

第3章

モノリシック計装アンプ

オペアンプ構成の計装アンプに対する利点

モノリシックICの計装アンプは、応用設計の容易な計装アンプを求める要望に応じて開発されたものです。これらの回路では、前章で説明した3オペアンプ構成や2オペアンプ構成の計装アンプ回路にさまざまな変更が加えられているとともに、レーザ・トリミング抵抗や、その他のモノリシックIC技術の利点を備えています。能動素子と受動素子が同じダイの中に配置されるため、良好なマッチングが可能となり、デバイスの高CMRが保証されます。また、これらの素子は温度変化に対してもマッチングが保たれるため、広い温度範囲にわたって優れた性能が確保されます。レーザ・ウエハー・トリミングなどのIC技術により、モノリシック集積回路をきわめて高精度で調整できるようになるとともに、低価格での大量生産が可能になっています。モノリシック・デバイスのもう1つの利点は、大量生産向けに設計された超小型で超低価格のSOIC、MSOP、LFCSP（チッ

プスケール）パッケージが利用できる点です。表3-1はアナログ・デバイスズの計装アンプの性能一覧を示します。

計装アンプとディファレンス・アンプのいずれを使用すべきか？

計装アンプとディファレンス・アンプは、多くの共通した特性を備えていますが、設計プロセスの第1ステップでは、どちらのタイプのアンプを使用するかを決める必要があります。

ディファレンス・アンプは、基本的にオペアンプ構成の減算器であり、通常、値の大きな入力抵抗を使用します。入力抵抗はアンプの電流を制限することにより保護機能を果たします。また、内部の減算アンプが処理できる範囲にまで入力同相電圧と差動電圧を低減します。一般にディファレンス・アンプは、同相電圧または過渡電圧が電源電圧を超えるおそれのある用途に適しています。

表3-1. アナログ・デバイスズの最新世代の計装アンプ一覧¹

製品番号	特長	電源電流 (typ)	− 3dB 帯域幅 (typ) (G = 10)	CMR G = 10 (dB) (min)	入力オフセット電圧 (max)	VOS ドリフト (μV/°C) (max)	RTI ノイズ ² (nV/√Hz) (G = 10)	入力バイアス電流 (nA) (max)
AD8221	高精度、高帯域幅	0.9mA	560kHz	100 ³	60μV	0.4	11 (max)	1.5
AD620	汎用	0.9mA	800kHz	95 ³	125μV	1	16 (max)	2
AD8225	高精度ゲイン = 5	1.1mA	900kHz ⁴	83 ^{4, 5}	150μV	0.3	45 (typ) ⁴	1.2
AD8220	レール to レール、JFET 入力	750μA	1500kHz	100	250μV	5	17 (typ)	10pA
AD8222	デュアル、高精度、高帯域幅	1.8mA	750kHz	100 ³	120μV	0.4	11 (max)	2
AD8230	レール to レール、ゼロ・ドリフト	2.7mA	2kHz	110	10μV	10	240 (typ)	1
AD8250	高帯域幅、プログラマブル・ゲイン	3.5mA	3.5MHz	100	100μV	1	13 (typ)	15
AD8251	高帯域幅、プログラマブル・ゲイン	3.5mA	3.5MHz	100	100μV	1	13 (typ)	15
AD8553	シャットダウン付きオートゼロ	1.1mA	1kHz	100	20μV	0.1	150 (typ)	1
AD8555	ゼロ・ドリフト、デジタル・プログラマブル	2.0mA	700kHz ⁶	80 ⁶	10μV	0.07	32 (typ)	22
AD8556	デジタル・プログラマブル計装アンプ、フィルタ付き	2.0mA	700kHz ⁶	80 ⁶	10μV	0.07	32 (typ)	54
AD622	低価格	0.9mA	800kHz	86 ³	125μV	1	14 (typ)	5
AD621	高精度ゲイン	0.9mA	800kHz	93 ³	250μV ⁷	2.5 ⁷	17 (max) ⁷	2
AD623	低価格、S.S.	375μA	800kHz	90 ³	200μV	2	35 (typ)	25
AD627	マイクロパワー、S.S.	60μA	80kHz	100	250μV	3	42 (typ)	10

注
S.S. = 単電源
¹ 最新の製品と仕様については、アナログ・デバイスズのウェブサイト www.analog.com をご覧下さい。
² 1kHz で RTI ノイズ = $\sqrt{(e_n)^2 + (e_{no/g})^2}$
³ DC ~ 60Hz で 1kΩ 信号源不平衡の場合
⁴ ゲイン 5 で動作時
⁵ 10kHz で 1kΩ 信号源不平衡の場合
⁶ ゲイン 70 で動作時
⁷ 入力換算 (RTI)

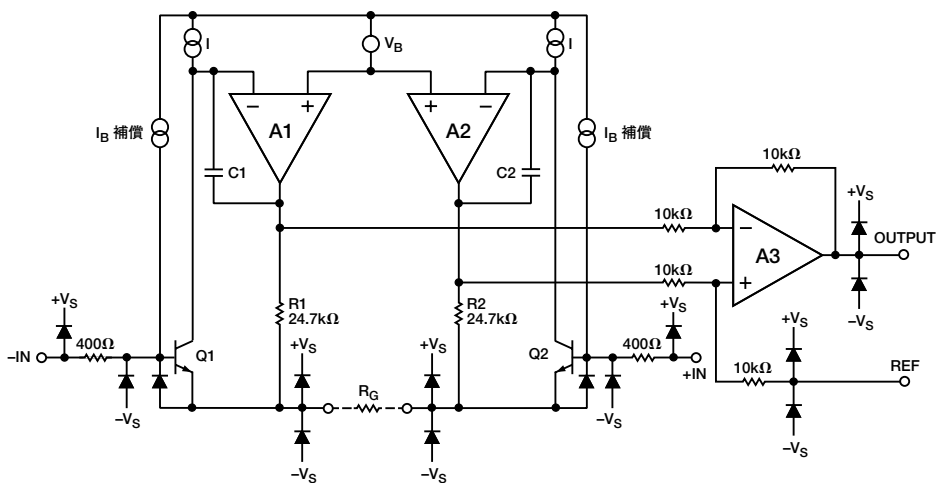


図 3-1. AD8221 の簡略回路図

一方、計装アンプはほとんどの場合、2つの入力バッファ・アンプを備えたオペアンプ減算器です（これにより入力Zが増大するため、入力信号源の負荷が低減されます）。計装アンプは、総入力同相電圧に入力差動電圧（過渡電圧を含む）を加えた値が電源電圧よりも小さいときに使用します。また計装アンプは、最高の精度、最高のS/N比、最小の入力バイアス電流が必須となるアプリケーションにも必要となります。

モノリシック計装アンプ設計—その裏話

高性能計装アンプ

アナログ・デバイセスが初の高性能モノリシック計装アンプ **AD520** を発表したのは、1971年のことでした。

2003年には**AD8221**を発表しました。この計装アンプは超小型MSOPパッケージを採用し、競合の計装アンプ製品よりも高帯域にわたって高CMRを実現しました。AD8221は、業界標準の**AD620**シリーズ計装アンプを上回るACおよびDC仕様を達成しています。

AD8221は、従来型の3オペアンプ・トポロジに基づいたモノリシック計装アンプです（図3-1）。入力トランジスタQ1とQ2は定電流でバイアスされるため、あらゆる差動入力信号に対してA1とA2の出力電圧は強制的に等しくなります。入力に加えられた信号によって生じた電流はR_G、R1、R2を流れ、A1とA2の出力は適正な電圧を供給できるようになります。構造的には、Q1、A1、R1とQ2、A2、R2は、高精度な電流帰還アンプと考えることができます。増幅された差動信号と同相信号は差動アンプA3に加えられます。A3は同相電圧を除去する一方で、差動電圧を処理します。差動アンプは低出力オフセット電圧と低出力オフセット電圧ドリフトを備えています。レーザ・トリミング抵抗により、ゲイン誤差が20ppm未満（typ）で、CMRRが90dB（G=1時）を超える高精度な計装アンプが可能となっています。

スーパーベータ入力トランジスタとI_B補償手法を使用することで、AD8221はきわめて高い入力インピーダンス、低I_B、低I_{OS}、低I_Bドリフト、低入力バイアス電流ノイズ、および8nV/√Hzという超低電圧ノイズを実現しています。

AD8221の伝達関数を次式で表すことができます。

$$G = \frac{49.4\text{k}\Omega}{R_G} + 1$$

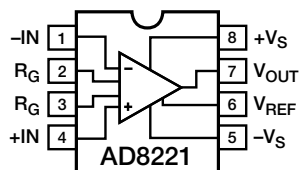
$$R_G = \frac{49.4\text{k}\Omega}{G - 1}$$

外付けの標準値抵抗を1つ使用するだけで、設計者が容易かつ正確にゲインを設定できるように配慮されています。

入力アンプは電流帰還アーキテクチャを採用しているため、AD8221のゲイン帯域幅積（GB積）はゲインとともに増大し、その結果、システムは電圧帰還アーキテクチャを高ゲインで使ったときに予想される帯域幅損失を生じません。

低入力レベル時にも精度を維持できるよう、AD8221の設計とレイアウトには特別な配慮がなされているため、きわめて要求の厳しいアプリケーションであっても、その要求を満たす性能を備えています（図3-3と図3-4を参照）。

AD8221は、独自のピン配置を採用したことで、10kHz (G = 1) で80dB、1kHz (G = 1000) で110dBという、比類のないCMRR仕様を満たしています。図3-2に示すバランスのとれたピン配置により、従来CMR性能に悪影響を与えていた寄生成分が低減されています。また、この新しいピン配置では、関連するパターンが集められているため、ボードのレイアウトを簡素化できます。たとえば、ゲイン設定抵抗ピンは入力ピンの隣に、またリファレンス・ピンは出力ピンの隣に配置されています。



上面図

図 3-2. AD8221 のピン配置

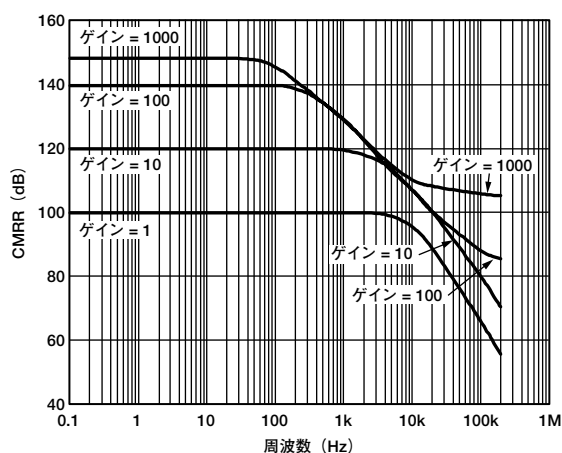


図 3-3. AD8221 : CMRR の周波数特性 (RTI)

