



想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

超低入力バイアス電流アンプ の性能を生かす回路設計

アナログ・デバイス株式会社

藤森 弘己

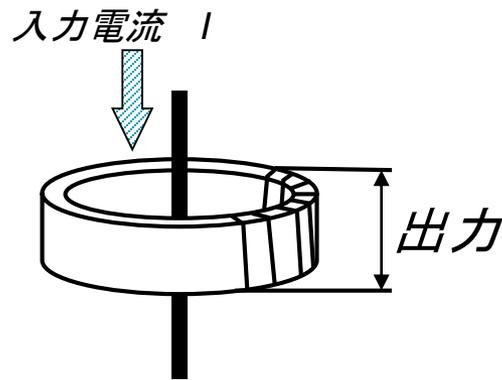


本日のAgenda（古典的なOPアンプ回路の問題）

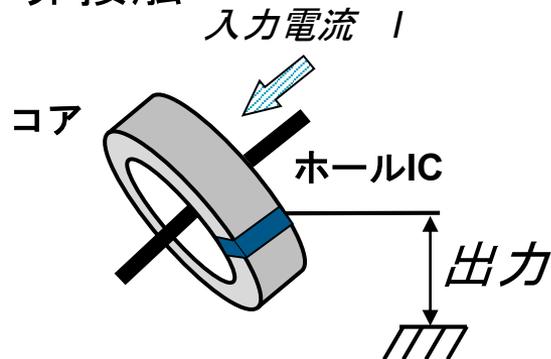
- 1) 電流信号の検出・測定方法
- 2) フォトディテクタによる光の強度検出（フォトDi、フォトマルチプライヤ、etc）
- 3) 光による微小電流を測定するアプリケーション例
- 4) 電流／電圧変換回路に使われるOPアンプ(TIA)の特性
- 5) 電流・電圧変換アンプ回路設計上のふたつのポイント
 - ❑ 入力容量と回路のノイズゲイン
 - ❑ 周波数特性のポールとゼロの影響
 - ❑ 動作の安定化（過補償と補償不足）
 - ❑ 動作の安定化
 - ❑ 電流/電圧変換回路のノイズ源
- 6) 高インピーダンス回路の実装上の注意点

(1) 電流信号の検出・測定方法

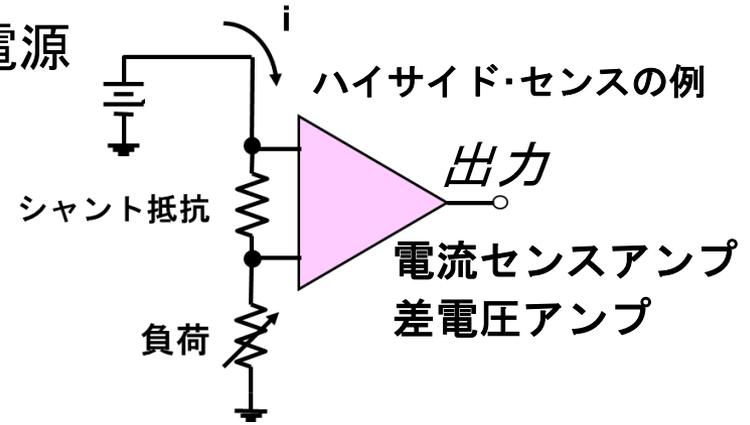
- ① CT(電流トランス)
AC専用(稀にDC用)
AC電流計測



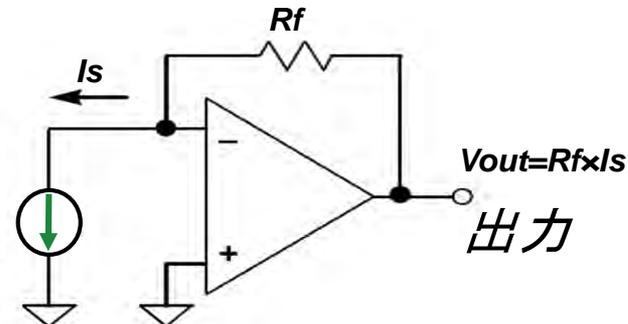
- ③ ホールセンサー
非接触



- ② シヤント抵抗
モーター制御、電源
インバータ、
4-20mAループ

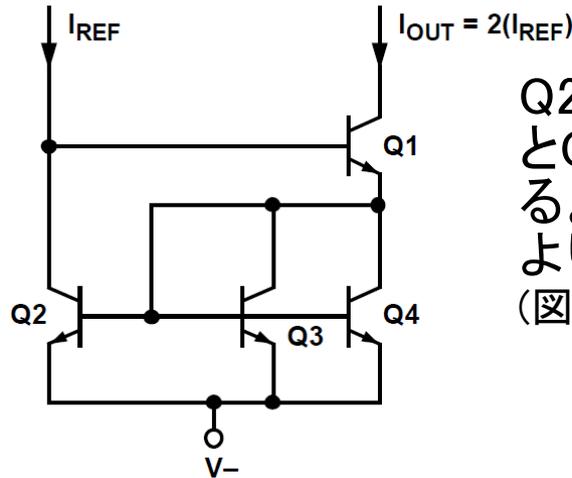


- ④ I/Vアンプ(TIA)
微小電流測定(エレクトロメータ)
光センサー(PD、Photo-Multiplier)



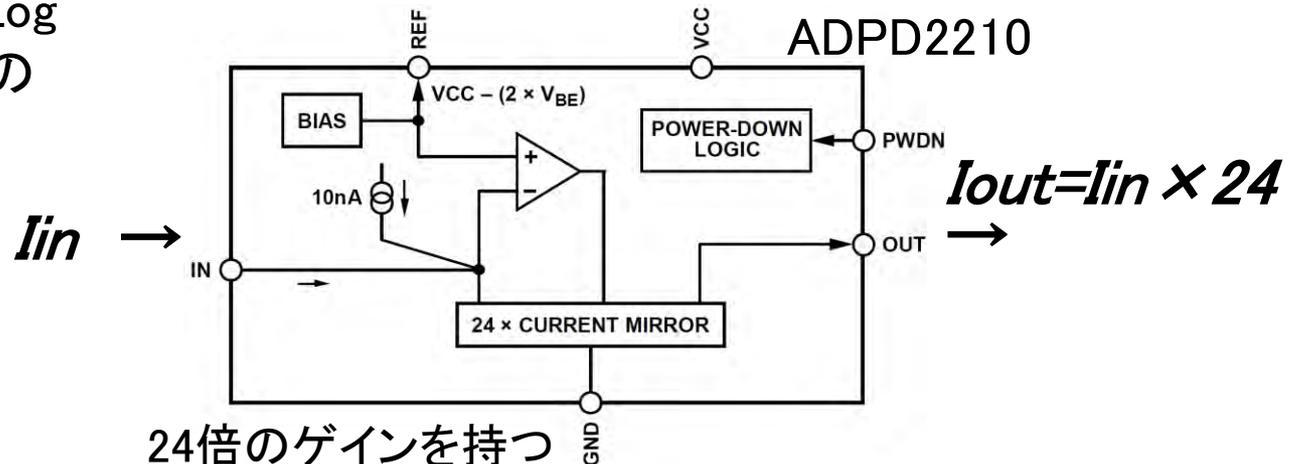
電流信号処理によるダイナミック・レンジの改善

カレントミラー回路による
電流増幅アンプ



Q2に電流 I_{REF} を流すとQ4/Q3にコピーされる。エミッタ面積比によりゲインが決まる。
(図の回路の場合2倍)

このほか電流入力Log
アンプによるレンジの
圧縮も使われます。



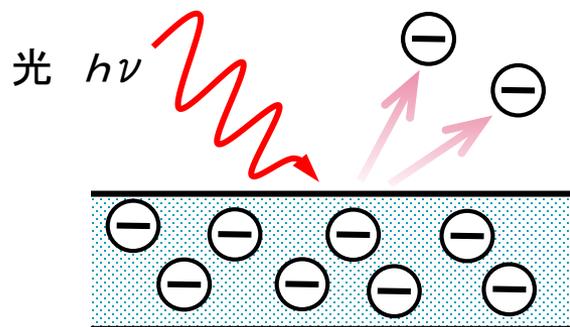
24倍のゲインを持つ
電流増幅アンプ

(2) フォトディテクタによる光の強度検出

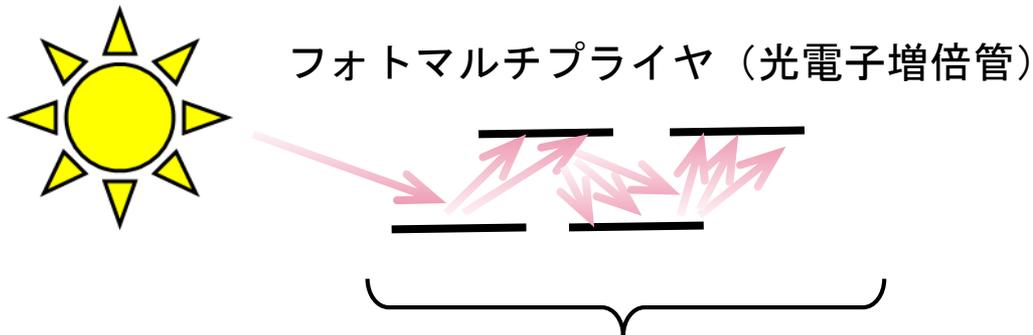
光の入力により電子の移動が引き起こされる現象(アインシュタイン 1921)

【1】 外部光電効果: フォトマルチプライヤや撮像管

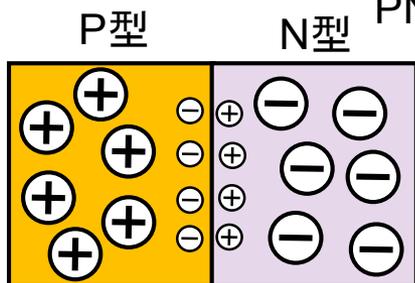
【2】 内部光電効果: フォトダイオードやその応用品(フォトカプラ等)



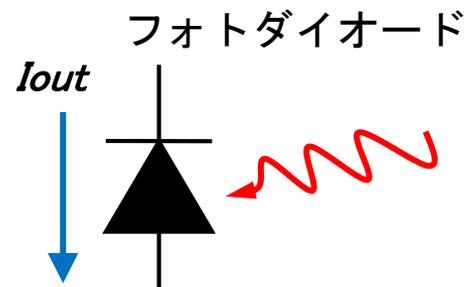
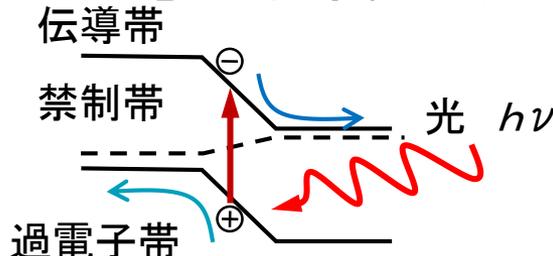
【1】 光が金属等に当たると電子が放出される



数100V~1000Vのバイアスをかける



【2】 禁制帯幅より大きな光エネルギーがPN接合に入ると電子が伝導帯に励起される



フォトダイオードの種類と特長

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 $\approx 0.5\text{pF} \sim 500\text{pF}$
- ❖ 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)

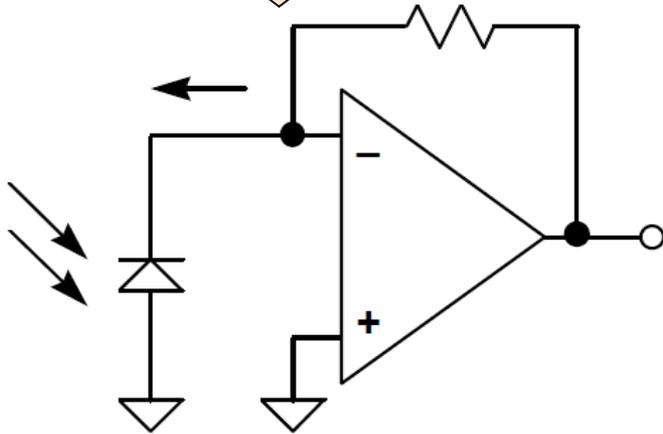
- ❖ 内部ゲイン (フォトマルに似ている)
- ❖ 低光度で高速のアプリケーション (光ファイバーなど) 向き
- ❖ 比較的高い電圧の“逆バイアス”モードで動作
- ❖ 省面積
- ❖ 容量は $\approx 0.5\text{pF} \sim \approx 300\text{pF}$

