

第4章

モノリシック・ディファレンス・アンプ

ディファレンス（減算器）アンプ製品

モノリシック・ディファレンス・アンプは、特殊な種類の計装アンプで、大きなDCまたはACの同相電圧が生じるアプリケーションで使用できるように設計されています。これには、多くの一般的な電流検出アプリケーション、たとえばモータ制御、バッテリー・チャージャ、電源コンバータなどがあります。また、高同相電圧の自動車用電流検出アプリケーションも数多くあります。これには、バッテリーの電圧監視、トランスミッション制御、燃料噴射制御、エンジン管理、サスペンション制御、電子パワーステアリング、電子パーキング・ブレーキ、ハイブリッド車の駆動／ハイブリッド・バッテリー制御などがあります。これらのアンプは一般に、負荷経路内のシャント抵抗両端の微小な差動電圧を正確に増幅することによって電流を検出するため、シャント・アンプと呼ばれます。

電流シャント・アンプ**AD8200ファミリー**は、抵抗分器構成を採り入れた従来型のディファレンス・アンプの入力段をベースにしています。これらのオンチップ高精度抵抗は**0.01%**以内のマッチングを実現し、その結果、ディスクリット・オペアンプと抵抗で構成したディファレンス・アンプに比べてきわめて高い総誤差性能を示しています。AD8200アンプでは、入力段で電圧を分割して低下させることで高同相入力電圧に耐えていますが、対照的に**AD8210**アンプでは、入力トランジスタの高ブレイクダウン電圧の性能によって高同相入力電圧に耐えています。この性能は、AD8200シリーズのアンプに高帯域幅、高入力インピーダンス、全体的な低ノイズ増幅度などの多くの利点をもたらしています。これらの利点が一体となって、システム全体の誤差を低減できます。

表4-1は、アナログ・デバイセズのディファレンス・アンプ製品の性能一覧を示します。

表4-1. アナログ・デバイセズの最新世代のディファレンス・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)
AD8202	S.S.、28V CMV、G = 20	250μA	50kHz	80 ^{3, 4, 5}	1mV ⁶	10	300 (typ) ³
AD8203	S.S.、28V CMV、G = 14	250μA	60kHz ⁷	80 ^{5, 7}	1mV ⁶	10	300 (typ) ⁷
AD8205	S.S.、65V CMV、G = 50	1mA	50kHz ⁸	80 ^{4, 5, 6}	2mV ⁶	15 (typ)	500 (typ) ⁸
AD8206	S.S.、65V CMV、G = 20	1mA	100kHz ³	76 ^{3, 9}	2mV ⁶	15 (typ)	500 (typ) ³
AD8210	S.S.、電流シャント・モニタ	500μA	500kHz ³	100 ^{3, 5}	1mV ⁶	5 (typ)	80 (typ) ³
AD8212	ゲイン調整可能、CMV 最大 500V ¹⁰	200μA	500kHz	90	1mV	10	100 (typ)
AD8213	デュアル・チャンネル	1.3mA ¹¹	500kHz	100	1mV	10	70 (typ)
AD8130	270MHz レシーバ	12mA	270MHz	83 ^{12, 13}	1.8mV	3.5mV	12.5 (typ) ^{12, 14}
AD628	高 CMV	1.6mA	600kHz ¹⁵	75 ¹⁵	1.5mV	4	300 (typ) ¹⁵
AD629	高 CMV、G = 1	0.9mA	500kHz	77 ¹²	1mV	6	550 (typ) ¹²
AD626	高 CMV	1.5mA	100kHz	55 ¹⁶	500μV	1	250 (typ)
AMP03	高帯域幅、G = 1	3.5mA	3MHz	85 ¹²	400μV	NS	750 (typ) ¹²

注
NS = 詳細未定、NA = 該当せず、S.S. = 単電源
¹ 最新の製品と仕様については、アナログ・デバイセズのウェブサイト www.analog.com/jp をご覧ください。
² 1kHz で RTI ノイズ = $\sqrt{(e_n)^2 + (e_{no/g})^2}$
³ ゲイン 20 で動作時
⁴ 10kHz で 2kΩ 未満の信号源不平衡の場合
⁵ DC ~ 10kHz
⁶ 入力換算 (RTI)
⁷ ゲイン 14 で動作時
⁸ ゲイン 50 で動作時
⁹ DC ~ 20kHz
¹⁰ 安価な外付けトランジスタを使用
¹¹ チャンネル当たり 0.65mA
¹² ゲイン 1 で動作時
¹³ 周波数 = 4MHz 時
¹⁴ 周波数 ≥ 10kHz 時
¹⁵ ゲイン 0.1 で動作時
¹⁶ f = 10kHz、V_{CM} = 6V

電流検出ディファレンス・アンプAD8200ファミリーが備える複数のゲイン・オプションによって設計に柔軟性が生まれ、以下に示す重要なトレードオフが可能になります。

- 1.) シャント抵抗値と測定対象回路の消費電力
- 2.) シャント抵抗値とS/N比
- 3.) シャント抵抗値と必要なアンプ・ゲイン

自動車の業界標準では、ゲイン20が求められるため、多くの場合、3つのすべての変数間に大きなトレードオフが必要となります。ただし、これ以外のゲインが好まれる状況もあります。たとえば、AD8203はゲイン14で動作します。このため、出力の調整が可能となり、同じ値のシャント抵抗を使用しながら、5Vと3.3VのいずれのADCにも都合良く適応できるようになります。

