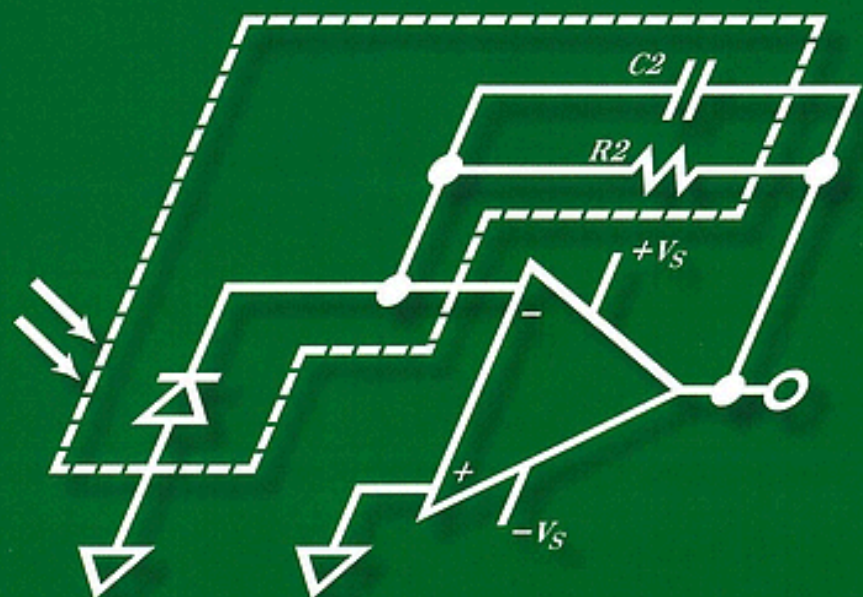


OPアンプによる 信号処理の応用技術

OPアンプ大全 第2巻

ANALOG DEVICES アナログ・デバイス 著
電子回路技術研究会 訳



CQ出版社

OPアンプによる 信号処理の応用技術

OPアンプ大全 (第2巻)

 アナログ・デバイセズ 著
電子回路技術研究会 訳

本書は下記の出版物を著作権者の許諾に基づいて全5巻に分けて日本語訳したものです。

Op Amp Applications

Copyright © 2002 By Analog Devices, Inc.

Original : Printed in the United States of America (ISBN 0-916550-26-5)

All rights reserved. This book, or parts thereof, must not be reproduced in any form without permission of the copyright owner. Information furnished by Analog Devices, Inc. is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices, Inc. for its use.

Analog Devices, Inc. makes no representation that the interconnections of its circuits as described herein will not infringe on existing or future patent rights, nor do the descriptions contained herein imply the granting of licenses to make, use, sell equipment constructed in accordance therewith. Specifications are subject to change without notice.

謝 辞

本書のような規模の書籍は、多くの人々の協力がなければ完成させることはできません。この“Op Amp Applications”の編纂を通して、多大の貢献、協力を提供してくれた以下の方々に、心からの謝意をおくります。

まず、このプログラムの推進を励まし、助力してくれたアナログ・デバイセズ社 (ADI) にお礼を述べたいと思います。

次に、ADI セントラル・アプリケーション・グループのウォルト・ケスター氏に深く感謝いたします。かれは、ADI での長年にわたるセミナーノート編纂に携わった経験による、多くの知識や助言を惜しみなく提供してくれました。本書の材料となる資料の著者である、ケスター氏とそのグループの方々に感謝いたします。

同じく、多くのコメントや書評を寄せていただいた、ADI フィールド・エンジニアリング・グループとセントラル・アプリケーション・グループのスタッフにお礼を申し上げます。エド・グロカススキ氏、ブルース・ホームマン氏、ボブ・マーウィン氏、そしてアーノルド・ウィリアムズ氏には、多くの有用なコメントをいただきました。加えて、かつて ADI 社のアプリケーション・エンジニアであったウェス・フリーマン氏には、ほとんどの原稿に目を通していただき、有益なフィードバックをいただきました。

ADI 社のダン・シャインゴールド氏には、特に感謝の意を示したいと思います。氏は、本書の内容に対する数え切れないほどの指摘や書評を提供してくれただけでなく、氏が真空管 OP アンプ時代に過ごしたジョージ・A・フィルブリック・リサーチ社 (GAP/R) の頃からの長年にわたる経験をもとにした、多くの示唆にとんだ見識を示してくれました。

このほか、それぞれのセクションの最後に特記してある、個別のコメントなどを提供してくださった多くの協力者の皆さんに感謝します。

ジュディス・ドーヴィル女史には、索引の作成および原稿に対する多くの助言をいただき、感謝しています。

最後に、スライドの準備、タイピング、文章スタイルのデザイン等を行ってくれた W² グラフィックス社に感謝いたします。

ウォルト・ユング (Walt Jung), 2002 年 8 月
Analog Devices Inc. Central Applications Department.

まえがき

「OP アンプ大全 (全5巻)」の第3冊目として、第2巻「OP アンプによる信号処理の応用技術」をお届けします。

既刊となる第1巻では、OP アンプ登場の背景と過去から現在に至る基本技術が、同じく第5巻では周辺回路の知識と実装技術が詳述されています。また、右ページ下に掲載されているアナログ・デバイセズ社発行の原著“Op Amp Applications”の構成を見ていただいてもおわかりのように、本シリーズの内容は単に OP アンプ技術とその直接のアプリケーションにとどまりません。本書、第2巻から続刊の第3巻、第4巻では、さらに OP アンプとその応用技術を中心にしつつ、データ収集システムや通信システムの構成まで視野を広げて、幅広い議論が進められています。

さて、第2巻の内容を簡単にご紹介しましょう。本書は、OP アンプを基本とした、センサ、信号処理、そしてデータ変換回路についての3部構成になっています(ただし、フィルタについては別途、第4巻の全巻が当てられます)。

最初の第3部では、特定用途向けに工夫された増幅器から、計装アンプ、プログラマブル・ゲイン・アンプ(PGA)、アイソレーション・アンプを取り上げています。現実の世界で発生する電気信号を電子システムに取り込んで処理しようとする、障害となる多くの問題に対処しなくてはなりません。そのために、OP アンプ技術をベースに特定仕様を強化した回路が、これら特定用途向けの増幅器であるといえます。具体的には、コモンモード信号の排除、広ダイナミック・レンジ信号への対応、信号源と電子システムとの電気的分離と保護などといった点に特徴があります。また、単一電源動作が差動アンプ設計にもたらす制約についても触れています。

つづく第4部では、A-D/D-A コンバータの基本動作、誤差要因と性能評価、そして周辺技術について説明を加えています。先の第3部で説明された各増幅器が、データ収集システムの信号入力部や前処理部(シグナル・コンディショニング)でも広く使われることを考えると、この説明の順序は理にかなったものと言えるでしょう。本書はOP アンプを対象にしたものですが、各種データ・コンバータ IC 群を製品ラインナップにもつアナログ・デバイセズ社らしく、この部分の説明も丁寧です。

また、比較的新しい IC である、高分解能 $\Sigma \Delta$ 型や通信アプリケーション用高速型を含めた、各種 A-D/D-A コンバータと OP アンプのインターフェース手法も取り上げられています。一般化した差動入力構成の単一電源動作コンバータについて、具体的なドライブ回路例とともに差動構成の優位性が繰り返し強調されています。

そして最後の第5部では、各種センサとその周辺回路を取り上げています。前半では、

センサをエレメントにもつ各種ブリッジ回路が詳述され、その具体例としてストレイン・ゲージの基本と応用回路が説明されています。

それにつづいて、微小バイアス電流の高性能 OP アンプが求められる、ハイ・インピーダンスおよび電荷出力型センサについて書かれています。各種フォト・ダイオード用 I - V 変換回路を中心に詳細に説明がされ、ピエゾ・センサやケミカル・センサについても触れられています。ここでは実装面でのリーク対策方法が示されていますが、他の著者による第5巻の第8部第2章での説明も参考になりそうです。締めくくりは、温度センサについてです。おなじみの半導体センサだけでなく、熱電対や RTD、サーミスタなどについても丁寧に説明されています。

原著である“Op Amp Applications”の2002年度版は1000ページあまりの労作であり、学習および実務のテキストとして見ても、その内容の普遍性と価値は極めて高いものです。それを自分たちが読みたくて動き出した翻訳プロジェクトだった気がしますが、酔いも覚めると手強い原文に往生しつつ、2年余りで最終巻にたどり着きそうな状況です。近刊を含め、本シリーズ各巻が皆様のお役に立てることを翻訳者一同願っています。

訳者代表：細田 裕司

▶ OP アンプ大全(全5巻)の構成と原著との対応

- | | | | | |
|-----|-----|----|-------------|--------------------------------------|
| 第1巻 | 第1部 | …… | Chapter - H | Op Amp History |
| | 第2部 | …… | Chapter - 1 | Op Amp Basics |
| 第2巻 | 第3部 | …… | Chapter - 2 | Specialty Amplifiers |
| | 第4部 | …… | Chapter - 3 | Using Op Amps with Data Converters |
| | 第5部 | …… | Chapter - 4 | Sensor Signal Conditioning |
| 第3巻 | 第6部 | …… | Chapter - 5 | Analog Filters |
| 第4巻 | 第7部 | …… | Chapter - 6 | Signal Amplifiers |
| 第5巻 | 第8部 | …… | Chapter - 7 | Hardware and Housekeeping Techniques |

目 次

第3部 特定用途向け増幅器

第1章 計装アンプ	15
1-1 OP アンプと計装アンプの機能の違い	15
●計装アンプの定義	16
●減算器/差電圧アンプ	17
1-2 計装アンプの回路構成	22
●2個のOP アンプを使った計装アンプ	22
●2個のOP アンプを使用する単一電源動作の計装アンプ AD627	26
●3個のOP アンプを使った計装アンプ	28
●単一電源で動作する精密な複合型計装アンプ	31
●AD623 計装アンプ	33
1-3 計装アンプの直流誤差とノイズの原因	34
●直流誤差	34
●計装アンプのノイズ源	39
●計装アンプによるブリッジ・アンプの誤差分布の解析	40
●計装アンプの性能	41
●計装アンプの過大入力保護	42
1-4 計装アンプの応用	44
●計装アンプによるブリッジ・アンプ	44
●計装アンプと A-D コンバータのインターフェース	45
●計装アンプで駆動する電流源	45
●計装アンプによる離れた負荷の駆動回路	47
COLUMN ロバート・デムロウによる 「OP アンプからデータ・アンプへの技術革新」	48



第 2 章 プログラマブル・ゲイン・アンプ	51
2-1 PGA の設計上の問題	53
2-2 PGA の応用回路	54
●ソフトウェアにより設定可能な PGA … AD526	54
●ローノイズ PGA	55
●D-A コンバータでプログラムする PGA	58
●差動入力の PGA	59
●オンチップ PGA をもつ A-D コンバータ	62
第 3 章 アイソレーション・アンプ	65
3-1 アナログ・アイソレーションの技術	65
●3ポート・アイソレータ AD210	67
●モータ制御用のアイソレーション・アンプ	68
●ポスト・フィルタの付加によるノイズの低減	69
●2ポート・アイソレータ AD215	70
3-2 デジタル・アイソレーションの技術	71
●高速ロジック・アイソレータ AD260/261	72

目 次

第 4 部 データ・コンバータ周辺のOPアンプ

第 1 章	イントロダクション	79
1-1	データ・コンバータの動向	81
第 2 章	A-D/D-A コンバータの特性仕様	85
2-1	A-D/D-A コンバータの静的特性と DC 誤差	85
2-2	データ・コンバータのノイズ	89
	● データ・コンバータの量子化ノイズ	89
	● A-D コンバータの入力換算ノイズ	90
	● OP アンプ出力ノイズの計算と A-D コンバータ入力換算ノイズの比較	90
2-3	コンバータのダイナミック特性の測定と評価	93
	● SINAD と SNR と ENOB	94
	● アナログ・バンド幅	96
	● 高調波歪み, 最大歪みスペクトラム, 歪み率, 総合歪み+ノイズ	96
	● スプリアス・フリー・ダイナミック・レンジ	98
	● 2 信号相互変調歪み	98
第 3 章	A-D コンバータ入力の駆動	101
3-1	OP アンプに求められる主要な特性仕様	102
3-2	A-D コンバータを駆動する OP アンプ回路技術	105
	● 高分解能 $\Sigma \Delta$ 型 A-D コンバータの駆動	105
	● マルチプレクサに接続される OP アンプについての考察	107
	● スケーリング入力を備えた 単電源動作のデータ収集用 A-D コンバータの駆動	110
	● バッファ入力を備えた A-D コンバータの駆動	110
	● 差動入力バッファをもつ A-D コンバータの駆動	111
	● スイッチト・キャパシタ入力を備えた CMOS A-D コンバータの駆動	112
	● シングルエンド A-D コンバータの駆動	114
3-3	DC カップリングにおける OP アンプによるゲイン設定とレベル・シフト	116



3-4	差動入力をもつ A-D コンバータの駆動	119
	●トランス結合による A-D コンバータの駆動	120
	●差動アンプによる A-D コンバータの駆動	122
3-5	過電圧への対処	126

第 4 章	A-D/D-A コンバータの基準電圧	129
--------------	---------------------------	------------

4-1	基準電圧源の利用法	129
	●入力端子での電圧変動	129
	●容量負荷で不安定になる基準電圧源	131
	●基準電圧のローノイズ化	132

第 5 章	D-A コンバータ出力のバッファリング	135
--------------	----------------------------	------------

5-1	一般的考察	135
5-2	D-A コンバータ出力のバッファリング回路例	136
	●差動信号をシングルエンドに変換する技法	136
	●シングルエンドの電流-電圧変換	140
	●差動電流-差動電圧変換	141
	●オーディオ D-A コンバータ用アクティブ・ローパス・フィルタ	141

目 次

第5部 センサ信号の処理

第1章	イントロダクション	147
第2章	ブリッジ回路	153
2-1	ブリッジ回路の基礎	153
2-2	ブリッジ出力の増幅とリニアライズ	160
2-3	離れたところに設置したブリッジを駆動する	166
2-4	システムのオフセットを最小化する	171
第3章	歪み、力、圧力、流量の測定	175
3-1	ストレイン・ゲージ	175
	●半導体ストレイン・ゲージ	178
3-2	ブリッジの信号を処理する回路	183
	●材料疲労監視用の歪みセンサ・アンプ	183
	●ロード・セル・アンプ	184
	●単電源動作のロード・セル・アンプ	186
第4章	ハイ・インピーダンス・センサ	191
4-1	フォト・ダイオード用プリアンプの設計	192
4-2	プリアンプのオフセット電圧とドリフト解析	204
	●熱電対効果によって発生する電位は入力オフセット電圧源となる	205
4-3	プリアンプのAC特性の設計と周波数帯域および安定度	206
4-4	フォト・ダイオード用プリアンプのノイズ解析	209
	●入力ノイズ電圧	211
	●フォト・ダイオード用プリアンプのノイズ特性のまとめ	212
	●出力フィルタによるノイズ低減	212
	●フォト・ダイオード用プリアンプの回路特性のまとめ	214



4-5	フォト・ダイオード用プリアンプのトレードオフ	215
	●高速フォト・ダイオード用の I - V 変換回路における特性補償	216
	●高速フォト・ダイオード用の I - V 変換回路に 使用する OP アンプの選択	217
4-6	高速フォト・ダイオード用プリアンプの設計	218
	●高速フォト・ダイオード用プリアンプのノイズ解析	220
4-7	ハイ・インピーダンス電荷出力型センサ	222
	●低ノイズ電荷増幅器の回路構成	223
	●バイアス電流を少なくするために低い電圧で動作させる ピエゾ素子トランスデューサ用アンプ	225
	●ハイドロフォン	226
	●OP アンプの特性比較… JFET 対バイポーラ	226
	●pH プローブ用バッファ・アンプ	228

第 5 章 温度センサ

231

5-1	熱電対の原理と冷接点補償	232
	●K 型熱電対アンプと冷接点補償器	239
	●シングルチップで構成する熱電対用信号処理回路	240
5-2	測温抵抗体	241
5-3	サーミスタ	245
5-4	半導体温度センサ	248
	●電流/電圧出力温度センサ	251
	●レシオメトリック電圧出力温度センサ	254

COLUMN	2 端子 IC 温度センサ AD590	256
--------	---------------------	-----

索引	259
----	-----

OPアンプ大全 **第3部**
特定用途向け増幅器
Chapter-2 Specialty Amplifiers

計装アンプ	15
プログラマブル・ゲイン・アンプ	51
アイソレーション・アンプ	65

はじめに

この第3部では、特定の用途向けに設計された増幅器や、何らかのかたちでOPアンプ技術に基礎をおいている増幅器のなかから、一般的なものを取り上げて解説を行います。ただし、応用分野全体から言うと、それらの増幅器がOPアンプほど汎用的に使われるわけではありません。

例をあげるなら、さまざまな回路構成がある計装アンプ (instrumentation amplifier)、プログラマブル・ゲイン増幅器 (programmable gain amplifier ; PGA)、アイソレーション・アンプ (isolation amplifier)、差電圧増幅器 (difference amplifier) といったものがあります。

これらの回路以外に、オーディオやビデオ帯域の増幅器、ケーブル・ドライバ、高速な可変ゲイン増幅器 (variable gain amplifier ; VGA)、さまざまな通信アプリケーション関連の増幅器といったものも特定用途向け増幅器と見ることができますが、それらについては、本大全の第4巻 (原著ではChapter-6) のさまざまな信号増幅に関する各章において解説することになります。

Walt Kester, Walt Jung, James Bryant / 訳：細田裕司

第 1 章

計装アンプ

Walt Kester, Walt Jung / 訳：細田裕司

特定用途向けの増幅器のなかで最もよく使われるものと言えば、おそらく計装アンプ (instrumentation amplifier) になるでしょう。計装アンプはノイズの多い環境や、大きな同相信号（通常は交流電源周波数によるもの）がある環境下でも、直流精度と正確なゲインを維持しなければならない産業用計測アプリケーションの多くで広範囲に使用されています。

1-1 OP アンプと計装アンプの機能の違い

計装アンプは非常に重要な点で、OP アンプ (operational amplifier) との相違があります。OP アンプとは、抵抗、キャパシタ、場合によってはインダクタからなる外付け部品による帰還回路を使うことで、ユーザがさまざまに特性を変更できる、汎用のゲイン・ブロックにほかなりません。OP アンプを使った回路の構成と機能は、まさに設計者自身が決めるものなのです。

これとは対比的に、計装アンプは機能と動作ゲインの許容範囲という点で制約があるデバイスです。そして多くの点で、計装アンプはOPアンプより、求められる用途に特化したものとなっています。ただ皮肉なことに、現実には計装アンプは複数のOPアンプを使って構成されます。その機能のせいで、計装アンプを誤ってOPアンプと呼ぶことはよくあることですが、その逆はめったにありません。計装アンプとはOPアンプの特別なタイプではなく、両者の機能は根本で異なっていることを理解しておかなければなりません。

これら二つのデバイスを区別するには、OPアンプでは帰還回路の柔軟性によって、多種多様な目的に向けて回路を構成できるということを覚えておけばよいでしょう。一方、計装アンプではそうはいきません。計装アンプは、特定の動作範囲内でゲインが設定できるだけです。OPアンプの動作は外付け部品により規定されますが、計装アンプでは一つ

の抵抗か、あるいはピンの選択によりタップを選ぶことで動作ゲインを設定します。

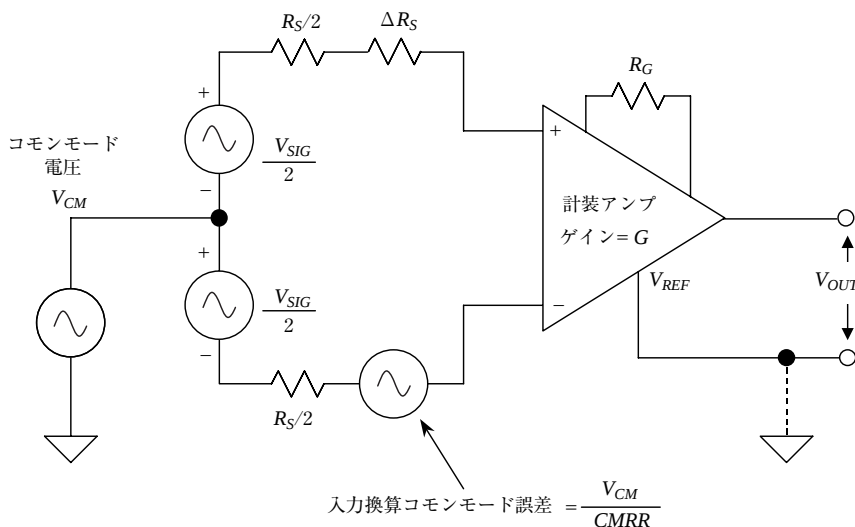
●計装アンプの定義

計装アンプとはループの閉じた精密ゲイン・ブロックです。それは図1-1のように、一対の差動入力端子と、基準端子 (V_{REF}) を電位基準とするシングルエンド出力をもっています。入力インピーダンスは平衡していて、標準値で $10^9 \Omega$ ほどの高い値になっています。繰り返しになりますが、OP アンプとは異なり、計装アンプでは内蔵する帰還抵抗ネットワークと (通常は) 1 個のゲイン設定抵抗 R_G を使います。さらに異なる点として、内蔵する抵抗ネットワークと R_G が入力端子から切り離されているという点があります。また、デバイスのピンを選ぶことで (このピンは信号入力とは切り離されている)、内蔵の R_G をプリセットしてゲインを設定できる計装アンプもあります。標準的な計装アンプのゲインは 1 ~ 1000 の範囲になります。

