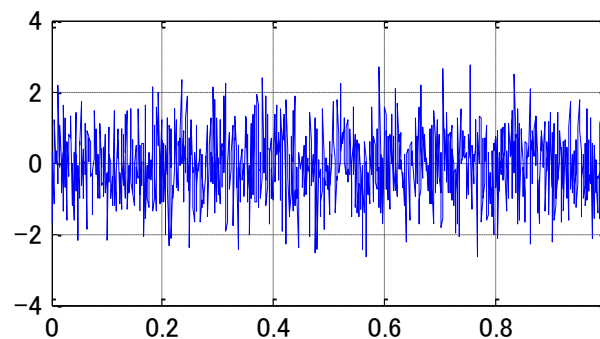
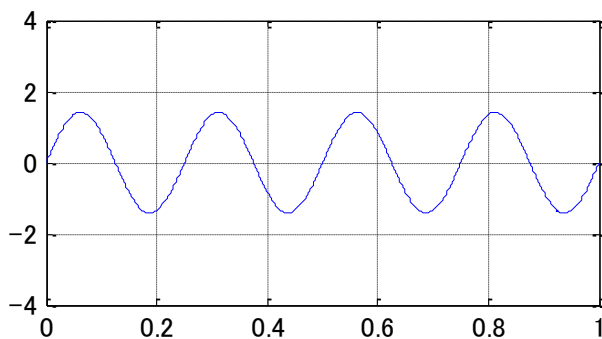
ホワイト・ノイズ



ホワイト・ノイズは周波数によらずレベルが一定



ノイズのレベルは電力での足し算



もし信号がsinとcos
(sin + cos)なら
右の場合と同じ
(非相関という)

抵抗の熱ノイズモデル。その電力と電圧(1Hzあたり)

$$P_N = kT(B)$$

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

$$P = \frac{V_N^2}{4R}$$

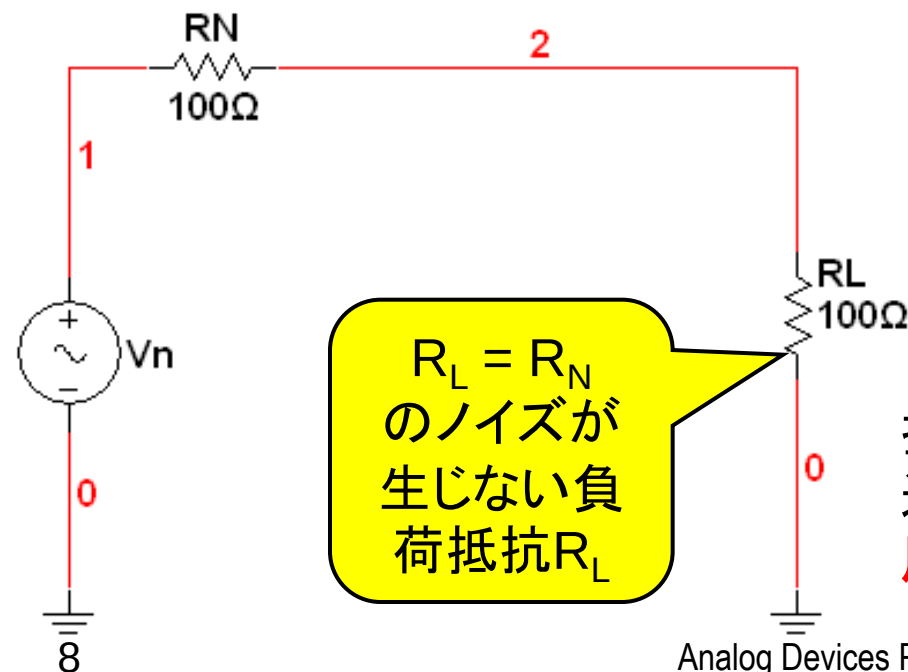
√Bなので
nV/√Hz

一例: 100Ωの
金属被膜抵抗
(高精度でもある)

熱(サーマル)ノイズは
ホワイト・ノイズ
(ジョンソン・ノイズとも呼ぶ)

$R_L = R_N$
のノイズが
生じない負
荷抵抗 R_L

抵抗の種類によると(たとえば炭素被膜抵抗)
過剰なノイズが生じることがある。**ローノイズ
用途では金属被膜抵抗**を使用する



抵抗の熱ノイズ電力と電圧(1HzとB [Hz]あたり)

◆ k (ボルツマン定数) = $1.38065 \times 10^{-23} \text{m}^2 \text{kg s}^{-2} \text{K}^{-1}$

◆ $P_N = kT = 4.142 \times 10^{-21} [\text{W/Hz}] = -174 \text{dBm/Hz}$

◆ $T = 27^\circ \text{C}$ のとき

◆ $V_N = \sqrt{(4kTR)} = (1\text{k}\Omega \text{では}) = 4.07 \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

1Hzあたりのノイズ電圧(密度)

1Hzあたりのノイズ電力(密度)

◆ B [Hz]帯域の全熱ノイズ量は $P = P_N \times B$, $V = V_N \times \sqrt{B}$

● $B = 10\text{kHz}$ 帯域 $\Rightarrow P_N = -134 \text{dBm}$ (10000倍 = +40dB)

● $B = 10\text{kHz}$, @ $1\text{k}\Omega \Rightarrow V_N = 407 \text{nV}$ ($\sqrt{10000}$ 倍 = 100倍)

◆ @ 100Ω $1.287 \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \Rightarrow 128.7 \text{nV}$ @ $B = 10\text{kHz}$

◆ @ $10\text{k}\Omega$ $12.87 \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \Rightarrow 1.287 \mu\text{V}$ @ $B = 10\text{kHz}$

1000倍すれば1mV!

◆ 1次LPFでは $B = 1.57 \times f_{@ -3\text{dB}}$ に相当する

● 1次LPFを矩形フィルタ相当に換算する(実践編のスライドで説明)

並列接続抵抗の熱ノイズ電圧の計算例(1Hzあたり)

◆ $R1 = R2 = 1k\Omega$ だとすると...