同様に、AD8205のゲインは50ですが、抵抗シャントでの消費電力の最小化が最も重要となるアプリケーションでの使用に適しています。この高ゲインは、抵抗値の低いシャントとともに使用します（当然、出力電圧は低くなります）。これにより、システムのS/N性能がわずかに低減されます。

AD8202は、プリアンプとバッファを図4-1に示すように配置した構成になっています。

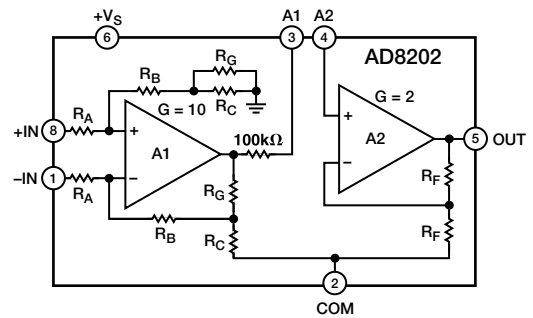


図 4-1. AD8202 の内部結線図

図4-2は、内部をより詳細に示しています。プリアンプは、動的ブリッジ（減算器）回路を組み込んでいます。RA、RB、RC、RGからなる同一のネットワーク（陰影の付いた部分）が、1番ピンと8番ピンに加わる入力信号を減衰させます。ここで、1番ピンと8番ピンに同じ振幅の信号が印加された場合、A1の出力はコモン（つまりゼロ）に等しく、2組の減衰器は平衡ブリッジ・ネットワークを形成します。ブリッジが平衡していると、A1における差動入力電圧と、その出力もゼロになります。

両入力に加えられた同相電圧はブリッジを平衡に保ち、A1をゼロに保ちます。抵抗ネットワークは注意深くマッチングがとられているため、同相信号除去はこの理想的な状態に近くなります。ただし、入力に加えられた信号が異なると、A1の入力に差が生じます。A1はその出力を調整することによってこれにตอบสนองします。すなわち、RG経由でRBを駆動して反転入力の電圧を調整し、この反転入力の電圧が非反転入力の電圧と一致するように動作します。

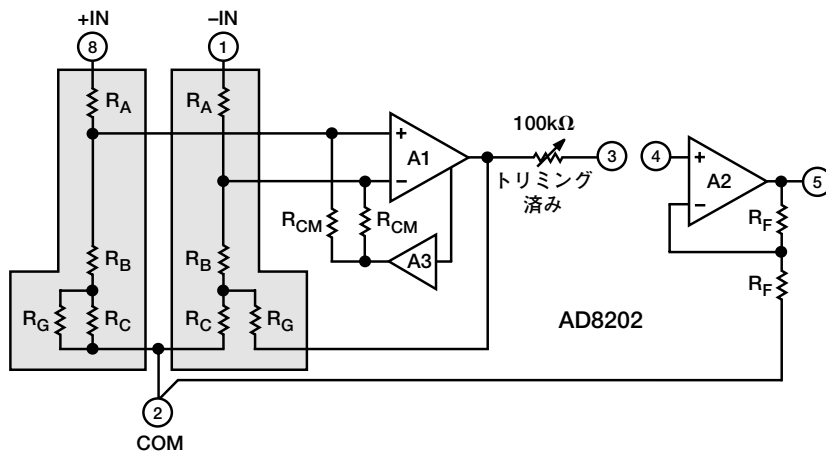


図 4-2. AD8202 の簡略回路図

1番ピンと8番ピンの電圧を減衰させることで、1番ピンと8番ピンの入力レベルが電源電圧を超えたり、コモン（グラウンド）より低下したりしても、アンプ入力は電源電圧の範囲内に保たれます。また入力ネットワークは、ノーマル（差動）モードの電圧も減衰します。 R_C と R_G はA1の帰還を調整する減衰器を形成し、大きな出力信号と比較的小さな差動入力とを強制的に平衡状態にします。抵抗の比によってプリアンプのゲインは10に確定されます。

差動入力信号は減衰された後、増幅されて全体的にゲイン10を生じることになるため、アンプA1は大きなノイズ・ゲインで動作し、1番ピンと8番ピンに伴う入力オフセット電圧やノイズなどの欠陥も倍増してしまいます。

このような誤差を最小限に抑えつつ同相電圧範囲を拡張するため、専用の帰還ループを採用して、入力ピンにおける所定の全範囲について、A1に加わる同相電圧の範囲を低減しています。補償回路に加わる電圧の範囲をオフセットすることで、入力と同相電圧範囲もオフセットされ、電源電圧よりもマイナスの電圧が含まれるようになります。アンプA3は、A1に加わる同相信号を検知し、マッチングされた R_{CM} 抵抗の電圧を調整してA1入力における同相電圧範囲を低減しています。これらの抵抗の同相電圧を調整することで、入力の同相電圧範囲は拡張され、同時にノーマル・モード信号の減衰が低減され、入力に関する性能が向上します。