通常、計装アンプは、REFERENCE あるいは V_{REF} と名付けられるピンを基準として、出力電圧を発生します。多くのアプリケーションでは、このピンは回路のグラウンドに接続されますが、定格範囲にあるかぎり、それ以外の電位に接続することもできます。この特徴は、電源の中間電位 (5 V 単一電源なら 2.5 V) を基準にして出力を発生する単一電源動作のアプリケーションで特に有用と言えます。

計装アンプが機能するには、入力のボルト・オーダの同相 (コモンモード; CM) 電圧

〈図1-1〉計装アンプの原理図



を除去しつつ、マイクロボルト・レベルの信号の増幅ができなくてはなりません。これは、計装アンプには同相信号除去 (common mode rejection ; CMR) 能力が必要であるということの意味します。計装アンプの CMR 値は 70 dB ~ 100 dB 以上あるのが普通で、ゲインを高くすれば一般に CMR はさらに良くなります。

ほとんどの実用的なアプリケーションでは、DC 入力での CMR 仕様だけでは不十分であることを知ることが大切です。産業用途において最も一般的な外部からの妨害といえば、高調波を含めた 50/60 Hz の AC 電力線からのノイズになります。差動測定においては、このタイプの妨害は計装アンプの二つの入力端子の双方に同等に発生するので、これを同相の入力信号であると見ることができます。そのために、DC での値と同様に各周波数における CMR の仕様が重要になります。計装アンプによっては、二つの信号源インピーダンス間に不平衡があると、CMR が劣化することがあるので注意が必要です。アナログ・デバイセズ社の計装アンプでは、信号源のインピーダンスに 1 k Ω の不平衡がある条件で、50/60 Hz での CMR を規定しています。

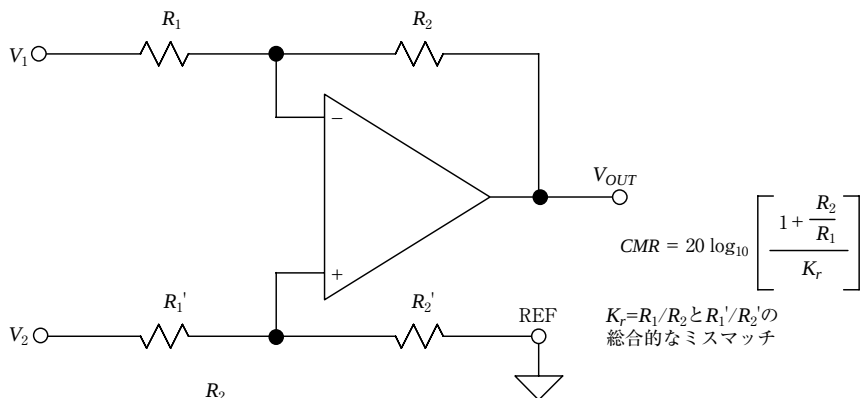
●減算器/差電圧アンプ

図 1-2 のように、4 本の抵抗と 1 個の OP アンプによって、簡単な減算器 (subtractor) または差電圧アンプ (difference amplifier) と呼ばれる回路を作ることができます。前項で解説した定義によれば、これは真の計装アンプとは言えないことに注意が必要ですが、差動出力からシングルエンド出力へ簡単に変換したい用途では、よく使われる回路です。多用される回路ですので、真の計装アンプのアーキテクチャについて解説するまえに、この回路について詳しく調べて、その根本的な限界について理解しておくことにしましょう。

この簡単な回路には、根本的な問題点がいくつかあります。まず第一に、 V_1 と V_2 から見た入力インピーダンスが平衡していません。 V_1 から見た入力インピーダンスは R_1 ですが、 V_2 から見た場合は $R_1' + R_2'$ になっています。この回路構成は CMR の観点からしても、大きな問題を含んでいます。なぜなら、信号源のわずかなインピーダンスの不平衡によって実際の CMR が劣化してしまうのです。この問題は、それぞれの入力に (たとえば高精度のデュアル OP アンプなどを使うことで) 特性のよく一致したバッファを直列に入れることで解決が可能です。しかし、これでは回路が複雑になり、またオフセットの変動や直線性の劣化を招くかもしれません。

この回路の第二の問題は、各抵抗の比のマッチングの程度により CMR が一義的に決定され、OP アンプ自体が決めるのではないという点です。同相ノイズを除去するためには、 R_1/R_2 と R_1'/R_2' の抵抗比は、少なくとも一般的な OP アンプの 100 dB を越す CMR と同程度に、厳密にマッチングしてなくてはなりません。ここで、抵抗の絶対値そのものは、さほど重要でないことにも注意しておきましょう。

〈図1-2〉OPアンプによる減算器（差電圧アンプ）



- $V_{OUT} = (V_2 - V_1) \frac{R_2}{R_1}$
- $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2'}{R_1'}$ 高いCMRには厳密なマッチングが必要
- 信号源インピーダンスの影響を受ける
- R_1 と R_2 の0.1%のミスマッチは66 dBのCMRとなる

同一ロットから4本の1%許容誤差の抵抗を選ぶことで、正味の抵抗比のマッチングとして0.1%を得ることが可能かもしれませんが、これは($R_1 = R_2$ と仮定して)66 dBのCMRに相当します。しかし、1本の抵抗が他の抵抗より1%値が異なっているとしたら、CMRはわずか46 dBに低下してしまいます。明らかに、この回路で通常の個別部品の抵抗を使おうとすれば(手作業で合わせ込まないかぎり)、極めて限定された性能しか得ることができません。なぜなら、一般に入手可能な最良の標準RNC/RNR型の抵抗器でも、その許容誤差は0.1%のオーダーに過ぎないからです[参考文献(1)を参照]。

一般的に、このタイプの回路のCMRの最悪値は次式によって与えられます[参考文献(2)および(3)を参照]。

$$CMR[\text{dB}] = 20 \log \left(\frac{1 + R_2/R_1}{4K_r} \right) \dots\dots\dots (3-1)$$

ここで K_r は、4本の個別の抵抗器が使われている場合の個々の抵抗の許容誤差です。この式から、同一公称値の1%誤差の抵抗を無選別で4本使うことで累積される許容誤差に対するCMRは最悪の場合、34 dB以上にはならないことがわかります。

この回路に、実際のマッチングの許容誤差が K_r である単一のネットワーク抵抗を使う

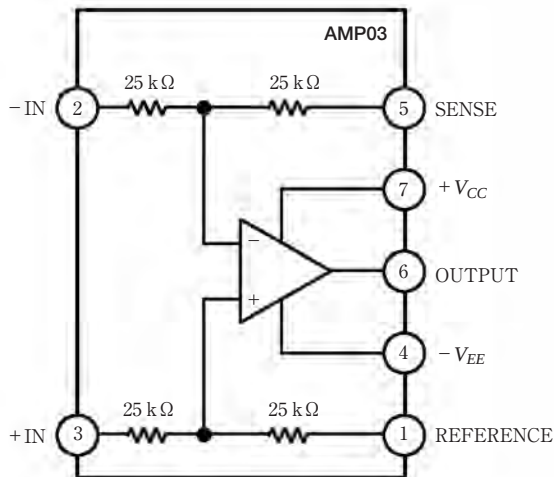
と、先の式は次のようになります。

$$CMR[dB] = 20 \log \left(\frac{1 + R_2 / R_1}{K_r} \right) \dots\dots\dots (3-2)$$

抵抗比の実際のマッチング許容誤差が0.1%として、式(3-2)において $R_1 = R_2$ とすることで、直流でのCMRの最悪値として66 dBが得られます。どちらの場合でも、アンプ自体のCMRは遥かに高いもの(100 dB以上)であると仮定しています。これで明らかに、このような回路において高いCMRを得るためには、絶対値ならびに温度係数が極めてよく一致している同一サブストレート上に構成された4個の抵抗が必要になります。そのようなネットワーク抵抗として、厚膜あるいは薄膜技術を用いた、抵抗比マッチングが0.01%やそれ以上に良い抵抗をCaddock社やVishay社といったメーカから入手することができます。

簡単な差電圧アンプを実装する場合に、高精度OPアンプと外付けの抵抗ネットワークを使うことによる高コストと基板上に占める面積の増加に甘んじるより、完全モノリシックICによる解決策を探るほうが一般には得策であると言えます。AMP03はまさにそのような目的のための高精度差電圧アンプであり、チップ上にレーザ・トリムされた精密薄膜抵抗ネットワークを搭載しています。このICの構造を図1-3に示します。AMP03Fの標準的なCMRは100 dBであり、小信号帯域幅は3 MHzとなっています。

〈図1-3〉AMP03 高精度差電圧アンプ

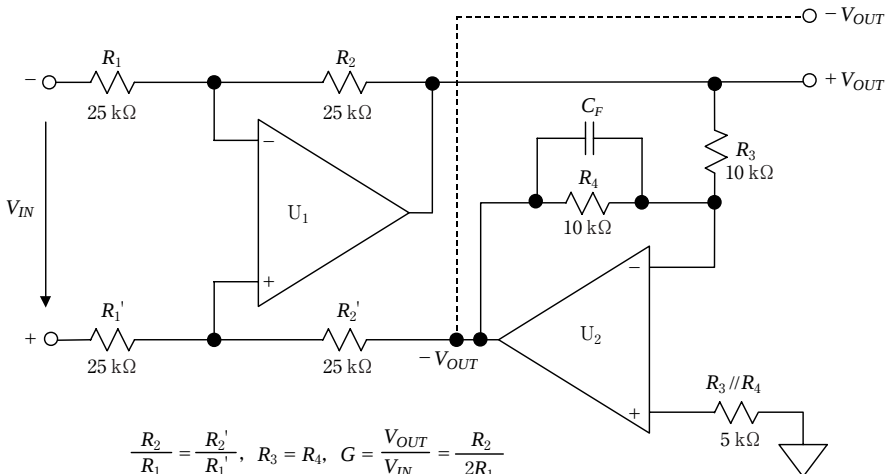


単純な構成の差電圧アンプの興味深い派生品として、高い同相入力電圧に対して最適化された AD629 差電圧アンプがあります。これを電流検出に使った代表的な回路を図 1-5 に示します。AD629 はゲイン 1 の差動・シングルエンド増幅器です。電源電圧 $\pm 15\text{ V}$ で、 $\pm 270\text{ V}$ の同相電圧を扱うことができ、小信号帯域は 500 kHz となっています。

高い同相電圧レンジは、 R_1 と R_2 の分圧器により非反転入力 (3 番ピン) を 20 分の 1 に減衰することで得られています。反転入力部では、抵抗 R_5 は R_5 と R_3 の並列合成値が R_2 と等しくなるように選ばれています。回路のノイズ・ゲインは $20 [1 + R_4 / (R_3 // R_5)]$ で与えられ、差動入力電圧に対するゲインを 1 にしています。 R_1 から R_5 の薄膜抵抗器をレーザによってウェハ・トリミングすることで、AD629B では 500 Hz で最小でも 86 dB の CMR を得ています。アプリケーションにおいて、両入力での信号源インピーダンスを平衡させるのは有効な手法であり、ダミー抵抗 R_{COMP} を電流検出シャント抵抗 R_{SHUNT} の値に等しくなるように選びます。

BBC のデビッド・パート (David Birt) は、信号源に対する負荷効果について、簡単なライン・レシーバ回路の解析を行いました [参考文献 (4) を参照]。そこで、図 1-6 に示すように変更を加えた平衡回路形式を提案しています。ここで、 U_1 の増幅段は図 1-2 と同様に 4 本の抵抗ネットワークを使っていますが、一方でゲイン 1 の反転アンプ U_2 経由で帰還される信号が、従来はグラウンドに接続されていた R_2' のリファレンス点を駆動しています。このことには二つの効果があります。それは、非反転と反転入力部分での入力

〈図 1-6〉プッシュプル・フィードバックを用いた平衡型差電圧アンプ



電流の大きさが等しくなり、ゲインが半分になることです。

図1-2と比較して抵抗比を見るとわかるように、図1-6の回路の V_{IN} から V_{OUT} へのゲインは $1/2$ 、つまり -6 dB です。しかしながら、新しい回路形式では U_2 から反転した出力 $-V_{OUT}$ も得られます。

この回路の同相信号範囲は図1-2と同様ですが、すべての抵抗値が等しければ(片方の出力に対して測ったとして) CMR はおおよそ2倍になります。反転増幅器の抵抗比 R_3/R_4 は出力バランスに影響しますが、 CMR には影響しません。図1-2と同様に、この回路では精密な抵抗比を必要としますので、ゲインを変更するのは容易ではありません。

この回路は、二つあるフィードバック経路によって、差動入力信号に関して U_1 の入力をゼロに保持するように動作します。しかし、同相信号は U_1 に印加され、回路の同相信号範囲は $[1 + (R_2'/R_1')] \times V_{CM(U1)}$ となります。また、差動入力抵抗は $R_1 + R_1'$ となります。

図1-6を見てわかるように、この回路は左側の簡単なライン・レシーバと、右側に付け加えられた反転増幅器に分けることができます。このように、図1-2のような既存のライン・レシーバは適当な反転増幅器 U_2 を付け加えるだけで、完全に平衡した回路構成に変換することができるのです。これによって、入力電流をバランスさせるだけでなく、平衡した出力信号も得られます。

たとえば、SSM2141 ライン・レシーバとOP275は、この手法を試すのにより組み合わせになります[参考文献(5) 参照。この回路に関するより詳細な解説は第4巻(原著ではChapter-6)にあるオーディオ増幅器の章を参照のこと]。

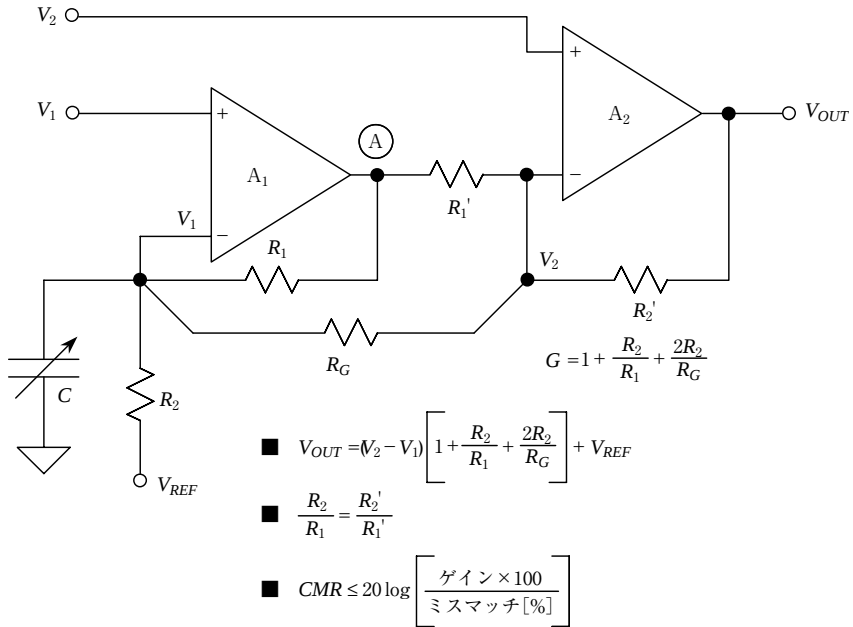
1-2 計装アンプの回路構成

先に述べた簡単な差電圧アンプは非常に有用(とりわけ高い周波数において)ですが、大部分の高精度な用途において必要とされる性能はありません。多くの場合、平衡した高入力インピーダンスと高い CMR の点で、真の計装アンプを使うほうがはるかに適切です。

● 2個のOPアンプを使った計装アンプ

はじめに述べたように、計装アンプはOPアンプを利用したものであり、よく使われる2種類の基本的な回路構成があります。一つは2個のOPアンプを用いたものであり、もう一つは3個のOPアンプを用いたものになります。図1-7に示す回路は、2個のOPアンプを使った計装アンプとして広く知られているものです。ほとんどの場合、マッチングが良好であることからOP297やOP284といったデュアルOPアンプICが使われます。抵抗には、通常は同一チップ上のレーザ・トリミングされた薄膜抵抗が使用されます。計装

〈図 1-7〉2 個の OP アンプによる計装アンプ



アンプのゲインは、外部抵抗 R_G によって簡単に設定できます。 R_G がない場合、ゲインは単純に $1 + R_2/R_1$ で与えられます。実際のアプリケーションでは、 R_2/R_1 の比が必要最小ゲインになるように選びます。

2 個の OP アンプによる計装アンプの入力インピーダンスは本質的に高いので、信号源インピーダンスが高く、また不平衡であっても許容できます。直流での CMR は、 R_1/R_2 と R_1'/R_2' のマッチングの程度によって制約を受けます。4 個の抵抗のいずれかにミスマッチがある場合、直流の CMR は次式ようになります。

$$CMR \leq 20 \log \left(\frac{\text{ゲイン} \times 100}{\text{ミスマッチ} [\%]} \right) \dots\dots\dots (3-3)$$

このように、回路の最終的な CMR は計装アンプの動作ゲインに比例して増加するので、より高いゲインに設定することは高性能を得る有効な手立てとなります。

ゲイン設定抵抗の抵抗比と温度係数の双方の一致を求めるならば、IC 化された計装アンプが最適です。シリコン・ウェハ上に形成された薄膜抵抗器の初期許容誤差は $\pm 20\%$ に及びますが、製造工程でレーザ・トリミングされた抵抗間の抵抗比の誤差は 0.01%

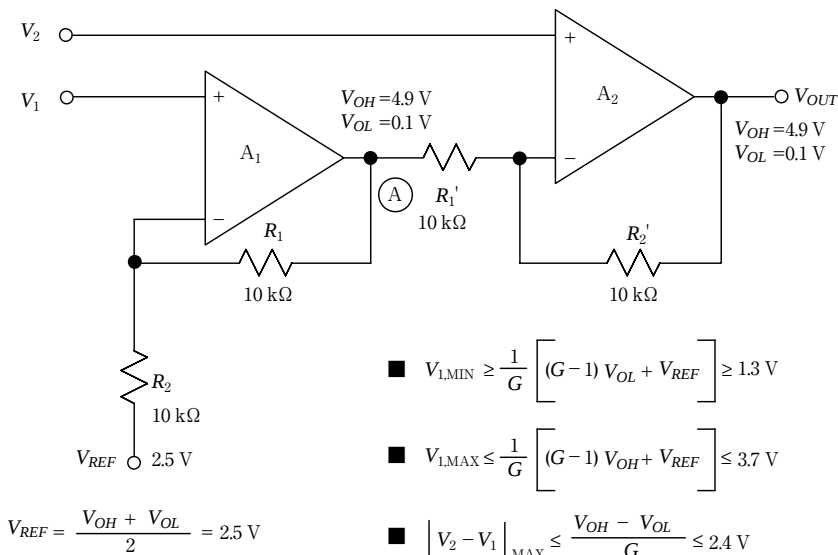
(100 ppm)まで減らすことができます。さらに、薄膜抵抗間の温度係数のトラッキング誤差は本質的に小さく、代表値で3 ppm/°C (0.0003 %/°C)以下となります。

正負電源を使用している場合、通常 V_{REF} はグラウンドへ直接接続されます。単一電源動作の用途では、 V_{REF} は通常、電源電圧の半分に等しい電位の低インピーダンス電圧源に接続されます。図1-8において、 V_{REF} からノードAまでのゲインは R_1/R_2 に等しく、ノードAから出力へのゲインは R_2'/R_1' になります。抵抗比のマッチングが完全であれば、この関係により V_{REF} から出力へのゲインは1になります。CMRを劣化させないためには、 V_{REF} の電圧源インピーダンスが低いことが重要です。

2個のOPアンプを使う構成の計装アンプの大きな欠点の一つは、同相信号電圧の入力範囲と設定ゲインがトレードオフの関係にあるということです。図の A_1 のOPアンプは、 V_1 端子の信号を $(1 + R_1/R_2)$ 倍に増幅しなければなりません。もし、 $R_1 \gg R_2$ ならば(図1-7のような低ゲインの場合)、 V_1 端子にかかる同相信号が大きいと A_1 が飽和してしまい、所望の差動信号を増幅するだけの電圧振幅の余裕がなくなってしまうことでしょう。高ゲインでは($R_1 \ll R_2$ の場合)、A点にはゲインに応じてより大きな電圧振幅の余裕があるので、より大きな同相入力電圧に耐えることができます。

この回路の交流におけるCMRは、 V_1 端子から V_{OUT} 端子までの信号経路に A_1 による

〈図1-8〉単一電源動作の2個のOPアンプを使った計装アンプの動作時の制限 ($V_S = +5\text{ V}$, $G = 2$)



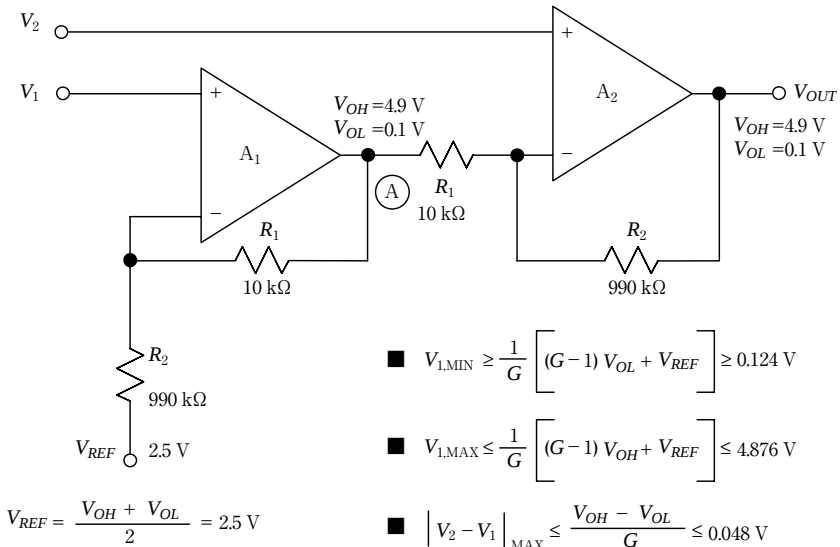
位相ずれが付け加わるので、一般的に良くありません。さらに、二つのアンプは異なるクロードループ・ゲインで動作していて、帯域幅が異なります。図1-7に示したように小容量のトリマ・コンデンサを追加することで、交流でのCMRを多少改善できます。

