

高性能オペアンプ回路 の考え方

～汎用オペアンプからのOne Step Up～

アナログ・デバイス株式会社
藤森 弘已



AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

1. OPアンプの使用目的
2. OPアンプ回路のノイズとコンバータのノイズ コンバータの有効分解能
 - 高分解能コンバータの性能を劣化させないアンプのノイズ・レベルとは
 - ノイズ・ソースとそのノイズ計算
3. 高い電圧を取り扱うOPアンプ回路
 - 電源電圧より広い電圧を扱うOPアンプ回路
4. OPアンプの保護回路 そのメリットとデメリット

OP-Ampはなにに使う？ 演算増幅器

- ◆ アンプ（増幅器）としての信号増幅（ゲイン1以下～数10dB）
- ◆ 数学的な基本的演算
 - 四則演算 + - × ÷
 - 微分 $\frac{d}{dt}$ 、積分 $\int_{-\infty}^{+\infty} dt$
- ◆ 複雑な信号演算
 - フィルタリング：時間軸の重畳積分
 - 信号圧縮・延伸：対数変換、リミッタ・アンプ
 - ピーク・ホールド、絶対値、RMS演算、レベルシフト etc
- ◆ 発振、信号発生
- ◆ インピーダンス変換
- ◆ コンバータ回路の入出力での信号コンディショニング：電圧レンジ、電圧/電流変換

ノイズ

いろいろな要素が混在し、わかりにくい問題
OPアンプとコンバータの分解能に関するワンステップ・アップ

ノイズ密度, RMSノイズ, Peak-to-Peakノイズ

- ◆ Peak-to-Peak ノイズ ($\mu\text{V}_{\text{p-p}}$)
 - 最大、最小の間の2点間
 - 帯域に依存
 - 周期的ではなく、予測不可
- ◆ RMS (実効値) ノイズ (μV_{rms})
 - ノイズ波形のすべての値に関連する
 - 帯域に依存
 - ノイズ電力に関連する
 - Real and predictable
- ◆ Noise Spectral Density (ノイズ密度) ($\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)
 - ノイズ波形のすべての値に関連する
 - 周波数によりソートされたノイズ情報
 - 多くのデータと複雑な計算を必要とする

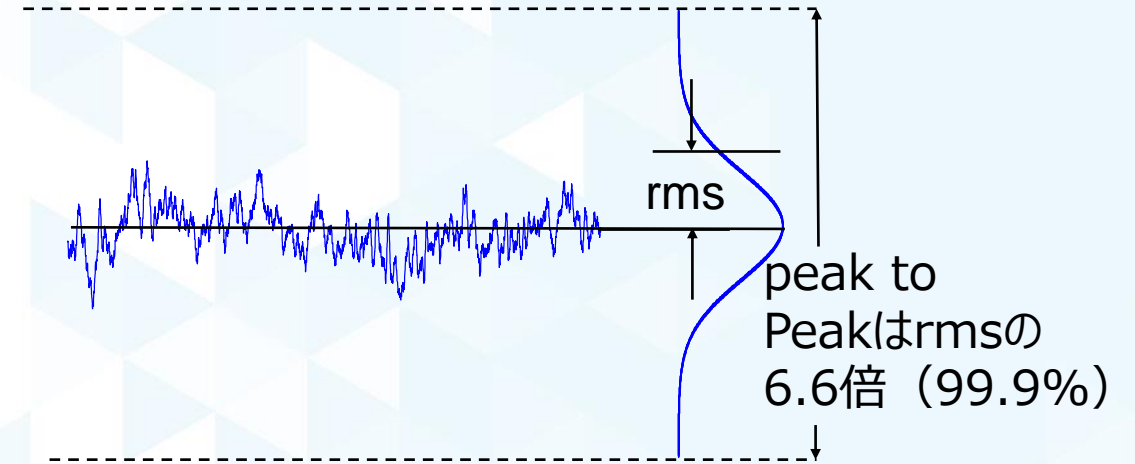


図1 ノイズの波形例

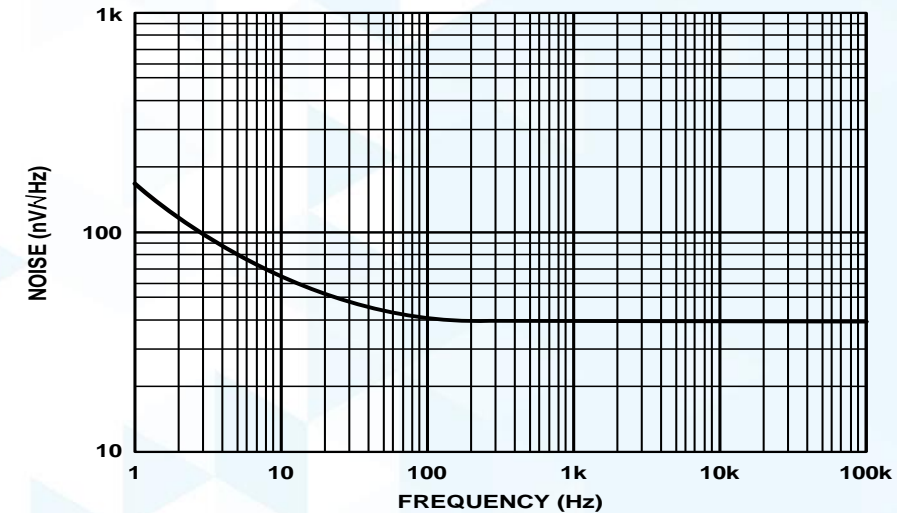


図2 ノイズ・スペクトラムの例

多くのノイズ源による総合ノイズを求める際のポイント

ノイズを考える際に重要なこと

1. 表現方法を合わせ、統一すること
 - 実効値RMSを使うのかノイズ密度 (Noise Spectral Density)を使うのか
2. どのポイントでのノイズかクリアに定義すること
 - 入力換算(RTI)か出力換算か (RTO)
 - 異なるノイズ源はこれらのポイントで異なるゲインを持つ
3. 最終的なノイズの合算は、RSS(Root Sum Squares)で計算する (二乗和の平方根)

$$e_{n \text{ total}} = \sqrt{e_{N1}^2 + e_{N2}^2}$$

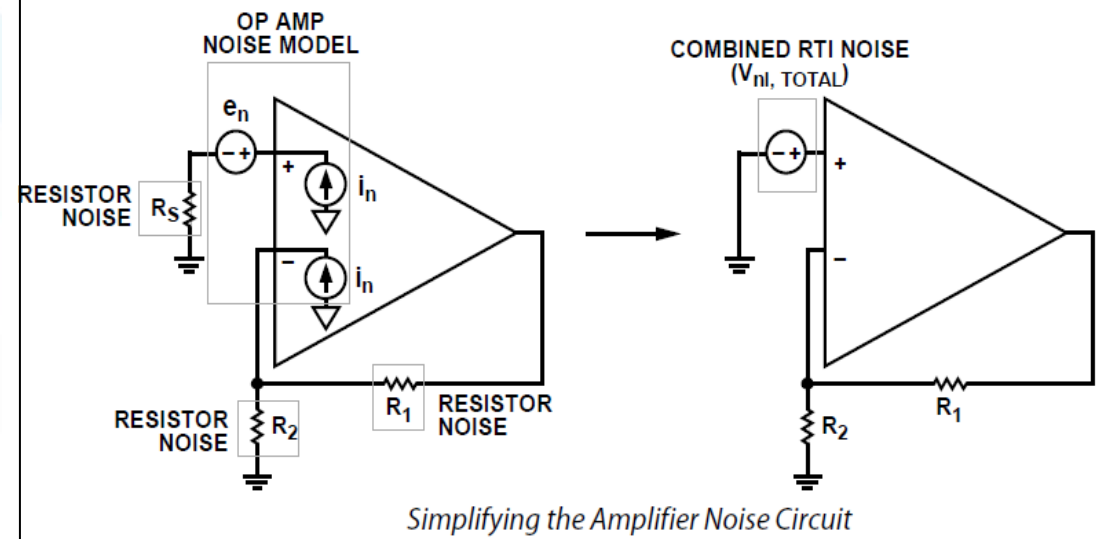


図3 OPアンプ ノイズモデル

コンバータの性能と信号分解能

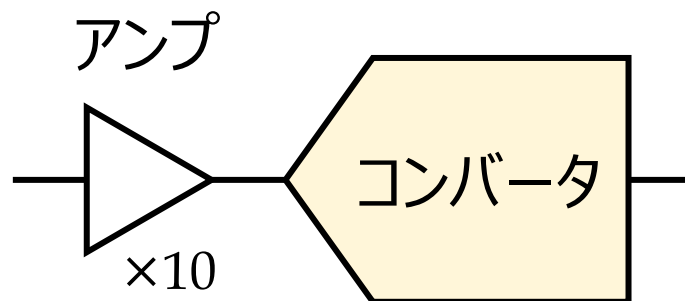


図4 ADC フロント・エンド

例えば：

高精度アンプ OP1177

広帯域ノイズ = $30\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

10kHz帯域でゲイン = 10倍の場合

トータルRMSノイズは $37.6\mu\text{V}_{\text{rms}}$

ピークノイズは、約 $248\mu\text{V}_{\text{p-p}}$

表1 コンバータの分解能と1 LSBの大きさ

コンバータ分解能	2.5VレンジのLSB	5.0VレンジのLSB	10VレンジのLSB	SN比の理論値
12ビット	0.61 mV	1.22 mV	2.44 mV	74 dB
14ビット	152 μV	305 μV	610 μV	86 dB
16ビット	38.1 μV	76.3 μV	152 μV	98 dB
18ビット	9.54 μV	19.1 μV	38.1 μV	110 dB
20ビット	2.38 μV	4.77 μV	9.54 μV	122 dB
24ビット	0.15 μV	0.30 μV	0.60 μV	146 dB

高分解能コンバータ入力アンプのノイズ

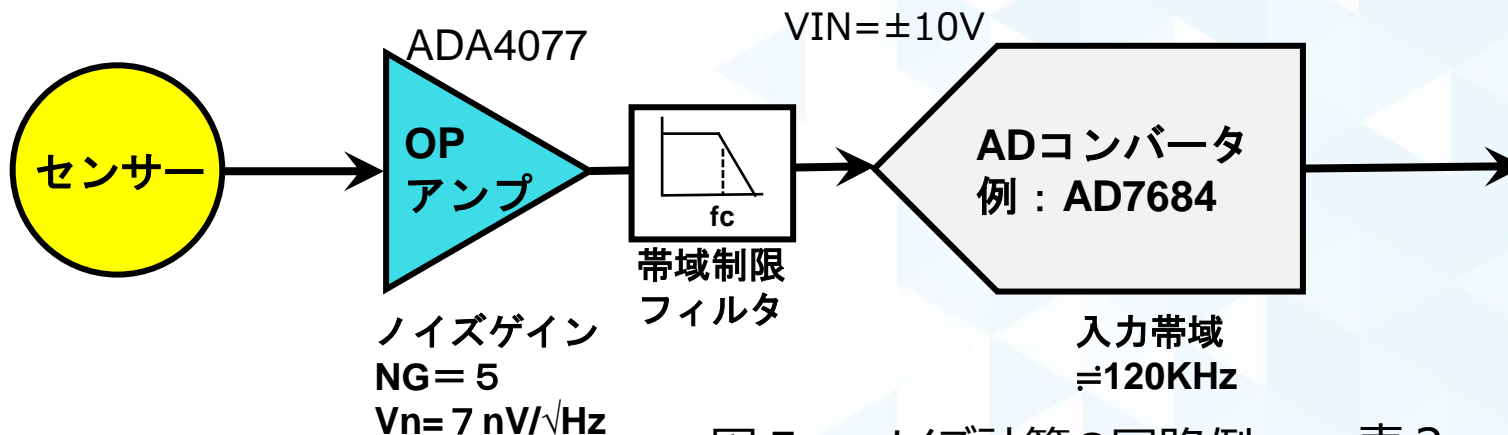


図5 ノイズ計算の回路例

表2 等価ノイズ帯域の係数

ロールオフの次数	係数
1 (6dB/Oct)	1.57
2 (12dB/Oct)	1.11
3 以上	1.0

◆コンバータに入力されるアンプのノイズ：

- アンプからのノイズ = $NG \times \text{ノイズ密度} \times \sqrt{-3\text{dB帯域幅}} \times 1.57$
 $= 5 \times 7 \times 10^{-9} \times \sqrt{120 \times 10^3} \times 1.57 = 15.2\mu\text{V rms}$
 Peak-to-Peak ノイズ = rms ノイズ $\times 6.6 = \underline{100\mu\text{V}}$

- ADCの1LSB = $20\text{V} / 16\text{bit} = \underline{305\mu\text{V}}$

◆例えば帯域60KHzのLPFを入れると：

- 入力ノイズ = $10.7\mu\text{V rms}$, $70.6\mu\text{V P-P}$ → この値と 1 LSBを比較??