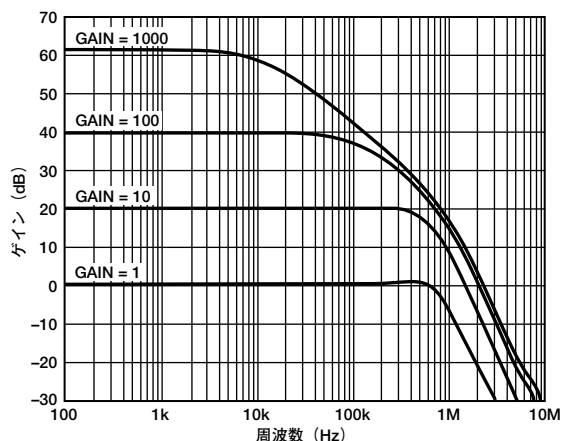


図 3-4. AD8221 : クローズド・ループ・ゲインの周波数特性

AD8222 (図3-5) は、AD8221計装アンプのデュアル構成版であり、性能と仕様はほぼ同じです。小型のため、1つのPCボードに多くのアンプを搭載できます。またAD8222は、差動出力仕様の初の計装アンプです。4mm×4mm、16ピンLFCSPパッケージで提供されます。

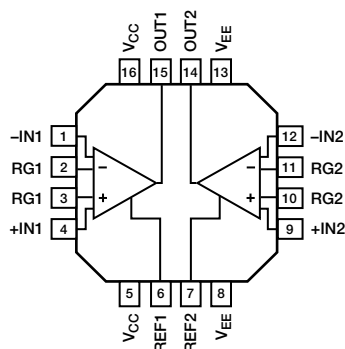
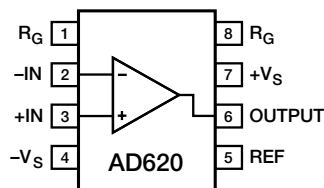


図 3-5. AD8222 の内部結線図

長年、AD620が業界標準の高性能、低価格の計装アンプでした。AD620は、完全モノリシック計装アンプであり、8ピンDIPとSOICのパッケージで提供されます。ユーザは1つの外付け抵抗を使用するだけで、1~1000の範囲で所望のゲインをプログラムできます。設計では、ゲイン10および100を実現するために必要な抵抗値は、1%精度の標準金属薄膜抵抗値になります。



上面図

(実寸ではありません)

図 3-6. AD620 のピン配置

AD620 (図3-7を参照) は、従来型のAD524計装アンプの第2世代版であり、その3オペアンプ構成回路の改良版が組み込まれています。レーザ・トリミングを施したオンチップ薄膜抵抗R1とR2により、1つの外付け抵抗を使用するだけで、正確に(最大誤差±0.3%)ゲインを100倍に設定できます。モノリシック構造とレーザ・ウエハー・トリミングを採用したことで、回路素子の良好なマッチングとトラッキングを実現しています。

Q1とQ2で構成されたプリアンプ・セクションにより、前段にゲインが追加されています。Q1-A1-R1ループとQ2-A2-R2ループを経由する帰還が、入力デバイスQ1とQ2を流れるコレクタ電流を一定に維持し、これにより外付けのゲイン設定抵抗RGの両端に入力電圧が印加されます。これで、 $G = (R1 + R2) / RG + 1$ で与えられる差動ゲインが、入力からA1/A2出力の間に

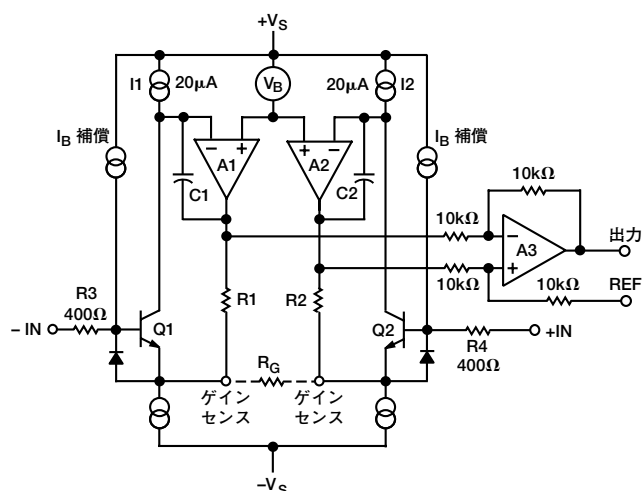


図 3-7. AD620 の簡略回路図

生成されます。ユニティ・ゲイン減算器A3は、いずれの同相信号も除去し、REFピン電位を基準としたシングルエンド出力を生成します。

R_G の値によって、プリアンプ段の相互コンダクタンスも決定されます。ゲインを大きくすると R_G は低減されるため、相互コンダクタンスは増大し、入力トランジスタの相互コンダクタンス値に漸近します。このことは重要な利点をもたらします。第1に、プログラムによるゲインを大きくすると、オープン・ループ・ゲインが増大し、結果としてゲイン関連の誤差が減少します。第2に、ゲイン帯域幅積(C1、C2、プリアンプの相互コンダクタンスで決まる)は、プログラムしたゲインに応じて増大するため、アンプの周波数応答が最適化されます。図3-8は、AD620のクローズド・ループ・ゲインの周波数特性の関係を示します。

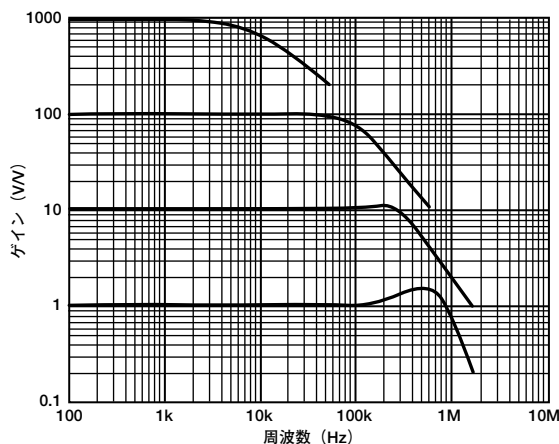


図 3-8. AD620 : クローズド・ループ・ゲインの周波数特性

図3-9に示すように、AD620は広い周波数範囲にわたって優れたCMRも備えています。

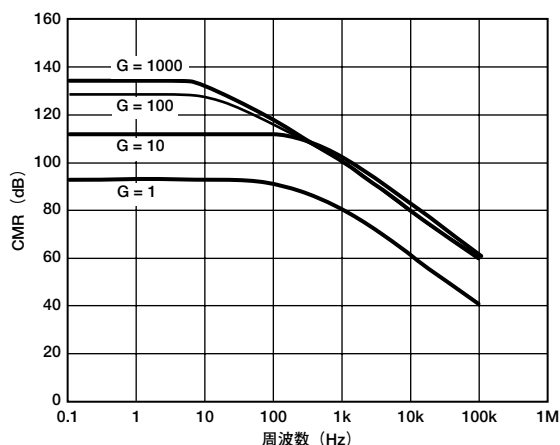


図 3-9. AD620 : CMR の周波数特性

図3-10と図3-11は、AD620のゲインの非直線性と小信号パルス応答を示しています。

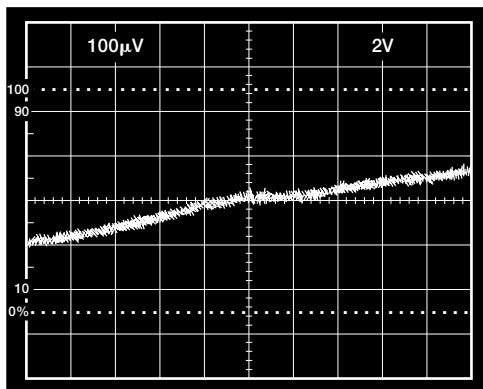


図3-10. AD620：ゲインの非直線性 ($G = 100$ 、 $R_L = 10k\Omega$ 、垂直目盛： $100\mu V = 10ppm$ 、水平目盛： $2V/DIV$)

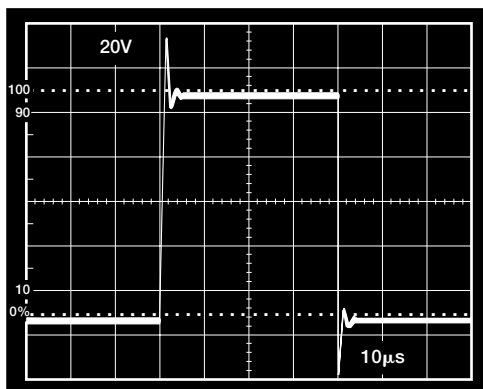


図3-11. AD620：小信号パルス応答 ($G = 10$ 、 $R_L = 2k\Omega$ 、 $C_L = 100pF$)

さらに、主に入力デバイスのコレクタ電流とベース抵抗によって決まる入力電圧ノイズが $9nV/\sqrt{Hz}$ の値にまで低減されます。

内蔵ゲイン抵抗 R_1 と R_2 は、絶対値 $24.7k\Omega$ にトリミングされており、これにより1つの外付け抵抗だけで正確にゲインをプログラムできます。ゲインの計算式は次のようになります。

$$G = \frac{49.4k\Omega}{R_G} + 1$$

したがって、

$$R_G = \frac{49.4k\Omega}{G - 1}$$

ここで、抵抗 R_G の単位は $k\Omega$ です。

$24.7k\Omega$ という絶対値は、1%精度の標準抵抗値を使用して最も一般的なゲインを設定できる値です。

低価格の計装アンプ

AD622は、AD620 (図3-6を参照) の低価格版です。AD622では、製造方法を合理化し、AD620のほとんどの性能を低価格で実現しています。

図3-12、図3-13、図3-14は、AD622のCMRの周波数特性、ゲインの非直線性、クロズド・ループ・ゲインの周波数特性を示しています。

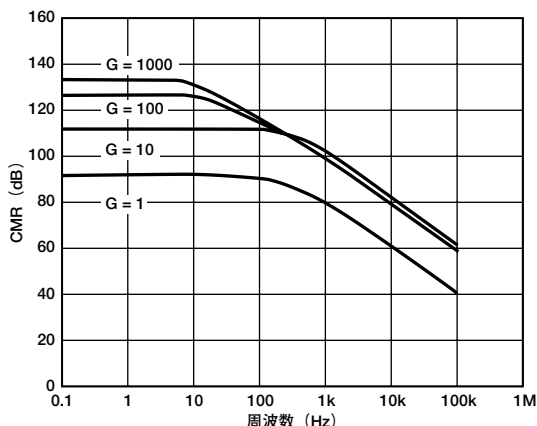


図3-12. AD622：CMRの周波数特性 ((RTI) 0 ~ $1k\Omega$ 信号源不平衡))