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

フォトダイオードの動作モード

本日のテーマ



PHOTOVOLTAIC

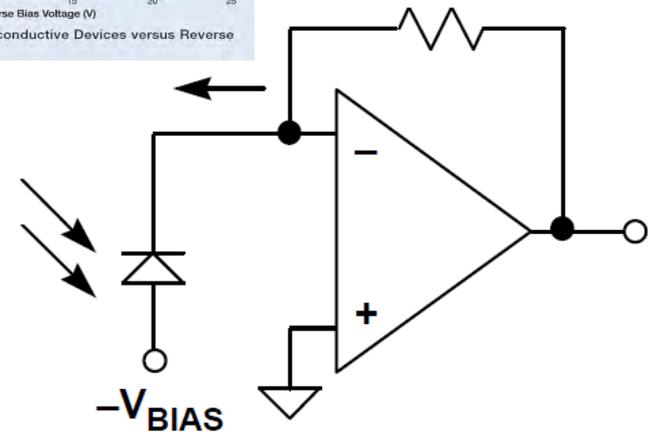
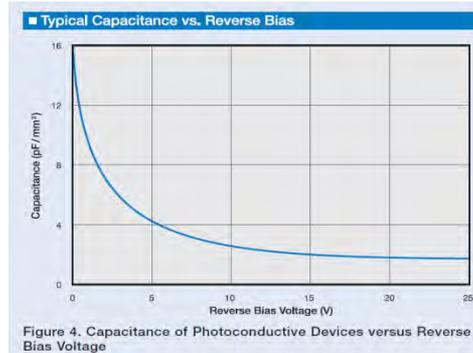
ゼロバイアス

暗電流最少 ($\pm 10\text{mV}$ のバイアス)

低ノイズ (Johnson)

高精度アプリケーション向き

逆バイアスと容量



PHOTOCONDUCTIVE

逆バイアス (リバースバイアス) で使用

暗電流が大きい

ノイズより大 (Johnson + Shot)

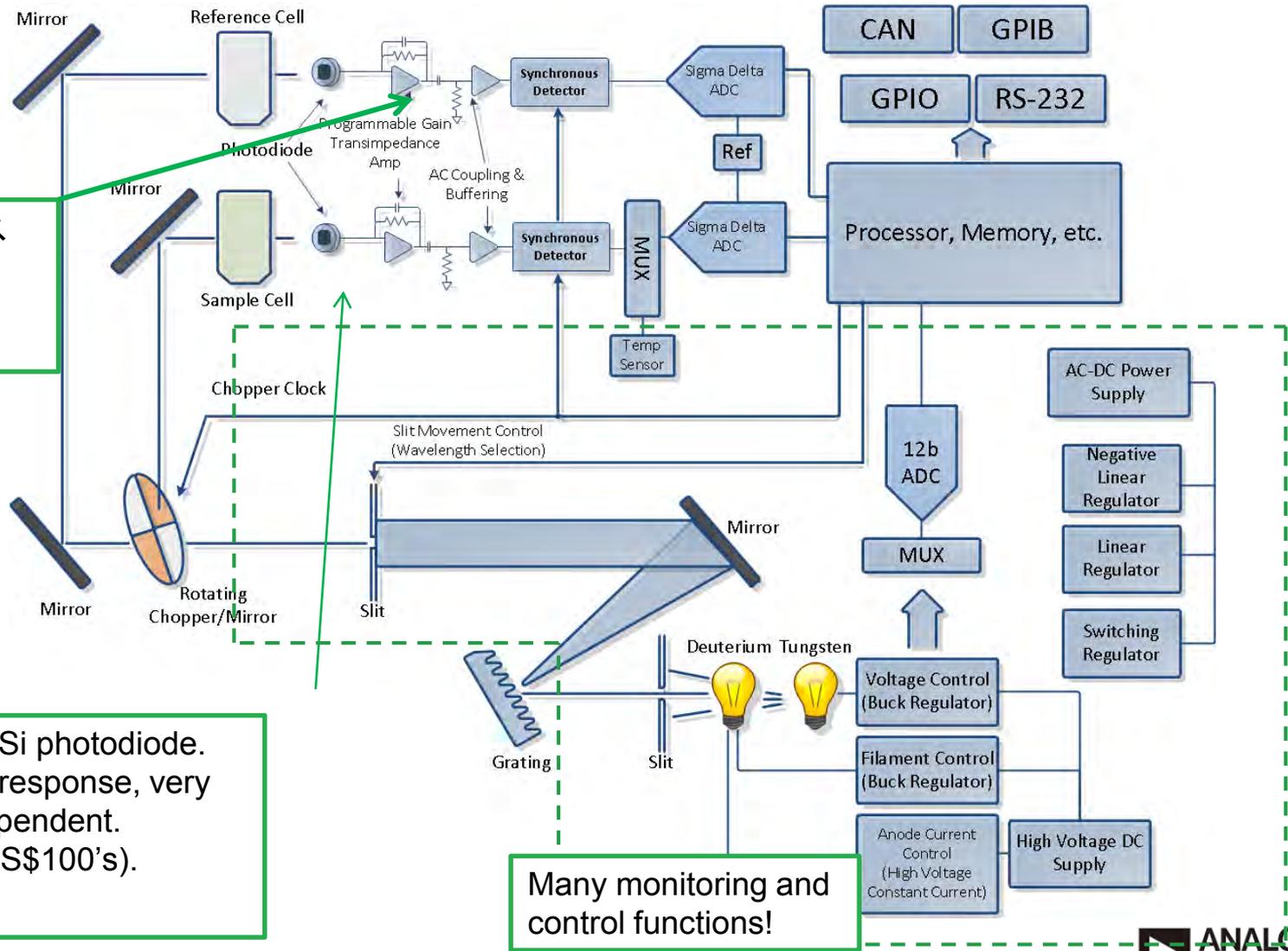
高速アプリケーション向き

(3) 光による微小電流を測定するアプリケーション例 UV-VIS Spectroscopy(紫外・可視・近赤外分光計)

pA以下のバイアス電流,
ローノイズ,
広帯域は不要

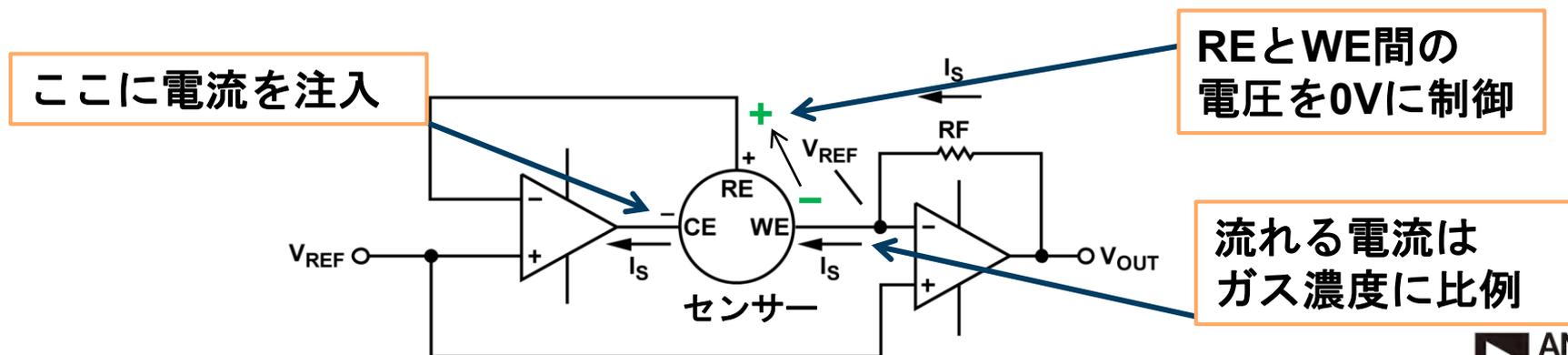
“Large Area” Si photodiode.
190-1100nm response, very
frequency dependent.
Expensive (US\$100's).

Many monitoring and
control functions!



電気化学センサーの出力(電荷の移動)を測定するガスセンサー

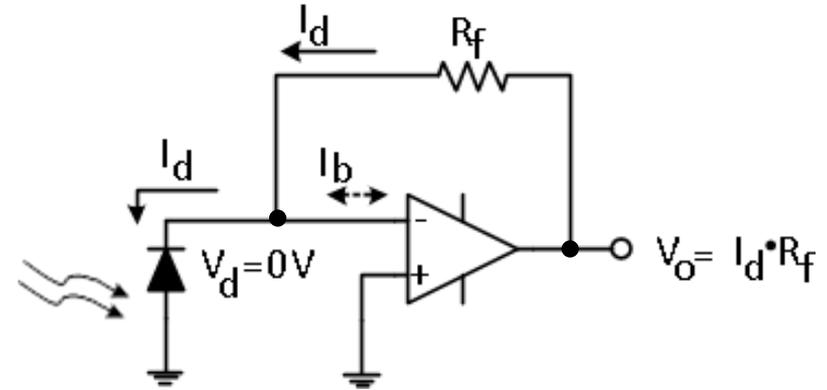
- ❖ 一般に有毒ガス検出器として使用
 - 一酸化炭素、塩素、硫化水素などの産業用化学物質
 - ガス濃度はサブppmレベルまで検出可能(感度の例 55nA/ppm、2000ppm FS)
 - セtring時間が非常に長くなることも(10秒または数分)
- ❖ ポテンショスタット回路(帰還制御回路)によりエレクトロード(容量型センサー)の対極(CE)の電圧を制御し、基準電極(RE)と測定電極(WE)の電圧を同じにします
- ❖ トランスインピーダンス・アンプが測定電極に流れる電流を電圧に変換