ADCのSNR値をRMSノイズに変換する（有効分解能）

◆ADCのノイズ・スペック（例）

表3 16ビットADCのスペック例

Signal-to-Noise Ratio, SNR	$f_{IN} = 20 \text{ kHz}, V_{REF} = 4.096 \text{ V}, \text{ internal reference}$	87.0	88.5	dB ³
	$f_{IN} = 20 \text{ kHz}, V_{REF} = 5.0 \text{ V}, \text{ external reference}$	89.0	90.0	dB ³

$$\text{◆ RMSノイズ} = \frac{\text{RMS 入力レンジ}}{\text{SNR (V/V)}} = \frac{AIN \text{ Range} / 2\sqrt{2}}{10^{SNR(dB)/20}}$$

例にあげたコンバータでは： $\frac{5 / 2\sqrt{2}}{10^{90/20}} = 55.9 \mu\text{Vrms}$ ←これがコンバータのノイズレベルです

◆注意：SN比の中に歪みを含めたSINAD値を使うことは、ノイズの影響による有効分解能を求めるうえでは適切ではありません。SN比による評価が適切です。

- 有効分解能 (bits) = $\frac{SNR(dB) - 1.76}{6.02}$ ←有効ビット (Effective Number Of Bit)

- コンバータ分解能より有効分解能がノイズを考慮するうえで重要です。

ノイズの実効値の求め方 (1/fノイズ+広域ノイズ)

◆ 実効値を求めるには、対象となる帯域のノイズ曲線を積分して求めます

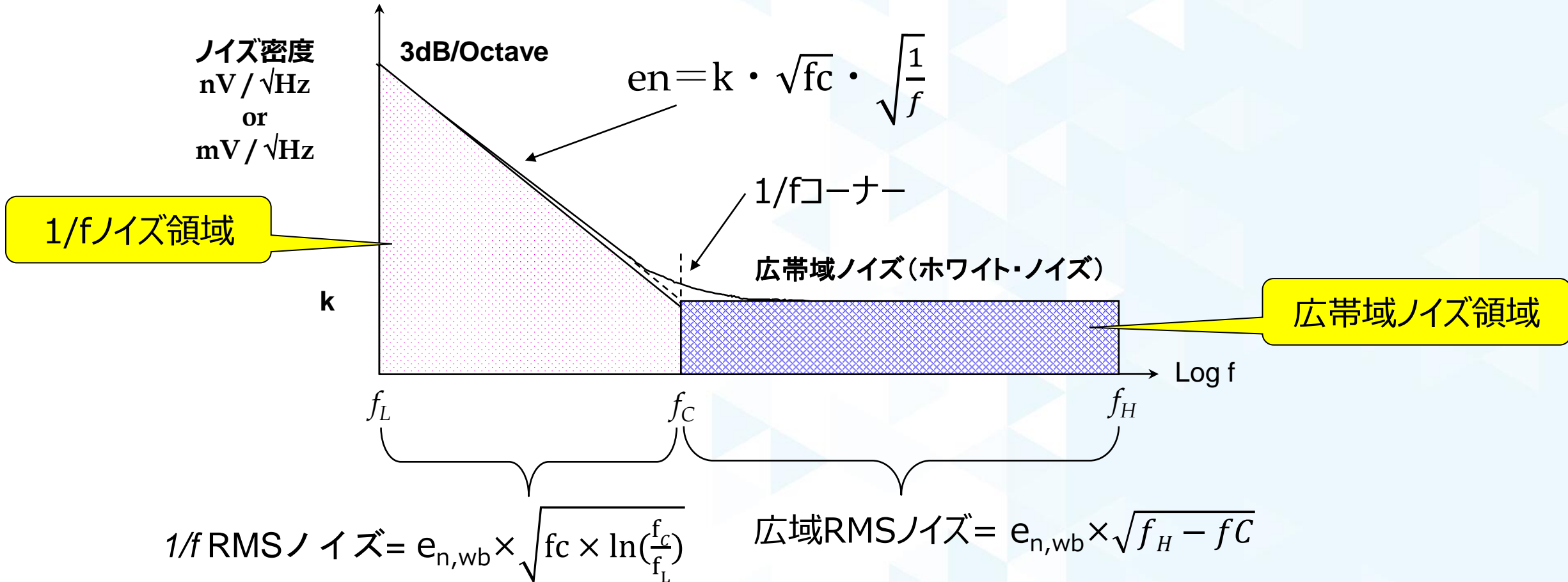


図6 広域ノイズと低域ノイズ

ノイズの総量 (RMS)

◆ ノイズ問題は時にはノイズ源によって f_c 以上と以下に分けて考慮する必要があります。

◆ $e_{n,rms} = e_{n,wb} \times \sqrt{(f_H - f_c)}$ と $e_{n,1Hz} \times \sqrt{\ln(\frac{f_H}{f_c})}$ のRSS

$$= e_{n,wb} \times \sqrt{(f_H - f_c) + f_c \cdot \ln(\frac{f_H}{f_c})}$$

広帯域ノイズ

1/fノイズ

どちらでも使用可

◆ もし $f_H \gg 10 \times f_c$ であれば 1/fノイズは無視して可

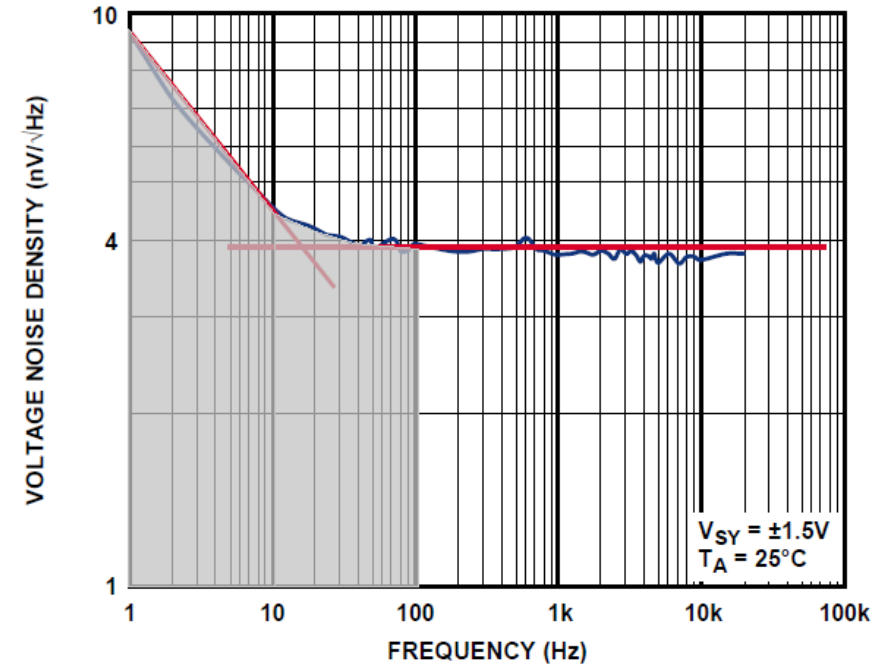
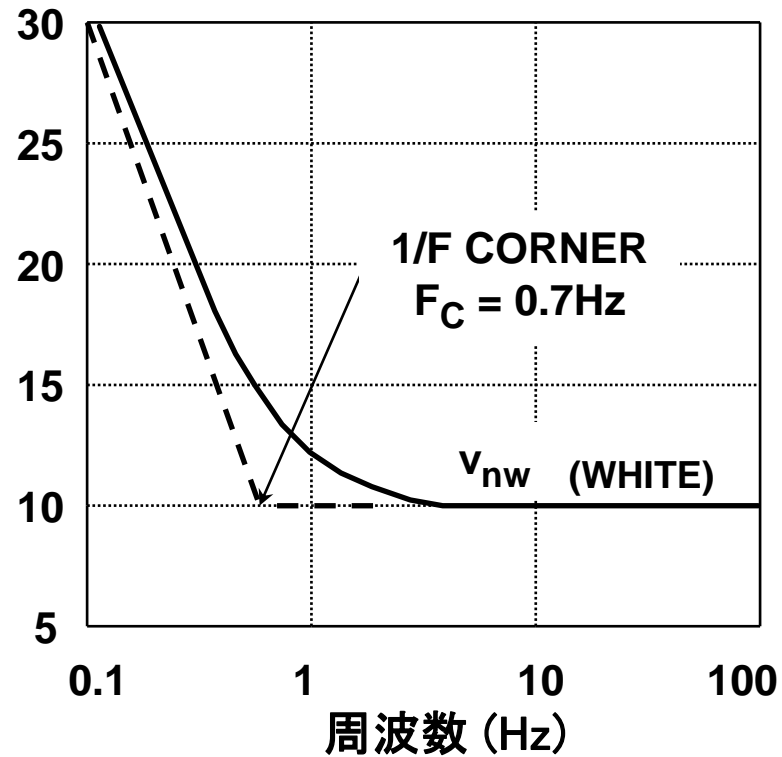


図7 ノイズの周波数分布



入力換算電圧ノイズ, nV / $\sqrt{\text{Hz}}$

図8 ノイズの周波数分布の例

$$e_{n,rms}(f_L, f_H) = e_{nwb} \cdot \sqrt{f_C \cdot \ln(f_C/f_L) + (f_H - f_C)}$$

例 $f_L = 0.1\text{Hz}$, $f_H = 10\text{Hz}$, $e_{nw} = 10\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $F_C = 0.7\text{Hz}$ とすると:

$$e_{nwb}(\text{rms}) = 33\text{nV}$$

$$e_{n,p-p} = 6.6 \times 33\text{nV} = 218\text{nV}$$

1/fノイズの存在しないOPアンプ

高域ノイズは平坦ではありません

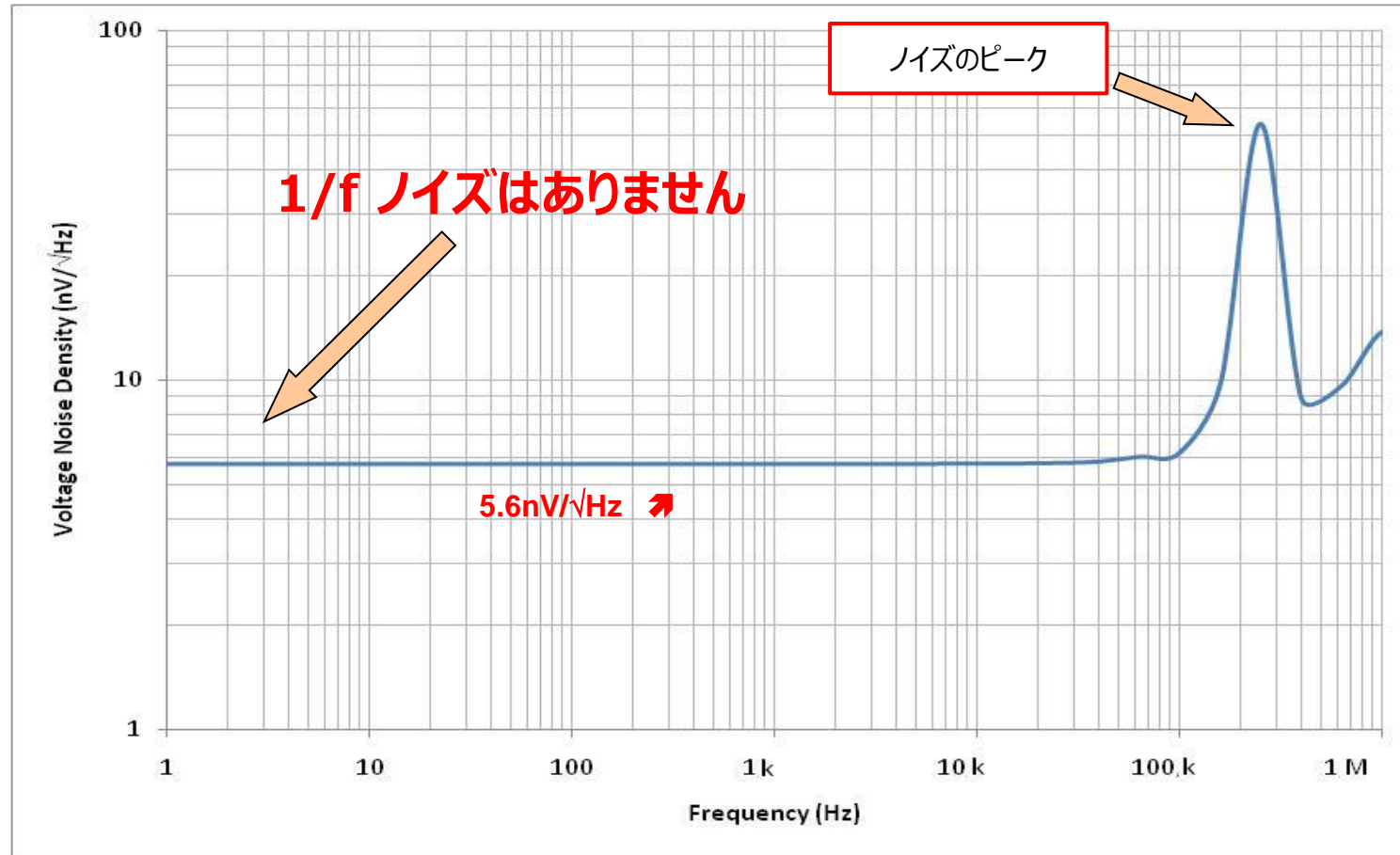


図9 ADA4528のノイズ分布

回路内の抵抗に発生するサーマル・ノイズ

ノイズ発生源としての電子回路内抵抗

$$e_{NR} = \sqrt{4kRTB}$$

ノイズ実効値 V_{rms}

ボルツマン定数
 $1.381 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

抵抗値 (Ω)

