

低消費電力計測アンプのアプリケーション

多くのアプリケーションにおいて、設計者は低電源電圧、電源電流条件でICが優れた特性を示すことを要求します。1チップのモノリシック計測アンプはこれらの要求に応え、アイソレーションや他の難問に対し正確なゲイン・ブロックで対応可能で、使いやすいものとなっています。

本アプリケーション・ノートでは応用例について解説しています。

設計者は低消費電力が深刻に影響するアプリケーションの多くにおいて、計測アンプのINA102を用いることにより多くの優位性を得ることができます。代表的な例としては、バッテリー、ソーラーセル、移動用電源などで動作させるリモート・モニタシステム、リモート・トランスデューサ、パルスコントロール・システム、そしてデータアキュジション・システムなどがあります。

アイソレーション問題の解決

図1は低電源電流が要求されるアイソレーションされたハイパフォーマンス・データアキュジション・システムにINA102の低電源電流特性を応用した例を示しています。図1aは電源からアイソレーションされたアイソレーション・アンプ3656に直接INA102をインターフェースした例を示しています。トランス結合アイソレーション・アンプ3656は3500VDCの連続絶縁耐圧を有しています。

図1bの回路は最小消費電流の8ch入力システムです。回路に必要な電源電流はCMOSマルチプレクサを除くと、OPA234は300 μ A以下、アイソレーション・アンプISO100はわずか75mWで、総合消費電力は325mWです。電源には絶縁されたDC-DCコンバータを使用します(出力20mA程度)。ISO100は光結合を用いているので、連続ピーク・アイソレーション電圧は750Vと3656に比べて小さくなっていますが、3656よりも低コストです。図1cに示す回路はデジタル信号でのアイソレーション例を示したものです。選択されたチャンネルの信号はV/Fコンバータに加えられ、入力信号に応じたパルス列を出力します。また、図1cの回路はアイソレーション電源を用いていますので、出力電力はV/Fコンバータに使用できます。システム・クロックをV/Fコ

ンバータにも用いるならVFC100が使用できますが、VFC100のクロック入力に対しデジタル光カプラが必要になります。同期の必要がなければVFC32タイプのV/Fコンバータが使用できます。これらの例では、そのV/Fコンバータのフルスケール周波数(ダイナミック・レンジ)はフォトカプラの応答速度によって制限されます。

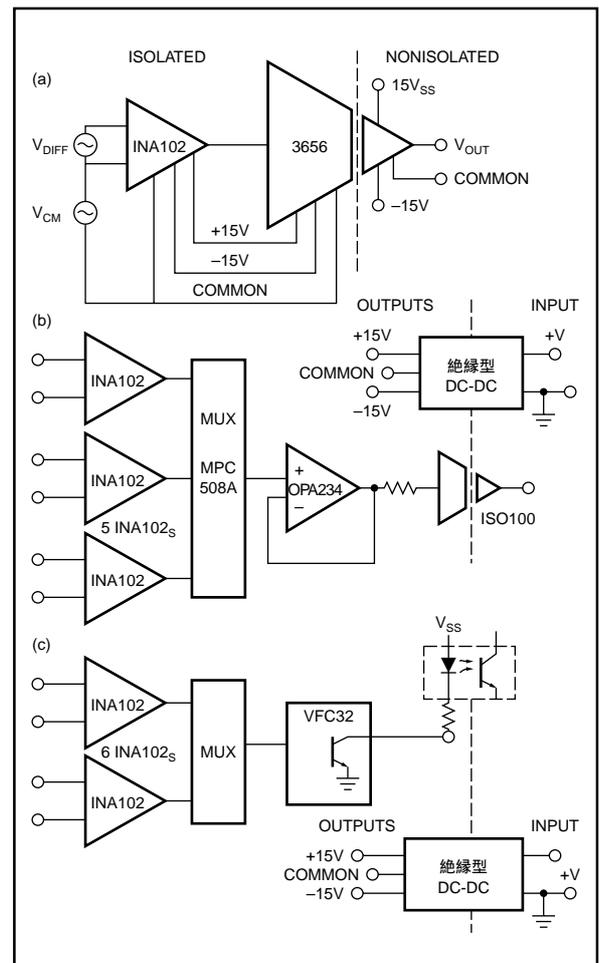


図1. INA102の低消費電流特性を応用したアイソレーテッド信号アキュジション例 (a)ダイレクトにアイソレーション・アンプと組み合わせた例 (b)8ch CMOSマルチプレクサとの組み合わせ例 (c)簡単なA/D変換への応用例

