

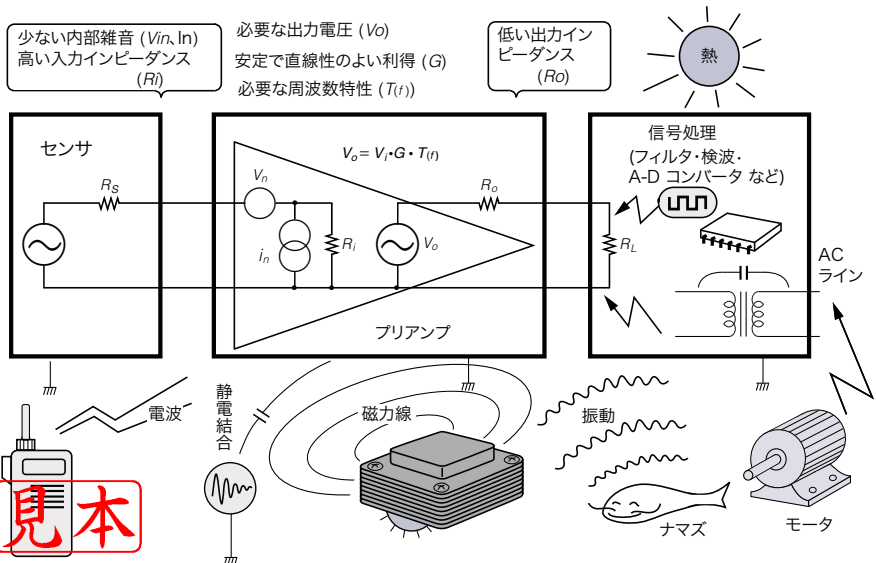
# 第 1 章

## OP アンプをいかに低雑音にして使うか プリアンプを低雑音化する技術

微小信号の検出で一番の鍵を握るのは何といってもセンサです。このセンサの性能を効率良く引き出し、処理しやすい信号レベルまで増幅するのがプリアンプの役割です。

具体的な設計に入る前に、 $S/N$  [(Signal…信号) 対 (Noise…雑音 (ノイズ))] を最大限に引き出すための回路技術を検討しておきましょう。

〈図 1-1〉 プリアンプをとりまく環境と必要な性能



## 1.1 プリアンプに要求される性能

### ● 忠実に信号を増幅するためのポイント

回路の詳細技術を紹介する前に、センサ用プリアンプに要求される基本的な性能をあげてみます(図1-1)。

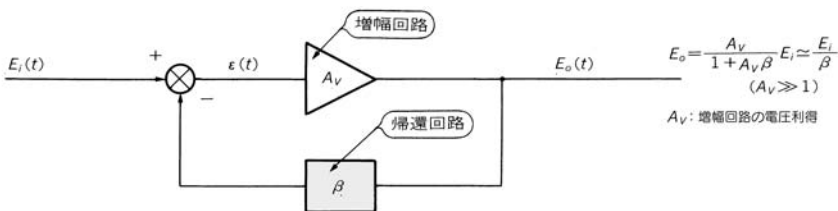
- ① プリアンプ内部での雑音発生が少なく、外来雑音の影響を受けにくいこと。
- ② センサの出力インピーダンスに比べて、プリアンプの入力インピーダンスが十分高いこと。
- ③ 利得-周波数特性が必要な帯域をカバーしていること。
- ④ 必要な利得があり、温度変化などに対して安定なこと。
- ⑤ 利得の直線性が良く、ひずみの少ないこと。
- ⑥ 必要な出力電圧が得られ、出力インピーダンスが低く、負荷の影響を受けにくいこと。

以上の事項を満足するように設計を行います。利得の安定性、周波数特性の平坦性、直線性の向上などの理由から、また入出力での位相変化が少なく、出力インピーダンスを低くするために図1-2に示す負帰還(Negative Feedback)と呼ぶ技術が重要な役割を担います。負帰還技術については第4章で詳しく説明します。

### ● 低周波回路では入力インピーダンスを高くしたい

低周波用プリアンプではセンサで発生した信号をロスなく受け取り、プリアンプで発生

〈図1-2〉 負帰還の効果



#### 負帰還の効果

- ① 利得が簡単に設定できる(β回路で設定)
- ② 利得の変動が少なくなる(ほぼβ回路で決定される)
- ③ 周波数特性が改善される
- ④ 利得の周波数特性が実現できる(β回路に周波数特性をもたせる)
- ⑤ 直線性が改善され、ひずみが減少する
- ⑥ 負帰還の方法により入出力インピーダンスが変えられる

見本

する雑音との比をできるかぎり大きくします。このためプリアンプの入力インピーダンスを、信号源インピーダンスに比べて十分高くする必要があります。

図 1-3 は出力インピーダンスが  $1\text{ k}\Omega$ 、出力  $10\text{ mV}$  のセンサを、利得が 100 倍、入力短絡時の雑音出力が  $1\text{ mV}$  という性能のプリアンプに接続し、入力インピーダンスだけを  $1\text{ k}\Omega$  と  $1\text{ M}\Omega$  にしたときの例ですが、A のプリアンプ出力は信号  $500\text{ mV}$  / 雑音  $1\text{ mV}$  となり、B のプリアンプ出力は信号  $999\text{ mV}$  / 雑音  $1\text{ mV}$  となることはおわかりでしょう。