(4) 電流/電圧変換回路

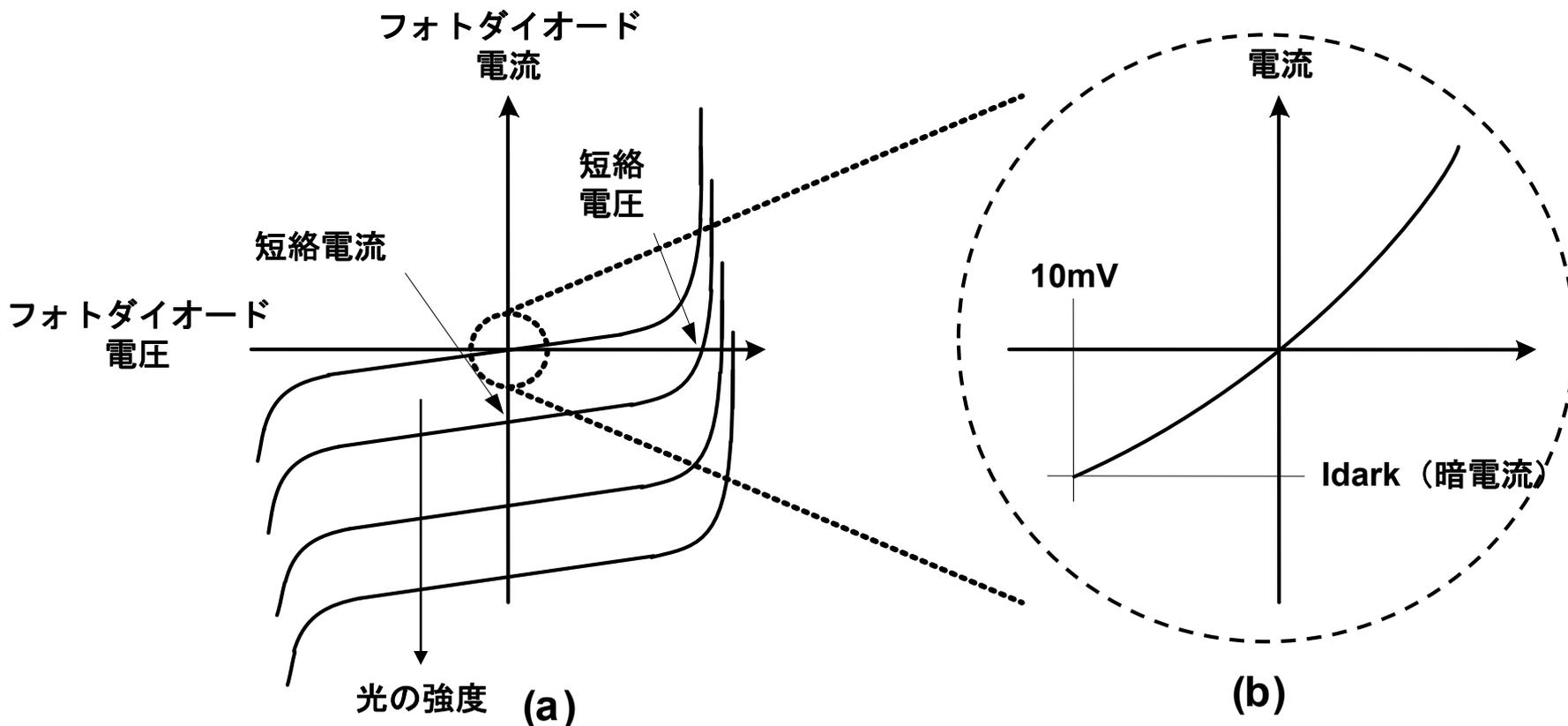
に使われるOPアンプ(トランスインピーダンス・アンプ:TIA)の特性

- ❖ フォトダイオード電流は帰還抵抗 R_f を流れて電圧に変換されます。
- ❖ フォトダイオードに流れる電流はすべて理想的には R_f を流れます。
 - 実際には、オペアンプはみな入力バイアス電流があるため、出力誤差が生じます。
- ❖ オペアンプのオフセット電圧そのものと、それによる暗電流の増大によって、オフセット誤差が生じます。
- ❖ オペアンプはできれば I_b (バイアス電流)がpAクラスで低入力オフセット電圧のものを選んでください(通常はFET/MOS入力)。
 - AD8605 (1 pA、300 $\mu V V_{os}$)、AD8615 (1 pA、60 $\mu V V_{os}$)
AD8603 (0.2pA、12 $\mu V V_{os}$)、ADA4528-1 (200pA、0.3 $\mu V V_{os}$)
 - AD549 (0.06 pA I_b 、500 $\mu V V_{os}$)、**ADA4530 (20fA max、50 μV max)**
 - 310 (10fA、10mV V_{os}) 最も I_b の小さい市販モジュールOPアンプ



フォトダイオードの暗電流とは？

- ❖ フォトダイオードがゼロの逆バイアスで動作すると、暗電流は最低値になります（光発電“Photovoltaic”モード）
 - メーカーは一般的に $V_r=10\text{mV}$ で暗電流を規定しています。暗電流＝電流オフセット



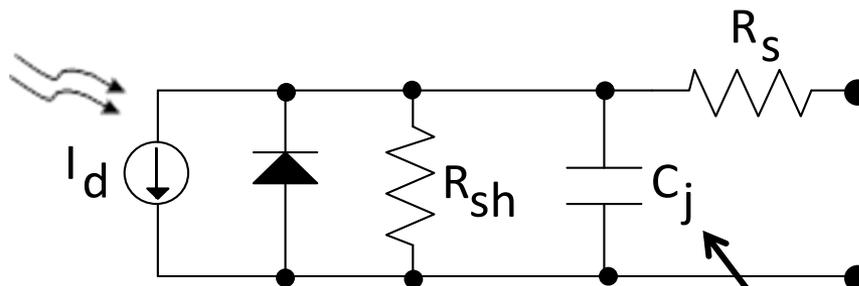
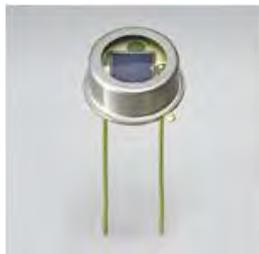
(5) 電流・電圧変換アンプ、回路設計上の ふたつのポイント

電流・電圧変換アンプ回路の押さえどころ

- ❖ 入力容量と回路の安定動作
- ❖ 帰還抵抗によるノイズの扱い

PD (Photo Diode) の等価回路

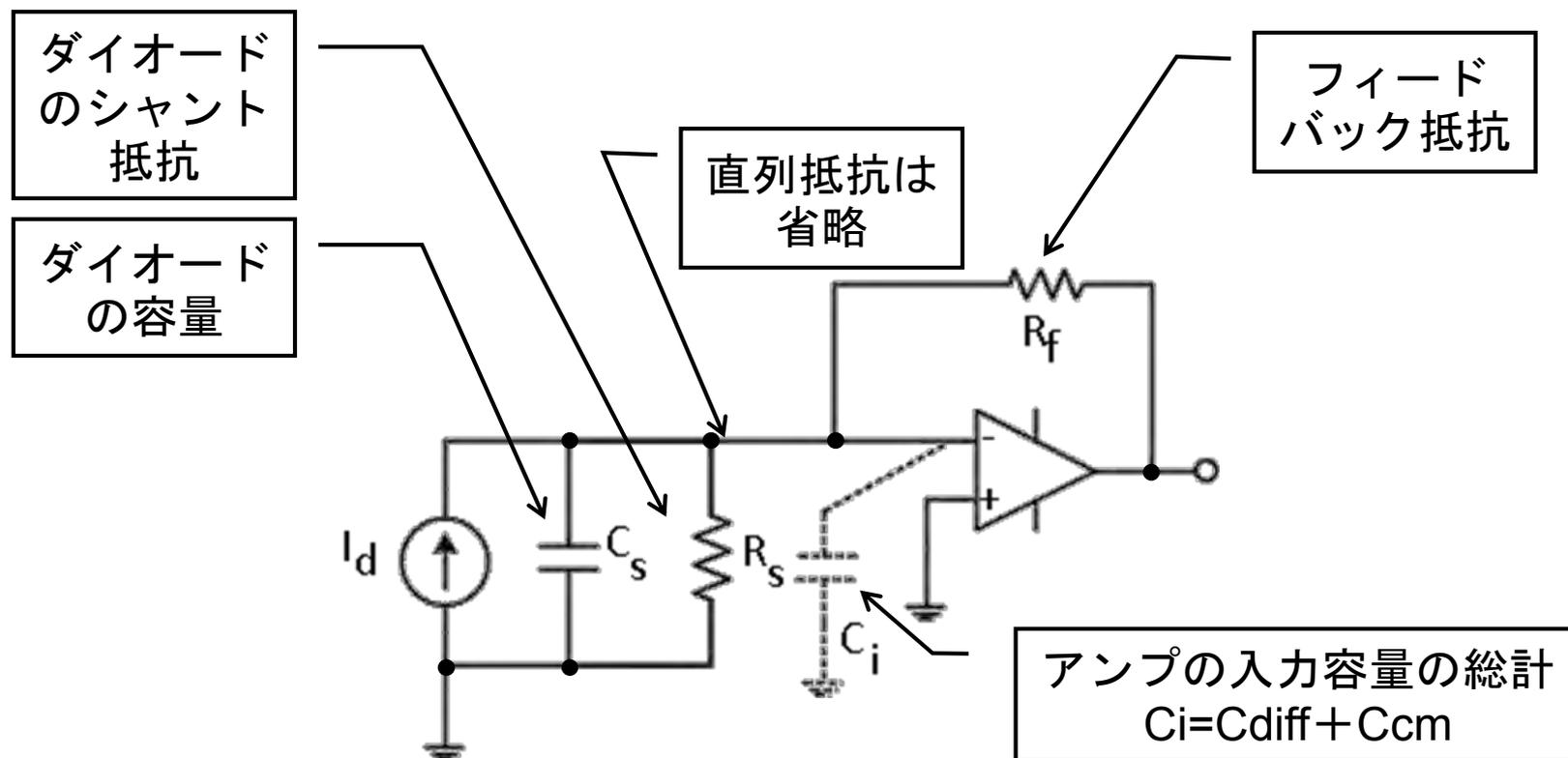
❖ 入射光に依存する電流源としてモデル化



- ❖ ダイオードのサイズに応じて、 C_j の値は50pF～5000pF
- ❖ 各ダイオードに応じて、 R_{sh} の値は25°Cで500M Ω ～5G Ω
- ❖ R_s の値は一般に数オームであるため、大部分の場合計算で無視できます。
- ❖ 暗電流とは、フォトダイオードに光が当たっていないときに発生する電流の量です。(ダイオードのオフセットのようなものです)
 - ❑ 理想的にはゼロですが、逆バイアス電圧とともに増大します。
 - ❑ 一般的に、 $\pm 10\text{mV}$ 以内の電圧でPDの暗電流が規定されています。
 - ❑ OPアンプのオフセットが大きいと暗電流が増えます。

これらの値は、周辺回路設計に大きな影響を与えます！！

電流・電圧変換アンプ回路の等価回路



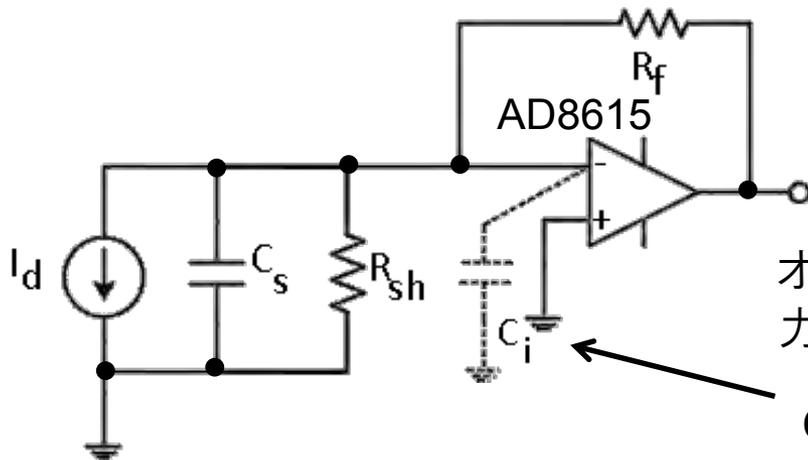
アンプの入力に付く容量 C_{in} は、並列の $C_s + C_i$ です。

R_f と C_i は、オープンループ伝達関数上でポール(極)をつくります。

ポールの周波数は、 $1/(2\pi \cdot C_i \cdot R_f)$ です。

電流・電圧変換アンプの安定動作 ポールの影響

- ❖ フォトダイオードのパラメータ例
 - $C_s = 150 \text{ pF}$ 、 $R_{sh} = 600 \text{ M}\Omega$
- ❖ オペアンプ: AD8615を使ってみると・・・
 - $I_b = 1 \text{ pA max}$ (Typ値は200 fA)、 $C_i = 9.2 \text{ pF}$ 、24MHzユニティ・ゲイン周波数
- ❖ $R_f = 1 \text{ M}\Omega$ とすると、 $I_d = 5 \text{ }\mu\text{A}$ のとき5V出力となります。
- ❖ R_f と C_{in} ($C_i + C_s$)は、オープンループ伝達関数上で極(ポール)を形成します。この様子を次頁に示します。その周波数 f_p は約1kHzです。(2番目の極)



