

1 . 熱雑音とノイズフィギュア	
1 - 1 熱雑音	1
1 - 2 OPアンプで発生する雑音	4
1 - 3 ノイズフィギュア	6
2 . 低雑音増幅器	
2 - 1 OPアンプを使用した低雑音増幅器	1 0
2 - 2 トランジスタ入力低雑音増幅器の試作と特性	1 7
2 - 3 JFET入力低雑音増幅器の試作と特性	2 5
3 . 差動増幅器	
3 - 1 差動増幅器の動作	3 2
3 - 2 差動増幅器の使い方	3 3
3 - 3 差動増幅器の使用上の注意	3 4
3 - 4 差動増幅器用IC	3 5
3 - 5 汎用OPアンプで構成した差動増幅器	3 6
4 . 絶縁増幅器(アイソレーションアンプ)	
4 - 1 絶縁増幅器の動作	3 8
4 - 2 絶縁増幅器の方式	3 9
4 - 3 市販モジュールを使用した絶縁増幅器	4 1
4 - 4 フォトカプラを使用した絶縁増幅器	4 3
5 . 電流入力増幅器	
5 - 1 電流入力増幅器の動作と二つの電流入力増幅器	4 5
5 - 2 電流入力増幅器を使うときの注意	4 9
5 - 3 CTと電流入力増幅器による高感度交流電流計測	5 4
6 . 同期検波を使用したロックインアンプ	
6 - 1 雑音除去と帯域幅	5 9
6 - 2 ヘテロダイン	5 9
6 - 3 ロックインアンプと同期検波	6 1
6 - 4 ロックインアンプの使用形態	6 2
6 - 5 乗算器(PSD)の動作	6 3
6 - 6 2位相ロックインアンプ	6 4
6 - 7 参照信号の漏れ込み防止	6 6
6 - 8 セミナ用ロックインアンプ	6 7
6 - 9 参照信号回路に用いられているPLL	6 9
6 - 1 0 ロックインアンプのアプリケーション	7 6

1. 熱雑音とノイズフィギュア

1 - 1 熱雑音

自然界の不規則運動を R. Brown氏が1817年に発見し、ブラウン運動と名付けました。この考えから Schottky氏が導体内部の自由電子が同様な運動をするために雑音(熱雑音)が生じることを発表して今日の雑音理論の基礎となりました。

導体 R()から発生する熱雑音電圧は下式から求められます。

$$V_n = \sqrt{4kTRB}$$

k:ボルツマン定数(1.38 × 10⁻²³J/K)
T:絶対温度(K) R:抵抗値() B:帯域幅(Hz)

例えば温度27 °Cで、1k Ω から発生する雑音を10kHz雑音帯域幅で発生する雑音量は
T(K) t() + 273 から

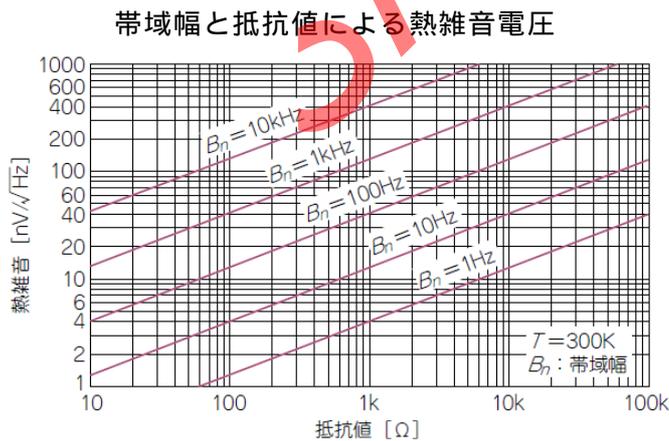
$$V_n = \sqrt{4kTRB} = \sqrt{4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 300 \text{ K} \times 1k \Omega \times 10kHz} = 407nV_{rms}$$

このように導体抵抗から発生する熱雑音は、温度・抵抗値・周波数帯域幅の3つのパラメータの積の平方根に比例します。

また熱雑音の周波数スペクトラムは平坦で、1kHzを中心とした100Hz幅の雑音電圧と1MHzを中心とした100Hz幅の雑音電圧は同じ値になります。このように平坦なスペクトラムの雑音を**白色雑音**(White Noise)と言います。

したがって1Hz当たりの雑音電圧が解れば任意の帯域幅の雑音電圧が容易に求められます。この1Hz当たりの雑音電圧を、**雑音電圧密度**といい、雑音電圧は周波数帯域幅の平方根に比例することから、単位は V/\sqrt{Hz} になります。

27 °C (300° K)に於ける1k Ω の雑音電圧密度は約4nV/√Hzなので20kHzの雑音帯域幅では
 $4nV/\sqrt{Hz} \times \sqrt{20kHz} = 566nV_{rms}$ と求めることができます。



代表的な抵抗値の単位雑音密度

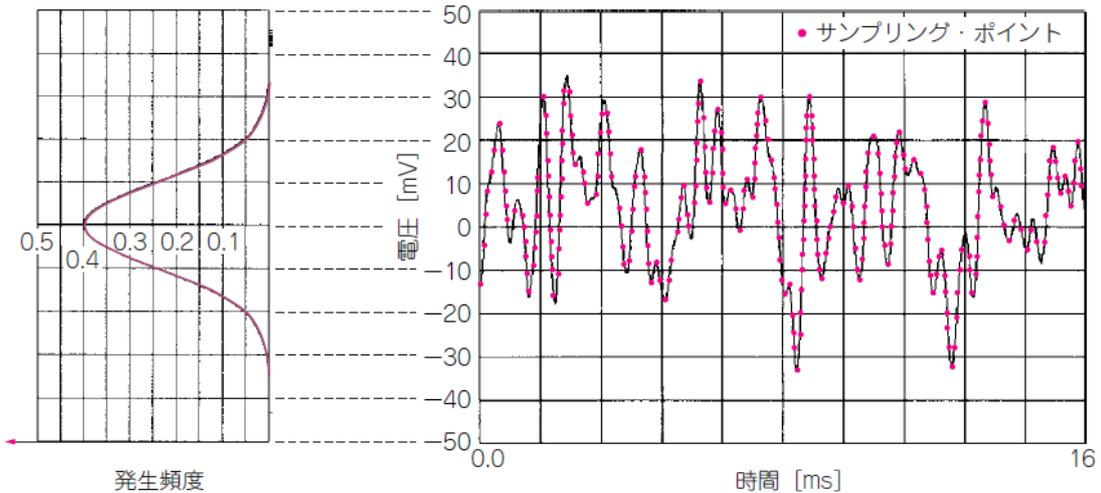
(at 27 °C)