R_G が付いていない、ゲインの低い($G = 2$)単一電源動作の2 OP アンプ型の計装アンプ回路を、図1-8に示します。同相および差動の入力信号は、 A_1 や A_2 を飽和させない電圧範囲に制限されなければなりません。この例では、OP アンプは電源レールの近傍、0.1 V以内までリニアリティを保つとして、この出力の最大値と最低の制限をそれぞれ V_{OH} 、 V_{OL} と表すことにします。これらの出力電圧の飽和による制約は、単一電源動作のレール・ツー・レール出力 OP アンプ(たとえばAD822 など)では一般的な値です。

図1-8内の式を用いると、 A_1 を飽和させないためには V_1 の電圧が1.3 V～2.4 Vの間にある必要があります。 V_{REF} 端子が V_{OH} と V_{OL} の平均値(2.5 V)に接続されていることに注意しましょう。これにより、2.5 Vを基準電位とした V_{OUT} に対して両極性の差動入力動作が可能になります。

図1-9には、ゲインを高くした($G = 100$)、単一電源動作の2 OP アンプ型の計装アンプ回路を示しています。同じ式を用いると、 V_1 端子の電圧は今度は0.124 V～4.876 Vの間で振れることができます。両極性の入出力を考慮して、ここでも V_{REF} を2.5 Vとして

〈図1-9〉 図1-8の単一電源動作の計装アンプの $V_s = +5\text{ V}$ 、 $G = 100$ のときの制約



います。

以上のように、単一電源動作の通常の2 OP アンプ型の計装アンプ回路のアーキテクチャには、本質的な制約があることがわかります。これは、設定したゲインに対して許容できる同相入力範囲が制約されるということです。あるいは逆に、設定した同相入力範囲に対して設定可能なゲインの範囲が制約されると見ることもできます。

仮に OP アンプが完全で出力の飽和電圧がゼロであったとしても、図 1-7 ～ 図 1-9 で示した基本的な 2 OP アンプ型の回路構成では、必要なゲインと同相入力電圧を両立できない状況がいくらでも起きます。

まとめると、ゲインの大小にかかわらず、単一電源で動作するこの計装アンプの基本構成では、同相入力電圧がゼロであってはならないということになります。単一電源動作でのこれらの制約を解消する唯一の方策は、計装アンプのアーキテクチャを変更することになります。

● 2 個の OP アンプを使用する単一電源動作の計装アンプ AD627

ここまでで述べてきた同相入力についての制約は、基本回路にいくつかの重要な変更を施すことで解消できます。図 1-10 に示す回路は、これらの変更が組み込まれた AD627 計装アンプのアーキテクチャです。

この回路では、2 個の OP アンプのそれぞれは、エミッタ接地 PNP トランジスタによる入力段とそれに続く増幅段により構成されていて、それぞれを Q_1/A_1 、 Q_2/A_2 と示してあります。PNP トランジスタはゲインを得るだけでなく、入力信号を約 0.5 V *1 正側にレベル・シフトしていて、同相入力は負電源ラインから 0.1 V 低い電圧まで許容されます。許容できるプラス側の最大入力電圧は正電源ラインから 1 V 低い電圧です。

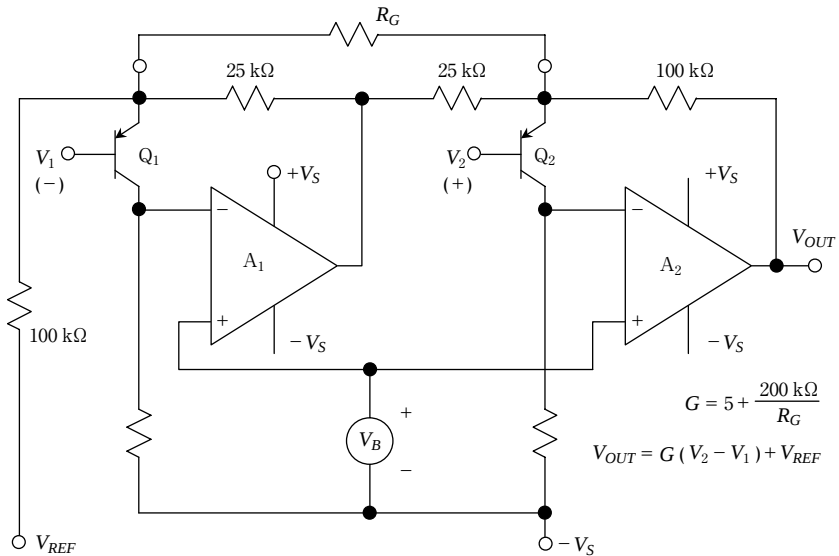
AD627 計装アンプはレール・ツー・レール出力が可能で、広い電圧範囲で動作します (+2.7 V ～ ±18 V)。外付けのゲイン設定抵抗 R_G なしでは、最小ゲインは 5 になります。この外付け抵抗によって、1000 までのゲインが設定できます。単一 3 V 電源、 $G = 5$ で動作させた AD627B の CMR は、60 Hz において信号源の不均衡が 1 k Ω の場合で 85 dB が得られます。

AD627 は 2 OP アンプ型の計装アンプではありますが、図 1-7 の基本形とは違って CMR が周波数特性の制約を受けないことは大事なポイントです。特許取得の回路により、AD627 の CMR は、従来の個別部品による 2 OP アンプ型の計装アンプで得られるよりもずっと高い周波数まで一定に保たれているのです。

AD627 のデータシートでは、許容できる入出力電圧範囲をゲインと電源電圧の関数と

* 1 : 【訳注】トランジスタ Q_1 と Q_2 の V_{BE}

〈図 1-10〉AD627 計装アンプのアーキテクチャ



して詳しく説明しています [参考文献 (7) を参照]。それに加えて、アナログ・デバイセズ社の Web サイトでは、AD627 を含む多くの計装アンプについて、これらのパラメータによる計算をサポートする対話型設計ツールを使うことができます。

AD627 の仕様のポイントを表 1-1 にまとめておきます。AD627 は低消費電力の単一電源動作可能なデバイスとして設計されていますが、一般的な $\pm 15 \text{ V}$ といった高い電源電圧でも優れた性能を発揮します。

〈表 1-1〉AD627 計装アンプの重要な仕様

- ・ 広い電源電圧範囲： $+2.7 \text{ V} \sim \pm 18 \text{ V}$
- ・ 入力電圧レンジ： $-V_S - 0.1 \text{ V} \sim +V_S - 1 \text{ V}$
- ・ 消費電流： $85 \mu\text{A}$
- ・ ゲイン範囲： $5 \sim 1000$
- ・ 最大入力オフセット電圧 (AD627B)： $75 \mu\text{V}$
- ・ 最大オフセット・ドリフト (AD627B)： $10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$
- ・ ゲイン誤差： 10 ppm
- ・ $CMR@60 \text{ Hz}$ ： 85 dB (ソース・インピーダンス $1 \text{ k}\Omega$, $G = 5$)
- ・ 入力ノイズ電圧： $3 \mu\text{V}_{\text{p-p}}$ ($0.1 \text{ Hz} \sim 10 \text{ Hz}$, $G = 5$)

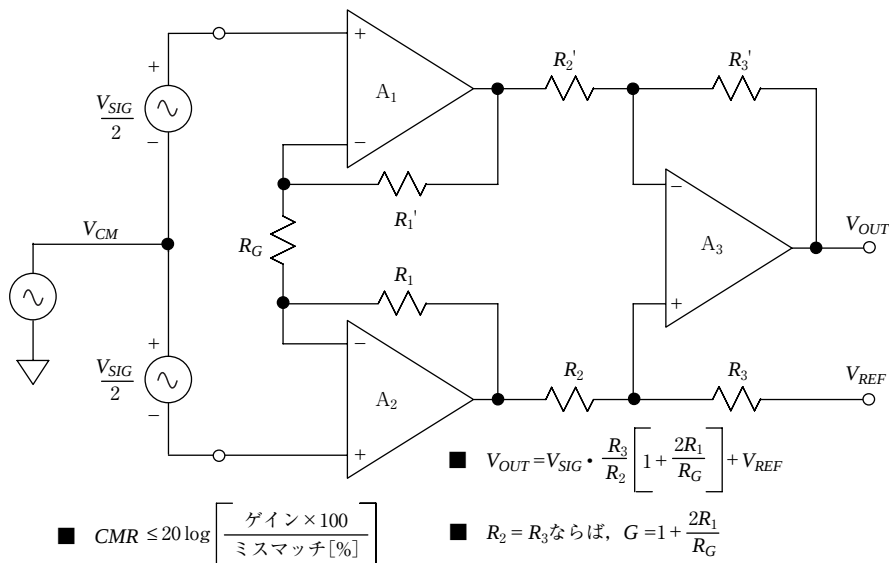
● 3個のOPアンプを使った計装アンプ

二番目によく目にする計装アンプのアーキテクチャは、図1-11に示されるように3個のOPアンプを使う基本構成になっています。この回路は一般に、3 OPアンプ型計装アンプと呼ばれています。

抵抗 R_G により、このアンプ全体のゲインが決定されます。計装アンプによっては、この部分が内蔵抵抗であったり、外付け抵抗であったり、あるいは（ソフトウェアやピンの接続による）プログラマブルな抵抗であったりします。この回路構成での CMR は、 R_3/R_2 と R_3'/R_2' の抵抗比のマッチングに依存します。さらに、同相信号は設定ゲインにかかわらず、増幅されません。これは、OPアンプの入力端子間がほぼ同電位であるので R_G の両端に同相電圧が発生せず、この抵抗に同相電流が流れないからです。

A_1 - A_2 のアンプにおいて差動ゲインと同相ゲインの比が大きいことの結果として、理論上この計装アンプの CMR は、ゲインに比例して増加します。すべての設定ゲインで、大きな同相信号 (A_1 - A_2 の OPアンプの動作範囲であることが条件) を扱うことが可能になっています。さらに、この回路構成の対称性により、入力アンプでの同相誤差は、それらが同程度ならば、出力段の減算アンプにより相殺される傾向になります。これらの特徴により、この3 OPアンプ型の計装アンプ回路構成が最良の性能を発揮するものとして広く使

〈図1-11〉3 OPアンプ型計装アンプ



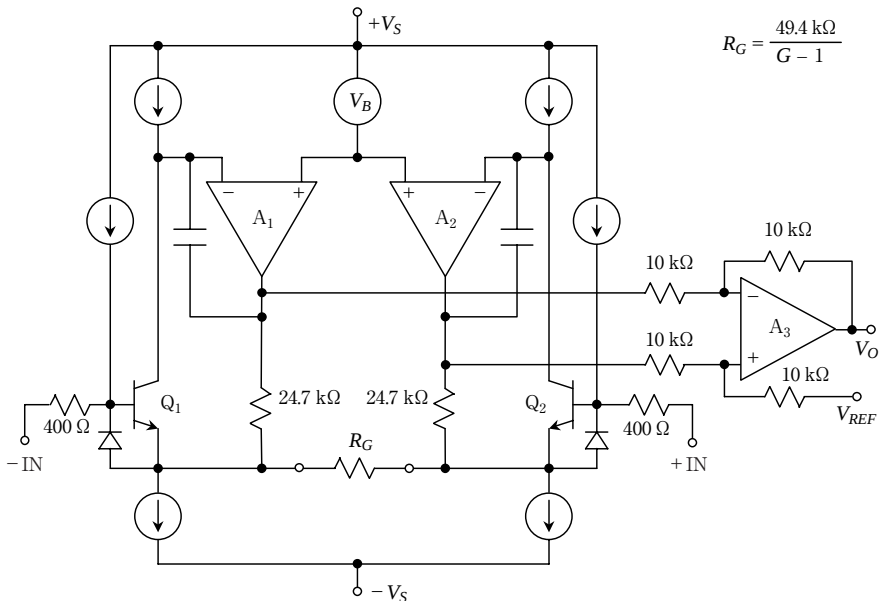
われているのです。

古典的な3 OP アンプ型の計装アンプの回路構成は、多くのモノリシック IC 化された計装アンプで用いられてきました [参考文献 (8) と (9) を参照]。内部の3個の OP アンプの良好なマッチングに加えて、レーザ・トリムされた薄膜抵抗器を使うことで、より優れたマッチングの抵抗比とゲイン精度が、個別の精密 OP アンプと抵抗ネットワークで回路を組む場合よりはるかに低コストで可能になりました。AD620 はモノリシック IC 化された計装アンプ技術の優れた代表例です [参考文献 (10) を参照]。図 1-12 にその回路を簡略化して示します。

AD620 は非常によく使用される計装アンプであり、 $\pm 2.3 \text{ V} \sim \pm 18 \text{ V}$ の電源電圧で性能が規定されています。1 kHz での入力ノイズは $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ しかありません。Q₁ と Q₂ にはスーパーベータ・トランジスタを使うことで、最大入力バイアス電流はわずか 1 nA になっています。

過大入力に対しては、トランジスタ Q₁ と Q₂ のエミッタ・ベース間に接続されたダイオードと 400 Ω の電流制限用の薄膜抵抗によって保護されています。ゲイン G は式 (3-4) に示すように外付けの抵抗 R_G で設定されます。

〈図 1-12〉AD620 計装アンプの簡略化した回路



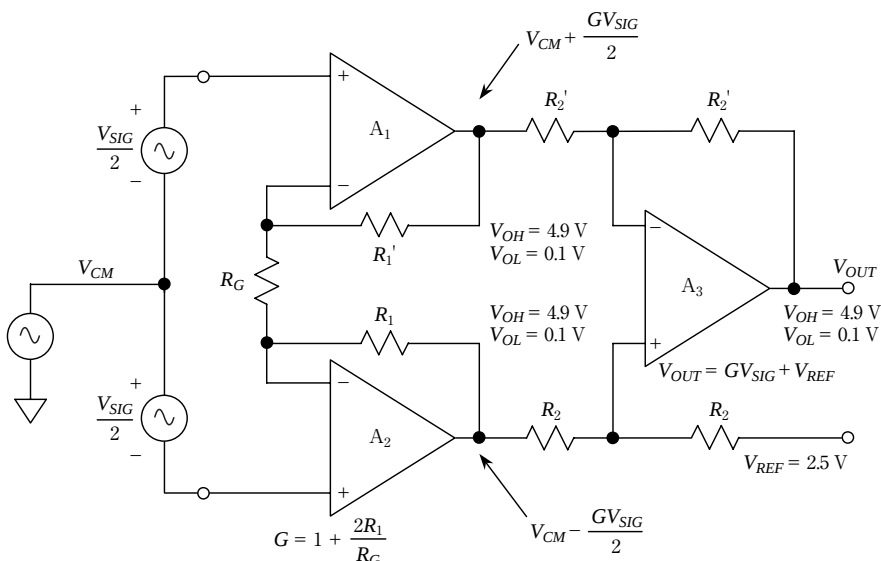
$$G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{R_G} + 1 \dots\dots\dots (3-4)$$

この式と図1-12からわかるように、標準的な1%や0.1%の誤差をもつ抵抗器を使って、ゲインを一般的な値に設定できるよう、AD620の内蔵抵抗は微調整されています。

2 OP アンプ型の計装アンプ回路の場合と同様に、3 OP アンプ型の計装アンプを単一電源動作で使うには、内部ノード電圧についてよく理解することが必要です。図1-13は、+5 V 単一電源で動作する計装アンプを一般化したものです。個々のOP アンプが出力できる電圧の最大値と最小値を、それぞれ V_{OH} (最大出力電圧) および V_{OL} (最小出力電圧) として示しています。

ここで、同相電圧から A_1 と A_2 の出力へのゲインが1であることに注目してください。これらの出力での同相電圧と信号電圧の合計が、アンプの出力可能な電圧範囲内でなければならないということです。明らかに、この回路構成は同相入力電圧がゼロであったり、+5 V であったりする場合はいけません。なぜなら、 A_1 と A_2 が飽和してしまうからです。2 OP アンプ型の計装アンプと同様に、出力電圧のリファレンス点は両極性の差動入力信号を扱えるように V_{OH} と V_{OL} の中間点に置かれます。

〈図1-13〉5 V 単一電源動作の3 OP アンプ型計装アンプでの制約



先に解説した AD627 のように、単一電源で動作する優れた計装アンプが多くあるのですが、最高性能のデバイスは今でも伝統的な正負両電源動作で規定されたものになります。まさに AD620 がそれにあたります。アプリケーションによっては、正負両電源動作用に設計された AD620 のようなデバイスでも、単一電源で動作させても完全な精度を発揮することができます。

●単一電源で動作する精密な複合型計装アンプ

高精度と単一電源動作を両立させる方法の一つは、一般に使われる多くのセンサの出力電圧が（たとえばストレイン・ゲージなど）、その原理上、電源電圧や基準電圧のおおよそ半分あたりを中心にして動作することを利用することです。この基本を利用すると、信号を処理する計装アンプの入力に中間電位のバイアスを与えることができます。結果として、入力グラウンドや正側の電源電圧付近で動作する必要がなくなり、計装アンプは精度を落とさずに動作できます。

このような動作条件では、中間電位に対して動作する両電源用計装アンプ AD620 の後にレール・ツー・レール OP アンプによる増幅段を作ることで、非常に高い直流精度を得ることができます。図 1-14 は、そのような 5 V 単一電源で動作する高性能な計装アンプの一例を示しています。

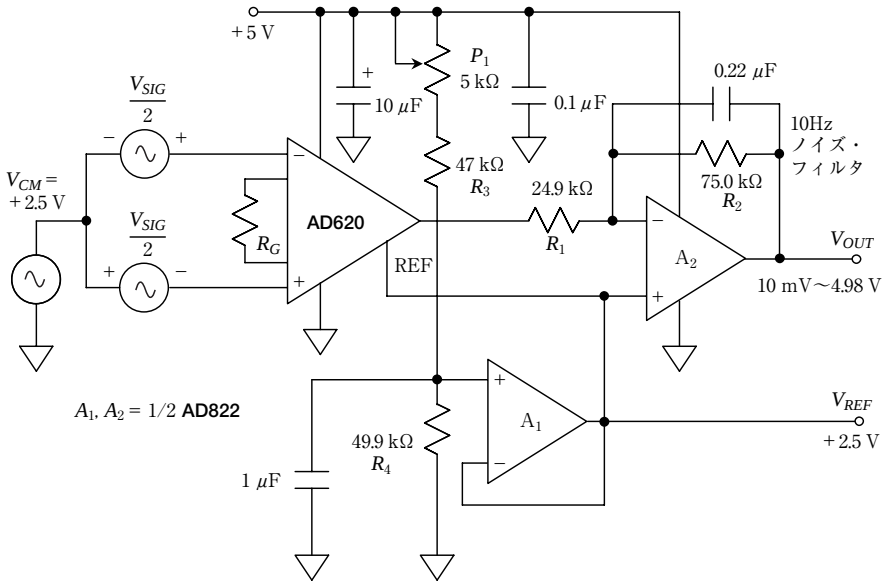
この回路は、AD620 を低コストで精密な計装アンプとして入力段に使い、続く出力段に A_1 および A_2 として AD822 デュアル JFET レール・ツー・レール OP アンプを使っています。出力段は固定ゲイン 3 で動作していて、全体のゲインは R_G で設定されます。

この回路において、 R_3 と R_4 は電源電圧を半分にして公称 2.5 V にする分圧器です。微調整は可変抵抗器 P_1 で行います。この電圧は A_1 、つまりボルテージ・フォロワの入力に加えられていて、バッファされて低インピーダンスの電圧源として、AD620 のリファレンス入力ピンを駆動しています。同時に、これが出力電圧に対する出力基準電圧 V_{REF} にもなっています。これにより、両極性出力の V_{OUT} の基準電位はグラウンドでなく、この 2.5 V になります。このようにして、回路全体は単一電源で動作しています。

AD822 の残り半分はゲイン 3 の反転増幅器として接続されていて、 ± 2.5 V をレール・ツー・レールで出力した場合でも、AD620 の出力は ± 0.83 V ですむようになっています。この出力レベルは AD620 が楽に扱える範囲ですので、フロントエンド部は高リニアリティで動作することが保証されます。

この複合型計装アンプのゲインを表す式は、AD620 のゲインと反転増幅器のゲインの積の形で与えられます。

〈図1-14〉OPアンプを組み合わせたレール・ツー・レール出力をもつ単一電源動作の精密計装アンプ



$$G = \left(\frac{49.4\text{k}\Omega}{R_G} + 1 \right) \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \dots\dots\dots (3-5)$$

この例では、全体のゲインは10倍で、 $R_G = 21.5\text{k}\Omega$ （もっとも近い標準値）を使うことで得られています。表1-2には、ゲイン10～1000の間で、さまざまな R_G の値によるゲインと得られる性能をまとめてあります。

このアプリケーションでは、リニアリティを保つためにはAD620のいずれの入力も+2V～+3.5Vを許容入力電圧としなくてはなりません。たとえば、全体のゲインが10の場合の同相入力範囲は、 V_{REF} に対して出力の±2.5Vのシングに相当する±0.25Vフルスケールの差動入力がとれるように、2.25V～3.25Vの間になります。

出力バッファを反転型の構成にしてあるのは、バッファA₂の帰還回路のサミング・ポイントへの電流を調整することで計装アンプの出力オフセット電圧に対処するためです。このオフセット調整電流は外付けのD-Aコンバータ、あるいは基準電圧に接続された抵抗から与えることができます。

