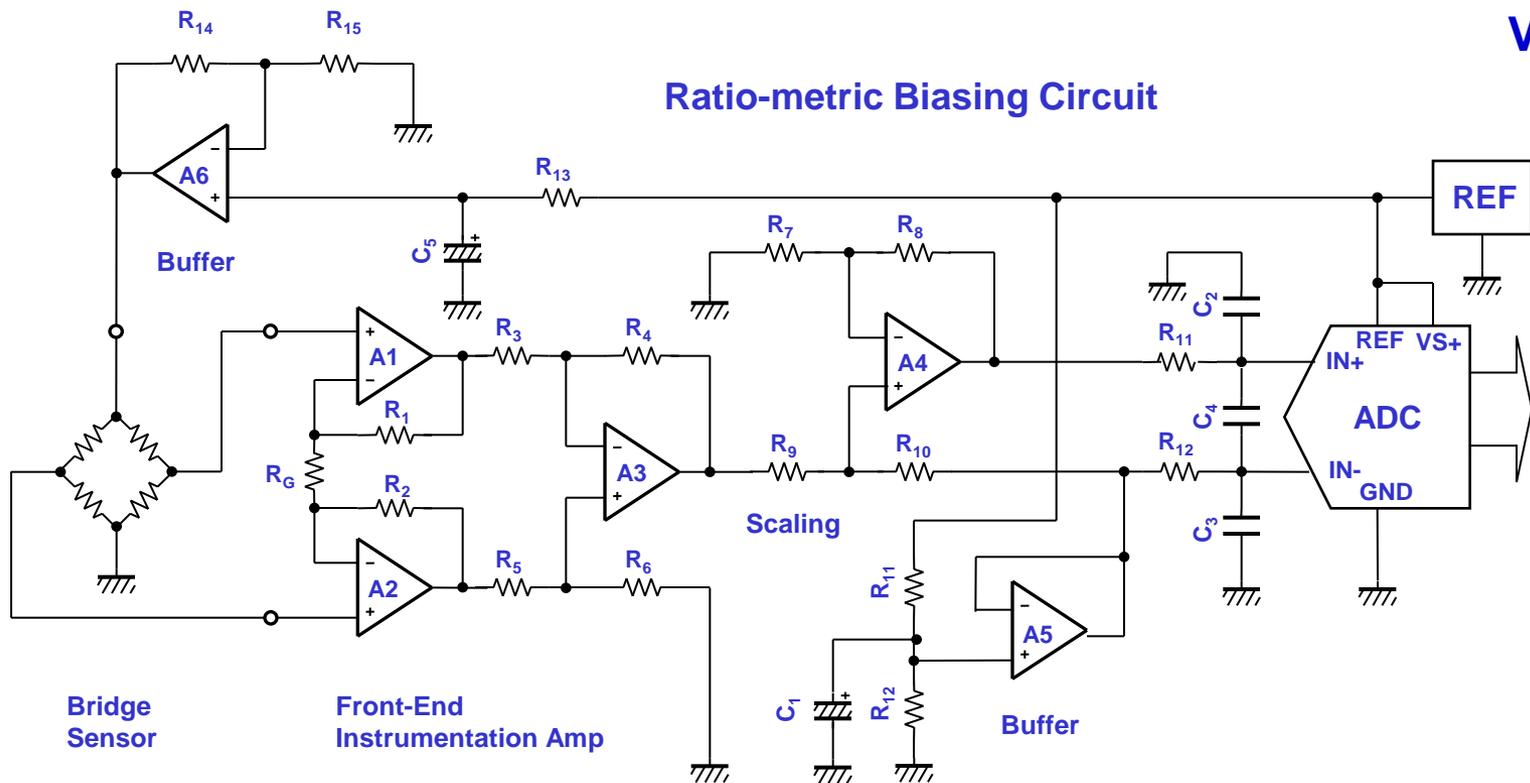


# Let's learn Signal Chain

## セッション3 : オペアンプ性能の理解(前半)

Ver.-22



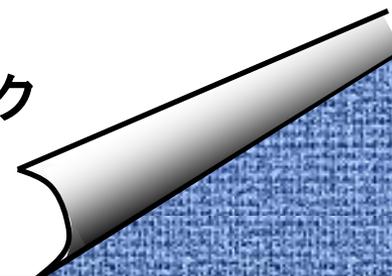
# セッション・インデックス(前半)

## ✦ S3.1 入力部の性能

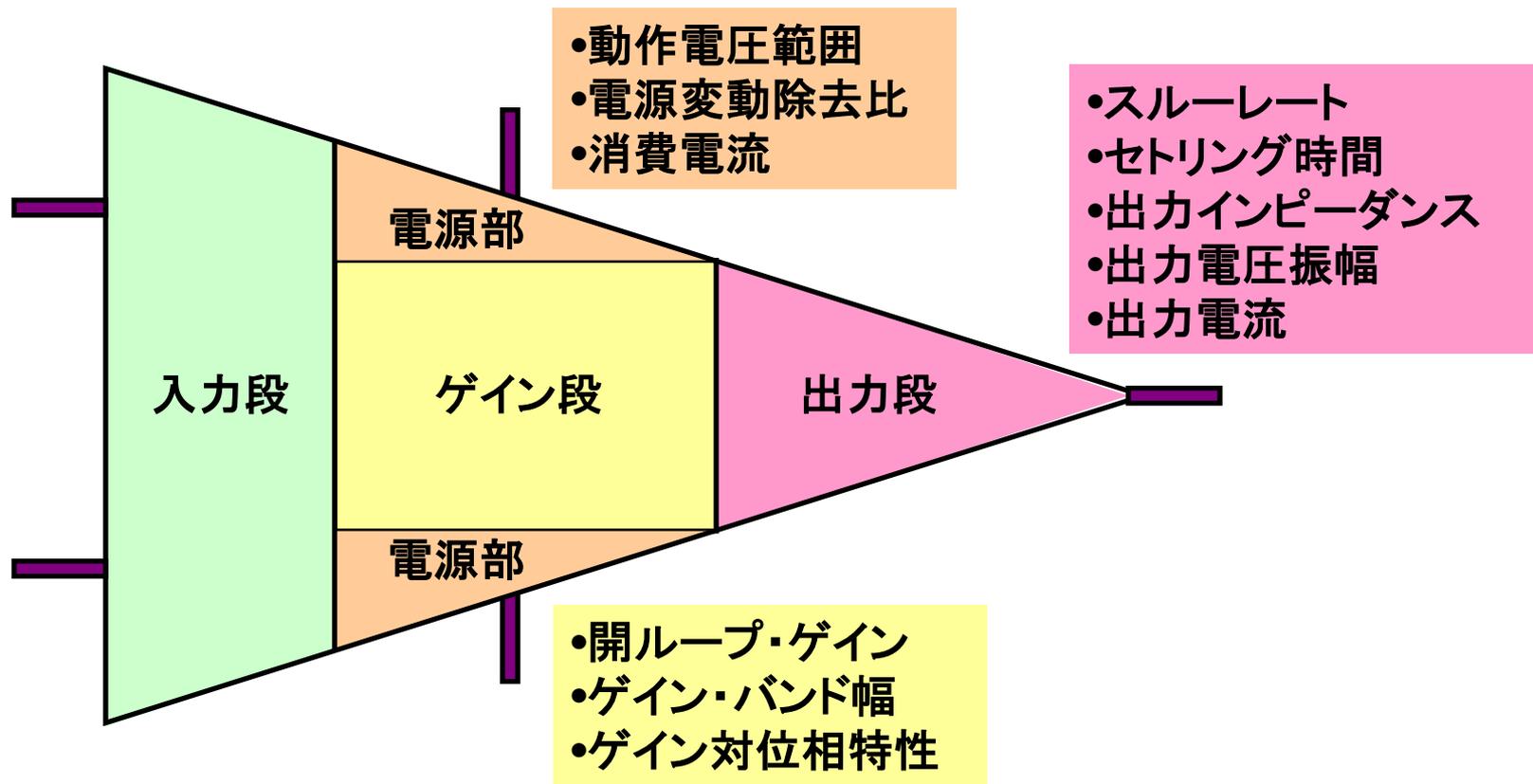
- (1) 入力オフセット電圧  $V_{Os}$
- (2) 入力バイアス電流  $I_B$  と入力オフセット電流  $I_{Os}$
- (3) 同相モード入力範囲
- (4) 同相モード除去CMR
- (5) 予備知識, 雑音の定量的把握
- (6) 入力雑音電圧／電流
- (7) アプリ情報, 入力雑音の軽減方法

## ✦ S3.2 ゲイン段の性能

- (1) ループ・ゲイン 対 位相特性
- (2) ゲイン・バンド幅とゲイン・バンド幅積の違い
- (3) アプリ情報, 閉ループ・ゲイン誤差／ゲイン・ピーク



# ブロック別に分けたオペアンプの主要スペック

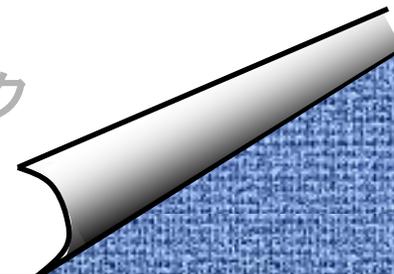


## ✦ S3.1 入力部の性能

- (1) 入力オフセット電圧  $V_{OS}$
- (2) 入力バイアス電流  $I_B$  と入力オフセット電流  $I_{OS}$
- (3) 同相モード入力範囲
- (4) 同相モード除去CMR
- (5) 予備知識, 雑音の定量的把握
- (6) 入力雑音電圧／電流
- (7) アプリ情報, 入力雑音の軽減方法