A の出力が B に比べて小さいことも問題ですが、もっと重要なのは、A が B に比べてプリアンプ出力の信号  $S$  と雑音  $N$  の比が小さいということです。この信号と雑音の比を  $S/N$  といいます。  $S/N$  は一度小さくなると、後にどんなすばらしいアンプを接続してもこの値を改善することはできません。

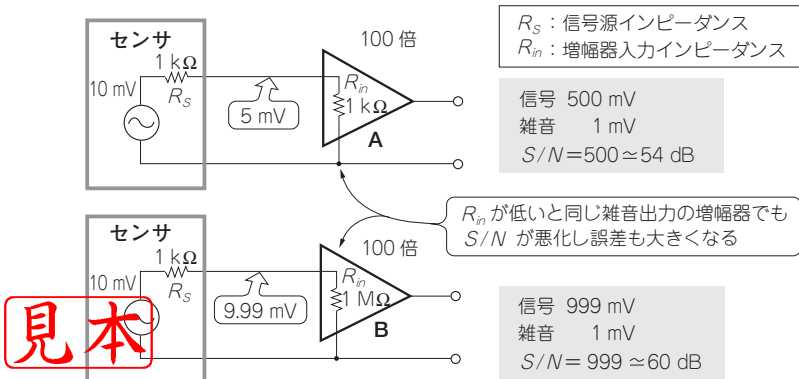
したがって高い  $S/N$  を確保するには、入力インピーダンスを高くしてセンサで発生した信号をロスなく受け、プリアンプ内部で発生する雑音を極力少なくして、信号と雑音の比  $\dots S/N$  を大きくすることが大切です。

またセンサで発生した電圧を正確に受け取り、増幅するためにも入力インピーダンスをできる限り大きくする必要があります。

ただし、これは低周波回路でのことです。信号の波長がケーブルの長さに対して無視できない高周波回路では、信号源インピーダンスと入力インピーダンスが異なると定在波が発生してしまい、周波数特性が乱れてしまいます。

高周波回路では信号源インピーダンスとケーブル・インピーダンス、プリアンプの入力

〈図 1-3〉 信号源抵抗…低周波では  $R_{in} \gg R_s$  とする



インピーダンスの三つを等しくして、マッチングをとるのが原則です。

● プリアンプには非反転増幅回路を使う

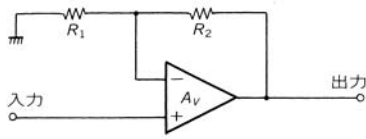
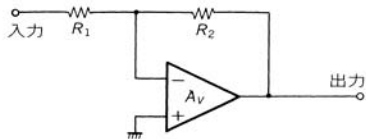
OP アンプを使用したプリアンプの回路には、負帰還の方法によって図 1-4 に示すようなおなじみの反転増幅回路と非反転増幅回路がありますが、反転増幅器の入力インピーダンスはほぼ  $R_1$  となります。したがって反転増幅回路で入力インピーダンスを高くするには、 $R_1$  の値を大きくすることになります。

ところが、ローノイズ・プリアンプではこの抵抗  $R_1$  の値が鍵となるのです。というのは、抵抗からは熱雑音と呼ぶ原理的に発生する雑音があるためで（これは神様が決めてしまったものなので、いくら設計者があがいてもだめ!）、抵抗値が大きいと熱雑音も大きくなってしまいます。

このことから低周波でのローノイズ・プリアンプでは、帰還回路の抵抗値  $R_1$  が小さくても入力インピーダンスが高くできる非反転増幅器が有利になります。

図 1-4(b)からもわかるように、非反転増幅回路の入力インピーダンスは負帰還の作用により  $R_1$  の値に比べて非常に高くすることができます。

〈図 1-4〉 代表的な二つの増幅回路



$$\begin{aligned} \text{利得} &= -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\frac{R_2}{R_1 \cdot A_V} + \frac{R_2}{Z_{in} \cdot A_V} + \frac{1}{A_V} + 1} \\ &\approx -\frac{R_2}{R_1} \\ \text{入力インピーダンス} \\ &= R_1 \cdot \frac{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{Z_{in}} + \frac{1}{R_2} + \frac{A_V}{R_2}}{\frac{1}{Z_{in}} + \frac{1}{R_2} + \frac{A_V}{R_2}} \approx R_1 \end{aligned}$$

( $A_V \gg 1$ )

$$\begin{aligned} \text{利得} &= \frac{A_V}{1 + \frac{R_1 \cdot A_V}{R_1 + R_2}} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1} \\ \text{入力インピーダンス} \\ &= \frac{Z_{in}(R_1 + R_2 + R_1 \cdot A_V)}{R_1 + R_2} \\ &= Z_{in} \left( 1 + \frac{R_1 \cdot A_V}{R_1 + R_2} \right) \end{aligned}$$