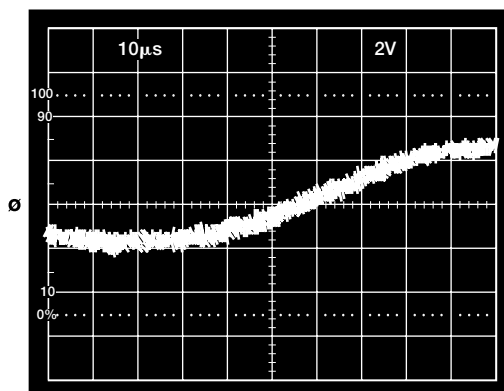


図3-13. AD622：ゲインの非直線性 ($G = 1$ 、 $R_L = 10k\Omega$ 、垂直目盛： $20\mu V = 2ppm$)

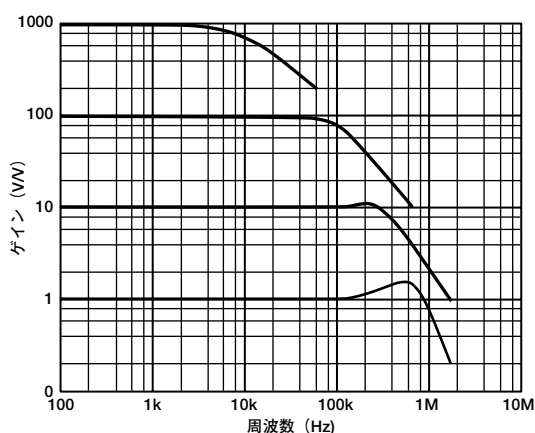


図 3-14. AD622 : クローズド・ループ・ゲインの周波数特性

ピン・プログラマブルで高精度のゲイン計装アンプ

AD621は、ゲイン値10と100に対するゲイン設定抵抗がダイに搭載されていて、外付け抵抗が不要であるという点を除いて、AD620と同じです。外部ジャンパを1ヶ所 (1ピンと8ピン間) つなぐだけで、ゲイン値100を選択できます。ゲインを10にする場合は、1ピンと8ピンをオープンにしておきます。これにより、オンチップ・ゲイン抵抗が帰還抵抗のTCに追従するため、優れたゲインの温度安定性が実現します。図3-15は、AD621の簡略回路図です。最大総ゲイン誤差が0.15%、ゲイン・ドリフトが $\pm 5\text{ppm}/^\circ\text{C}$ であるため、AD621はAD620に比べてはるかに優れた固有の精度を備えています。

AD621は、外付けのゲイン抵抗を使用することで10～100のゲインで動作できますが、ゲイン誤差とゲイン温度ドリフトは低下します。外付け抵抗を使用すると、デバイスのゲインは、次式から求められます。

$$G = (R1 + R2)/R_G + 1$$

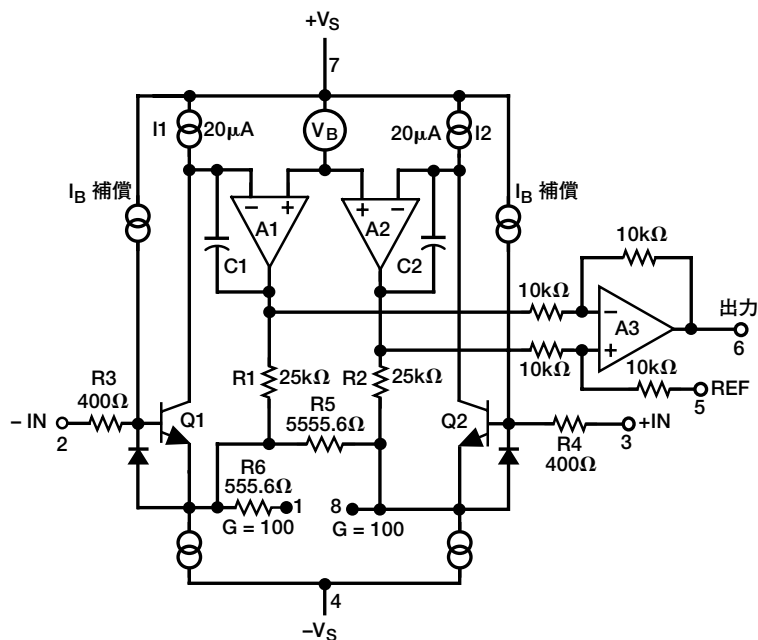


図 3-15. AD621 の簡略回路図

図3-16と図3-17は、AD621のCMRの周波数特性とクローズド・ループ・ゲインの周波数特性を示しています。

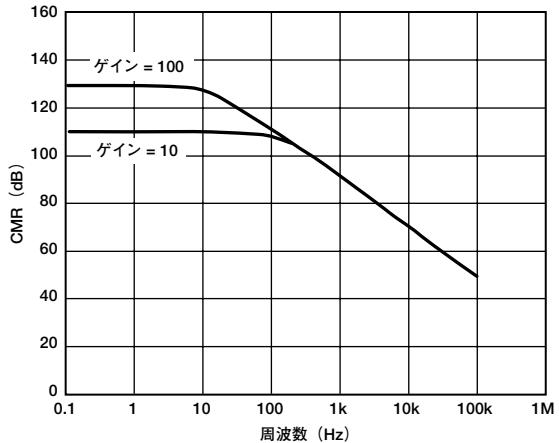


図 3-16. AD621 : CMR の周波数特性

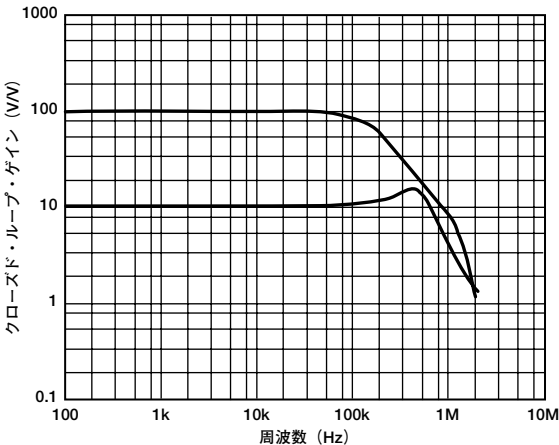


図 3-17. AD621 : クローズド・ループ・ゲインの周波数特性

図3-18と図3-19は、AD621のゲインの非直線性と小信号パルス応答を示しています。

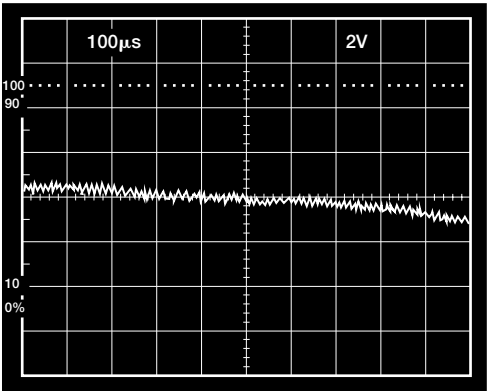


図 3-18. AD621 のゲインの非直線性 ($G = 10$ 、 $R_L = 10\text{k}\Omega$ 、垂直目盛: $100\mu\text{V}/\text{DIV} = 100\text{ppm}/\text{DIV}$ 、水平目盛: $2\text{V}/\text{DIV}$)

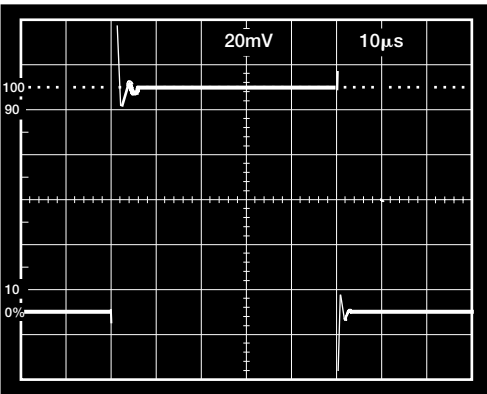
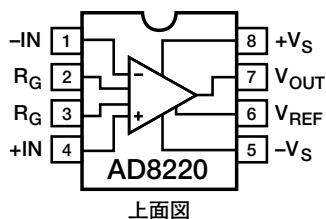


図 3-19. AD621 : 小信号パルス応答 ($G = 10$ 、 $R_L = 2\text{k}\Omega$ 、 $C_L = 100\text{pF}$)



上面図

図 3-20. AD8220 の内部結線図

AD8220 は、FET 入力ゲイン・プログラマブルな高性能計装アンプで、最大入力バイアス電流は 10pA です。また、このアンプは優れた高周波数同相ノイズ除去を備えています (図 3-20 を参照)。AD8220 は、最大 20kHz 、 $G=1$ で 70dB という最小限の CMRR を維持しています。きわめて高い入力インピーダンスと周波数の全範囲にわたる高 CMMR を兼ね備えた AD8220 は、患者監視装置などのアプリケーションに最適です。このようなアプリケーションでは、入力インピーダンスが高く、高周波数干渉を除去する必要があります。

レール to レール出力、低消費電力、小型 MSOP/CSP パッケージのため、この高精度計装アンプはマルチチャンネルのアプリケーションに適しています。

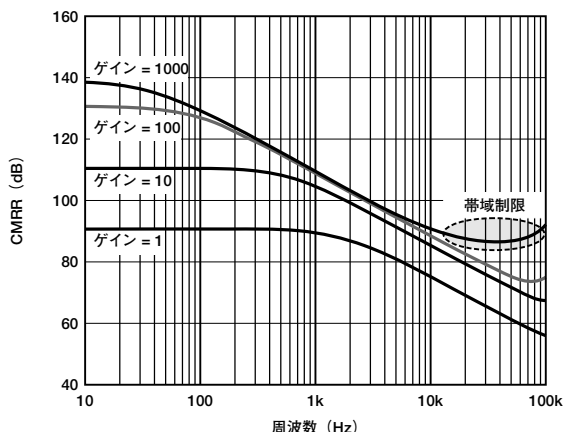


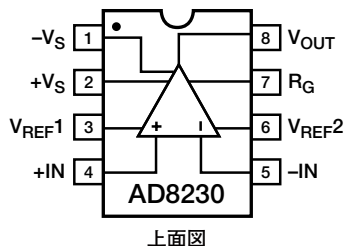
図 3-21. AD8220 : 代表的な CMRR の周波数特性

1つの抵抗でゲインを $1\sim 1000$ の範囲に設定できます。AD8220 は単電源と両電源の両方で動作し、電源電圧に近い入力電圧が発生するアプリケーションに最適です。また、低い単電源電圧による制約を受けるときには、レール to レール出力段によって、最大限のダイナミック・レンジが可能となります。

オートゼロ機能付き計装アンプ

オートゼロ機能とは、ダイナミック・オフセットとドリフトを相殺する手法であり、入力基準電圧のオフセットを μV レベルにまで、また電圧オフセット・ドリフトを $\text{nV}/^\circ\text{C}$ レベルにまで低減します。