ケルビン温度 (K°)

帯域 (Hz)

- ◆ ノイズ密度 $B = 1\text{Hz}$
- ◆ $T_A = 25^\circ\text{C}$ の時 $4kT = 1.646 \times 10^{-20}$
 - ・ ノイズ電圧 ($\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) = $1.283 \times 10^{-10} \times \sqrt{R}$
 - ・ 例えば: $1\text{k}\Omega \approx 4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 50Ω では約 $0.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- ◆ このノイズもほかのノイズとRSSになります。

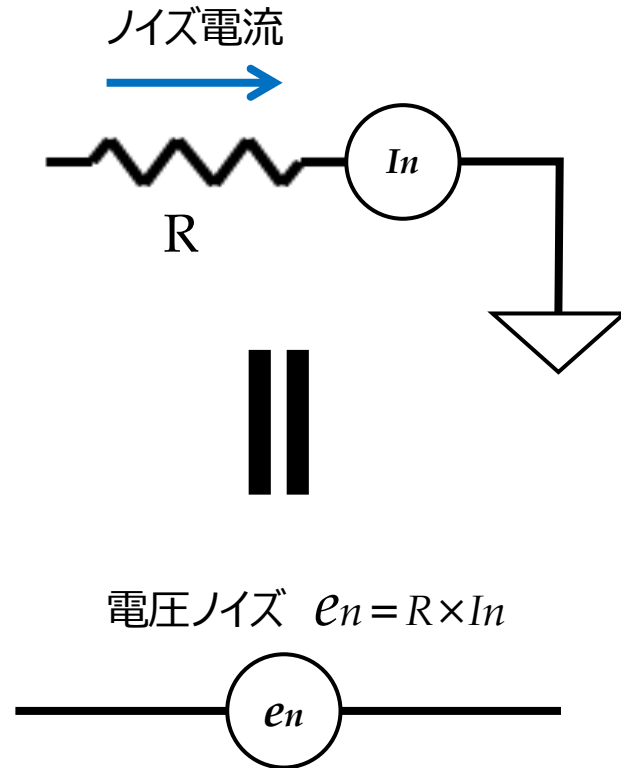


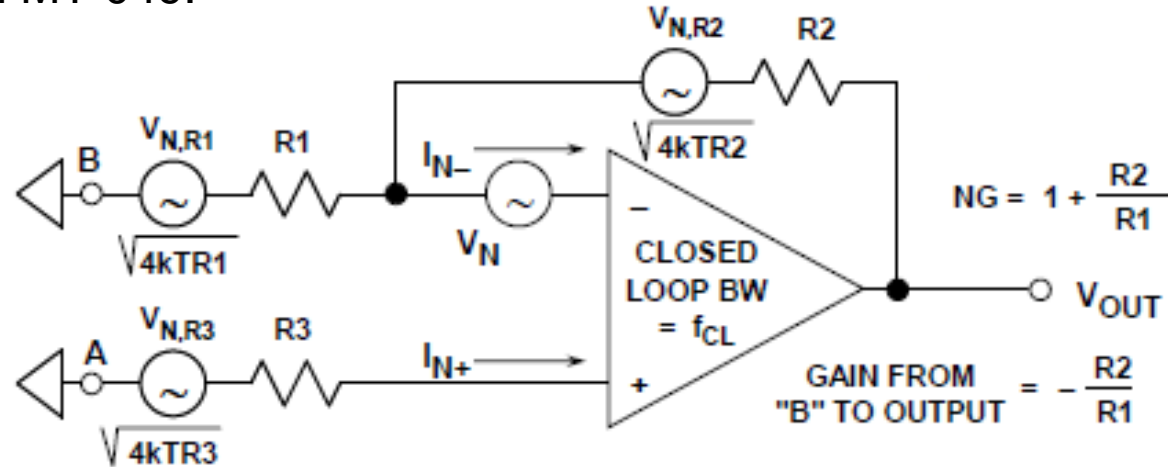
図 1 0 電流ノイズと電圧ノイズ

- ◆ 電流性ノイズは抵抗を通してノイズ電圧となります。
- ◆ 複数の電流ノイズ・ソースが存在する場合、ノイズの合計はRSS（二乗和の平方）になります

帰還回路の抵抗

アンプ周辺回路で発生するノイズの計算 (サーマル・ノイズ + 電流ノイズ)

From MT-049:



反転入力側の抵抗値は $R1 || R2$ 並列値です

図 1 1 ノイズの合算 (RSSのソース)

$$RTI \text{ ノイズ} = \sqrt{BW} \times \sqrt{V_N^2 + [4kTR3]^2 + \left[4kTR1 \left[\frac{R2}{R1+R2}\right]\right]^2 + [I_{N+} R3]^2 + \left[I_{N-} \left[\frac{R1 \times R2}{R1+R2}\right]\right]^2 + \left[4kTR2 \left[\frac{R1}{R1+R2}\right]\right]^2}$$

$$RTO \text{ ノイズ} = \text{ノイズ} \cdot \text{ゲイン} \times RTI \text{ ノイズ}$$

$$BW = CL \times 1.57 \quad (\text{Closed Loop 帯域})$$

ノイズ要素の仕分け（何が重要か）

- ◆もしノイズの大きさが実効値で5倍以上異なれば、小さいノイズは無視しても大きな影響はない
- ◆なぜ?
 - ノイズは二乗和平方根 (Root-Sum-Square) で合計されます。RMS値が同じソースが2個あっても、合計はRSS値では1.41倍です。3倍異なると1.05倍になります。

表3 ノイズ源の大きさと全体への影響

ノイズ源の大きさ	合計ノイズ	ノイズの増加率
e_n	$1.41 * e_n$	41%
$1/2 e_n$	$1.12 * e_n$	12%
$1/3 e_n$	$1.05 * e_n$	5%
$1/5 e_n$	$1.02 * e_n$	2%
$1/10 e_n$	$1.005 * e_n$	0.5%

計算例: アンプ回路のノイズ計算 (差電圧アンプ)

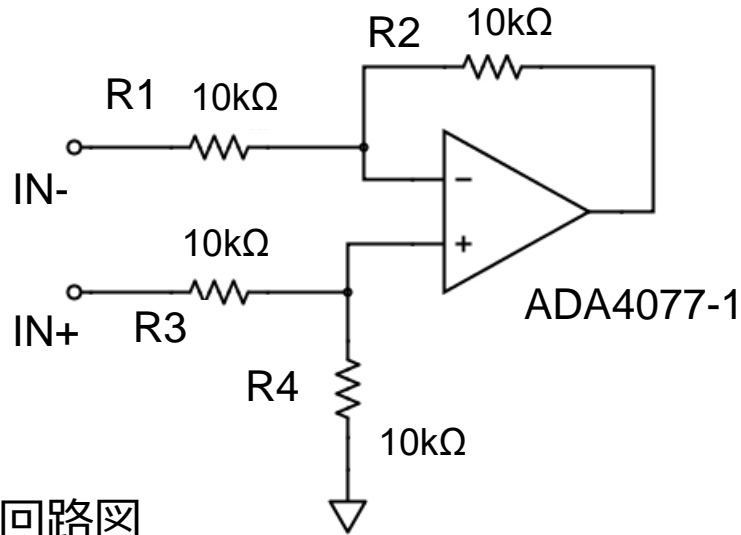


図 1.2 回路図

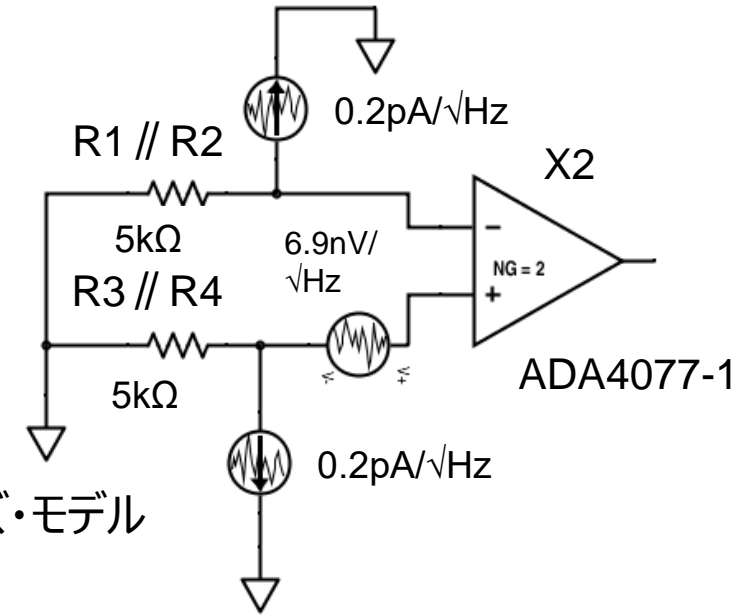
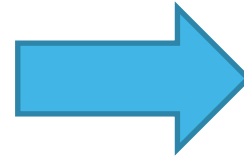


図 1.3 ノイズ・モデル

表 4 ノイズ源の大きさと合計

	ノイズ計算 RTI	ノイズ密度 RTI	ノイズ密度 RTO
抵抗性ノイズ	$\sqrt{4kT} \times 10k\Omega$	$12.8nV/\sqrt{Hz}$	$25.7nV/\sqrt{Hz}$
Vn (電圧アンプ)	Vn	$6.9nV/\sqrt{Hz}$	$13.8nV/\sqrt{Hz}$
In+ (電流ノイズ)	In+ $\times 5k\Omega$	$1nV/\sqrt{Hz}$	$2nV/\sqrt{Hz}$
In- (電流ノイズ)	In- $\times 5k\Omega$	$1nV/\sqrt{Hz}$	$2nV/\sqrt{Hz}$
ノイズ合計		$14.6nV/\sqrt{Hz}$	$29.2nV/\sqrt{Hz}$

◆アンプ回路のノイズ

- アンプの内部ノイズ (RMS) + 周辺の抵抗ノイズ (RMS) 合計値はRSS
- DC近傍の信号では $1/f$ ノイズに注意
- 信号帯域が $1/f$ コーナーの10倍以上であれば、 $1/f$ ノイズの影響は無視が可能
- アンプの帰還回路などの周辺抵抗も、サーマルノイズによるノイズ源となります。これもRSSとなります。

◆アンプ回路とコンバータ

- アンプの出カノイズ (RTOノイズ) とコンバータの有効分解能から求められるノイズ・レベルとの比較です。(どちらもRMS値での比較)
- アンプ回路のノイズが、コンバータ・ノイズの $1/3$ であれば、その影響は5%以下です。

◆信号帯域を制限するとSN比が向上します

参考資料：I/Vコンバータ（TIA）のサーマル・ノイズ

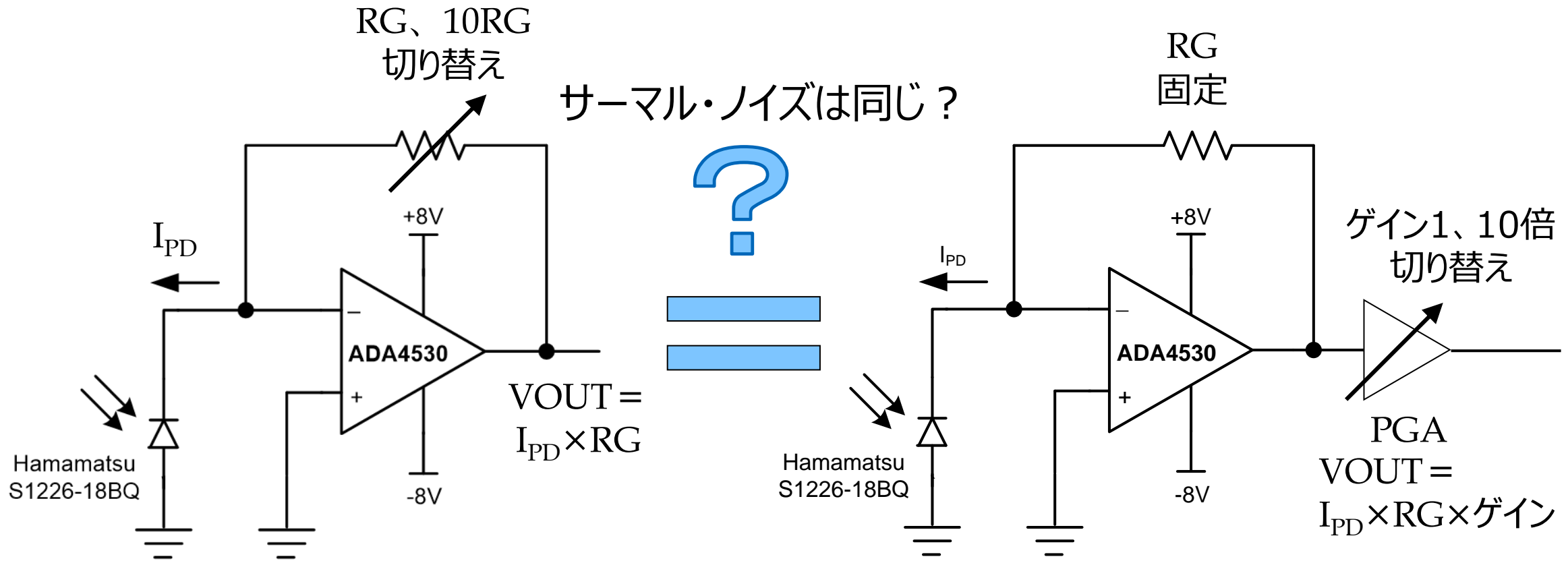


図 1 4 可変TIA回路

図 1 5 TIA回路+PGA

左の回路ではゲイン10倍で、サーマルノイズは $\sqrt{10}$ 倍、右の回路では10倍。右の回路ではさらにPGAのノイズが加わる。

OPアンプで 高い電圧を扱う

高い電圧を出力する必要がある用途でのワンステップ・アップ

±15V以上の電源電圧と出力電圧

- ◆一般的なOPアンプの最大の電源電圧は±15V（最大定格±18V）です。
- ◆最新のプロセスでは電源電圧が低くなりつつあります。（±15V → 5V単電源）
- ◆±15V以上の高精度電圧コントロール（計測）が必要なアプリケーションも増えています。
 - 例：LiDAR 受信部、マイクロマシンの制御 etc