**見本**

$A_V$ : OP アンプの電圧利得       $Z_{in}$ : OP アンプの入力インピーダンス  
 (a) 反転増幅器      (b) 非反転増幅器

## 1.2 熱雑音（Thermal Noise）を理解しておこう

### ● 抵抗で発生する熱雑音の大きさ

先に抵抗から熱雑音が発生することを説明しましたが、雑音を考えるときにはこの熱雑音がすべての基準となります。熱雑音は導体内部の自由電子がブラウン運動をするため発生し、この値は次の式で決定されます。

$$v_n = \sqrt{4kTRB} \quad (V_{rms}) \dots\dots\dots(1)$$

- $k$  : ボルツマン定数 ( $1.38 \times 10^{-23}$  J/K)
- $T$  : 絶対温度 (K)
- $R$  : 抵抗値 ( $\Omega$ )
- $B$  : 帯域幅 (Hz)

計算しやすい式では  $T = 300$  K ( $27^\circ\text{C}$ ) として、

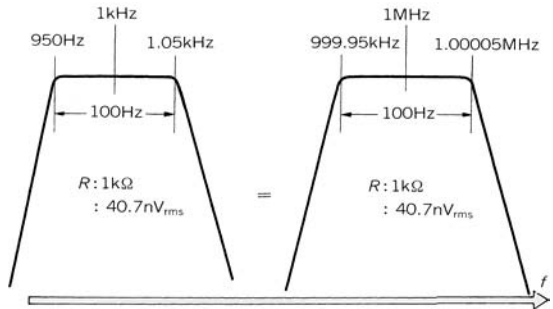
$$v_n = 0.126\sqrt{R \text{ (k}\Omega) \times B \text{ (kHz)}} \quad (\mu V_{rms}) \dots\dots\dots(2)$$

このように、抵抗から発生する熱雑音は温度、抵抗値、帯域幅の三つのパラメータの平方根に比例することになります。また熱雑音の周波数スペクトルは均一で、**図 1-5** に示すように同じ帯域幅であれば、どの周波数においても同じ振幅値となります。

例えば温度  $27^\circ\text{C}$  で  $1\text{k}\Omega$  の抵抗値からは、 $1\text{kHz}$  を中心とした  $100\text{Hz}$  帯域で発生する雑音電圧は  $40.7\text{nV}_{rms}$ 、 $1\text{MHz}$  を中心とする  $100\text{Hz}$  帯域で発生する雑音電圧も  $40.7\text{nV}_{rms}$  となります。

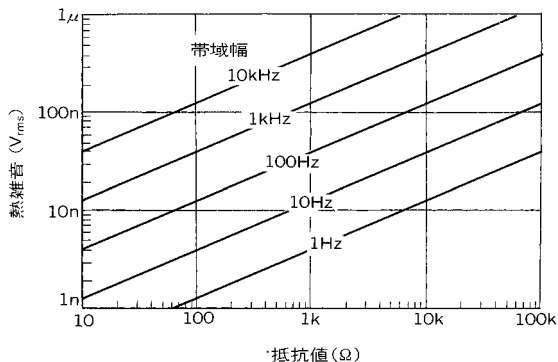
**図 1-6** は、各周波数帯域幅における抵抗値に対する熱雑音の発生量を示したグラフです。

<図 1-5>  
熱雑音…帯域幅が同じならどの周波数でも同じ振幅



見本

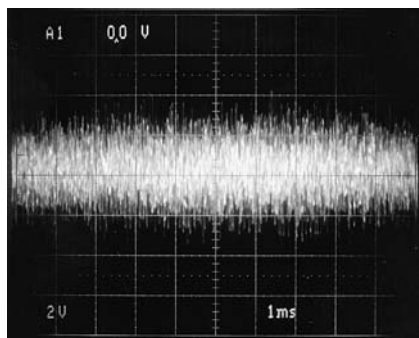
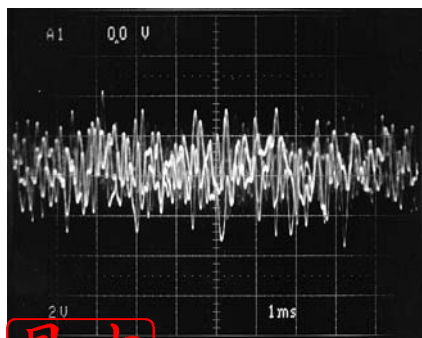
〈図 1-6〉  
帯域幅と熱雑音と抵抗値



● 熱雑音のもつ性質

写真 1-1 は抵抗で発生した熱雑音を増幅し、帯域を制限して測定した例です。熱雑音の波形は不規則に見えますが、不思議なことに波形の瞬時値の発生頻度を計測してみると、図 1-7 のような正規分布（ガウス分布）となっています。つまり熱雑音の瞬時電圧の最大は限界がないこととなりますが、電圧が大きくなるほど現れる頻度は少なくなります。