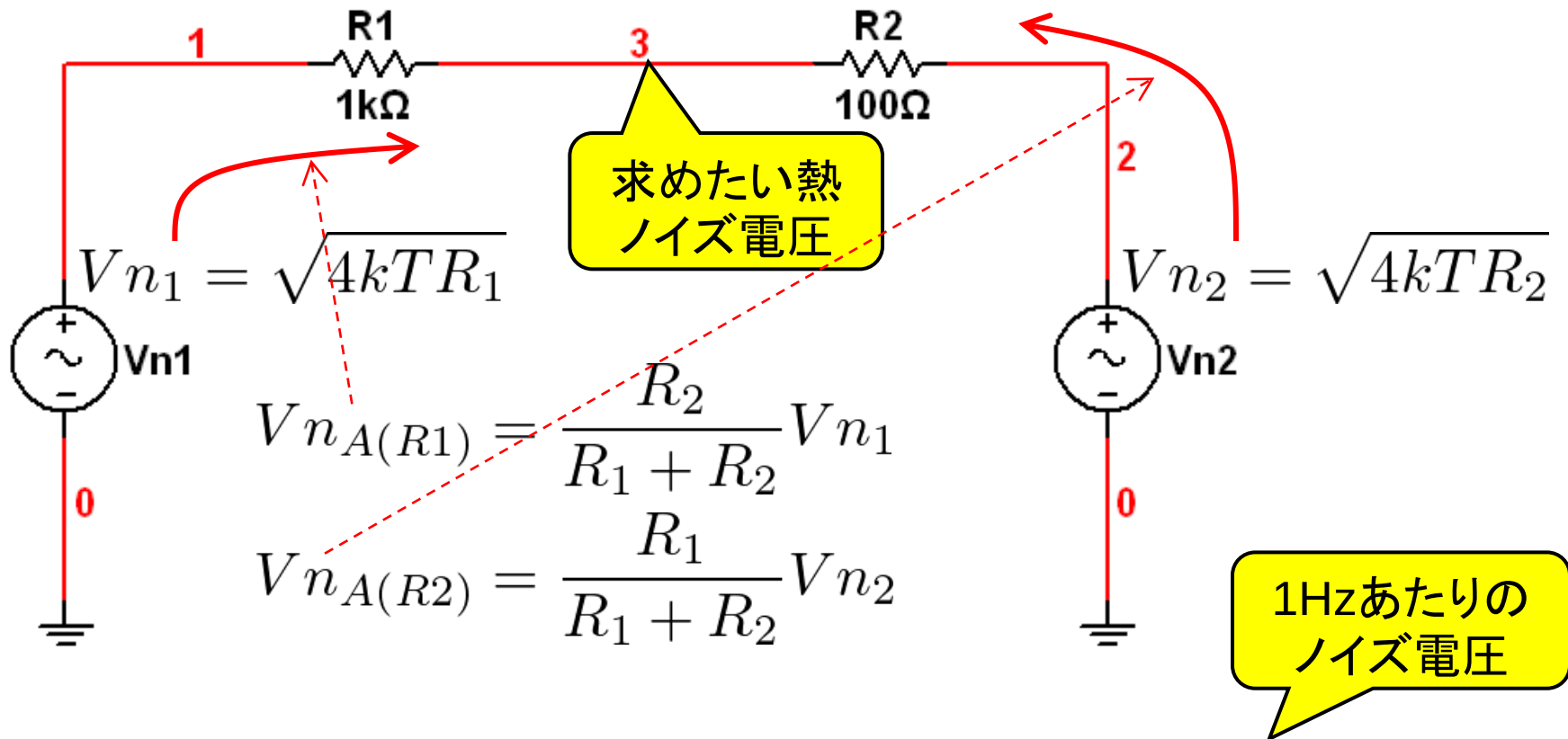
- それぞれの抵抗の1Hzあたりの熱ノイズ電圧は $\sqrt{4 kTR} = 4.07nV/\sqrt{Hz}$
- 並列 $R1 // R2$ 全体の1Hzあたりの熱ノイズ電圧は足し算の $8.14nV/\sqrt{Hz}$ ではなく

$$\sqrt{\left(\frac{1}{1+1}4.07\right)^2 + \left(\frac{1}{1+1}4.07\right)^2} = 2.88$$

- これは 500Ω の抵抗の熱ノイズ電圧と等しい

◆ $R1 // R2 = 1k // 1k = 500\Omega$

並列接続抵抗の熱ノイズ電圧の考え方(1Hzあたり)