設計パラメータにてさほど高精度を要求されない場合、フォトカプラを用いてアイソレーション・アンプ的应用をすることができます(図2)。この場合、INA102は低出力電源により電流モニタとして動作しますが、モータ駆動回路の高圧側にフローティングしています。

この回路において、高圧側電流検出方法は重要な意味がありま

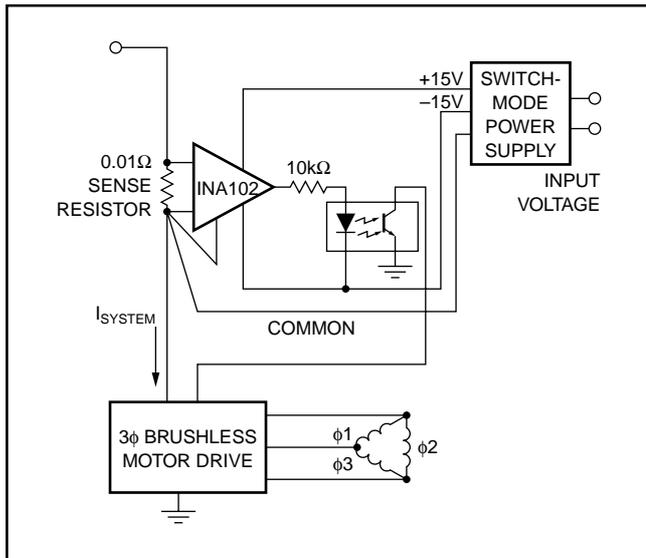


図2. 高精度を要求しない光カプラ・アイソレーションによるモータ電流モニタ応用例

す。リターン路(低圧側検出)に検出抵抗を置くと、モータ内部の異常が検出できません。検出抵抗に 0.01Ω を用いて計測アンプ・ゲインを100倍程度に設定すれば、直接電圧で検出電流を読みとれます。図2の例においては精度はそれ程高くありません。これは、フォトカプラの直線性誤差が2%程度あるのに加えて、出力信号には固有のオフセット電圧を生じるためです。

医療用計測アプリケーションにおいては、アイソレーションに関して避けて通れません。図3は低電力CMOSにてコントロールされる、バッテリー駆動のマルチチャンネルEEGシステムの例を示したものです。この回路は連続的にチャンネル間をスキャンします。この回路は60Hz、 $1V_{p-p}$ 以上の同相ソースから $100\mu V_{p-p}$ 程度の微小信号を検出しようとするもので、15個のINA102を使用しても、CMOS回路の消費電流1mAを加えた全電流は12mA程度で済みます。ch1(ピン4)入力は10kHzの矩形波を入力し、連続チャンネル・スイープにおけるch1のタイミング検出に利用します。

高精度を必要としないアイソレーション回路におけるフォトカプラの応用

プロセス・モニタにおける低消費電力化

プロセス・コントロールにおいて連続的なモニタを必要としない場合があります。たとえば、定間隔(1回/分、1回/秒など)のサンプリング・レートで十分な場合、サンプリングの間隔の間電力消費をセーブできる手法をとれます。

INA102はこうしたアプリケーションに最適です。INA102は低消費電力で、ウォームアップによる熱変化、ウォームアップ・ドリフトが少ないため、わずかな時間で回路の復帰に対応できます。サイドブレード・パッケージにおける $70\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ の熱抵抗はINA102自身の温度変化に対してわずか2 $^{\circ}\text{C}$ であり、ウォームアップ