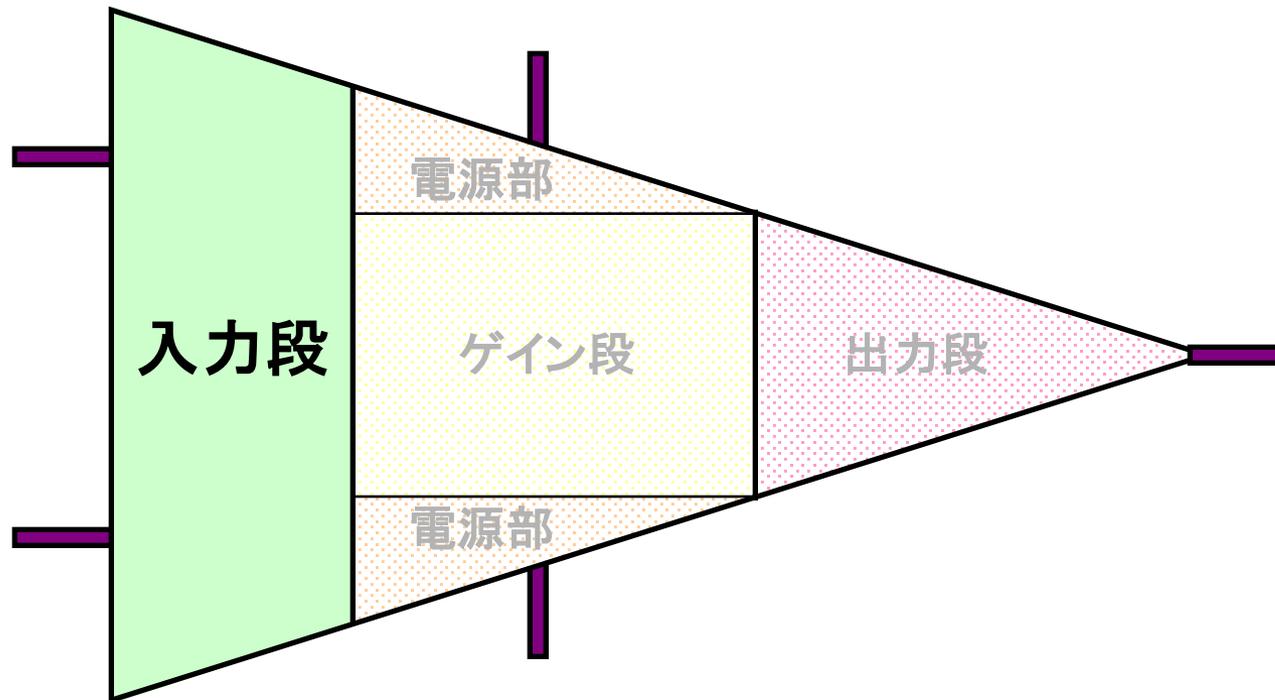
## ✦ S3.2 ゲイン段の性能

- (1) ループ・ゲイン 対 位相特性
- (2) ゲイン・バンド幅とゲイン・バンド幅積の違い
- (3) アプリ情報, 閉ループ・ゲイン誤差／ゲイン・ピーク



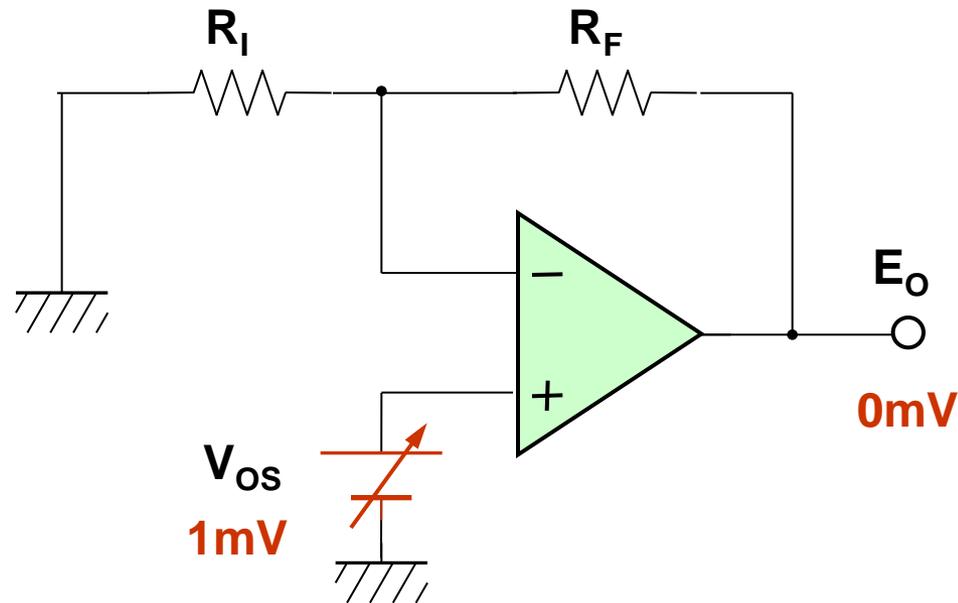
# 入力段の主なスペック

- 入力オフセット電圧／電流と温度変化
- 入力バイアス電流
- 同相モード入力範囲／同相モード除去
- 入力雑音電圧／電流



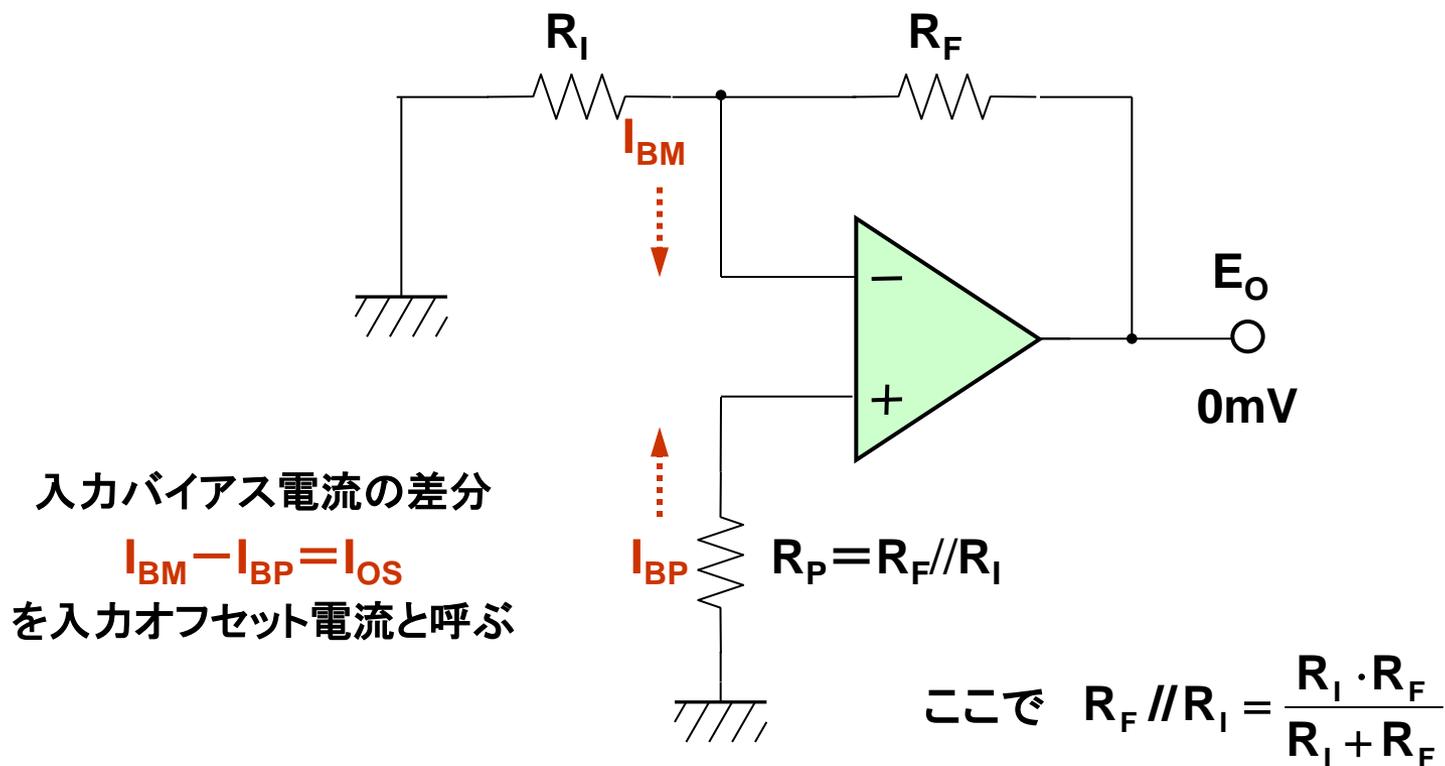
## 入力段: 入力オフセット電圧 $V_{os}$

入力オフセット電圧とは、オペアンプの出力  $E_o$  をゼロにするために必要な外部オフセット電圧のこと。



# 入力段: 入力バイアス電流 $I_B$ と入力オフセット電流 $I_{OS}$

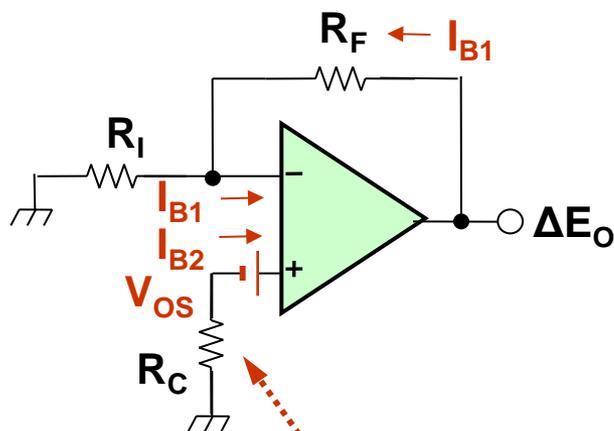
入力バイアス電流とは, オペアンプの出力  $E_o$  をゼロにするために流さなければならない入力端子への電流.



# 入力段: 入力オフセット電圧／電流と入力バイアス電流

$R_C$ が無い場合、入力オフセット電圧 $V_{OS}$ とバイアス電流 $I_B$ の影響を受けた出力誤差 $\Delta E_O$ は

$$\Delta E_O = \frac{R_I + R_F}{R_I} V_{OS} + R_F \cdot I_{B1} \quad \text{式3-1}$$



$R_C$ を入れたときの、 $I_{B1}, I_{B2}$ による $\Delta E_O$ は

$$\Delta E_O = R_F \cdot I_{B1} - \left( \frac{R_I + R_F}{R_I} \right) (R_C \cdot I_{B2}) \quad \text{式3-2}$$

ここで  $R_C = R_I // R_F$  ならば $I_{B1}$ と $I_{B2}$ がキャンセルされる.

$$\Delta E_O = R_F (I_{B1} - I_{B2}) = R_F \cdot I_{OS} \quad \text{式3-3}$$

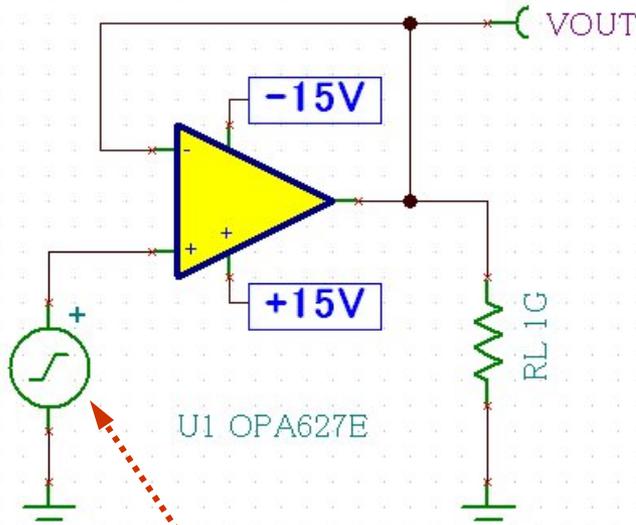
残留オフセット電流 $I_{OS}$ と $V_{OS}$ による出力誤差電圧 $\Delta E_O$ は

$$\Delta E_O = \frac{R_I + R_F}{R_I} V_{OS} + \frac{R_F}{R_I} (R_C \cdot I_{OS}) \quad \text{式3-4}$$

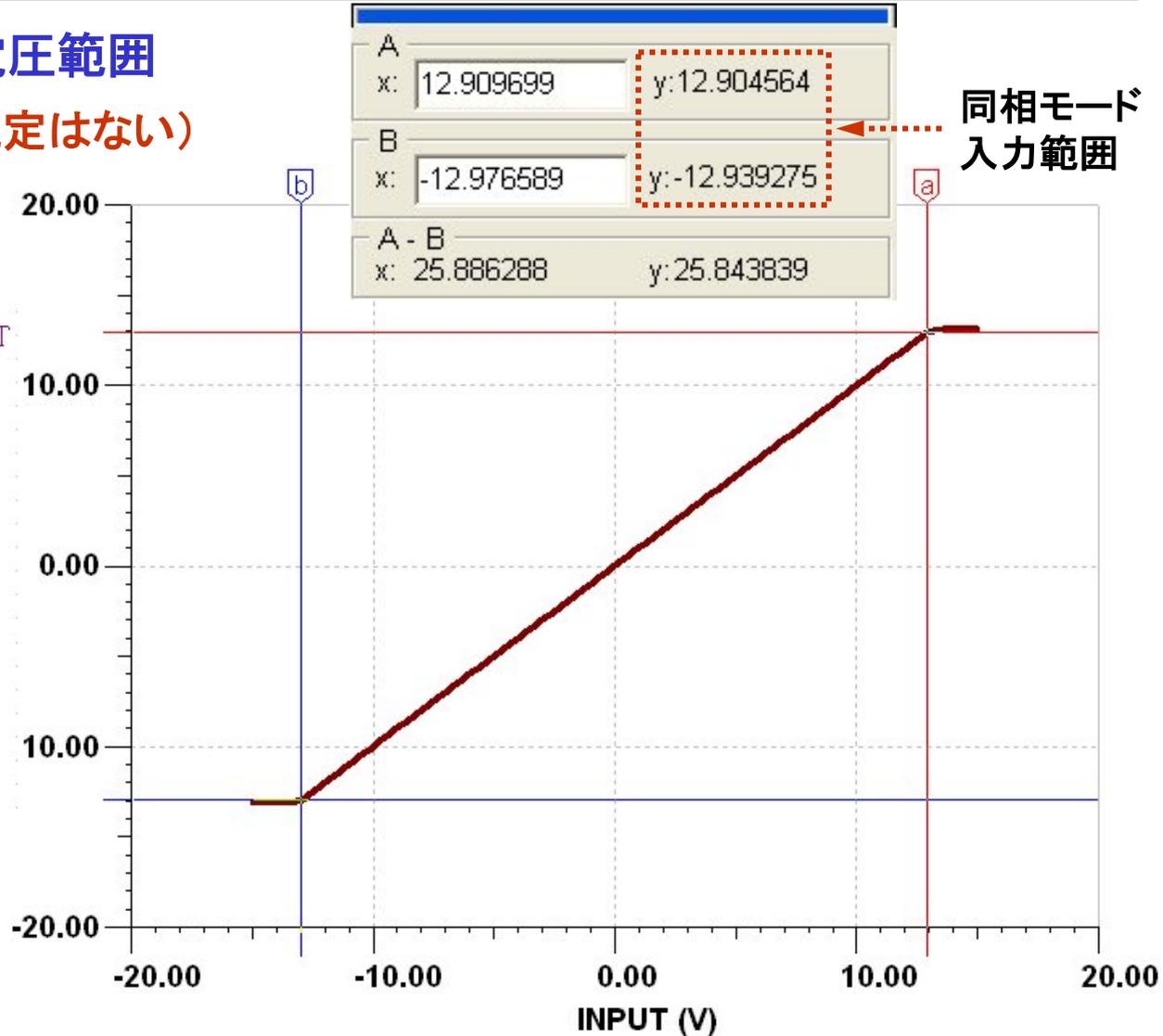
# 入力段: 同相モード入力範囲

入出力が比例する入力電圧範囲

(比例精度についての標準規定はない)

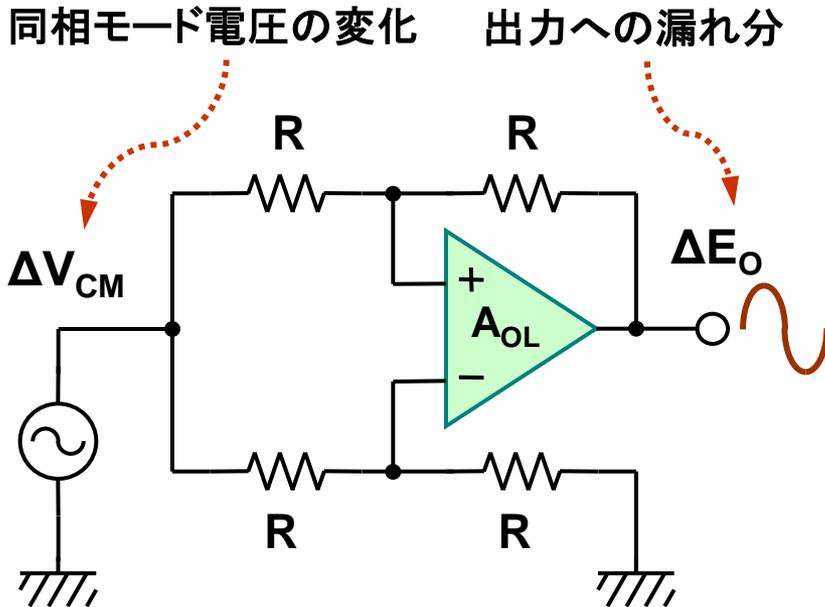


-15V~+15V



# 入力段:同相モード除去 CMR/除去比 CMRR

## 同相モード入力電圧と出力電圧との比



オペアンプ単体の同相モード入力に対する誤差

出力換算(RTO)

$$\text{CMR\_RTO} = 20 \log \frac{\Delta V_{\text{CM}}}{\Delta E_{\text{O}}} \text{ (dB)} \quad \text{式3-5}$$

入力換算(RTI)

$$\text{CMR\_RTI} = 20 \log \frac{\Delta V_{\text{CM}} \cdot G_{\text{D}}}{\Delta E_{\text{O}}} \text{ (dB)} \quad \text{式3-6}$$

アンプ回路の同相モード入力に対する誤差

$$\text{CMRR} = 20 \log \frac{G_{\text{D}}}{G_{\text{C}}} \text{ (dB)} \quad \text{式3-7}$$

ここで,

$G_{\text{D}}$  = 差動モード・ゲイン

$G_{\text{C}}$  = 同相モード・ゲイン

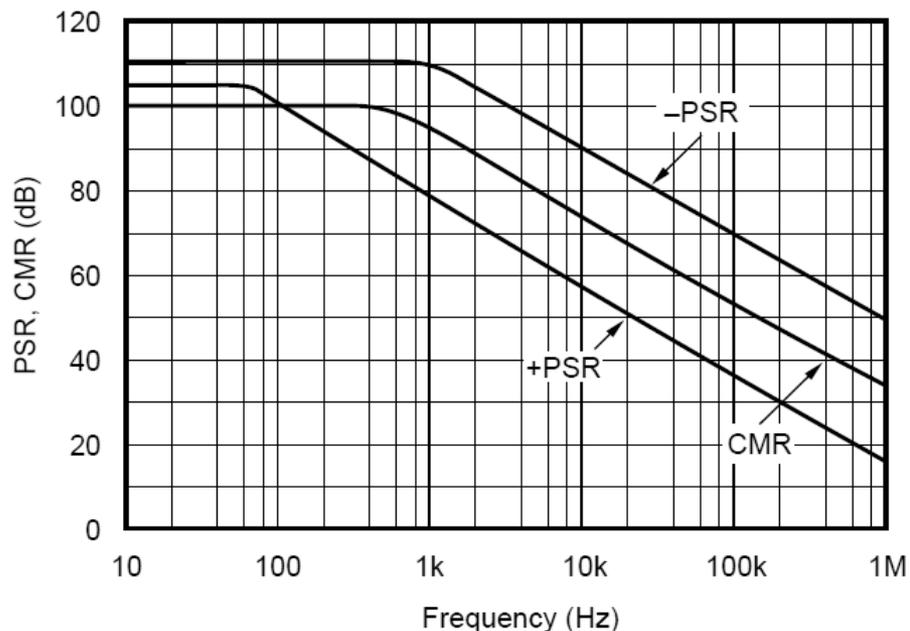
記事:

- ゲインが設定されている回路は CMRR (同相モード除去比) とする。
- RTI = Refer to Input
- RTO = Refer to Output