AD8230 (図 3-22) は、オートゼロ・トポロジを利用し、これに高同相信号除去を組み合わせた計装アンプです。



上面図

図 3-22. AD8230 の内部結線図

内部の信号経路は、差動サンプル&ホールドの能動段 (プリアンプ) と、その後段の差動アンプ (ゲインアンプ) からなります。両アンプともオートゼロ機能を実装し、オフセットとドリフトを最小限に抑えています。完全差動トポロジにより、寄生ノイズと温度の影響に対する信号の耐性を向上しています。アンプのゲインを2つの外付け抵抗で設定することで、TC マッチングを容易に行えます。AD8230 は、電源電圧 ($\pm 5\text{V}$) 以内の入力同相電圧に対応できます。

信号サンプリング・レートをオンチップの10kHz発振器とロジックで制御することで、必要な非重複クロック・フェーズを得ています。図3-23と図3-24では、機能を簡単に説明できるようにするため、2つの連続したクロック・フェーズAとBを使用して内部動作の順序を表しています。

フェーズAの期間、サンプリング・コンデンサが同相電位の入力信号に接続されます。入力信号の差動電圧 V_{DIFF} は、サンプリング・コンデンサ C_{SAMPLE} の両端に蓄積されます。入力と同相電位は、サンプリング・コンデンサがプリアンプと異なる同相電位にある限り、 C_{SAMPLE} に影響を与えてしまいます。この期間、ゲインアンプはプリアンプから切り離されているため、その出力は、 C_{HOLD} (図3-23) に保持されている、前回サンプリングした入力信号電圧で設定されたレベルに維持されています。

フェーズBでは、アナログ入力信号をサンプリングするときに、入力同相成分が除去されます。プリアンプの同相出力はリファレンス電位 V_{REF} に保持されます。サンプリング・コンデンサの片側がプリアンプの出力に接続されているとき、入力信号同相電圧はアンプの同相電圧 V_{REF} にプルアップされます。このようにして、サンプリング・コンデンサはプリアンプと同じ同相電圧になります。残りの差動信号はゲインアンプに入力され、図3-24に示すように、ホールド・コンデンサの信号電位をリフレッシュします。

図3-25から図3-28は、AD8230の内部動作を詳しく示しています。前述のとおり、プリアンプとゲインアンプの両方がオートゼロ機能を備えています。図3-25に示すように、プリアンプは、フェーズAの期間にオートゼロの動作を行い、この間サンプリ

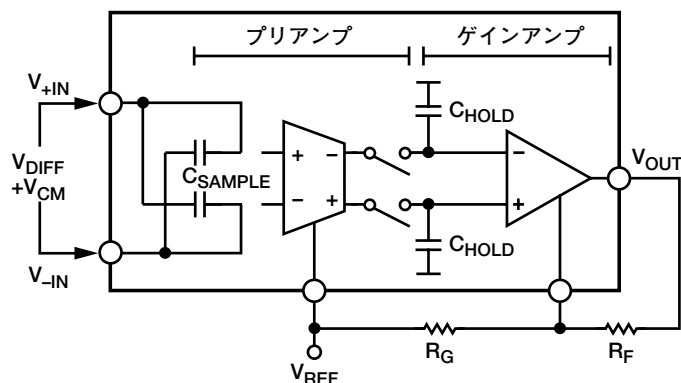


図 3-23. フェーズ A (サンプリング・フェーズ) の場合の AD8230。入力信号の差動成分はサンプリング・コンデンサ C_{SAMPLE} に蓄積される。ゲインアンプはホールド・コンデンサ C_{HOLD} に蓄積された信号を調整する。ゲインは R_G と R_F 抵抗で設定される。

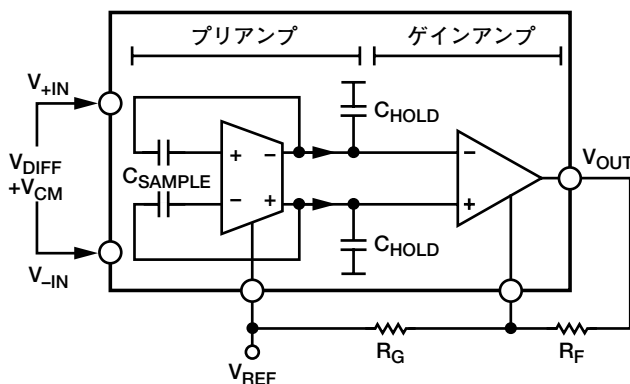


図 3-24. フェーズ B の場合。差動信号はホールド・コンデンサに伝達され、 C_{HOLD} に蓄積されていた値をリフレッシュする。ゲインアンプは、引き続きホールド・コンデンサ C_{HOLD} に蓄積された信号を調整する。

ング・コンデンサは信号源に接続されています。プリアンプの差動入力同士を接続することで、結果の出力を基準としたオフセットはプリアンプの補助入力ポートに接続されます。負帰還動作によって補助ポートは強制的に相殺電位となり、これが蓄積コンデンサ C_{P_HOLD} に保持されます。

フェーズ A の間、図 3-26 に示すゲインアンプは、保持コンデンサ C_{HOLD} に保持されている前回サンプリングした信号を読み取ります。ゲインアンプはフィードフォワード・オフセット補償を実装しているため、メインアンプを透過的にゼロにでき、また連

続した信号出力が可能となります。二重差動入力ポロジを利用することで、メインアンプとフィードフォワードのゼロ化アンプの全体にわたって差動信号の管理が維持されます。オートゼロ・アンプは 2 つの差動信号の入力を比較します。その結果、オフセット誤差がメインアンプのヌル・ポート V_{NULL} に入力され、 C_{M_HOLD} に蓄積されます。この動作によって、事実上、メインアンプの信号と帰還の両方のポートでの差動入力電位が強制的に等しく保たれます。これがゼロ・オフセットの要約です。

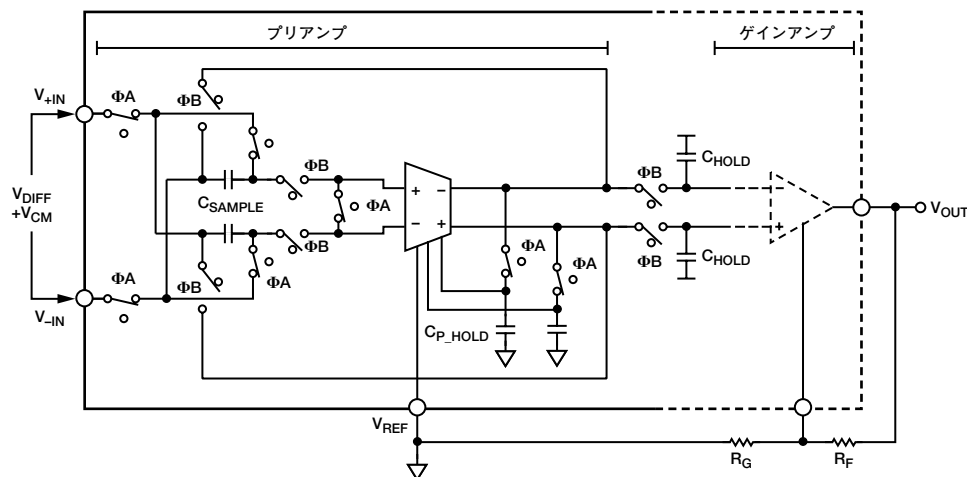


図 3-25. フェーズ A 期間でのプリアンプの詳細回路図。差動信号はサンプリング・コンデンサに蓄積される。同時に、プリアンプはプリアンプ自体のオフセットをゼロ化し、補正電圧をホールド・コンデンサ C_{P_HOLD} に蓄積する。

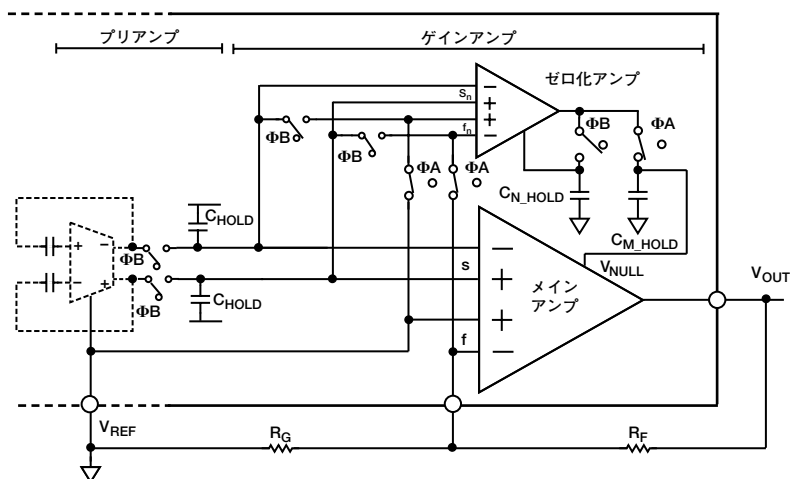


図 3-26. フェーズ A 期間でのゲインアンプの詳細回路図。メインアンプは、ホールド・コンデンサ C_{HOLD} 上に保持された信号を調整する。ゼロ化アンプは、補正電圧を V_{NULL} ポートに入力することによってメインアンプの入力を強制的に等しくし、メインアンプのオフセットを除去する。補正電圧は C_{M_HOLD} に蓄積される。

図3-27に示すように、フェーズBの期間、プリアンプの入力は短絡されておらず、サンプリング・コンデンサはプリアンプの入力と出力に接続されます。フェーズAの間にオートゼロ化されたプリアンプのオフセットは、最小限に抑えられています。サンプリング・コンデンサがプリアンプに接続されると、サンプリング・コンデンサの同相は V_{REF} に伝達されます。プリアンプは、ホールド・コンデンサ C_{HOLD} に差動信号を出力します。

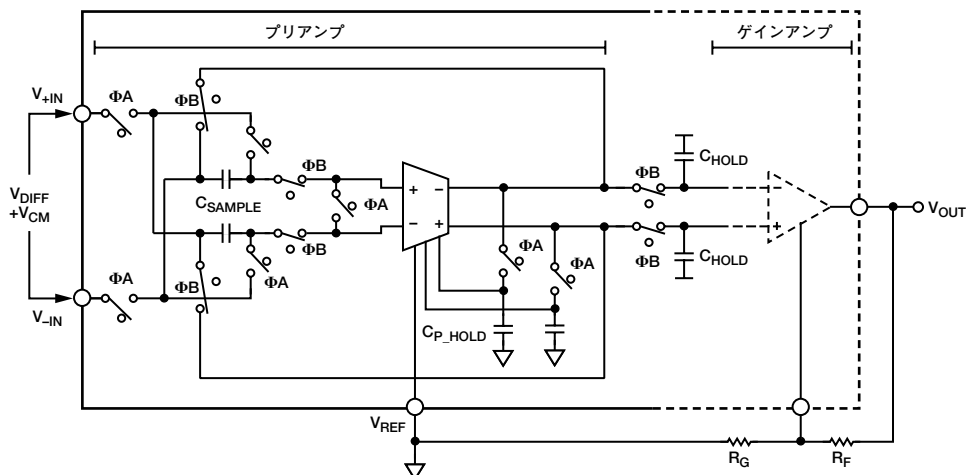


図 3-27. フェーズ B 期間中のプリアンプの詳細回路図。プリアンプのオフセットは、前のフェーズで補正されているため低いまま維持されている。サンプリング・コンデンサはプリアンプの入力と出力に接続され、差動電圧はホールド・コンデンサ C_{HOLD} 上に伝達される。