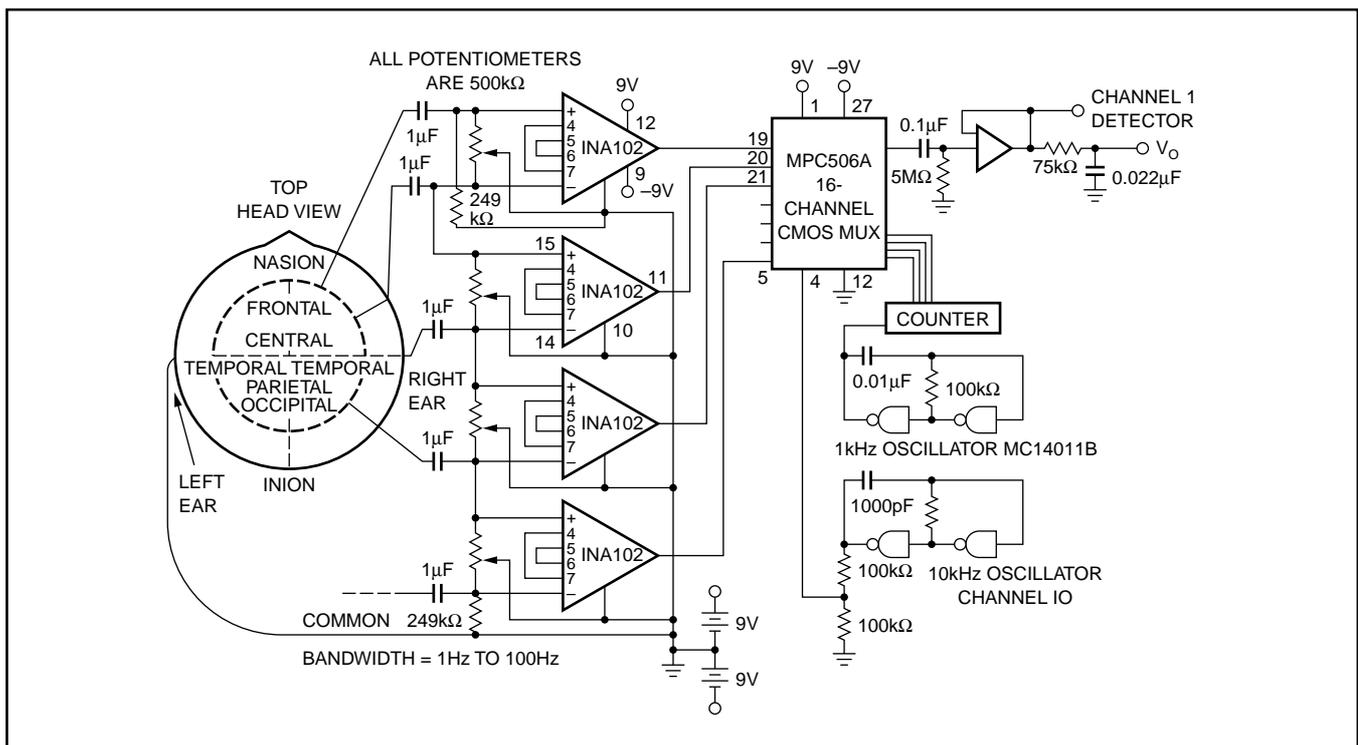


図3. バッテリー駆動EEGシステム。CMOS回路と15個のINA102との組み合わせで連続チャンネル・スキャンを行い、総消費電流はわずか12mA

プによるオフセット電圧ドリフトに換算すればわずか $14\mu\text{V}$ です。

図4はこのアプリケーション回路例を示したものです。単純なモメンタリー・スイッチのトリガで動作し、2段のワンショット回路に入力されたトリガにより、1つのワンショット出力はCMOSアナログ・スイッチの制御を、もうひとつのワンショット出力はA/Dコンバータの制御に用いられます。最初のワンショットの出力時間 t_1 はウォームアップ・タイム、セトリングタイム、A/D変換時間を考慮して設定します。また、2つ目のワンショットの出力時間 t_2 はA/Dコンバータの変換時間に設定します。通常 t_1 はLCDセンサなどの応答時間なので 1ms から 10ms 程度となり、1サンプル/秒のサンプリング・レートにおいて有効なパワー・セーブが可能です。

60Hz、 1Vp-p 以上の同相、ハイ・インピーダンス信号源から微小信号を検出するEEGアプリケーション例

マルチプレクサ前段に配置するINA102

INA102はまた、高スループット・レートの有益なデータアキュジション・システムを構成できます。通常、データアキュジション・システムではマルチプレクサは計測アンプの前段に配置します。これは、計測アンプをマルチプレクサの前段に配置するのに比べて、コスト、消費電力、スペースの点で優位だからです。