高電圧OPアンプのアプリケーション

1. フォト・ダイオードのバイアス源

PN フォトダイオード

- ❖ 一般的な“ダイオード”に似た特性
- ❖ 高感度
- ❖ 広い面積必要
- ❖ 容量が大きい, 最大で数100nF
- ❖ 高精度アプリケーションによく使われる
- ❖ 一般的に“ゼロバイアス”モードで動作

PINフォトダイオード

- ❖ より厚いデプレッション領域
- ❖ 容量は小さい
- ❖ 帯域が広い
- ❖ 省面積
- ❖ 容量は $\approx 0.5\text{pF} \sim \approx 500\text{pF}$
- ❖ 高速、広帯域アプリケーション向き
- ❖ 一般的に“逆バイアス”モードで動作

Avalancheフォトダイオード (APD)

- ❖ 内部ゲイン (フォトマルに似ている)
- ❖ 低光度で高速のアプリケーション (光ファイバーなど) 向き
- ❖ 比較的高い電圧の“逆バイアス”モードで動作
- ❖ 省面積
- ❖ 容量は $\approx 0.5\text{pF} \sim \approx 300\text{pF}$

Schottkyフォトダイオード

- ❖ 非常に高速
- ❖ 省面積
- ❖ 低容量 $< 1\text{pF}$
- ❖ 高速・広帯域の通信システムで使用
- ❖ 比較的高い電圧の“逆バイアス”モードで動作

PINフォトダイオードの逆バイアスは数V～数10V。APDのバイアスは100V以上になることもある。ショットキーでは数Vから数10V程度の逆バイアスが必要。

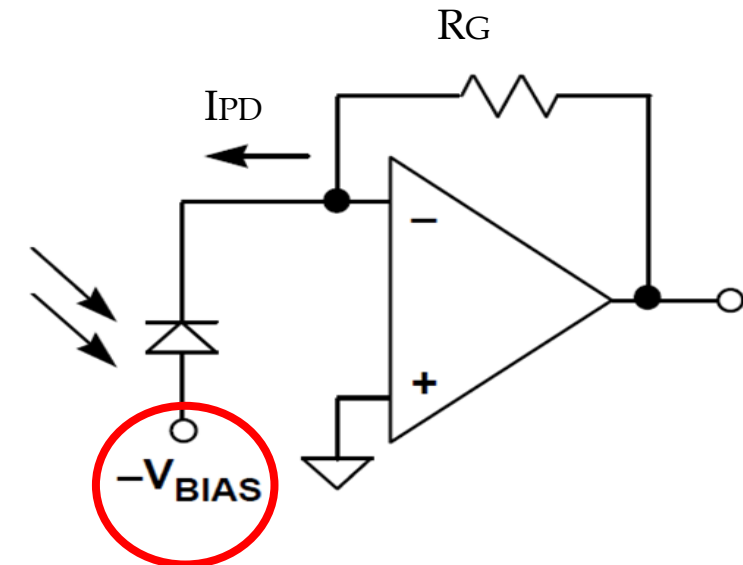


図 1 6 フォトセンサー用TIA

高電圧OPアンプのアプリケーション

2. マイクロ・マシン・アクチュエータの駆動

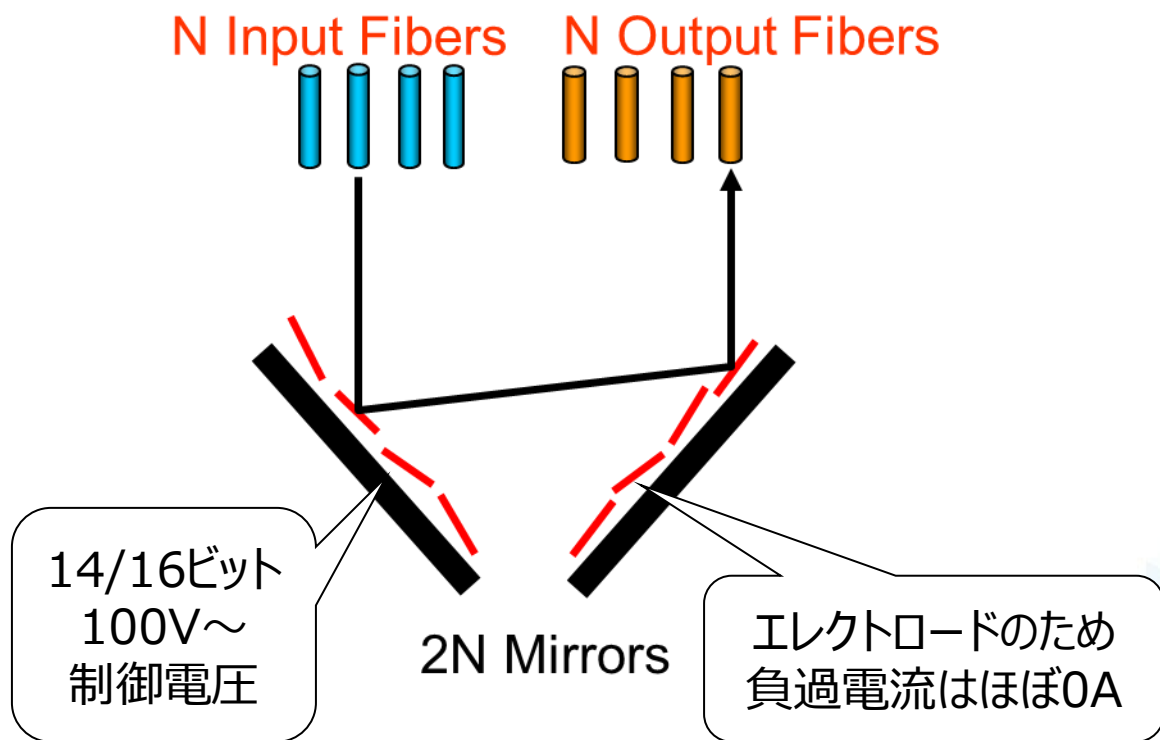


図 1 7 マイクロ・マシン・ミラーによる光スイッチャー

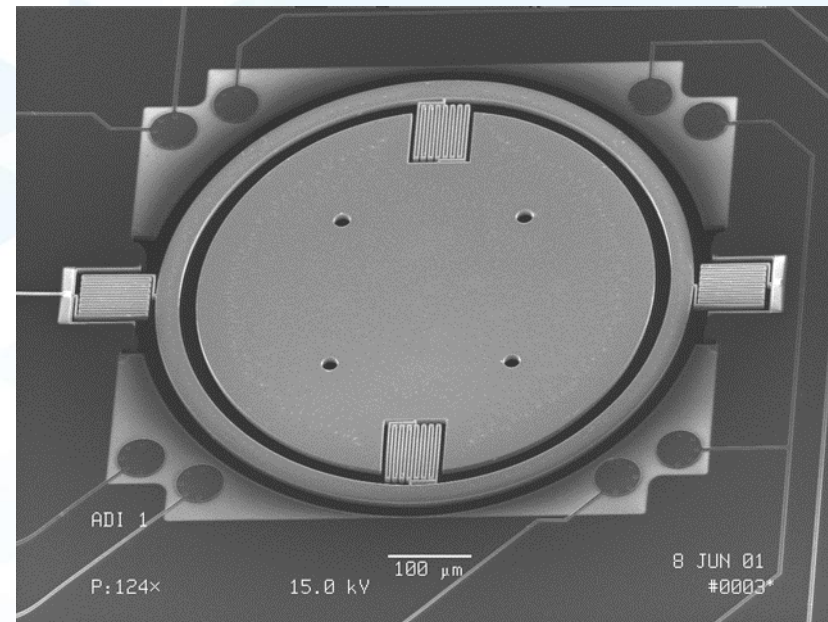
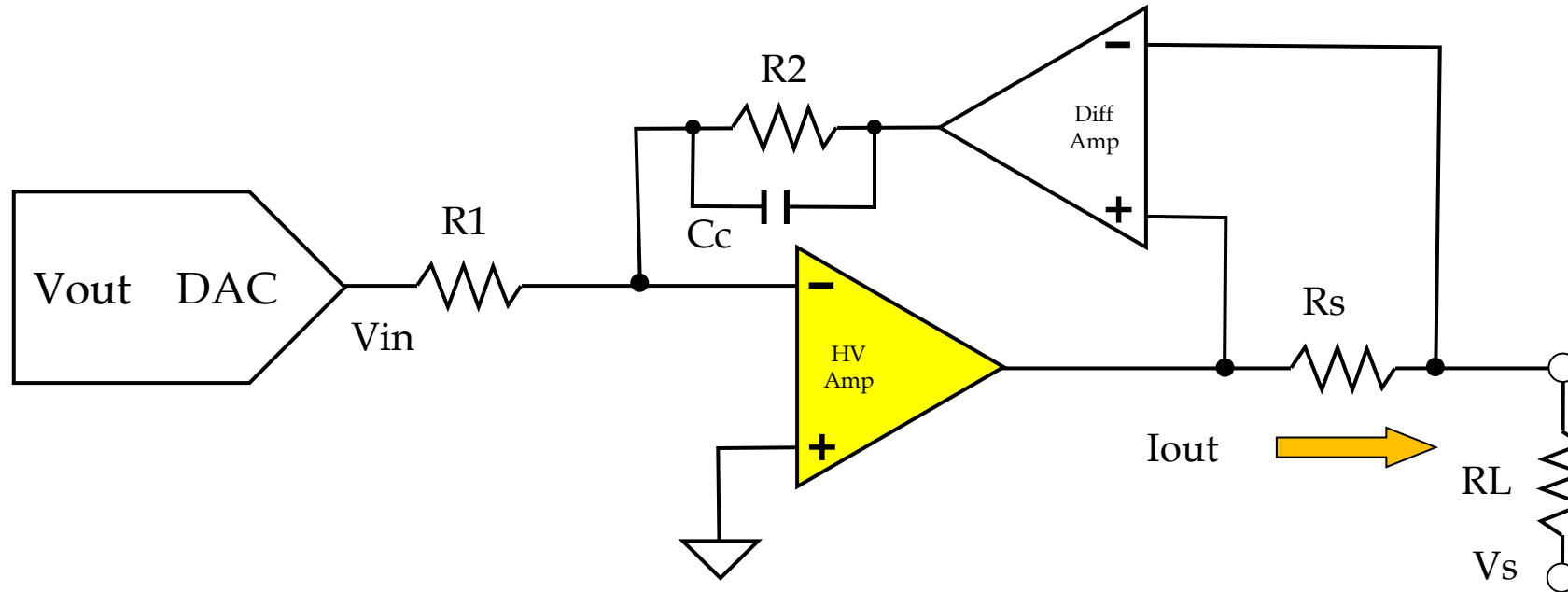


図 1 8 2軸 マイクロ・マシン・ミラーの実例

高電圧OPアンプのアプリケーション

3. 高コンプライアンス電圧可変電流ソース

例：AD627 $V_{cm}=270V$ 増幅率= G



$$I_{out} = -V_{in} * \frac{R2}{R1 * R_s * G} \quad (A)$$

図 1 9 高電圧（コンプライアンス）可変電流ソース回路

高電圧OPアンプのアプリケーション

4. その他の用途

- ❖ 可変高電圧を必要とするピエゾ素子のドライバー
- ❖ ATEや計測装置の高精度可変電圧源、あるいは高電圧ソース（DCパラメトリック試験用信号ソース）
- ❖ 高電圧励起信号／同相電圧を必要とするブリッジ回路、センサー回路
- ❖ 高電圧のハイサイド・モニター、あるいは高電圧ノードの測定（高電圧バッファ）
- ❖ 低電圧出力DACの大幅な振幅拡大
- ❖ 高電圧レギュレータの制御アンプ、高電圧リニア・レギュレータ
- ❖ 真空管アンプ出力段のドライブ回路／位相反転回路（マニアックですが）

電源ブート回路 (電源シフトによる出力の拡張)