ノイズ電圧の計算は「自乗して足し算してルートを取る」“Root Sum Square,” RSSで計算する。これは「電力の足し算」であるから。

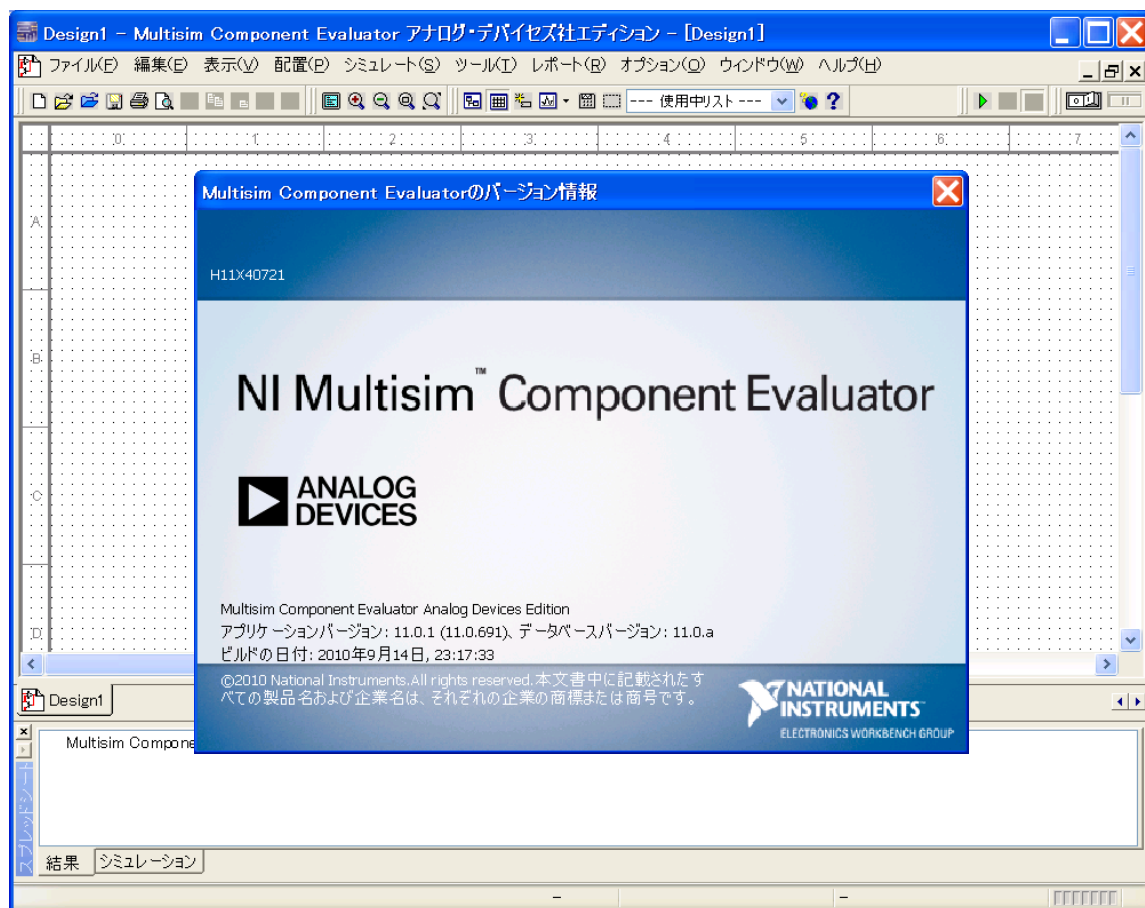


2. 基本的なノイズ・シミュレーション

シミュレーションでのノイズの考え方を理解する

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

NI Multisim

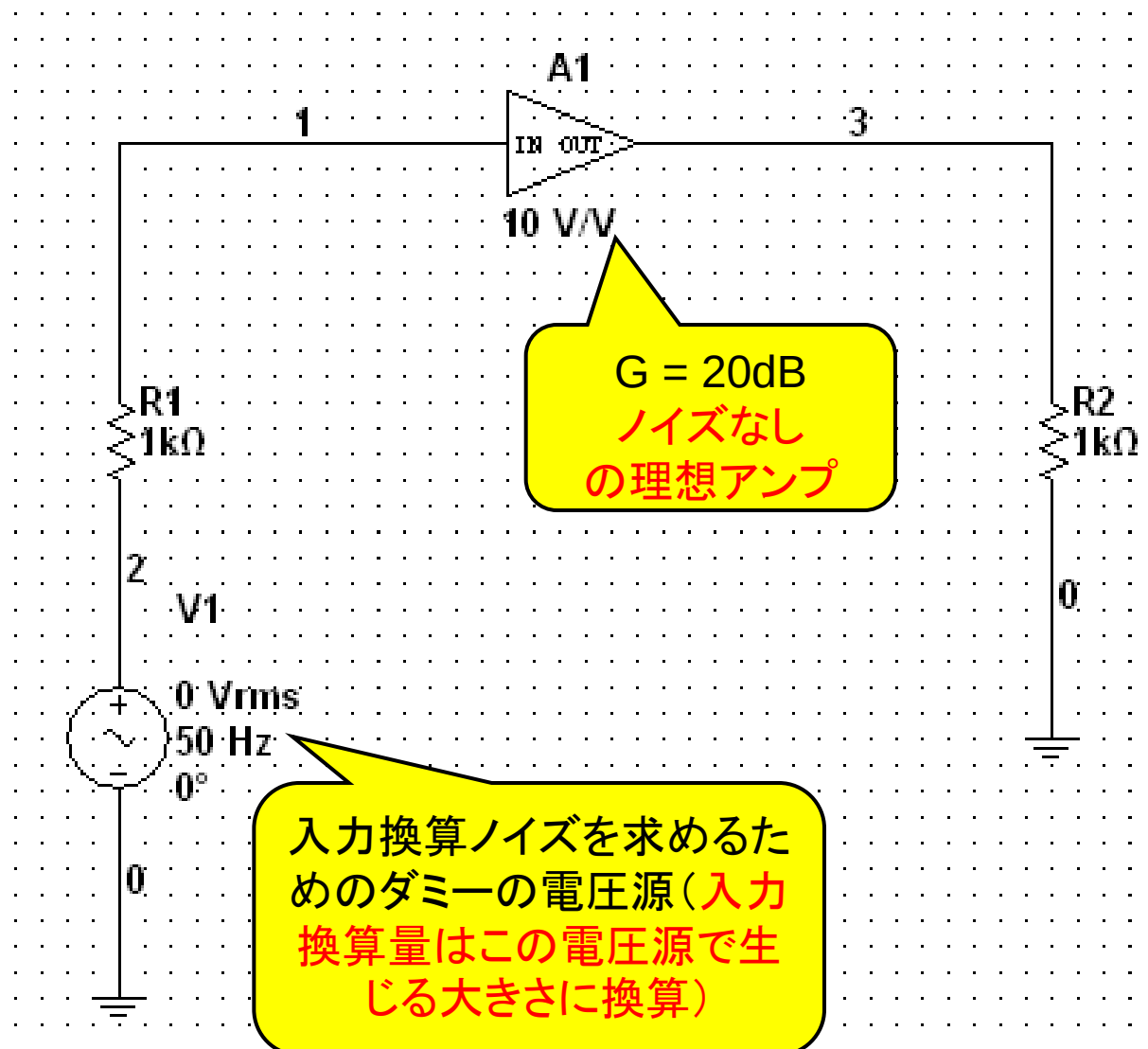
弊社サイトで検索
してみてください



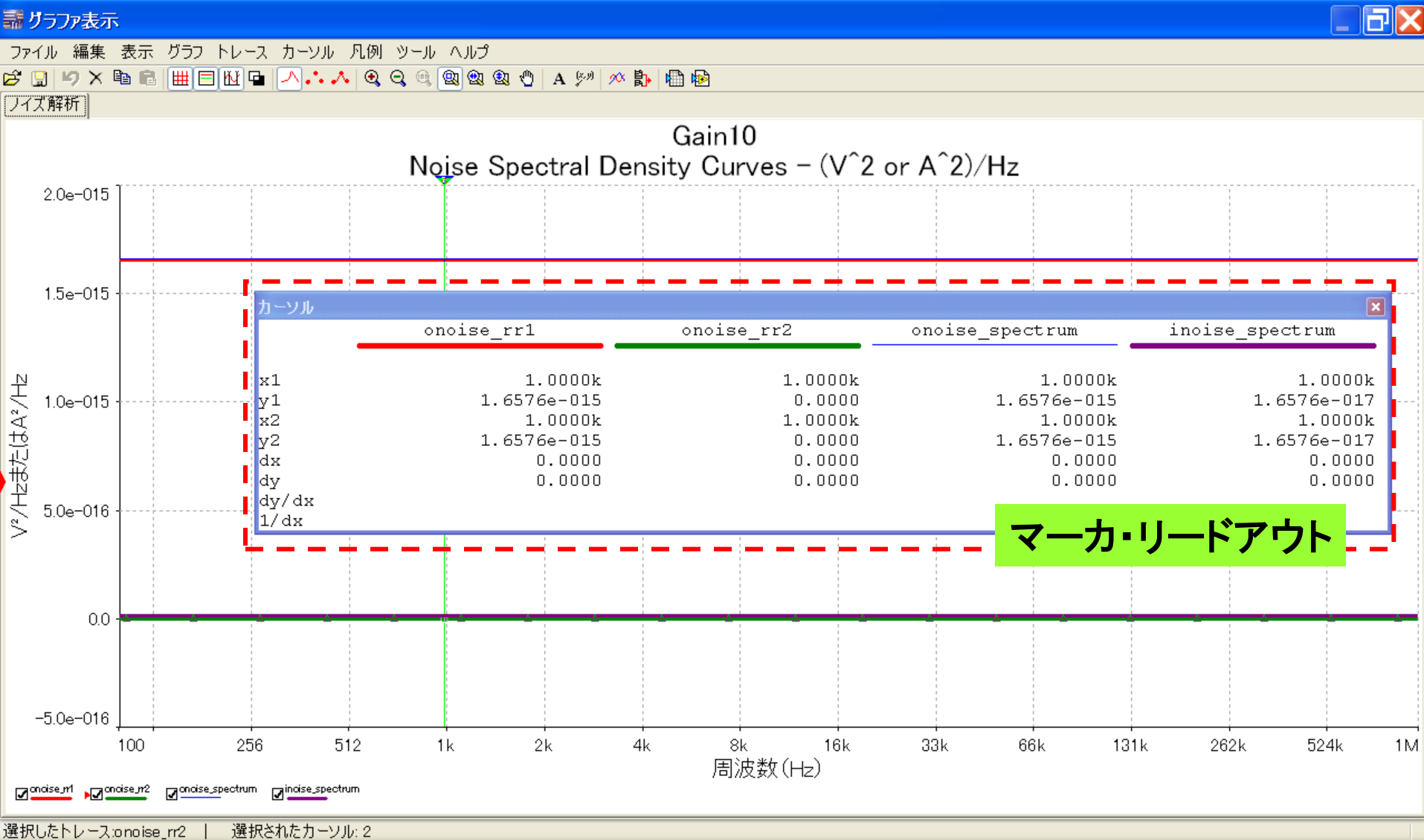
使用する**SPICE**シミュレータについて(つづき)

- ◆他のSPICEシミュレータも(画面上での見え方は異なるが)考え方や変数名はすべて同じ
 - onnoise_rr1** : 抵抗r1による出力ノイズ
 - onnoise_spectrum** : 出力での全ノイズ
 - inoise_spectrum** : 入力換算ノイズ(V_{in} 換算)
 - それぞれ1Hzあたり、かつ **V^2 (自乗値)**で表示される