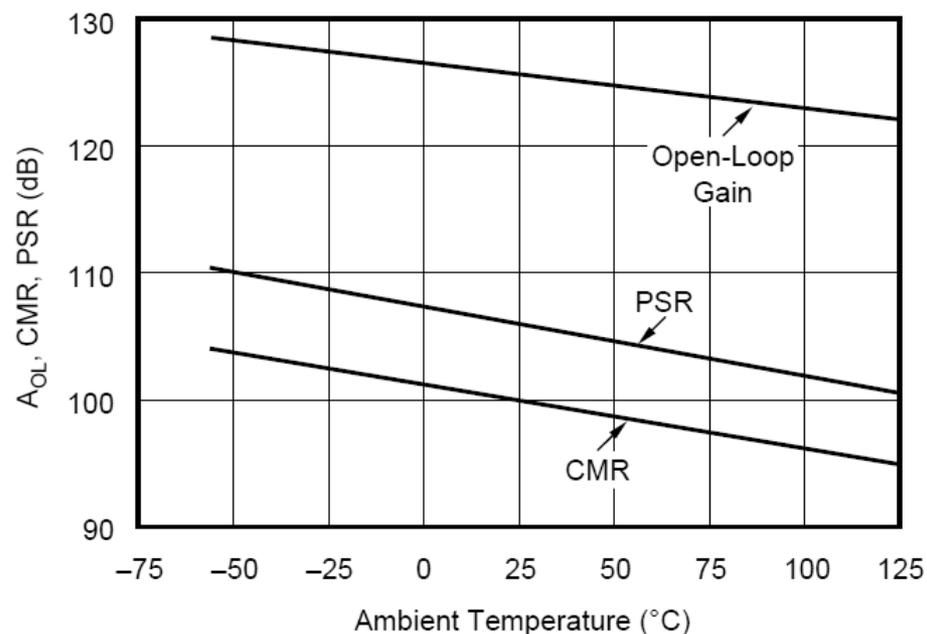
# 入力段: 信号周波数と周囲温度による CMR の変化

CMRは信号周波数と温度に対する依存性がある。

### CMR/PSR対周波数特性



### CMR/PSR/A<sub>OL</sub>対周波数特性



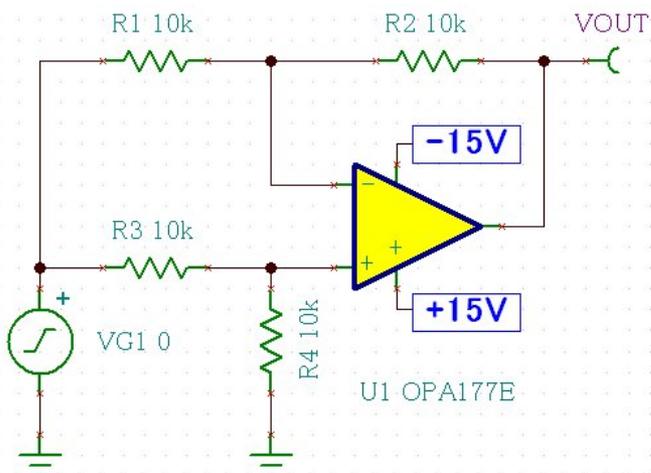
記事: グラフはOPA132の特性  
PSR = 電源変動除去

# 入力段: 同相モード除去CMRの計算例

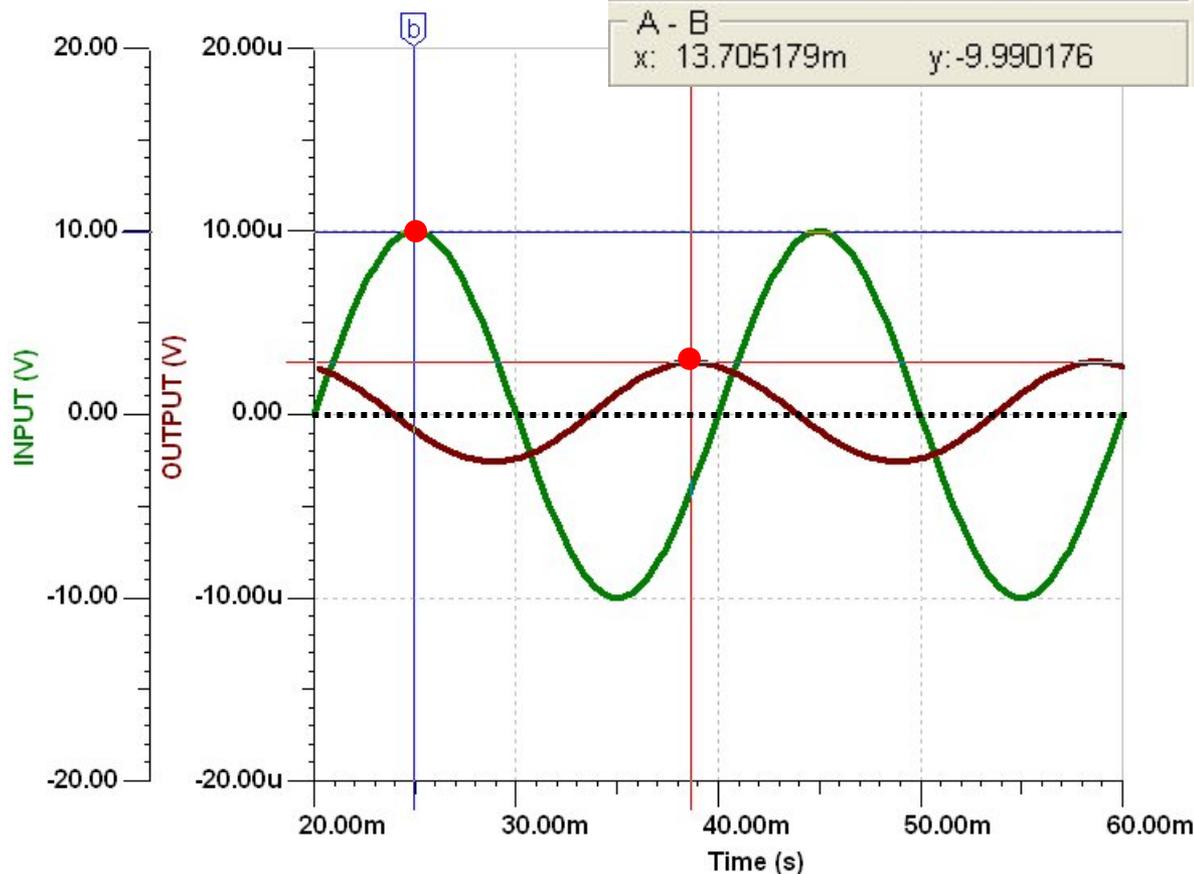
## シミュレーションからの計算値

$$\begin{aligned}
 \text{CMR\_RTO} &= 20 \log \frac{\Delta V_{\text{CM}}}{\Delta E_o} \\
 &= 20 \log \frac{9.9902\text{V}}{2.849\mu\text{V}} \\
 &= 130.9(\text{dB})
 \end{aligned}$$

at  $V_{\text{CM}}$  50Hz

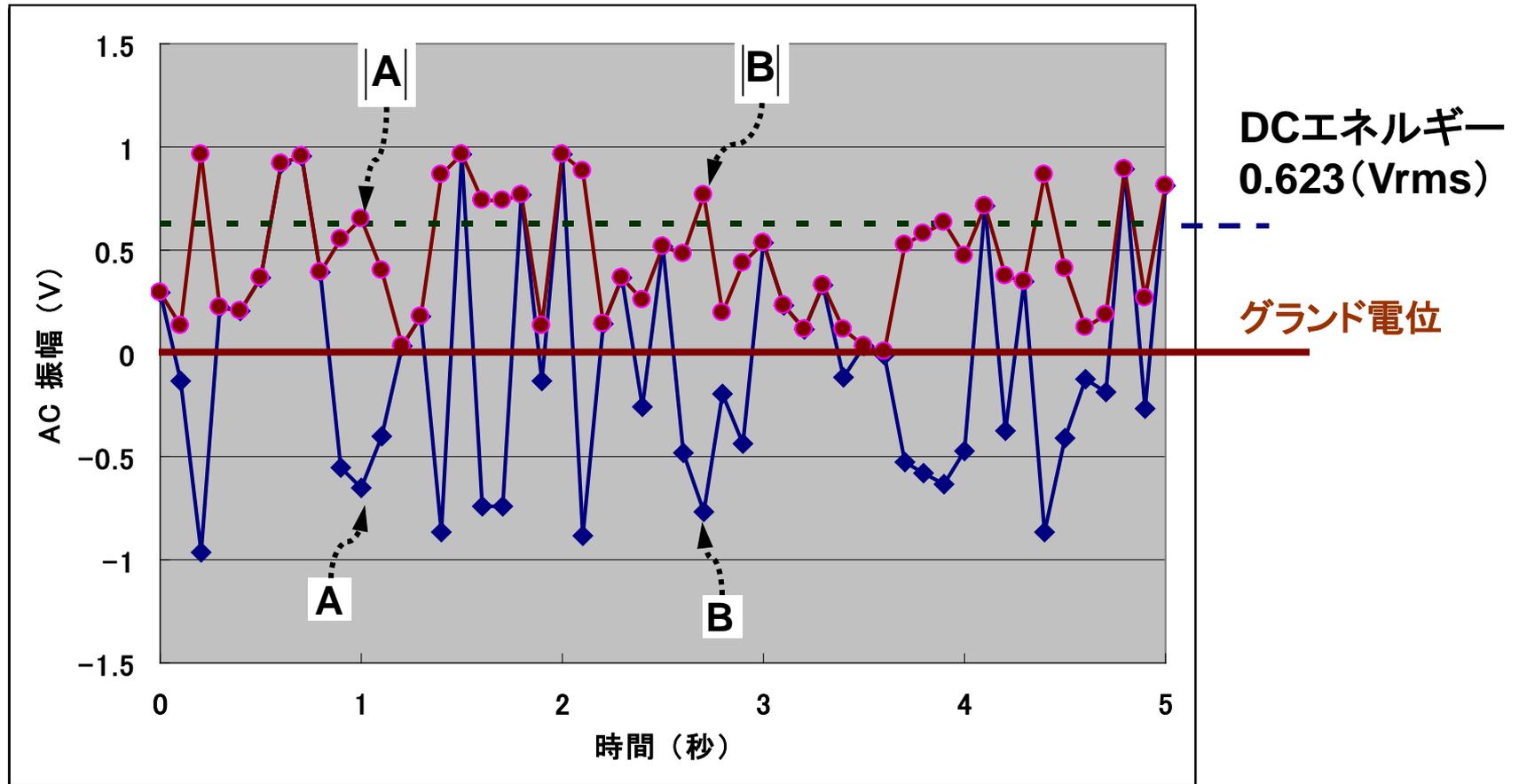


振幅差



# 入力段:実効値(RMS)の意味

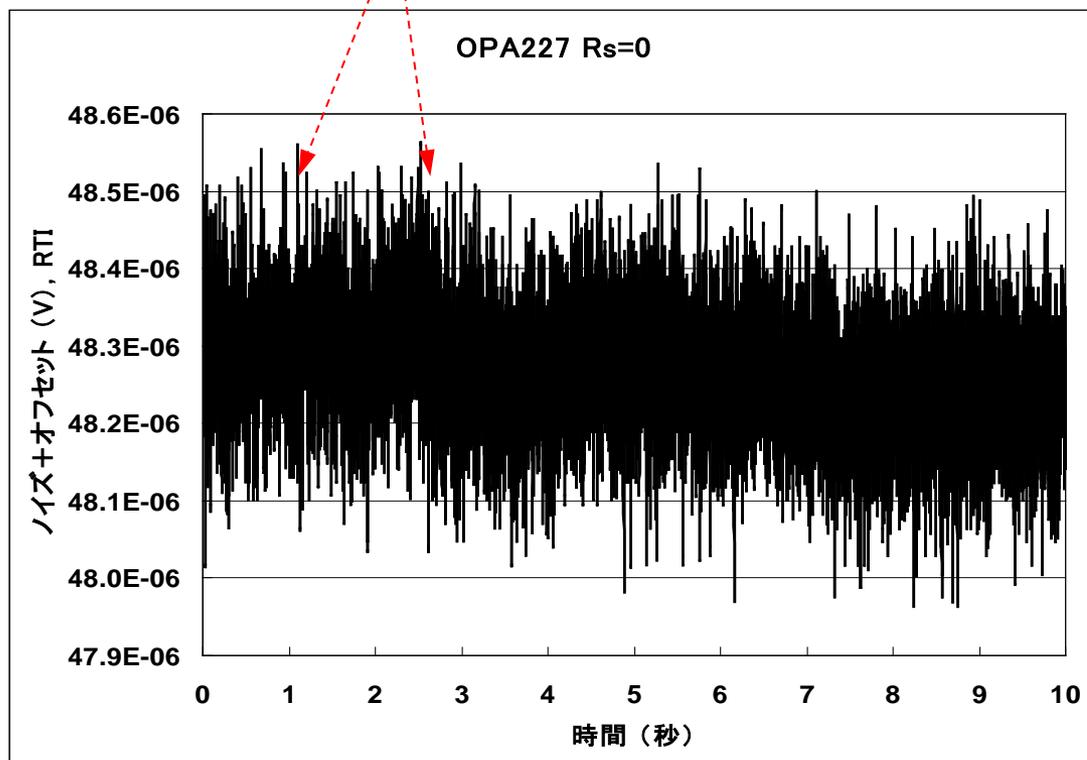
実効値(RMS)とは, AC波形の瞬時値(pk-pk)に対する絶対値(pk)を平均した値=直流エネルギーに換算した値.



# 入力段:オペアンプの実測値から実効値雑音を求める

オペアンプの雑音の実測値から実効値(RMS)を求める。

変換データ $D_{(n)}$ , サンプル数  $n=10,000$



$$V_N(\text{rms}) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} \quad \text{式3-8}$$

$$\begin{aligned} V_N(\text{rms}) &= \sqrt{\frac{x_{t_0}^2 + x_{t_1}^2 + \dots + x_T^2}{T + 1}} \\ &= \sqrt{\frac{x_0^2 + x_2^2 + \dots + x_{9999}^2}{10000}} \\ &= \underline{83.3(\text{nVrms})} \end{aligned}$$

$$\text{但し } x = D_{(n)} - \frac{D_{\text{MAX}} + D_{\text{MIN}}}{2}$$

$D_{(n)}$ からオペアンプの  
オフセット分を除去

正しくは, 統計処理の中央値 $\mu$ を使用

# 入力段: 白色雑音の統計処理による観察

変換データxについての基本統計量を求める

$$P(-\sigma < x < +\sigma) = \int_{-\sigma}^{\sigma} f(x) dx \quad \text{----- 式3-9}$$

$$= \int_{-\sigma}^{\sigma} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{\left\{ \frac{-(x-\mu)^2}{2\sigma^2} \right\}} dx$$