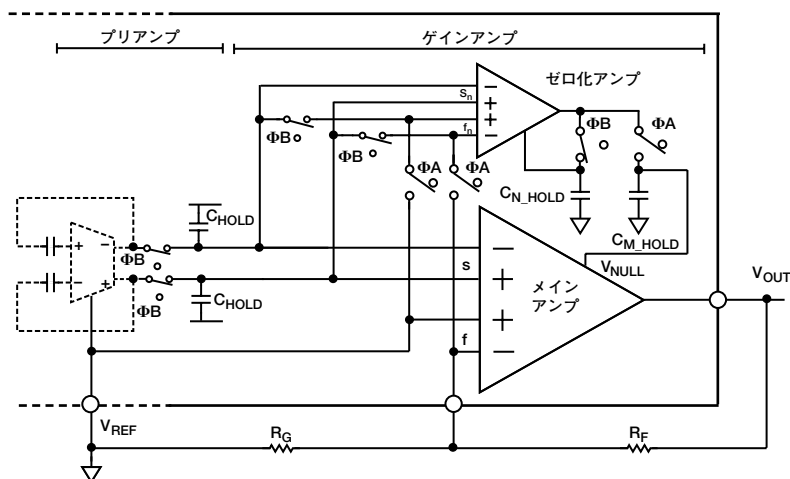


図 3-28. フェーズ B 期間中のゲインアンプの詳細回路図。ゼロ化アンプは、それ自体の補助ポートに補正電圧を入力し、さらに C_{N_HOLD} 上に蓄積することで、それ自体のオフセットをゼロ化する。メインアンプは引き続き、 C_{HOLD} に保持されている差動信号を調整する。ただし、メインアンプのオフセットは前のフェーズで補正されているため、最小限に維持される。

2つの外付け抵抗でAD8230のゲインを設定します。ゲインは次式から求められます。

$$\text{ゲイン} = 2 \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right)$$

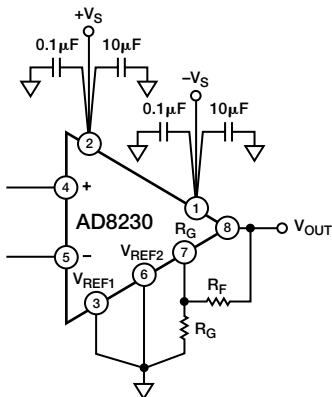


図 3-29. ゲイン設定

表3-2. 1%精度の標準抵抗使用時のゲイン

ゲイン	RF	RG	実際のゲイン
2	0Ω (短絡)	なし	2
10	8.06kΩ	2kΩ	10
50	12.1kΩ	499Ω	50.5
100	9.76kΩ	200Ω	99.6
200	10kΩ	100Ω	202
500	49.9kΩ	200Ω	501
1000	100kΩ	200Ω	1002

図3-29と表3-2にゲイン設定の例を示します。表3-2に示すように、AD8230は広範囲の抵抗値に対応できます。計装アンプの駆動能力には限界があるため、ゲイン設定抵抗の合計と出力負荷の並列抵抗値が2kΩを超えるような値にしてください。

$$R_L \parallel (R_F + R_G) > 2k\Omega$$

高温時のオフセット電圧ドリフトは、帰還抵抗 RF の値を小さくすることで低く抑えることができます。これは、RG ピン (7 番ピン) の接合リーク電流によるものです。

図3-30は、AD8230の同相ノイズ除去の周波数特性を示します。図3-31は、ゲイン10におけるAD8230のゲイン平坦性の周波数特性をプロットしたものです。

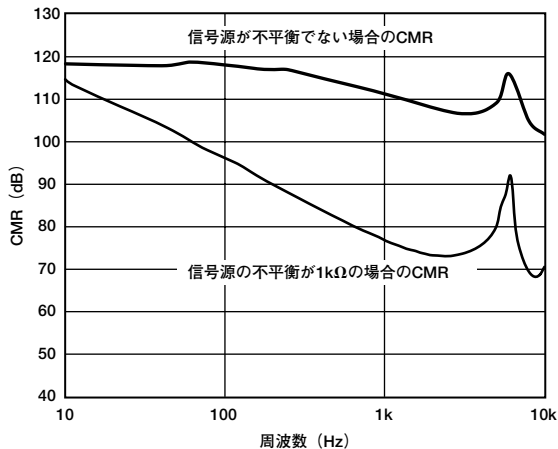


図 3-30. 同相ノイズ除去の周波数特性

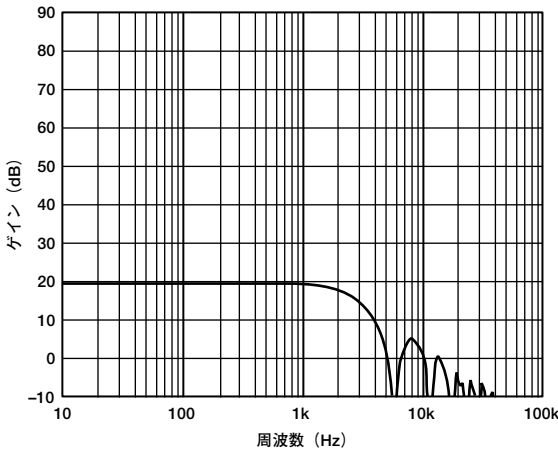


図 3-31. ゲインの周波数特性 (G = 10)

AD8553は、単電源動作が可能な高精度電流モードのオートゼロ計装アンプです。電流モード補正トポロジにより、優れた精度を実現しており、ダイ上にトリミング抵抗を必要としません。

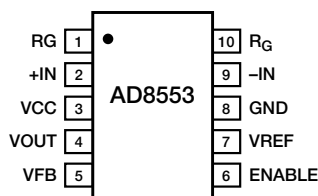


図 3-32. AD8553 のピン・アサイン図

図 3-32 は AD8553 のピン配置図、図 3-33 は AD8553 (補正なし) の基本動作を示す簡略回路図です。この回路は、電圧／電流アンプ (M1～M6) と、その後段の電流／電圧アンプ (R2 と A1) から構成されています。差動入力を加えることで、強制的に外付け抵抗 R1 に電流が流れ、結果として入力電圧が信号電流に変換されます。トランジスタ M3～M6 は、この信号電流の 2 倍をオペアンプ A1 の反転入力に伝達します。アンプ A1 と外付け抵抗 R2 は電流／電圧コンバータを形成し、VOUT にレール to レール出力電圧を生成します。

オペアンプ A1 は、高精度オートゼロ・アンプです。このアンプは、自動補正電流モードのアンプ・トポロジの性能を保持すると同時に、電圧入力で電圧出力の真の計装アンプを実現しています。オフセット誤差は内部で補正されます。

外部リファレンス電圧を A1 の非反転入力に加えることで、出力オフセットを調整しています。AD8553 は基本的にチョッパ型の計装アンプであるため、通常、適切なローパス・フィルタが出力に必要です。外付けコンデンサ C2 を使用して高周波ノイズを除去しています。

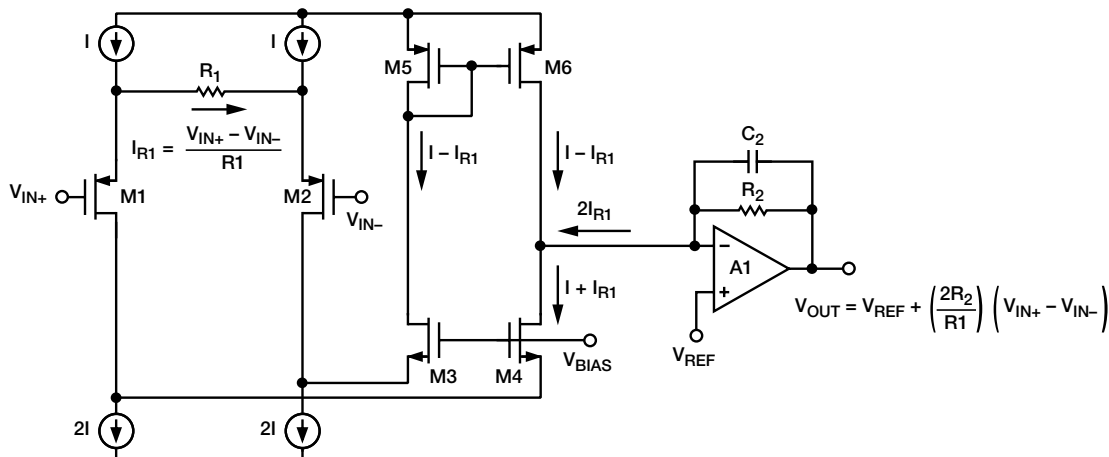
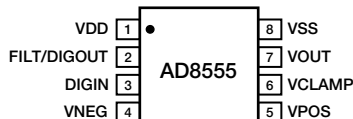


図 3-33. AD8553 の簡略回路図

AD8553 のピン配置では、電圧／電流コンバータの出力 (5 番ピン) から信号電流を利用できます。ユーザは、電圧出力デバイスではなく電流出力デバイスとして AD8553 を使用できます。

AD8555 は、ゼロ・ドリフトのセンサ信号用アンプで、デジタルでプログラム可能なゲインと出力オフセットを備えています。AD8555 は、可変圧力センサやひずみ計のブリッジ出力を特定の出力電圧範囲に簡単かつ高精度に変換できるように設計されており、またその他多くの差動センサ出力やシングルエンド・センサ出力も高精度に増幅します。

図 3-34 はピン配置を示し、また図 3-35 は簡略回路図を示します。



上面図
(実寸ではありません)

図 3-34. AD8555 のピン・アサイン図

AD8555 (および AD8556) は、オートゼロ機能と「チョッパ」手法を使用して、ゼロ・ドリフトを維持します。A1、A2、R1、R2、R3、P1、P2 が、差動アンプの第 1 ゲイン段を構成します。A1 と A2 はオートゼロ・オペアンプで、入力オフセット誤差を最小限に抑えます。P1 と P2 はデジタル・ポテンショメータで、単調性が保証されています。P1 と P2 をプログラムすることにより、7 ビット分解能で 4.0～6.0 まで初段のゲインを変化させることができるため、0.37% という高分解能のゲイン調整が得られます。R1、R2、R3、P1、P2 の温度係数は類似しているため、初段のゲイン温度係数は 100ppm/℃未満となります。