A1から得た動的ブリッジの出力は、 $100k\Omega$ の直列抵抗（ローパス・フィルタ機能とゲイン調整用）を経由して3番ピンに接続されます。プリアンプの入力ネットワークの抵抗とバッファ帰還抵抗は、高精度を確保するため、その比がトリミングされています。

プリアンプの出力は、ゲイン2のバッファ・アンプA2を駆動します。A2は注意深くマッチングがとられた帰還抵抗 R_F とともに実装されます。

AD8202の2段システム・アーキテクチャ（図4-2）によって、設計者は出力バッファの前段にローパス・フィルタを組み込むことができるようになっています。ゲインを2段に分離したことで、プリアンプからのフルスケールのレール to レール信号を3番ピンでフィルタリングでき、またフィルタリングによって得られたハーフスケール信号は、出力バッファ・アンプによって再びフルスケールに戻すことができます。A2の反転入力から見た信号源の抵抗値は約 $100k\Omega$ であり、これによりA2の入力バイアス電流の影響を最小限に抑えています。一般に、この電流はきわめて小さく、抵抗値のマッチングがとれていないアプリケーションによる誤差は、それに応じて小さくなります。AD8202で使われている簡単な回路構成と動作原理は、AD8203にも応用されています。2つの製品はほぼ同じで、内部プリセット・ゲインと消費電力だけが異なります。

AD8205 ディファレンス・アンプ

AD8205は単電源のディファレンス・アンプで、独自のアーキテクチャを使用することにより、高速に変化する同相電圧が存在する中で、微小な差動電流のシャント電圧を正確に増幅します。パッケージとダイの両方の形態で提供されています。

AD8205の代表的なアプリケーションとして、入力間に配置された電流シャントの両端の電圧を増幅して電流を測定する用途に使用されます。

AD8205のゲインは $50V/V$ で、精度は1.2%です。この精度は、 $-40\sim 125^{\circ}C$ の動作温度範囲にわたって保証されています。ダイの温度範囲は $-40\sim +150^{\circ}C$ で、ゲインの精度は1.3%が保証されています。

入力オフセットは、パッケージ製品の場合、 $25^{\circ}C$ での入力について $2mV$ 未満、全動作温度範囲にわたる入力について最大 $4.5mV$ です。ダイの入力オフセットは、ダイの動作温度範囲にわたる入力について $6mV$ 未満です。

AD8205は、 $4.5\sim 10V$ （絶対最大値 $=12.5V$ ）の単電源で動作します。電源電流は $2mA$ 未満です。

内蔵抵抗の高精度なトリミングにより、AD8205はDC～ $20kHz$ にわたって $78dB$ 以上の同相ノイズ除去比を実現しています。ダイおよびパッケージ製品のいずれも、全動作温度にわたる同相ノイズ除去比は $76dB$ です。

出力オフセットは、ユニポーラ動作とバイポーラ動作において、 $0.05\sim 4.8V$ （ $V+=5V$ ）に調整できます。

AD8205は、2つのアンプ（A1とA2）、1つの抵抗ネットワーク、小さな電圧リファレンス、1つのバイアス回路（図示せず）から構成されています。図4-3を参照してください。

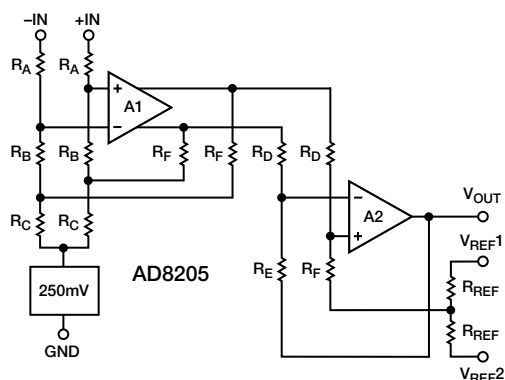


図 4-3. AD8205 の簡略回路図

A1の前段にある入力減衰器は R_A 、 R_B 、 R_C で構成され、A1の入力電圧範囲にマッチングするように同相電圧を低減します。2つの減衰器は平衡ブリッジ・ネットワークを形成しています。ブリッジが平衡状態にあると、同相電圧によって生成された差動電圧は、A1の入力端で0Vになります。入力減衰率は1/16.7です。 R_A 、 R_B 、 R_C の合成直列抵抗値は、約200k Ω $\pm$ 20%になります。

1番ピンと8番ピンの電圧を減衰させることで、1番ピンと8番ピンが電源電圧を超えたり、コモン（グラウンド）より低下したりしても、A1アンプ入力には電源電圧の範囲に保たれます。250mVのリファレンス電圧により、グラウンドに対して減衰器にバイアスをかけています。これにより、アンプは負の同相電圧がある状態で動作できるようになります。

入力ネットワークは、ノーマル（差動）モードの電圧も減衰します。A1は減衰された信号を26倍増幅します。このアンプの入力と出力は差動になっており、AC同相ノイズ除去は最大限に機能します。

A2は、A1の差動電圧をシングルエンド信号に変換し、さらに増幅を行います。この第2段のゲインは32.15です。

リファレンス入力 V_{REF1} と V_{REF2} は、抵抗を介してA2のプラス入力に接続されており、出力動作範囲の任意の値に出力オフセットを調整できます。リファレンス・ピンを並列に使用したとき、リファレンス・ピンから出力ピンまでのゲインは1V/Vになります。リファレンス・ピンを電源電圧の分割に使用したときのゲインは0.5V/Vです。