INA102を用いることにより、コストをセーブし、低消費電力でハイパフォーマンスなデータアキュジション・システムを構成することができます。

連続的サンプリングを必要としないモニタ・システムへの応用例

図5にシステム構成例を示します。この構成においては、前述のパワーセービング技法を利用して選択チャンネル以外の計測アンプの消費電力をセーブでき、ゲイン設定用抵抗は内蔵されているので、設計者は必要なゲインの設定をジャンパ接続のみで行うことが可能です。

この設計手法では、入力信号を初段で増幅することからS/N比の点で有利であり、より高速のスキミングが可能です。スキミング・レートに対する考察は重要です。入力ノイズ低減を目的として、設計者が帯域制限フィルタを使用すればデータ収集のセトリングタイムは増加します。通常1次のフィルタでは0.1%の精度に整定するためのセトリングタイムは時定数 t の7倍になります。図5に示す 100Hz の帯域制限フィルタでは約 11ms となります。

また、各コンポーネントの選択と配置にも注意しなければなりません。

通常、サンプル/ホールド回路のセトリングタイム、逐次比較型A/Dコンバータの変換時間は μs オーダーですので、アナログ信号処理部より時間は短く、システム全体のスループットをクリティカルに左右するものではありません。これに最も影響するのは計測アンプの配置で、マルチプレクサの後段に計測アンプを配置したとすると、わずか 93 サンプル/秒のサンプリング・レートしか得られません。初段にINA102を配置し、計測アンプの後段にマルチプレクサを配置すると、そのサンプリング・レートは 24kHz/秒 とすることが可能です。