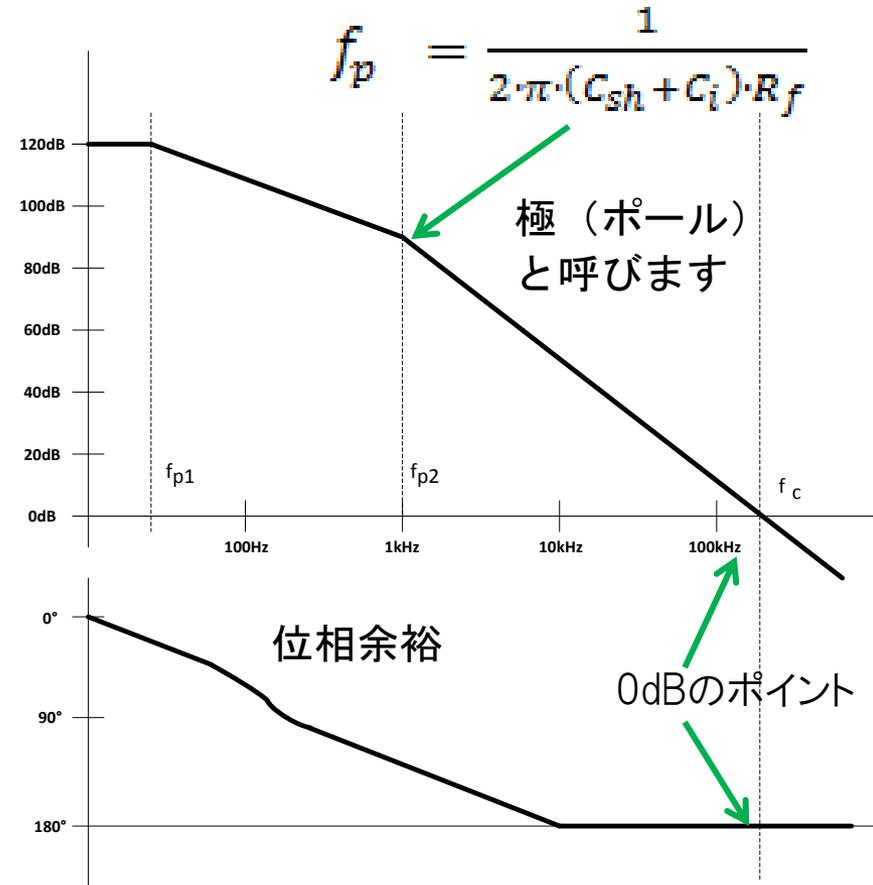
オペアンプの差動/コモンモード入力容量を忘れないように！

$$C_i = C_{DIFF} + C_{CM} = 150 \text{ pF} + 9.2 \text{ pF} = 159.2 \text{ pF}$$
$$f_p = 2 \cdot \pi \cdot 159.2 \text{ pF} \cdot 1 \text{ M}\Omega \doteq 1 \text{ kHz}$$

電流・電圧変換アンプの安定動作 ポールの影響 (続き)

0dB以上の領域にあるポールは、位相余裕を無くし動作を不安定にします。

- ❖ このアンプでは位相余裕がありません。
 - これは発振器であって、アンプではありません。
- ❖ 位相は、ユニティ・ゲイン(0dB)とクロスする時、180°から「十分に遠い」値になっていなければなりません。
- ❖ 安定性を保証するために、位相余裕の設計値は45°以上としてください。
 - 位相余裕を意図的にもっと小さくする必要がある場合を除き、この値を最小値と考えてください。
 - 60°以上あれば、安心できます。



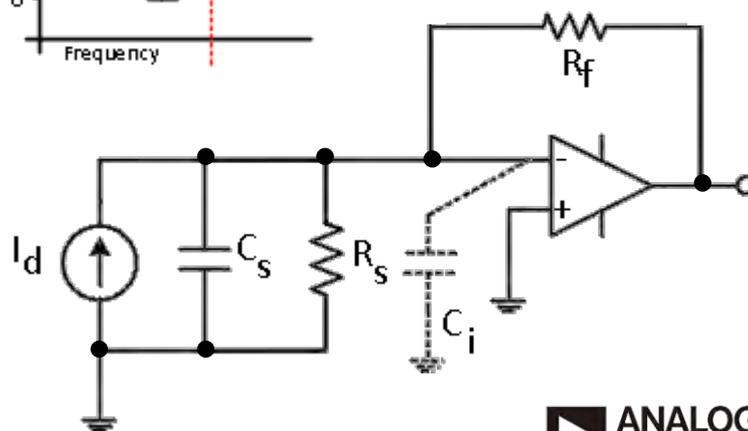
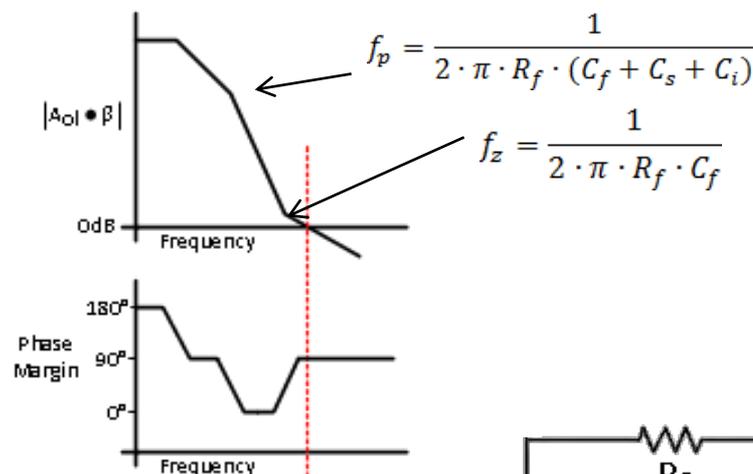
電流・電圧変換アンプの安定動作 ゼロの挿入による位相特性の補償

安定性を取り戻すにはポールと逆の効果を持つ、ゼロをループに挿入します。ゼロは、 R_f にCを並列に接続することで形成します。

- ポール→位相を遅らせる ゼロ→位相を進ませる
- 安定動作保証のため 45° 以上の位相余裕が必要です。

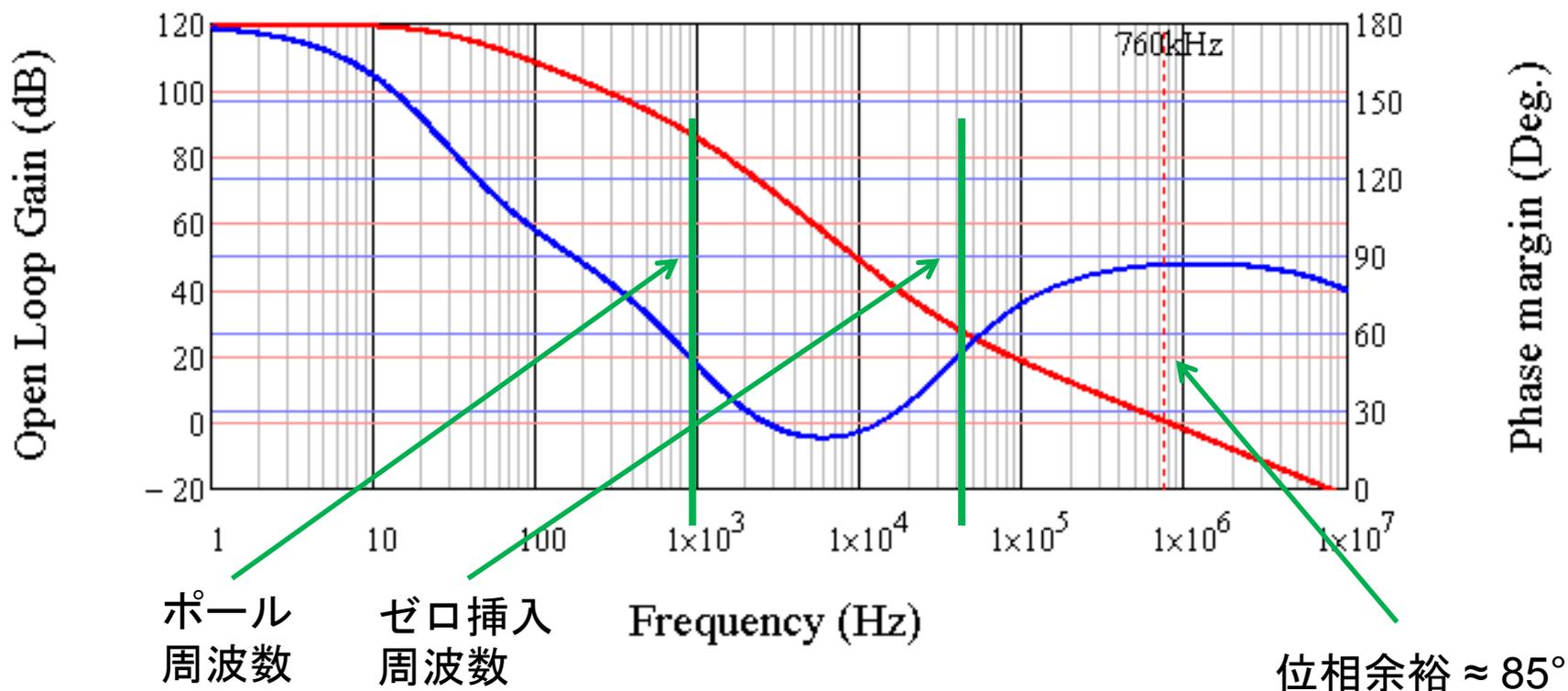
$$C_f > \sqrt{\frac{C_s + C_i}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot f_{opamp \text{ crossover}}}}$$

- 補償用 C_f の値を大きくすると余裕が増える
 - 補償を増やすと帯域が下がります。
 - ここでは 4.7pF をとりあえず使用
 - 計算値が 1pF 以下になると寄生容量が支配項

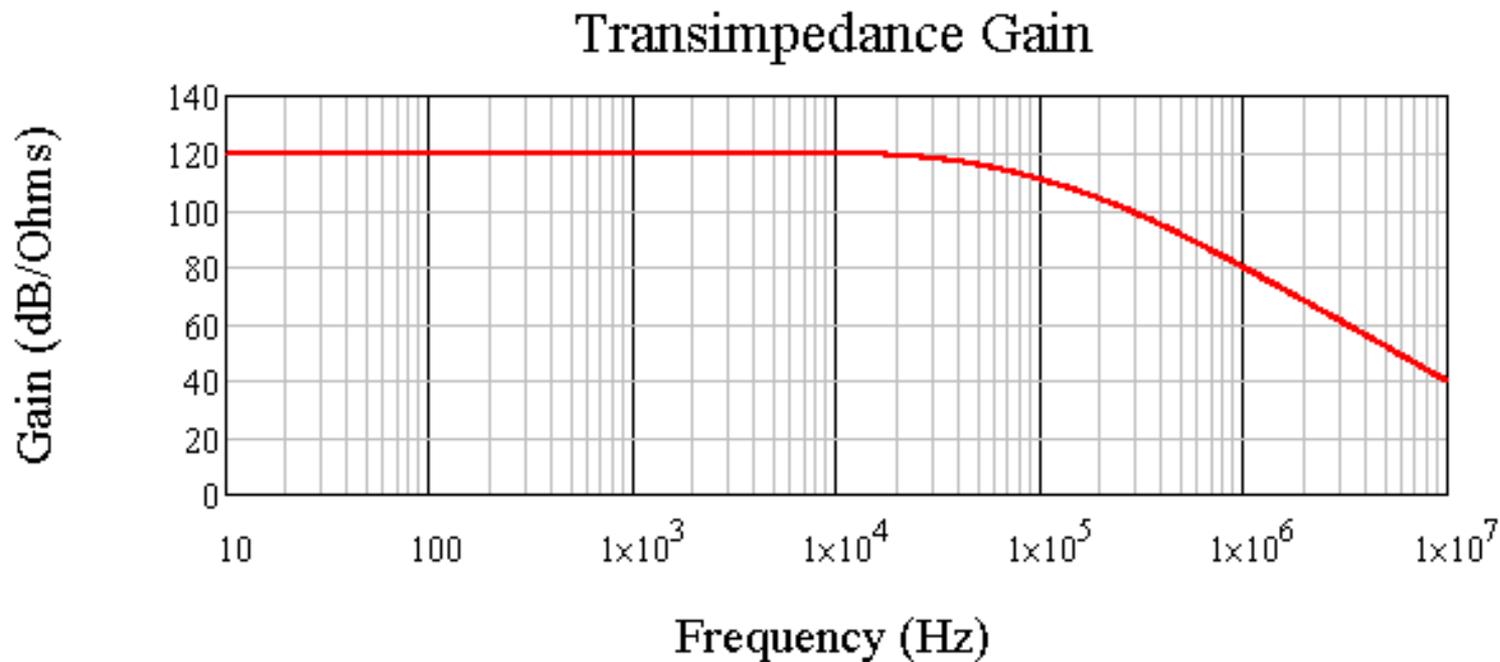


ゼロによる補償後の特性

オープンループ 周波数特性(ゼロによる補償後)