50	:	0.89nV/√Hz
100	:	1.3 nV/√Hz
600	:	3.1 nV/√Hz
1k	:	4.0 nV/√Hz
10k	:	13.0 nV/√Hz
100k	:	40 nV/√Hz
1M	:	130 nV/√Hz

[1k Ω 4nV/√Hz]を覚えておけば抵抗値の平方根に比例するので他の抵抗値での雑音電圧密度も下記のように簡単に算出できます。30k Ω では

$$4nV/\sqrt{Hz} \times \sqrt{\frac{30k}{1k}} = 21.9nV/\sqrt{Hz}$$

熱雑音は下図のようにまったくランダムな波形ですが、一定間隔でサンプリングし発生した電圧を統計処理すると正規分布(ガウス分布)します。



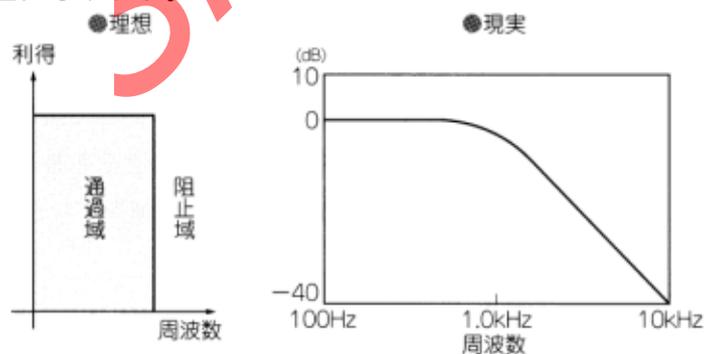
上記のように熱雑音の瞬時値は正規分布をするので実効値に対する発生電圧の頻度は下の値になります。

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

通常は0.01%程度のピークになり、**熱雑音では約4倍の波高率**が用いられます。

したがって**1Vrmsの熱雑音をオシロスコープで観測すると8Vp-p程度のランダム波形**になって観測されることになります。

現実のアナログ電子回路の利得周波数特性は下記のように矩形ではなく、-3dB利得が減少する遮断周波数から少しずつ利得が減少する減衰傾度を持っています。このため急峻な特性と緩慢な特性では遮断周波数に対する雑音電圧の計算に用いる**等価雑音帯域幅**の比率が異なり下記の値になります。



減衰傾度	雑音帯域幅係数	減衰傾度	雑音帯域幅係数
-20dB/dec	1.57	-60dB/dec	1.05
-40dB/dec	1.11	-80dB/dec	1.03

雑音の計算は精度を求めるものではないので -20dB/dec の傾きのときは**1.57倍**し、それよりも急峻ならば実用上は高域遮断周波数を等価雑音帯域幅とすることができます。

2. 低雑音増幅器

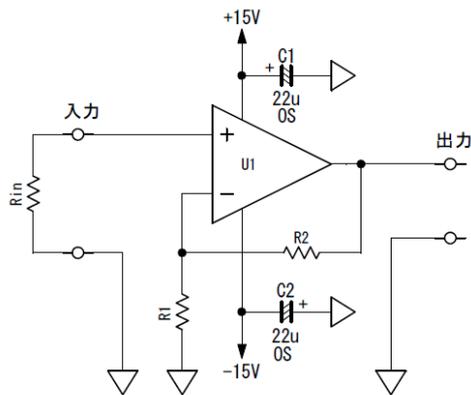
2 - 1 OPアンプを使用した低雑音増幅器

市販の代表的な低雑音OPアンプとその特性

モノリシックOPアンプで初めて入力換算雑音電圧 $1\text{nV}/\text{Hz}$ を切ったのはLT1028(リニアテクノロジー-)です。しばらくして AD797(アナログ・デバイス)が同じく $1\text{nV}/\text{Hz}$ をクリアしました。

FET入力モノリシックOPアンプではまだ $1\text{nV}/\text{Hz}$ をクリアしたものはありません。AD743やAD745等は低雑音FET入力OPアンプですが $3\text{nV}/\text{Hz}$ 程度の値になっています。

OPアンプを使用して低雑音増幅器を構成するには下記の非反転増幅器が適しています。

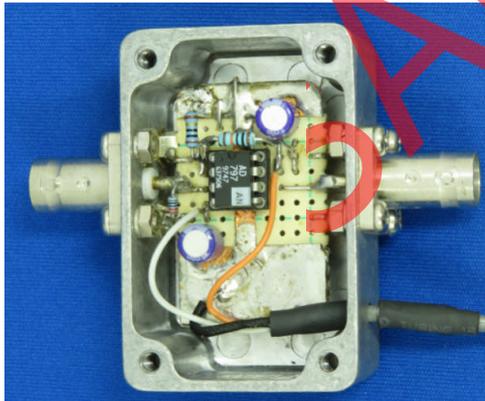


利得100倍として下記の抵抗値で計測しました。

	R1	R2
LT1028	10	1k //100k
AD797	10	1k //100k
uPC816	10	1k //100k
AD743	100	10k //1M

LT1028やAD797は入力換算雑音電圧密度が $1\text{nV}/\text{Hz}$ を切っているため $R1:100$ では熱雑音 $1.3\text{nV}/\text{Hz}$ の影響が大きくなるので $R1:10$ にしました。

AD743は入力換算雑音電圧密度が $3\text{nV}/\text{Hz}$ でちょっと大きく、 $R2$ の値が小さいと出力電流が大きくなり、OPアンプが発熱するので、 $R1:100$ にしました。