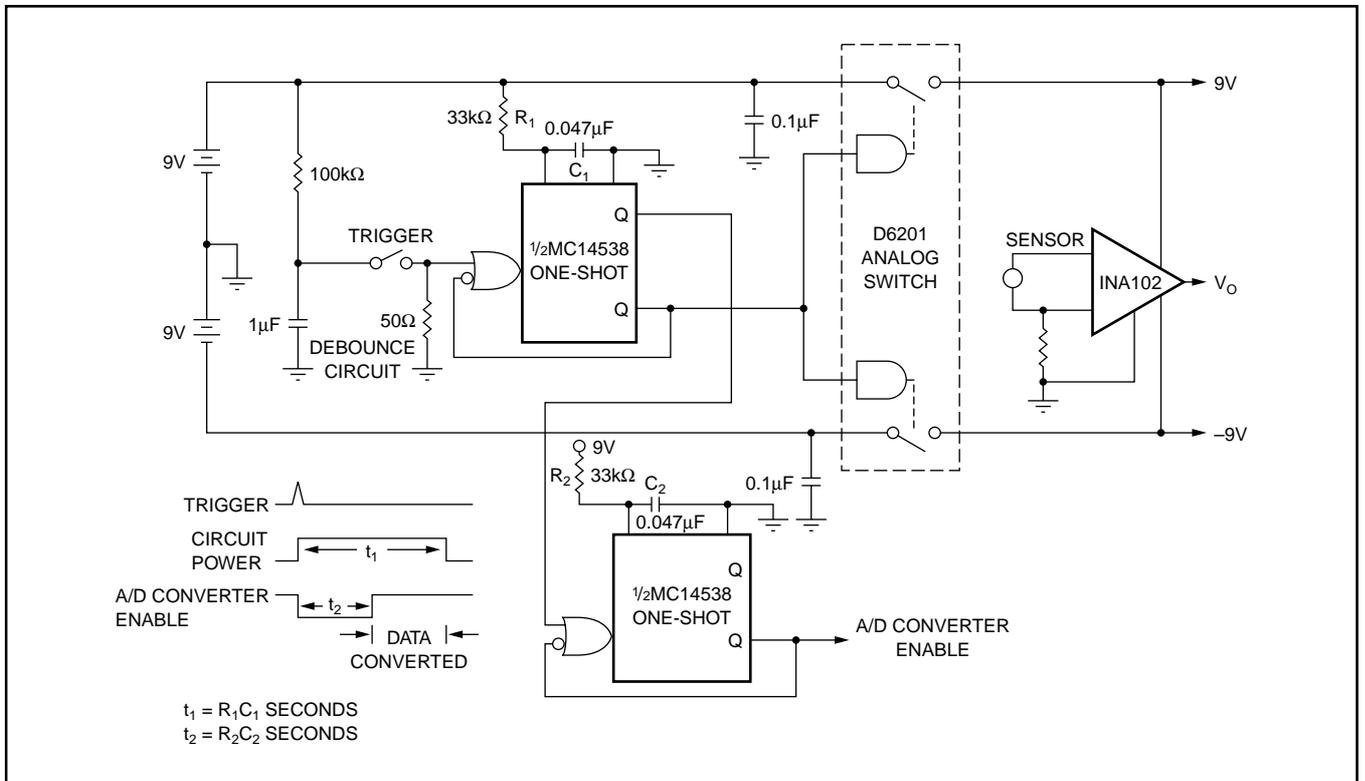


図4. 断続パルスにてパワーセーブ機能のついたプロセスモニタ応用例

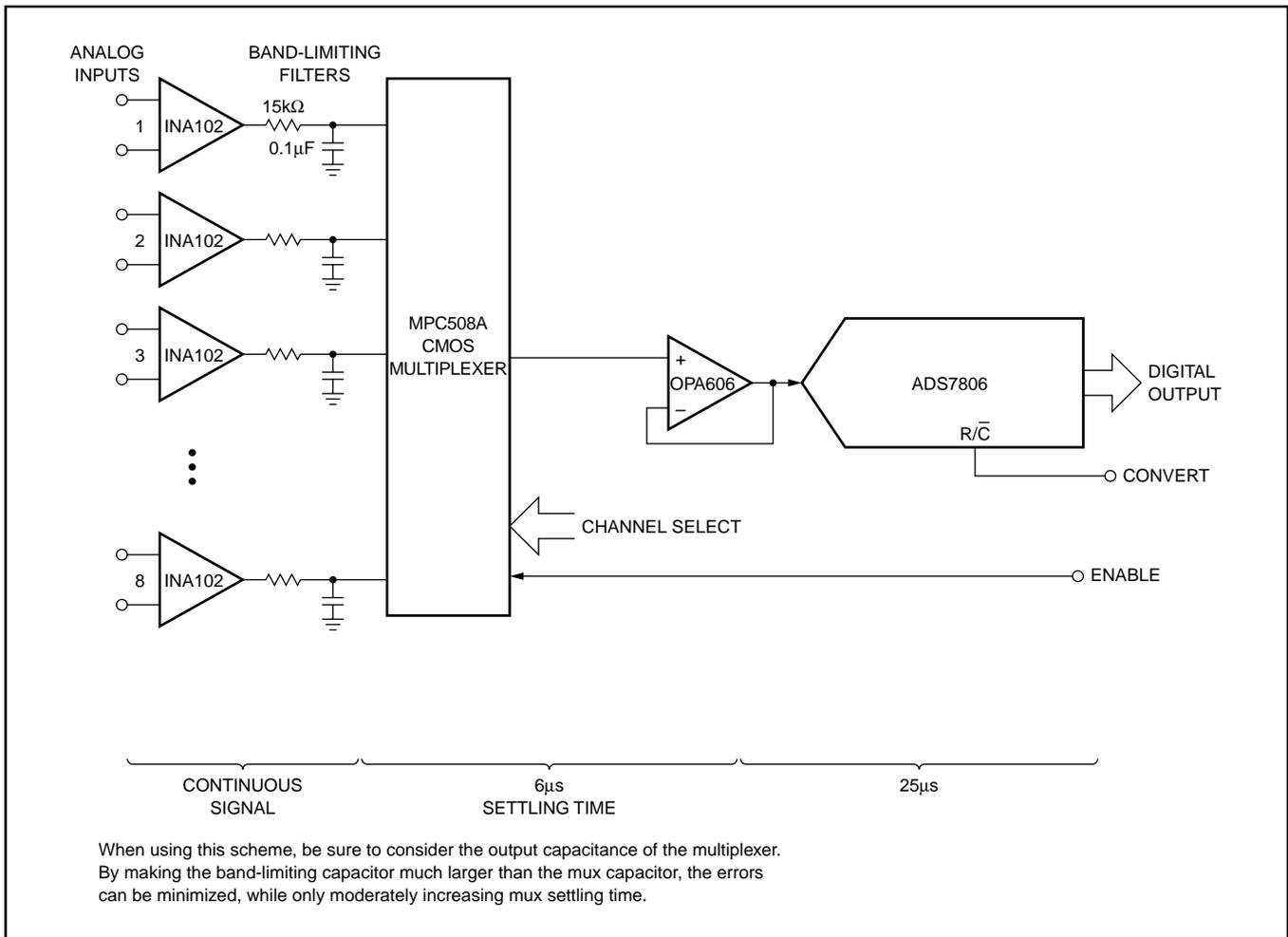


図5. マルチプレクサ前段にチャンネル分のINA102を配置し、24kHzのサンプリング・レートを持つデータアキュイジション・システム構成例

このシステムにおいて、64個のINA102を用いて64チャンネルのデータアキュイジション・システムを構成したとすると、±15Vの電源に要求される総電力はわずか2Wです。さらに発熱のないINA102の特性によりファンを用いる必要はありません。

計測アンプの選択

計測アンプ回路の考察において最も有意義な方法は、すべての誤差発生源についてワーストケースで解析することです。これはデータシートから判断してもかまいません。通常、誤差のスペックはフルケースに対するppmもしくは%で表されています。

また、ほとんどのデータシートではこれらは入力換算で表されているので、出力に対してはゲイン分の換算が必要です。

3つのタイプの誤差要因

計測アンプの誤差は大別すると、ゲイン誤差、オフセットおよび除去誤差、ノイズ誤差の3つに分類することができます。統合ノイズおよびアンプの非直線性はスループットの回路の分解能を左右します。温度に対するオフセットおよびゲインのドリフトは読み取り精度を制限します。設計者は、たとえば同相モード・エラー、電源リップルなどの誤差要因について計算することができます。最も大きい誤差要因であるオフセット誤差について調整することができます。図6のモデル図は計測アンプの誤差要因につい