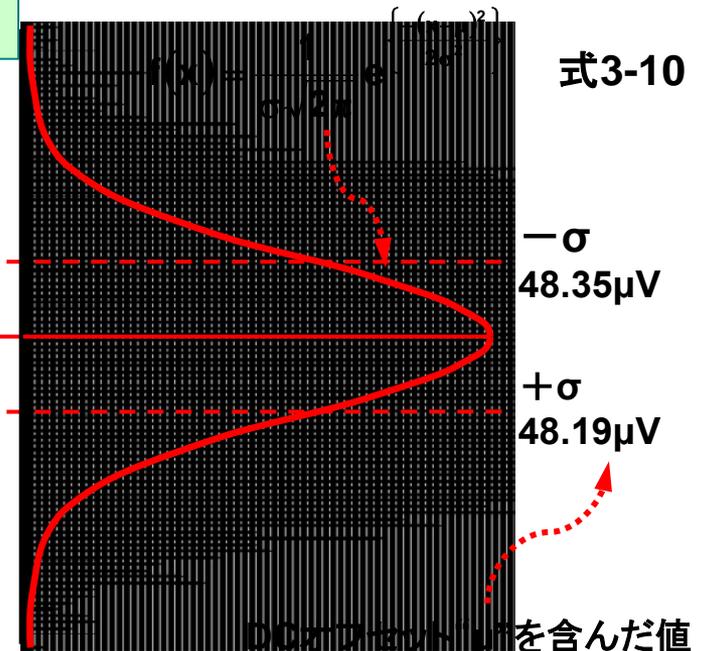
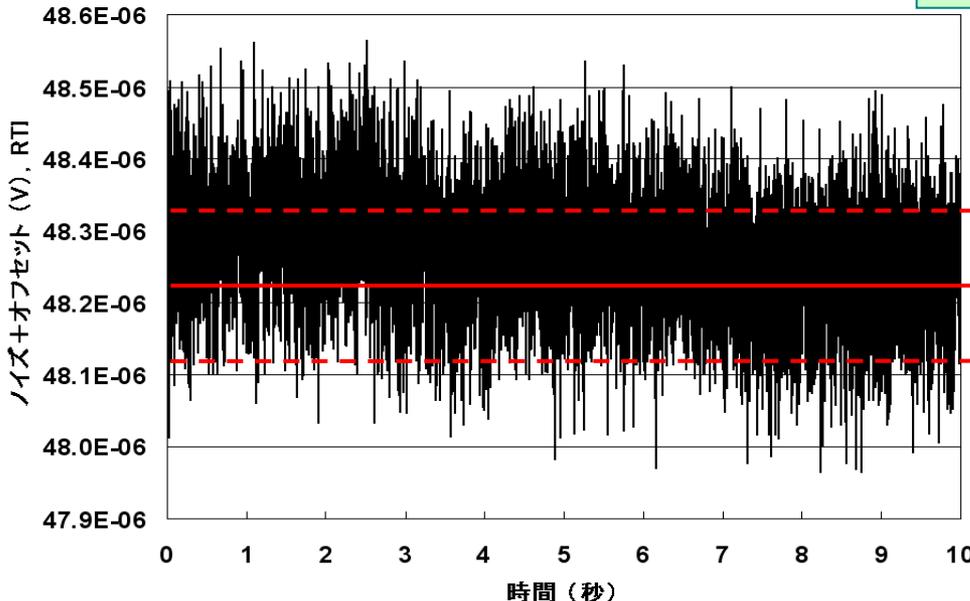
$$= \underline{0.683}$$

ここで、 $\mu$ は平均値=DCオフセットで省略可能

中央値	48.2678E-06
* 標準偏差	8.3305E-08
最大	48.5599E-06
最小	47.9639E-06
範囲	.59605E-06
標本数	10000

83.3nVrms

68.3%を  
カバー



# 入力段:実効値雑音からピーク・ツー・ピーク雑音を求める

実効値(rms)のみ表示されたオペアンプの雑音スペックに $\sigma$ の幅をかけることで, V(p-p)を\* 確率として求めることができる.

\* 計算値を上回るp-p雑音の確率(%)は $\sigma$ の値を大きくするほど小さくなる.

ランダム雑音の  
クレストファクタ(CF)  
 $\sigma$ の幅を係数とする

多くのA/DのICメーカーでは  
雑音換算に6.6を使用.  
(1000個のデータを探って  
外れる確率が1個)

$\sigma$ (CF)	p-pノイズ	確率(%)
2xCF	8.3546E-08	32
3xCF	1.6709E-07	13
4xCF	2.5064E-07	4.6
5xCF	3.3418E-07	1.2
6xCF	4.1773E-07	0.27
6.6xCF	5.0128E-07	0.1
7xCF	5.5140E-07	0.046
8xCF	5.8482E-07	0.006

記事: クレストファクタとは波高率  
(交流波形の最大値 / 実効値)

表データはスライド15より引用

# 入力段: オペアンプのスペックから白色雑音の実効値を求める

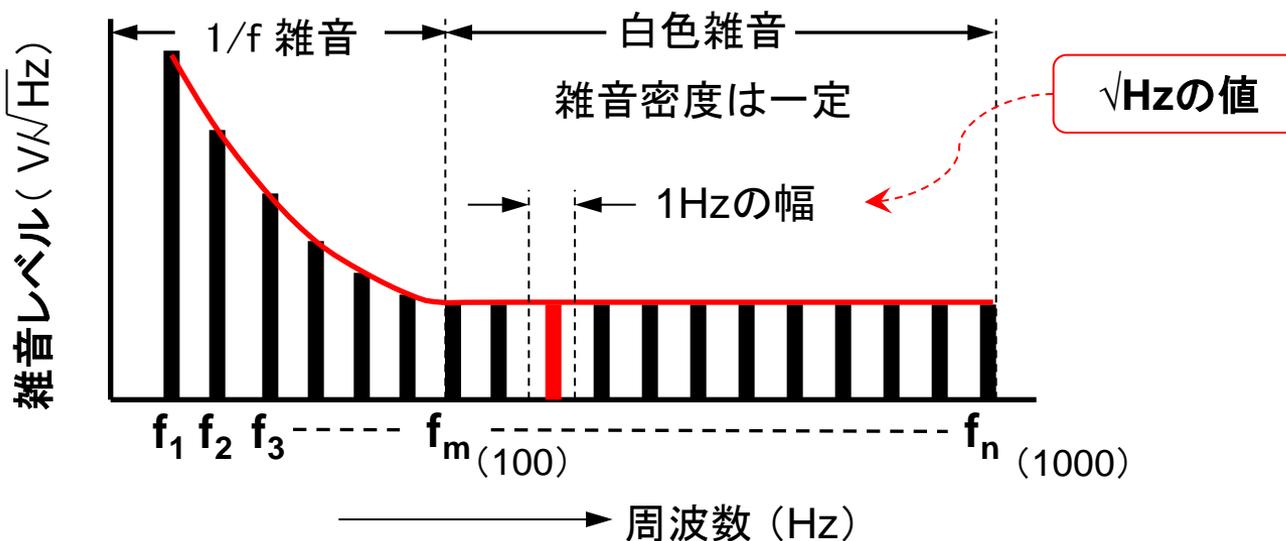
## 実効値雑音の単位, rms と $\sqrt{\text{Hz}}$ との関係

1Hzの窓で見た雑音のスペクトラム  $\xrightarrow{\text{幅 } \sqrt{f_n - f_m} \text{ の窓}}$

$\sqrt{f_n - f_m}$  の窓で見た総量  $\xrightarrow{\text{式3-11}}$   $V_N(\text{rms}) = V_N / \sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{f_n - f_m}$

例えば...  $V_N(\text{rms}) = 10\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{1000 - 100} = 300 \text{ (nVrms)}$

## オペアンプの入力電圧雑音スペクトラム

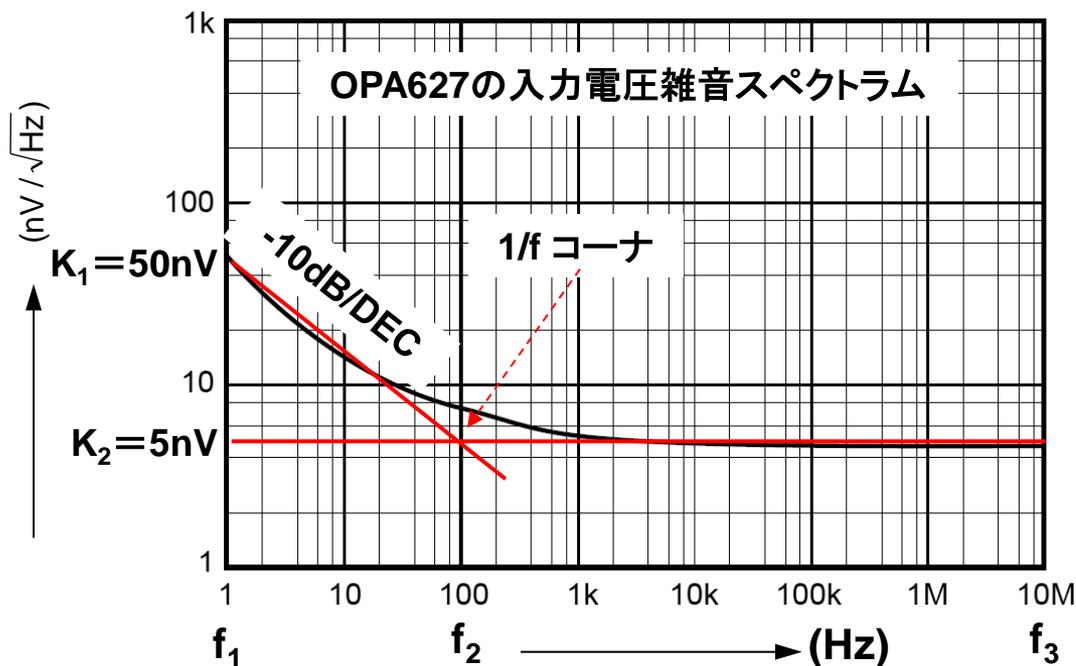


# 入力段: オペアンプのスペックから総合雑音の実効値を求める

## OPA627を例にしたオペアンプの入力電圧雑音の計算

$$V_N = K_1 \sqrt{\frac{1}{f}} \quad \text{の関係から} \quad V_{N1} = K_1 \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} \frac{df}{f}} = K_1 \sqrt{\ln \frac{f_2}{f_1}} \quad \text{式3-12} \quad V_{N1} = 50\text{nV} \sqrt{\ln \frac{100\text{Hz}}{1\text{Hz}}} = 0.107 \text{ (}\mu\text{Vrms)}$$

$$\text{前出のスライド17, 式3-11より} \quad V_{N2} = K_2 \sqrt{f_3 - f_2} = 5\text{nV} \sqrt{10\text{MHz} - 100\text{Hz}} = 15.8 \text{ (}\mu\text{Vrms)}$$



総合雑音は自乗和の平方

$$V_N(\text{RSS}) = \sqrt{V_{N1}^2 + V_{N2}^2} \quad \text{式3-13}$$

$$V_N = \sqrt{(107 \times 10^{-9})^2 + (15.8 \times 10^{-6})^2} = 15.800362 \text{ (}\mu\text{Vrms)}$$

1/f 雑音の成分

# 入力段: 予備知識をもとにデータ・シートを見る

## 低雑音オペアンプ OPA227 のデータシートに記載された雑音スペック

- ① 周波数範囲 0.1Hz~10Hz における入力電圧ノイズ (nVp-p)
- ② 実効値電圧 (nVrms). ①のp-pノイズはこの値を6倍にしたもの.
- ③ 周波数 100Hz における入力電圧ノイズ密度 ( $nV/\sqrt{Hz}$ )
- ④ 周波数 1kHz における入力電流ノイズ密度 ( $pA/\sqrt{Hz}$ )

At  $T_A = +25^\circ\text{C}$ , and  $R_L = 10k\Omega$ , unless otherwise noted.

**Boldface** limits apply over the specified temperature range,  $T_A = -40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$ .

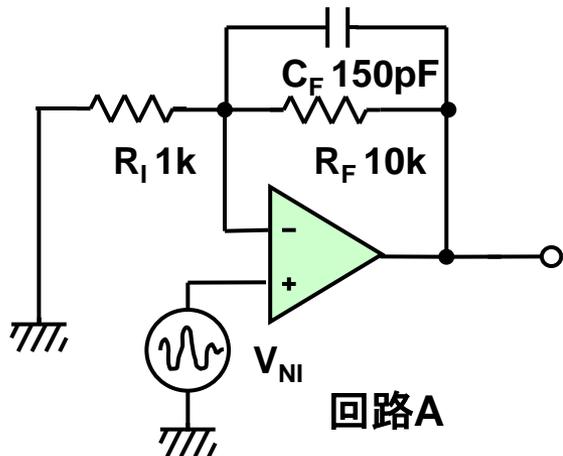
PARAMETER	CONDITION	OPA227P, U OPA2227P, U			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
NOISE					
Input Voltage Noise, $f = 0.1\text{Hz to }10\text{Hz}$			90	①	nVp-p
Input Voltage Noise Density, $f = 10\text{Hz}$			15	②	nVrms
Input Voltage Noise Density, $f = 100\text{Hz}$			3.5		$nV/\sqrt{Hz}$
Input Voltage Noise Density, $f = 1\text{kHz}$			3	③	$nV/\sqrt{Hz}$
Current Noise Density, $f = 1\text{kHz}$			3		$nV/\sqrt{Hz}$
Current Noise Density, $f = 1\text{kHz}$			0.4	④	$pA/\sqrt{Hz}$

1/f コーナ  
10Hz~100Hz  
← e<sub>n</sub> →  
等しい

# 入力段: アプリ情報, 入力雑音電圧の軽減

## オペアンプの雑音ゲインは+1

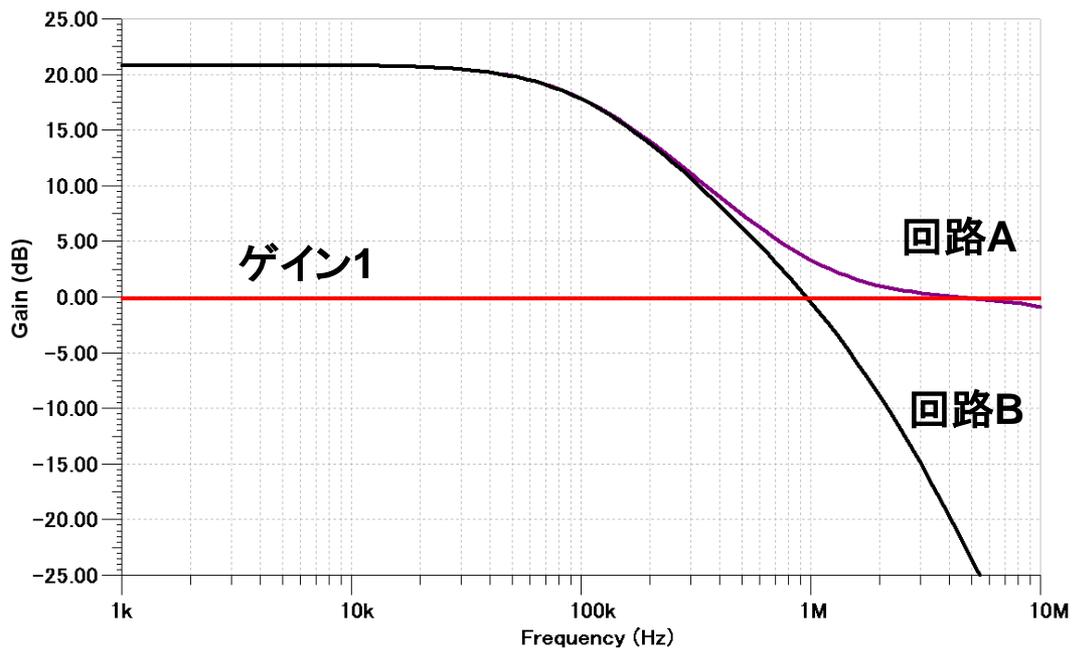
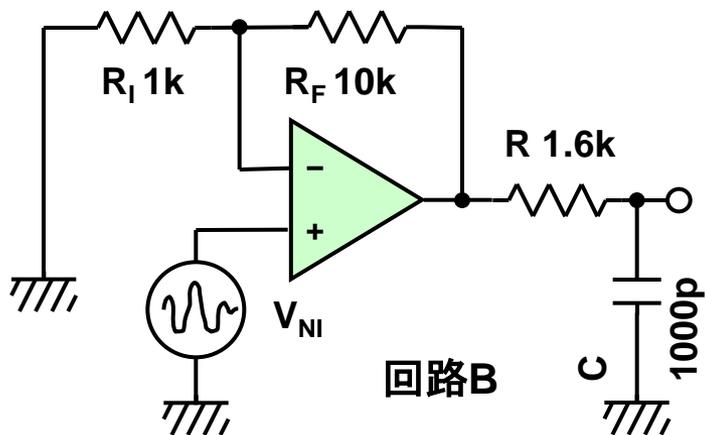
入力雑音電圧は非反転入力へ注入されるので, 回路Aの対策では雑音に対するゲインは1以下にならない.