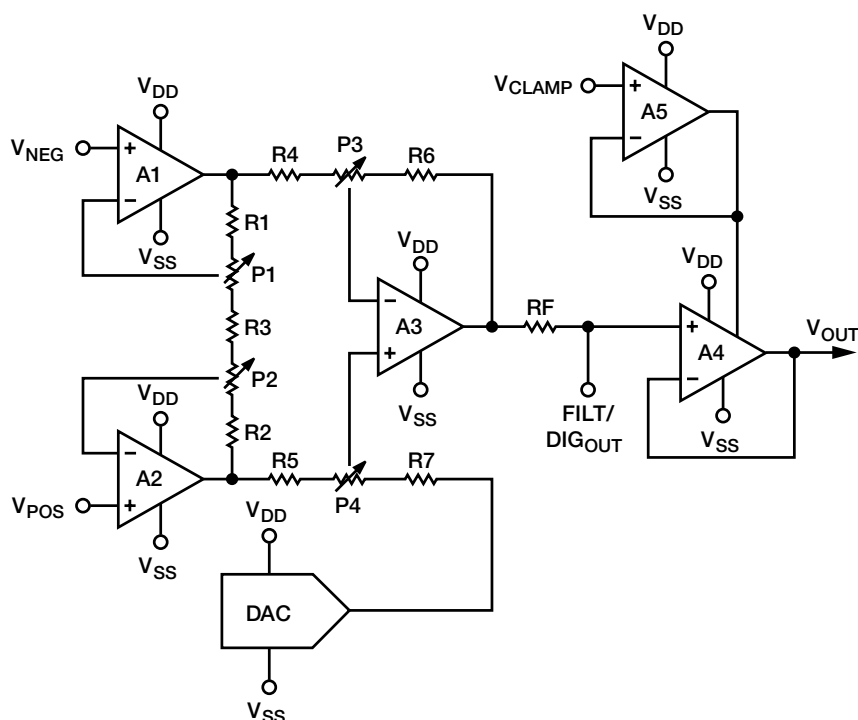


図 3-33. AD8555 の簡略回路図

A3、R4、R5、R6、R7、P3、P4は、差動アンプの第2ゲイン段を構成します。A3もオートゼロ化オペアンプで、入力オフセット誤差を最小限に抑えます。P3とP4はデジタル・ポテンショメータで、第2段のゲインを17.5～200まで8段階に変化させることができます。つまり、広範囲にわたってゲインを変化させることができます。R4、R5、R6、R7、P3、P4の温度係数は類似しているため、第2段のゲイン温度係数は100ppm/℃未満となります。

A5は電圧バッファとして機能し、正側電源電圧をアンプ出力バッファA4に供給します。A5の機能は V_{OUT} を最大値に制限することであり、 V_{DD} 未満の電源電圧で動作するADCの駆動に有用です。A5の入力 V_{CLAMP} は、きわめて大きな入力抵抗値を備えています。この端子は必ず既知の電圧に接続し、開放のままにしないでください。ただし、入力インピーダンスが高いため、高インピーダンスの信号源（たとえば分圧器）を使用してクランプ電圧を設定できます。 V_{OUT} の最大値を制限するが必要がなければ、 V_{CLAMP} は V_{DD} に接続しておく必要があります。

A4は、レールtoレールの入出力ユニティ・ゲイン電圧バッファとして機能します。A4出力段の電源供給には、 V_{DD} ではなくバッファを介した V_{CLAMP} を使用しているため、正方向の振幅を制限できるようになります。最大出力電流は5～10mAに制限されます。

8ビットのD/Aコンバータ (DAC) を使用して、アンプ出力において可変オフセットを生成しています。このDACは単調性が保証されています。入力信号のレシオメトリック特性を維持するため、DACのリファレンスは V_{SS} と V_{DD} で駆動され、DACの出力は、 V_{SS} (コード値0) ～ V_{DD} (コード値255) の範囲で振幅する可能性があります。この8ビットの分解能は、 V_{DD} と V_{SS} の電圧差の0.39% (5V電源の場合は19.5mV) に相当します。DACの出力電圧 (V_{DAC}) は、次式で近似できます。

$$V_{DAC} \approx \left(\frac{\text{コード} + 0.5}{256} \right) (V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS}$$

V_{DAC} の温度係数は200ppm/℃未満です。

アンプの出力電圧 (V_{OUT}) は次式から求められます。

$$V_{OUT} = \text{ゲイン} (V_{POS} - V_{NEG}) + V_{DAC}$$

ここで、ゲインは初段と第2段のゲインの積です。

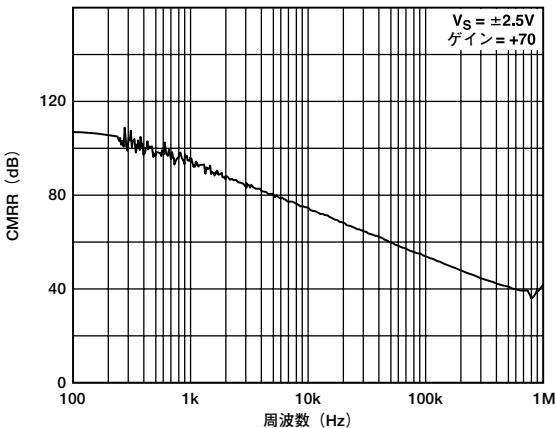


図 3-36. AD8555 : CMRR の周波数特性

図 3-36 と図 3-37 は、AD8555 の CMRR の周波数特性およびそのクローズド・ループ・ゲインの周波数特性を示します。

詳細については、AD8555 の製品データシートを参照してください。

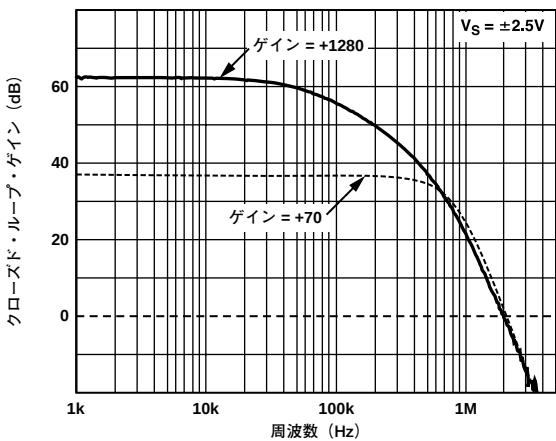


図 3-37. AD8555 : クローズド・ループ・ゲインの周波数特性 (出力ピン端で測定)

AD8556 は基本的に AD8555 と同じ製品ですが、RFI フィルタを内蔵している点が異なります。AD8556 のブロック図を図 3-38 に示します。動作原理については、AD8555 を取り上げた前項を参照してください。

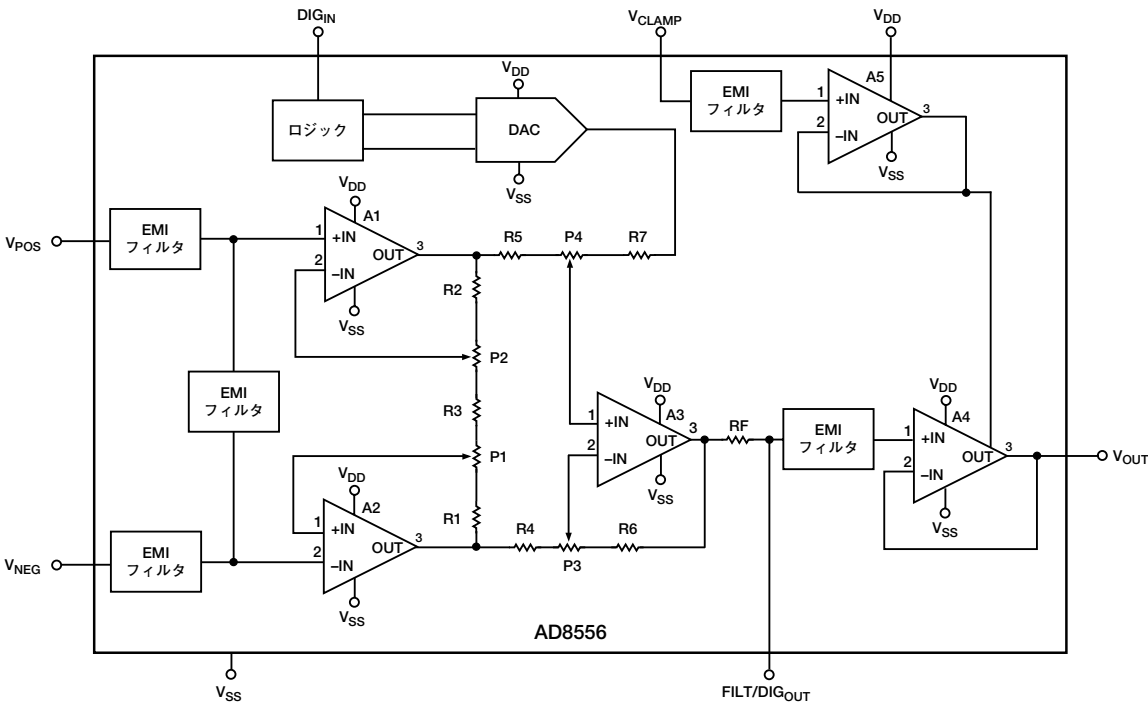


図 3-38. 内蔵の EMI/RFI フィルタを示す AD8556 のブロック図

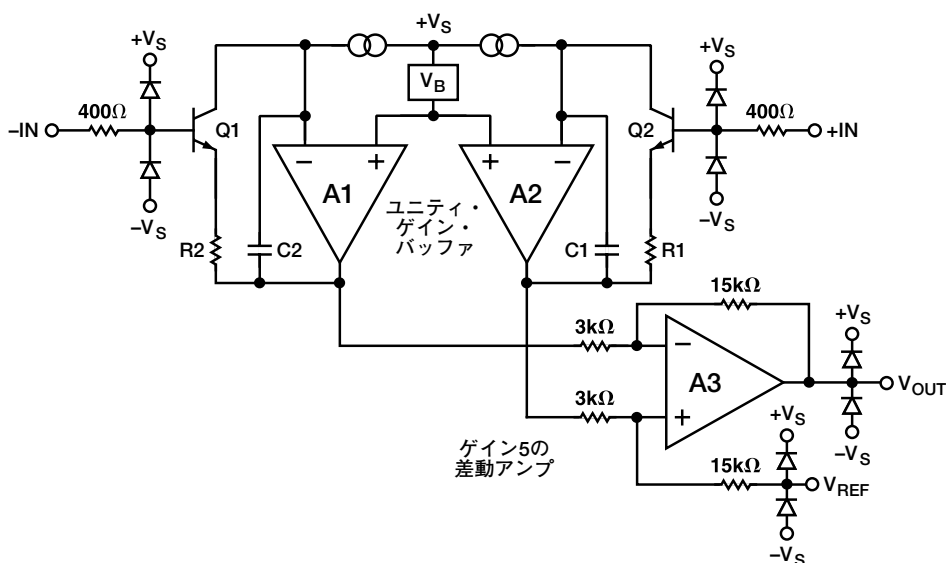


図 3-39. AD8225 の簡略回路図

ゲイン固定（低ドリフト）計装アンプ

AD8225は、ゲイン5の高精度モノリシック計装アンプです。図3-39に示すように3オペアンプ構成となっています。ユニティ・ゲイン入力バッファは、スーパーベータNPNトランジスタQ1とQ2、およびオペアンプA1とA2から構成されています。これらのトランジスタは、入力バイアス電流がきわめて低くなるように補償されており、通常 100pA 以下です。その結果、電流ノイズもきわめて低く、わずか $50\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ です。入力バッファはゲイン5の差動アンプを駆動します。 $3\text{k}\Omega$ と $15\text{k}\Omega$ 抵抗は比率マッチングされているため、ゲインの安定性は定格温度範囲の全域にわたって $5\text{ppm}/^\circ\text{C}$ よりも良好になります。