て概念をモデル化したものです。差動入力信号 V_D は理想的にはゲイン倍されて出力されますが、実際にはゲイン誤差、ゲイン・ドリフト、ゲイン非直線性などの誤差要因が総合されて出力されます。スペックシートにおいてはゲイン誤差はDCで規定されていますが、カットオフ周波数に対してのクローズドループ・ゲインにおける誤差についても注意しなければなりません。

ゲイン・ドリフトは通常ppm/ で示され、通常動作温度と設定温度との差である温度変化範囲に対して全ドリフト量を求めることができます。また、ゲイン非直線性も同様にppm/ で規定されているので前述の例のように求めることができます。

同相モード電圧の影響

差動電圧 V_D には常に同相モード成分の電圧が重畳されています。計測アンプは同相モード電圧を除去するよう設計されており、出力への影響を最小限に抑えることができます。

図6において V_R で示される誤差要因は同相モード成分と電源除去分(CMRRとPSSR)との統合誤差を示したもので、通常この誤差は非常に小さいものです。多くのモノリシック・サーキットにおいては優れた電源除去特性を有しているため、電源がレギュレートされていない場合以外、この影響はほとんど無視できます。同相モード除去比は周波数特性を持つので、設計者はデータシートから正確な値を把握しなければなりません。このCMRR特性カーブはPSSR特性カーブと同等の曲線を描きます。