アルミ・ダイキャスト製のTD4-6-3N(タカチ)に納めシールドを厳重にしています。

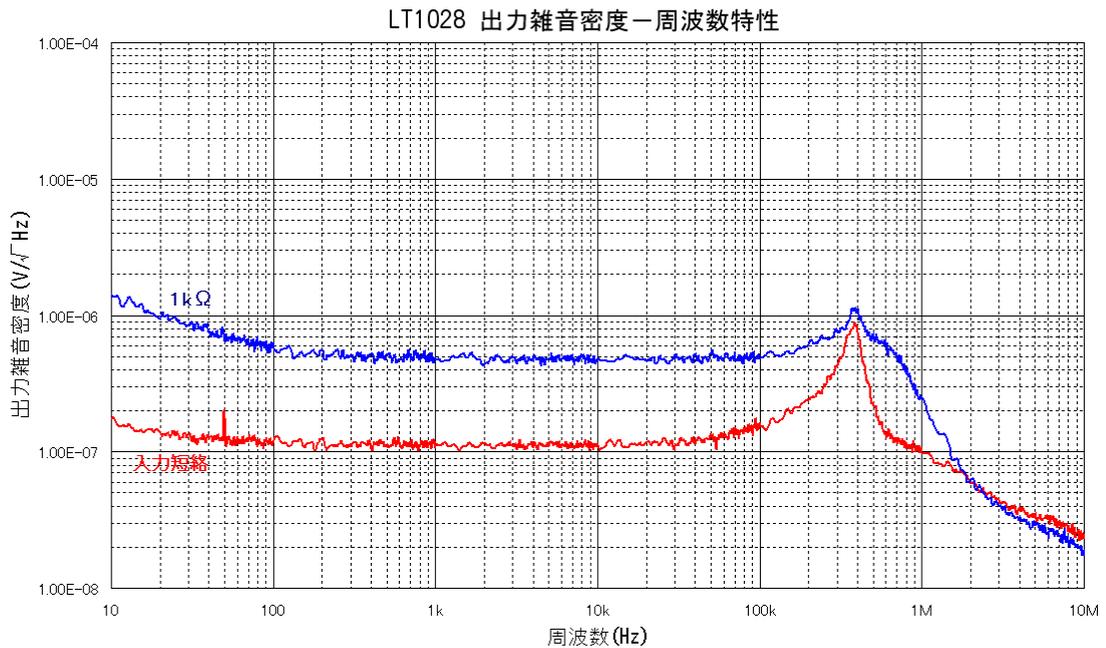
プリアンプとして使用する場合は外来雑音対策のためできる限りセンサの近くに配置し、微小信号部分の配線を短くします。

プリアンプの出力ケーブルが長くなる場合には容量負荷対策として数十の抵抗をOPアンプ出力に挿入します。

過大信号に対する入力保護回路は用いる抵抗から熱雑音が発生し、出力雑音が増えてしまうので省略しています。

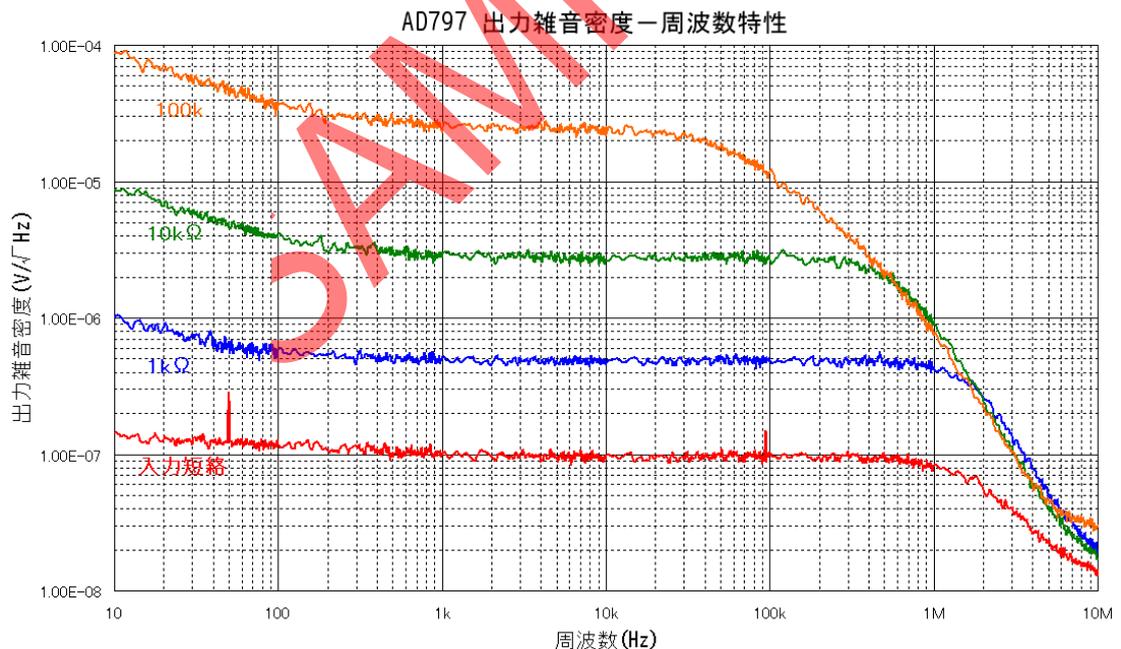
通常は低雑音を要求される箇所の信号は極小さいでしょうから保護回路の必要性は少ないはずですが、そして少々乱暴ですが、万一不注意で破損してしまった場合には、OPアンプも低価格になっているのでソケットを使用し、交換してしまうというのも一案です。

