

ノイズと計装アンプ

牧野 泰才

平成 18 年 1 月 24 日

1 ノイズの種類

信号を伝送する際に重畳されるノイズには、2つの成分がある。1つはノーマルモードノイズであり、もう1つはコモンモードノイズである。

1.1 ノーマルモードノイズ

ノーマルモード (正相) のノイズは、2本の線間でお互い逆方向にノイズ電流が生じるタイプのノイズである (図1)。伝送したい信号成分もまた、ノーマルモードで伝送されるため、このタイプのノイズを除去するのは困難となる。

例えばスイッチング電流や信号に混入したノイズなどがこれにあたる。

信号の帯域と、ノイズの帯域が異なる場合には、フィルタリング等で除去することが可能となるが、一般的には除去が困難であり、いかにノーマルモードノイズを乗せないかがポイントになる。

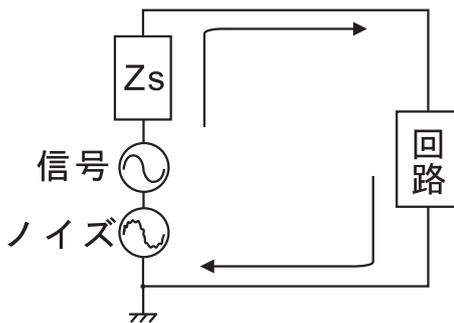


図 1: ノーマルモードノイズ

1.2 コモンモードノイズ

コモンモード (同相) のノイズは、信号、GND 両ラインともに重畳して同じ方向に電流が流れるタイプの

ノイズである (図2)。近接する信号ラインとの浮遊容量や磁気結合により誘起される場合が多く、外来雑音はコモンモードノイズである。

次節で説明するが、信号線が不平衡の場合には、このコモンモードノイズがノーマルモードノイズへと変換されてしまう。

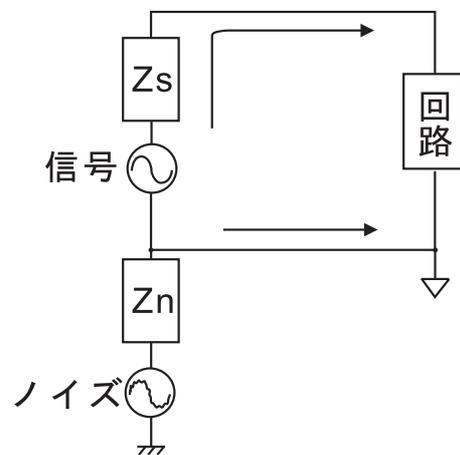


図 2: コモンモードノイズ

2 平衡と不平衡

回路において、平衡と不平衡という概念がある。「平衡」とは、2本の伝送線路が行きと還りとして、電気的にあらゆる意味で対等になっている場合を言う。

電子回路における一般的な信号線は、信号の戻り線が共通のグラウンド線になっていることが多い。この場合、往きのラインは各信号において独立であるのに対し、還りのラインは共通であるから、不平衡となっている。

回路が不平衡の場合には、コモンモードノイズがノーマルモードノイズへと変換されてしまい、除去するのが困難になる。これは、往きのラインと還りの

ラインのインピーダンスが異なることによる。コモンモードノイズは各ラインに同じ向きで電流が流れる。このときの入力インピーダンスのアンバランスにより、電圧降下が往きと還りとで異なるため、回路の両端に電位差が生じてしまい、ノーマルモードへと変換されてしまう。

3 対策

ノイズ対策としては大きく2つ考えられる。1つは、回路内にノイズ源となるものを作らないという対策であり、もう1つは外来ノイズ(コモンモードとして重畳する)の影響を低減させるという対策である。

ここでは、内部のノイズ源を十分低減できた状態で、いかにコモンモードノイズの影響を低減させるかを議論する。

まず、平衡度を上げコモンモードノイズをノーマルモードノイズに変換させない必要がある。そのためには、信号ラインは2本用意しなければならない。この例として、信号線を2本を平行に走らせた、平行ケーブルが知られる。これでも十分平衡度は高いが、これを撚り合わせたツイストペアケーブルの方がより平衡度が高い。周知のように、この場合には、外部磁場によって生じる誘導電流が打ち消しあうからである。

次に、コモンモードノイズ電流が流れる経路のインピーダンスを高くすることが重要である。例えば、図2中の回路の入力インピーダンスが十分高い場合には、コモンモードノイズ電流は発生しない。