雑音ゲイン  $G_N = 1 + \frac{R_F}{R_I}$  ----- 式3-14

ゲインが1以下にならない理由

## 回路AとBの, 入力電圧雑音に対する減衰率の比較



# 入力段: アプリ情報, 低次数フィルタでの等価帯域幅

## 1次のRCにより100kHzでカットしたときの等価帯域幅

バターワース応答における  $f_c$  以降のロールオフ  $\alpha$  は...

$$\alpha = 10 \log \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \text{ (dB)} \text{ ----- 式3-15}$$

等価帯域幅  $f'$  について

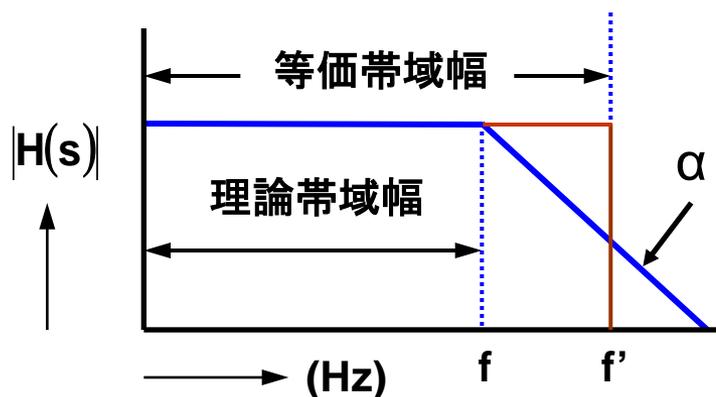
$$\text{次数 } n=1 \text{ では } f' = f \frac{\pi}{2} = 156.3 \text{ (kHz)}$$

$$n=2 \text{ では } f' = 1.2f = 119.4 \text{ (kHz)}$$

$n=1$  で雑音の低下率を吟味すると...

$$V_{N2} = K_2 \sqrt{f_3 - f_2} = 5 \text{ nV} \cdot \sqrt{156.3 \text{ kHz} - 100 \text{ Hz}} = \underline{1.976 \text{ (}\mu\text{Vrms)}} \text{ ----- 式3-16}$$

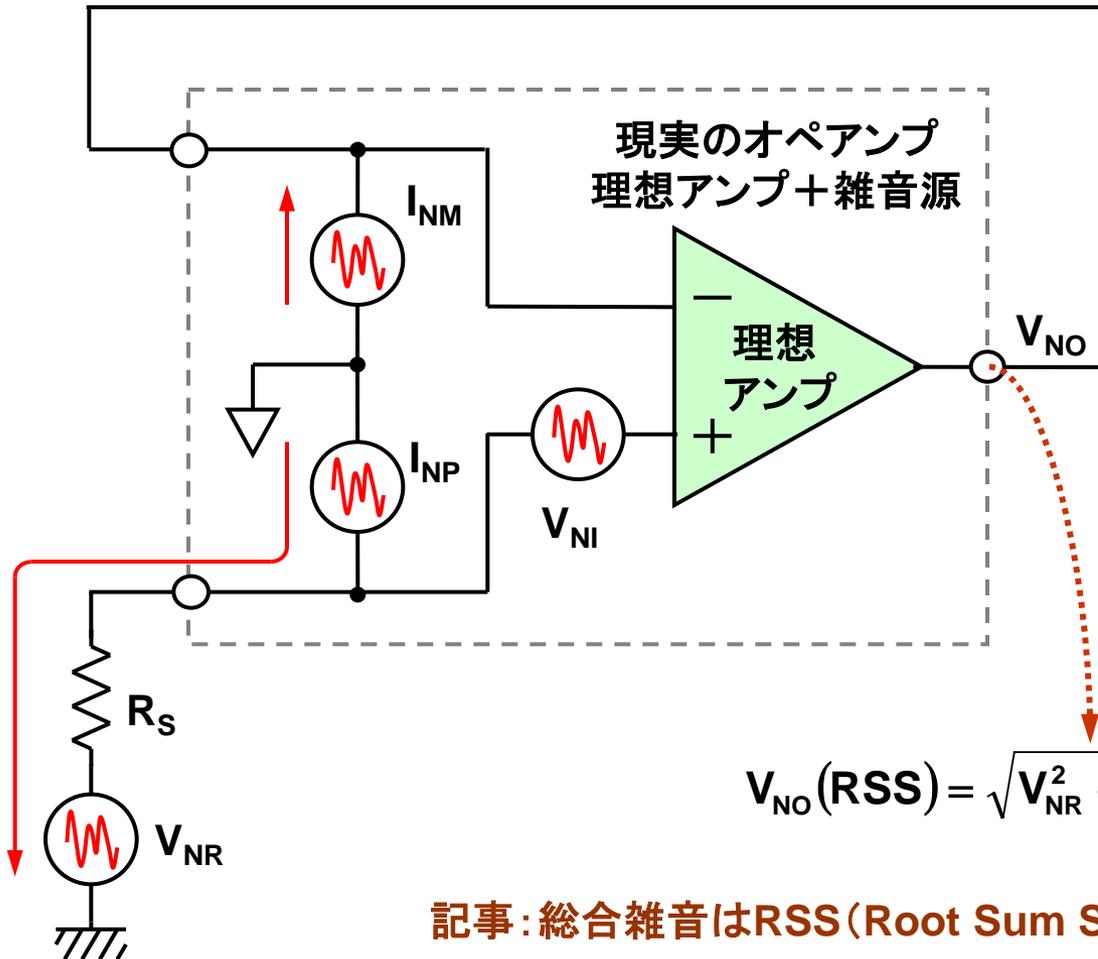
### 現実のフィルターによる誤差



帯域幅制限で前出の式3-28による計算結果  $15.8 \mu\text{V}$  と比較し雑音が激減することが分かる。

# オペアンプ雑音：内部雑音と信号源抵抗 $R_S$ との関係

オペアンプの内部雑音は、大別して入力雑音電圧と入力雑音電流とがある。



$V_{NI}$ : 入力雑音電圧

$I_{NM}$ :  $-IN$ の入力雑音電流

$I_{NP}$ :  $+IN$ の入力雑音電流

$V_{NR}$ : 抵抗の熱雑音

$$V_{NR} = \sqrt{4KTRB} \text{ (Vrms)} \quad \text{式3-17}$$

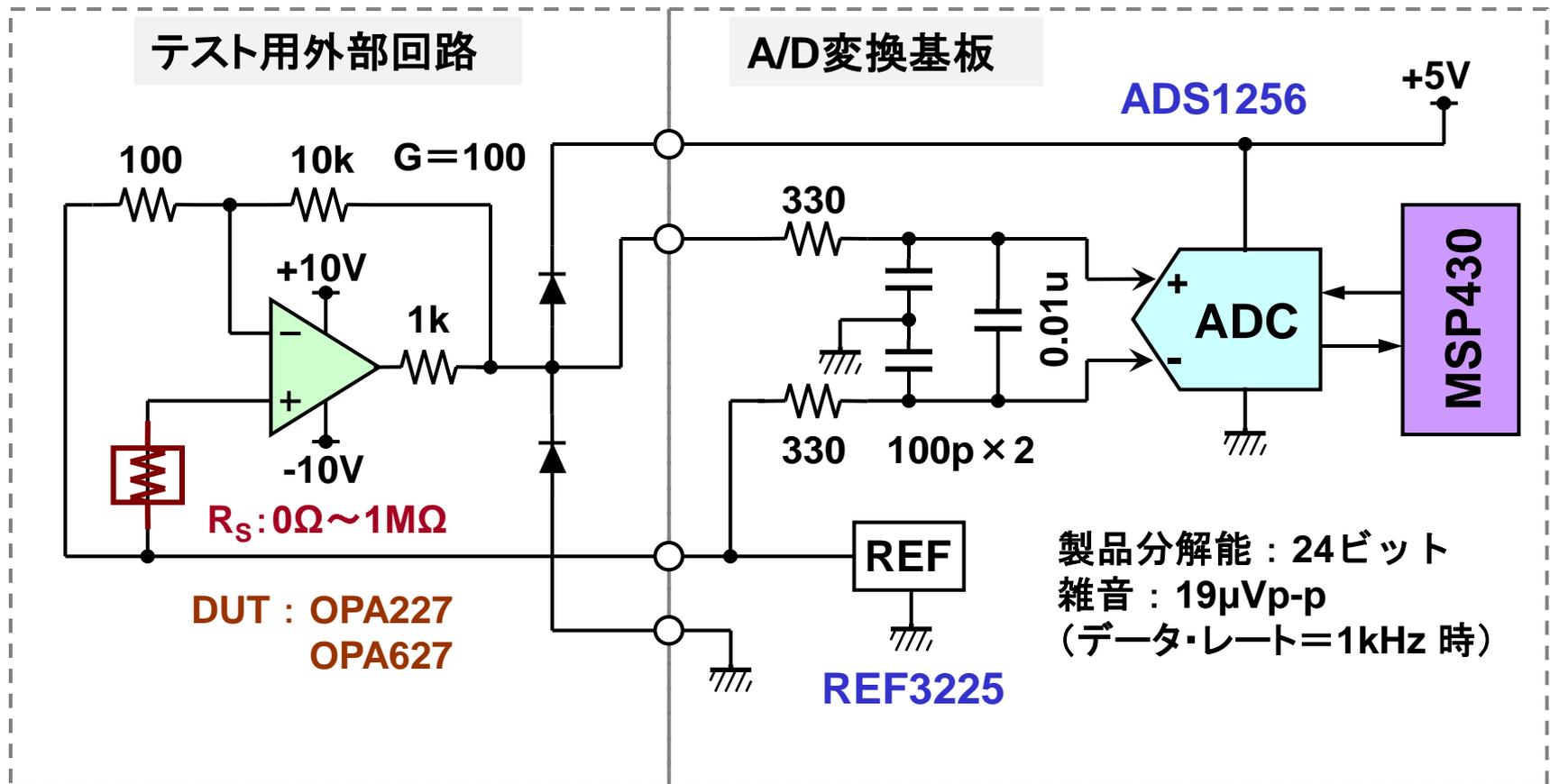
ここで、  
 $K$ =ボルツマン定数= $1.38 \times 10^{-23}$  (J/°K)  
 $T$ =絶対温度、  
 $R$ =抵抗値、  
 $B$ =影響帯域幅

$$V_{NO}(\text{RSS}) = \sqrt{V_{NR}^2 + (I_{NP} \times R_S)^2 + V_{NI}^2} \text{ (Vrms)} \quad \text{式3-18}$$

記事: 総合雑音はRSS (Root Sum Square) = 自乗和の平方根で求まる。

# オペアンプ雑音：入力雑音電圧／電流の測定回路

内部雑音に関するバイポーラ入力とFET入力オペアンプの比較。



記事：DUT(Device Under the Test の略) = 被試験デバイス

# オペアンプ雑音: 信号源抵抗が 0Ω における雑音比較

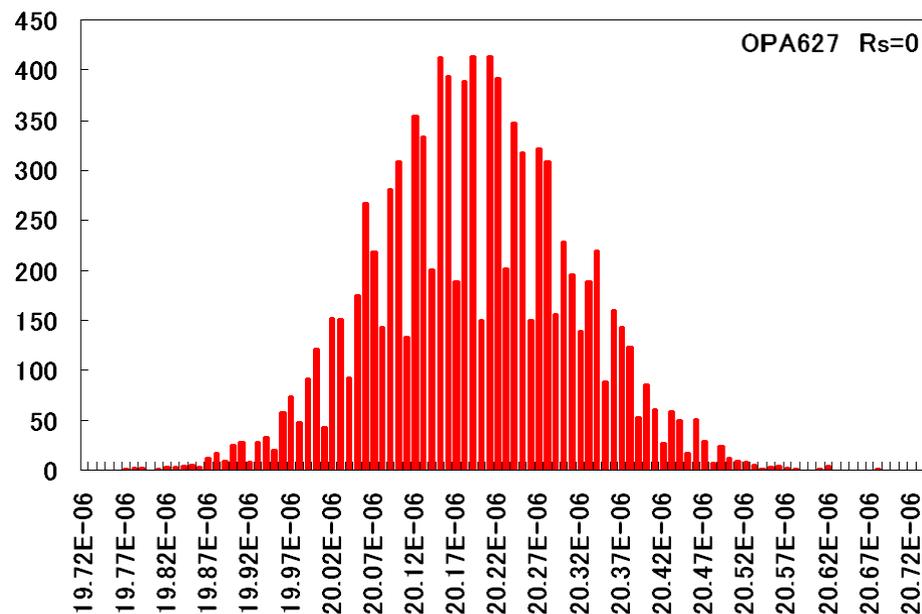
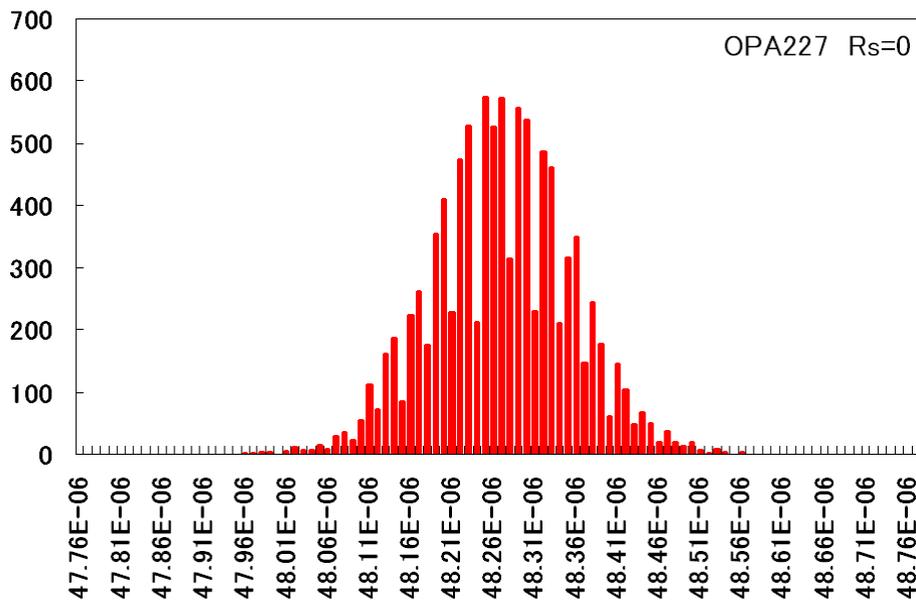
入力雑音電圧が支配的なためバイポーラ入力の方が低雑音.