LT1028 利得100倍 出力雑音電圧密度 - 周波数特性



100kHz～1MHzにかけて出力雑音密度にもち上がりが見られます。入力抵抗が10k以上になると発振してしまったので、10k と100k のデータはありません。

AD797 利得100倍 出力雑音電圧密度 - 周波数特性



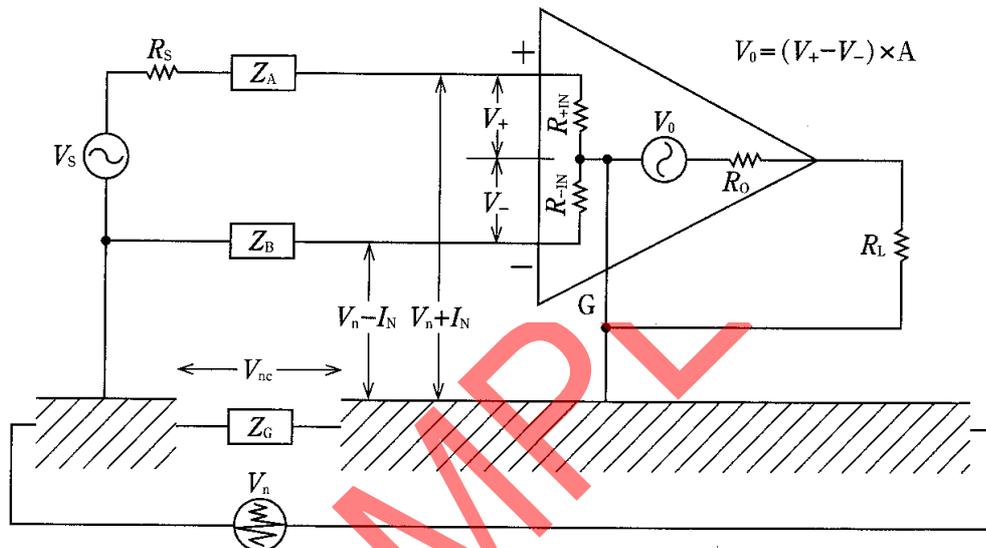
入力短絡の0 ではほとんど10Hzまで1/fノイズが見られません。しかし入力抵抗を大きくしていくと入力雑音電流の影響が大きくなり、100Hz程度から1/f雑音が見られます。ただしLT1028も含め、トランジスタ入力の低雑音OPアンプは数100 以下の低インピーダンスでその低雑音の真価を発揮するので、信号源抵抗が10k 以上でAD797やLT1028を使用するのは不適切と言えます。

3. 差動増幅器

3 - 1 差動増幅器の動作

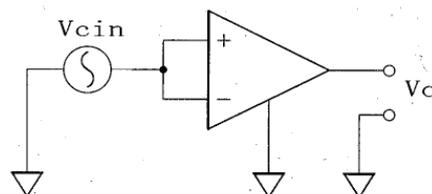
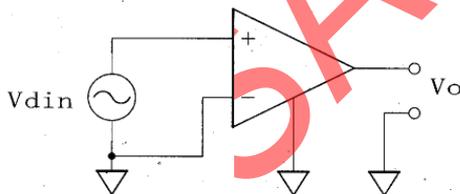
下図に示すように**差動増幅器(Differential Amplifier)**は+ - の2つの入力を持ち、2つの入力電圧の差成分のみを増幅します。差動増幅器の入力インピーダンス R_{+in}, R_{-in} が信号源抵抗 R_s やケーブルインピーダンス Z_A, Z_B よりも十分大きい場合は、 \pm 入りに電流が流れず R_s, Z_A, Z_B で電圧降下しません。このため差動増幅器の+ - 入力に加わるコモンモード雑音成分 V_n は同じ値になり、差が生じないのでコモンモード雑音成分 V_n が出力には現れません。

したがって差動増幅器の入力インピーダンス(容量成分も含め)はできるだけ高い値が望まれます。



差動利得 $G_d = V_o / V_{din}$

同相利得 $G_c = V_o / V_{cin}$



同相信号除去比 $CMRR (dB) = 20 \log (G_d / G_c)$

差動増幅器は上左図の接続では信号が \pm の入力間に接続されているので、規定の利得で信号が増幅され、これを差動利得と呼びます。

上右図の接続では \pm の入力が短絡され、 \pm 入力間には信号が加わらないので理想的には出力には信号が現れません。しかし現実にはごく僅かですが出力に信号が現れます、この利得を同相利得と呼びます。同相利得は一般的に低域周波数では小さな値ですが、高域周波数では増加(劣化)する傾向にあります。

この差動利得と同相利得の比を**CMRR(Common Mode Rejection Ratio)**と呼び、この値が大きいほど優秀な差動増幅器と言えます。高域周波数では差動利得が低下し、同相利得が増加するので、**CMRRは高域周波数で低下(劣化)していきます。**

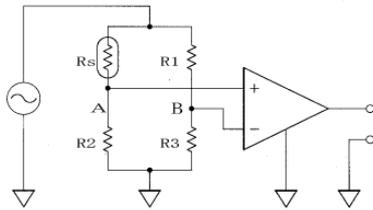
このようにCMRRはコモンモードの雑音の影響を受けずにどの程度、信号のみを増幅できるかを示すパラメータです。

3 - 2 差動増幅器の使い方

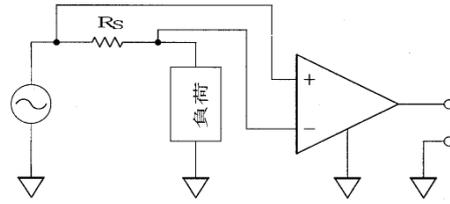
差動増幅器はコモン電位が異なる信号の検出や増幅、そしてコモンモード雑音除去のために使用され、**計装アンプ (Instrumentation Amplifier)**とも呼ばれます。

下左図のブリッジは $R1, R2, R3$ の固定抵抗と、熱や変位などの物理量によって抵抗値が変化するセンサ R_s から構成され、 $R_s=R1, R2=R3$ の条件ではAB間の電位差が0です。そしてセンサである R_s の抵抗値が変化するとブリッジの平衡が崩れAB間に電位差が生じ、 R_s の抵抗変化を高感度に電圧変化に変換することができます。この信号の電位はブリッジ駆動信号やブリッジのグラウンドとは異なった電位を基準(Common: コモン)にしているのので、この後増幅したり、AD変換するには、扱いづらい信号です。そこで差動増幅器を用いてAB間の電位差を増幅するとともに、回路のグラウンドをコモンとした信号電位に変換し、出力します。