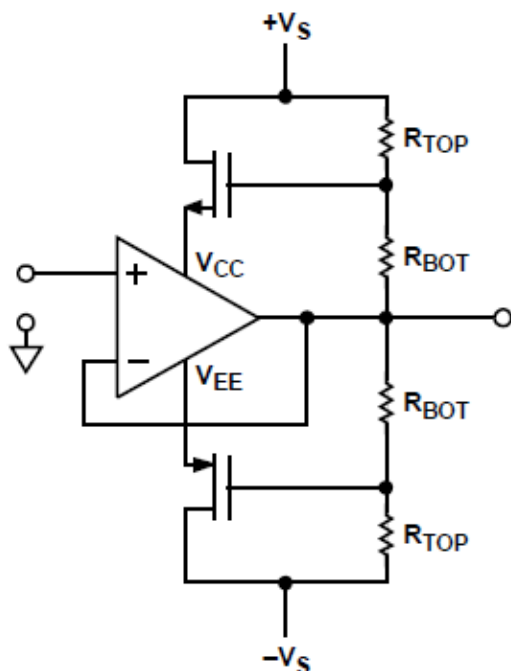


図 2 0 ADA4870 電圧エキステnder:

70V p-p 出力, 1A 出力電流

ADHV4702-1 電圧エキステnder:

>400V p-p 出力, 20mA 出力電流

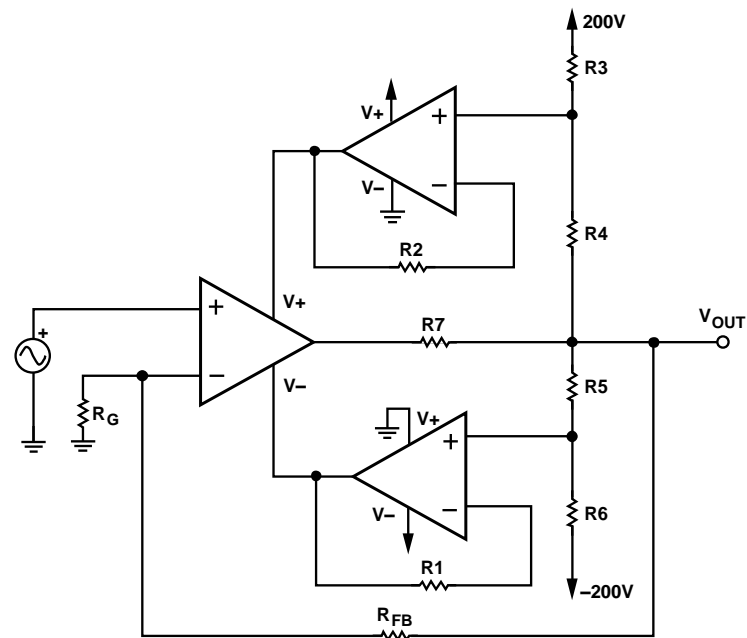


図 2 1 ADA4870 電圧ダブラー:

~70V p-p 出力, 1A 出力電流

16047-02Z

電源電流で出力を制御する高電圧アンプ

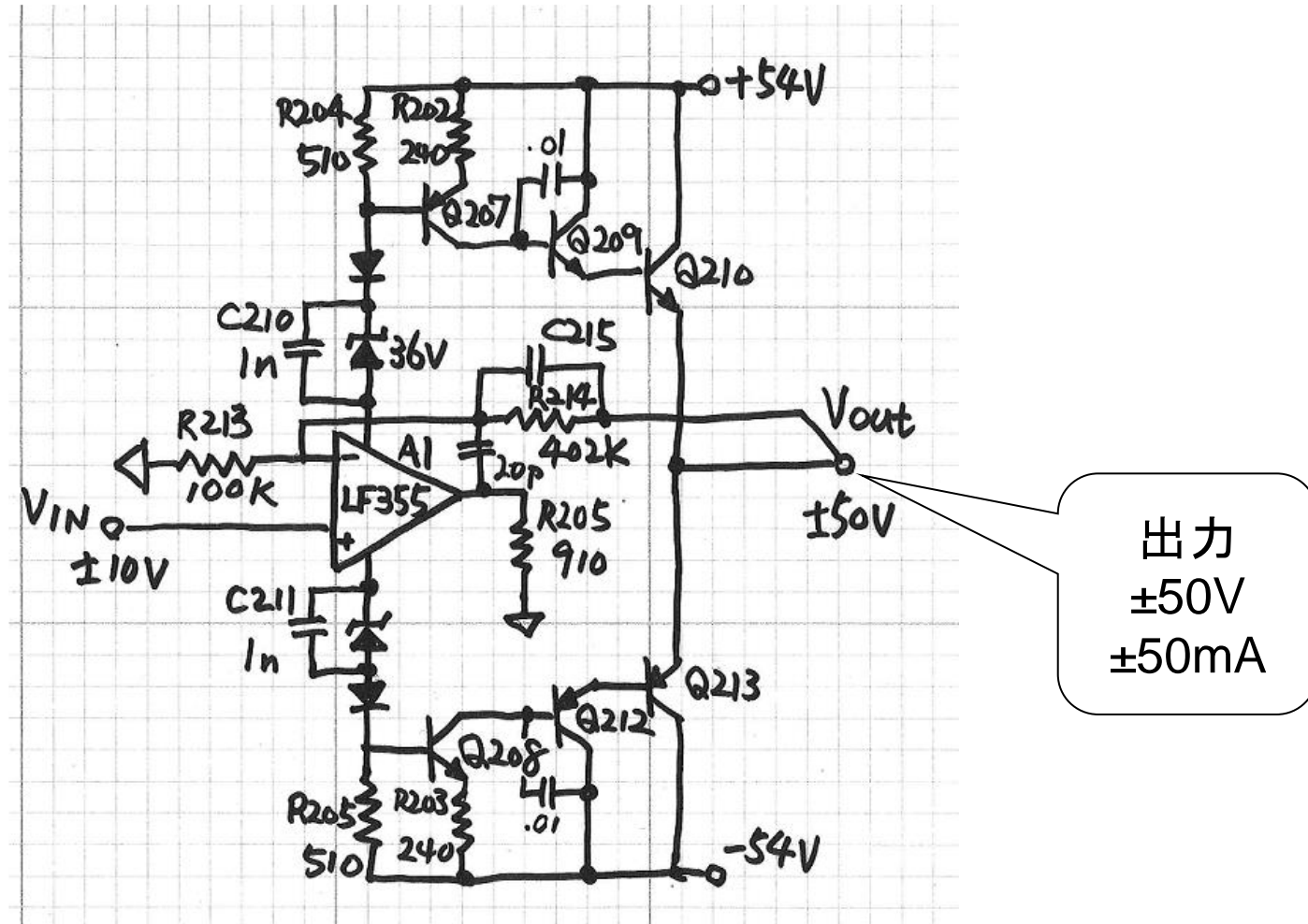


図 2 2 高電圧 50mA出力 OPアンプ回路

高電圧アンプの動作(1)

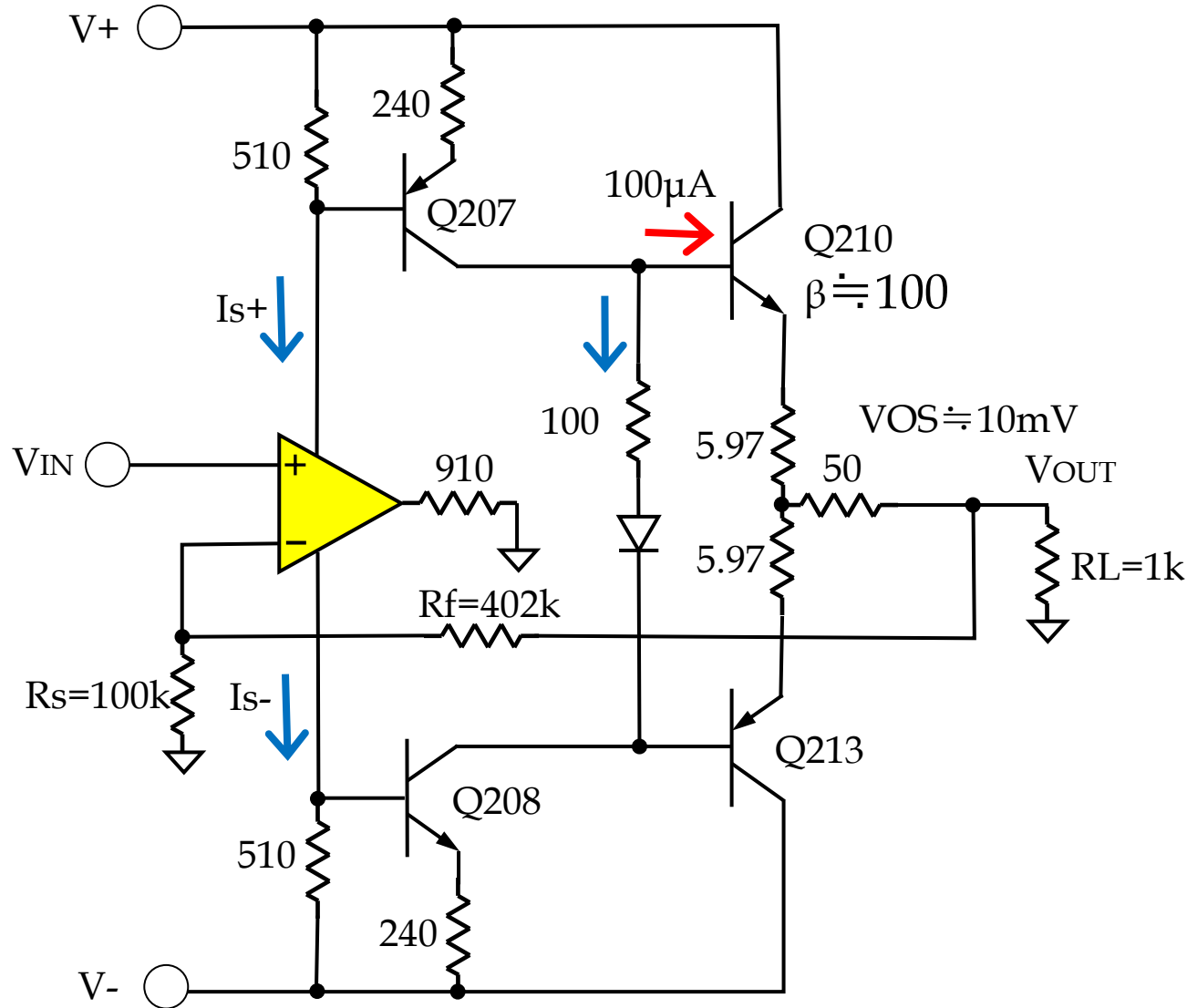


図 2 3 電源電流制御OPアンプ回路

- ◆ VIN=0Vの時、Is+=Is- (V=±15V)
- ◆ アンプの電流が4mAの時：
 - Q207のBの電圧降下は約2.04Vです。
 - Q207のEには約5.4mAが流れます。
 - この電流のほとんどは100Ω (0.54V) とダイオード (0.72V) に流れます。
- ◆ VIN = 2Vの時、Is+=4.04mAでバランス
 - アンプ出力+36mV
 - Q207のEに5.5mA、Q210のCに100µA
 - Vout=10.04V
- ◆ $V_{OUT} = V_{IN} \times \left(\frac{R_f}{R_s} + 1 \right) = 5.02$ (ゲイン)

高電圧アンプの動作(2)

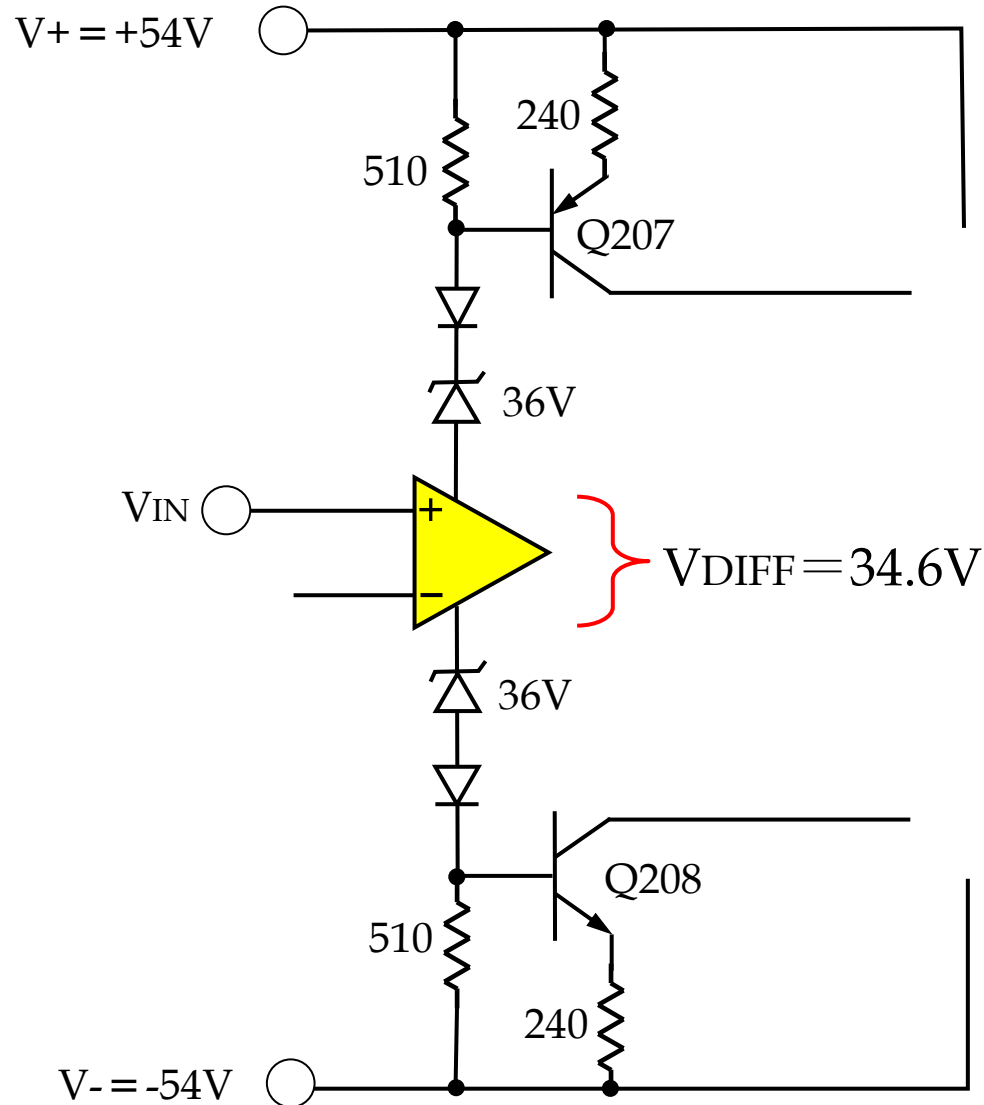


図 2 4 電源電流制御OPアンプ回路

- ◆ 電源電圧を15Vから54Vに上げるときの例
- ◆ OPアンプには常に34.6Vの電源電圧が印加される
- ◆ より高い電圧の時も同様に処理
- ◆ この回路で±50Vの出力まで可能です。
- ◆ 出力の電流は、トランジスタの大きさに依存します。