OPA227  
バイポーラ

最大	48.5599E-06
最小	47.9639E-06
範囲	.596046E-06

OPA627  
FET入力

最大	20.6769E-06
最小	19.7589E-06
範囲	.917912E-06

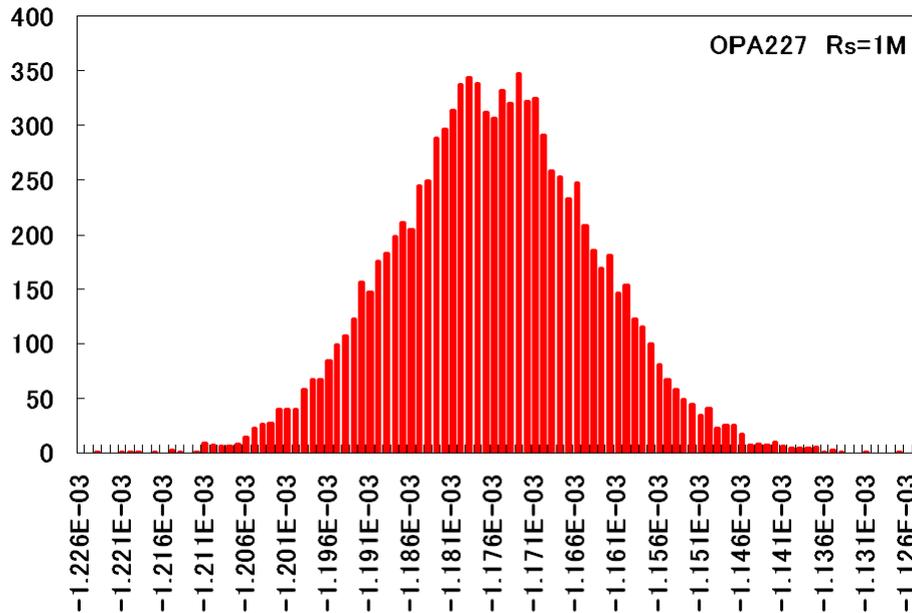


# オペアンプ雑音: 信号源抵抗が 1MΩ における雑音比較

入力雑音電流が支配的になるためFET入力の方が低雑音.

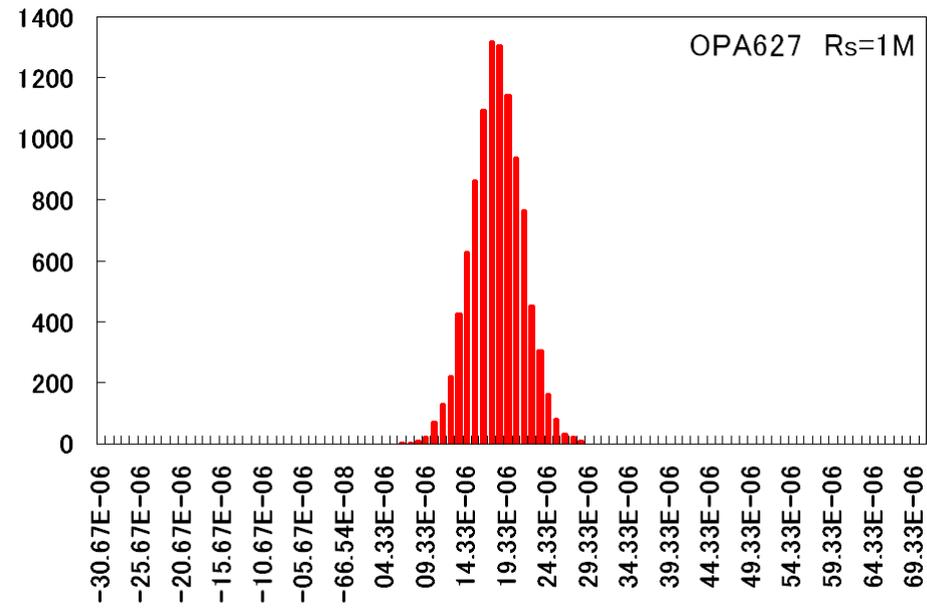
OPA227  
バイポーラ

最大	-1.127595E-03
最小	-1.223868E-03
範囲	96.2734E-06



OPA627  
FET入力

最大	31.9123E-06
最小	5.33462E-06
範囲	26.5777E-06



# オペアンプ雑音: アプリ情報, 信号源抵抗 $R_S$ 対 出力雑音 $V_{NO}$

実測値から求めた $R_S$ 対アンプの内部雑音の増加カーブ.

OPA227 ———

OPA627 ———

$R_S$ 雑音 - - - - -

前出の式3-17による計算値

$$R_Sノイズ = \sqrt{4KTRB} \quad (V_{rms})$$

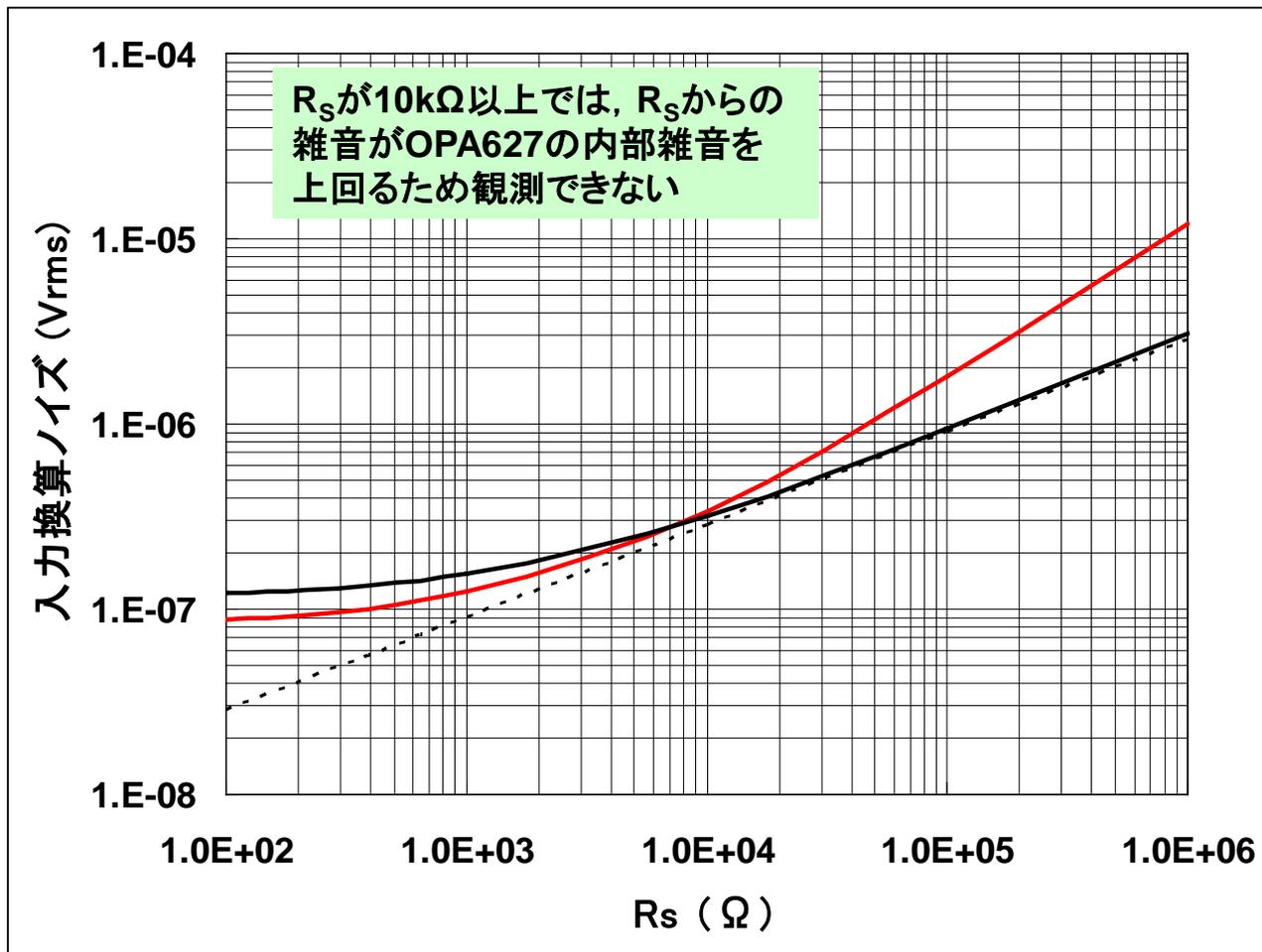
計算条件として...

$$K = 1.38 \times 10^{-23} \text{ (J/}^\circ\text{K)}$$

T : 絶対温度 = 298 (°K)

R : 抵抗値 = 100 ~ 1 (M $\Omega$ )

B : 影響帯域幅 = 500 (Hz)