ブリッジ電圧の検出



電流検出



上右図は負荷に流れる電流を微小抵抗 R_s で電圧に変換し、差動増幅器で増幅し、グラウンド電位をコモンとした信号に変換しています。

右図はアナログ信号を装置間で伝送する場合です。

様々な装置がグラウンドに電流を流し、グラウンド間にはインピーダンスがあるため、ABの装置のグラウンド間に雑音電位が生じてしまうことが多々あります。

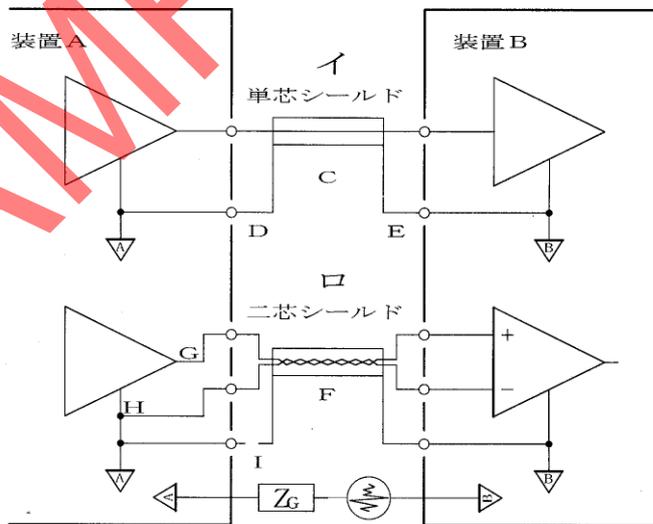
このときイのように結線すると、グラウンド間の雑音電位のため単芯シールドの外皮に雑音電流が流れ、外皮のインピーダンスにより雑音電位差が生じ、装置Bの入力信号に雑音が混入してしまいます。

ロのように差動増幅器を使用し、装置Aの信号出力GとコモンH間を装置Bの差動増幅器の±入力に接続し、増幅します。こうすると装置ABのグラウンド間の雑音に影響されず信号のみを装置Bに伝送することができます。

このとき静電結合による雑音混入を防ぐため二芯シールドを使用します。このシールド外皮は装置Bのグラウンド電位に接続しますが、装置Aのグラウンドにも接続するかどうかは場合によって異なります。基本的には装置AB間のグラウンドインピーダンスが高いときにはAB間の雑音電位を減少させるために接続し、グラウンドインピーダンスが低いときにはシールド外皮に大量の雑音電流が流れることを避けるため接続しません。

装置内のプリント基板間や同一の基板内でも上記が問題になる場合があります。

装置間の信号伝送

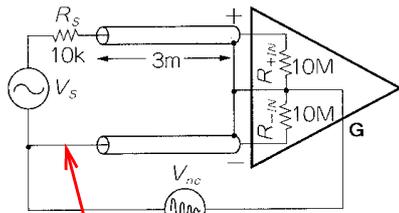


3 - 3 差動増幅器の使用上の注意

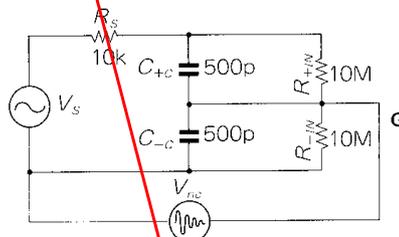
メーカー製の差動増幅器にはCMRRの値が規定されています。このCMRRの値は説明したように±の入力を短絡し、信号源インピーダンス零の状態ですべて計測します。このため一般的には50/60Hzの商用周波数では100dBにもおよぶとても大きな値になります。

しかし実際に使用する場合には信号源インピーダンスやケーブルの浮遊容量があります。このため差動増幅器の+側入力の信号ラインと、-側入力の信号ラインの利得や周波数特性に差が生じ、CMRRが劣化します。

下図はその劣化度合いを説明した図です。



(a) ケーブルと差動アンプ



(b) 等価回路によるCMRRの考察①

直流の場合、 V_s に対する利得は、 $\frac{R_{+IN}}{R_s + R_{+IN}} \approx 0.999$

V_{nc} に対する利得は、 $0.999 - 1 \approx -0.001$

直流の $CMRR = 20 \log \left(\frac{0.999}{0.001} \right) \approx 60\text{dB}$

10kHz の交流の場合、 $\frac{1}{j\omega C_{+c}} \ll R_{+IN}$

V_s に対する利得は、 $\left| \frac{\frac{1}{j\omega C_{+c}}}{R_s + \frac{1}{j\omega C_{+c}}} \right| = \left| \frac{1}{1 + j\omega C_{+c} R_s} \right| \approx 0.954$

V_{nc} に対する利得は、 $0.954 - 1 \approx -0.046$

10kHz の $CMRR = 20 \log \left(\frac{0.954}{0.046} \right) \approx 26.3\text{dB}$

上図(a)は入力インピーダンス10M に出力インピーダンス10k の信号を接続した例です。

直流では+入力側は信号源抵抗 $R_s:10k$ と入力インピーダンス10M でコモンモード雑音成分が0.999に分圧されますが-入力側は分圧されず、±入力間に0.001の差分が発生します。したがってCMRRは信号源抵抗によって60dBに低下します。

10kHzの周波数成分は3mのシールド線の容量500pFによって、+入力側の信号成分は0.954に分圧され、-入力側は分圧されずその差が0.046になり、CMRRは26.3dBに激減してしまいます。

上記のように信号源抵抗が高い場合や信号ケーブルが長くなる場合には差動増幅器単体ではCMRRが十分大きくても、信号に結線するとCMRRが低下するので注意が必要です。