最新のモノリシック高電圧OPアンプ

- ◆最新の高電圧OPアンプは、モノリシック構成で100V以上の高電圧を出力することができます。
- ◆ディスクリート構成の高電圧アンプより高性能が期待できます。
- ◆必要であれば電源のシフトを行い、より高電圧を出力させることが可能です。
- ◆消費電力と、それによる発熱に注意が必要。
(多くの場合サーマルシャットダウン機能を内蔵している)

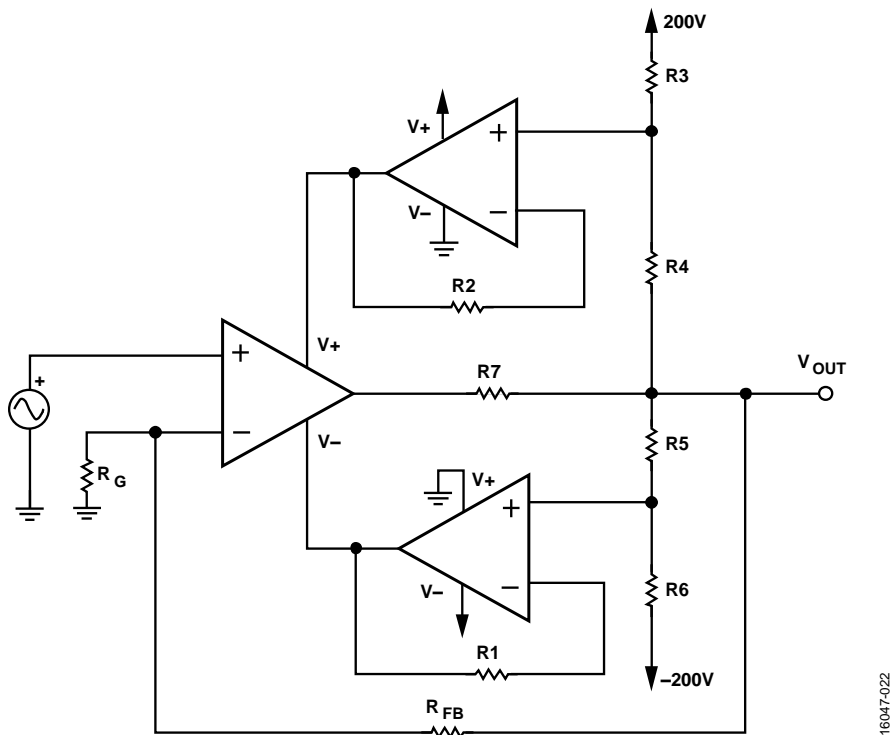
表 5 高電圧OPアンプ

	ADHV4702-1	ADA4700-1	LTC6090	LTC6090-5
電源 (VDIFF)	220 V	110 V	140 V	140 V
消費電流 I_s (max)	3 mA	2.2 mA	3.9 mA	3.9 mA
オフセット TC (max)	3 μ V/°C	10 μ V/°C	5 μ V/°C	5 μ V/°C
バイアス電流 (max)	1 nA*	30 nA	50 pA	50 pA
ノイズ密度	8 nV/ \sqrt Hz	15 nV/ \sqrt Hz	14 nV/ \sqrt Hz	11 nV/ \sqrt Hz
GB積	8 MHz	4 MHz	12 MHz	20 MHz
スルーレート	10 V/ μ s*	20 V/ μ s	24 V/ μ s	37 V/ μ s
外形	7 mm x 7 mm LFCSP	SOIC-8	SOIC-8, TSSOP-16	SOIC-8, TSSOP-16

Note: GB積は小信号です

高電圧アンプの出力電圧拡張 (さらに高圧化)

×2 電圧ダブラー



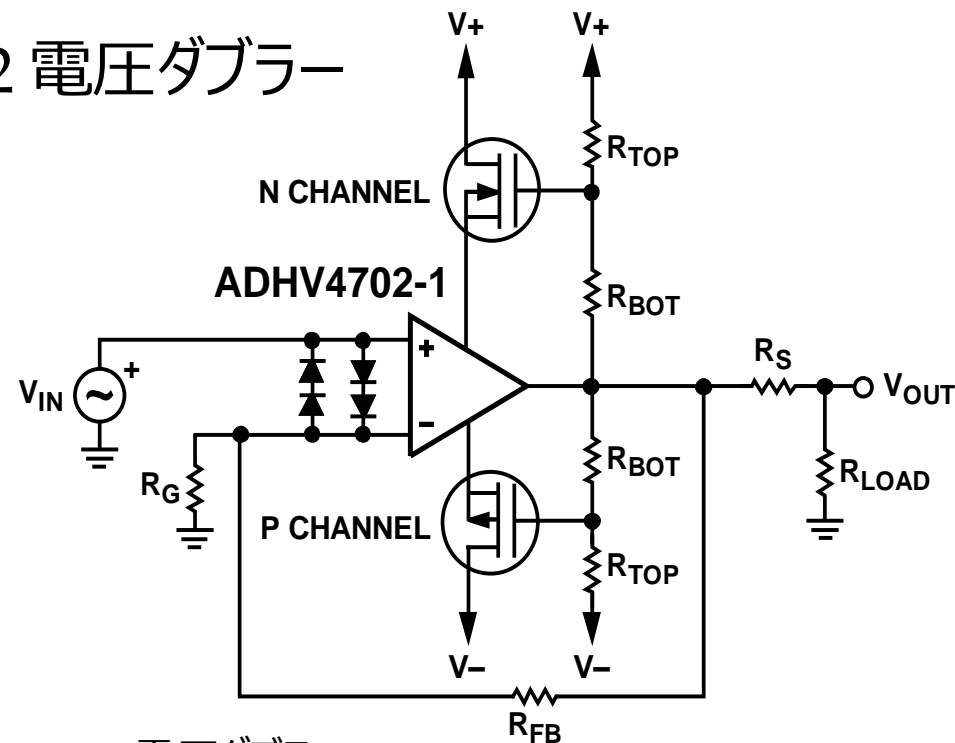
16047-022

ADA4870 Voltage Doubler:

~70V p-p スイング, 1A 出力電流, 高速、高スルー

図 2 5 電圧ダブラー (1)

×2 電圧ダブラー



16047-130

ADHV4702-1 電圧ダブラー:

>70V p-p スイング, 1A 出力電流, 高速, 高スルー

ADHV4702-1 電圧ダブラー:

>400V p-p スイング, 20mA 出力電流, 高精度, 高速

AN1539 参照

図 2 6 電圧ダブラー (2)

この項のまとめ

- ◆ OPアンプの入出力電圧範囲を拡張する方法は、いくつかあります。
- ◆ ポピュラーな方法は、出力電圧によりアンプ電源をシフトする方法です。
- ◆ この方法で注意する点は、アンプ入力と同相・差動電圧範囲とディクリート部品の耐圧です。
- ◆ 最新の高電圧OPアンプは、モリシックの低コスト素子で、スペックの規定がされているので、便利です。
- ◆ ディクリート構成は設計が複雑ですが、外付けTrでの放熱など、高電力にメリットがあります。

OPアンプ入力の保護

過電圧入力か電気ショック（ESD）なのか

ESDと過電圧保護

- ◆ ESD (Electro-Static Discharge) 保護と過電圧 (Over Voltage) 入力保護は全く異なる特性です。
- ◆ 一般的なOPアンプのすべての入出力ピンには、ESD保護素子が内蔵されています。
- ◆ ESDテストはJEDECとIECで規定されています。
 - JEDECは素子単体、電源ONでテスト*
 - IECは回路全体、電源ONでテスト
- ◆ 過電圧保護は、多くのOPアンプが内蔵していません。
- ◆ 過電圧は素子ごとのスペックです