R1, R2の熱ノイズをMultisimでシミュレーション

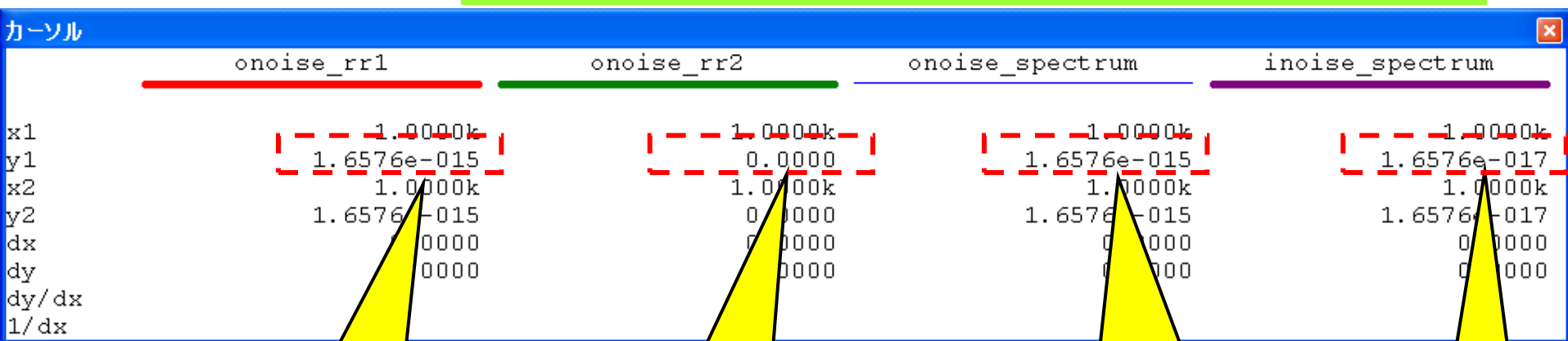


R1, R2の熱ノイズ・シミュレーション結果



R1, R2のノイズ・レベルのマーカ・リードアウト

1Hzあたり。大きさは V^2 (ノイズ電圧の二乗)で表記なので、実際の大きさはルートを取る



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

V1換算量

$$\sqrt{(1.66E-15)}$$

$$V = 40.7\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$G = 10$$

$$V = 0\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}!$$

なぜなら $R_{out} = 0$

$$\sqrt{(1.66E-15)}$$

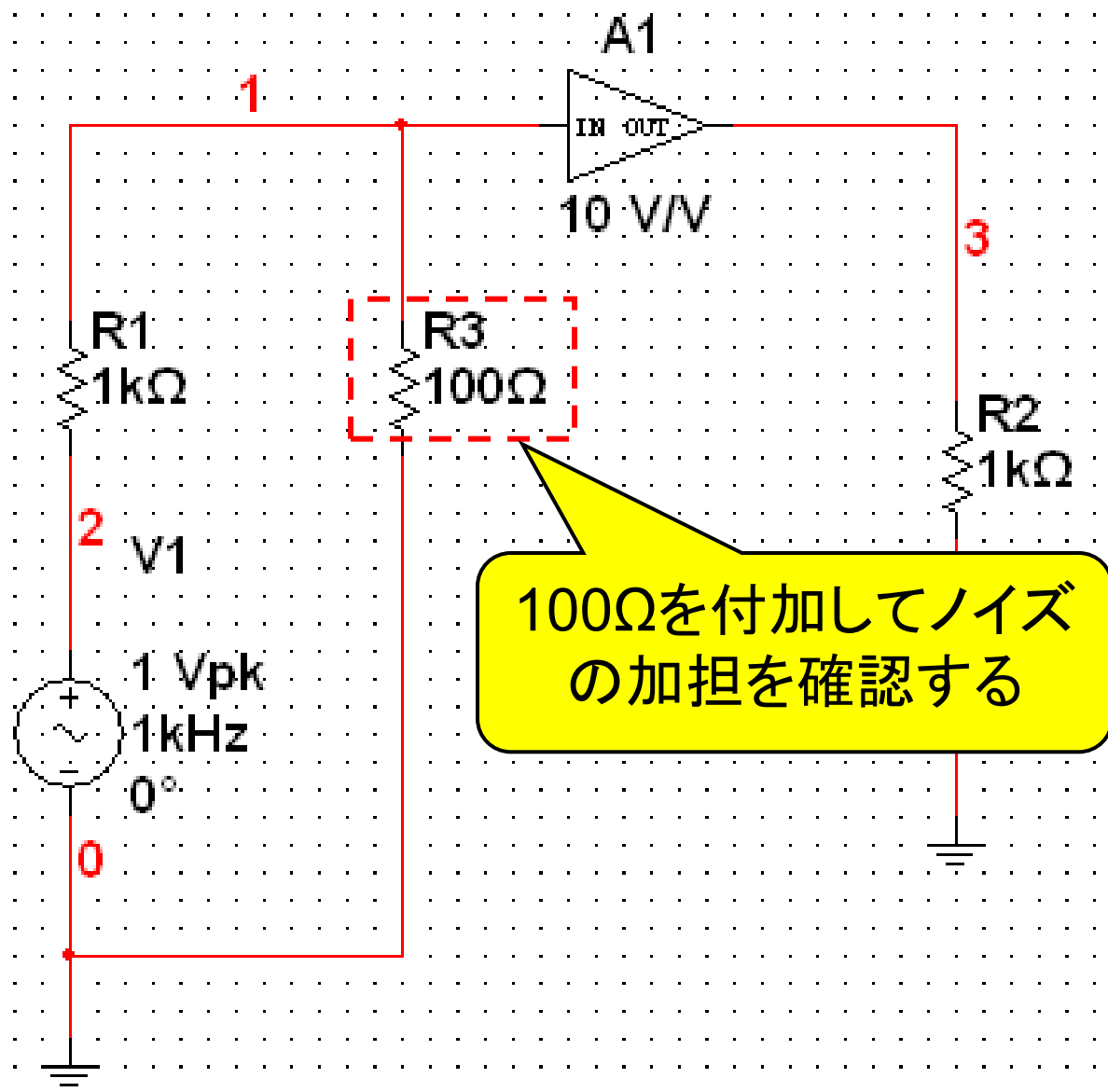
$$V = 40.7\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$G = 10$$

$$\sqrt{(1.66E-17)}$$

$$V = 4.07\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

R3 = 100Ωを付加してみる



R3付加時のR1, R3のマーカ・リードアウト

カーソル

	onoise_rr1	onoise_spectrum	inoise_spectrum	onoise_rr3
x1	1.0001k	1.0001k	1.0001k	1.0001k
y1	1.3699e-017	1.5069e-016	1.8233e-016	1.3699e-016
x2	1.0001k	1.0001k	1.0001k	1.0001k
y2	1.3699e-017	1.5069e-016	1.8233e-016	1.3699e-016
dx	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
dy	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
dy/dx				
1/dx				

onoise_rr1

R1から出力に現れるノイズ

onoise_rr3

R3から出力に現れるノイズ

onoise_spectrum

出力での全ノイズ

inoise_spectrum

V1換算量

$$V = 11.7\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$10 \times 1.29\text{nV} \times 1\text{k}/(1\text{k} + 100)$$