一般的に良く使われるチョークコイルは、ノーマルモードの信号に対しては十分小さいインピーダンスを有するのに対して、コモンモードの信号に対しては大きなインピーダンスを持つ素子であり、コモンモードのフィルタとなっている。

トランスやフォトカプラ等を用い、電気的に絶縁した状態で信号伝送を行なうことにより、同相成分を除去するという方法もある。

以下では、差動計測をしてコモンモードノイズを除去することを考える。そして、この目的に特化した計装アンプについて紹介する。

コモンモードフィルタの基本特性

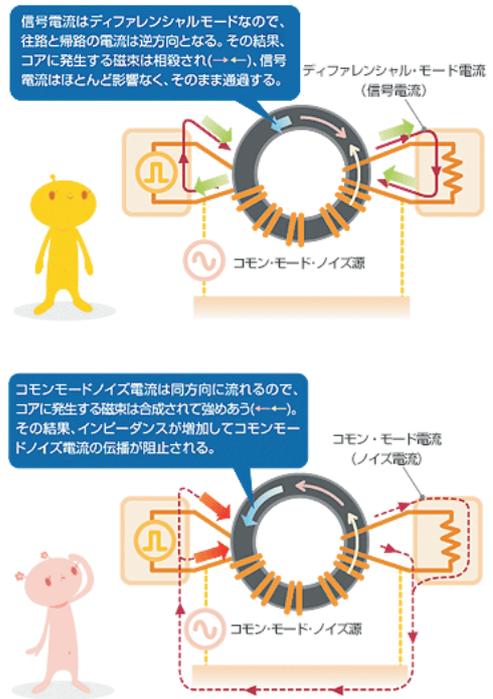


図3: チョークコイルの動作 (TDK のホームページより抜粋)

4 差動計測

オペアンプを用いた、一般的な差動計測の回路を図4に示す。

この回路において、 $R_1 = R_3, R_2 = R_4$ のときの動作は、良く知られているように、 V_{IN}^+ と V_{IN}^- との差を増幅する回路となる。ここで、重ね合わせの理を用いると、このような回路を容易に計算できるので、それを用い、導出方法を示す。以下、オペアンプの+入力部の電圧を V^+ 、-入力を V^- と表記する。

1) $V_{IN}^- = 0$ のとき (つまり、 R_3 の左側の端子がグラウンドに落ちているとき)

$$V^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{IN}^+ \quad (1)$$

$$V^- = \frac{R_3}{R_3 + R_4} (V_{OUT1} - V_{IN}^-) \quad (2)$$

$$V^+ = V^- \quad (3)$$

であるから、 $V_{IN}^- = 0$ より、

$$V_{OUT1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_3 + R_4}{R_3} V_{IN}^+ \quad (4)$$

2) $V_{IN}^+ = 0$ のとき $V^- = 0$ であり、オペアンプに

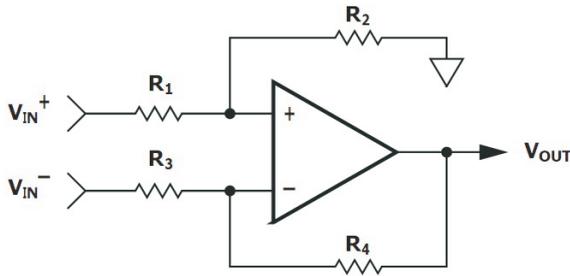


図 4: オペアンプを用いた一般的な差動増幅回路

は電流が流れ込まないことから、

$$\frac{V_{IN}^-}{R_3} = -\frac{V_{OUT2}}{R_4} \quad (5)$$

なので、

$$V_{OUT2} = -\frac{R_4}{R_3} V_{IN}^- \quad (6)$$

トータルの V_{OUT} は、この V_{OUT1} と V_{OUT2} の重ね合わせで表せるから、

$$V_{OUT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_3 + R_4}{R_3} V_{IN}^+ - \frac{R_4}{R_3} V_{IN}^- \quad (7)$$

$R_1 = R_3, R_2 = R_4$ のときには、

$$V_{OUT} = \frac{R_4}{R_3} (V_{IN}^+ - V_{IN}^-) \quad (8)$$

となる。

この回路は、汎用のオペアンプを用いて構成できるという点では簡便であるが、作動増幅回路としてみた場合には、いくつかの問題点がある。

問題の1つは、入力インピーダンスがそれほど高くないという点である。このときは、入力側の出力インピーダンスの変化が、差動増幅回路の性能に大きく影響する。例えば筋電信号を差動計測により取得することを想定した場合、電極と皮膚との接触状態によって、 V_{IN}^+ と V_{IN}^- それぞれの出力インピーダンスが大きく変化してしまう。その変化に対して、この回路の入力インピーダンスがそれほど大きくない場合には、差動増幅が行なわれるための抵抗の条件が揃わなくなってしまう、回路が想定した動作を生じない。