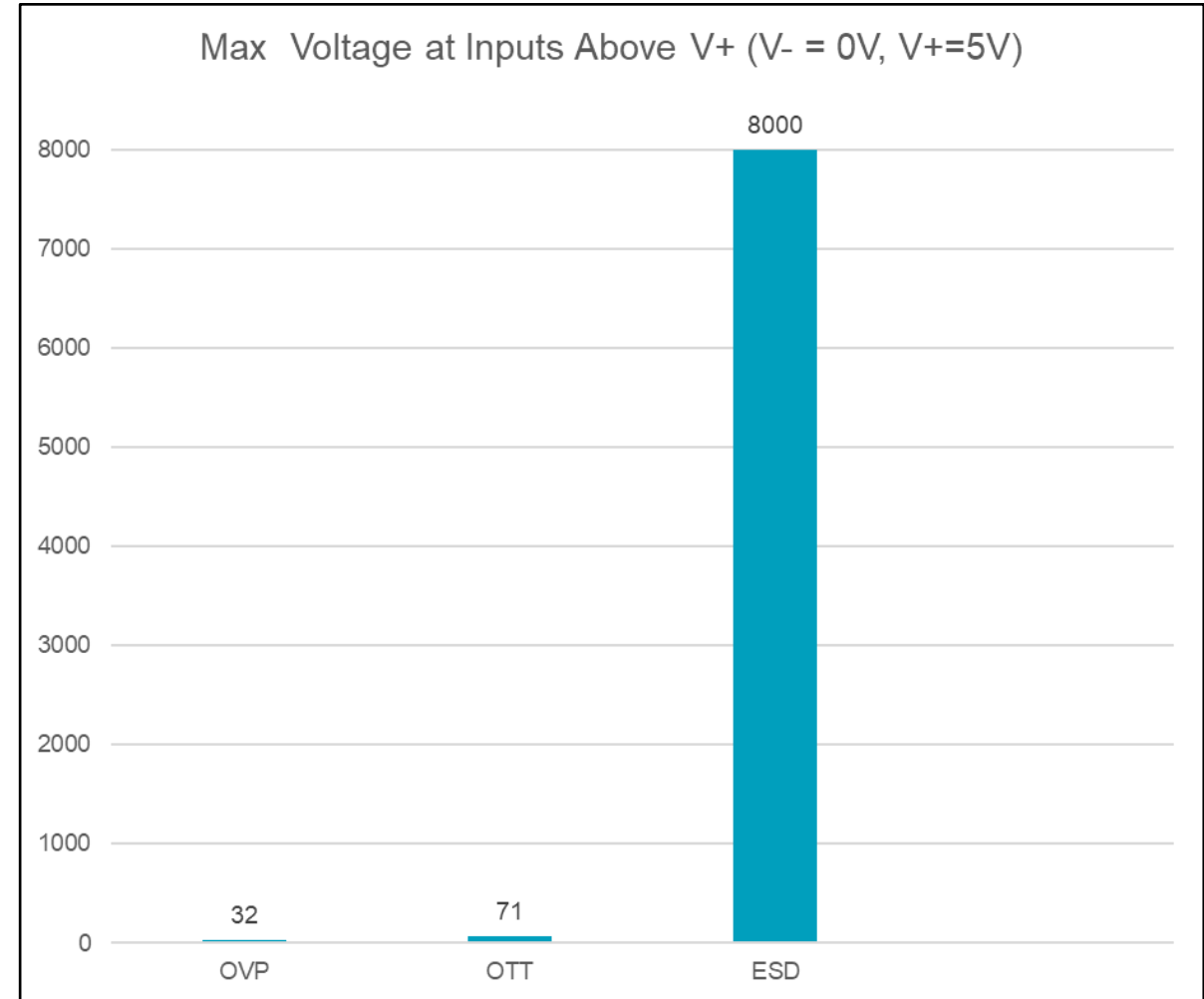


図 2 6 ESD電圧と過電圧入力

IEC ESD テスト セットアップ (IEC61000-4-×) 参考図

- ◆ ESD ショックは正負両極です
- ◆ ESD 電気ショックはデバイスの電源ONのまま印加します。

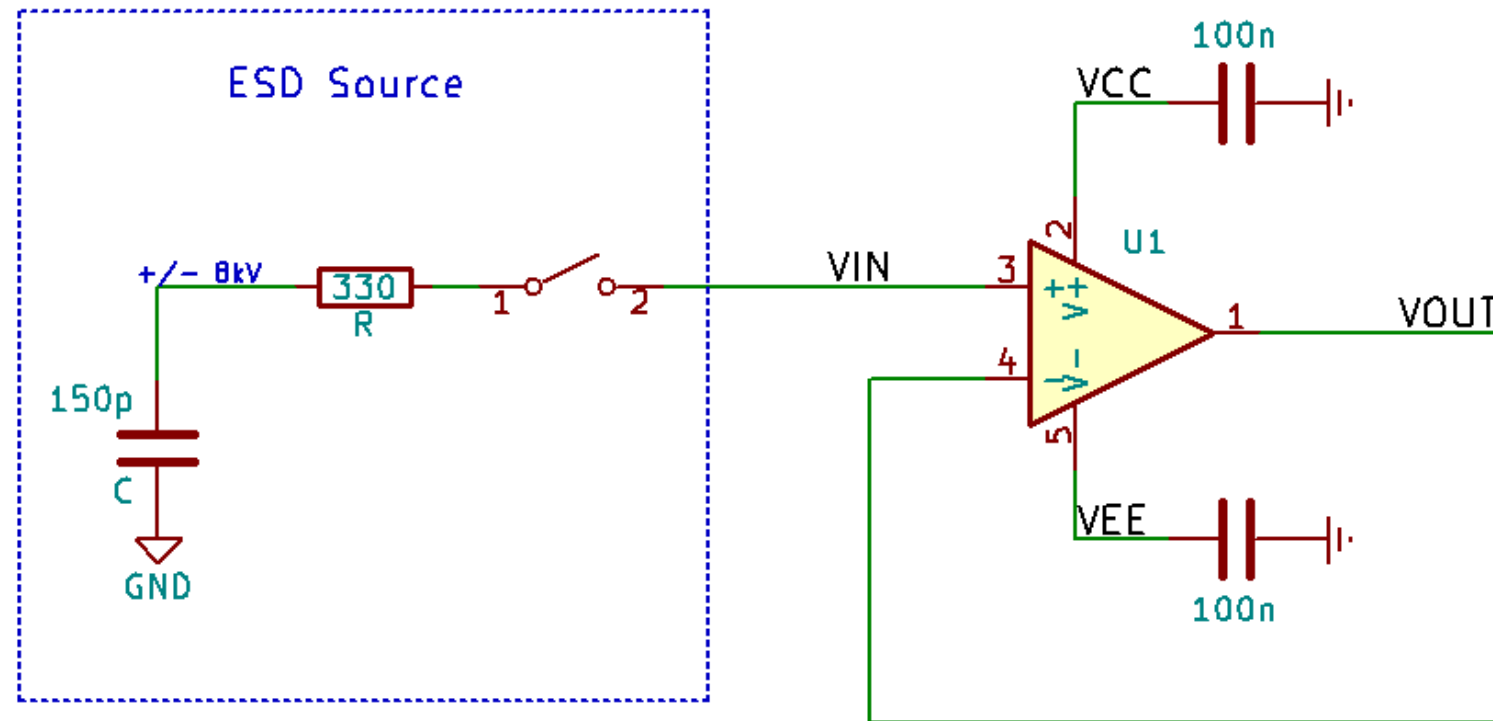


図 2 7 ESDテスト回路 (IEC)

ESD耐性の改善方法 (2例)

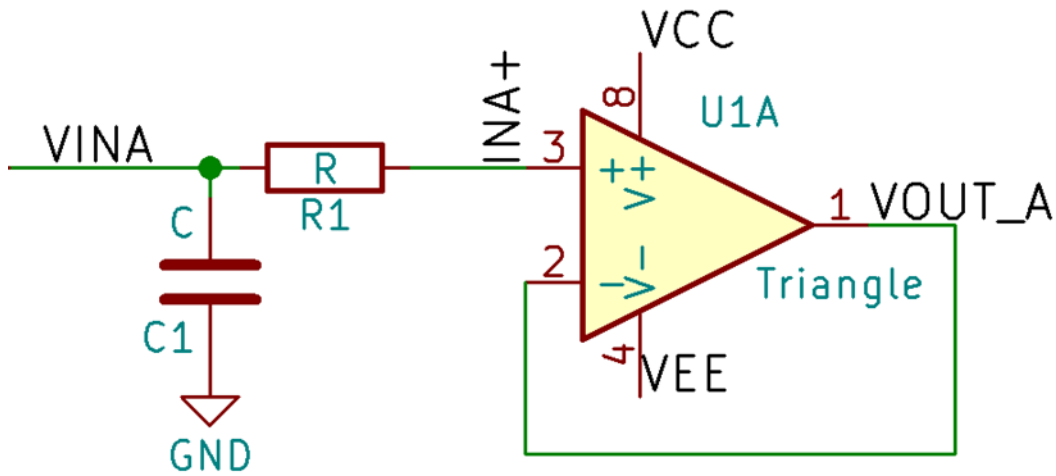
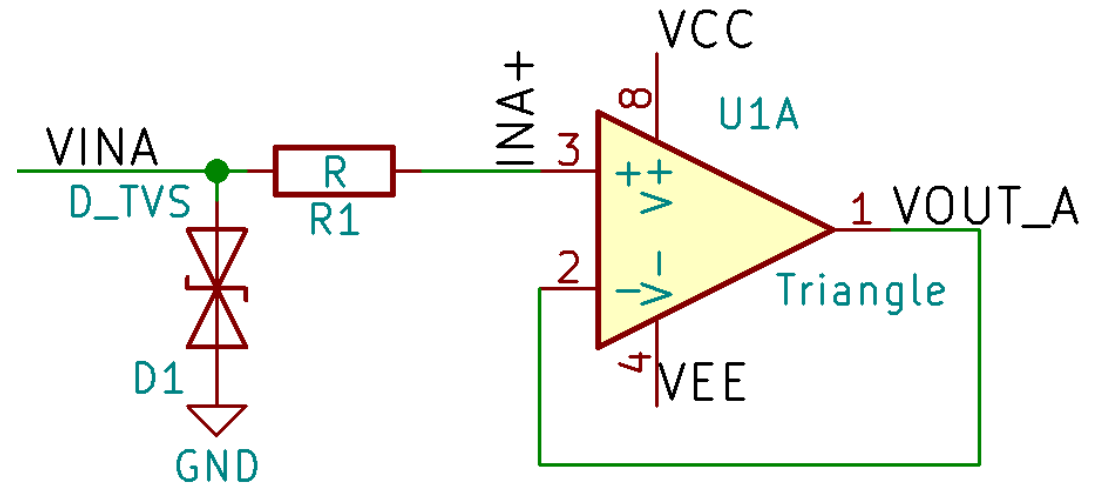


図 2 8 入力RCネットワーク



Transient Voltage Suppressor (TVS)

図 2 9 RとTVSダイオード

利点	弱点
低コスト	R1 のサーマルノイズ
省面積	RCによる帯域低下
低リーク電流	

利点	弱点
低コスト(左図よりは高)	R1のサーマルノイズ
省面積	D1によるリーク電流
耐量が高い	

TVSのリーク電流測定例 (リーク vs バイアス電圧)

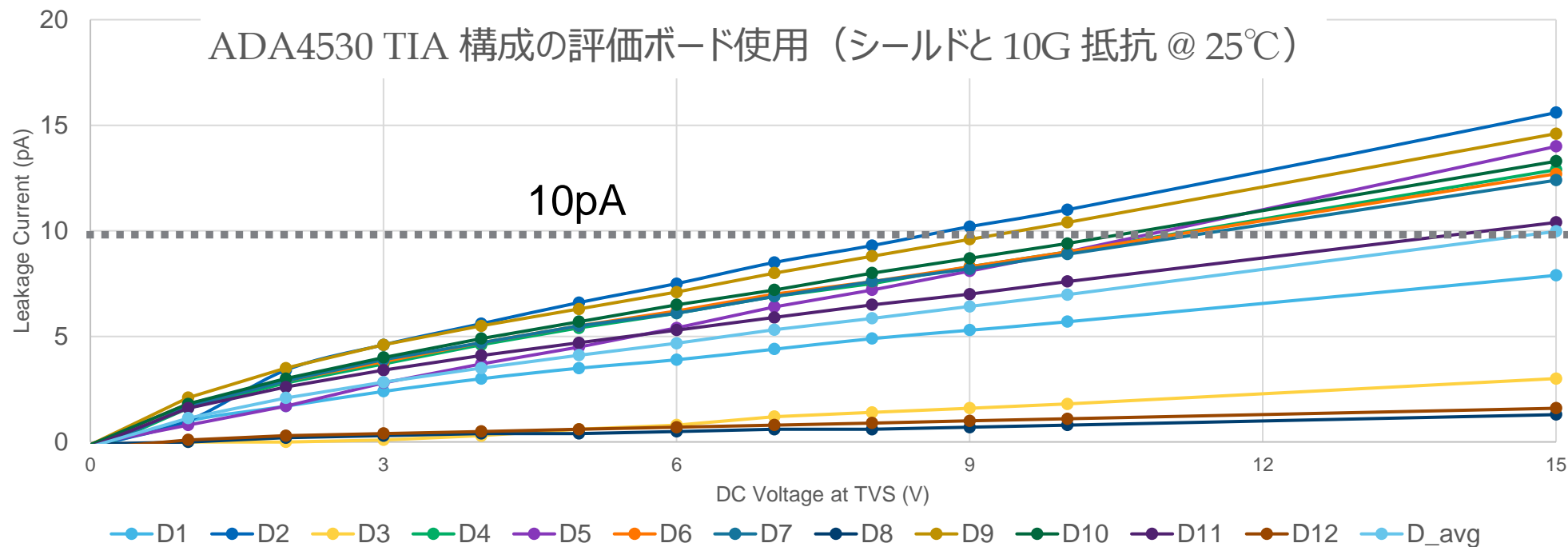
(参考資料)

もし 10pAのリークが許容できれば TVS 素子は適切な選択です。

規定の電圧で降伏特性

36V 双方向 TVSダイオードのリーク特性 - Bournes T36SC

ADA4530 TIA 構成の評価ボード使用 (シールドと 10G 抵抗 @ 25°C)



データは限られた数のサンプルテストで、保証値ではありません。またメーカー保証ではありません

図 2 9 リーク電流 vs 電圧 (参考データ)

表6 OPアンプ 試験構成

Part	RC Protection	TVS Protection
AD823	220Ω/100pF	68Ω/36V TVS
ADA4077	220Ω/100pF	68Ω/36V TVS
ADA4084	220Ω/100pF	68Ω/36V TVS
ADA4522	220Ω/100pF	68Ω/36V TVS
ADA4528	220Ω/100pF	68Ω/36V TVS
ADA4610	680Ω/10pF or 220Ω/100pF	68Ω/36V TVS
ADA4622	220Ω/100pF	68Ω/36V TVS
ADA4625	220Ω/100pF	68Ω/36V TVS

表7 OPアンプ 試験構成

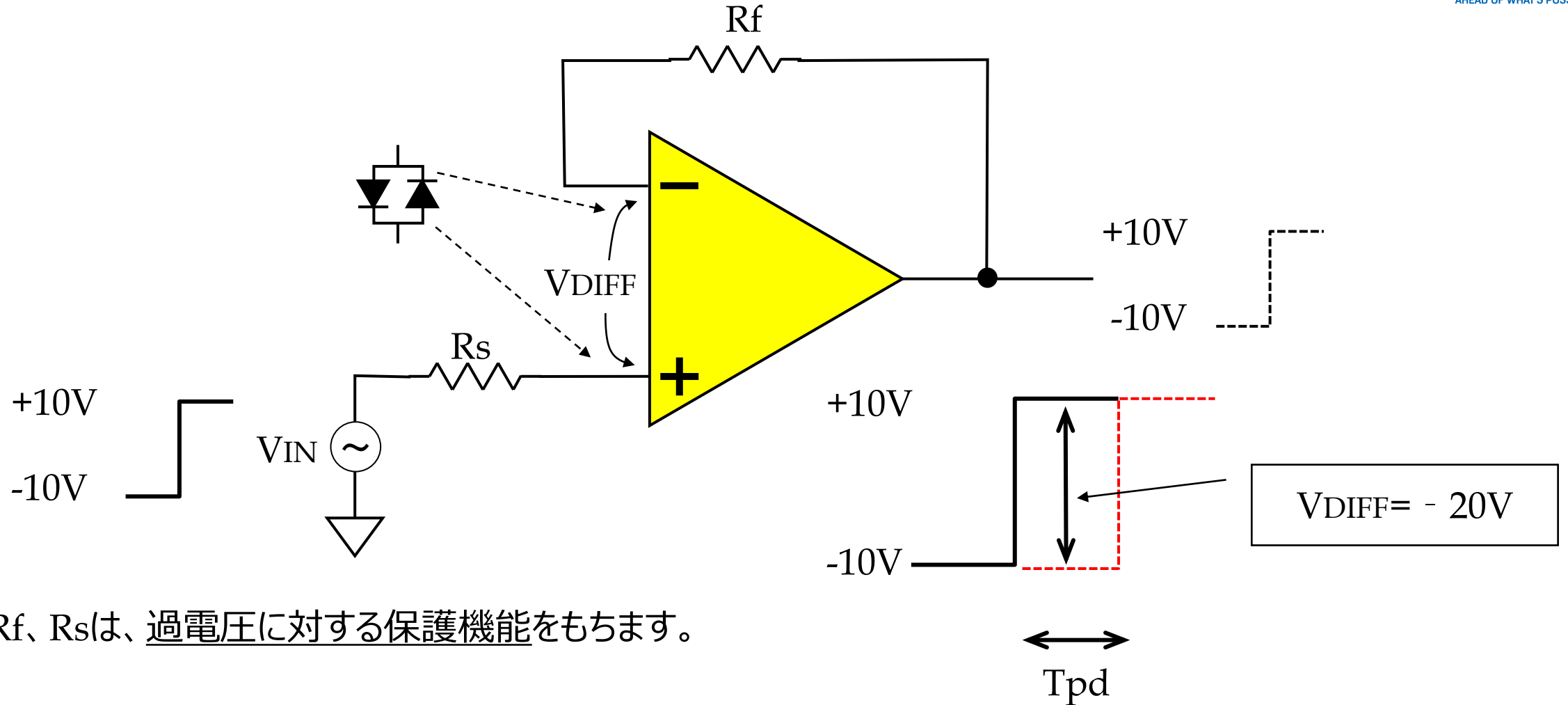
Part	RC Protection	TVS Protection
ADA4661	220Ω/100pF	68Ω/36V TVS
LT1490	1kΩ/10pF or 220Ω/100pF	68Ω/36V TVS
LT1494	220Ω/100pF	68Ω/36V TVS
LT1636	220Ω/100pF	220Ω/36V TVS
LT1638	220Ω/100pF	68Ω/36V TVS
LT6016	220Ω/100pF	68Ω/36V TVS
LT6018	220Ω/100pF	68Ω/36V TVS
LT6025/28/31	220Ω/100pF	68Ω/36V TVS