したがって実効値の約 3 倍の電圧は 0.1% の頻度で現れることになり、オシロスコープで注意深く観測するとこのくらいまでが見えます。表 1-1 に熱雑音の波高率（Crest Factor あるいは Peak Factor）と頻度の関係を示します。波高率というのは実効値に対して波形のピークがどのくらいあるかを表すパラメータで、正弦波の場合は  $\sqrt{2}$ 、方形波の場合は 1 となります。パルス状のノイズなどでは大きな値となります。



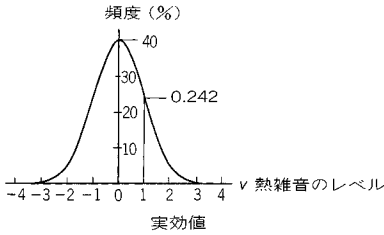
**見本**

上限周波数 10 Hz (-3dB) 1 V<sub>rms</sub> の熱雑音を 1 ms/div で観測

上限周波数 100 kHz (-3dB) 1 V<sub>rms</sub> の熱雑音を 1 ms/div で観測

〈写真 1-1〉 熱雑音の測定

〈図 1-7〉 熱雑音の振幅確率密度…ガウス分布になっている



〈表 1-1〉 熱雑音の波高率

頻度 (%)	波高率 (peak/rms)
1.0	2.6
0.1	3.3
0.01	3.9
0.001	4.4
0.0001	4.9

● 雑音を表す単位… $V/\sqrt{Hz}$  (雑音密度)

先の(1)式から、熱雑音のように周波数特性が平坦な雑音（白はすべての色の成分を均一に含むことからホワイト・ノイズと呼ばれる）では、その発生量が周波数帯域の平方根に比例することになります。このことから雑音の大きさを表す単位には、しばしば雑音密度として $V/\sqrt{Hz}$ （雑音電流の場合は $A/\sqrt{Hz}$ ）が使用されます。これは1 Hz 帯域で発生する雑音量を規定すれば、使用したい任意の周波数帯域の雑音量を計算から求めることができるからです。

また異なった周波数帯域、異なった利得をもったアンプでも、入力換算の雑音密度で比較すれば雑音特性の優劣を比較することができます。

このようなことから、OP アンプの雑音特性も入力換算雑音電圧密度として規定されています。例えば入力換算雑音電圧密度が $5 nV/\sqrt{Hz}$ の OP アンプを、利得 100 倍、周波数帯域 30 kHz で使用すると、出力に現れる雑音  $v_{on}$  は、

$$v_{on} = 5 nV \times 100 \times \sqrt{30 kHz}$$

$$= 86.6 \mu V_{rms}$$

となります（実際には OP アンプから発生する雑音は熱雑音だけではないので若干異なる）。

そして、この  $v_{on}$  をオシロスコープなどで観測すると、そのピーク値  $v_{onp}$  は、

$$v_{onp} = 86.6 \mu V_{rms} \times 3$$

$$= 260 \mu V_{0-P} = 0.52 mV_{P-P}$$

となります。

**見本**  
 なる雑音電圧を計算するとき単に周波数帯域幅として説明してきましたが、増幅器の振幅-周波数特性の下限/上限での利得の減衰傾度はさまざまです。たんに 3 dB 低下する周

波数を規定したのでは不正確になり、減衰傾度により補正する必要があります。これを等価雑音帯域幅といい、図1-8のように示されます。

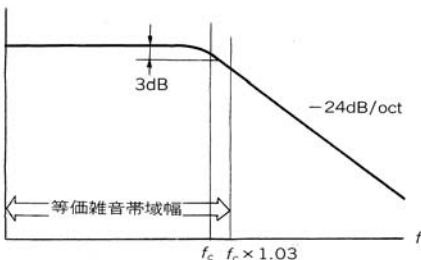
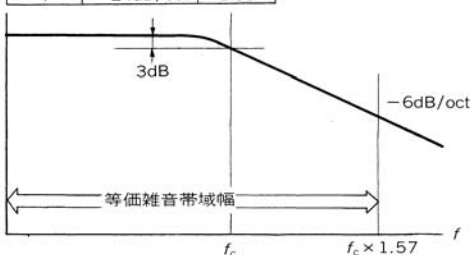
〈図1-8〉 等価雑音帯域幅と雑音帯域幅係数

バタワース特性の場合の雑音帯域幅係数  $k$

次数	減衰傾度	$k$
1	-6dB/oct	1.57
2	-12dB/oct	1.11
3	-18dB/oct	1.05
4	-24dB/oct	1.03

$$B_W = k \cdot f_c$$

$B_W$ : 等価雑音帯域幅  
 $k$ : 雑音帯域幅係数  
 $f_c$ : -3dB 周波数



### 1.3 OP アンプ回路で発生する雑音

#### ● 非反転増幅回路で発生する雑音

雑音の基本的な考え方を説明してきましたが、ではOPアンプで発生する雑音はどうかというと、図1-9に示すような入力換算雑音電圧と入力雑音電流の二つがあります。低雑音OPアンプのデータシートには、必ずこの二つが記載されています。表1-2に代表的な低雑音OPアンプのデータを示します。