AD8225は、固定ゲイン5で補償されているため広いゲイン帯域幅積を備え、一般的な可変ゲイン計装アンプのユニティ・ゲイン補償とは対照的です。高い周波数性能は、AD8225の革新的なピン配置によっても強化されています。1番ピンと8番ピンは中立状態であるため、1番ピンを4番ピンに接続できます。4番ピンはAC同相でもあるため、2番ピンと3番ピンの浮遊容量は平衡状態になります。

図3-40はAD8225のCMRの周波数特性を、図3-41はゲイン非直線性を示します。

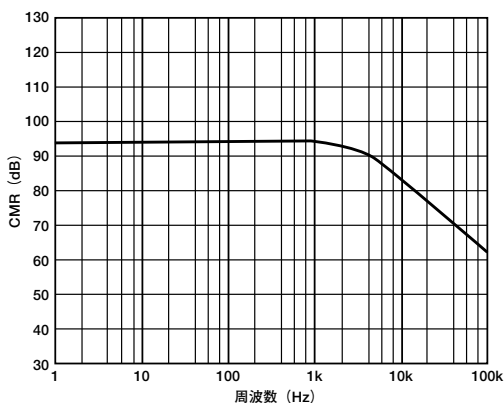


図 3-40. AD8225 : CMR の周波数特性

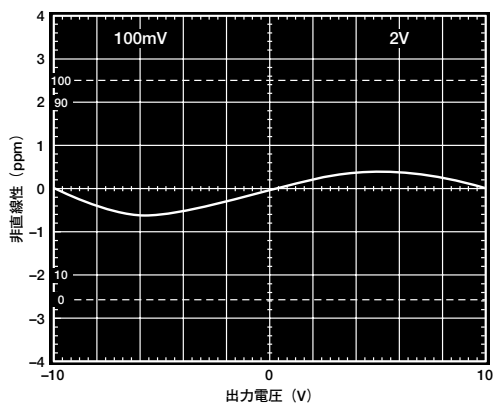


図 3-41. AD8225 : ゲイン非直線性

単電源動作用に最適化したモノリシック計装アンプ

単電源計装アンプには、対処しなければならない特殊な設計上の問題があります。入力段はグラウンド電位（またはグラウンドに近い電位）の信号を増幅し、出力段は、グラウンドまたは電源レールから数ミリボルトの範囲内で振幅でできる必要があります。電源電流が小さなことも重要です。また、計装アンプを低い電源電圧で動作させても、十分なゲイン帯域幅積、低いオフセット電圧ドリフト、良好なCMR対ゲイン/周波数が必要となります。

AD623は、3オペアンプ構成の計装アンプを基本としており、単電源/両電源のいずれでも動作し、また負側電源電圧レールまたはそれ未満（単電源動作ではグラウンド電圧未満）であっても、さらに同相電圧でも動作が保証されるよう改良を加えた計装アンプです。その他の特長として、レールtoレールの出力電圧振幅、低い電源電流、MSOPパッケージ、入力電圧と出力電圧の低いオフセット、マイクロボルト/DCのオフセット・レベル・ドリフト、高い同相ノイズ除去、さらにゲイン設定に必要な外付け抵抗が1つだけであること、などがあります。

図3-42に示すように、入力信号は、電圧バッファおよびDCレベルシフタとして機能するPNPトランジスタに追加されます。各アンプ（A1とA2）の帰還経路にある、0.1%以内の精度でトリミングされた50kΩの抵抗によって、ゲインを正確にプログラムできるようになっています。

差動出力は次式から求められます。

$$\left(V_o = 1 + \frac{100 \text{ k}\Omega}{R_G} \right) V_C$$

ここで、 R_G の単位はkΩです。

次に、差動電圧は出力差動アンプによってシングルエンド電圧に変換されます。出力差動アンプは、入力アンプの出力端に現れる同相信号もすべて除去します。

すべてのアンプは一方の電源レールまで振幅でき、また同相範囲を負側電源レール未満にまで拡張できるため、AD623の動作範囲は飛躍的に拡大しています。

ここで注意すべきことは、AD620などの両電源対応で入力電流補償の計装アンプとは異なり、Q1とQ2のベース電流は入力端子から直接流れ込むという点です。入力（すなわちQ1とQ2のベース）は、グラウンド（すなわち0V、正確にはグラウンドより200mV下）で動作する可能性があるため、AD623には入力電流補償を行うことができません。それでもAD623の入力バイアス電流はきわめて小さく、わずか25nA (max) です。

6番ピンの出力電圧は、5番ピンのリファレンス電位を基準として測定されます。リファレンス・ピンのインピーダンスは100kΩです。内蔵のESDクランプ・ダイオードにより、AD623の入力、リファレンス、出力、およびゲイン端子は、電源電圧の上下0.3Vの過電圧に安全に耐えることができます。これは、すべてのゲインでの動作時及び電源がオン/オフいずれの状態でも対応します。信号源と計装アンプの電力が別々に供給されるような場合、後者の役割は特に重要となります。過電圧がこの値を超えるおそれがある場合は、外付けの電流制限抵抗を使用して上記のダイオードを流れる電流を10mAに制限する必要があります（第5章の「アナログ・デバייセズの計装アンプの入力保護の基本」の項を参照してください）。これらの抵抗の値は、計装アンプのノイズ・レベル、電源電圧、過電圧保護要件によって決まります。

AD623では、A1とA2が電圧帰還オペアンプであるため、ゲインが大きくなるほど帯域幅は低減しますが、高ゲインであっても多くのアプリケーションで十分な帯域幅があります。

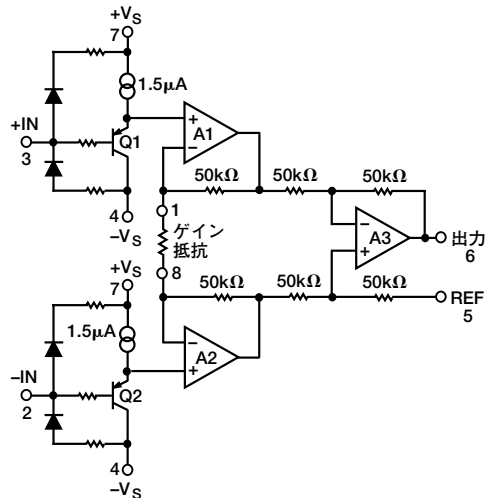


図 3-42. AD623 の簡略回路図

AD623のゲインは、 R_G の抵抗（正確には1番ピンと8番ピンの間に生じるインピーダンス）によってプログラムされます。図3-43は、AD623のゲインの周波数特性を示します。AD623はレーザ・トリミングにより、許容誤差0.1～1%の抵抗を使用して高精度のゲインを達成しています。

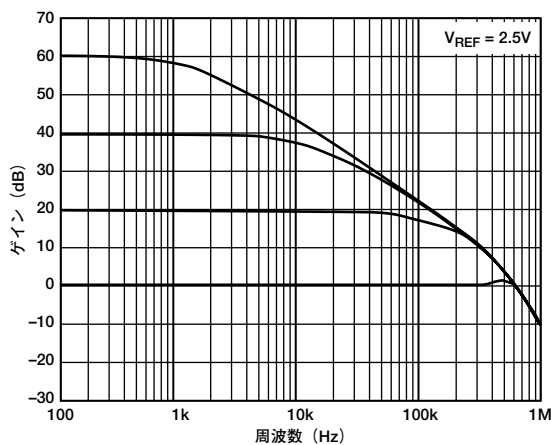


図 3-43. AD623 : クローズド・ループ・ゲインの周波数特性

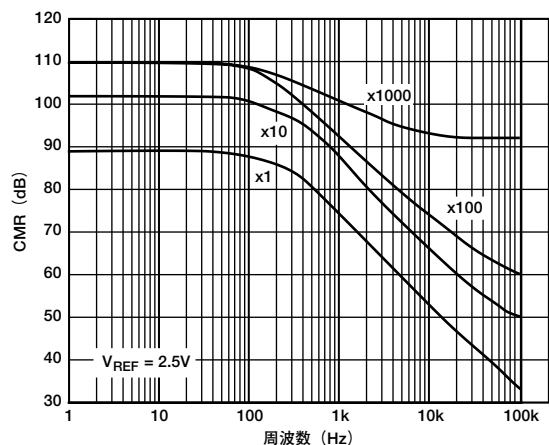


図 3-44. AD623 : CMR の周波数特性 ($V_S = \pm 5V$)

表3-3. 必要なゲイン抵抗の値

所望の ゲイン	R_G の 1% 標準値 (Ω)	1%精度抵抗を使用して 計算したゲインの値
2	100k	2
5	24.9k	5.02
10	11k	10.09
20	5.23k	20.12
33	3.09k	33.36
40	2.55k	40.21
50	2.05k	49.78
65	1.58k	64.29
100	1.02k	99.04
200	499	201.4
500	200	501
1000	100	1001

表3-3は、さまざまなゲインに対して必要な R_G の値を示しています。 $G=1$ の場合、 R_G 端子は未接続の状態($R_G=\infty$)です。任意のゲインについて、 R_G は次式から求められます。

$$R_G = 100k\Omega / (G - 1)$$

図3-44は、AD623のCMRの周波数特性を示します。CMRは、ゲイン100まではゲインとともに増大し、かつ200Hzまでの周波数にわたって高い値を保ちます。このことにより、電力線の影響による同相（およびその高調波）信号の減衰が保証されます。