R_A 、 R_B 、 R_C 、 R_D 、 R_F の比は高精度にトリミングされており、同相ノイズ除去比は80dBを超えます。これは、レーザ・トリミングにより、抵抗比マッチングを0.01%より良好な精度とすることで達成しています。

総ゲイン50は、入力減衰1/16.7に初段のゲイン26と第2段のゲイン32.15を乗じて得られます。

出力段は、PNPプルアップ・トランジスタと300 μ A電流シンク・ブルダウンを用いたA級増幅です。

AD8206はAD8205とはほぼ同じですが、ゲインと消費電力だけが異なります。AD8206の動作原理については、AD8205回路の説明を参照してください。

AD8210は、電流シャント・モニタICです。図4-4にブロック図を示します。

AD8210のゲインは20V/Vで、精度は0.7%です。この精度は $-40 \sim +125^{\circ}\text{C}$ の動作温度範囲にわたって保証されています。

AD8210は4.5～5.5Vの単電源で動作します。電源電流は通常2mA未満です。

AD8210は、ディファレンス・アンプと計装アンプの2つのメイン・ブロックから構成されています。外付けのシャント抵抗を流れる負荷電流によって入力端子に電圧が生成されます。入力端子は抵抗 $R1$ と $R2$ によって差動アンプ（A1）に接続されています。A1は、トランジスタ $Q1$ と $Q2$ を用いて $R1$ と $R2$ を流れる電流を調整する（平衡させる）ことで、それ自体の入力端子間に生じる電圧をゼロ化しています。AD8210への入力がゼロのときは、 $R1$ と $R2$ を流れる電流は等しくなります。差動信号がゼロでないとき、片方の抵抗を流れる電流は増大し、もう一方を流れる電流は減少します。電流の差は入力信号の大きさと極性に比例します。差動入力電圧は電流に変換されているため、同相ノイズ除去は抵抗のマッチングに依存しません。したがって、広範囲の同相電圧にわたって精度と性能の両方が達成されます。

$Q1$ と $Q2$ を流れる差動電流は、 $R3$ と $R4$ によって差動電圧に変換されます。A2は計装アンプとして構成され、この差動入力信号はA2によってシングルエンド出力電圧に変換されます。ゲインは内蔵の薄膜抵抗によって20V/Vに設定されます。

出力リファレンス電圧は、 V_{REF1} と V_{REF2} ピンにより容易にプログラムできます。一般的な構成では、 V_{REF1} は V_{CC} に接続し、 V_{REF2} はGNDに接続しておきます。この場合、入力信号がゼロのとき、出力の中央値は $V_{CC}/2$ になります。

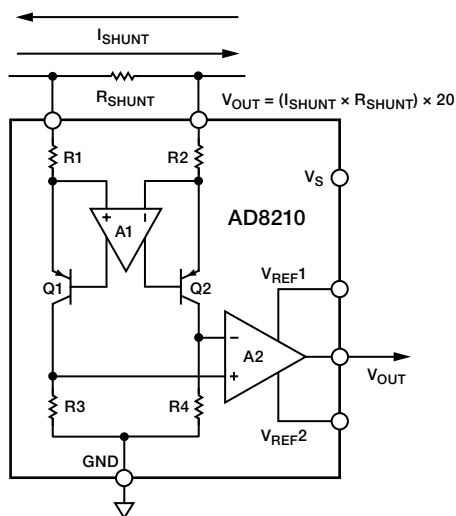


図 4-4. AD8210 のブロック図

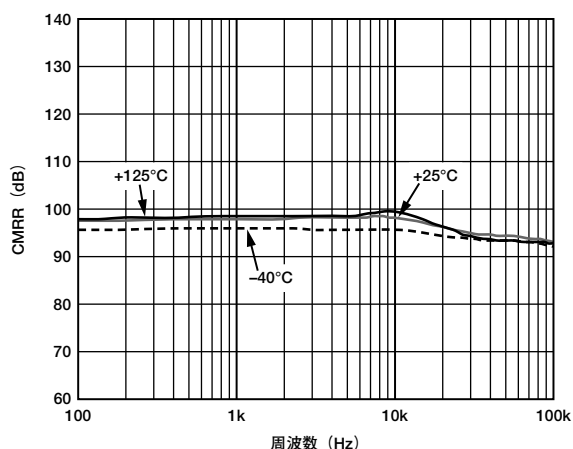


図 4-5. AD8210 : CMRR と周波数および温度の関係 (同相電圧 < 5V)

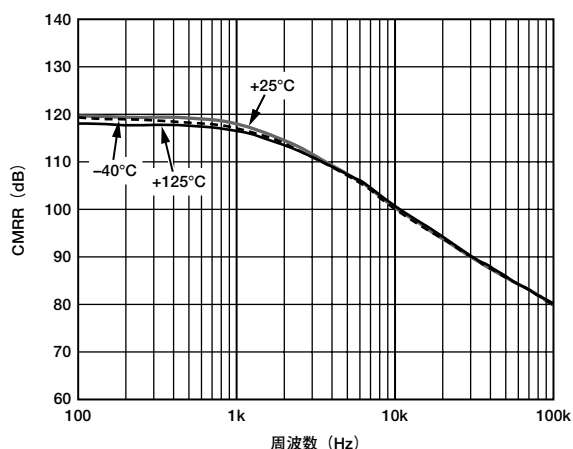


図 4-6. AD8210 : CMRR と周波数および温度の関係 (同相電圧 > 5V)