クローズド・ループのゲインと帯域



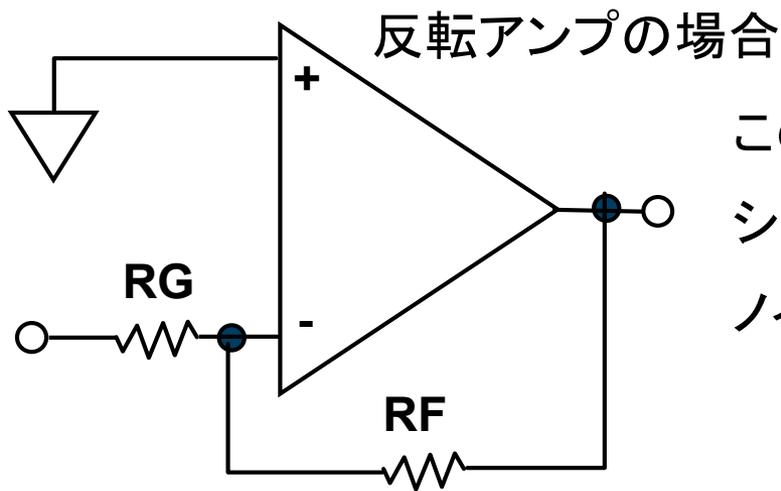
$$f_{3dB \text{ signal}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot C_f}$$

例題のアンプでは、 $f_{3db \text{ signal}} \approx 34\text{kHz}$

フィードバック回路の周波数特性への影響

信号ゲインとノイズ・ゲイン

アンプ回路には、シグナル・ゲイン(SG)とノイズ・ゲイン(NG)が同時に形成されます。SGとNGは必ずしも同じではありません。



この反転アンプ回路のゲインは:

$$\text{シグナル・ゲイン} = -RF/RG$$

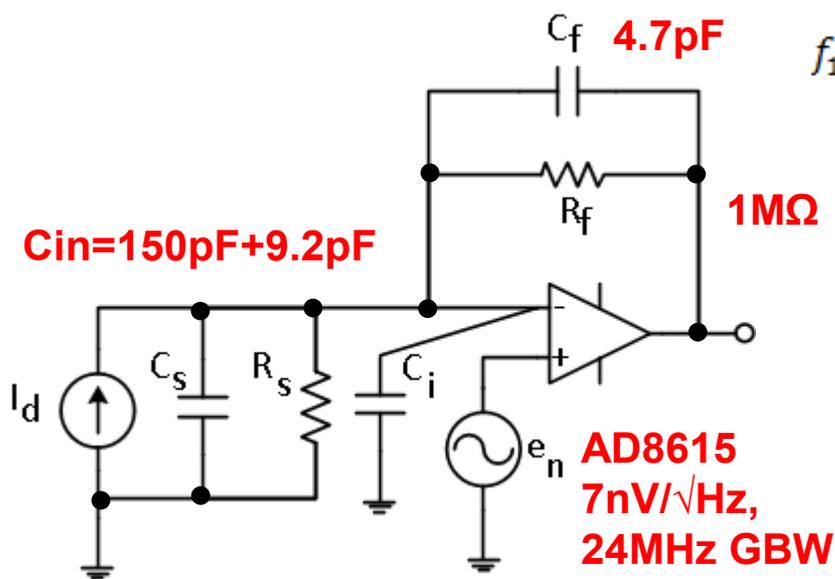
$$\text{ノイズ・ゲイン} = 1 + RF/RG$$

例えば、反転増幅アンプでは、 $SG = -RF/RG$ ですが、 NG は $1 + RF/RG$ になります。アンプの入力換算ノイズやオフセットは、 NG 倍されて出力されます。

電流/電圧編間アンプ回路のSGとNGは、大きく異なります。これはアンプ入力に付く容量の影響です。

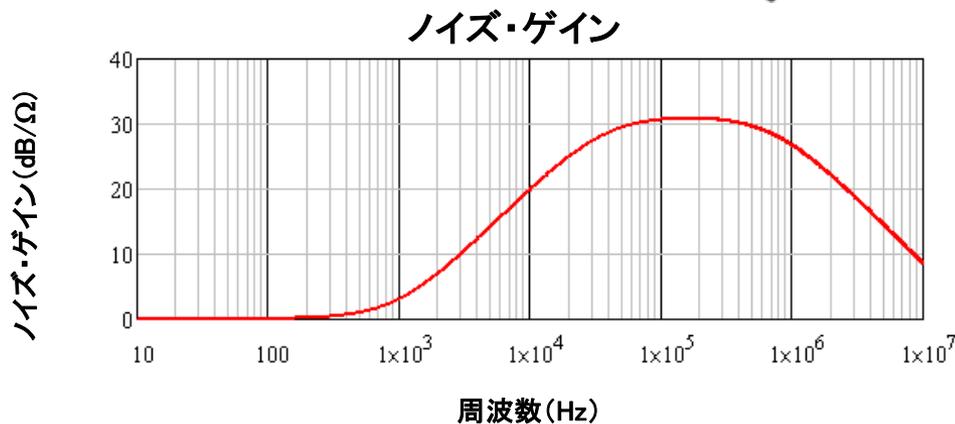
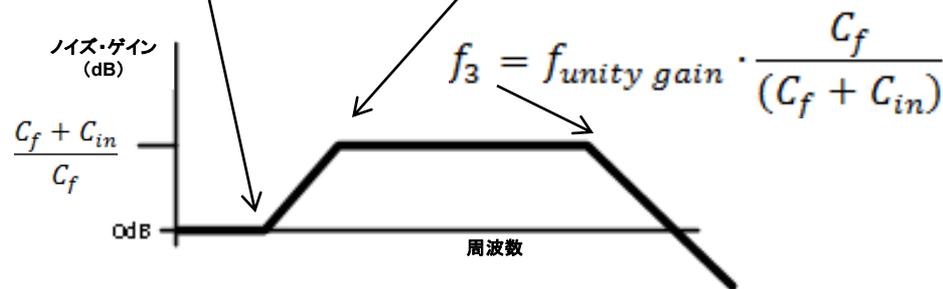
電流・電圧変換アンプのノイズゲイン vs. 信号ゲイン(I)

ほかのアンプ構成と違って、トランスインピーダンス・アンプ(I/V変換アンプ)のノイズゲインは信号ゲインと大きく異なります。



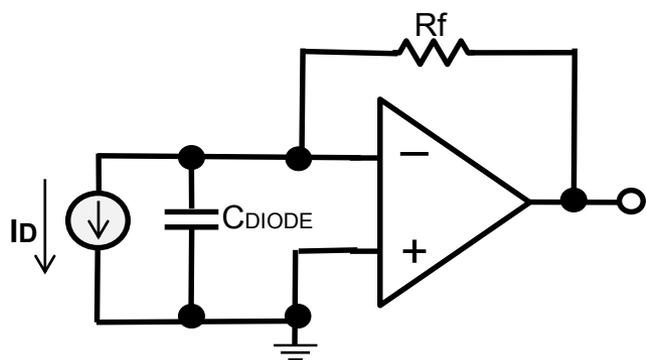
$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot (C_f + C_{in})}$$

$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot C_f}$$



オペアンプのノイズは出力にこのゲインを掛けた値で現れます (最大のピーク時に約36倍)。

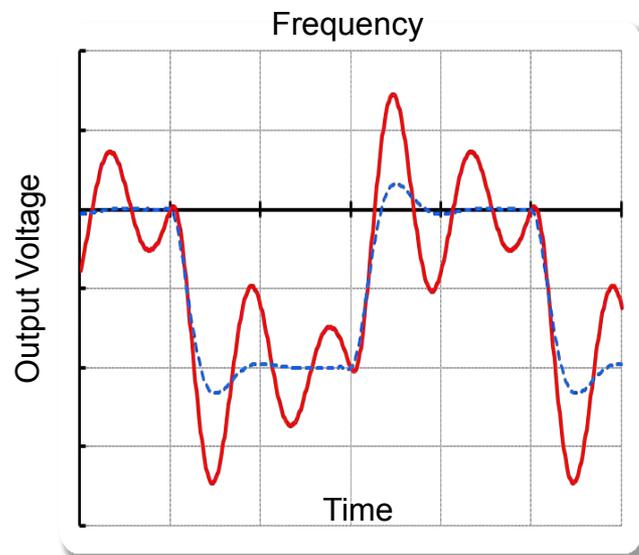
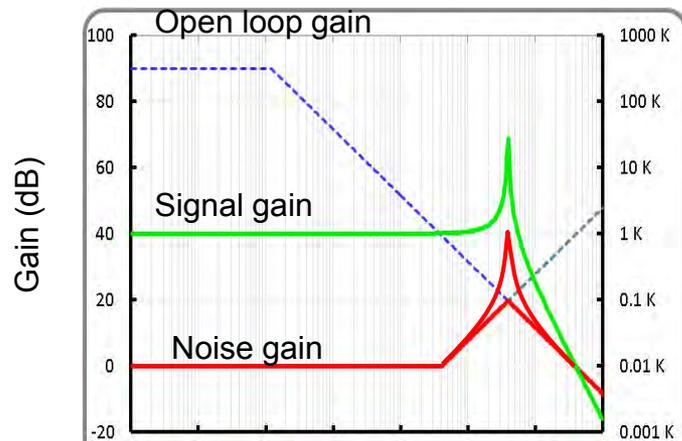
補償していないT電流・電圧変換アンプのノイズゲインと信号ゲイン



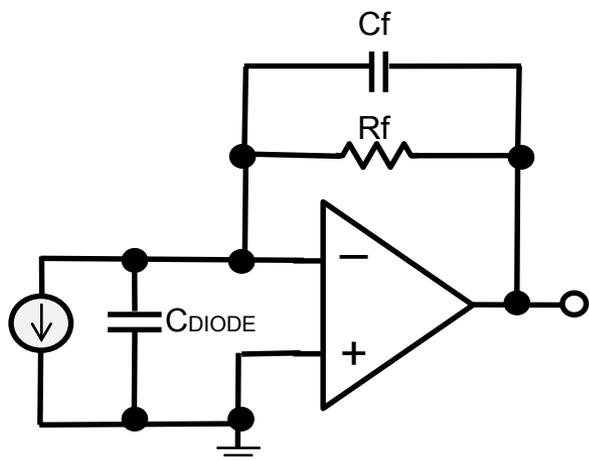
1.) オープンループゲイン

2.) ノイズゲイン = $1 + R_f C_{diode} s$

3.) シグナルゲイン = $I_D R_F$



帯域が最大になるように補償を最適化



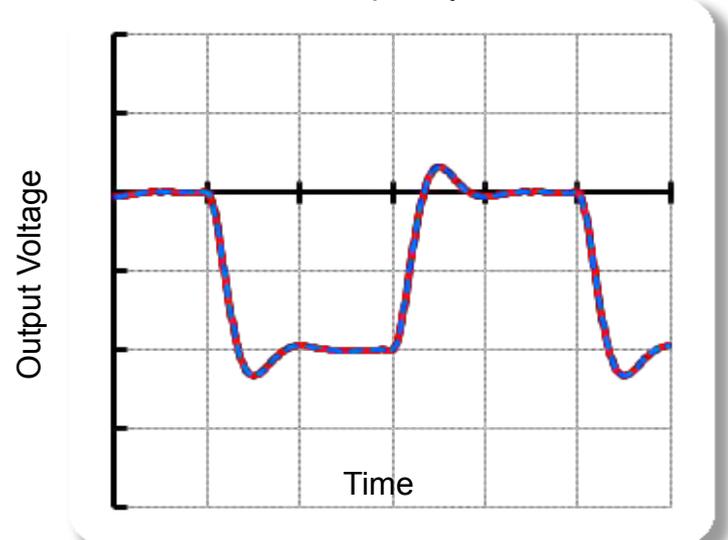
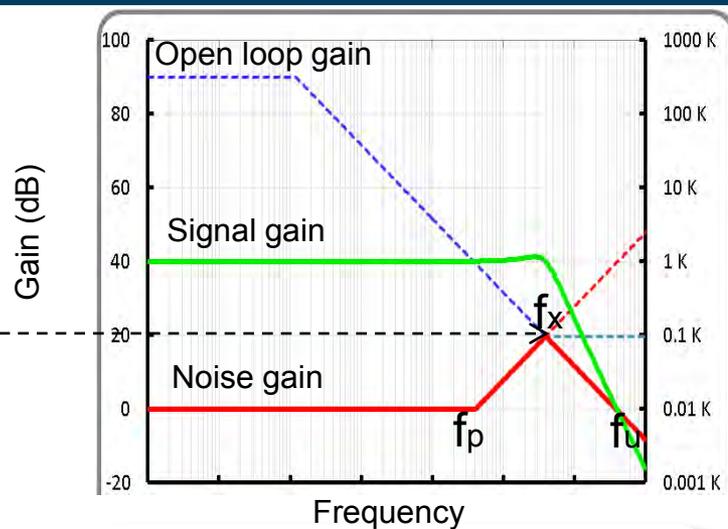
このラインで補償……