上記の場合-入力側に10k の抵抗を挿入し、±の信号源インピーダンスを一致させ、シールド線の長さを揃える等の対策でCMRRの低下を少なくできます。

以上のように差動増幅器を使用する場合は、+入力側と-入力側の信号源抵抗やケーブルインピーダンスが同じになるように工夫します。

4 . 絶縁増幅器

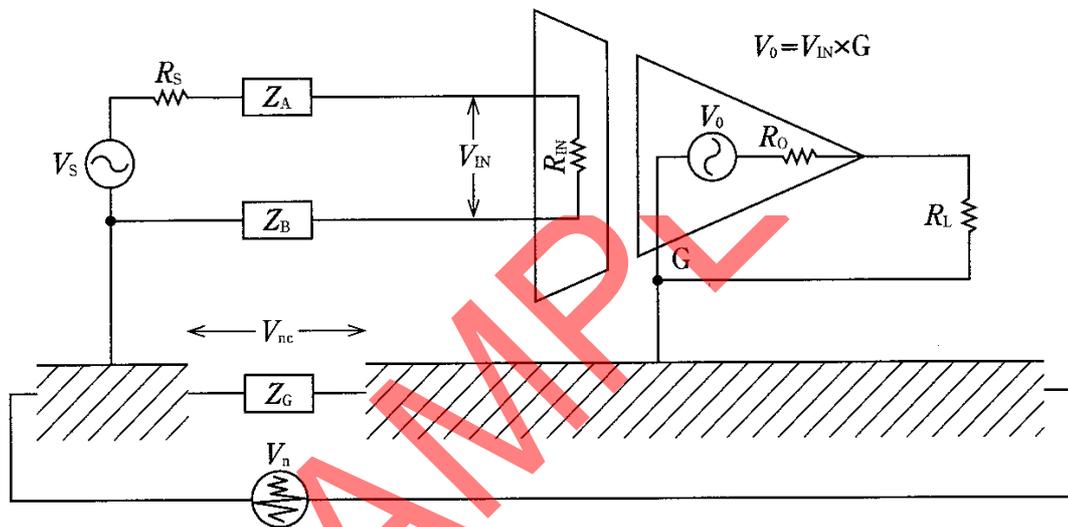
4 - 1 絶縁増幅器の動作

絶縁増幅器(Isolation Amplifier)は下図に示すように入力部分と出力部分が電氣的に絶縁されている増幅器です。

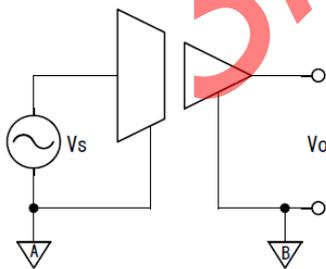
絶縁方法には、フォトカプラ等を使用し光を利用するものやトランスを使用し磁束を利用するもの等があります。

入出力が絶縁されているためコモンモードの雑音電流が流れず、コモンモード雑音混入を防ぐことができます。

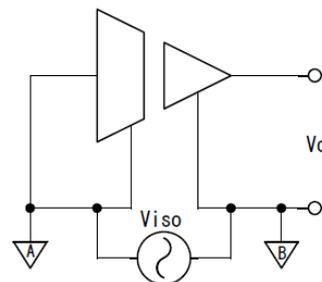
差動増幅器の場合はコモンモードの電圧が入力最大電圧(電源電圧が±15Vの場合には±13V程度)以上になると正常に動作することができません。これに対し、絶縁増幅器の場合はコモンモード電圧が入出力の耐電圧(数百V~数千V程度)まで許容することができます。このため電位差の全く異なった回路間(高圧上の微小電圧検出等)のアナログ信号を伝送することができます。



ノーマルモード利得 $G_n = V_o/V_s$



アイソレーションモード利得 $G_{iso} = V_o/V_{iso}$



アイソレーションモード除去比 $IMRR(dB) = 20\log(G_n/G_{iso})$

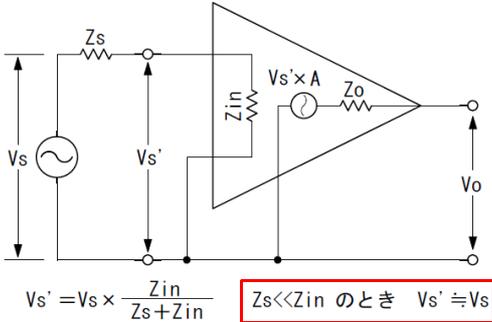
絶縁増幅器にも差動増幅器と同様に上図に示す、ノーマルモード利得とアイソレーションモード利得があります。そしてこの利得の比をIMRR(Isolation Mode Rejection Ratio)と呼び、この値が大きいくほど優秀な絶縁増幅器といえます。

絶縁増幅器は入出力が絶縁されていますが、入出力の浮遊容量は零にはできず、僅かながら存在します。したがって高い周波数でのコモンモード雑音電流はこの浮遊容量を流れてしまい周波数が高くなるとIMRRが低下してしまいます。したがって入出力間の浮遊容量が小さいほど優秀な絶縁増幅器と言えます。

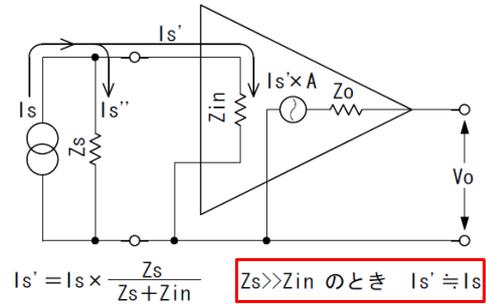
5 . 電流入力増幅器

5 - 1 電流入力増幅器の動作と二つの電流入力増幅器

電圧入力増幅器と電流入力増幅器
電圧信号の増幅



電流信号の増幅(電流電圧変換)