AD822によるレール・ツー・レール出力段はとてもきれいな過渡応答を示し、ゲイン

〈表 1-2〉+5 V 単一電源動作の AD620/AD822 複合型計装アンプの性能のまとめ

ゲイン	R_G [Ω]	入力オフセット [μV]	ドリフト [$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$]	非直線性 [ppm]*1	帯域 [kHz]*2
10	21.5 k	1000	1000	50 以下	600
30	5.49 k	430	430	50 以下	600
100	1.53 k	215	215	50 以下	300
300	499	150	150	50 以下	120
1000	149	150	150	50 以下	30

* 1 : 非直線性は出力レンジ $0.1\text{ V} < V_{OUT} < 4.90\text{ V}$ で測定

* 2 : 10 Hz ノイズ・フィルタなし

〈表 1-3〉AD623 計装アンプの重要な仕様項目

- ・広い電源電圧範囲：+3 V $\sim$ $\pm 6\text{ V}$
- ・入力電圧レンジ： $-V_S - 0.15\text{ V} \sim +V_S - 1.5\text{ V}$
- ・最大消費電流：575 μA
- ・ゲイン範囲：1 $\sim$ 1000
- ・最大入力オフセット電圧 (AD623B)：100 μV
- ・最大オフセット・ドリフト (AD623B)：1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- ・ゲイン誤差：50 ppm
- ・ $\text{CMR}@60\text{ Hz}$ ：105 dB (ソース・インピーダンス 1 k Ω , $G \geq 100$)
- ・入力ノイズ電圧：3 $\mu\text{V}_{\text{p-p}}$ (0.1 Hz $\sim$ 10 Hz, $G = 1$)

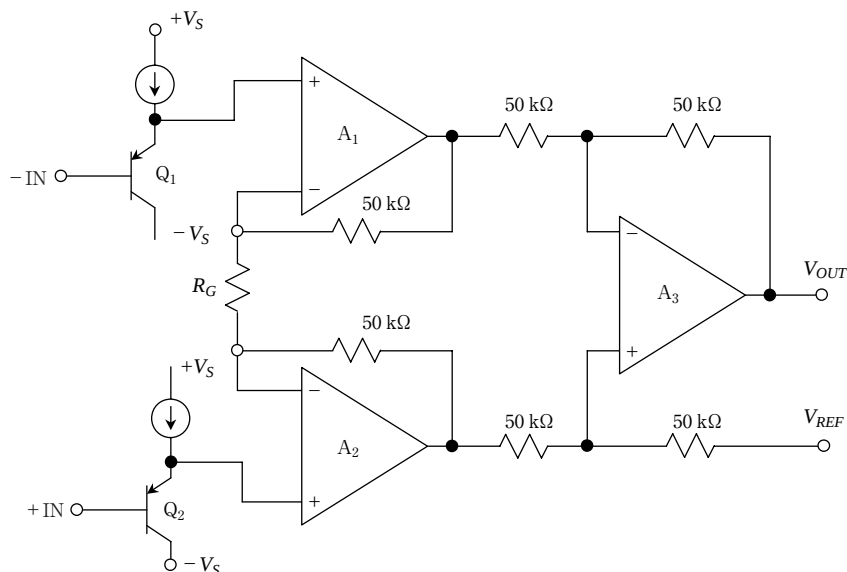
が 300 にいたるまで、小信号帯域は 100 kHz を越えます。 V_{OUT} が 0.1 V $\sim$ 4.9 V の間で優れたリニアリティが維持されていることに注目してください。

不要ノイズをひろうことによる影響を減らすために、 A_2 の帰還抵抗にフィルタ用コンデンサを付けて必要な周波数帯域に制限することを推奨します。このコンデンサと R_2 とで 1 次のローパス・フィルタを形成します。この定数での遮断周波数は 10 Hz ですが、変更は容易です。このコンデンサには、ポリプロピレンなどの高品質のフィルム・コンデンサを選ぶべきです。

● AD623 計装アンプ

先に解説した 2 OP アンプ型の計装アンプと同様に、単一電源動作で使う 3 OP アンプ型の計装アンプで広い同相入力範囲を達成するには、設計に特別な注意を払わなければなりません。図 1-15 に示す AD623 単一電源動作計装アンプの回路構成は、魅力的な解決方法を提示しています [参考文献 (11) 参照]。このデバイスでは、 Q_1 と Q_2 の PNP エミッタ・フォロワによるレベル・シフトによって、負電源側より 150 mV 低いレベルから正電源の 1.5 V 以内までの入力が可能になっています。AD623 は +3 V $\sim$ +12 V の単一電源動

〈図 1-15〉AD623 単一電源動作計装アンプのアーキテクチャ



作と、 $\pm 2.5\text{ V} \sim \pm 6\text{ V}$ の両電源動作の双方で性能が規定されています。

AD623のデータシート[参考文献(11)]は、ゲインと電源電圧を関数とした入出力の許容電圧範囲について、優れた解説とデータを含んでいます。さらに、アナログ・デバイセズ社のWebサイトでは、AD623を含む多くの計装アンプについて、これらのパラメータに関連した計算をサポートする対話型の設計ツールを使うことができます。

AD623の重要な仕様項目をまとめたものを表 1-3 に示します。

1-3 計装アンプの直流誤差とノイズの原因

計装アンプの直流誤差やノイズ仕様は、通常のOPアンプのものとは少し異なっています。そのために、誤差要因について十分に理解しておくことが重要です。

● 直流誤差

通常、計装アンプのゲインは一つの抵抗で設定されます。それが外付け抵抗である場合、その値は必要なゲインに応じて計算式から求めるか、あるいはデータシートにある表から

選ばれることになります。

ウェハ上のレーザ・トリミングで絶対値を調整してあるので、ユーザはこの抵抗1本を使ってゲインを精度よく設定することができるのです。すなわち、この抵抗の絶対的な精度と温度係数が、計装アンプのゲイン精度とドリフト特性に直接的な影響を与えるのです。外付け抵抗と計装アンプ内の薄膜抵抗の温度係数が厳密に一致することはありませんので、低い温度係数(25 ppm 以下)の、できれば0.1%かそれ以上の精度の金属皮膜抵抗を使うべきです。

しばしば、1～1000、あるいは1～10000というゲイン範囲が規定されているように、多くの計装アンプは高いゲインで動作します。しかし、製造メーカはこのような高ゲインでは、特定の性能を保障していません。実際のところ、ゲイン設定抵抗が小さい値になると、金属配線や接続ワイヤによる誤差が顕著になります。これらの誤差は、ノイズとドリフトの増加と同様に、単一段で高いゲインを得ることを非現実的にするかもしれません。さらに、高いゲインでは出力に表れる入力オフセット電圧が目立つようになります。たとえば、ゲイン10000倍では0.5 mVの入力オフセット電圧が出力では5 Vにもなってしまいます。高いゲインでは、計装アンプをプリアンプとして用い、さらに増幅するにはポスト・アンプを使うのが良い手法になります。

AD621のようなピン接続でゲインを設定できる計装アンプでは、ゲイン設定抵抗が内蔵されていて、よくマッチングが取れています。そのためデバイスのゲイン精度とゲイン変動の仕様にその効果が表れています。その点を除けば、AD621は外付け抵抗でゲインを設定するAD620と全般的によく似ているデバイスです。

ゲイン誤差とは、ゲインの規定式からのずれの最大値をいいます。工場で微調整されるAD624Cのようなモノリシック計装アンプのゲイン誤差は非常に小さく、その最大誤差はゲイン1の場合で0.02%、ゲイン500の場合で0.25%が代表値であるくらい高精度です。ゲイン誤差は、ゲインが大きくなるほど増加することに注意が必要です。外付けするゲイン設定回路により正確にゲインを設定できるわけですが、外付け抵抗の温度係数と個々の抵抗間の温度の差のどれもが全体のゲイン誤差の原因になります。もし、最終的にデータがデジタル化されてデジタル・プロセッサに渡される場合には、既知の基準電圧を測定して、定数倍することでゲイン誤差を補正することが可能でしょう。

ノンリニアリティ(非直線性)は、入出力特性のプロットの直線からのずれの最大値により定義されます。この直線は、実際の伝達関数の始まりと終わりの間を結んで描かれるものです。高品質の計装アンプのゲインのノンリニアリティは通常0.01%(100 ppm)かそれ以下であり、推奨されるゲイン範囲では、ゲインの大小はあまり影響しません。

計装アンプの入力オフセット電圧には、二つの要素があります(図1-16を参照)。入力オフセット電圧 V_{OSI} は、計装アンプの出力にゲイン G 倍されて現れる入力でのオフセッ

ト成分です。出力オフセット電圧 V_{OSO} は、ゲインとは無関係です。

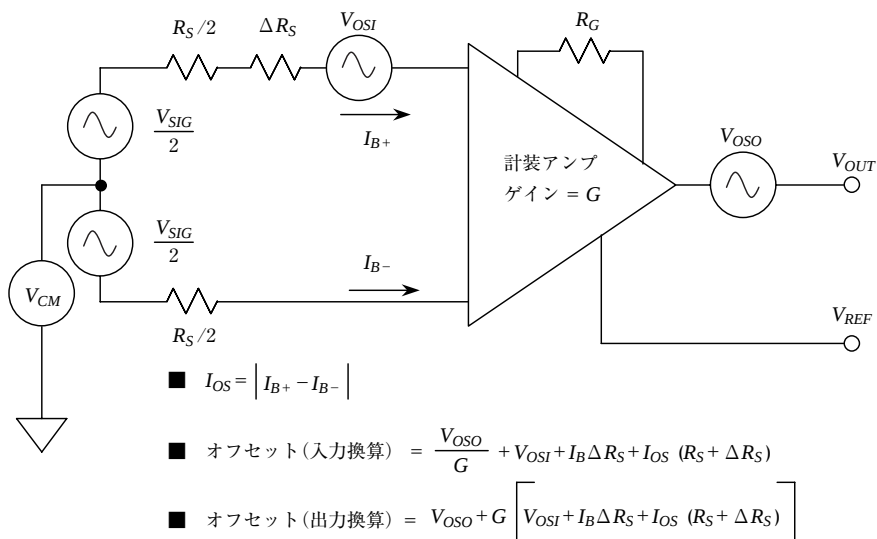
低いゲインでは、出力オフセット電圧が支配的です。一方、高いゲインでは、入力オフセット電圧が支配的になります。出力オフセット電圧のドリフトは、通常 $G = 1$ の場合のドリフトとして定義されます（入力側の影響が大きくない条件）。その一方、入力オフセット電圧のドリフトは、高いゲイン時のドリフトとして示されます（これは出力オフセットの影響が無視できる状態）。

合計した出力に現れるオフセット誤差は、入力換算 (RTI) として、 $V_{OSI} + V_{OSO}/G$ に等しくなります。計装アンプのデータシートでは V_{OSI} と V_{OSO} を別々に規定しているかもしれませんが、あるいは各ゲインに対応した合計した入力換算オフセット電圧を記載しているかもしれません。

入力バイアス電流もまた、計装アンプ回路のオフセット誤差を発生させます（図 1-16 参照）。ブリッジ回路でよく見受けられるように、信号源抵抗 R_S が ΔR_S だけバランスを崩したとすると、バイアス電流に起因して大きさが $I_B \times \Delta R_S$ である入力オフセット電圧が追加されます（ここで、 I_{B+} と I_{B-} はほぼ等しいと仮定し、その値を I_B としている）。この誤差はゲイン G 倍されて、出力に反映されることになります。

入力オフセット電流 I_{OS} は、信号源抵抗 $R_S + \Delta R_S$ の両端に、 $I_{OS} \times (R_S + \Delta R_S)$ の大き

〈図 1-16〉計装アンプのオフセット電圧のモデル



さの入力オフセット電圧を発生させますが、これもまたゲイン G 倍されて出力に表れます。

計装アンプの同相信号による誤差は、ゲインと周波数の関数になります。アナログ・デバイセス社は一般的に計装アンプの CMR を、信号源インピーダンスの不均衡が $1\text{ k}\Omega$ である状態について、周波数 60 Hz で規定しています。入力換算の同相信号誤差は、同相電圧 V_{CM} を同相信号除去比 ($CMRR$) で割ることで得られます。

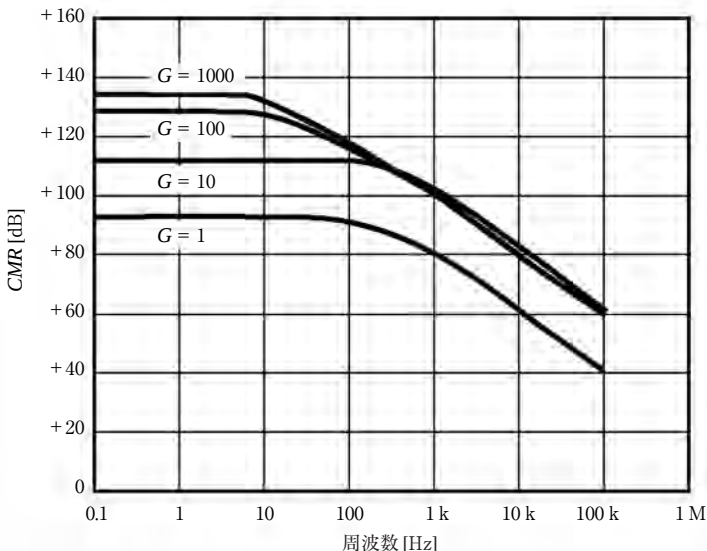
図 1-17 は AD620 計装アンプの CMR を信号源インピーダンスの不均衡が $1\text{ k}\Omega$ ある状態で、周波数の関数として表したものです。

電源変動除去 (PSR) もゲインと周波数の関数になります。計装アンプでは、正負それぞれの電源からの影響の受けやすさを、図 1-18 で示す AD620 の例のように規定するのが慣習になっています。入力換算した電源変動による誤差は、電源電圧の公称値からの変動を電源変動除去比 ($PSRR$) で割ることで得られます。

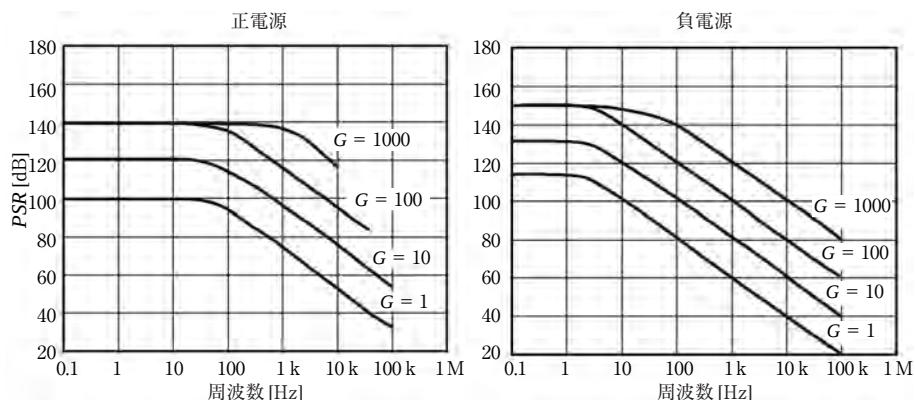
高い周波数での電源変動除去が劣化するために、計装アンプの二つの電源ピンにはデカップリング・コンデンサを付けることが必要です。高周波に対しては、低インダクタンスのセラミック・コンデンサ ($0.01 \sim 0.1\text{ }\mu\text{F}$) が適当です。低 ESR の電解コンデンサも低周波でのデカップリングのために、基板に何箇所か配置するべきです。

これらのデカップリングの要件は、OP アンプやデータ・コンバータを含むすべてのリ

〈図 1-17〉AD620 計装アンプの CMR の周波数特性 (信号源インピーダンスの不均衡が $1\text{ k}\Omega$ ある状態)



〈図 1-18〉AD620 計装アンプの PSR の周波数特性



ニア・デバイスに対してあてはまるものです。電源のデカップリングについてのさらに詳細な解説は第5巻（原著では Chapter-7）で行われています。

さて、これですべての直流誤差の発生原因が考慮されたので、表1-4に示すように、すべての誤差要因を計装アンプの入力へ換算することで、直流誤差の最悪値を見積もることができます。

直流誤差を出力換算（RTO；referred to output）の誤差に変換するには、入力換算（RTI；referred to input）の直流誤差をゲイン倍するだけで済みます。

〈表 1-4〉入力換算した計装アンプの直流誤差

誤差要因	入力換算値
ゲイン精度 G_A [ppm]	$G_A \times \text{フルスケール入力}$
ゲイン非直線性 G_N [ppm]	$G_N \times \text{フルスケール入力}$
入力オフセット電圧 V_{OSI}	V_{OSI}
出力オフセット電圧 V_{OSO}	$V_{OSO} \div G$
入力バイアス電流 I_B (ΔR_S への流れ込み)	$I_B \Delta R_S$
入力オフセット電流 I_{OS} (R_S への流れ込み)	$I_{OS} (R_S + \Delta R_S)$
入力コモンモード電圧 V_{CM}	$V_{CM} \div CMRR$
電源変動 ΔV_S	$\Delta V_S \div PSRR$

●計装アンプのノイズ源

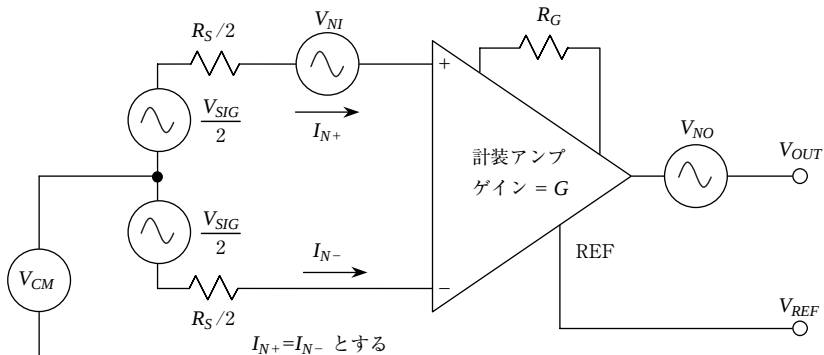
計装アンプを使う第一の理由は微小な精密信号を増幅するためなので、関連するすべてのノイズ源による影響を理解することが重要です。図 1-19 に計装アンプのノイズ・モデルを示します。

入力電圧のノイズ源は二つあります。一つ目のノイズ源は、通常の OP アンプ回路と同様に入力に直列に入ったノイズ源 V_{NI} として表されます。このノイズは、計装アンプのゲイン G 倍されて出力に表れます。二つ目のノイズ源は出力ノイズ V_{NO} であり、計装アンプの出力に直列に入るノイズ電圧として表されます。図では出力ノイズを V_{OUT} に直列として示してありますが、これはゲイン G で割ることで入力換算になります。

また、入力ノイズ電流 I_{N+} と I_{N-} という二つのノイズ源があります。 I_{N+} と I_{N-} は通常同等 (I_{N+} は I_{N-} とほぼ同じ大きさで、それを I_N とする) ですが、無相関なので、ノイズを合計するには、それぞれを 2 乗して加えて平方根 (RSS ; root-sum-squares) をとらなければなりません。 I_{N+} は R_S の 2 分の 1 を流れ、 I_{N-} は残りの半分を流れます。これにより二つのノイズ電圧が発生し、それぞれの振幅は $I_N \cdot R_S/2$ になります。これらの二つのノイズ電圧は、それぞれ計装アンプのゲインで G 倍されて出力に表れます。

以上の四つのノイズ源を RSS で合計することで、全出力ノイズが計算されます。

〈図 1-19〉計装アンプのノイズ・モデル



$$\blacksquare \text{ ノイズ(入力換算)} = \sqrt{BW} \cdot \sqrt{\frac{V_{NO}^2}{G^2} + V_{NI}^2 + \frac{I_N^2 R_S^2}{2}}$$

$$\blacksquare \text{ ノイズ(出力換算)} = \sqrt{BW} \cdot \sqrt{V_{NO}^2 + G^2 \left[V_{NI}^2 + \frac{I_N^2 R_S^2}{2} \right]}$$

$$\blacksquare BW = 1.57 \times \text{計装アンプの帯域幅 (ゲイン} = G \text{ のとき)}$$

$$\text{ノイズ (RTO)} = \sqrt{BW} \sqrt{V_{NO}^2 + G^2 \left(V_{NI}^2 + \frac{I_{N+}^2 R_S^2}{4} + \frac{I_{N-}^2 R_S^2}{4} \right)} \quad \dots\dots\dots (3-6)$$

ここで, $I_{N+} = I_{N-} = I_N$ とすると,

$$\text{ノイズ (RTO)} = \sqrt{BW} \sqrt{V_{NO}^2 + G^2 \left(V_{NI}^2 + \frac{I_N^2 R_S^2}{2} \right)} \quad \dots\dots\dots (3-7)$$

入力換算での全ノイズは, 上記の式を計装アンプのゲイン G で割ったものになります。

$$\text{ノイズ (RTI)} = \sqrt{BW} \sqrt{\frac{V_{NO}^2}{G^2} + \left(V_{NI}^2 + \frac{I_N^2 R_S^2}{2} \right)} \quad \dots\dots\dots (3-8)$$

計装アンプのデータシートでは, 入力換算の全ノイズ電圧は, しばしばゲインの関数として表されます。このノイズ周波数密度には, 入力 (V_{NI}) 側と出力 (V_{NO}) 側の両方のノイズへの影響が含まれています。入力のノイズ電流の周波数密度は, これとは別に規定されています。