これら二つの雑音から、OPアンプを用いた非反転増幅回路では図1-9に示したように五つの雑音発生要因が加算されたものであることがわかります。

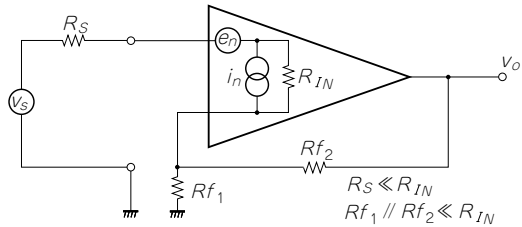
①は信号源抵抗  $R_S$  から発生する熱雑音です。しかし、この雑音は設計者が左右できるものではなく、あきらめるしかありません。ただし、設計者にはセンサを選ぶ自由は残されていることがあります。 $R_S$  が小さく、出力電圧の大きなセンサ（正確にはセンサ出力電圧と  $R_S$  で発生する熱雑音の比が大きいセンサ）ほど高い  $S/N$  を実現することができます。

②は利得を決定する抵抗の合成値 ( $R_1 // R_2$ ) から発生する熱雑音です。 $R_1 \ll R_2$  なので  $R_1$  の値が熱雑音を決定します。したがって、 $R_1$  が小さいほど雑音が小さくなりますが、あまり小さすぎるとプリント・パターンの銅薄の抵抗値が無視できなくなって、周囲の温





〈図 1-9〉  
非反転増幅回路で発生する雑音



- ①  $R_s$  で発生する熱雑音  $= \sqrt{4kTR_s}$
- ②  $R_{f1} // R_{f2}$  で発生する熱雑音  $= \sqrt{4kT(R_{f1} // R_{f2})}$
- ③ 入力換算雑音電圧： $e_n$ ，入力雑音電流： $i_n$
- ④ 入力換算雑音電流と信号源抵抗による雑音  $= i_n \times R_s$
- ⑤ 入力換算雑音電流と帰還抵抗による雑音  $= i_n \times (R_{f1} // R_{f2})$

〈表 1-2〉 主な低雑音 OP アンプ

型名	入力形式	GBW [MHz]	$v_n$ (at 1kHz) [nV]	$i_n$ (at 1kHz)	メーカー
NJM5534	Tr	10	3.3	0.4 pA	JRC
$\mu$ PC816	Tr	25	2.7	0.4 pA	NEC
LT1028	Tr	75	0.9	1 pA	リニアテクノロジー
AD797	Tr	110	0.9	2 pA	AD
LF356	FET	5	19	10 fA	NS
OPA111BM	FET	2	7	0.4 fA	BB
OPA101BM	FET	20	8	1.4 fA	BB
AD743K	FET	4.5	3.2	6.9 fA	AD
AD745K	FET	20	3.2	6.9 fA	AD

JRC：新日本無線  
AD：アナログ・デバイセズ  
BB：パー・ブラウン  
NS：ナショナル・セミコンダクター

度変化で銅箔パターンの抵抗値が変化し、利得-温度特性を悪化させます。

また抵抗値があまりに低いと、パターンのインダクタンスも無視できなくなり、周波数特性に影響を与えます。

さらに  $R_2$  は OP アンプの負荷となります。これもあまり小さくできません (数 kΩ 以上が望ましい)。したがって、③で発生する雑音に比べて影響がない程度の雑音発生量 (1/3 以下) になるような値を選びます。

③は OP アンプ内部で発生する雑音を、入力換算雑音電圧で表したものです。当然 OP アンプの種類によって異なりますが、バイポーラ (トランジスタ) 入力の OP アンプにこの雑音の少ないものが増えてきています。この雑音は後に説明するように、使用周波数範囲の下限と上限で増大する性質があります。使用する周波数での値が重要です。



④は OP アンプの入力から流れ出る雑音電流  $i_n$  が信号源抵抗  $R_S$  を流れ、雑音電圧となって入力部に加わるものです。

⑤は同じく OP アンプの入力から流れ出る雑音電流  $i_n$  が、利得を決定する抵抗  $R_{f1}$  と  $R_{f2}$  を流れ、雑音電圧となって入力部に加わるものです。

ここで④と⑤の入力雑音電流  $i_n$  は、バイポーラ OP アンプに比べて FET 入力 OP アンプのほうが圧倒的に少なくなっています。入力雑音電流も入力換算雑音電圧と同様に周波数によって値が変化します。

### ● バイポーラ OP アンプか FET 入力 OP アンプか

図 1-9 に示した五つの雑音は互いに無相関です。そのため自乗の和の平方根が合成された振幅値となります。したがって、五つの雑音の中でいちばん大きな値に対して 1/3 以下の数値となる項目は、影響が 10% 以下となって無視できるようになります。

信号源抵抗  $R_S$  が数  $k\Omega$  以下と低い場合は、②、③の雑音が支配的になりますから、低雑音のバイポーラ入力 OP アンプを使用します。逆に  $R_S$  が数十  $k\Omega$  以上と高い場合は④の雑音が支配的になるので、FET 入力 OP アンプを使用することになります。