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_F C_{Diode}}$$

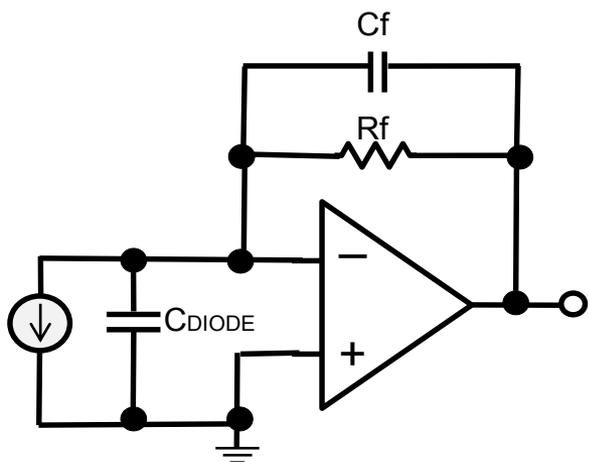
$$f_x = \sqrt{f_p \cdot f_u}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_F C_F}$$

$$C_F = \frac{1}{2\pi R_F f_x}$$



過補償の状態の電流・電圧変換アンプ

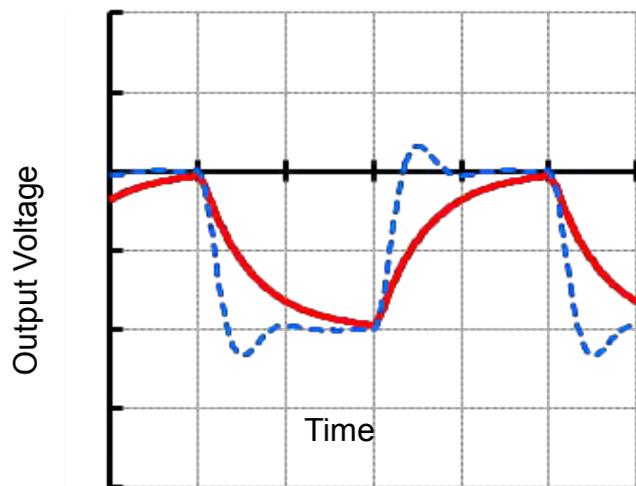
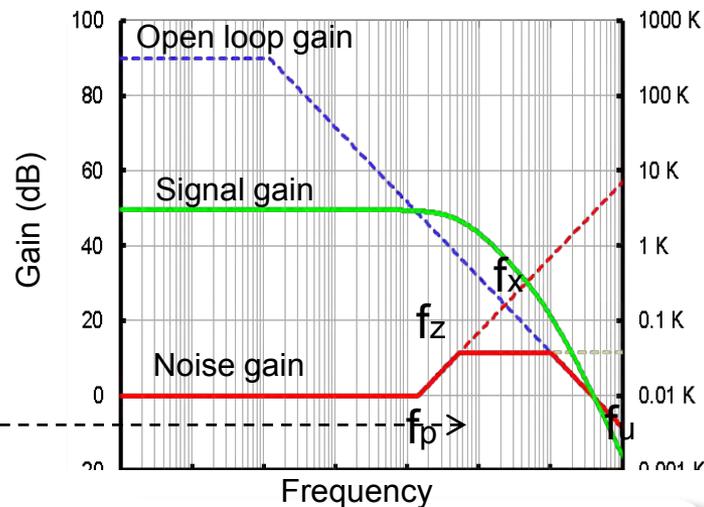


このラインで補償...

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_F C_{Diode}}$$

$$f_x = \sqrt{f_p \cdot f_u}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_F C_F}$$



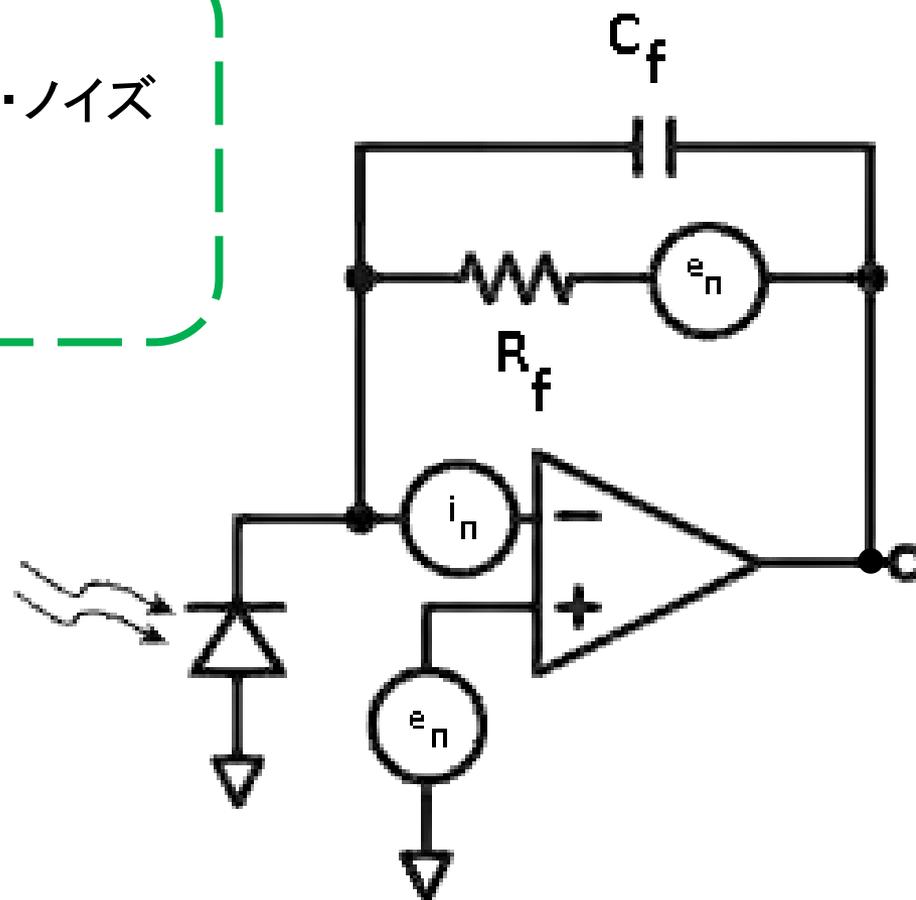
電流・電圧変換アンプ回路のノイズ源

❖ 内部で発生するノイズ:

- ❑ フィードバック抵抗のジョンソン・ノイズ
- ❑ アンプ自身の入力電流ノイズ
- ❑ アンプ自身の入力電圧ノイズ

❖ 他の要因

- ❑ 周辺からのカップリングノイズ
 - 誘導性
 - 容量性
 - 絶縁不適によるリーク
- ❑ RF整流効果によるシフト
- ❑ 熱電対効果によるDC誤差
- ❑ その他



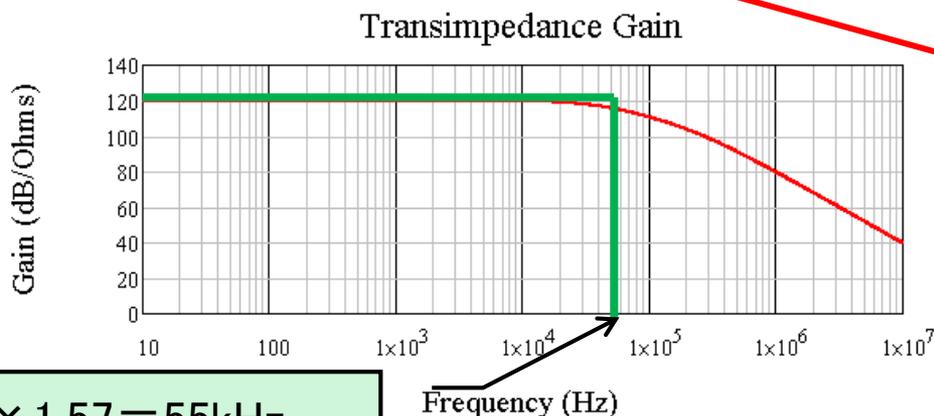
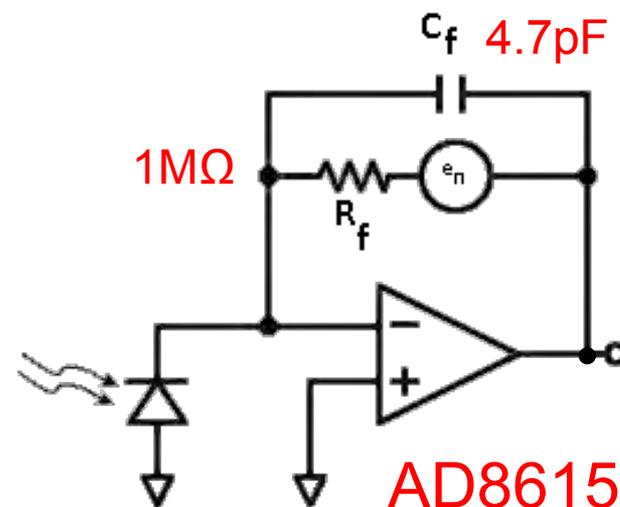
フィードバック抵抗のジョンソン・ノイズ

- ❖ 抵抗は回路中で熱ノイズ(ジョンソン・ノイズ)を発生する
 - 増幅されずに出力に現れる

$$Noise_{Rf} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot ENBW \cdot R_f}$$

Rfで発生する熱ノイズ

$$\sqrt{4 \cdot 1.38 \times 10^{-23} \frac{m^2 kg}{s^2 K} \cdot 298K \cdot (34kHz \cdot \frac{\pi}{2}) \cdot 1M\Omega} = 30 \mu V_{rms}$$



$$34kHz \times 1.57 = 55kHz$$

$$\pi / 2 \doteq 1.57$$

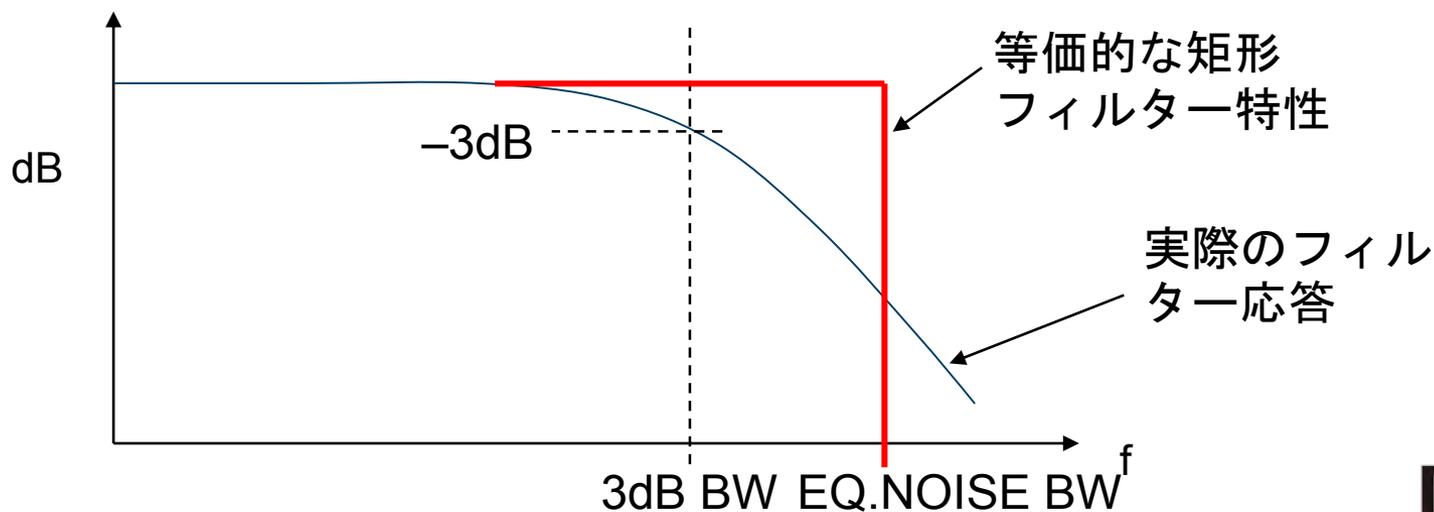
6dB/Octロールオフの
積分係数

等価入力ノイズ帯域と-3dB帯域の関係（参考資料）

3次以上はカットオフ周波数での矩形応答と同じ

# of Poles	EQ. Noise BW/ 3dB BW
1	1.57
2	1.11
3	1.05
4	1.03
5	1.02

ノイズの等価
帯域の係数



電流・電圧変換アンプのノイズ源(電流性ノイズ)