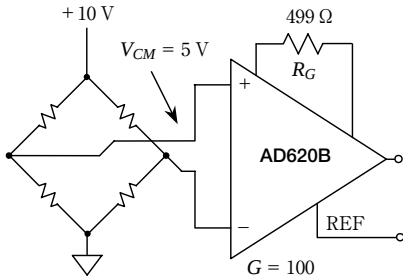
OP アンプの場合と同様に, 計装アンプのノイズの実効値を計算するには, 入力換算の全ノイズを計装アンプのクロズドループ帯域幅にわたって積分しなければなりません。その帯域幅は, データシートにある (ゲインの関数である) 周波数応答特性カーブから決定することができます。

この帯域幅についてノイズ計算で少々注意が必要なのは, 電圧帰還型 OP アンプのように, 一定の帯域幅との掛け算にはならないことがしばしばあることです。たとえば AD620 計装アンプ・ファミリの場合では, ゲイン帯域幅の特性は電流帰還型 OP アンプの特性に似たものになっています。そのような場合, あるゲインに対する帯域幅を推定する一番安全な方法は, データシートに掲載されている特性カーブを使うことになります。

●計装アンプによるブリッジ・アンプの誤差分布の解析

代表的なアプリケーションにおける, 計装アンプの誤差要因を理解することは重要です。図 1-20 は 10 V 電源を印加した場合に, フルスケールで 100 mV を出力する 350 Ω のロード・セル回路を表しています。AD620 は外付けの 499 Ω のゲイン設定抵抗によって, ゲイン 100 になっています。図中の表は, それぞれの誤差要因が調整不可能な誤差の総和である 2145 ppm にどのように寄与しているかを示しています。しかしながら, ゲイン, オフセット, そして同相信号誤差はすべてシステムの校正で取り除けることに注意してください。残る誤差要因, つまりゲインのノンリニアリティと 0.1 Hz ~ 10 Hz でのノイズは校正で取り除くことは不可能で, 最大限のシステムの分解能を 42.8 ppm (およそ 14 ビツ

〈図 1-20〉AD620B ブリッジ・アンプの直流誤差の配分



350Ω, 100 mV FS

ロード・セル

AD620B @ +25℃, ±15 V

$V_{OSI} + V_{OSO}/G = 55 \mu\text{V}_{\text{max}}$

$I_{OS} = 0.5 \text{ nA}_{\text{max}}$

ゲイン誤差 = 0.15 %

ゲイン非直線性 = 40 ppm

0.1 Hz ~ 10 Hz ノイズ = 280 nV_{p-p}

CMR=120 dB @ 60 Hz

最大誤差, +25℃

フルスケール: $V_{IN} = 100 \text{ mV}$, $V_{OUT} = 10 \text{ V}$

V_{OS}	$55 \mu\text{V} \div 100 \text{ mV}$	550ppm
I_{OS}	$350 \Omega \times 0.5 \text{ nA} \div 100 \text{ mV}$	1.8ppm
ゲイン誤差	0.15 %	1500ppm
ゲイン非直線性	40 ppm	40ppm
CMR誤差	120dB $1 \text{ ppm} \times 5 \text{ V} \div 100 \text{ mV}$	50ppm
0.1 Hz ~ 10 Hz 1/f ノイズ	$280 \text{ nV} \div 100 \text{ mV}$	2.8ppm
総合誤差	≈ 9ビット精度	2145ppm
分解能	≈ 14ビット精度	42.8ppm

ト分解能に相当) に制約しています。

もちろんこれは説明用の一例ですが、ゲインの非直線性と低周波ノイズといった、性能を制限する誤差要因に注意を払うことの重要性を知るうえで役立ちます。

●計装アンプの性能

表 1-5 は、基本的に正負両電源での動作用に設計された精密計装アンプの一覧表です。AD620 は +5 V 単一電源で動作可能 (図 1-14 参照) ですが、入力も出力もレール・ツー・レールではない点に注意が必要です。

この表を見ることで、システムの最大性能を引き出すために重要な誤差要因について確認することができます。たとえば表から、ゲイン 100 のブリッジ回路である図 1-20 で、AD620B のかわりに AD621 を使うと、誤差におけるゲインのノンリニアリティの寄与分が 4 分の 1 に減少することがわかります。

また、先に述べたように、校正で取り除ける出力誤差と、より良い仕様のデバイスを使うことでしか小さくできない誤差とを区別することが大切です。たとえば AD620B と AD622 の仕様を比べると、後者は V_{OS} が大きいことがわかります。しかし、 V_{OS} は校正することが可能ですので、AD622 の V_{OS} が大きいという事実はアプリケーションでは重

要ではありません。ゲインのノンリニアリティはAD620とAD622で同じなので、自動校正を行うシステムではどちらも同程度の性能になるでしょう。一方、表からわかるように、AD621Bはゲインのリニアリティが良いので、ある場合には望ましいデバイスの選択になります。

表1-6は、単一電源動作用に特別に設計された計装アンプを示したものです。ここでの仕様は+5V単一電源ですが、どのアンプも正負両電源でも使用でき、データシートには双方の動作について規定があります。さらに、AD623とAD627は+3Vの単一電源動作でも動作します。

表にあるAD626は、実は真の計装アンプではなく、電源電圧を越える同相電圧を扱えるように薄膜抵抗の入力アッテネータを設けた差電圧アンプであることに注意してください。このデバイスはもともとハイサイドとローサイドの電流検出用途に設計されたもので、やはり+3Vの単一電源で動作します。

●計装アンプの過大入力保護

データ収集システムのインターフェースとして使われることの多い計装アンプには、し

〈表1-5〉精密計装アンプ ($V_s = \pm 15\text{ V}$, $G = 1000$ でのデータ)

型番	ゲイン精度*1	ゲイン非直線性	V_{OSmax}	V_{OS} ドリフト	CMR_{min}	p-p ノイズ(0.1 ~ 10 Hz)
AD524C	0.5 %/P	100 ppm	50 μV	0.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	120 dB	0.3 μV
AD620B	0.5 %/R	40 ppm	50 μV	0.6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	120 dB	0.28 μV
AD621B *2	0.05 %/P	10 ppm	50 μV	1.6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	100 dB	0.28 μV
AD622	0.5 %/R	40 ppm	125 μV	1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	103 dB	0.3 μV
AD624C *3	0.25 %/R	50 ppm	25 μV	0.25 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	130 dB	0.2 μV
AD625C	0.02 %/R	50 ppm	25 μV	0.25 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	125 dB	0.2 μV
AMP01A	0.6 %/R	50 ppm	50 μV	0.3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	125 dB	0.12 μV
AMP02E	0.5 %/R	60 ppm	100 μV	2 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	115 dB	0.4 μV

* 1 : /P = ビン・プログラマブル, /R = 抵抗プログラマブル

* 2 : $G = 100$

* 3 : $G = 500$

〈表1-6〉単一電源計装アンプ ($V_s = +5\text{ V}$, $G = 1000$ でのデータ)

型番	ゲイン精度*1	ゲイン非直線性	V_{OSmax}	V_{OS} ドリフト	CMR_{min}	p-p ノイズ(0.1 ~ 10Hz)	消費電流
AD623B	0.5 %/R	50 ppm	100 μV	1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	105 dB	1.5 μV	575 μA
AD627B	0.35 %/R	10 ppm	75 μV	1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	85 dB	1.5 μV	85 μA
AMP04E	0.4 %/R	250 ppm	150 μV	3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	90 dB	0.7 μV	290 μA
AD626B *2	0.6 %	200 ppm	2.5mV	6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	80 dB	2 μV	700 μA

* 1 : /P = ビン・プログラマブル, /R = 抵抗プログラマブル

* 2 : 差電圧アンプ, $G = 100$

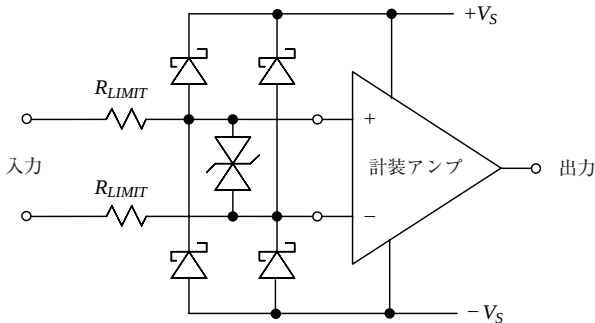
ばしば過大入力がかかります。つまり、設定ゲインに対するフルスケールを越えたレベルの入力電圧がかかるわけです。したがって、デバイスの絶対最大入力定格を十分に吟味する必要があります。OPアンプと同様に、多くの計装アンプの絶対最大入力電圧の仕様は、正負の電源電圧 $\pm V_S$ に等しくなっています。

過大入力防止のために必要なら、場合によっては、外付けの直列抵抗（電流制限用）とクランプ・ダイオードを使うことができます（図1-21参照）。計装アンプによっては、直列抵抗による過大入力防止回路が、初めから組み込まれているものもあります。たとえば、AD620 シリーズは薄膜抵抗を内蔵していて、抵抗サブストレートの絶縁が許容できる電源電圧以上の入力に対処できます。このほかのAMP02やAD524といったデバイスでは、保護用FETの直列接続を使っています。これは、通常動作では低インピーダンスを示しますが、過大電圧による異常状態では高インピーダンスを示します。しかしどの場合でも、安全に印加できる過大電圧には限度があります（図1-21参照）。

ある場合には、最大差動入力電圧を制限するために、入力ピン間にトランジェント電圧サプレッサ (TVS) を追加することが必要になるかもしれません。この手法は、 R_G を小さくして高いゲインで動作している3 OPアンプ型の計装アンプに特に適した手法です。

本大全の第5巻（原著ではChapter-7）では、過大入力電圧とEMI/RFIの防止について、さらに詳しく解説しています。

〈図1-21〉計装アンプの入力過大電圧についての考慮



- ・絶対最大定格についてデータシートで確認すること
- ・ショットキー・ダイオードによるクランプは入力レベルを $\pm V_S \pm 0.3V$ に制限する。
対向接続のツェナー・ダイオードは差動入力レベルを制限する
- ・外付けの抵抗（または内蔵の薄膜抵抗）は入力電流を制限するがノイズを増大させる
- ・計装アンプによっては低ノイズで高い入力保護特性（ $\pm 60V$ 以上、デバイスによる）をもつ直列の保護用FETを内蔵するものもある

1-4 計装アンプの応用

この章の締めくくりとして、いくつかの代表的な計装アンプのアプリケーションをあげながら、計装アンプの特性が非常に有用で、効率的な結果をもたらすことを説明しておきます。

●計装アンプによるブリッジ・アンプ

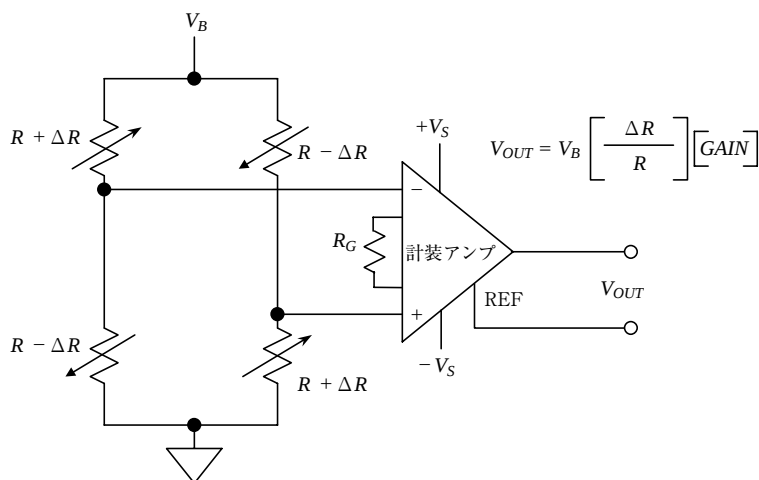
計装アンプは精密な信号処理デバイスとして広く用いられています。よく見られるのは、図1-22にあげたようなブリッジ・アンプです。ブリッジからの出力信号は基本的に平衡していて、また計装アンプは真に平衡した高インピーダンス負荷として見えるので、ここに計装アンプを用いることは理想的と言えます。ブリッジの代表的な抵抗値は100 Ωから数kΩの範囲になりますが、ほとんどの精密なロード・セルでは350 Ωが一般的です。

標準的なブリッジ回路のフルスケール出力電圧は、およそ10 mVから数百 mVの間になります。したがって、標準的な計装アンプの100～1000のゲイン範囲は、これらの小さい電圧を一般的な（通常1 V～10 Vフルスケール）A-Dコンバータの入力範囲にみあうレベルまで増幅するためにうってつけと言えます。

加えて、ブリッジと計装アンプが離れて配置される場合には、電源周波数における計装アンプの高いCMRによって同相ノイズが除去されることを期待できます。

本書の第5部（原著ではChapter-4）では、ブリッジの応用についてさらに詳細に解説し

〈図1-22〉計装アンプを使用したブリッジ・アンプの一般的な回路



ています。

●計装アンプとA-Dコンバータのインターフェース

両極性（正負両振幅）の信号と単一電源のA-Dコンバータのインターフェースをとることは、なかなか大変です。両極性信号を増幅して、A-Dコンバータの入力範囲にレベル・シフトしなくてはなりません。図1-23はAD623計装アンプを使って、ブリッジ回路を10ビット、変換時間 $2.5\ \mu\text{s}$ のA-DコンバータであるAD7776にインターフェースする方法を示したものです。

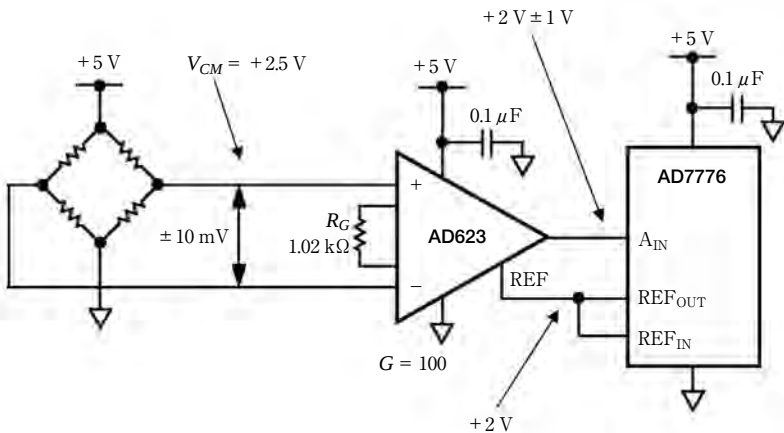
ブリッジ回路には+5V電源が印加されています。したがって、ブリッジのフルスケール出力 $\pm 10\ \text{mV}$ は+2.5Vの同相電圧の上に乗っています。AD623は同相成分を除去して、ブリッジの出力を100倍($R_G = 1.02\ \text{k}\Omega$)に増幅します。

結果として、出力信号のスイングは $\pm 1\ \text{V}$ になります。この信号は、AD623のREFピンをA-DコンバータAD7776のREF_{OUT}(+2V)につなぐことでレベル・シフトされます。これによりAD623の同相出力電圧は+2に設定され、その結果としてAD7776の入力範囲に対応する $+2\ \text{V} \pm 1\ \text{V}$ の信号がA-Dコンバータに与えられます。

●計装アンプで駆動する電流源

図1-24は、計装アンプを用いた電圧制御電流源の例です。入力電圧 V_{IN} はAD620の出力ピンとREFピンの間に、 $G \times V_{IN}$ と等しい出力電圧 V_{OUT} を発生させます。図の接続に

〈図1-23〉単一電源のデータ収集システム



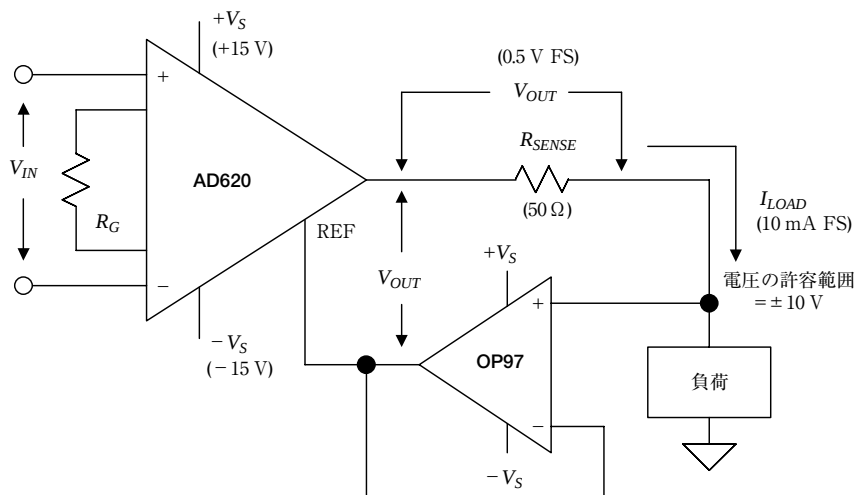
より、 V_{OUT} は直列の電流検出抵抗 R_{SENSE} の両端にも印加されているので、 V_{OUT}/R_{SENSE} の大きさの負荷電流を発生させます。OP97は、AD620のREFピンの20 k Ω のインピーダンスが、負荷に影響を与えないようにするゲイン1のバッファです。この回路によって、入力電圧を負荷のグラウンドから(計装アンプのバイアス電流の経路がある限りにおいて)浮かせることができます。計装アンプの高いCMRにより、同相電圧にかかわらず高精度の負荷電流が得られます。

この回路はAD620のゲインの大小いずれでも動作します。一番簡単な形式は R_G がオープンで、 $G = 1$ の状態になります。この場合、 $V_{OUT} = V_{IN}$ となり、負荷電流 I_{LOAD} は V_{IN} に比例します。しかし、計装アンプのゲイン設定によって、ほとんどどのような入力電圧でも所望の電流レベルにスケーリングすることができます。

± 15 V 電源で動作させたとき、出力負荷電圧の許容範囲は代表値で ± 10 Vになり、負荷電流としてはAD620のドライブ能力の限界である ± 15 mAまで可能です。代表的な動作条件をあげると、 $R_{SENSE} = 50 \Omega$ として、負荷電流のフルスケールが10 mA、 V_{OUT} のフルスケールが0.5 Vといったところです。

R_{SENSE} が小さい値の場合、AD620のREFピンの負荷効果による誤差が許容できるなら、OP97のバッファを省くことができます。その場合、負荷と R_{SENSE} の下側のノードは計装

〈図1-24〉計装アンプを用いた精密な電圧制御電流源



$$I_{LOAD} = \frac{V_{OUT}}{R_{SENSE}} = \frac{G V_{IN}}{R_{SENSE}}$$

アンプの REF ピンに直結します。

この回路を発展させて、有用な回路をいろいろ設計できます。50 mA までの電流には、ゲイン 1、低オフセットのバッファを AD620 の出力と R_{SENSE} 抵抗の間に入れられます。そうすると AD620 は電流を負荷に流さずにすむので、最良の直線性が得られます。

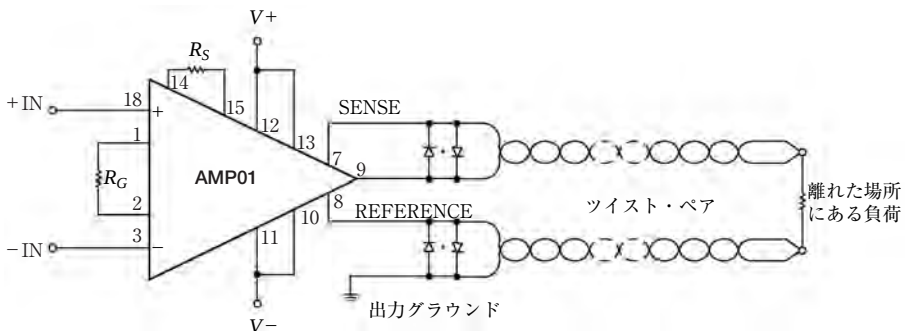
この回路は微小電流の場合でも非常に有用です。OP97 を使うと、そのバイアス電流が性能を制約するようになる $1\ \mu\text{A}$ 付近の出力電流まで良好に動作するでしょう。さらに低電流用には、AD8610 のような精密 JFET OP アンプに置き換えることができます。このようにすると、1 nA 以下までの微小電流の精密な制御が可能になります。AD8610 は $\pm 13\text{ V}$ 以下の電源で使う必要がありますが、これは必ずしも問題になるわけではありません (AD620 は $\pm 2.5\text{ V}$ の低電圧でも良好に動作する)。

この電流源が双方向に電流出力が可能であることは、自明でないかもしれません。この点で、この電流源は Howland タイプの電流源より優れています。Howland タイプの電流源が性能を発揮するには、マッチングのよく取れた安定で性能の良い抵抗をいくつも必要とすることが通常ネックになります。それと対照的に、図 1-24 の電流源はすっきりしていて効率的であり、マッチングのとれた抵抗が不要で、かつ非常に広い電流範囲で精密に動作します。

●計装アンプによる離れた負荷の駆動回路

離れたところにある負荷を高精度にドライブしようとするとき、しばしば問題が起こります。このような要求を 1 個の IC で解決しようとするなら、SENSE/FORCE 端子が独立した計装アンプ (あるいは単純な差動アンプ) を用いるのが非常に有効な手法になります。現在入手できる一般的な計装アンプの大部分は、8 ピン・パッケージ (AD620 など) の制

〈図 1-25〉離れた負荷の精密ドライブには計装アンプの FORCE/SENSE 接続を使う



約から、独立した SENSE/FORCE 端子がありません。しかし、AMP01 のような優秀な計装アンプの多くでは、SENSE/FORCE ピンへの接続ができるようになっていて、図 1-25 のようにリモート・センシングを行うことができます。

この回路では、2 組のツイステッド・ペアによる 4 線ケーブルを使っています。1 組のツイステッド・ペアは負荷のハイサイドの接続に使い、もう一方はローサイドの接続に使います。離れた負荷の側では、それぞれのツイステッド・ペアを図のように負荷の両端に接続します。