(100Ωの熱ノイズ = 1.29nV)

$$V = 13.5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

V1を100/(1k + 100)で分圧し、10倍するとonoiseが得られる。これはもともとのV1の大きさ

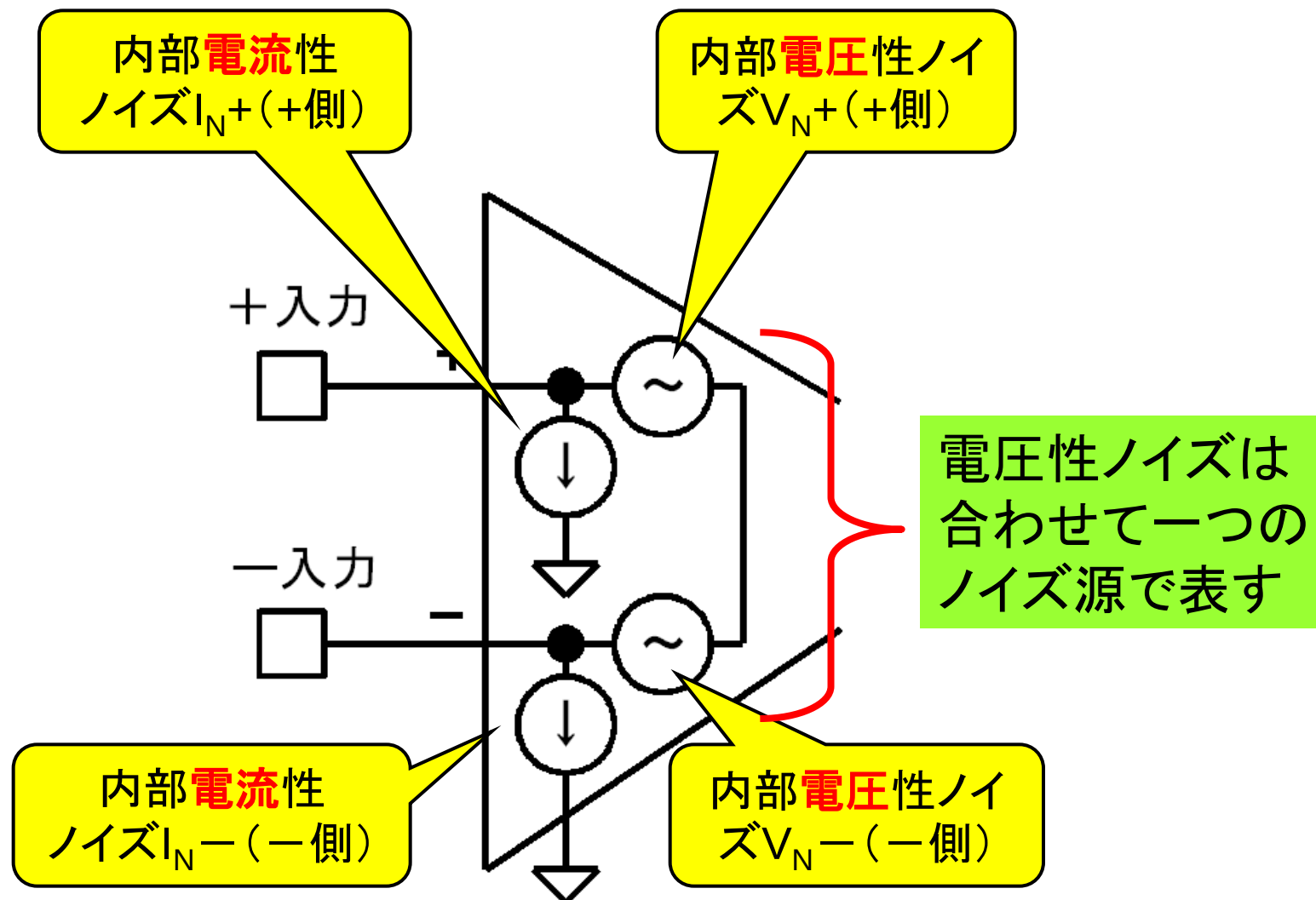
$$V = 12.3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