図3-45は、AD623のゲイン非直線性を示します。

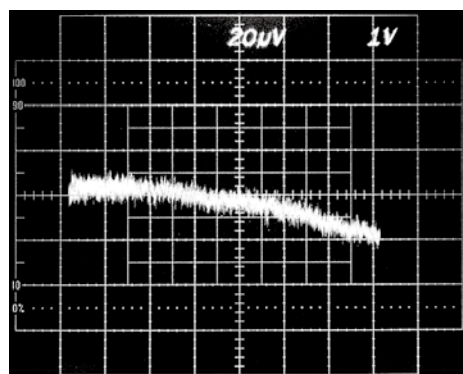


図 3-45. AD623 : ゲイン非直線性 ($G = -10$, 50ppm/DIV)

図3-46は、AD623の小信号パルス応答を示します。

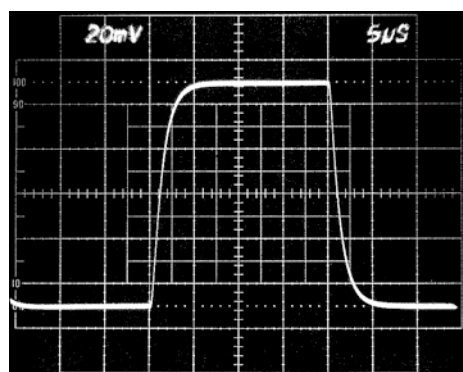


図 3-46. AD623 : 小信号パルス応答 ($G = 10$, $R_L = 10k\Omega$, $C_L = 100pF$)

低消費電力、単電源計装アンプ

AD627は、単電源のマイクロパワー計装アンプで、1つの外付け抵抗だけでゲインを5～1000の範囲に設定できます。また、単一の3～30V電源を使用して、レールtoレール出力電圧振幅を提供します。静止電源電流はわずか60μA (typ) で、3V電源動作時の総消費電力は180μW未満です。

図3-47は、AD627の簡略回路図を示します。AD627は、2つの帰還ループを使用して構築された真の計装アンプです。一般的な特性は、従来型の2オペアンプ構成の計装アンプの特性とよく似ており、ほぼ同じものと考えられますが、内部的の細部は若干異なります。AD627は、段間のフィードフォワード周波数補償を加えて改良された電流帰還手法を使用することによって、DCを超える周波数（とりわけ50～60Hzの電源ライン周波数）におけるCMRRが、通常の低電力計装アンプで想定されるCMRRに比べてはるかに向上しています。

図3-47に示すように、A1は帰還ループを形成します。このループは、V1およびR5とともに一定のコレクタ電流をQ1に生成します。ゲイン設定抵抗 (R_G) がいないものと仮定すると、抵抗R2とR1がループを形成し、A1の出力は反転端子電圧のゲイン（ほぼ正確に）1.25倍に等しくなります。A2が形成するほぼ同一の帰還ループは、Q1とほぼ同量の電流をQ2に生成し、また同様にA2も出力電圧を提供します。両ループが平衡しているときは、非反転端子からV_{OUT}までのゲインは5に等しくなり、一方A1の出力からV_{OUT}までのゲインは-4に等しくなります。A1の反転端子ゲイン（1.25）にA2のゲイン（-4）を乗じたものが、反転端子と非反転端子を通したゲインに等しくなります。

差動モード・ゲインは $1+R_4/R_3$ に等しく、公称値は5です。これは0.01% (AD627B, typ) の最終精度で出荷時にトリミングされます。外付けゲイン設定抵抗 (R_G) を追加することで、 $(R_4+R_1)/R_G$ に等しい量だけゲインが増大します。AD627のゲインは次式から求められます。

$$G = 5 + \left(\frac{200\text{k}\Omega}{R_G} \right)$$

抵抗R1～R4にはレーザ・トリミングが施されており、ゲイン式の絶対値にできる限り近い値になります。このため、実用的なゲインにおいて低いゲイン誤差と高い同相ノイズ除去が保証されます。

図3-48は、AD627のCMRの周波数特性を示します。

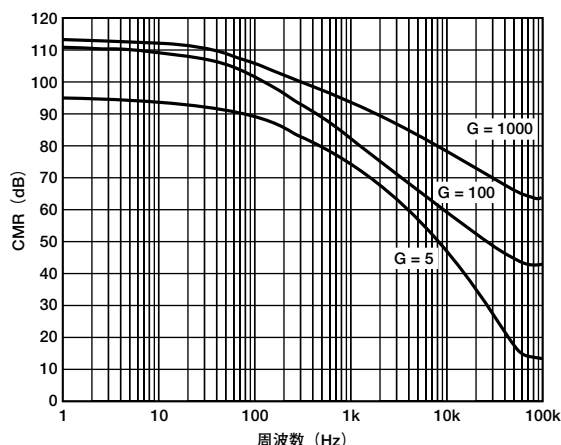


図 3-48. AD627 : CMR の周波数特性

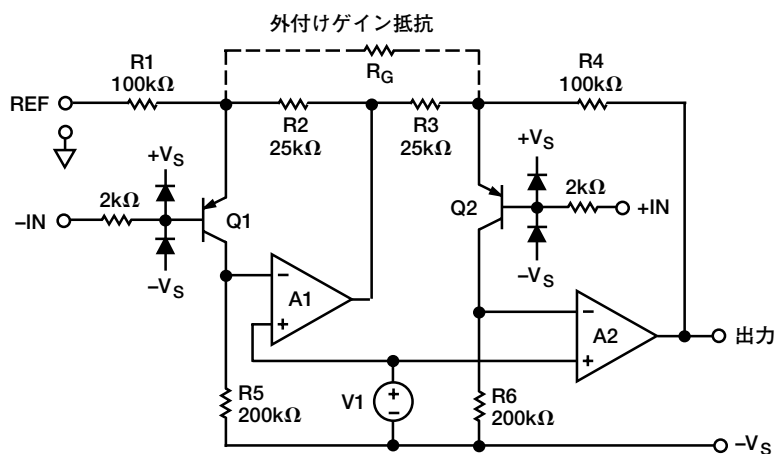


図 3-47. AD627 の簡略回路図

図3-49と図3-50は、AD627のゲインの周波数特性およびゲイン非直線性を示します。

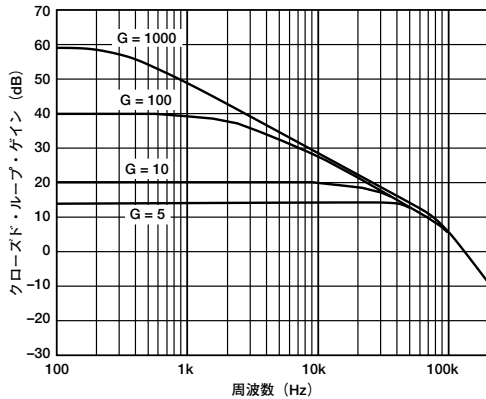


図 3-49. AD627：クローズド・ループ・ゲインの周波数特性

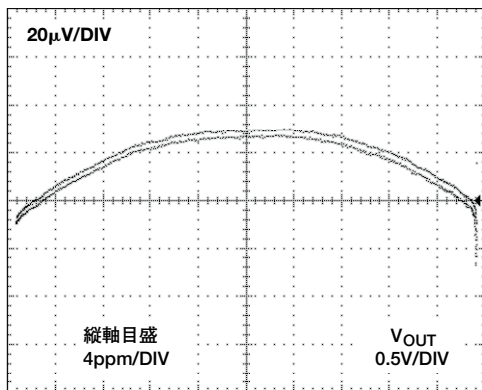


図 3-50. AD627:ゲイン非直線性 ($V_S = \pm 2.5V$, $G = 5$, 縦軸目盛 4ppm/DIV)

図3-51に示すように、AD627は優れた動的応答も示します。

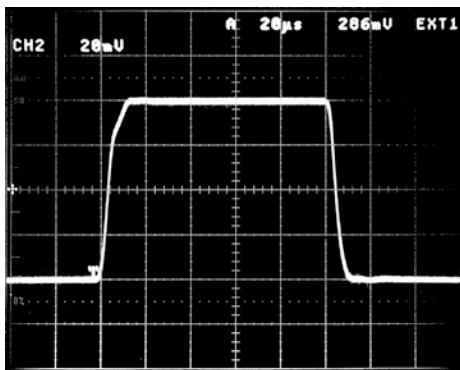


図 3-51. AD627:小信号パルス応答($V_S = \pm 5V$, $G = +10$, $R_L = 20k\Omega$, $C_L = 50pF$, 水平目盛 20μs/DIV, 縦軸目盛 20mV/DIV)

ゲインプログラマブル計装アンプ

AD8250と**AD8251**(図3-52)は、高入力インピーダンス($G\Omega$)と低歪み特性を備えたデジタル・プログラマブル計装アンプであり、センサとのインターフェース接続や高サンプリング・レートのADCの駆動に適しています。この2製品はほぼ同一の製品であり、違いはゲイン範囲だけです。AD8250は1、2、5、10の範囲で、AD8251は1、2、4、8(バイナリ・アプリケーション用)の範囲でゲインをプログラムできます。両製品とも10MHzの高帯域、低歪み、0.5μs(0.01%精度)のセトリング時間を備えています。入力オフセット・ドリフトとゲイン・ドリフトは、それぞれ、わずか1μV/°Cと10ppm/°Cです。広範囲の入力同相電圧に加えて、DC~100kHz、 $G=1$ で80dBという高い同相ノイズ除去を達成しています。AD8250とAD8251は、高精度DC性能と高速性能を兼ね備えたことで、データ・アキュイジションや医療アプリケーションに最適な製品となっています。さらに、このモノリシック・ソリューションによって、設計と製造が簡素化されると同時に、内蔵の抵抗とアンプの良好なマッチングを維持することで性能が大幅に向上します。

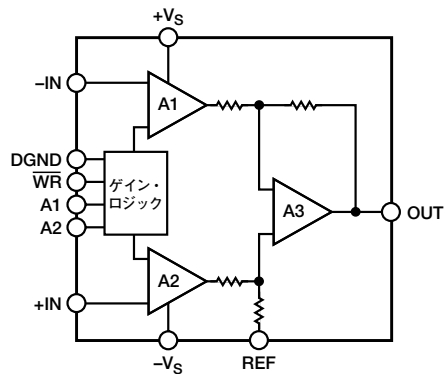


図 3-52. AD8250 と AD8251 の簡略回路図

AD8250とAD8251のユーザ・インターフェースは、パラレル・ポートで構成され、ユーザは、以下の3つの方法のいずれかでゲインを設定できます(図3-52)。バスを経由してA1とA2に送信された2ビット・ワードは、CLK入力を使用してラッチできます。もう1つの方法として、トランスパレント・モードでゲイン・ポートを使用し、1μs以内でゲインを設定できます。また最後の方法として、A1またはA2をハイまたはロー電位に固定し、ゲインを固定的に設定できます。

AD8250とAD8251は、10ピンのMSOPパッケージで提供され、また-40~+125°Cの温度範囲で仕様が規定されているため、サイズと実装密度が重要な要素となるアプリケーションにおいて優れたソリューションとなります。簡素化のため、ピン配置は、レイアウトを最適化しAC性能を向上するように決定されています。