ロバート・デムロウによる「OP アンプからデータ・アンプへの技術革新」

初期のアナログ・デバイセズ社におけるアプリケーション・エンジニアリングのマネージャとして、ロバート・デムロウ (Robert Demrow) は多数の記事とアプリケーション・ノートを世に送り出しました。そのほとんどが今日においても当を得た内容であることは、それらがいかに優れたものであったかを示しています。それには、基本原理をわかりやすく解説しようとした執筆姿勢が少なからず寄与しています。

デムロウの 1968 年のアプリケーション・ノート「OP アンプからデータ・アンプへの技術革新」は、ノイズの多い環境からアナログ信号を取り出すための増幅器の動作原理の概要を解説したものです。またそこでは、アナログ・デバイセズ社のモデル 601 データ・アンプが紹介されています。むしろ、ここで言うデータ・アンプとは、今日我々が計装アンプとして知っているものにほかなりません。彼が提示した図のなかに、鍵となる動作原理が見て取れます。それらは、

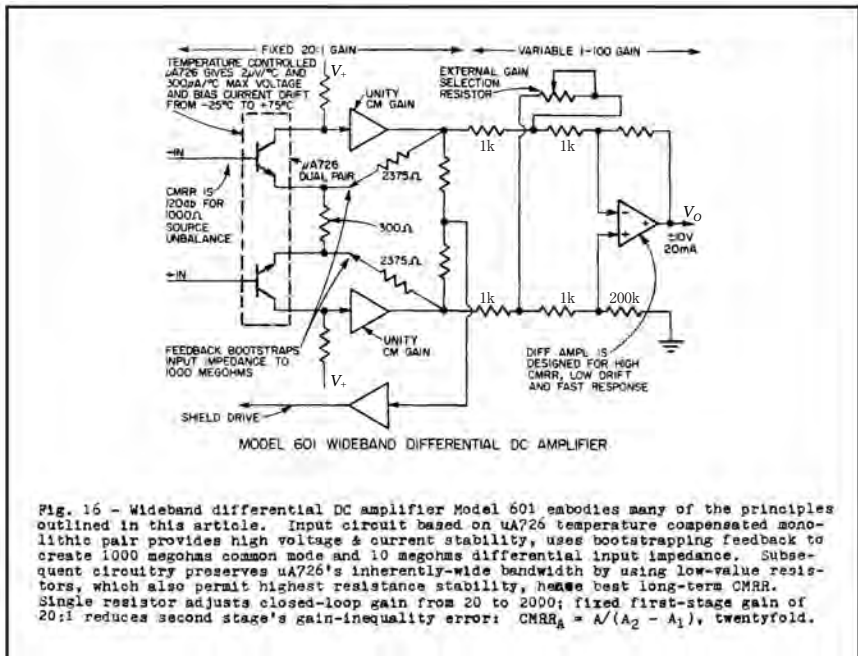
- (1) 高い CMR のために必要となる高インピーダンスの二つの入力端子
 - (2) 低いオフセットとドリフトのためのバイポーラ・トランジスタの差動ペアによる精密フロントエンド回路の使用 ($\mu A726$ *1)
 - (3) 平衡した三つの増幅器を使う回路構成
- といったものです。

2002 年においても広く使われている AD629 ファミリののような IC 化計装アンプが、同じ原理の多くを使っていることは興味深いことです。1968 年当時、デムロウは後のソリッドステート化の技術開発と今日の完全モノリシック計装アンプ IC への道を切り開くことになった、信頼できる設計概念の多くを解説していたのです。

負荷電流のすべては、FORCE (AMP01 の9ピン) と出力グラウンドの接続を流れていますが、それぞれのツイステッド・ペアの2番目のワイヤによるリモート・センス信号が、電圧降下による誤差がほぼゼロの状態に駆動側に戻されているために、負荷への電流で発生する電圧降下は誤差になりません。逆並列接続されたダイオードはオプションで、センス・ラインがオープンになった場合の安全対策になっています (かわりに 100 Ω の抵抗の使用も可)。

AMP01 は SENSE/FORCE 機能だけでなく、50 mA の出力電流が可能で、ケーブルの

COLUMN



* 1 : "The μ A726 Temperature-Stabilized Transistor Pair", Chapter 8 within James N. Giles, Editor, Fairchild Semiconductor Linear Integrated Circuits Handbook, Fairchild Semiconductor, 1967.

もつ容量性負荷に対しても安定であるという理由からも、このアプリケーションで価値を発揮するデバイスです。また、AMP03のような精密差動アンプも低い電流レベルにおいて使用できます。

より詳しい計装アンプの背景と参考資料については、参考文献(12)～(15)を参照してください。

◆参考文献◆

- (1) MIL-PRF-55182G, "Resistors, Fixed, Film, Nonestablished Reliability, Established Reliability, And Space Level, General Specification For", June 9, 1997.
- (2) Robert Demrow, "Narrowing the Margin of Error", Electronics, April 15, 1968, pp. 108-117.
- (3) Robert Demrow, "Evolution from Operational Amplifier to Data Amplifier", Analog Devices Application Note, September, 1968.
- (4) David Birt, "Electronically Balanced Analogue-Line Interfaces", Proceedings of Institute of Acoustics Conference, Windermere, U.K., Nov. 1990.
- (5) Walt Jung, "Op Amps in Line-Driver and Receiver Circuits, Part 1", Analog Dialogue, Vol. 26 No. 2, 1992.
- (6) W. Jung, A. Garcia, "Op Amps in Line-Driver and Receiver Circuits, Part 2", Analog Dialogue, Vol.27, No. 1, 1993.
- (7) Data sheet for AD627 Micropower, Single and Dual Supply Rail-to-Rail Instrumentation Amplifier, <http://www.analog.com>
- (8) S. Wurcer, L. Counts, "A Programmable Instrumentation Amplifier for 12-Bit Resolution Systems", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. SC-17 #6, Dec. 1982, pp. 1102-1111.
- (9) L. Counts, S. Wurcer, "Instrumentation Amplifier Nears Input Noise Floor", Electronic Design, June 10, 1982, pp. 177.
- (10) Data sheet for AD620 Low Cost, Low Power Instrumentation Amplifier, <http://www.analog.com>
- (11) Data sheet for AD623 Single Supply, Rail-to-Rail, Low Cost Instrumentation Amplifier, <http://www.analog.com>
- (12) Charles Kitchen and Lew Counts, A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers, Analog Devices, 2000.
- (13) Sections 2, 3, 4, of Walt Kester, Editor, Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning, Analog Devices, Inc., 1999, ISBN: 0-916550-20-6.
- (14) Walter Borlase, "Application/Analysis of the AD520 Monolithic Data Amplifier", Analog Devices Application Note, 1972.
- (15) Jeff Riskin, "A User's Guide to IC Instrumentation Amplifiers", Analog Devices AN244, January, 1978.

第 2 章

プログラマブル・ゲイン・アンプ

Walt Kester, James Bryant / 訳：細田裕司

広いダイナミック・レンジをもつデータ収集システムのほとんどで、入力信号のレベルを A-D コンバータの入力範囲に合わせるための手段が必要になります。代表的な A-D コンバータの入力フルスケール電圧は 2 V ～ 10 V 程度です。コンバータの定格どおりの精度を実現するには、最大入力信号はフルスケール電圧ぎりぎりに設定するべきです。

しかしながら、トランスデューサの出力は非常に広い範囲になります。微小信号には高いゲインが必要ですが、ゲインが高いと大きな出力電圧でアンプや A-D コンバータが飽和してしまいます。そのため、任意にゲインを制御できるデバイスが求められるわけです。ゲインが設定可能なアンプにはさまざまなアプリケーションがあり、表 2-1 にその例をいくつか示します。

このようなデバイスのゲインは、DC 電圧や一般的にはデジタル入力により制御されます。これがプログラマブル・ゲイン・アンプ (programmable gain amplifier ; PGA) として知られるデバイスです。一般的な PGA のゲインは、10, 100, 1000 というような 10 倍単位、あるいは 1, 2, 4, 8 というような 2 倍単位でゲインを設定できるようになっています。むろん、目的とするシステムの機能により、どちらが適するかは異なります。

先のアプリケーション例の共通点として気づくのは、非常にさまざまな種類の信号が扱

〈表 2-1〉プログラマブル・ゲイン・アンプの応用例

- ・ 計測
- ・ フォト・ダイオード
- ・ 超音波プリアンプ
- ・ ソナー
- ・ ダイナミック・レンジの広いセンサ
- ・ A-D コンバータの駆動 (PGA 内蔵の A-D コンバータもある)
- ・ AGC (Automatic Gain Control) 回路

われていることです。あるものでは広帯域が必要であり、他方では低ノイズ特性が必要です。また、信号源インピーダンスは高いこともあれば低いこともあります。入力シングルエンドもあれば差動もあって、前章で解説した計装アンプの守備範囲と交錯しています。

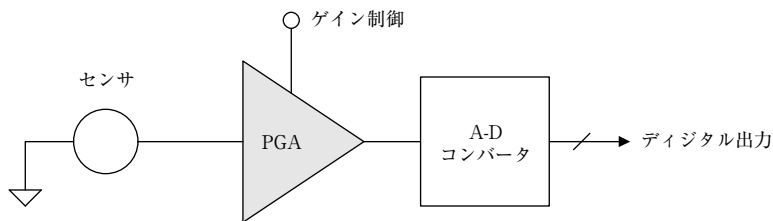
PGA は、入力範囲が規定された A-D コンバータを駆動するために必要になる場合や、あるいは AGC や自動ゲイン切り替え回路のようなサブシステムの一部になる場合もあります。この章で説明する回路は、そのような用途に関連するものです。

一般に、PGA は図 2-1 に示すように、センサと A-D コンバータの間に置かれます。アプリケーションに応じて、PGA の前後に信号のコンディショニング回路を追加する場合もあります。たとえば、フォト・ダイオードでは I - V 変換回路が必要になります。他の多くのシステムでは、まず始めにゲインを稼ぎ、次により大きくなった信号を加工するのが得策になります。これによって、シグナル・コンディショニング回路で発生する誤差の影響が減少します。

ゲインが可変であることの利点を理解するために、ゲインが 1 と 2 の 2 種類に設定できる理想 PGA を考えてみます。このゲインの可変によって、システムのダイナミック・レンジは 6 dB 増加します。最大ゲインを大きくして 4 とすれば、ダイナミック・レンジは 12 dB の増加になります。A-D コンバータの LSB が 10 mV の入力信号に相当するとしたら、それ以下の小さい信号を A-D コンバータでは弁別できませんが、PGA のゲインを 2 に設定すれば 5 mV の入力信号が弁別できるようになります。

以上のように、CPU が PGA のゲイン制御と A-D コンバータからのデジタル出力を処理することにより、分解能を 1 ビット増やすことができます。本質的に、このことは A-D コンバータの分解能を増やしたのと同じです。実際に、ダイナミック・レンジを拡大するためにオンチップ PGA を備えた A-D コンバータがいくつも登場しています（後述する AD77xx シリーズなど）。

〈図 2-1〉データ収集システムにおける PGA



- ・システムのダイナミック・レンジを拡大
- ・PGA のゲインが 1 と 2 の場合にはダイナミック・レンジが 6 dB 増加する
- ・ゲインが 1 と 4 の場合は 12 dB 増加する

2-1 PGA の設計上の問題

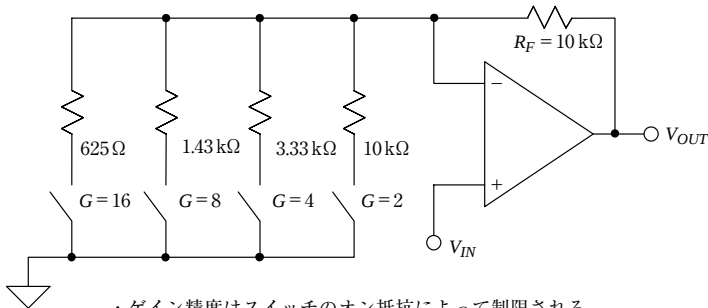
現実のPGAは理想的なデバイスではないので、その誤差の原因を調べて対処しなくてはなりません。さまざまなPGAの設計上の問題点を、表2-2にまとめてあります。根本的なPGA設計の問題とは、ゲインの設定精度です。機械式リレーはオン抵抗(R_{ON})が最小ですが、低速で、大きく、また高価であるためにゲイン切り替え用には適していません。CMOSスイッチは小型ですが、 R_{ON} が電圧や温度への依存性をもっていますし、また交流動作に影響を与える可能性のある浮遊容量についても同様の依存性があります。

性能に対する R_{ON} の影響を理解するために、設計に問題がある図2-2のPGA回路について考察してみます。非反転動作のOPアンプに4個の値の異なるゲイン設定抵抗が接続されていて、それぞれが $100\ \Omega \sim 500\ \Omega$ 程度の R_{ON} をもつスイッチで接地されています。

〈表2-2〉PGAの設計上の諸問題

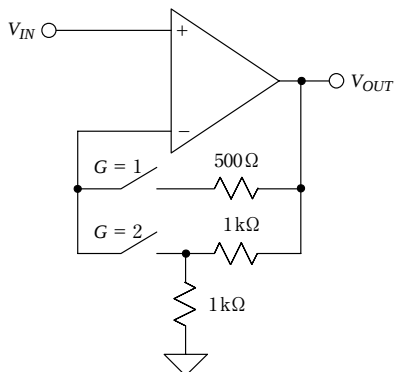
- ・ゲインを切り替える方法
- ・スイッチ素子のオン抵抗の影響
- ・ゲイン精度
- ・ゲインの直線性
- ・帯域幅と周波数とゲイン
- ・直流オフセット
- ・ゲインとオフセットの温度依存性
- ・ゲインの切り替え速度

〈図2-2〉設計に問題のあるPGA回路



- ・ゲイン精度はスイッチのオン抵抗によって制限される
- ・一般的なCMOS/JFETスイッチのオン抵抗は $100 \sim 500\ \Omega$
- ・25 Ω のオン抵抗でも $G=16$ では2.4%の誤差
- ・オン抵抗の温度ドリフトも精度に影響する
- ・オン抵抗の小さいスイッチ(リレーなど)が必要

〈図 2-3〉 オン抵抗の影響を最小にする別の PGA 回路構成



- ・ R_{ON} はゲイン設定抵抗と直列にならない
- ・ R_{ON} は入力インピーダンスに比べて小さい
- ・ スイッチを流れるバイアス電流により小さなオフセット誤差を生じる

R_{ON} をわずか $25\ \Omega$ としても、ゲインが 16 での誤差は 2.4 % になり、8 ビット精度にも達しません。また、 R_{ON} は温度でも変わりますし、スイッチ間でのばらつきもあります。

この設計を改善するには、抵抗値を大きくすることもできそうですが、そうすると今度はノイズとオフセットが問題になるでしょう。この回路で精度を改善する唯一の方法は、実質的に R_{ON} がゼロになるリレーを使うことになります。リレーのオン抵抗は数 $m\Omega$ であり、ゲイン設定抵抗の $625\ \Omega$ と比べればわずかな誤差ですみます。

もっと良い方法は、 R_{ON} に敏感でない回路構成を採用することです。図 2-3 に示す回路では、スイッチは OP アンプの反転入力と直列に接続されています。OP アンプの入力インピーダンスは非常に高いので、ここではスイッチの R_{ON} は問題にならず、外部抵抗だけでゲインが決定されます。注意として、使用する OP アンプのバイアス電流が大きいと、 R_{ON} によりわずかなオフセット誤差が付け加わります（そのような場合は V_{IN} 入力に等価な抵抗を入れて容易に補正できる）。

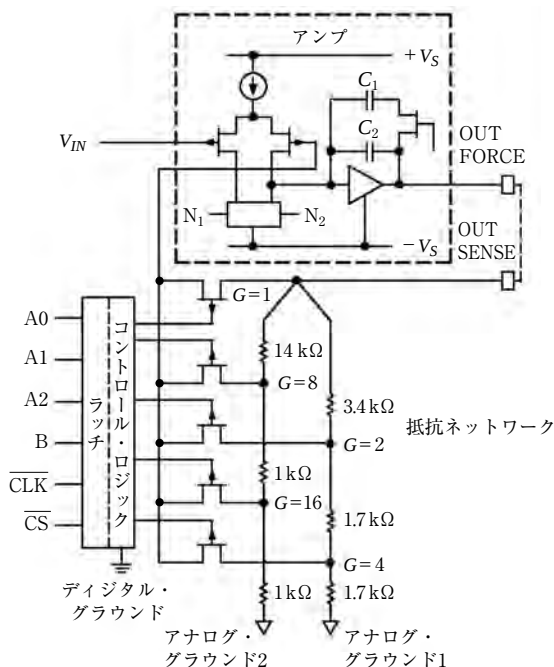
2-2 PGA の応用回路

ここでは、先に説明したコンセプトを使った PGA の回路例を紹介します。

●ソフトウェアにより設定可能な PGA … AD526

AD526 は、図 2-4 に示すダイアグラムのように、前述した PGA アーキテクチャをシン

〈図 2-4〉ソフトウェア・プログラマブル PGA AD526 の簡単化した回路



グルチップに集積したものです [参考文献 (1), (2) を参照]。AD526 は 1 倍～16 倍の 2 進値で 5 段階のゲイン設定ができます。内部の JFET スイッチは、図 2-4 のように増幅器の反転入力に接続されています。レーザ・トリムされたゲイン抵抗により、わずか 0.02 % の最大ゲイン誤差と 0.001 % のリニアリティを達成しています。FORCE/SENSE 端子を負荷端に接続して使うことにより、最良のリニアリティを確保できます (低インピーダンス負荷に対しては、ゲイン 1 のバッファを追加して使うこともできる)。

機能について言えば、AD526 は精密非反転 OP アンプによるゲイン段をもち、1 倍から 16 倍の範囲でゲインをロジック信号によってプログラムできます。一般的な OP アンプと同様に標準で ± 15 V 電源で動作し、 ± 10 V の出力レンジをもっています。

AD526 の重要な仕様項目を表 2-3 にまとめておきます。

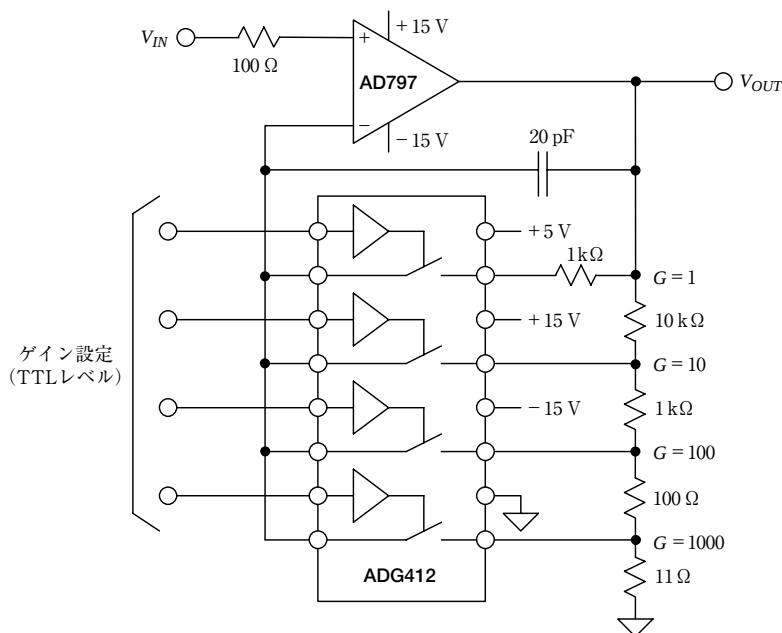
●ローノイズ PGA

同じ設計コンセプトは、図 2-5 に示すローノイズ PGA に使われています。この回路で

〈表 2-3〉AD526 PGA の重要な仕様項目

- ・ソフトウェア・プログラマブルな 1 ～ 16 倍のゲイン
- ・JFET 入力による低バイアス電流
- ・最大ゲイン誤差：0.02 % (12 ビット精度)
- ・ゲイン直線性：0.001 %
- ・ゲイン切り替え速度：5.6 μs ($G = 16$)
- ・小信号帯域幅：4 MHz ($G = 1$)，0.35 MHz ($G = 16$)
- ・ラッチ付き TTL レベル入力

〈図 2-5〉AD797 と ADG412 を使用したローノイズ PGA



は 1 個の OP アンプと、4 回路スイッチ、精密抵抗を使っています。AD526 の JFET 入力 OP アンプをローノイズの AD797 で置き換えてありますが、電圧帰還 OP アンプならほとんどどのような OP アンプでもこの回路に使うことができます。スイッチには、 R_{ON} が 35 Ω と低い ADG412 を採用しています。

抵抗値は 1, 10, 100, 1000 といった 10 倍単位のゲイン設定になるように選ばれていますが、抵抗値を変更することで他のゲイン設定も容易に得られます。ゲイン精度と温度ド

〈表 2-4〉AD797/ADG412 による PGA の性能

- ・ R_{ON} は入力オフセットとオフセット・ドリフトを増加させる

$$\Delta V_{OS} = I_B R_{ON} = 0.9 \mu A \times 35 \Omega = 31.5 \mu V_{(max)}$$

$$V_{OS(total)} = 40 \mu V + 31.5 \mu V = 71.5 \mu V_{(max)}$$

- ・ 温度ドリフトは R_{ON} に依存する

$$+ 85^\circ C \text{ において, } \Delta V_{OS} = 2 \mu A \times 45 \Omega = 90 \mu V_{(max)}$$

- ・ 総合的な温度依存性

$$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta T} = 0.6 \mu V/^\circ C + 1.0 \mu V/^\circ C = 1.6 \mu V/^\circ C_{(max)}$$

ただし, $0.6 \mu V/^\circ C$ は AD797B による

- ・ 入力換算ノイズ: $1.65 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} @ 1 \text{ kHz}$, $G = 1000$