単一の90.9Ωの熱ノイズの10倍
 $90.9\Omega = 1\text{k}\Omega // 100\Omega$

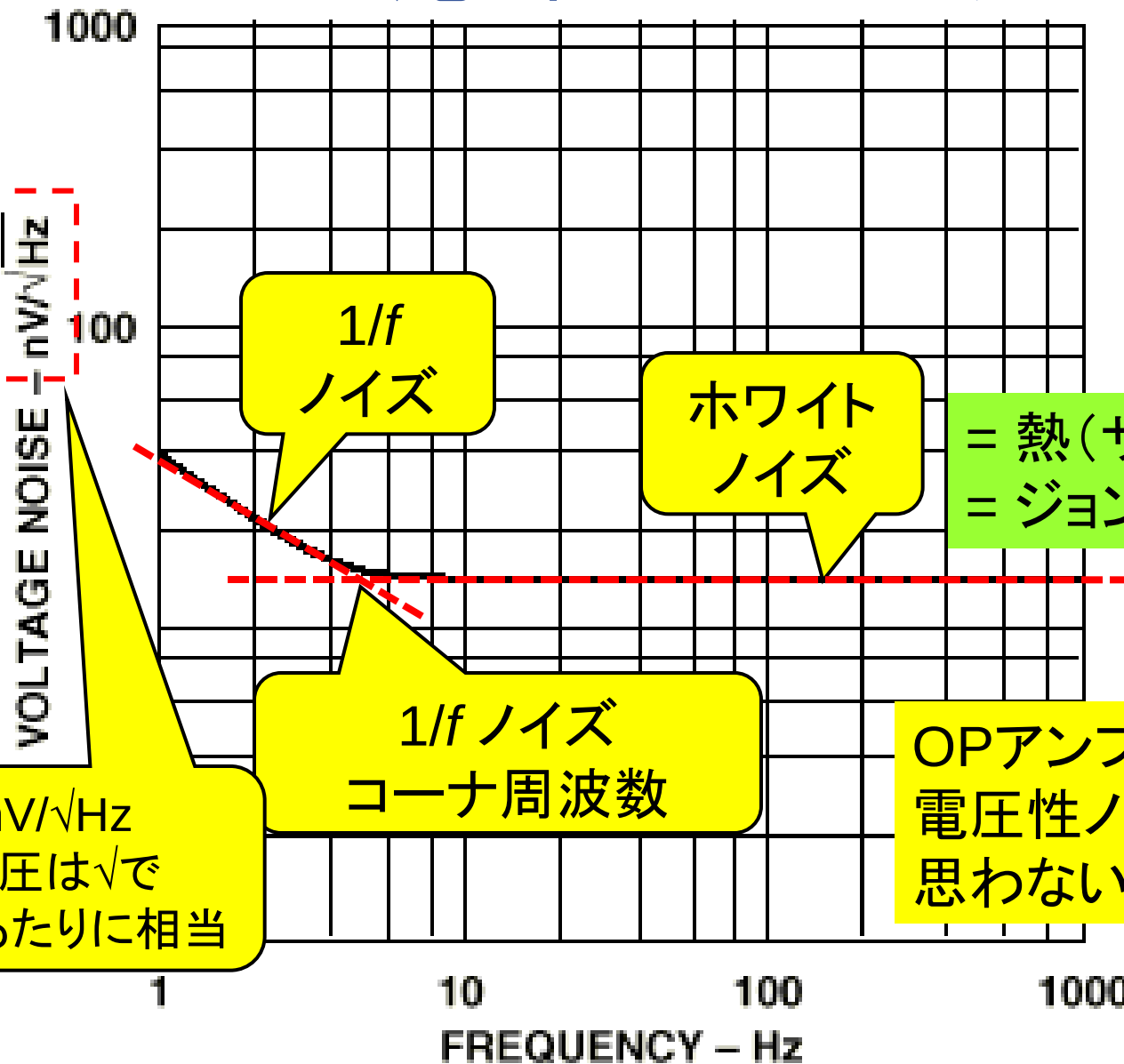


3. OPアンプのノイズ・モデルを考える

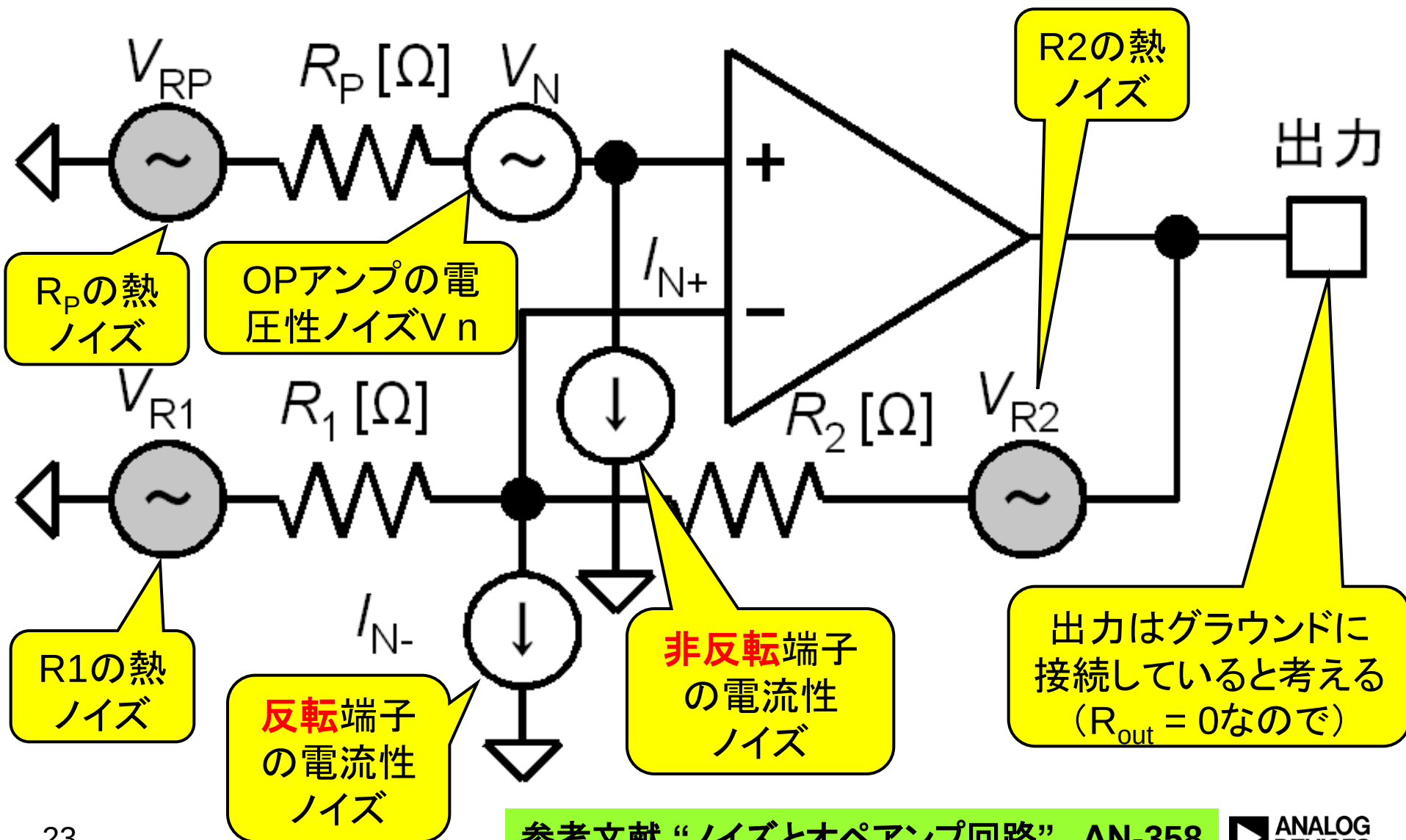
OPアンプ内部のノイズ・モデル(1/fノイズ増分もある！)



OPアンプのノイズ(電圧性ノイズのスペクトル密度)



回路としてのノイズ・モデル



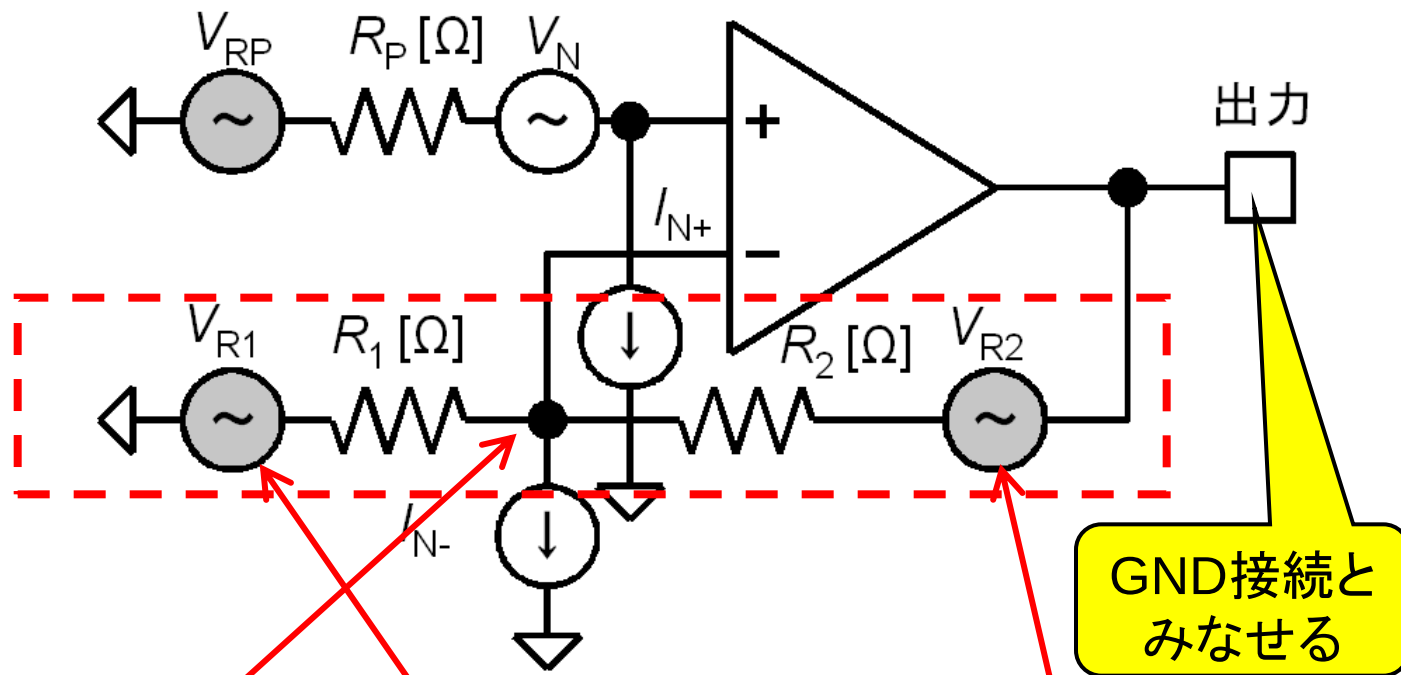


4. OPアンプのノイズ・モデル から入力換算ノイズを計算する

回路全体のノイズを「入力換算として」計算する

【1】R1とR2の合成熱ノイズ電圧(1Hzあたり)を計算

- OPアンプ出力はGND接続とみなせる(回路理論から、電圧源は $R = 0$ であるため)