以上のように、低雑音の OP アンプさえ使えば低雑音プリアンプができるということではありません。最適な回路構成、最適な回路定数を求めることによって低雑音特性が実現でき、出力に現れる雑音の値も計算からおおよそ求めることができます。

例えば代表的な低雑音 OP アンプ AD797 を使用して、信号源抵抗  $R_S=100 \Omega$ 、利得 1000 倍の低雑音プリアンプを設計すると、 $R_{f1}=50 \Omega$ 、 $R_{f2}=49.95 k\Omega$  として、出力雑音を計算すると、高域の減衰傾度を 6 dB/oct とすれば、

$$\begin{aligned} \text{等価雑音帯域幅} &= (GBW \div \text{利得}) \times \text{雑音帯域幅係数} \\ &= (110 \text{ MHz} \div 1000) \times 1.57 = 173 \text{ kHz} \end{aligned}$$

( $GBW$  については後に説明)

$$\begin{aligned} \text{出力雑音} &= \sqrt{(1.29 \text{ nV})^2 + (0.91 \text{ nV})^2 + (0.9 \text{ nV})^2 + (0.2 \text{ nV})^2 + (0.1 \text{ nV})^2} \times 1000 \times \sqrt{173 \text{ kHz}} \\ &= 1.82 \text{ nV} \times 1000 \times \sqrt{173 \text{ kHz}} \\ &= 757 \mu\text{V}_{\text{rms}} \end{aligned}$$

となります。 $R_{f1}$  と  $R_{f2}$  から発生する熱雑音が若干気になるので、少し無理して  $R_{f1}=10 \Omega$ 、 $R_{f2}=9.99 k\Omega$  とすると、

$$\text{出力雑音} = \sqrt{(1.29 \text{ nV})^2 + (0.41 \text{ nV})^2 + (0.9 \text{ nV})^2 + (0.2 \text{ nV})^2 + (0.1 \text{ nV})^2} \times 1000 \times \sqrt{173 \text{ kHz}}$$

**見本**

$$=1.64 \text{ nV} \times 1000 \times \sqrt{173 \text{ kHz}}$$

$$=682 \text{ } \mu\text{V}_{\text{rms}}$$

とわずかに出力雑音が下がります。いずれをとるかは設計者の判断となります。

上記の場合には、もう信号源の抵抗  $R_S$ :100  $\Omega$  から発生する熱雑音が支配的になっています。もっと低雑音にしようと思ったら、信号源抵抗を下げる、すなわちもっと低インピーダンスのセンサを見つける以外にはありません。

なお、上記の計算は AD797 から発生する雑音をホワイト・ノイズと仮定しましたが、実際には次に説明するように雑音密度に周波数特性があるので、出力雑音は若干異なってきます。

### ● OP アンプの発生雑音には三つの領域がある

熱雑音は周波数特性が平坦ですが、OP アンプなどの半導体から発生する入力換算雑音電圧や入力電流雑音は周波数特性が平坦ではなく、一般には図 1-10 のような周波数特性になっています。

A の領域は  $1/f$  雑音またはフリッカ雑音と呼ばれ、周波数が低くなるほどその値は大きくなります。なおこの雑音は振幅が周波数に逆比例するため  $1/f$  雑音と呼ばれますが、その挙動が人間の感覚に心地よいといわれ、 $1/f$  ゆらぎとして研究され、一部の扇風機などの家電製品にも応用されています。

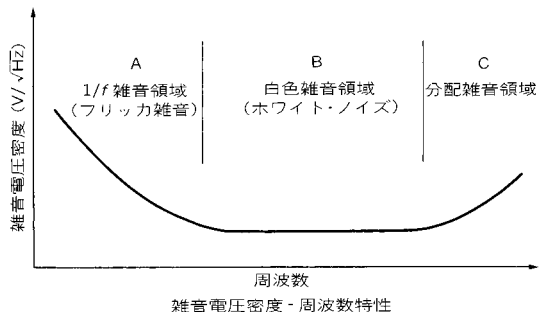
B の領域は周波数特性が平坦で、ホワイト・ノイズ (白色雑音) あるいはショット雑音と呼ばれています。

C の領域は分配雑音と呼ばれ、周波数が高くなるにつれ雑音が多くなっています。

したがって、実際の増幅器でも周波数によって入力換算雑音電圧や入力雑音電流が異なる

<図 1-10>

OP アンプの発生する雑音…一般的なもの



見本

ることになります。このため低雑音用 OP アンプでは 100Hz, 1 kHz, 10 kHz と周波数別に雑音密度が規定されています。図 1-11 に代表的なバイポーラ OP アンプの入力換算雑音電圧密度-周波数特性を示します。

OP アンプ・メーカーの雑音電圧密度のデータはきれいなカーブで発表されていますが、実際のデータでは 100 Hz 以下になると測定対象が雑音だけに、どこをとったらよいか迷うほどふらついたものとなっています（第 2 章で実際のデータを示す）。あくまで平均的なデータと考える必要があります。