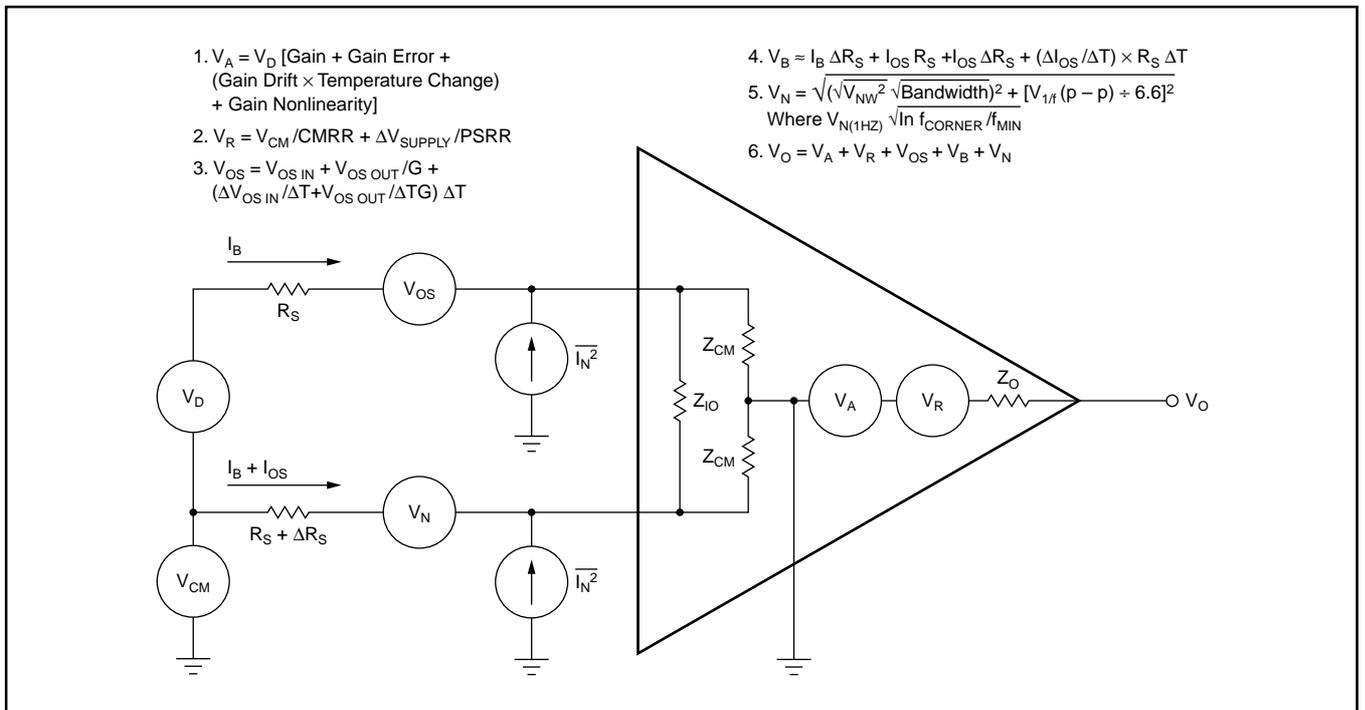


図6. 計測アンプにおける誤差解析モデル図

オフセット電圧は正確には入力オフセットと出力オフセットの2つの構成を持ちますが、簡単には入力信号源と直列におかれる単一電圧源と見なすことができます。また、オフセット電圧誤差 V_{OS} は温度ドリフトによる影響も含まれます。

温度ドリフトの影響

入力バイアス電流はオフセット電圧を発生させますが、これらは通常無視されます。また、オフセット電流は2つの入力バイアス電流の差として定義されています。各入力と信号源の間には信号源抵抗 R_S があり、各入力に対する R_S の差分 ΔR_S は非常に重要です。いくつかのオフセット電圧に影響する誤差要因のうち、バイアス電流は温度に対する変化が一定であるので、この誤差要因については計算でワースト・ケースが求められます。

最後の誤差要因(雑音)

雑音はアンプにおける最後の誤差要因となります。この雑音は大別して、ショット・ノイズ、ポップコーン(バースト)ノイズ、フリッカー(1/f)ノイズおよび熱雑音とに分類されます。通常、データシートにおいてはこれらノイズを1/fノイズ、ショット・ノイズ(ホワイト・ノイズ)、電流ノイズとに分類しています。

電流ノイズはバイポーラ入力型オペアンプの場合はほとんど無視できます。設計者は必要なゲインと帯域幅から、データシートに記載されている雑音密度をもとに簡単にノイズレベルを求めることができます。一般に雑音の実効値とピーク値の変換には雑音がガウス分布するとして、確率密度関数から求めることができ、求めたピーク値よりも実際の雑音レベルを超える時間的確率が0.1%として6.6の係数(クレスト・ファクタ)を用います。

システムの有効なダイナミック・レンジを把握するにはノイズフロアレベルの考察がかかせません。それには増幅器の帯域幅、1/f領域ノイズ(1Hzから10Hz程度の)について適切な把握が必要です。ショット・ノイズと1/fノイズの間には直接的相関はありませんが、

せんが、総合ノイズは各ノイズについて二乗平均和をとることによって求めることができます。たとえばINA102をゲイン100倍、帯域幅1kHzで用いるとした場合、データシートによると1/fノイズは65nV/√Hz、1Hzから30Hzのフリッカー・ノイズは120nVrms(図6の式5参照)、ホワイト・ノイズは同様に30nV/√Hz × √(1000 - 30) から約934nVとなり、これらの総合ノイズは√(934nV)² + (120nV)² = 0.94μVrmsと求めることができます。この値にクレスト・ファクタの6.6を掛けるとピーク値が求まり、100倍ゲインにおける出力ノイズは約620μVで、これは20Vフルスケールに対して31ppmとなります。