入力インピーダンスを大きくしようと、 R_1, R_2 を大きく取った場合、その抵抗値がオペアンプの入力インピーダンスと同程度になってしまうと、オペアンプの

入力端子に電流が流れ込み、理想的な動作が保証されない。

勿論、特性の良く一致したバッファ回路を直列に入れることで解決するが、回路が煩雑になる。またオフセットの変動や直線性の劣化を招く恐れもある。

2つめの問題は、4つの抵抗の値の誤差が性能に大きく影響する点である。 $V_{IN}^+ = V_{IN}^-$ という条件下での出力、すなわち同相成分しか存在しない場合の出力は、

$$V_{OUT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_3 + R_4}{R_3} - \frac{R_4}{R_3} V_{IN}^+ \quad (9)$$

である。ここで、4つの抵抗のうち1つが0.1%ずれていた場合、すなわち、

$$R_1 = R_3 = R_4 = R \quad (10)$$

$$R_2 = 0.999R \quad (11)$$

という条件下では、上記 V_{OUT} は、

$$\begin{aligned} V_{OUT} &= \left(\frac{0.999R}{1.999R} \frac{2R}{R} - \frac{R}{R} \right) V_{IN}^+ \\ &= 0.0005 V_{IN}^+ \end{aligned} \quad (12)$$

となる。つまり、抵抗1つが0.1%ずれていただけで、同相成分が乗ってしまう。この性能を評価する指標として、コモンモード除去比 (CMR) がある。CMRの定義は、 $20 \log(\text{差動利得}/\text{同相利得})$ であり、今回の場合には、66dBとなる。(1%ずれていた場合には46dB) この結果は、4つの抵抗は電気的あるいは温度的に、同一の特性をもったもので、且つその値のずれが非常に小さいもので無ければならないことを示唆する。

なお、この回路を、平衡の観点で見ると不平衡の回路であることが分かる。 V_{IN}^+ 側から見た入力インピーダンス R_1 と、 V_{IN}^- 側から見た入力インピーダンス $R_3 + R_4$ とが大きく異なる。そのため、この回路に外来ノイズが重畳された場合には、ノーマルモードノイズへと変換されてしまい都合が悪い。

5 計装アンプ

図5に一般的な計装アンプの内部回路を示す。計装アンプは、上記の問題点を解決するために開発された

アンプであり、外付け抵抗 R_G 1つにより、差動ゲインが可変である。図より明らかなように、入力インピーダンスは十分大きい。また、全てがワンチップ化されているため、バランスを取っているべき抵抗 ($R_1 \sim R_3$) は十分な精度で実現されるという特徴を持つ。