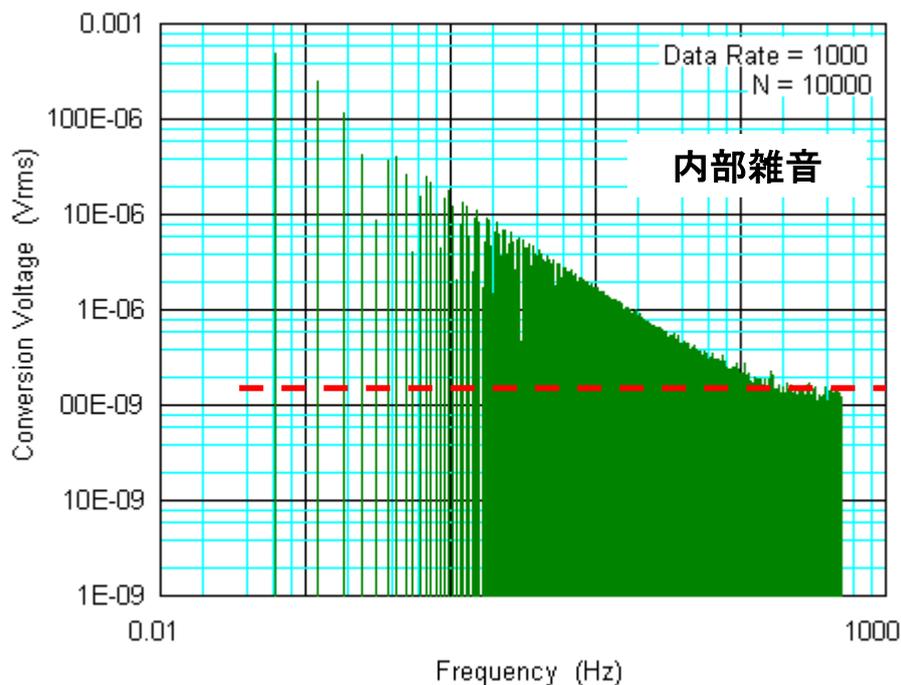


# 入力段: アプリ情報, 抵抗雑音に隠れる入力雑音電圧

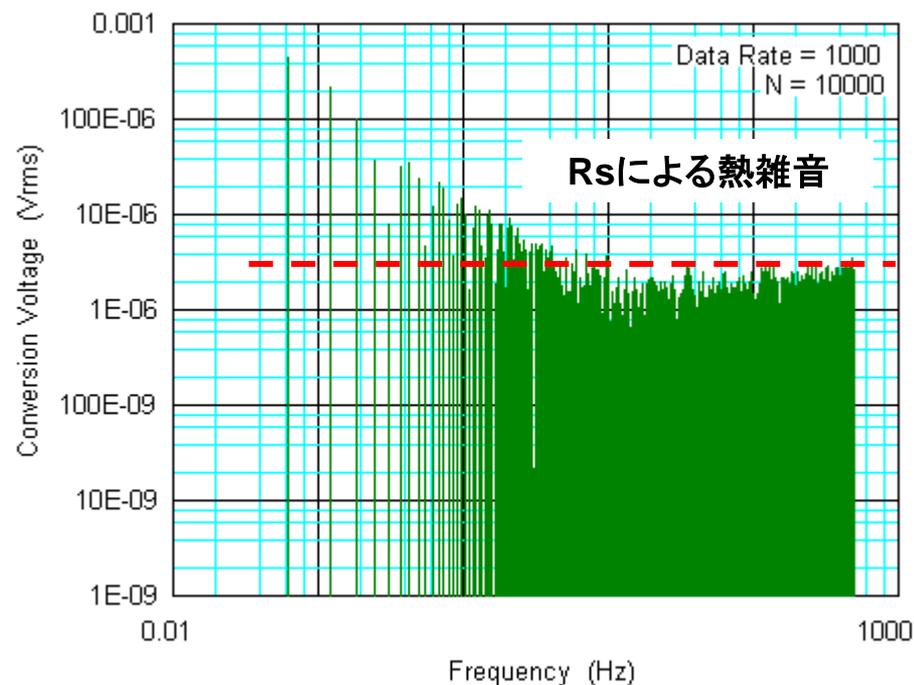
## FFTのグラフで $R_s$ からでる熱雑音を確認

FFT解析により, 大きな $R_s$ ではOPA627の内部雑音よりも,  
 $R_s$ からでる熱雑音が支配的であることが確認できる。

OPA627,  $R_s=100\Omega$



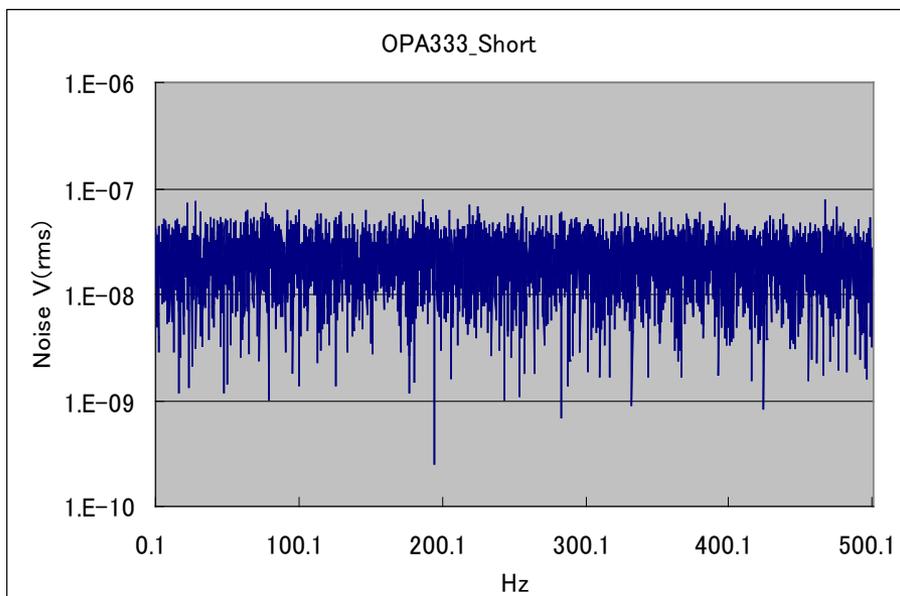
OPA627,  $R_s=1M\Omega$



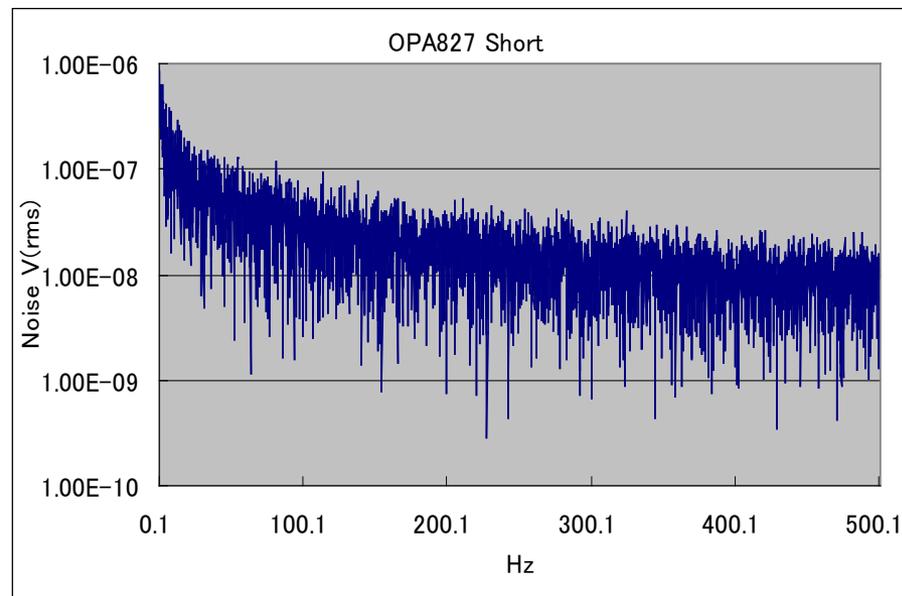
# オペアンプ雑音: チョツパ型と従来型における $1/f$ 雑音を比較

$1/f$ 雑音については、従来型オペアンプよりチョツパ型の方が低雑音。

## OPA333 新方式チョツパ・アンプ

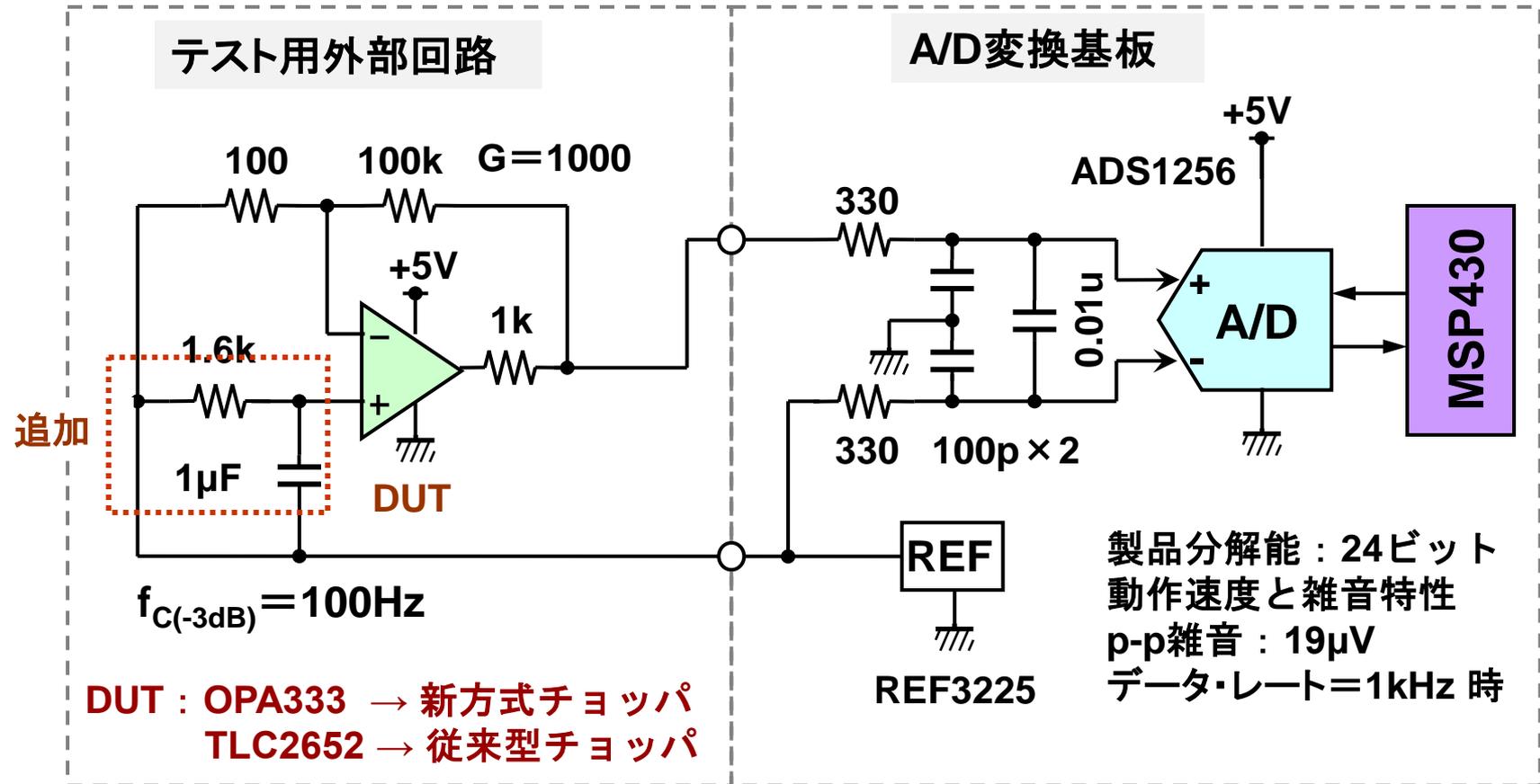


## OPA827 低雑音FET入力オペアンプ



# オペアンプ雑音：入カスパイク雑音の測定

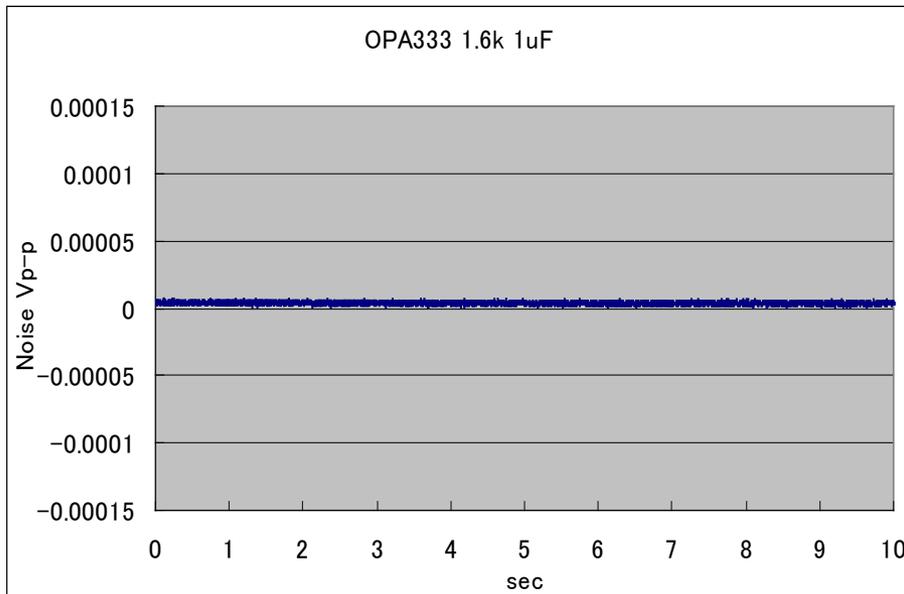
チョッパ式オペアンプに見られる入カスパイク雑音の測定回路。



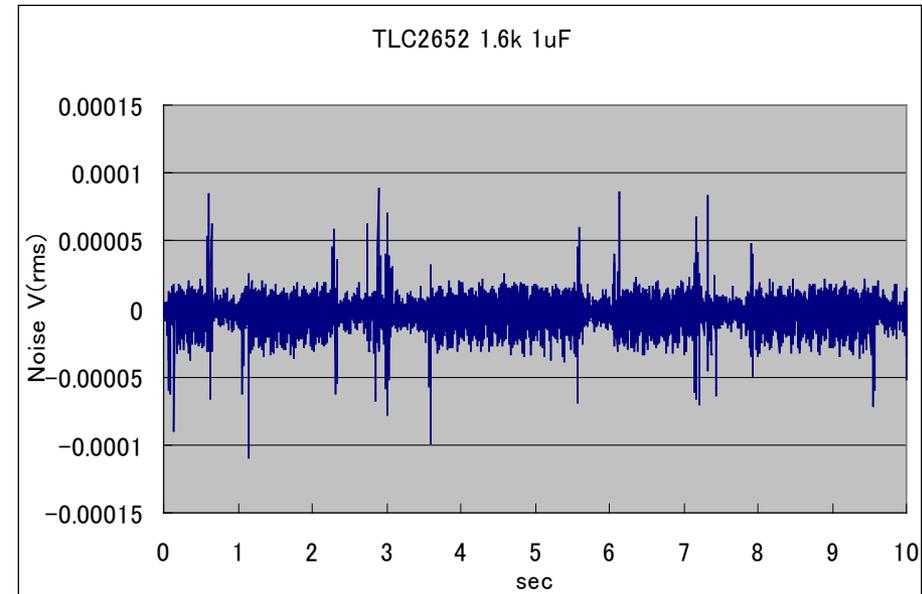
# オペアンプ雑音:チョツパ方式における新旧製品の比較

入カスパイク雑音に関して、従来方式と新方式との比較結果.

OPA333 → 新方式チョツパ



TLC2652 → 従来型チョツパ



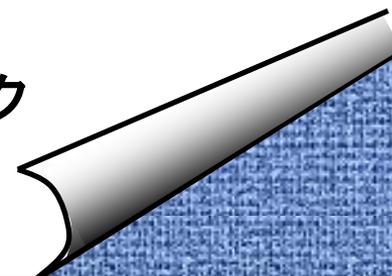
記事:新方式は、2つの入力回路を切り替えるオルタネーティブ方式.

## ✚ S3.1 入力部の性能

- (1) 入力オフセット電圧  $V_{OS}$
- (2) 入力バイアス電流  $I_B$  と入力オフセット電流  $I_{OS}$
- (3) 同相モード入力範囲
- (4) 同相モード除去CMR
- (5) 予備知識, 雑音の定量的把握
- (6) 入力雑音電圧／電流
- (7) アプリ情報, 入力雑音の軽減方法

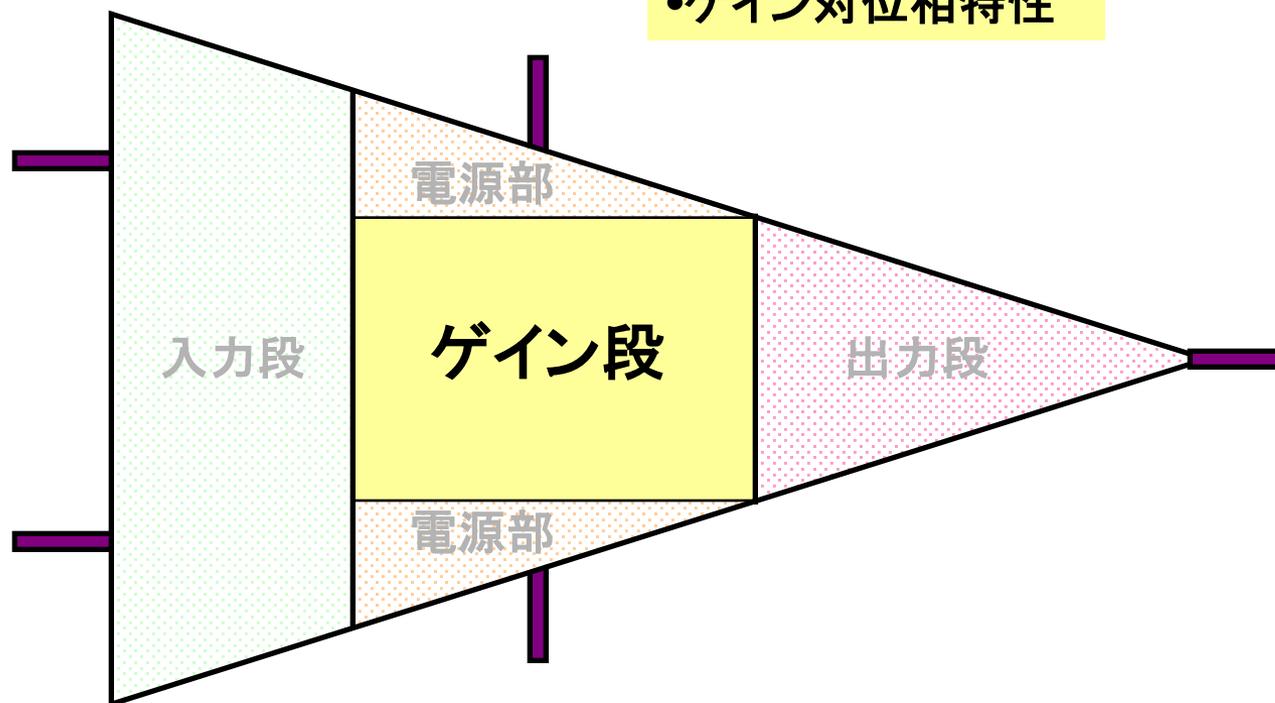
## ✚ S3.2 ゲイン段の性能

- (1) ループ・ゲイン 対 位相特性
- (2) ゲイン・バンド幅とゲイン・バンド幅積の違い
- (3) アプリ情報, 閉ループ・ゲイン誤差／ゲイン・ピーク



# ゲイン段の主なスペック

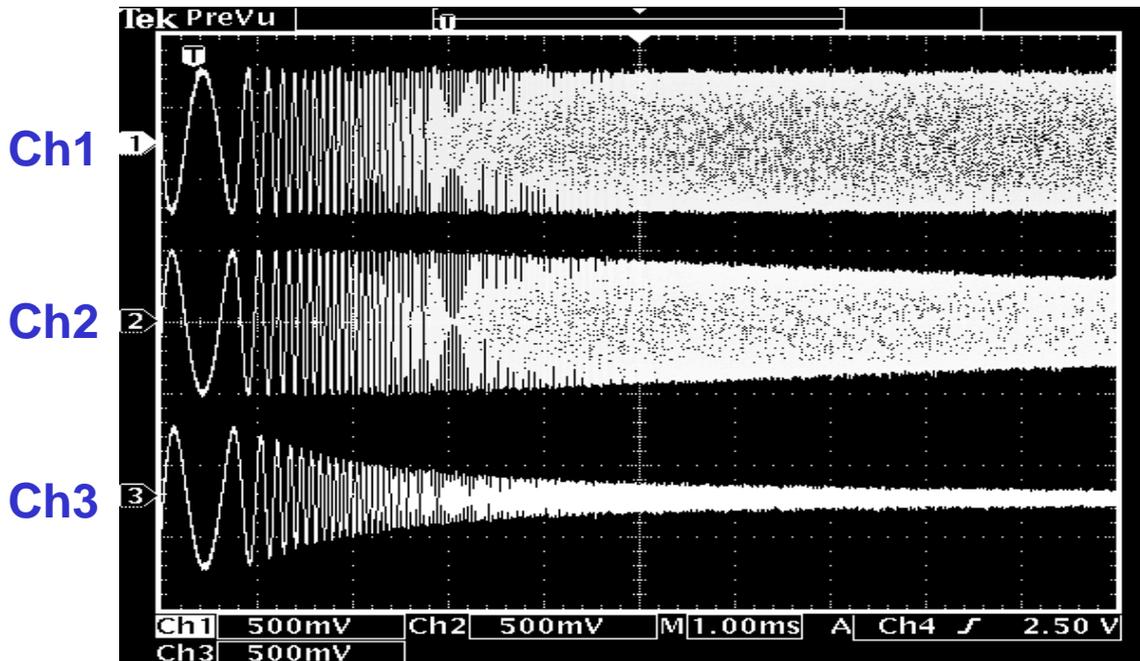
- 開ループ・ゲイン
- ゲイン・バンド幅
- ゲイン対位相特性



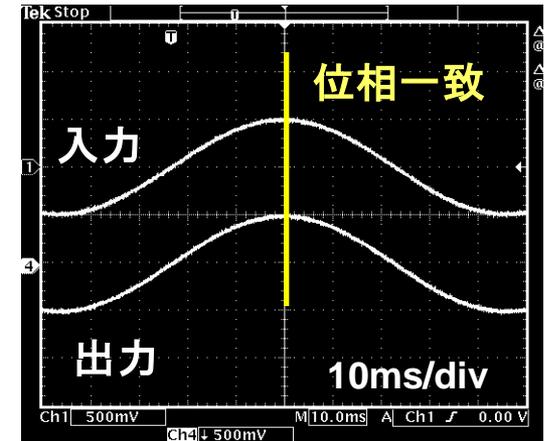
# ゲイン段:閉ループ・ゲイン 対 位相特性

入力信号周波数を徐々に高めた波形

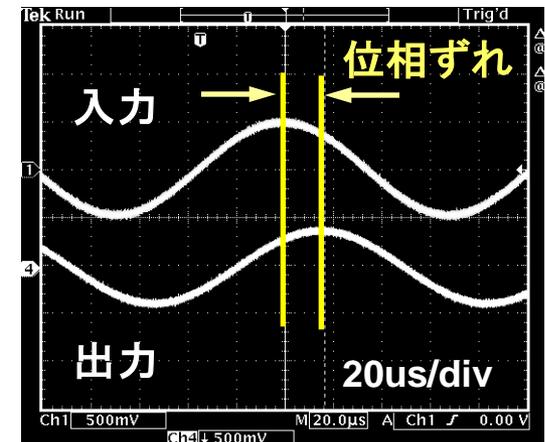
- Ch1:ゲイン=+1(非反転)
- Ch2:ゲイン=-10(反転)
- Ch3:ゲイン=-100(反転)