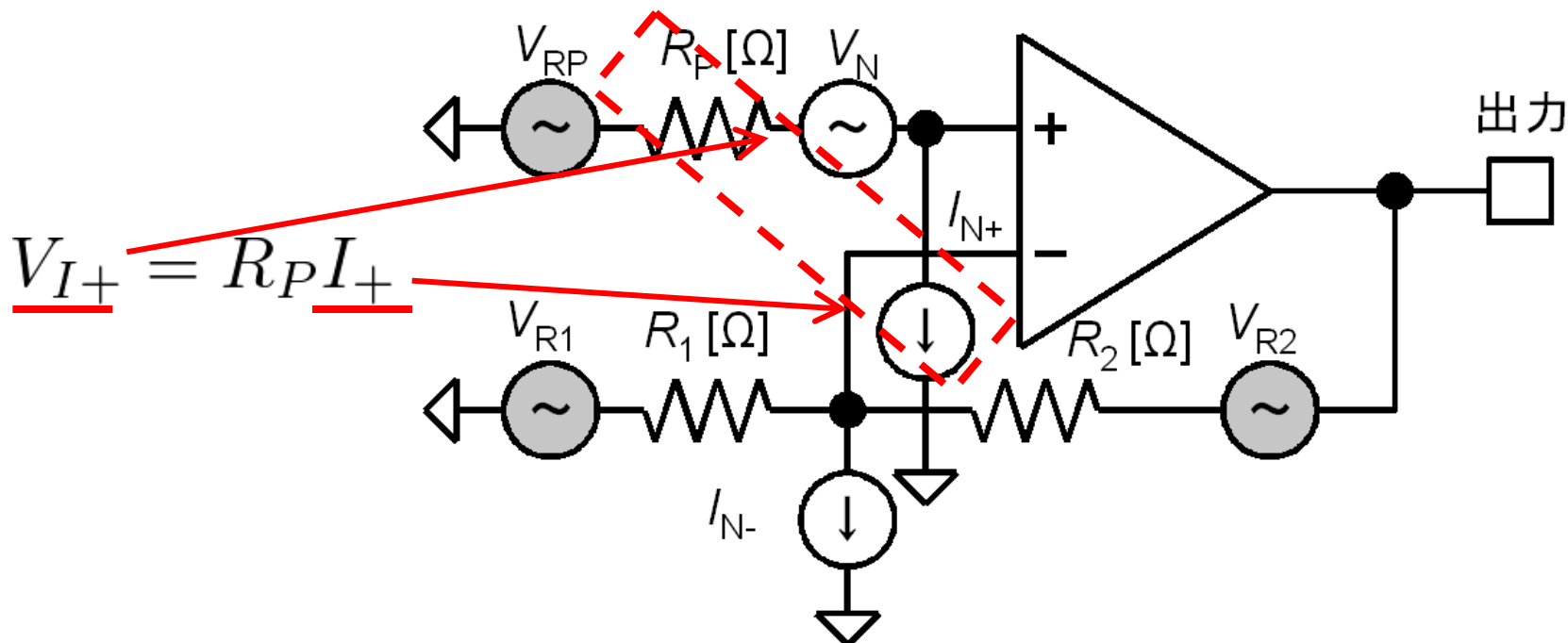


$$V_{R1\&R2} = \sqrt{\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{R1}\right)^2 + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{R2}\right)^2}$$

回路全体のノイズを「入力換算として」計算する(続き①)

【2】非反転入力端子の電流性ノイズ(1Hzあたり)

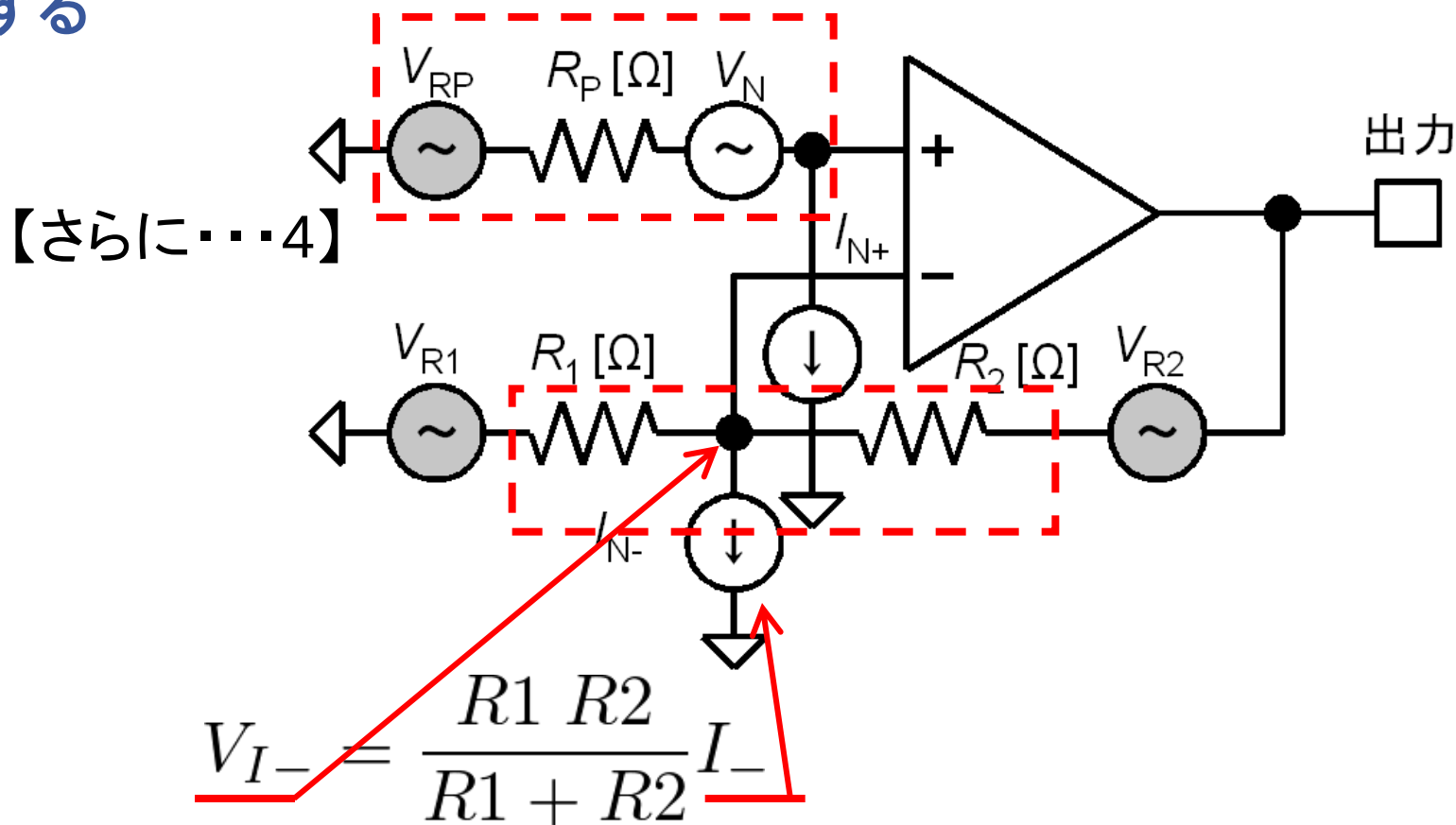
- 電流ノイズは R_P の電圧降下(電圧量)に換算する



回路全体のノイズを「入力換算として」計算する(続き②)