前述のノイズ解析の計算法概要は厳密なアプローチではありませんが標準的増幅器に対して十分実用的で、デバイスの実力をスピーディに把握、比較することができます。

INA102の特徴

INA102は差動増幅器とペアの非反転増幅回路から構成されています。この入力部のゲインはシステムのゲインを決めると共に、ノイズ特性を支配します。ゲイン設定のための内部抵抗はすべてトリミングされており、最小90dBの同相除去比と、0.05%から0.5%(ゲイン設定により異なる)の高ゲイン精度を実現しています。これら内部抵抗は物理的にも熱的にトラッキングのとれるようチップ上に配置されており、±5から±20ppm/(ゲイン設定により異なる)の低ゲイン温度ドリフトも達成しています。(図7参照)。

他の特性面では、±3.5Vから±18Vの広範囲な電源電圧、0.5mAの低消費電流、25において最大0.05%(G = 1000)の直線性誤差、±300 ±300/GμV(G=ゲイン)の低オフセット電圧および±2 +5/GμV/の低オフセット電圧温度ドリフト、最大30nAの低バイアス電流、-25 から+85の広範囲な動作温度範囲などの特性を実現しています。

INA102の各ゲイン設定用抵抗は回路図に示す値に絶対値でト

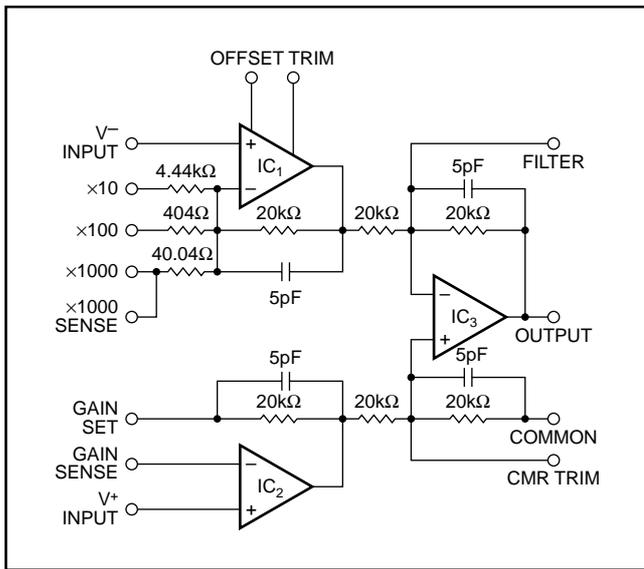


図7. INA102内部ブロック図

リミングされるのではなく、帰還抵抗との比でトリミングされています。したがって、ゲイン設定端子とセンス端子の間は接触抵抗を極力抑えて接続しなければなりません。たとえば、 $G = 1000$ において 0.2Ω のシリーズ抵抗は 0.5% のゲイン誤差として現れます。

このアプリケーションノートに記載されている情報は、信頼しうるものと考えておりますが、不正確な情報や記載漏れ等に関して弊社は責任を負うものではありません。情報の使用について弊社は責任を負えませんので、各ユーザーの責任において御使用下さい。価格や仕様は予告なしに変更される場合がありますのでご了承下さい。ここに記載されているいかなる回路についても工業所有権その他の権利またはその実施権を付与したり承諾したりするものではありません。弊社は弊社製品を生命維持に関する機器またはシステムに使用することを承認しまたは保証するものではありません。

日本バー・ブラウン株式会社

<http://www.bbj.co.jp/>

本社 〒222-0033 横浜市港北区新横浜2-3-12 新横浜スクエアビル ☎ 045-476-7870

大阪営業所 〒532-0011 大阪市淀川区西中島6-1-1 新大阪プライムタワー ☎ 06-6305-3287

フリーラインFAX

本社 ☎ FAX.0120-068801
大阪 ☎ FAX.0120-068805

万一つながらない場合は、お手数ですが弊社営業部FAX045-476-7889（有料）までご連絡くださるか、あるいはTELにてお問い合わせください。

©BBJ990702K