AMP03は、モノリシック、ユニティ・ゲイン、3MHzのディファレンス・アンプです。AMP03は、マッチングのとれた薄膜抵抗ネットワークを組み込むことで、高価な外付けマッチング部品を必要とすることなく、温度に対して安定な動作を実現しています。AMP03はディファレンス・アンプや計装アプリケーション用の基本的なアナログ構成要素です (図4-7)。

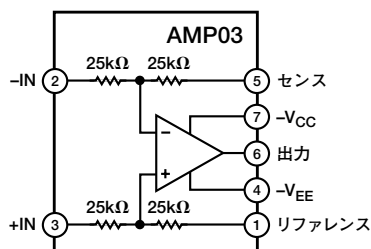


図 4-7. AMP03 の機能ブロック図

AMP03のディファレンス・アンプのトポロジは、2つの信号の差を増幅する働きと、高同相入力電圧を除去する働きがあります。100dBという標準的な同相ノイズ除去を備えたAMP03は、計装設計でよく発生する問題を解決します。このアンプは、高価な外付けの高精度マッチング抵抗を使わずに、2つの入力信号の和または差を演算するのに最適です。AMP03は、周波数に対して高いCMRRを示すため、ノイズの多い環境下で動作するデータ・アキュイジション・システム用の汎用アンプに最適です。図4-8と図4-9は、AMP03のCMRRの周波数特性とクロード・ループ・ゲインの周波数特性を示します。

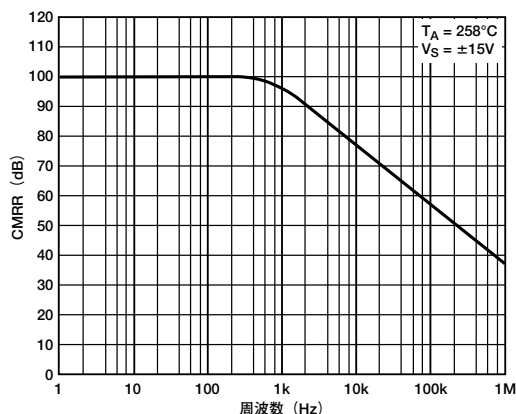


図 4-8. AMP03 : CMRR の周波数特性

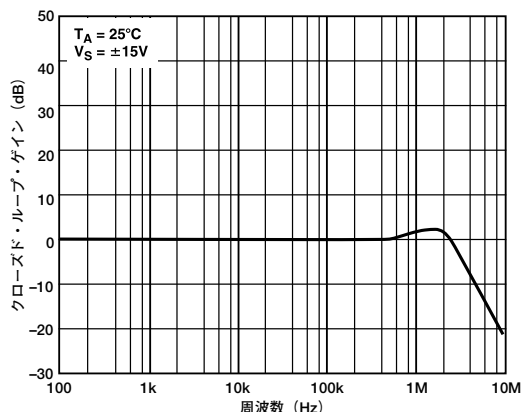


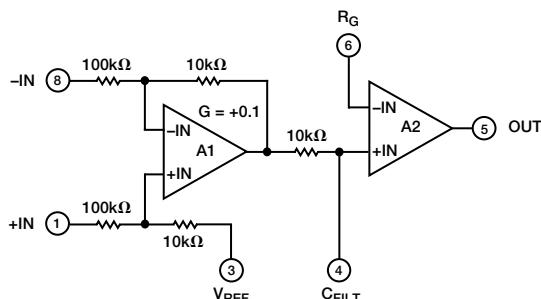
図 4-9. AMP03 : クローズド・ループ・ゲインの周波数特性

$T_A = 25^{\circ}\text{C}$
 $V_S = \pm 15\text{V}$

100
90
0

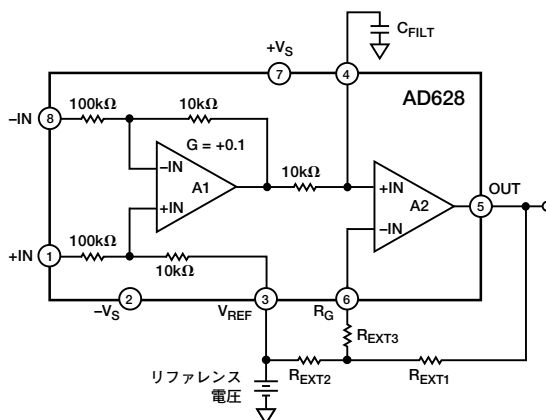
50mV 1μs

AD628は、ユーザが設定可能な出力アンプを組み合わせた、高同相電圧ディファレンス・アンプです(図4-11と図4-12を参照)。120Vを超える差動モード電圧は、入力端の高精度11:1電圧分圧器によって正確に調整されます。3番ピン(V_{REF})をリファレンス電圧入力として使用できます。ディファレンス・アンプの出力同相電圧は、リファレンス・ピンに加わる電圧と同じです。中立状態のアンプにゲインを設定する場合は、3番ピンを外付けのインピーダンス抵抗の片端に接続することで、出力同相電圧が5番ピン(OUT)に現れます。