低周波での位相差

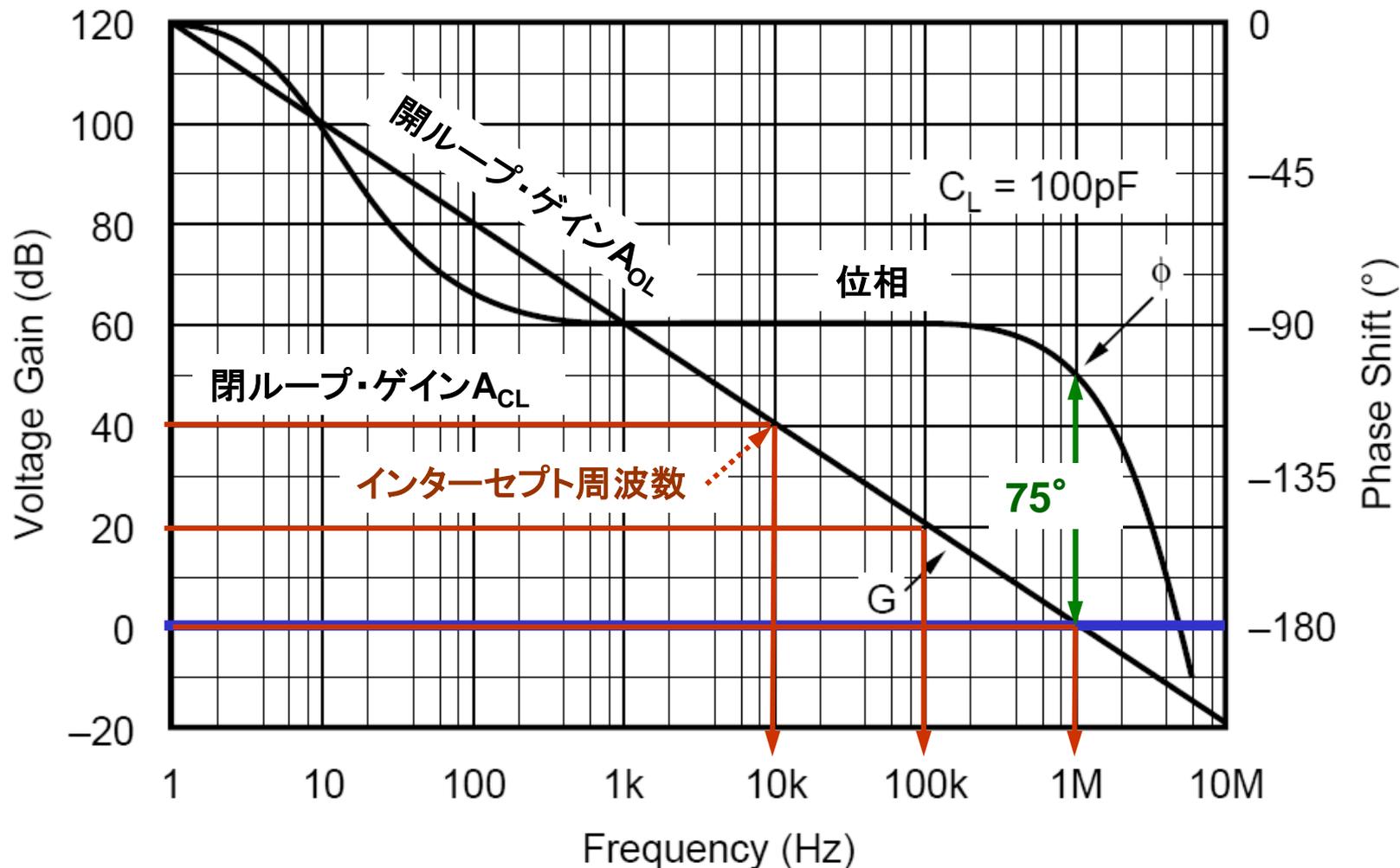


高周波での位相差



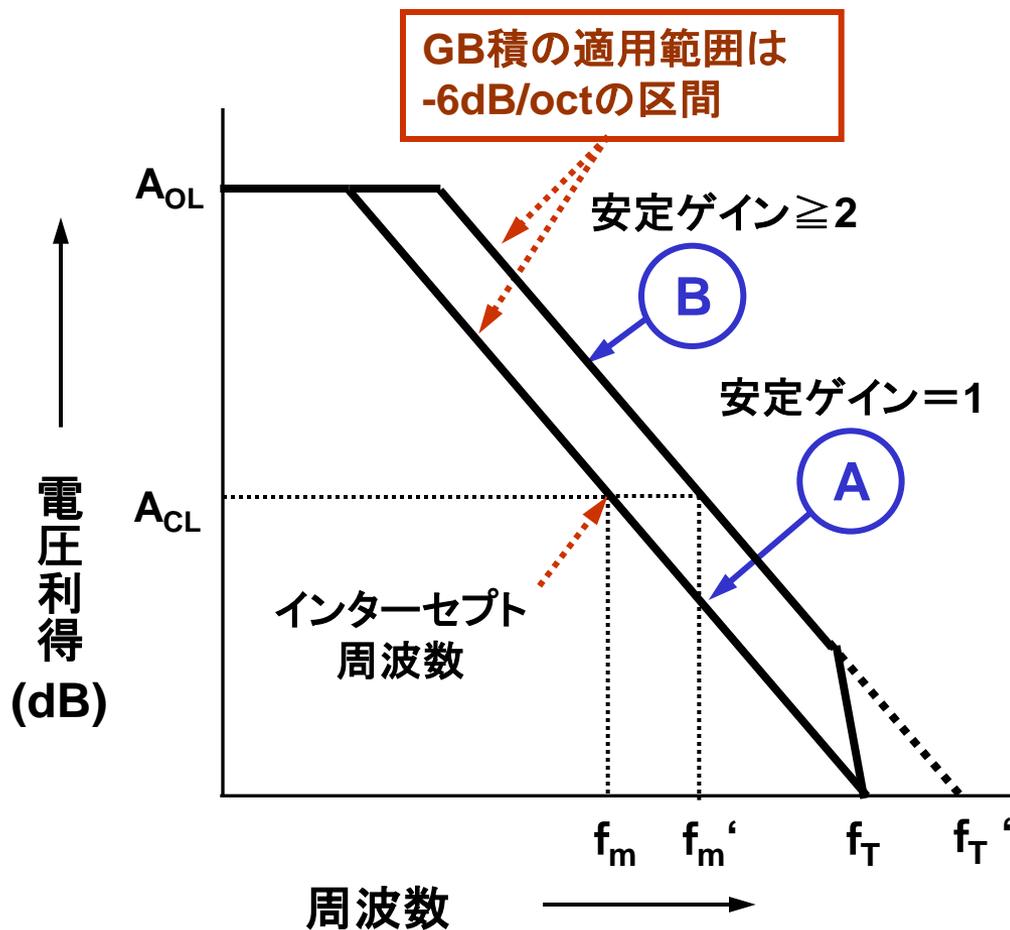
# ゲイン段:開ループ・ゲイン $A_{OL}$ 対 位相特性

## OPA130のボード線図



# ゲイン段:ゲイン・バンド幅とゲイン・バンド幅積の違い

ゲイン・バンド幅積 (GB積) とは, 任意の閉ループ・ゲインと  
インターセプト周波数 ( $f_m$ ) との積を表す.



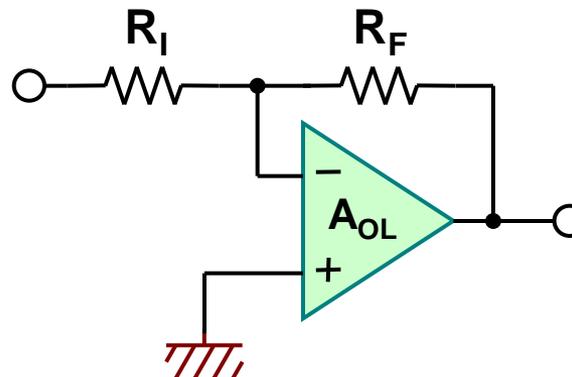
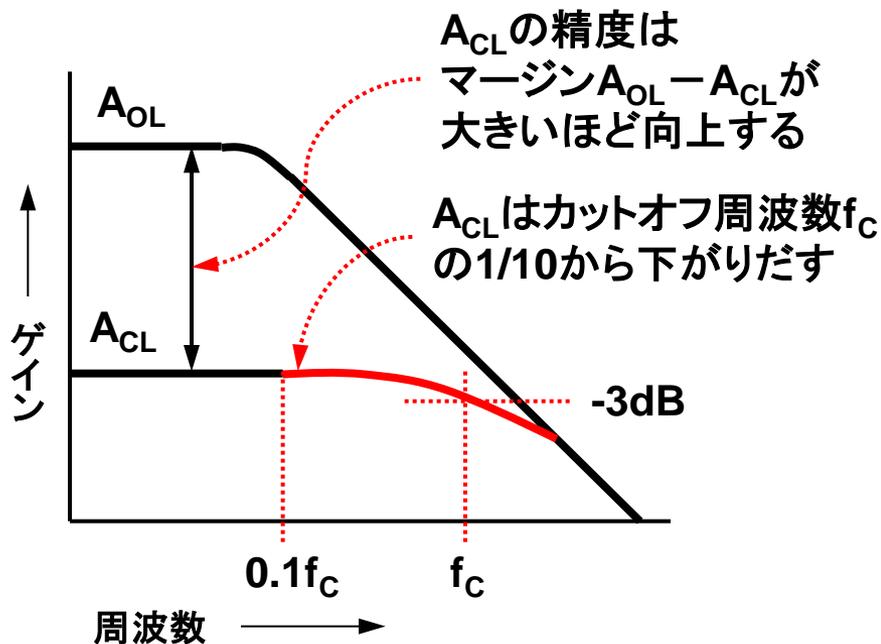
B のタイプのオペアンプでは、  
 $f_T$  でゲインバンド幅 (GBW) を見積もると、  
 $f_m$  と  $f_m'$  のように差が出る。  
そこで、任意の  $A_{CL}$  とインターセプト周波数  
との積を...

$$A_{CL} \times f_m' = \text{GB積} \quad \text{式3-19}$$

...としてデータ・シートに記述する。

# ゲイン段: アプリ情報, 閉ループゲイン誤差

オペアンプのオープンループ・ゲイン( $A_{OL}$ )が有限なことに起因するクローズド・ゲイン( $A_{CL}$ )誤差



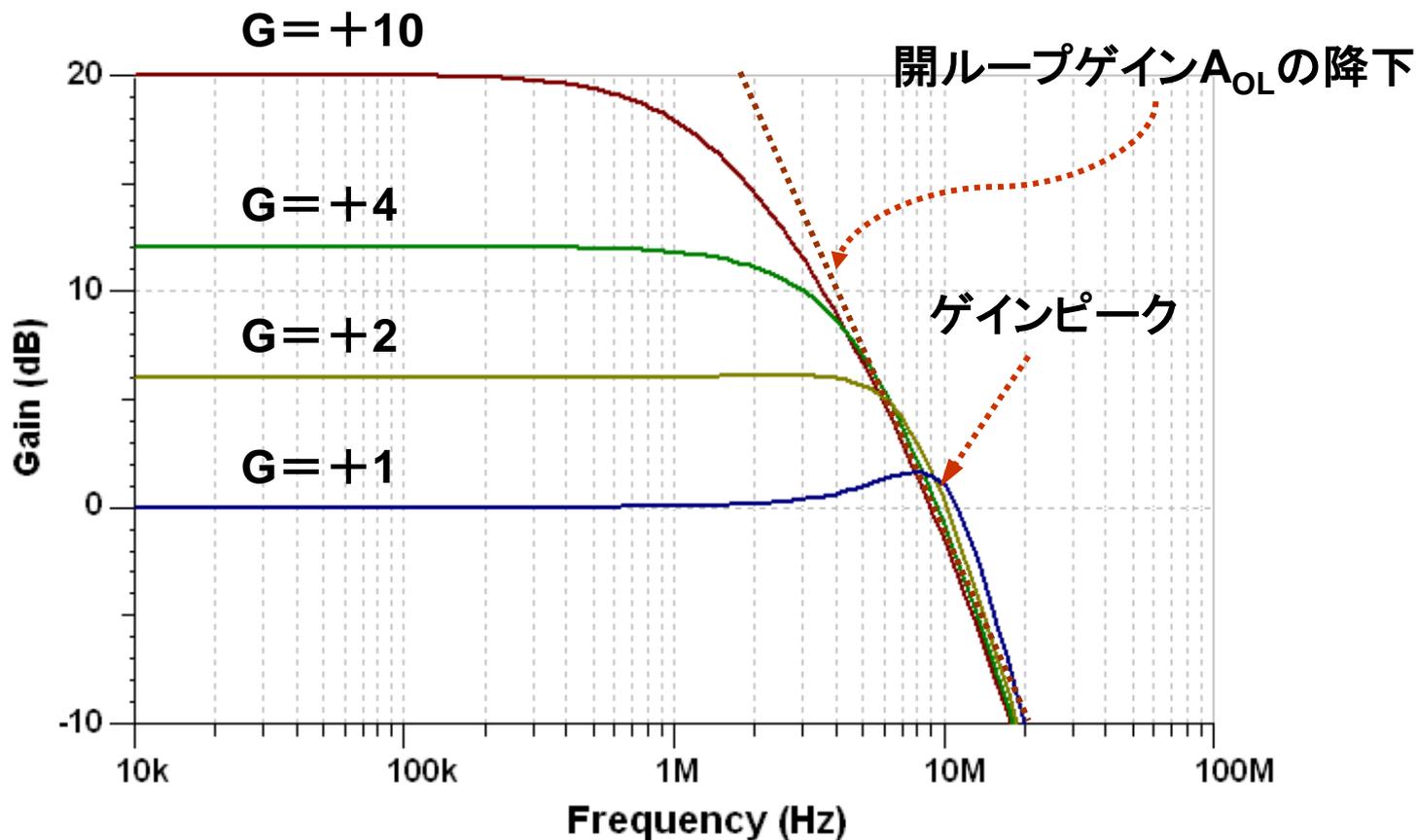
$$A_{CL}(\omega) = \frac{A_{OL}(\omega)}{1 + A_{OL}(\omega) \cdot \beta} \quad \text{式3-20}$$

ここで... $\omega = 2\pi f$ ,  $\beta = \text{帰還率}$

$$\beta = \frac{R_I}{R_F + R_I}$$

# ゲイン段: アプリ情報, 低 $A_{CL}$ におけるゲイン・ピーク

閉ループ・ゲイン $A_{CL}$ を小さく設定するとゲイン・ピークが増大する。



# セッション3 終わり

お疲れ様でした.