赤文字はOTT機能付きのアンプを示します。

すべて8kV以上、1ショック/秒、両極3回に耐えました。

Resistors: Panasonic 0805 ERJ-P6 series
 Capacitors: Yageo 0805 100V C0G/NPO
 TVS Diodes: Bourns CDSOD323-T36SC (Bidirectional, 36V, low leakage,
 spec'd for ESD, EFT, Surge standards)

よく見る回路例 (トランジエント電圧保護)



R_f 、 R_s は、過電圧に対する保護機能をもちます。

図 3 0 バッファアンプの入力保護

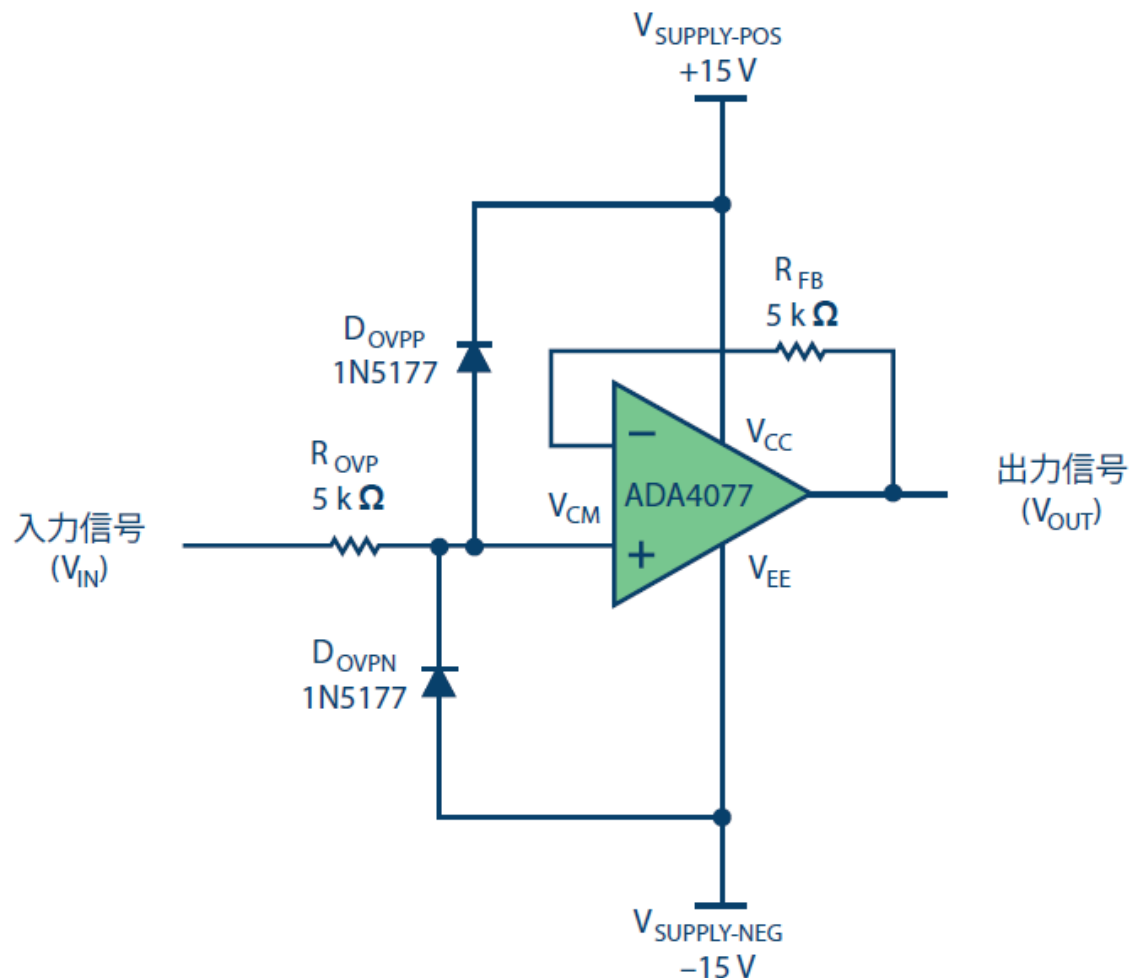


図 3 1 一般的な入力過電圧保護

- 付加保護回路によるオフセットの変化
- 図のンプの場合、オフセットは元のンプの750倍に達する（元は35 μ V）

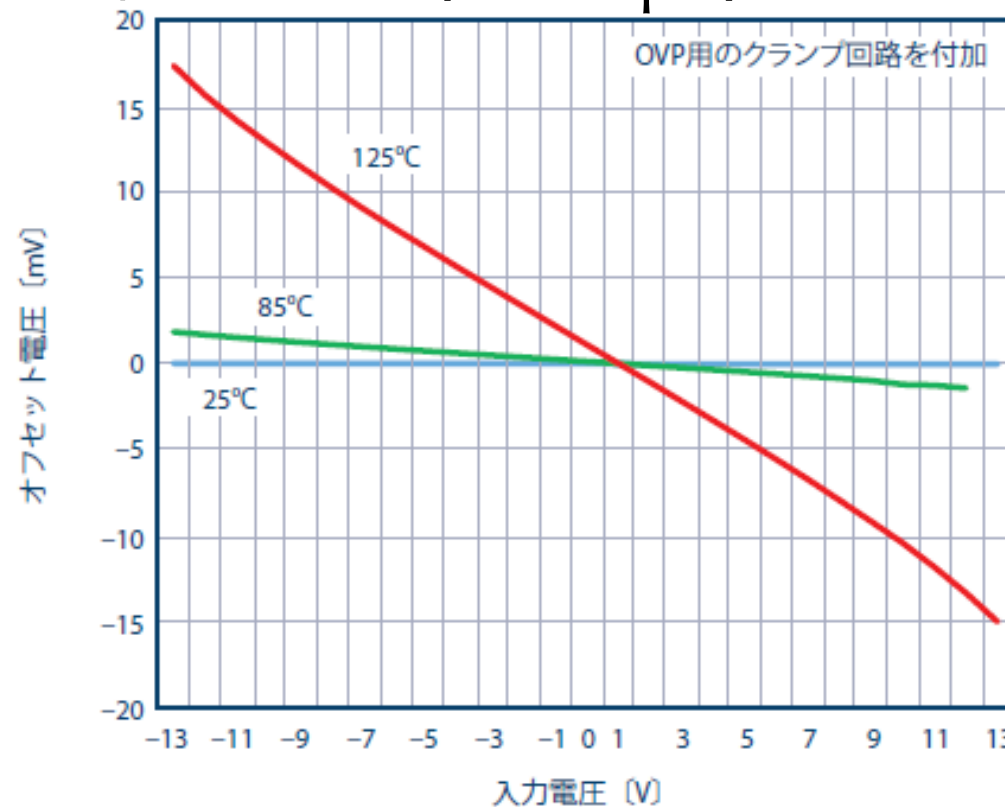


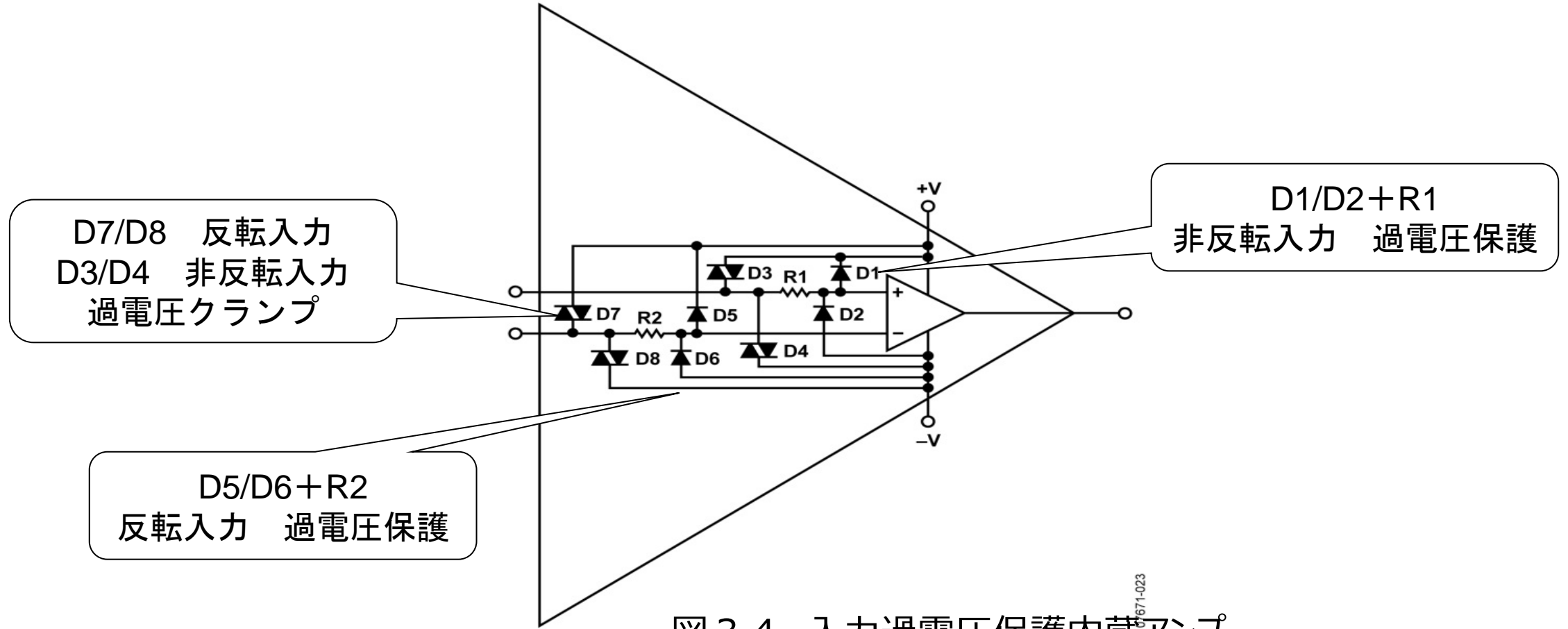
図 3 2 保護付き回路のオフセット vs 温度

- Diのリーク電流によるオフセットの変化
 - ・ 低リーク電流Di (i.e. JPAD20)
- 抵抗によるノイズ発生： $e_{NR} = \sqrt{4 k R T B}$
- ダイオードのジャンクション容量 (Cj) とRsによる新たな位相ポールの生成
 - ・ アンプ回路の安定性への影響
- 電流性ノイズの発生 Rsを通して電圧ノイズに変換
- クランプ電圧は温度により変化：ダイオードのVfの温度特性

【ここで質問です】

ダイオードの接続先は、低インピーダンスですか？？

過電圧保護回路内蔵のOPアンプ内部



この項のまとめ

- OPアンプの保護回路を付加すると、必ずオリジナルの性能が低下します。
 - ・ 入力容量の増加→ACでの歪みの増加、帯域の制限
 - ・ リーク電流→低電流測定の誤差、抵抗性センサーの誤差、温度TCの変化
 - ・ 入力インピーダンスの変化
 - ・ その他
- アンプが必ずしも外部との接続点ではないことがある。
 - ・ バッファアンプ入力のアナログスイッチやマルチプレクサ
- 過電圧保護内蔵アンプは、過電圧状態では正常な動作はしない。(フィードバックが正常に動作していない)
- OTTアンプでは、電源以上の同相電圧でも正常に動作する。