ディファレンス・アンプの出力は、±0.1%未満の絶対精度でトリミングされた10kΩ抵抗に内部で接続されています。この抵抗は出力アンプの非反転入力に接続されており、ユーザは4番ピン(C_{FILT})からこれを利用できます。コンデンサを接続してローパス・フィルタを実装でき、抵抗を接続して出力電圧をさらに下げることができます。また、クランプ回路を接続して出力振幅を制限できます。

慎重なレイアウト設計により、高周波域における並外れた同相ノイズ除去を実現しています。入力1番ピン（+IN）と8番ピン（-IN）に接続されますが、これらはそれぞれ2番ピン（-VS）と7番ピン（+VS）という電源ピンの隣にあります。電源ピンはAC的にはグラウンドであるため、入力インピーダンスの平衡、同相ノイズ除去が、高い周波数で維持されます。



ゲイン調整

AD628のシステム・ゲインは、2つのアンプで構成するアーキテクチャによって得られます。入力段のゲインは0.1に固定されています。また、出力バッファはユーザが調整可能で、 $G_{A2} = 1 + R_{EXT1}/R_{EXT2}$ となります。

$$G_{TOTAL} = 0.1 \times \left(1 + \frac{R_{EXT1}}{R_{EXT2}} \right)$$

バッファ・アンプの入力バイアス電流は、 2nA (max) とさ
わめて低く、バイアス電流によってバッファ・アンプに生じるオ
フセット電圧はいずれも無視できる程度の値です ($2\text{nA} \times 10\text{k}\Omega$
 $= 20\mu\text{V}$)。ただし、バイアス電流による影響をさらに徹底的
に小さく抑えるために、並列合成抵抗値が $10\text{k}\Omega$ となるように
 R_{EXT1} と R_{EXT2} を選択できます。実際に抵抗を使用して、 R_{EXT1}
と R_{EXT2} の並列合成抵抗が $10\text{k}\Omega$ 未満になる場合は、直列抵抗
(R_{EXT3}) を追加してその差を補償できます。表4-2は、いくつか
のゲインの値とそれに対応する抵抗値を示しています。

表 4-2. 各ゲインについて最も近い1%精度の標準抵抗値(図 4-12 を参照)

総ゲイン (V/V)	A2のゲイン (V/V)	R _{EXT1} (Ω)	R _{EXT2} (Ω)	R _{EXT3} (Ω)
0.1	1	10k	∞	0
0.2	2	20k	20k	0
0.25	2.5	25.9k	18.7k	0
0.5	5	49.9k	12.4k	0
1	10	100k	11k	0
2	20	200k	10.5k	0
5	50	499k	10.2k	0
10	100	1M	10.2k	0

システムのゲインを0.1未満に設定するには、4番ピン(C_{FILT})とリファレンス電圧間に抵抗R_{EXT4}を接続することで減衰器を生成します。A2のプラス入力とR_{EXT4}に直列な10kΩ抵抗によって、分圧器が構成されます。A2はユニティ・ゲインに設定されます。

分圧器を使用しA2をユニティ・ゲインに設定することで、次式が得られます。

$$G_{W/DIVIDER} = 0.1 \times \left(\frac{R_{EXT4}}{10k\Omega + R_{EXT4}} \right) \times 1$$

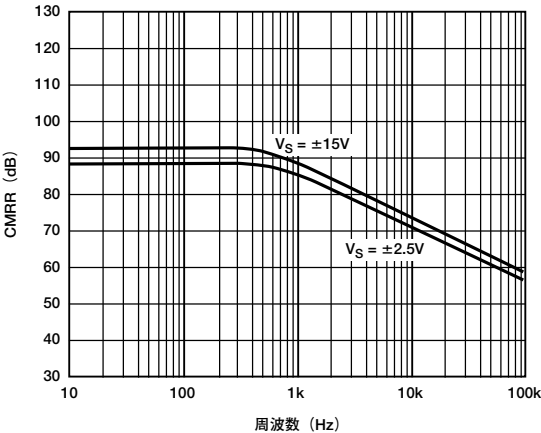


図 4-13. AD628 : CMRR の周波数特性

AD628のさまざまなアプリケーション回路については、この設計ガイドの第6章を参照してください。

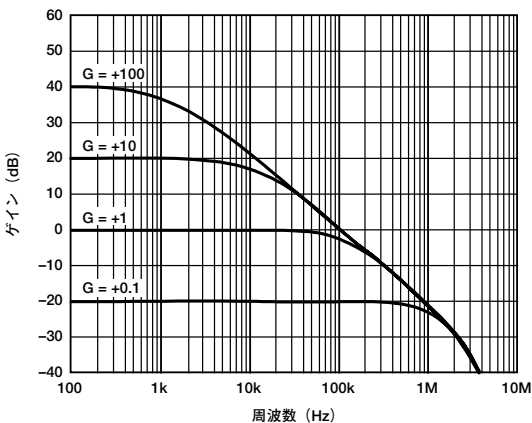


図 4-14. AD628: 小信号周波数応答 (V_{OUT} = 200mVp-p、G = + 0.1、+ 1、+ 10、+ 100)