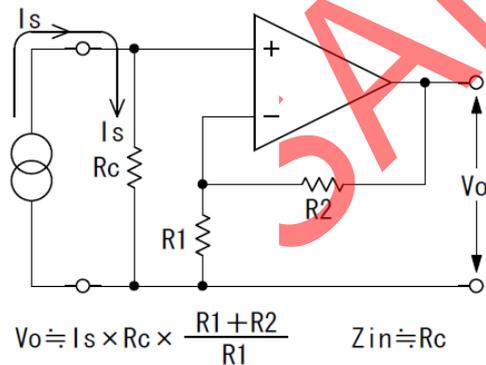
定在波が問題とならない低周波(信号ケーブル1mの時1MHz程度以下)では上左図に示すようにセンサ等で発生した電圧信号はできるだけ高い入力インピーダンスの増幅器を使用すると、信号源抵抗と入力インピーダンスによる分圧が少なくなり、正確な利得が得られません。

上右図に示すようにフォトダイオード等のセンサで発生した電流信号では逆にできるだけ低いインピーダンスの増幅器で増幅するほどセンサ等で発生した電流が、信号源抵抗に分流する電流が少なくなり、正確な利得(電流 - 電圧変換率)が得られます。

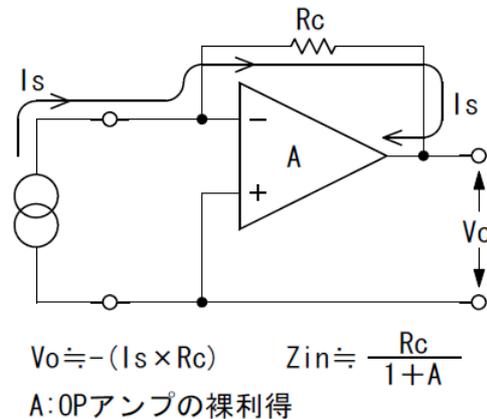
したがって電流入力増幅器は入力インピーダンスが低いほど理想的になります。

二つの電流入力増幅器

入力抵抗で電流 - 電圧変換して増幅



負帰還抵抗で電流を電圧に変換

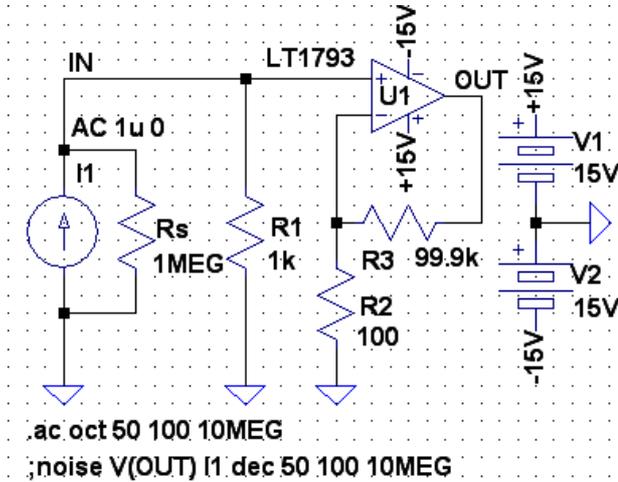


電流入力増幅器を実現するには上左図に示すように入力の抵抗で電流を電圧に変換した後には電圧増幅する方法と、上右図に示すように負帰還抵抗に電流を流し、電圧に変換する方法の二つがあります。

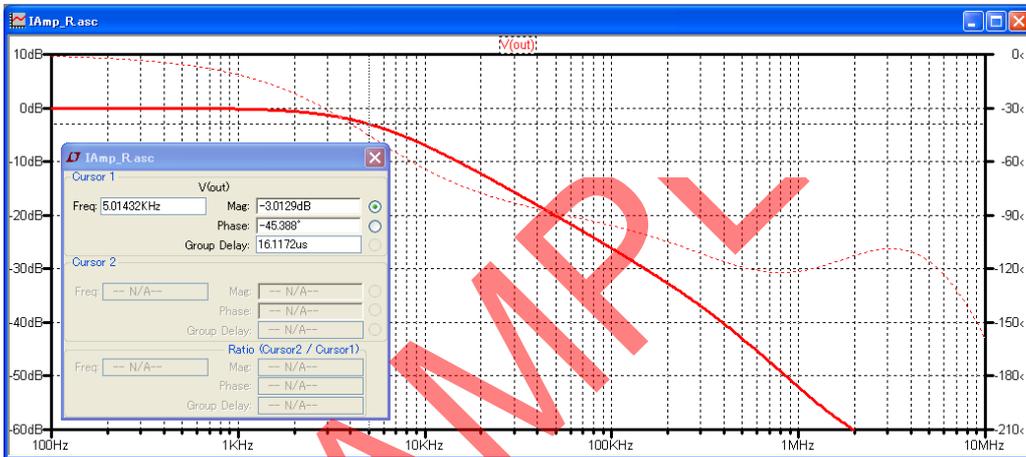
上左図の方法はシャント抵抗と呼ばれる低い抵抗値を使って大電流を検出するのに向いています。逆に上右図の方法は極微少な電流を検出するのに向いています。センサから流れた電流は増幅器の出力に流れ込むので一般的なOPアンプを使用した場合には数mA程度以下の電流を扱うことになります。

二つの方法で増幅した場合を比べます(1uAの電流を1Vに増幅)。

・抵抗入力電流入力増幅器



LT1793のGBWは4.5MHzで
非反転増幅器で利得が1000倍なので
高域遮断周波数：4.5kHz
シミュレーションでは約5kHz
入力インピーダンス 1k