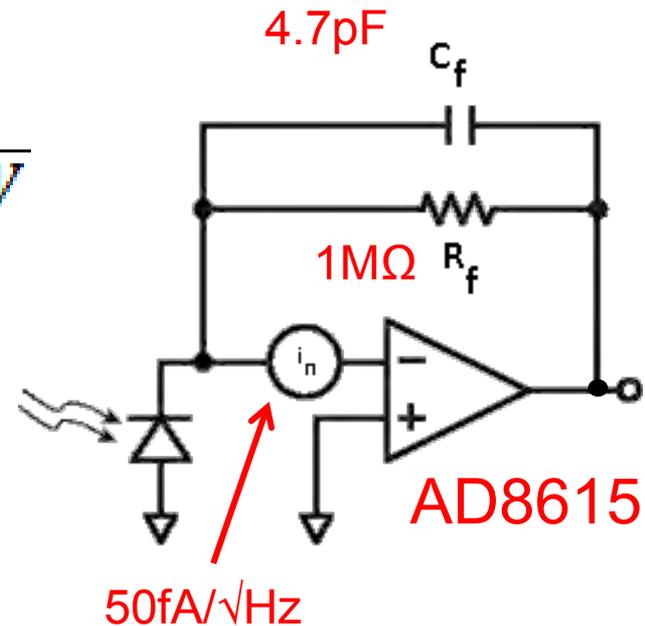
- ❖ OPアンプの入力電流性ノイズ
 - 出力に電圧ノイズとして現れます。
 - 値は R_f をかけた値です。

$$\text{電流性ノイズ} = 50 \frac{fA}{\sqrt{Hz}} \cdot R_f \cdot \sqrt{ENBW}$$

$ENBW$: 有効帯域

例題アンプ(AD8615の場合)

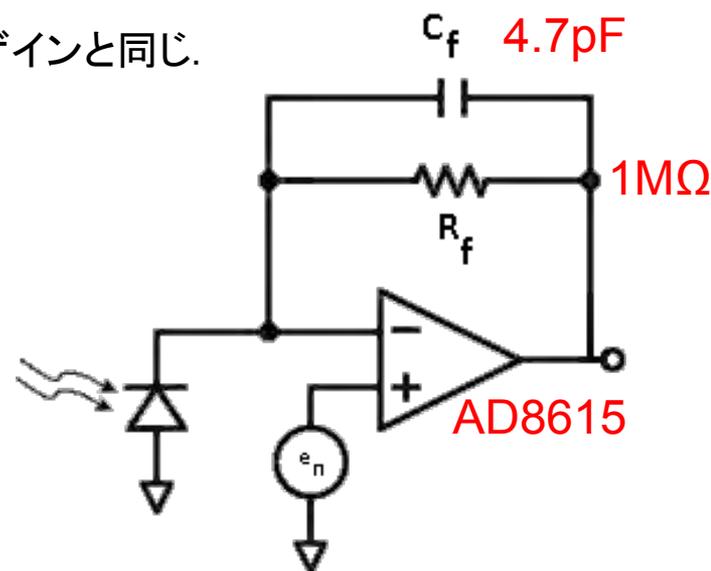
$$50 \frac{fA}{\sqrt{Hz}} \cdot 1M\Omega \cdot \sqrt{34kHz \cdot \frac{\pi}{2}} = 12\mu V_{rms}$$



電流・電圧変換アンプのノイズ源(電圧性ノイズ)

❖ OPアンプの電圧ノイズ

- ❑ 電圧ノイズのモデル: +入力に付いたノイズ源
- ❑ V_{out} 上のノイズ = 入力ノイズ × ノイズゲイン
 - 'DC' 回路ではノイズゲインは非反転回路のゲインと同じ.

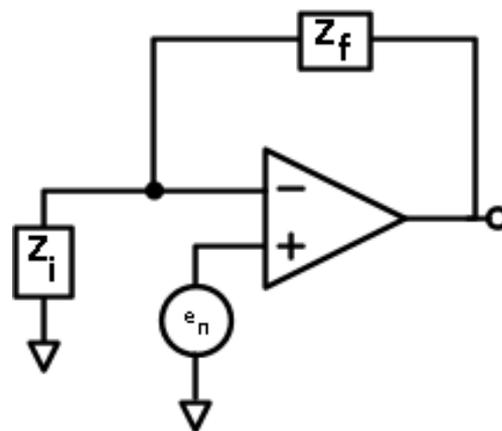


$$\text{Opamp Voltage Noise} = \text{Input Voltage Noise} \cdot \text{Noise Gain}$$

電流・電圧変換アンプのノイズ源(電圧性ノイズ)

❖ OPアンプの電圧ノイズ

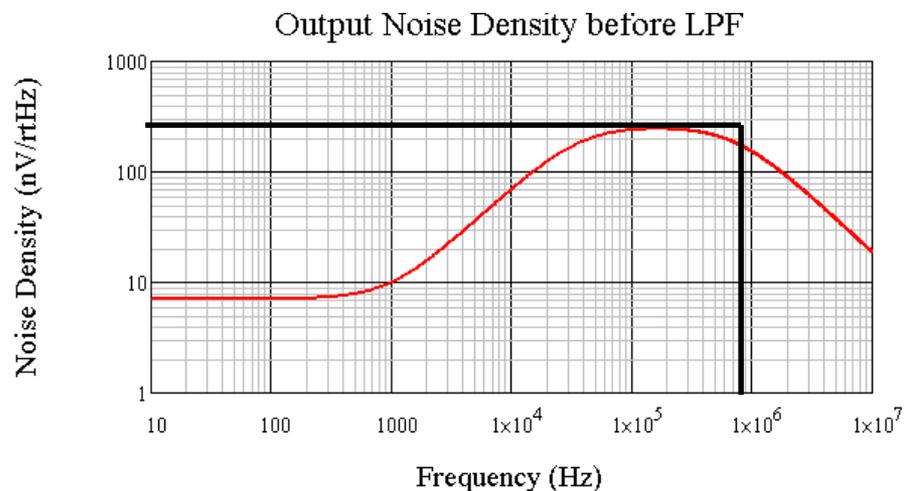
- ❑ 電圧ノイズのモデル: +入力に付いたノイズ源
- ❑ V_{out} 上のノイズ = 入力ノイズ × ノイズゲイン
 - ‘DC’ 回路ではノイズゲインは非反転回路のゲインと同じ.



$$\text{Opamp Voltage Noise} = \text{Input Voltage Noise} \cdot \left(1 + \frac{Z_f}{Z_i}\right)$$

アンプの出カノイズ計算(入力換算電圧ノイズ×ノイズ・ゲイン)

- ❖ 出カノイズの実効値 V_{rms} を求めるには周波数軸でノイズ密度の二乗を積分し、それを平方することにより求められます。
- ❖ あるいは次の簡略計算を！



$$V_{\text{amplifier output noise}} \approx V_{en} \cdot \frac{C_f + C_{in}}{C_f} \cdot \sqrt{1.57 \cdot f_{\text{unity gain}} \cdot \frac{C_f}{(C_f + C_{in})}}$$

OPアンプ、ノイズ $\approx \frac{7\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot \frac{4.7\text{pF} + 159.2\text{pF}}{4.7\text{pF}} \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot 24\text{MHz} \cdot \frac{4.7\text{pF}}{4.7\text{pF} + 159.2\text{pF}}} = 254\mu\text{V}_{rms}$

- ❖ 簡略計算による近似値: $254\mu\text{V}_{rms}$
- ❖ 積分計算: $266\mu\text{V}_{rms}$ (かなり近い値)

例題アンプのトータル出力ノイズの見積もり

- ❖ これら3種のノイズは、お互いの相関はありません。従ってそれらの合計はRSS (Root Sum Square) となります。これらのノイズは、帯域制限フィルターにより低減することができます。

$$\text{ノイズの合計} = \sqrt{\text{ジョンソンノイズ}^2 + \text{電流性ノイズ}^2 + \text{電圧性ノイズ}^2}$$

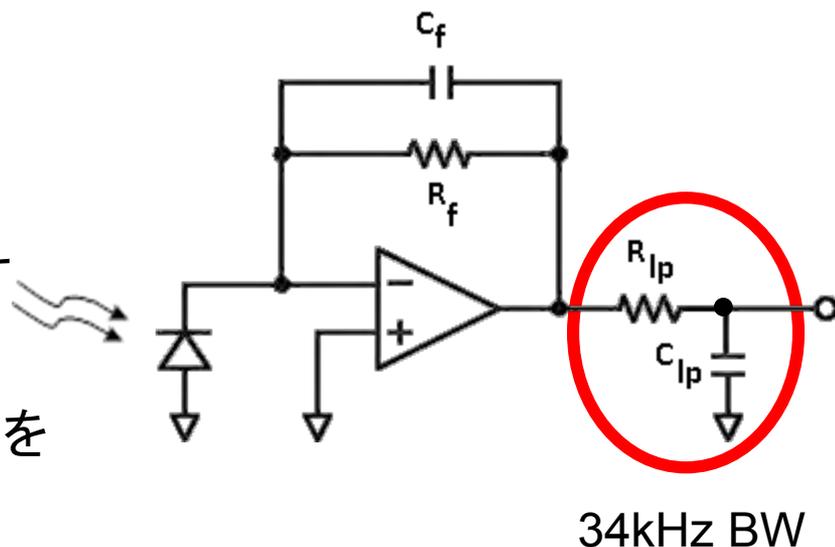
Contributor	Output Noise
フィードバック抵抗	30 μVrms
OPアンプ電流性ノイズ	12 μVrms
OPアンプ電圧性ノイズ	254 μVrms

$$\text{ノイズの合計} = \sqrt{30\mu\text{V}^2 + 12\mu\text{V}^2 + 254\mu\text{V}^2} = 256\mu\text{V}_{rms}$$

- ❖ これは電流・電圧変換アンプ回路で発生するノイズです。(帯域制限フィルターは付いていません)
- ❖ AD8615は広帯域アンプ(24MHz)のため、電圧ノイズが支配的になっています。