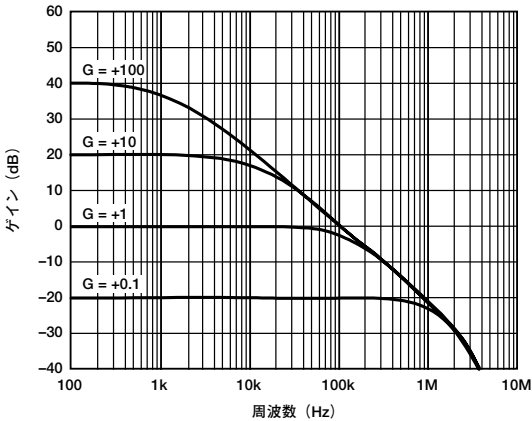


図 4-15. AD628 : 大信号周波数応答 (V_{OUT} = 20Vp-p、G = + 0.1、+ 1、+ 10、+ 100)

AD626は、単電源または両電源のディファレンス・アンプであり、高精度な平衡減衰器、超低ドリフトのプリアンプ (A1)、および出力バッファ・アンプ (A2) で構成されています。小差動信号を正確に増幅して、(電源電圧をはるかに超える) 高同相電圧でもフィルタリングできるように設計されており、他の能動部品を使用する必要はありません。

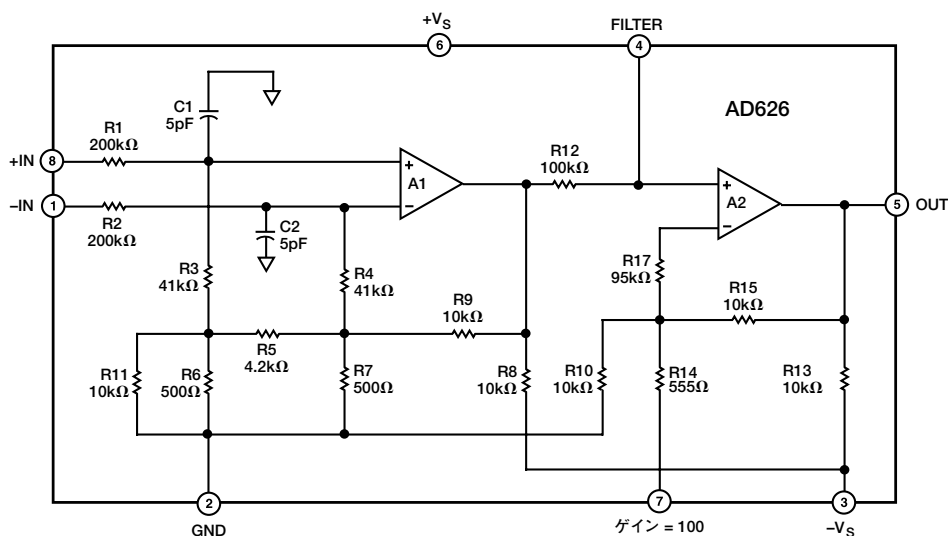


図 4-16. AD626 の簡略回路図

図4-16にAD626の主要な素子を示します。1番ピンと8番ピンの入力信号が、最初にデュアル抵抗減衰器R1～R4に加わります。この回路の目的は、プリアンプの入力端のピーク同相電圧を低減することです（帰還段はドリフトのきわめて低いオペアンプA1をベースとしています）。このため、入力に大きな同相電圧（A1への実際の入力が許容できる電圧の6倍以上）が存在しても、正確に差動入力電圧を増幅できます。その結果、入力同相電圧範囲は（ $V_s - 1V$ ）の6倍に拡大されます。全同相誤差は、高精度のレーザ・トリミング抵抗R3とR4によって最小限に低減されるため、AD626の同相ノイズ除去比は少なくとも10,000：1（80dB）になります。対象信号のローパス・フィルタリングを容易にするため、A1の出力は100k Ω 抵抗（R12）を介してA2の入力に接続しています。AD626は、10または100のゲインを容易に設定できます。ゲインを10に設定するには、7番ピンを未接続のままにしておきます。ゲインを100に設定するには、7番ピンをグラウンドに接続します。7番ピンとアナログ・グラウンドの間に抵抗を接続することによって、10～100の間に容易にゲインを設定できます。オンチップ抵抗には20%の絶対許容誤差があるため（ただし、0.1%以内に比率マッチングされています）、少なくとも20%の調整範囲を設ける必要があります。このゲイン設定抵抗の公称値は、次式から求められます。

$$R = \left(\frac{50,000\Omega}{\text{ゲイン} - 10} \right) - 555\Omega$$

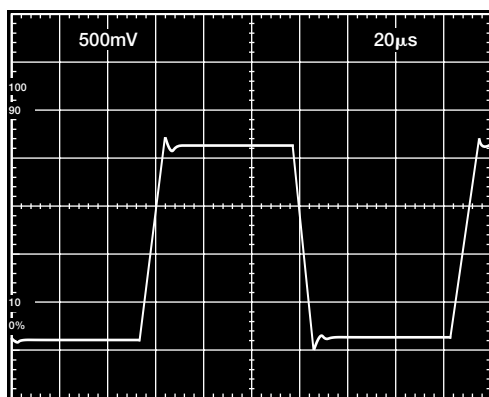


図 4-17. AD626：大信号パルス応答（ $G = 10$ ）

図4-17は、AD626の大信号パルス応答を示しています。

AD629は、最大 $\pm 270V$ の同相入力電圧を伴う信号の測定を必要とするアプリケーション用に設計されたユニティ・ゲインのディファレンス・アンプです。AD629は、高い同相入力電圧が存在する中で優れたCMRを達成し、誤差を最小限に抑えています。その結果、 $\pm 2.5 \sim \pm 18V$ の広い電源範囲で動作することが可能となっています。