入力で発生する雑音

信号源抵抗1k//1M : $4nV/\sqrt{Hz}$

帰還抵抗100/99.9k : $1.3nV/\sqrt{Hz}$

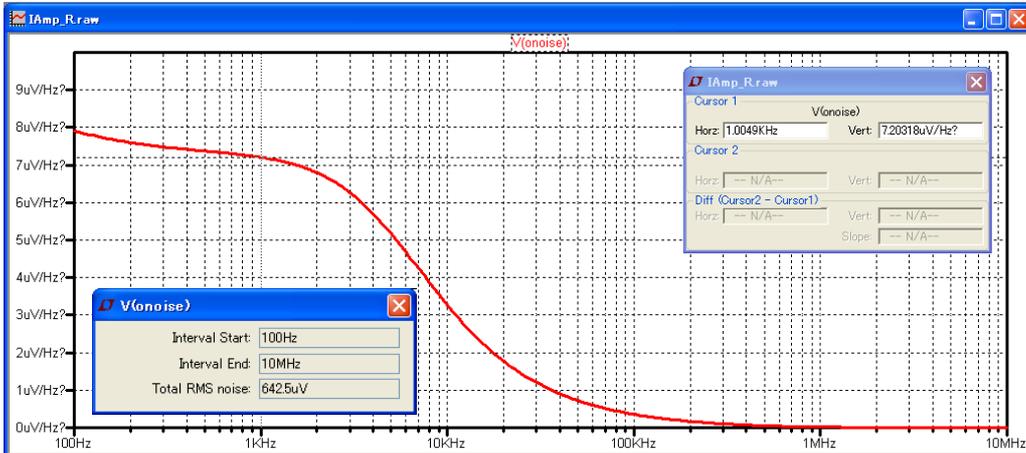
入力換算雑音電圧密度 : $6nV/\sqrt{Hz}$

入力雑音電流 × 信号源抵抗 : $1pV/\sqrt{Hz}$

入力雑音電流 × 帰還抵抗 : $0.1pV/\sqrt{Hz}$

出力雑音電圧密度 : $7.9nV/\sqrt{Hz} \times 1000 = 7.9uV/\sqrt{Hz}$ (Simu: $7.204uV/\sqrt{Hz}$)

出力雑音電圧 $7.9uV/\sqrt{Hz} \times 4.5kHz \times 1.57 = 660uV_{rms}$ (Simu: $642.5uV_{rms}$)

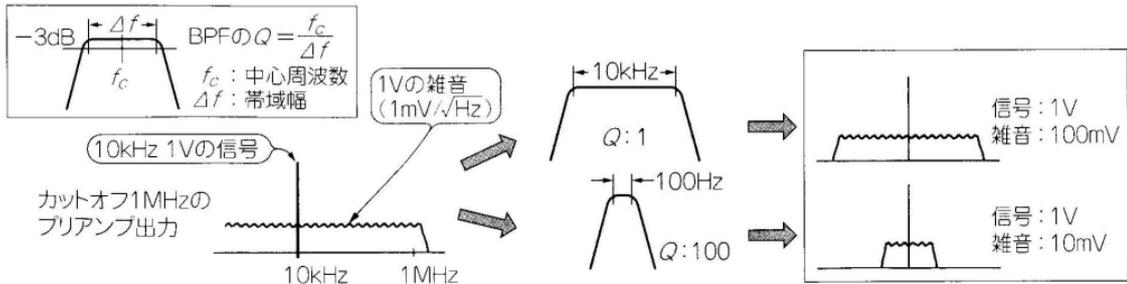


6 . 同期検波を使用したロックインアンプ

6 - 1 雑音除去と帯域幅

周波数スペクトラムが平坦な雑音では雑音の量が周波数帯域幅の平方根に比例します。したがってバンド・パス・フィルタ(BPF)で帯域幅を狭めれば、信号対雑音の比(S/N比)が改善されます。

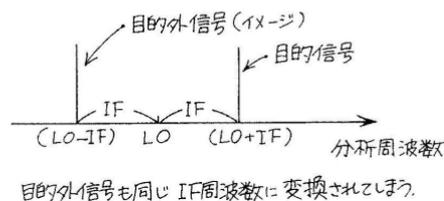
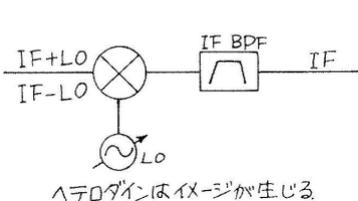
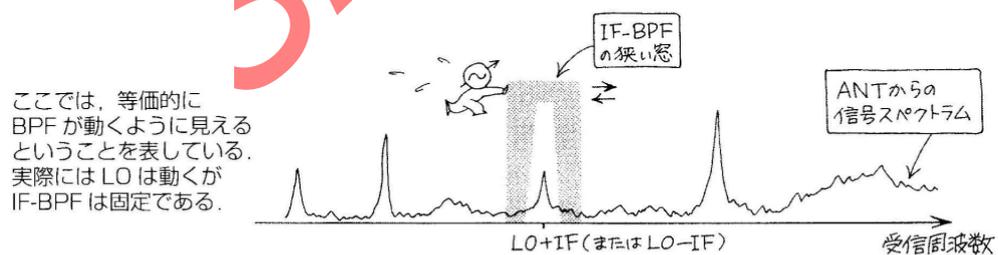
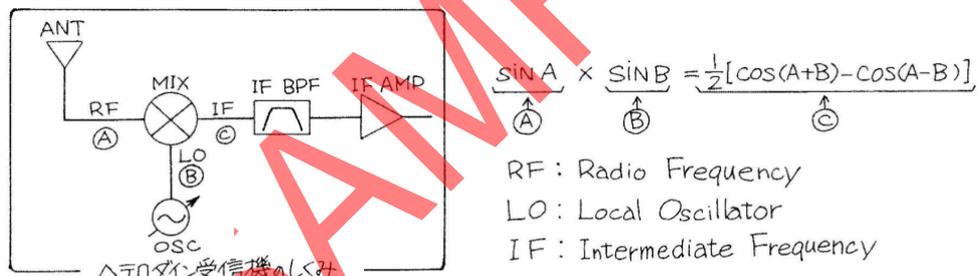
S/Nを良くするにはQの大きなBPFを使う



6 - 2 ヘテロダイン

LCフィルタやアクティブフィルタではQの大きさに限界があり(通常ではQ:100程度)、目的の信号の周波数が変化する場合、フィルタの中心周波数を可変するのが大変です。等価的に中心周波数を容易に可変できるのがアームストロングが考えた**ヘテロダイン**方式です。

ヘテロダインによる周波数変換のしくみ



内部発振器の周波数を変化させるとBPFの中心周波数を変化させたのと等価の動作が得られ、BPFの中心周波数を固定にできるので容易に帯域を狭くすることができます。