- ・ ゲイン切り替え時間: $1 \mu s$ 以下 ($G = 10$)

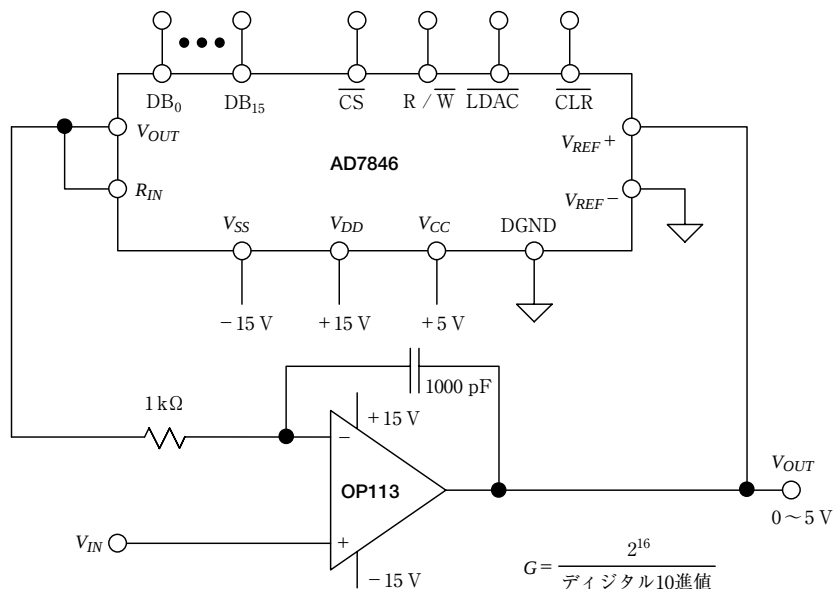
リフトを低く抑えるために、理想的には、単一のトリムされた抵抗ネットワークを使うべきです。20 pF の帰還容量は安定な動作を保証し、ゲインが切り替えられた際に出力電圧を保持します。スイッチの制御信号は、あるスイッチを OFF してから数 ns 後に次のスイッチを ON にします。このブレイク動作の間、OP アンプはオープンループ状態になります。したがって、この帰還容量がないと出力は値をはずれて動きははじめます。それを防ぐために、この帰還容量がスイッチングの間、出力電圧を保持します。両方のスイッチがオープンになっている時間は非常に短いので 20 pF の容量で済みますが、遅いスイッチに対しては、より大きな容量が必要になります。

ゲイン 1000 で動作させたとき、この PGA の入力電圧ノイズの周波数密度は、1 kHz でわずか $1.65 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ であり、AD797 単体のノイズ性能より若干高くなっているにすぎません。増加ぶんは ADG412 のノイズと、 R_{ON} を流れる AD797 の電流ノイズからきています。

この PGA の精度は、システム全体の精度を決定するうえで重要です。AD797 のバイアス電流は $0.9 \mu A$ であり、 35Ω の R_{ON} を流れると $31.5 \mu V$ のオフセット誤差が付け加わることになります。AD797 のオフセットと足し合わされて、合計の V_{OS} は $71.5 \mu V_{(max)}$ となります。オフセットの温度ドリフトは、バイアス電流と R_{ON} の変化によって影響を受けます。計算によると、合計の温度係数は $0.6 \mu V/^\circ C$ から $1.6 \mu V/^\circ C$ に増加します。これらの誤差は小さいとはいえ（最終的には問題にならないかもしれない）、値を把握しておくことは重要です。

現実には、回路の精度とゲインの温度係数は外付け抵抗によって決まることになるでしょう。同相入力範囲や入力バイアス電流のような入力特性は、AD797 単体で決まります。表 2-4 にこの回路の性能をまとめておきます。

〈図 2-6〉OP アンプの帰還経路に D-A コンバータを使う 2 進ステップでゲイン設定する PGA



● D-A コンバータでプログラムする PGA

これ以外の PGA の回路構成には、図 2-6 に示すように、OP アンプの帰還ループに D-A コンバータを入れてデジタル・コントロールでゲインを調整するものがあります。D-A コンバータのデジタル信号入力により、基準入力 V_{REF} に対する減衰を制御することで、ポテンショメータと類似の機能をはたします。帰還信号が減衰するので、クローズドループ・ゲインが大きくなるわけです。

この非反転タイプの PGA では、電圧モード出力をもった乗算型 D-A コンバータが必要になります。乗算型 D-A コンバータは、ゼロを含む広い基準電圧範囲をもっていることに注意してください。PGA の大多数のアプリケーションでは、基準電圧入力は両極性の信号を取り扱うことができません。AD7846 はこの要求を満たす 16 ビット D-A コンバータです。この応用例では、D-A コンバータは標準的な 2 象限乗算モードで使われています。

OP113 は低ドリフト、ローノイズの OP アンプですが、このアンプの選択には自由度があり使用目的により選びます。PGA としての入力電圧範囲は正電源電圧から 3 V 低く、また負電源電圧から 4 V 高い AD7846 の出力振幅に依存します。回路の安定性のため、1000 pF の容量が帰還ループにつながっています。

〈表 2-5〉2 進ステップでゲイン設定する PGA の性能

・ゲイン精度
0.003 % ($G = +1$)
0.1 % ($G = +256$)
・非直線性: 0.001 % ($G = 1$)
・オフセット: 100 μV
・ノイズ: 50 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
・帯域幅
4 MHz ($G = +1$)
600 Hz ($G = +256$)

この回路のゲインは、図 2-6 中の式に応じて D-A コンバータのデジタル入力を設定することで設定されます。DB₀～DB₁₅ はデジタル・コードを表しています。たとえば、すべてのビットが H レベルにセットされたとすると、ゲインは $65536/65535 = 1.0000151$ になります。下から 8 ビットがすべて H レベルにセットされて、残りのビットがすべて L レベルだとすると、ゲインは $65536/255 = 257$ となります。

この回路の帯域幅はかなり広く、ゲイン 1 の場合に 4 MHz あります。しかし、これはゲインに応じて減少してしまい、ゲイン 256 での帯域はわずか 600 Hz になります。もし、ゲイン帯域幅積が一定であるなら、ゲイン 256 での帯域幅は 15.6 kHz のはずですが、D-A コンバータの内部容量によって帯域幅は 600 Hz に減少してしまうのです。

この 2 進ステップ PGA の性能特性を表 2-5 にまとめておきます。この回路のゲイン精度は、D-A コンバータの分解能とゲイン設定値によって決定されます。ゲイン 1 のときはすべてのビットは ON となり、精度は D-A コンバータの DNL (微分非直線性) の仕様である最大 ± 1 LSB によって決まります。したがって、ゲインの精度は 16 ビット・システムでの 1 LSB、つまり 0.003 % になります。

ゲインを増加させると、ON しているビット数は少なくなります。ゲインが 256 の場合、ビット 8 だけが ON になります。ゲイン精度は依然として DNL 仕様の ± 1 LSB に依存するわけですが、今度は下位の 8 ビットだけと比較されます。したがって、ゲイン精度は 8 ビット・システムでの 1 LSB、つまり 0.4 % に低下します。もし、ゲインを増加させて 256 以上にすると、ゲイン精度はさらに低下します。設計者は許容できる精度を決定しなければなりません。この例では、ゲインは 256 までに制限すべきでしょう。

●差動入力 PGA

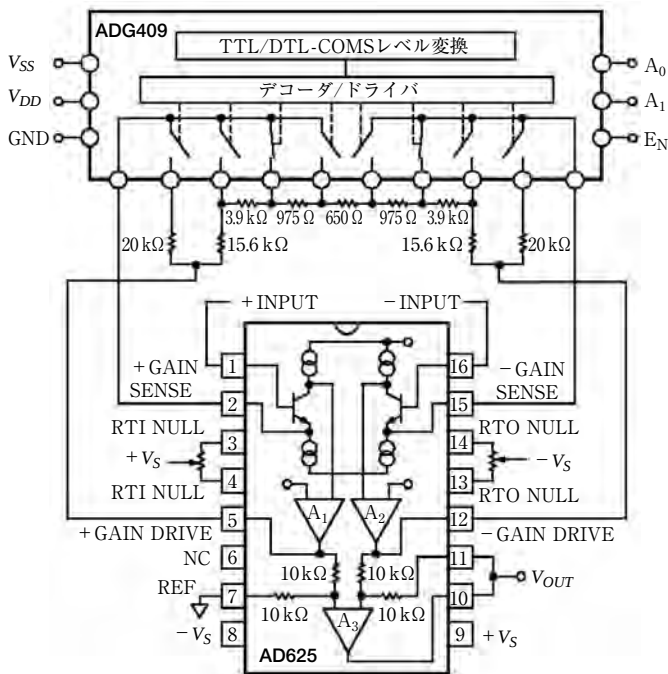
これまで解説してきたシングルエンド型ではなく、差動入力をもつ PGA が必要なアプリケーションも珍しくありません。AD625 は、AD620 と同様の計装アンプの回路形式と、

12ビットのゲイン精度を満足する外部からのゲイン切り替え機能を組み合わせたものです[参考文献(3)を参照]。ゲイン設定を切り替えるには、外付けのスイッチが必要です。しかし、AD625のユニークな設計により、スイッチのオン抵抗はゲイン精度に顕著に影響することはありません。

図2-7の回路では、ADG409 CMOSスイッチをゲイン設定抵抗ネットワークとAD625の接続を切り替えるために使っています。図の例では、ゲイン1, 4, 16, 64に相当する抵抗値を選んでいます。AD625はそれ自身、0.001%の非直線性、広い帯域幅、そして非常に低い入力ノイズといった特徴をもちます。

AD625では、スイッチのオン抵抗が回路の大きな誤差とならないように、独自の設計がされています。この理由は、図2-8に示した簡単化したAD625の回路を検討することでわかります。図に示されている電圧は、入力として+IN端子に+1 mVが、-IN端子に0 Vが印加されている状態です。各抵抗器を $R_G = 635 \Omega$ 、 $R_F = 20 \text{ k}\Omega$ とすることで、ゲインが64に設定されています。

〈図2-7〉ソフトウェアでゲイン設定が可能なアンプ



トランジスタ Q_1 と Q_2 は、どちらもエミッタとコレクタに $50\ \mu\text{A}$ の電流源をもっている。 A_1 と A_2 にかかわる負帰還によって、それぞれのゲイン・センス端子を通して、エミッタへと流れる正味の電流がゼロになります。ゲイン・センス端子には電流が流れないので、ゲイン設定スイッチには電流が流れることがなく、その R_{ON} がゲインやオフセットに影響を与えることもありません。実際には、わずかなミスマッチがありますが、誤差は12ビット精度より十分に小さいレベルになります。

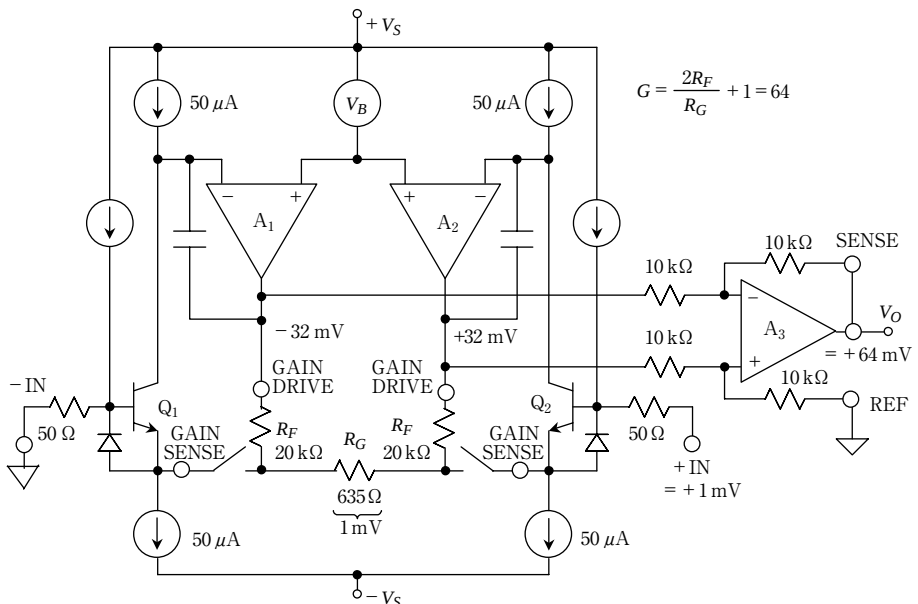
入力間と A_1 - A_2 出力間の差動ゲインは、

$$\frac{2R_F}{R_G} + 1$$

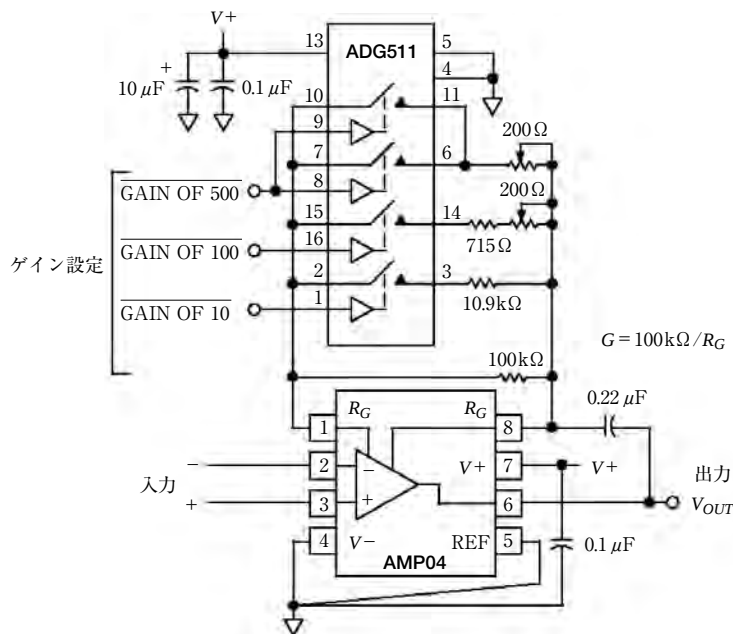
で与えられます。ゲイン1の差動アンプとマッチングのとれた抵抗によって同相電圧が除去されて、出力を駆動します。

OPアンプを使った非反転PGA回路を単一電源動作で使うのは容易ですが、差動入力にしたい場合にはAD623、AD627、あるいはAMP04といった単一電源動作の計装アンプを使用すべきです。図2-9に示す単一電源動作の計装アンプを使ったPGAでは、

〈図2-8〉外部スイッチとゲイン設定抵抗を加えたAD625の詳細図 ($R_G = 635\ \Omega$ ， $+IN = 1\ \text{mV}$ ， $-IN = 0\ \text{V}$ の状態)



〈図 2-9〉AMP04 計装アンプと ADG511 スイッチを使用した単一電源動作の計装 PGA



AMP04を外部のCMOSスイッチと組み合わせて使っています。

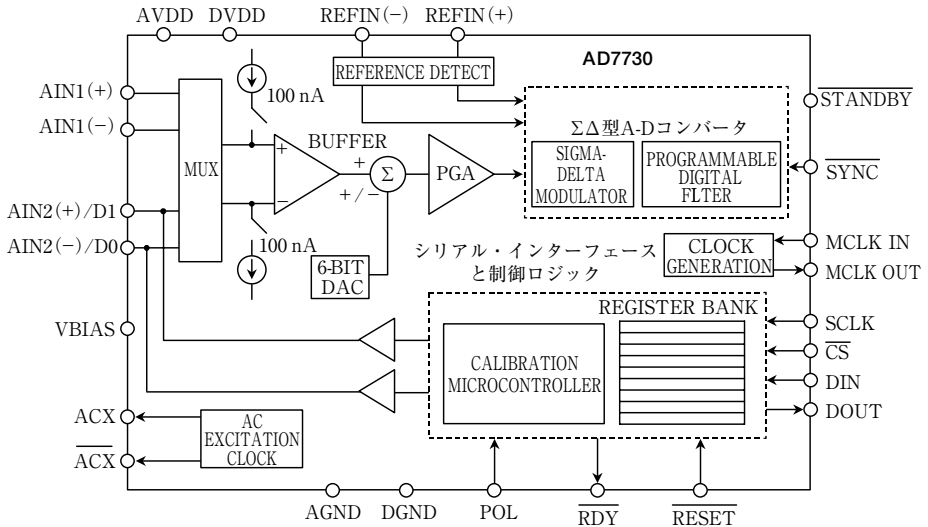
この回路は、ADG511をコントロールすることで、ゲイン1、10、100、500が選択可能です。ADG511は R_{ON} が 45Ω と低く、単一電源動作のスイッチであることから選ばれています。この回路の不利な点は、回路のゲインがスイッチの R_{ON} に依存していることです。精度を得るためには、高ゲイン設定で微調整が必要になります。ゲイン500では、二つのスイッチを並列にしていますが、調整をしない場合は R_{ON} による10%のゲイン誤差が発生します。

●オンチップPGAをもつA-Dコンバータ

ある種のA-Dコンバータ(AD77xxシリーズなど)は、PGAとコンディショニング回路を内蔵しています。外部のPGAとその制御ロジックが不要となるので、これらのデバイスを使うと回路設計が非常に簡単になります。さらに、PGAの誤差はすべてA-Dコンバータの仕様に含まれているので誤差計算が単純です。

PGAのゲインは汎用のA-Dコンバータ用シリアル・インターフェースを使って制御さ

〈図 2-10〉 オンチップ PGA をもつ計測用シグマ・デルタ A-D コンバータ AD7730



れ、ゲインの設定は、入力電圧を決める余分な計算を省けるよう A-D 変換動作で考慮されています。

この A-D コンバータと PGA の組み合わせは非常に有効で、高精度のシステムを最小の回路設計で実現することができます。例として、図 2-10 は計測用シグマ・デルタ A-D コンバータ AD7730 の単純化した回路構成を示しています。この A-D コンバータは、(フルスケールが 10 mV しかないような) 低電圧ブリッジ出力を、外付けの信号コンディショニング回路なしで、ノイズの影響なく 16 ビット以上の分解能で直接にデジタル変換できるように最適化されたものです。

PGA に関するこれ以外の情報と関連知識は、参考文献 (4) と (5) で見るすることができます。

◆参考文献◆

- (1) John Krehbiel, "Monolithic Software Programmable-Gain Amplifier", Analog Dialogue, Vol. 21, No.2, 1987, pp. 12 ~ 13.
- (2) Data sheet for AD526 Software Programmable Gain Amplifier, <http://www.analog.com>
- (3) Data sheet for AD625 Programmable Gain Instrumentation Amplifier, <http://www.analog.com>
- (4) Chapters 2, 3, 8, Walt Kester, Editor, Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning, Analog Devices, 1999, ISBN: 0-916550-20-6.
- (5) Chapter 2, Walt Kester, Editor, Linear Design Seminar, Analog Devices, 1995, ISBN: 0-916550-15-X.