先ほどと同様にこの回路の特性を導出する。まず、 V_a, V_b までの部分で考える。

1) $V_{IN}^+ = 0$ のとき

$$V_{a1} = \frac{R_1 + R_G}{R_G} V_{IN}^- \quad (13)$$

$$V_{b1} = -\frac{R_1'}{R_G} V_{IN}^- \quad (14)$$

2) $V_{IN}^- = 0$ のとき

$$V_{a1} = -\frac{R_1}{R_G} V_{IN}^+ \quad (15)$$

$$V_{b1} = \frac{R_1' + R_G}{R_G} V_{IN}^+ \quad (16)$$

以上より、

$$V_a = \frac{R_1 + R_G}{R_G} V_{IN}^- - \frac{R_1}{R_G} V_{IN}^+ \quad (17)$$

$$V_b = \frac{R_1' + R_G}{R_G} V_{IN}^+ - \frac{R_1'}{R_G} V_{IN}^- \quad (18)$$

こうして求められた V_a, V_b と、リファレンス電圧 V_{REF} をまたそれぞれ入力として考えて、重ね合わせの理を用いる。

3) $V_b = V_{REF} = 0$ のとき

$$V_{OUT3} = -\frac{R_3}{R_2} V_a \quad (19)$$

4) $V_a = V_{REF} = 0$ のとき

$$V_{OUT4} = \frac{R_2 + R_3}{R_2} \frac{R_3'}{R_2' + R_3'} V_b \quad (20)$$

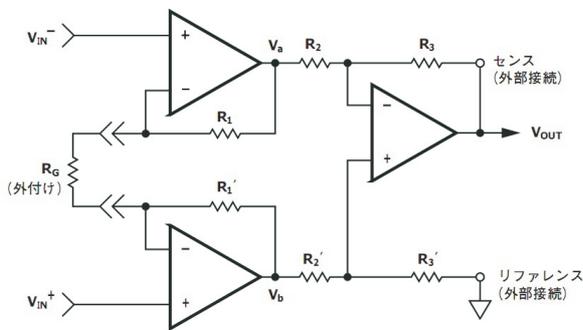


図 5: 計装アンプの内部回路

5) $V_a = V_b = 0$ のとき

$$V_{OUT5} = \frac{R_2 + R_3}{R_2} \frac{R_3'}{R_2' + R_3'} V_{REF} \quad (21)$$

ここで、 $R_1 = R_1', R_2 = R_2', R_3 = R_3'$ とすると、以上より、

$$\begin{aligned} V_{OUT} &= \frac{R_3}{R_2} (V_b - V_a) + V_{REF} \\ &= \frac{R_3}{R_2} \frac{(2R_1 + R_G)}{R_G} (V_{IN}^+ - V_{IN}^-) + V_{REF} \end{aligned} \quad (22)$$

と表される。よって、差動増幅のゲインは外付け抵抗 R_G を変更することで、可変となることが分かる。入力インピーダンスはオペアンプの入力インピーダンスと同じであり、十分高い値 ($10^9 \Omega$ 程度) である。参照電圧 V_{REF} はオフセットとして現れるため、例えば単電源で利用するような場合には、 V_{REF} に電源の中間電位を入れておくことで、 V_{REF} 周りに変動するような波形を得られる。ここで注意すべきは、中間電圧を生成する V_{REF} として、抵抗による分圧を利用した物を用いてはいけないという点である。このときには、差動増幅回路部分のバランスが崩れてしまい、参照電位も変動する。このときは、 V_{REF} としてオペアンプを用いたバッファ回路を用いて接続するのが一般的である。

なお、後段の回路は先述の差動増幅回路と同じ構成であるため、CMR はやはり R_2, R_2' 及び R_3, R_3' のマッチングに大きく依存するが、 R_2, R_2', R_3, R_3' の4つの抵抗は、同一サブストレート上に構成され、その絶対値や温度特性が極めてよく一致した状態で実現されるため、前掲の差動増幅回路よりも良い性能を実現できる。計装アンプの CMR は一般的に 70dB ~ 100dB 以上あるのが普通であり、ゲインを高くすると CMR はより良くなる。

また、CMR は R_1 には依存しない。 R_2, R_3 を除いてゲインの式を書き直すと、

$$\begin{aligned} V_{OUT} &= V_b - V_a \\ &= \frac{R_1' + R_G}{R_G} V_{IN}^+ - \frac{R_1'}{R_G} V_{IN}^- \\ &\quad - \frac{R_1 + R_G}{R_G} V_{IN}^- + \frac{R_1}{R_G} V_{IN}^+ \end{aligned} \quad (23)$$

となる。先ほどと同様に、同相成分のみの条件 $V_{IN} = V_{IN}^+ = V_{IN}^-$ を考えると、

$$\begin{aligned}
 V_{OUT} &= \left(\frac{R'_1 + R_G}{R_G} - \frac{R'_1}{R_G} - \frac{R_1 + R_G}{R_G} + \frac{R_1}{R_G} \right) V_{IN} \\
 &= 0 \qquad (24)
 \end{aligned}$$

となるからである。これは、すなわち使用者側で設定する外付け抵抗 R_G の影響が、CMR に反映されないということを示している。

このような特性を持った計装アンプは、例えば生体信号のような微弱な信号の計測に用いることが可能である。また、ブリッジ型のセンサ出力の増幅などにも絶大な効果を発揮する。

実際の型番としては、ANALOG DEVICES 社の AD623 が単電源 (+3 ~ +12V 電源) で駆動でき、外付け抵抗でゲインを 1 1000 まで可変に出来るため使い勝手が良い。なおこのチップの CMR は 70dB である。

参考資料

- [1] 連載 Web 講座, よく分かる実用ノイズ対策技術
<http://miyasan.serio.jp/series2/index.html>
- [2] 電子技術者のためのノイズ対策と勘どころ,
 鈴木茂夫, 日刊工業新聞社.
- [3] なるほどノイズ (EMC) 入門, TDK,
<http://www.tdk.co.jp/techmag/emc/index.htm>
- [4] IC 計装アンプのユーザ・ガイド, ANALOG DEVICES,
http://www.analog.com/UploadedFiles/Application_Notes/372906388AN_244.pdf