一般に B のホワイト・ノイズが使用周波数のほとんどを占めていますが、高周波領域では帯域が広がるので、雑音密度はトータルの雑音電圧に大きな影響を与えます。したがって低雑音プリアンプで周波数特性をむやみに広くとることは、雑音増加の原因となります。場合によってはローパス・フィルタを挿入して、必要最低限の周波数帯域に制限する必要があります。

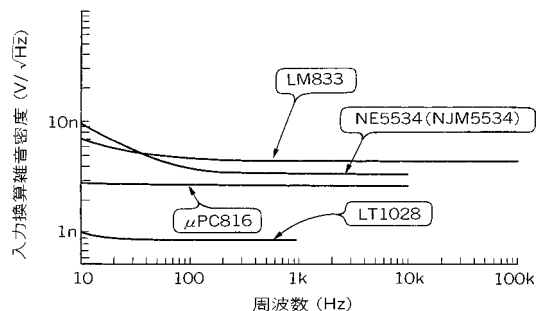
なお、直流電圧計測用などの周波数特性が 1 kHz 以下の増幅器では、A の領域の  $1/f$  雑音が無視できないものとなりますから、この値の小さい OP アンプを選択します。OP アンプによっては 0.1 Hz ~ 10 Hz に帯域制限したサンプル出力波形が記載されたものもあります（OP07, LT1028, AD797 など）。

### ● 増幅器のノイズ評価にはノイズ・フィギュア $NF$ を使う

増幅器の雑音評価によく用いられる規格に、ノイズ・フィギュア  $NF$  (Noise Figure … 雑音指数) と呼ばれるものがあります。これは増幅器の入力信号における  $S/N$  と出力信号における  $S/N$  を次の式で表したものです。

〈図 1-11〉

バイポーラ OP アンプの入力換算雑音電圧密度-周波数特性…代表的なもの



見本

$$NF(\text{dB}) = 20 \times \log [(S_i / N_i) / (S_o / N_o)] \dots\dots\dots(3)$$

$S_i$ : 入力信号の振幅	$S_o$ : 増幅器の出力振幅
$N_i$ : 入力信号の雑音	$N_o$ : 増幅器の出力雑音

入力信号の雑音は信号源抵抗による熱雑音ですから、増幅器の  $NF$  は信号源の熱雑音と、その信号源が加わったときの増幅器の入力換算雑音の比ということになります。実際の計算は、第2章で製作するプリアンプのデータによって説明します。

したがって、使用する信号源抵抗  $R_s$  での増幅器の  $NF$  の仕様が明確になっていると、増幅器から出力される雑音電圧が計算できます。

例えば  $R_s$  が  $1\text{k}\Omega$  でノイズ・フィギュア  $NF=3\text{dB}$  とすると、入力換算雑音電圧  $V_{ni}$  は、

$$V_{ni} = \sqrt{4k \times 300\text{K} \times 1\text{k}\Omega} \times 10^{3/20}$$

$$= 5.8\text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$$

そして増幅器の利得が 1000 倍、等価雑音帯域幅が  $100\text{kHz}$  とすると増幅器から出力される雑音電圧  $V_{no}$  は、

$$V_{no} = 5.8\text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{100\text{kHz}} \times 1000$$

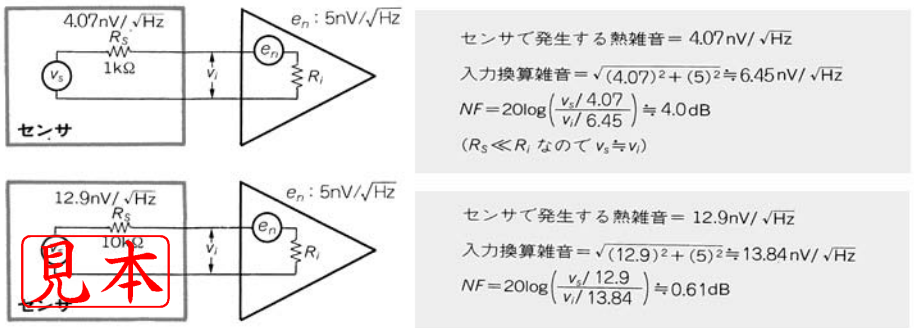
$$= 1.83\text{ mV}_{\text{rms}}$$

ということになります。

● ノイズ・フィギュア  $NF$  の意味するところ

ノイズ・フィギュアの値には注意が必要です。図 1-12 に示すように、 $R_s=1\text{k}\Omega$  のときの  $NF$  よりも  $R_s=10\text{k}\Omega$  のときの  $NF$  のほうが小さいからといって、 $R_s=10\text{k}\Omega$  のときのほう

<図 1-12> 増幅器のノイズ・フィギュア…  $NF$



(説明を簡単にするため  $R_s \ll R_i$ , 電流雑音  $i_n = 0$  とした)

が増幅器の出力雑音が少ないということではありません。 $R_S$ が $1\text{k}\Omega$ から $10\text{k}\Omega$ になったので基準となる雑音が大きくなり、増幅器内部で発生する雑音との比が小さくなっただけということで、当然 $R_S=10\text{k}\Omega$ のほうが出力雑音は多くなります。