第 3 章

アイソレーション・アンプ

Walt Kester, James Bryant / 訳：細田裕司

多くのアプリケーションでは、センサ回路と、その信号を受け取るシステムの間を絶縁して、電氣的に直結しないことが望ましいことがあります。場合によっては必須であったりします。危険なレベルの電圧や電流により片方のシステムが他方に損傷を与える危険性を減らし、やっかいなグラウンド・ループを切ることが、その理由になります。そのように対策されたシステムはアイソレート (isolate ; 絶縁) されていると呼ばれ、ガルバニック (galvanic ; 直流的) な接続なしで信号を伝える仕組みは、アイソレーション・バリア (絶縁障壁) として知られています。

3-1 アナログ・アイソレーションの技術

絶縁障壁による保護は双方向に有効で、どちらか片方のシステムで必要なこともあれば、双方で必要になることもあります。すぐ思いつくアプリケーションは、センサに高電圧がかかるような事故が予想され、そのセンサが接続されているシステムを保護しなければならない場合です。あるいは、使用環境に対する保護として、事故の場合でも高電圧からアイソレーションする必要があるようなセンサなどです。例として、センサでのスパークによる爆発を避けるためや、心電図 (ECG)、脳波 (EEG)、あるいは筋電図 (EMG) を測定されている患者を電気ショックから守るためなどがあります。興味深いことに ECG の場合は、双方向での保護が必要になります。患者は事故による電気ショックから守られなくてはなりませんが、もし患者の心臓が停止した場合には鼓動を再開するために心臓細動除去器 (いわゆる心臓電気ショック装置) により患者に印加される非常に高い電圧 (7.5 kV 以上) から ECG 装置を守らなくてはなりません。アイソレーション・アンプ (アナログ式とデジタル式の両タイプ) のアプリケーション例を表 3-1 にまとめました。

妨害 (不要な信号) は、電界、磁界、あるいは電磁界輻射などによってシステムに結合

〈表 3-1〉アイソレーション・アンプの用途

- ・ 電子回路に比較して高い電圧がかかりやすいセンサ側から回路を保護する
(とくにシステムに異常や故障が発生したような場合)
- ・ 異常時や故障時に発生する危険な電圧をセンサ側に伝えないようにする
(たとえば、人体用の測定システム、引火性ガス環境で使用される機器など)
- ・ グラウンド・ループを切断する

するわけですが、絶縁されたシステムの設計では、これらの現象を利用して必要な信号を送送することができます。

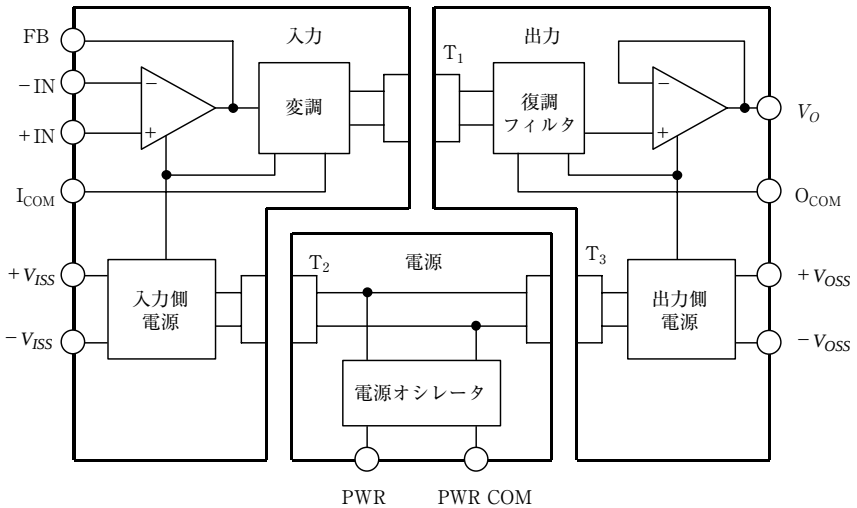
最も一般的なアイソレーション・アンプでは、トランスに発生する磁界を使いますし、やはり一般的な別のタイプとして、小容量の高耐圧コンデンサに発生する電界を使うものもあります。LEDと光センサを組み合わせる光アイソレータは、光、つまり電磁界輻射の形で絶縁をとります。アイソレータによって、その性能に差があります。あるものは、絶縁障壁を通して高精度なアナログ信号を伝えるのに十分なりニアリティをもっています。ほかのものでは、精度を保つために信号をいったんディジタル形式に変換してから伝送する必要があるものがあります(これは一般的な V-F コンバータの応用例)。

トランスは、12～16ビットの精度と数百kHzの帯域幅を扱うことが可能ですが、その最大耐圧定格が10kVを越えることは稀で、普通はずっと低い定格になります。容量結合タイプのアイソレーション・アンプの精度は低く、おそらく最大でも12ビット程度であり、帯域幅も電圧定格も低いのですが安価です。光アイソレータは高速かつ安価であり、高耐圧(一般的な定格の例でも4～7kVとれる)にすることが可能です。しかし、アナログ領域でのリニアリティは悪く、精密なアナログ信号を直接に結合する用途には通常は適していません。

絶縁されたシステムを選択するうえで、リニアリティと絶縁耐圧だけが考慮すべき問題とはかぎりません。もちろん、消費電力は重要です。入力側と出力側の両方が電力を必要としますし、絶縁障壁の向こう側に電池を置かないかぎり(この方法は可能であっても一般的に不便)、なんらかの形で絶縁された電力を供給しなくてはなりません。トランスを使うシステムでは、絶縁された電力を供給するためにトランス(同じ信号トランスでも他のトランスでも)を使うことができますが、容量や光を使う場合には有効な電力の伝送は現実的ではありません。これらの手段を使うシステムで絶縁された電力を得るには、他の手段を使わなくてはなりません。このことは、トランスを使うアイソレーション・アンプを選ぶ大きな動機になります。つまり、それらのほとんどが絶縁された電源*1を含んで

*1：【訳注】このような絶縁された電源を、フローティング(浮いている)電源と呼ぶことがある。

〈図 3-1〉3ポート・アイソレーション・アンプ AD210



いるからです。

アイソレーション・アンプは、電源および出力回路からガルバニック・アイソレーションされた入力回路をもっています。加えて、入力回路とそれ以外の部分との間の容量はできるだけ小さくしてあります。したがって、直流電流が流れる可能性はなく、交流結合も最小になっています。アイソレーション・アンプは高い *CMR* を備えていて、(数千 V におよぶような) 高い同相電圧がある場合に、(100 kHz くらいまでの) 低周波の電圧や電流を安全かつ精密に測定することが必要なアプリケーションのために作られたものです。また、アイソレーション・アンプは、ノイズの多い環境で高インピーダンス伝送される信号のライン・レシーバや、安全のために直流や電源周波数帯域のリークを法定限度以下に維持しなければならない汎用測定にとって有用なものです。アイソレーション・アンプの主要なアプリケーションは、医療機器や発電所および原子力発電所、ATE(自動テスト装置)、そして産業用プロセス制御などの電気的使用環境におけるものになります。

● 3ポート・アイソレータ AD210

基本的な 2ポート形式のアイソレータ (いわゆるアイソレーション・アンプ) では、出力と電源回路は互いに絶縁されていません。図 3-1 は 3ポート・アイソレータ (入力、電源、出力) を示しています。この構成図では、入力回路、出力回路、電源のすべてが互いに絶縁されていることに注意してください。この図はオールインワン型の AD210 の回路

アーキテクチャを表したものです[参考文献(1)，(2)参照]。

このアイソレータでは、2本の端子(PWR, PWR COM)への直流電力供給が必要です。内蔵オシレータ(50 kHz)が直流電力を交流に変換し、それがシールドされた入力セクションにトランス結合で伝送されます。そして、直流に変換されて入力段と補助電源出力に供給されます。

キャリア信号は入力段アンプの出力によって変調されます。それは出力段へトランスで結合されたのち、(キャリア信号の位相を基準として)位相検波回路で復調されます。さらに、フィルタを経て、最終的にはキャリアから得た絶縁された直流電源を電力とするバッファを経て出力されます。

入力段のOPアンプに外付けの抵抗を付けることで、AD210のゲインは1～100の間で設定できます。帯域幅は20 kHzで、電圧アイソレーションは連続2500 V_{RMS}および連続±3500 V_{peak}となっています。

AD210は3ポート・アイソレーション・アンプですので、電源回路は入力段と出力段の両方から絶縁されています。したがって、機能を変えずにどちらかにつなぐ(あるいはどちらにもつながない)ことができます。トランス結合を利用することで、12ビットの精度と3500Vの絶縁を達成しています。

表3-2にAD210の重要な仕様項目をまとめてあります。

●モータ制御用のアイソレーション・アンプ

図3-2は、AD210を使った標準的なアプリケーション例を示したものです。この例でAD210は、AD620計装アンプとともにモータ制御回路の電流検出システムに使われています。AD210の入力はアイソレートされていて、110 V/230 Vの電力線に保護回路なしで直接つなぐことができます。AD620は、入力セクションの絶縁された±15 V電源で動作して、電流センス用の微小抵抗両端の電圧降下を検出します。AD210の入力段のOPアンプはボルテージ・フォロワとして使われていて、誤差への影響を最小にしています。実

〈表3-2〉AD210 アイソレーション・アンプのおもな仕様

- ・トランス結合方式
- ・高いコモンモード電圧に対するアイソレーション
2500 V_{RMS} (連続)
±3500 V_{peak} (連続)
- ・広い帯域：20 kHz (フル・パワー)
- ・最大直線性誤差：0.012 %
- ・入力アンプのゲイン：1～100
- ・入力/出力にアイソレートした電源供給：±15 V, ±5 mA

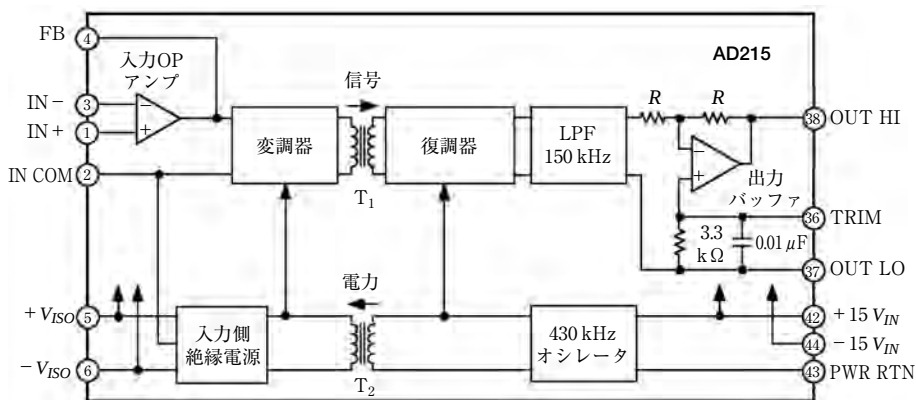
● 2ポート・アイソレータ AD215

AD215は高速な2ポート型のアイソレーション・アンプであり、広帯域のアナログ信号を絶縁して増幅するように設計されています[参考文献(3)を参照]。AD215の斬新な回路とトランスの設計により、直流性能を劣化させずに、広帯域の動特性を得ています。図3-3にAD215のブロック図を示します。

AD215は入力と出力間のガルバニックな絶縁を実現しますが、デバイスにはユーザが利用できるフロントエンド用の絶縁された正負電源も用意されています。出力側の $\pm 15\text{ V}$ 電源を使って設計をすれば、絶縁されたDC-DCコンバータを別途用意する必要がありません。これにより、周辺回路が最小で済み、システムがシンプルになることで部品コストを減らすことができます。

AD215の設計自由度は大きく、高速なアナログ信号を高い同相電圧がある状態で測定する広範囲のアプリケーションにおいて使用できます。

〈図3-3〉120 kHz 低歪み 2ポート・アイソレーション・アンプ AD215



〈表3-3〉AD215 アイソレーション・アンプのおもな仕様

- ・アイソレート電圧：1500 V_{RMS}
- ・フル・パワー帯域：120 kHz
- ・スルー・レート：6 V/μs
- ・高調波歪み：-80 dB@1kHz
- ・最大直線性誤差：0.005 %
- ・ゲイン範囲：1～10
- ・絶縁電源：±15 V@±10 mA

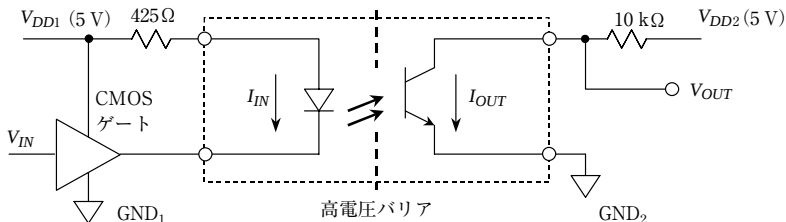
AD215の入出力範囲は $\pm 10\text{ V}$ であり、ゲインは $1\text{ V/V} \sim 10\text{ V/V}$ で規定されています。また、オフセットが微調整されたバッファ付きの出力段と、フロントエンド用に絶縁された $\pm 15\text{ V}/10\text{ mA}$ のユーザが利用できる電源を備えています。AD215のおもな仕様を表3-3にまとめてあります。

3-2 デジタル・アイソレーションの技術

医療用機器などの高度の絶縁が必要な多くの用途において、アナログ・アイソレーション・アンプが使われています。デジタル手法によるアイソレーション技術でも同様なガバナニクな絶縁を得ることが可能で、グラウンド・ノイズなしにデジタル信号を高い信頼性で伝送できます。

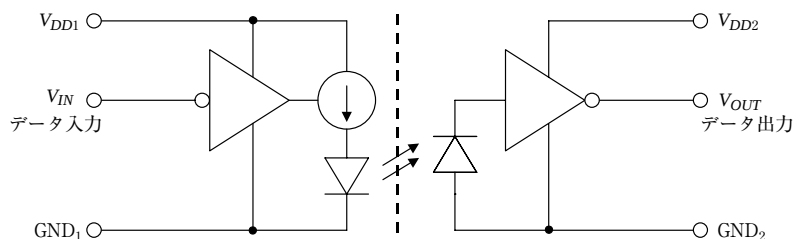
フォト・カプラ（あるいはフォト・アイソレータとも呼ばれる）は有用なデバイスであり、さまざまなタイプやパッケージのものが入手できます。一般的なフォト・カプラは、図3-4に見られるようにLEDとフォト・トランジスタを基本にしたもので、およそ 10 mA の電流がLEDによる送信部を駆動し、光出力はフォト・トランジスタで受信されます。LEDが発生する光はフォト・トランジスタを飽和させます。この構成で、RMS値で $5\text{ kV} \sim 7\text{ kV}$ の入出力間の絶縁が一般的に得られます。デジタル信号には都合が良いのですが、フォト・カプラの動作は、ほとんどのアナログ・アプリケーションに対してはリニアリティが悪すぎます。また、フォト・トランジスタが飽和するので、遅いデバイスでの応答時間は $10\text{ }\mu\text{s} \sim 20\text{ }\mu\text{s}$ の範囲となる場合があります、高速が求められるアプリケーション

〈図3-4〉LEDとフォト・トランジスタによるフォト・カプラを使ったデジタル・アイソレーション



- ・ 高い電圧障壁を備える伝送には光を使用
- ・ 送信はLED、受信はフォト・トランジスタを使用
- ・ 高いアイソレーション電圧： $5000 \sim 7000\text{ V}_{\text{RMS}}$
- ・ リニア動作ではない…デジタルまたは周波数データに適する
- ・ 遅いデバイスでも $10 \sim 20\text{ }\mu\text{s}$ の立ち上がり/立ち下がり時間
- ・ 例：ILQ-1（シーメンス社，<http://www.siemens.com>）

〈図 3-5〉LED とフォト・ダイオードによるフォト・カプラを使ったデジタル・アイソレーション



- ・供給電圧：+5 V
- ・絶縁電圧：2500 V_{RMS}
- ・ロジック信号周波数：12.5 MHz_(max)
- ・最大転送レート：25 Mbaud
- ・最大伝播遅延：40 ns
- ・立ち上がり/立ち下がり時間：9 ns_(typ)
- ・例：HCPL-7720(アジレント・テクノロジー, <http://www.semiconductor.agilent.com>)

ョンでは制約となります。

より高速なフォト・カプラのアーキテクチャを図 3-5 に示します。これは LED とフォト・ダイオードを使っているものです。この場合も、LED は約 10 mA で駆動されます。

この電流により発生した光出力によって、受信部のフォト・ダイオードに電流が発生します。これはデバイス出力段のトランスインピーダンス・アンプが、有効なロジック・レベルの電圧を発生させるのに十分な大きさになります。速度は個々のフォト・カプラによって大幅に異なりますが、最も高速なものの伝播遅延は平均で 20 ns、最悪で 40 ns であり、NRZ データでは 25 Mbaud まで扱うことが可能です。これは方形波の周波数にすると最大 12.5 MHz にあたり、通過可能なパルス幅の最小値は 40 ns となります。

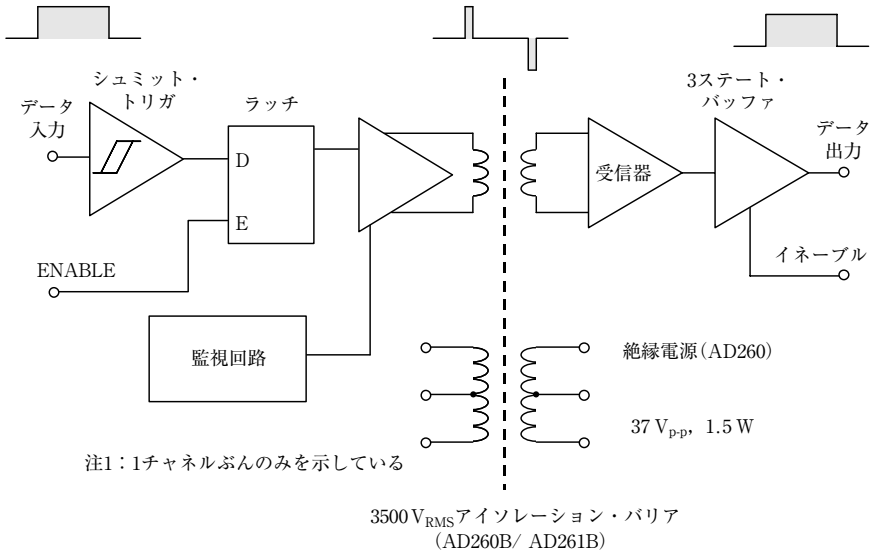
●高速ロジック・アイソレータ AD260/261

デジタル・アイソレータの AD260/261 シリーズは、トランス結合による絶縁の原理で動作します [参考文献 (4) を参照]。これらのデバイスは、高速な DSP やマイクロコントローラ、プロセッサとの間で、5 系統のデジタル・コントロール信号を絶縁することができます。AD260 は、3.5 kV_{RMS} 耐圧の絶縁された外部 DC-DC コンバータ電源回路用の 1.5 W のトランス*2 も含んでいます。

AD260 の各系統は 20 MHz (40 Mbaud) までのデジタル信号を扱うことができ、その

*2：【訳注】これは最大値、最小値は 1 W。

〈図 3-6〉AD260/261 デジタル・アイソレータ



伝播遅延はわずか 14 ns で、非常に高速なデータ伝送が可能です。入力波形と出力波形の相似性は入力の ± 1 ns 以内に保たれるので、AD260 は PWM 信号を精密に絶縁するために使うことができます。

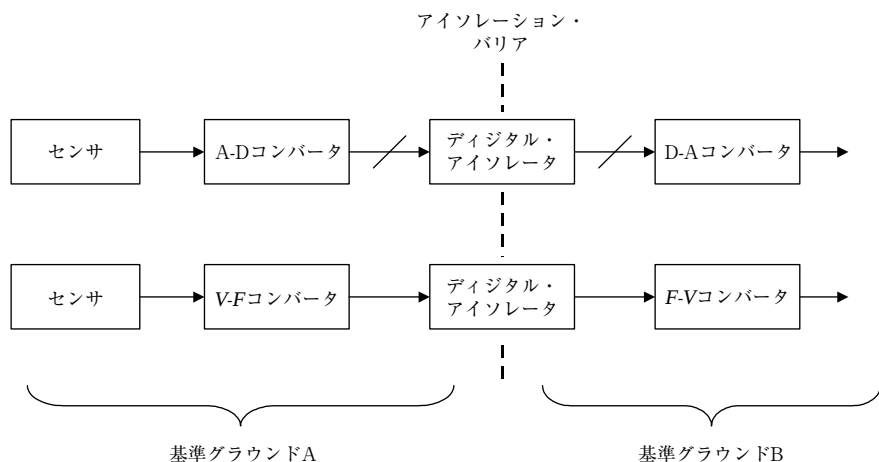
図 3-6 に示したのは、AD260/261 の 1 チャンネルぶんを簡略化した回路です。入力データはシュミット・トリガを経てラッチされ、さらにデジタル信号のエッジを微分する特別な送信回路に入って、エッジ検出した「H にセット/L にセット」の波形で独自構造のトランスの 1 次巻き線を駆動します。同じ「H にセット/L にセット」の波形でアイソレーション・トランスの 2 次巻き線は受信部を駆動して、元のロジック信号波形を再生します。同時に、バックグラウンドで動作している内部回路が 5 μ s ごとにすべての入力を監視していて、論理遷移が起こらない期間には「H にセット/L にセット」されたデータを適切にインターフェースを介して送ります。これにより、誤動作あるいは電源立ち上がり時の状態からの回復は、5 μ s ～ 10 μ s ですむことになります。

電力トランス (AD260 に備わっているもの) は 150 kHz ～ 250 kHz の間で動作するように設計されていて、5 V でプッシュプル駆動すると 1 W 以上の絶縁された電力を容易に発生します。トランスのタップや整流器、レギュレータの構成を変更することで ± 5 V, 15 V, 24 V, あるいは 30 V やそれ以上の出力の組み合わせが得られます。

〈表 3-4〉AD260/261 デジタル・アイソレータのおもな仕様

- ・アイソレーション試験電圧：3500 V_{RMS} (AD260B/AD261B)
- ・5本のアイソレート・デジタル・ラインが利用可能
- ・ロジック信号周波数：20 MHz_(max)
- ・データ・レート：40 Mbaud_(max)
- ・絶縁供給電圧：37 V_{p-p}, 1.5 W (AD260)
- ・波形エッジ伝送歪み：±1 ns
- ・伝播遅延：14 ns
- ・立ち上がり/立ち下がり時間：5 ns 以下

〈図 3-7〉データ収集システムにおけるデジタル・アイソレータの応用例



電圧降下の少ないドライバを使って5Vでプッシュプル駆動すると、トランスの2次巻き線に発生する電圧は37 V_{p-p}になります。表 3-4 に AD260/261 シリーズのおもな仕様をまとめてあります。

ここで解説したような低価格のデジタル・アイソレータを使うことで、図 3-7 に示すようなデータ収集システムでの絶縁の問題のほとんどが解決できます。図の上の例では、最初に信号をデジタル化してから、デジタル・アイソレータを使うことで、アナログ・アイソレーション・アンプを使った場合に起こる問題をなくしています。デジタル・アイソレータを使って A-D コンバータの平行出力をそのまま絶縁することもできますが、アイソレータの帯域幅が十分なら、シリアル出力の A-D コンバータを使うほ

うがずっと現実的です。これによって、コストと部品点数が最小になり、3本のワイヤ（データ、シリアル・クロック、フレーミング信号）でインターフェースは済んでしまいます。

図の下側の例では、 V - F コンバータを送信部として使い、 F - V コンバータを受信部として使います。この場合、デジタル・アイソレータは1個で済みます。

◆参考文献◆

- (1) James Conant, "Precision Wideband Three-Port Isolation Amplifier", Analog Dialogue, Vol.20, No.2, 1986, pp.14.
- (2) Data sheet for AD210 Precision, Wide Bandwidth 3-Port Isolation Amplifier, <http://www.analog.com>
- (3) Data sheet for AD215 120 kHz Bandwidth, Low Distortion, Isolation Amplifier, <http://www.analog.com>
- (4) Data sheets for AD260 and AD261 High Speed Logic Isolators, <http://www.analog.com>
- (5) Chapters 2, 3, 8, Walt Kester, Editor, Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning, Analog Devices, 1999, ISBN: 0-916550-20-6.
- (6) Chapter 2, Walt Kester, Editor, Linear Design Seminar, Analog Devices, 1995, ISBN: 0-916550-15-X.
- (7) Chapter 10, Walt Kester, Editor, Mixed-Signal and DSP Design Techniques, Analog Devices, 2000, ISBN: 0-916550-23-0.