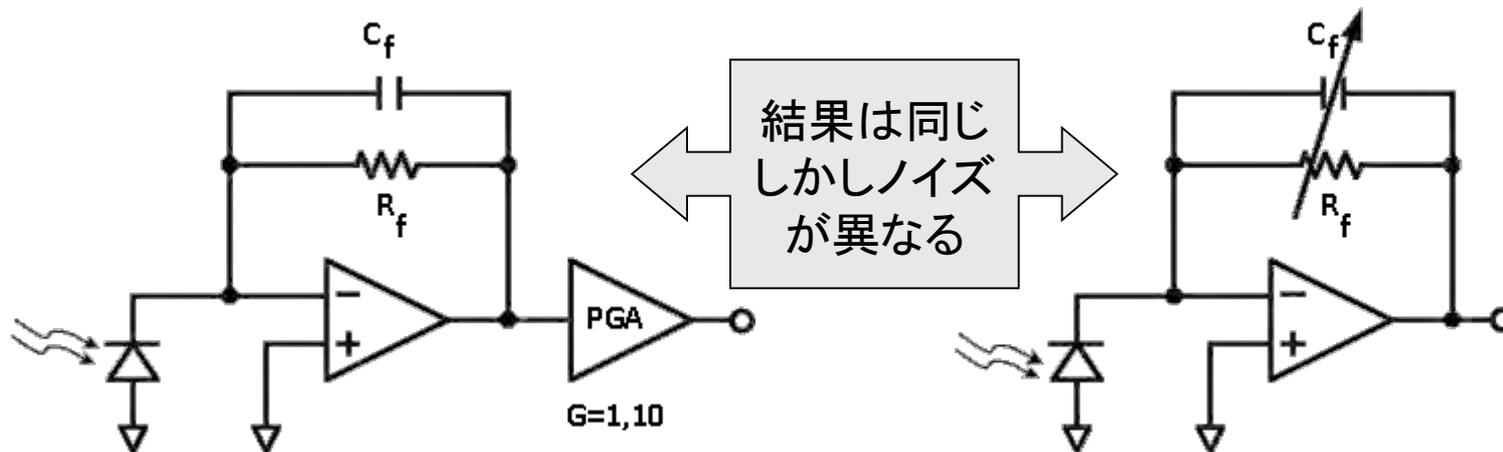
アンプの後にフィルタを付加しノイズを低減

- ❖ 大きなノイズ・ゲイン帯域幅でアンプのトータル・ノイズが大きくなっています…
- ❖ しかし、信号帯域幅はかなり小さい値です
 - 計算上の信号帯域幅 = **34 kHz**
- ❖ アンプの後に簡単なRCローパス・フィルタを追加するとどうなるでしょうか？
 - カットオフ周波数は信号帯域幅に合わせます。
- ❖ シンプルな34kHz RCフィルタでRMSノイズを $256 \mu\text{V rms}$ から $49 \mu\text{V rms}$ に低減できます。
 - 出力をADCに送信する場合は、そのバッファ処理も必要かもしれません。



回路のゲインと増幅されるノイズ量(TIA+PGA or PTIA)

I/V変換回路のゲインを可変にしたいとき、どのような構成を用いるのか。例えば1倍と10倍の切り替えを必要とする場合は・・・



【1】 TIA+PGA (×1,×10)

【2】 ProgrammableTIA (×1,×10)

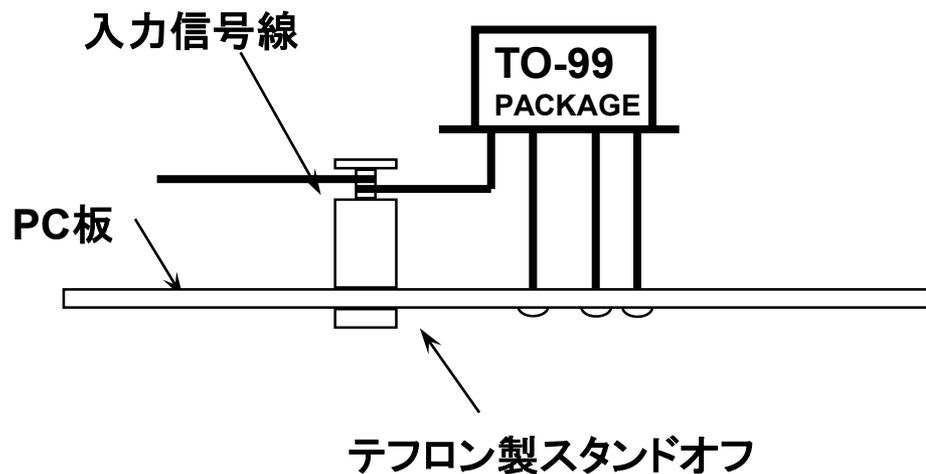
- ❖ 一般的な方法
- ❖ ゲインが10倍になると出力ノイズは10倍に増幅されます。
- ❖ PGAのノイズ成分が付加されます。
- ❖ R_f (合わせて C_f)を切り替えてゲインを切り替える方法。
- ❖ $R_f \times 10$ 倍、 R_f によるノイズ $\neq 10$ 倍
- ❖ $R_f \times 10$ 倍でジョンソンノイズは $\sqrt{10}$ 倍=3.16倍

(6) 高インピーダンス回路の 実装上の注意点

漏れ電流(ノイズ電流、誤差電流)を少なくする方法

- 1) 高インピーダンス・ノード(回路節点)の絶縁抵抗を高く維持する。
 - ❖ テフロン・スタンド、高絶縁リレーの利用
 - ❖ 基板のコーティング材は必要か？
 - ❖ PC板のレイアウト設計
 - ❖ 受動素子、特にコンデンサの材質・構造
- 2) 低電流の信号ラインと周辺の電位差をゼロにする。
 - ❖ ガード・リングやドライブ・シールド・ケーブル
 - ❖ アンプのオフセット電圧の影響の最少化
 - ❖ シールドによる外乱からの遮断
 - ❖ PC板のレイアウト設計

テフロン・スタンドの実例と低リーク・コンデンサ



TO-99入りアンプ
AD549AH
 $I_b = 75\text{fA max}$

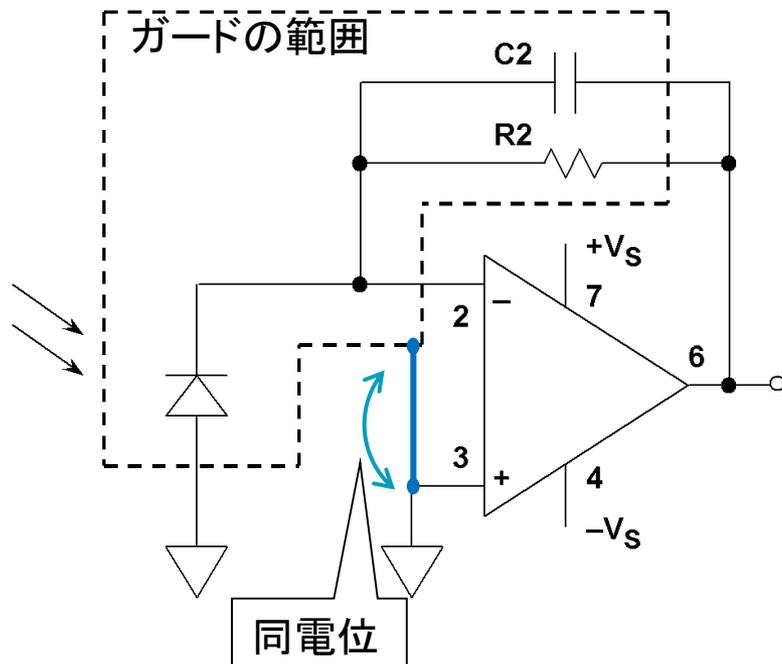
テフロン製スタンドオフの使用例



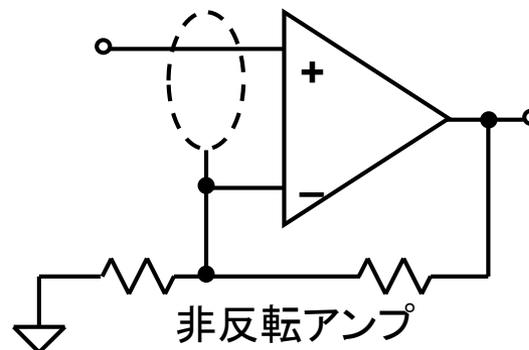
この回路の入カバイアス電流は 10fA max です。
またPCBにコーティングはありません。

DIP, TO99であればテフロンスタンドの使用が容易です。
しかしSOPやMSAPでは、この方法は困難です。リークを
最小にする次善の方法は次の頁に...

ガード・アンプ (ガード・アンプのオフセット)



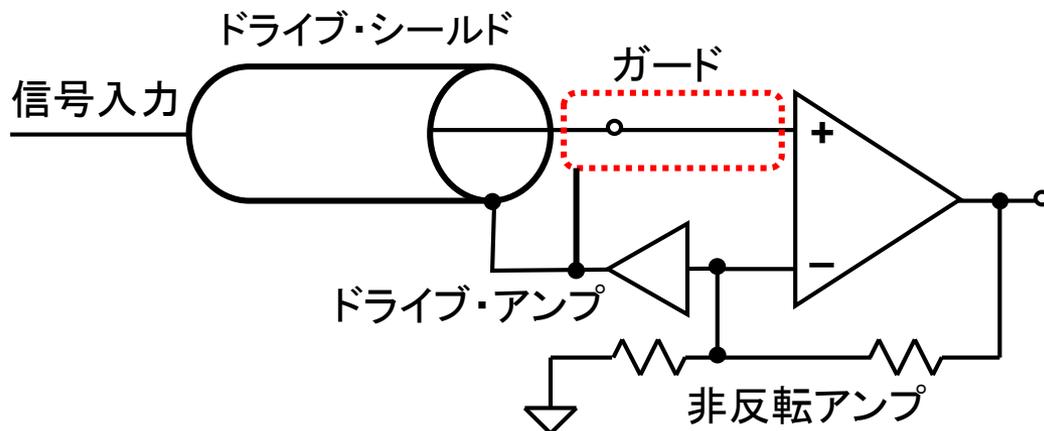
❖ 非反転アンプやバッファ・アンプの場合のガード・ドライブは??



- ❖ もしPCB表面の絶縁抵抗値がよごれなどにより 10^{11} に下がった場合、1Vの電位差で10pAのリーク電流が流れます。
- ❖ 一般的なPCB材料の絶縁抵抗
 - FR4、CEM-3(ガラスコンポジット) 1×10^{14}
 - XPC(紙フェノール) 3×10^{10}
 - テフロンの表面抵抗は、ヴァージンテフロンで 10^{16} 以上

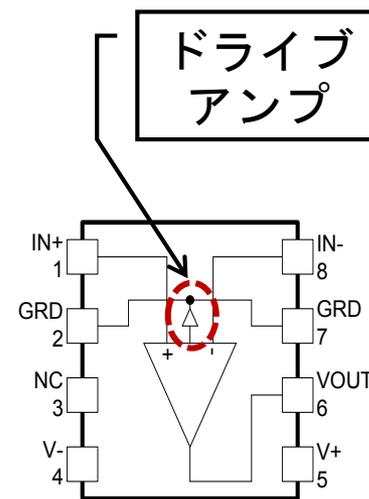
ドライブ・シールド(見かけ上の浮遊容量をゼロに)

シールドケーブルの外側を信号電圧で駆動し、電位差をゼロにします。



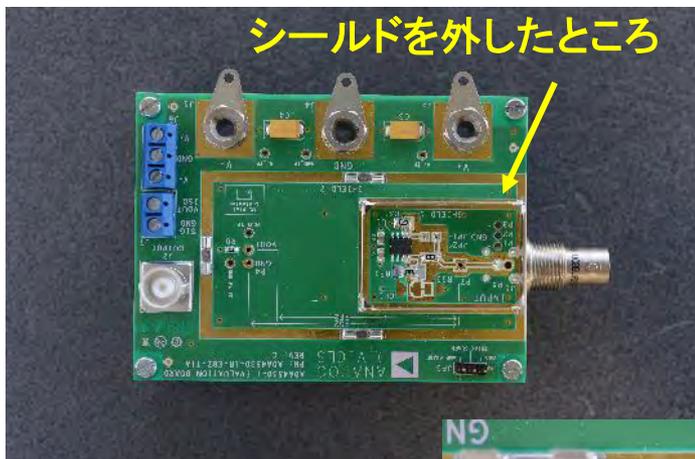
❖ シールド・ドライブ・アンプの条件

- 低入力容量、低バイアス(フィードバックへの負担)
- 容量負荷に対する安定性(ポールの形成とその補償)
- 低オフセット誤差

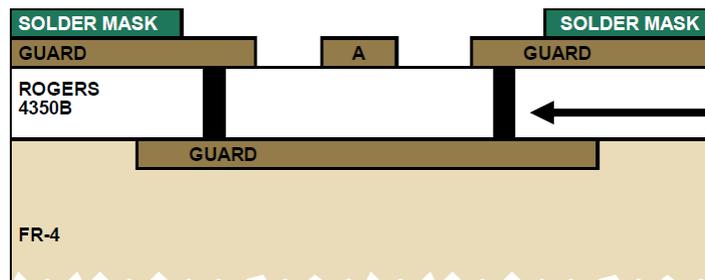


ADA4530-1

ADA4530 (I_b=25fA)を使ったI/V変換アンプ基板



ガードプレーンの構造



ビアフェンス