したがって $R_S=10\text{k}\Omega$ のほうの $NF$ が良いからといって、信号源に $10\text{k}\Omega$ の抵抗を直列に接続するなどもってのほかということになります。

増幅器の出力雑音は、入力ショートの状態がいちばん小さくなります。しかし、ショート状態では $NF$ の計算の基準…熱雑音がゼロになりますから、どんな素晴らしい増幅器でもごくわずかの雑音は発生するので、 $NF$ は無量大となるのです。

では、こんなにややこしい $NF$ に何の意味があるのかということになりますが、 $NF$ は任意の出力抵抗をもった信号源に増幅器を接続したとき、その増幅器がどの程度理想に近いのかを示すもので、あとどのくらい増幅器での改善の余地が残っているかを示しているのです。

したがって $NF$ が $1\text{dB}$ とすると、理想アンプに比べて $1.122$ 倍の雑音電圧となりますから、この増幅器をどんなに改善しても（もっと小さな $R_S$ をもった信号源に替えないかぎり）、雑音を低減できる量は $12.2\%$ しか残っていないことになります。

## 1.4 プリアンプの周波数特性とひずみ特性は

### ● 増幅回路の上限周波数は

増幅器の上限周波数は、使用するOPアンプの $GBW$  (Gain Bandwidth Product…ゲイン・バンド幅積) とスルーレート (Slew Rate) と呼ばれるもので決まります。

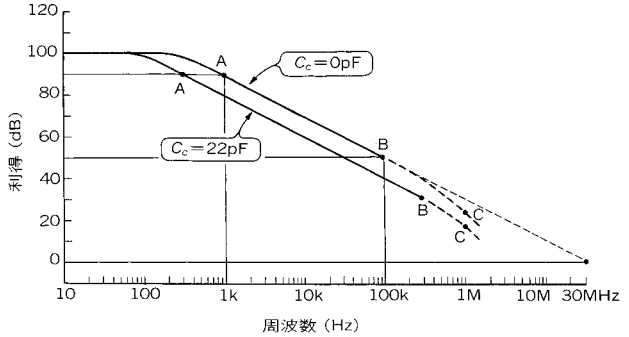
OPアンプの負帰還をかけないとき (裸の状態という…開ループ時) の利得-周波数特性 (Open Loop Frequency Response) は図1-13のようになっています。

図において中域での特性は $6\text{dB/oct}$ の傾斜 (周波数が2倍になると利得が $1/2$ に下がる、 $20\text{dB/dec}$ も同じ) となっていますので、A点～B点の領域での利得と周波数の積は一定となり、これがゲイン・バンド幅積 $GBW$ と呼ばれています。例えば汎用OPアンプの一つであるNJM5534では、位相補償なしの $GBW$ は図1-13から $30\text{MHz}$ となります。C点では利得と周波数の積は $GBW$ より小さくなります。

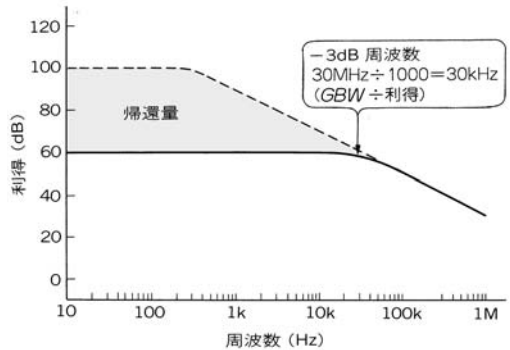
このような特性のOPアンプに負帰還をかけて利得を決定すると、図1-14のような周波数特性となります。したがってOPアンプに負帰還をかけて使用するときの上限周波数は、裸の利得-周波数特性の $6\text{dB/oct}$ 傾斜の範囲内であれば、 $GBW$ を使用する利得で割

見本

〈図 1-13〉  
OP アンプの裸の利得-周波数特性… NJM5534 の例



〈図 1-14〉  
負帰還をかけたときの利得-周波数特性  
… NJM5534 を  $C_c = 0 \text{ pF}$ , 利得  
1000 倍で使用



った値で求めることができます。

例えば、NJM5534 で位相補償なしの場合に 1000 倍 (60 dB) の利得に設計すると、上限周波数は 30 kHz になります。

また図 1-14 のアミの部分及各周波数での帰還量となり、この値が多いほど利得の安定性、直線性 (ひずみ率) は改善されることになります。したがって低周波領域のほうはひずみが小さくなり、周波数が高くなるにつれてひずみが大きくなります。

● 振幅が大きいときの周波数特性

増幅回路の周波数特性は OP アンプのゲイン・バンド幅積  $GBW$  だけでなく、出力振幅の影響も検討しなくてはなりません。

**見本**

大振幅での振幅-周波数特性を決定するのがスルーレート (Slew Rate) です。図 1-15 にスルーレートによる出力波形の振舞いを示します。SR は出力電圧の変化がある傾き以上