【3】反転入力端子の電流性ノイズ(1Hzあたり)

- 電流ノイズは $R1 \parallel R2$ 並列接続での電圧降下(電圧量)に換算する



回路全体のノイズを「入力換算として」計算する(続き③)

【4】 V_{RP} , V_N も加え、トータルの入力換算ノイズ電圧(1Hzあたり)は

$$\sqrt{\underbrace{(V_{R1\&R2}^2 + V_{I-}^2)}_{\text{反転入力端子のノイズ}} + \underbrace{(V_N^2 + V_{RP}^2 + V_{I+}^2)}_{\text{非反転入力端子のノイズ}}}$$

反転入力端子のノイズ

非反転入力
端子のノイズ

◆出力に現れるノイズは

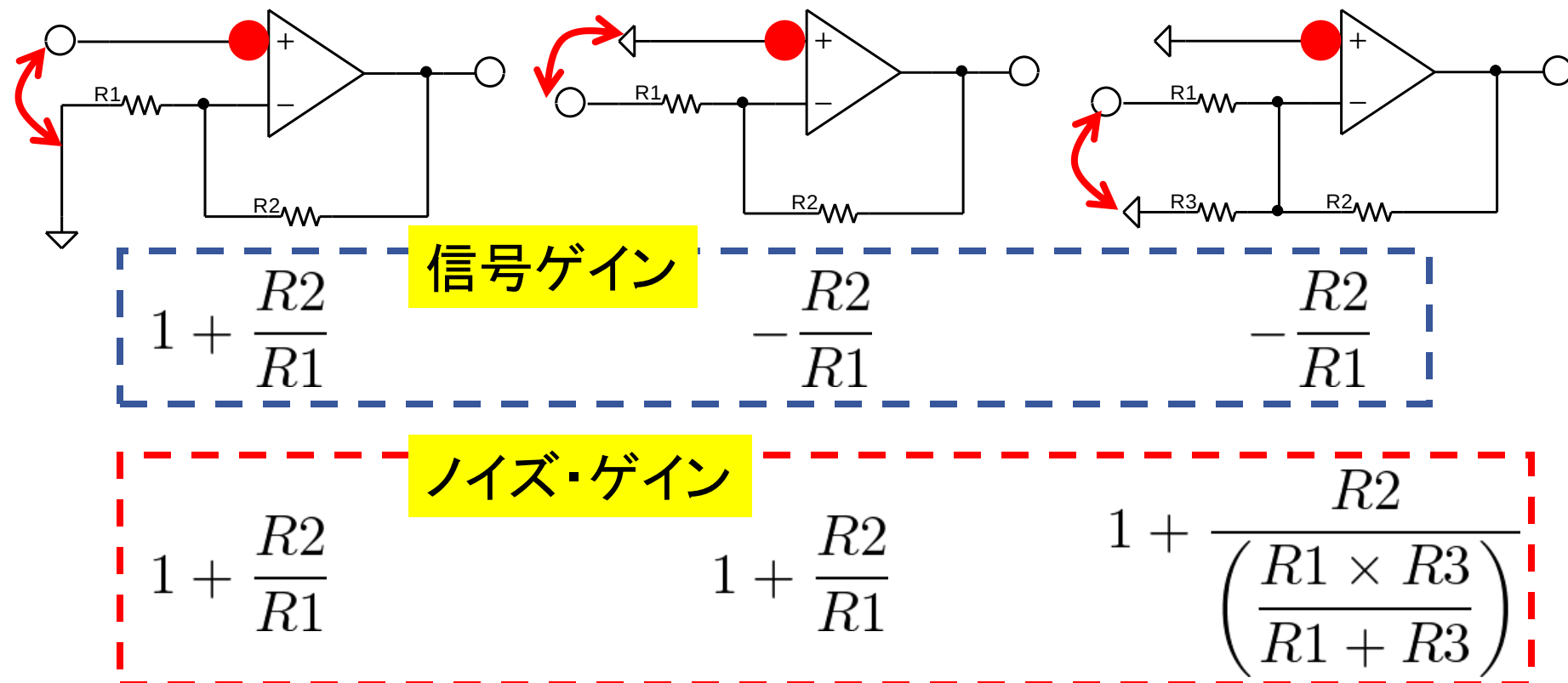
●ノイズゲイン(次のセクションで説明)倍されたもの



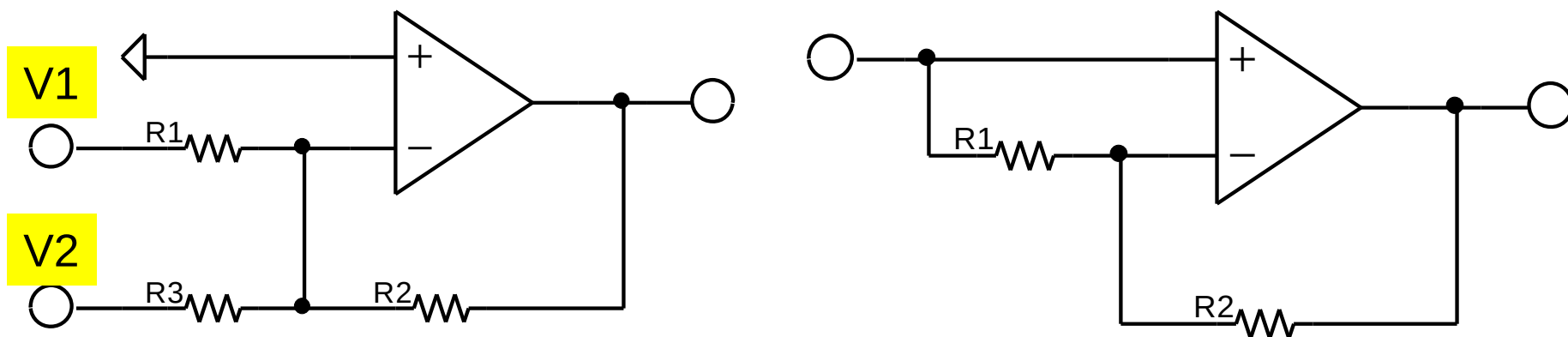
5. OPアンプのノイズ・ゲインの考え方

ノイズ・ゲインの考え方 - オフセット誤差の計算にも便利

- ◆回路を非反転アンプとして見たときの利得と等しい
- ◆ノイズ・ゲインを用いれば、出力に現れるオフセット誤差の計算も同様に可能



予期しない(気がつかない)ノイズ・ゲインの上昇



信号ゲイン

$$\frac{R2}{R1} V_1 + \frac{R2}{R3} V_2$$

1

ノイズ・ゲイン

$$1 + \frac{R2}{\left(\frac{R1 \times R3}{R1 + R3} \right)}$$

$$1 + \frac{R2}{R1}$$

入力換算ノイズから出力ノイズレベルに

◆出力に現れるノイズは

◆入力換算ノイズをノイズゲイン倍したもの

◆帯域を B [Hz]で制限した全ノイズは

- 上記で、1Hzあたりの密度が求められるので、 $\sqrt{B}$ 倍 [$\sqrt{\text{Hz}}$]すれば全ノイズ量が得られる

◆ B [Hz]は1次LPFなどを矩形フィルタ相当に換算

- 1次LPFであれば-3dB帯域の1.57倍に相当
- 詳しくは実践編のスライドで説明



6. まとめ



まとめ

- ◆ 抵抗素子は熱ノイズ源である
 - 複数の抵抗素子(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
- ◆ より実際の話は実践編で！