絶縁インターフェースを必要としないアプリケーションであれば、高価な絶縁アンプを使用しなくても、AD629で代用できます。図4-18はAD629の内部結線図です。また、図4-19はAD629のCMRの周波数特性を示しています。

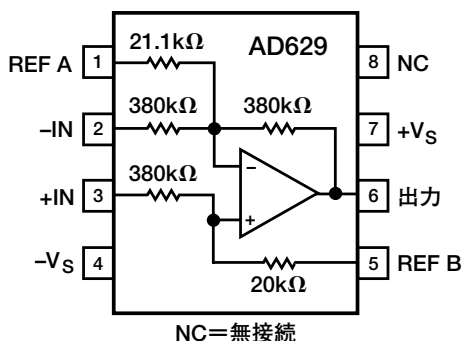


図 4-18. AD629 の内部結線図

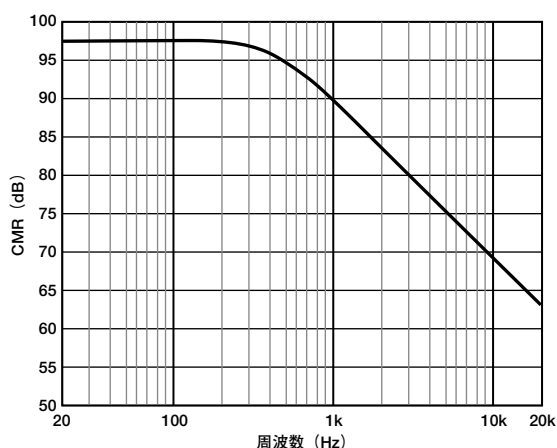


図 4-19. AD629：同相ノイズ除去の周波数特性

高周波差動レシーバ／アンプ

超高速なレシーバ／アンプの**AD8130**シリーズは、一般にはディファレンス・アンプとは関係ありませんが、VHF周波数で有効な同相ノイズ除去を実現する新しいクラスの製品です。AD8130は、-3dB帯域幅が270MHzであり、CMRは2MHzで80dB、10MHzで70dBになります。

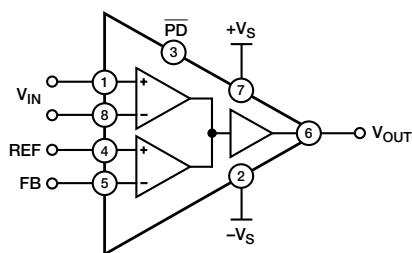


図 4-20. AD8130 のブロック図

図4-20は、AD8130のブロック図です。この製品では、能動帰還と呼ばれる、従来のオペアンプとは異なるアーキテクチャを設計に採り入れています。最もわかりやすい機能の違いは、従来のオペアンプでは1ペアであった差動入力ペアが、別々の2ペアになっている点です。能動帰還アーキテクチャでは一般的ですが、これらの2つの入力ペアの一方は差動入力信号で駆動され、他方のペアは帰還用に使用されます。帰還経路内に能動段が存在する点が「能動帰還」という用語の由来です。能動帰還アーキテクチャには、数種類のアプリケーションで使われている従来のオペアンプに比べて、いくつかの利点があります。中でも優れた利点は、一般的なアプリケーションにおける、卓越した同相ノイズ除去、広い入力同相電圧範囲、高インピーダンスで全体的に平衡状態の入力ペアなどです。

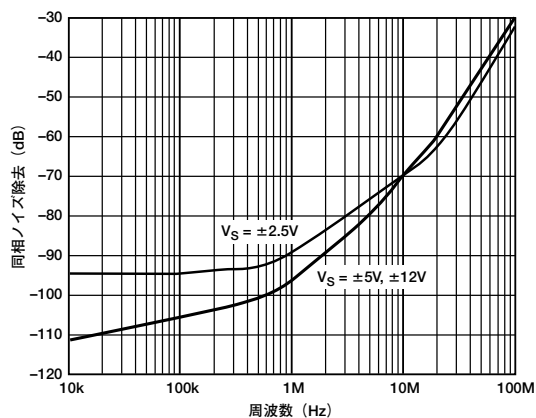


図 4-21. AD8130：CMR の周波数特性

また、外部の帰還ネットワークによって従来のオペアンプ程度のゲイン応答が達成されると同時に、経路が分離されているため、信号入力とは完全に独立しています。これにより、従来の差動入力オペアンプ回路で **CMRR** 低下の原因となっていた帰還回路と入力回路間の干渉がすべて取り除かれます。

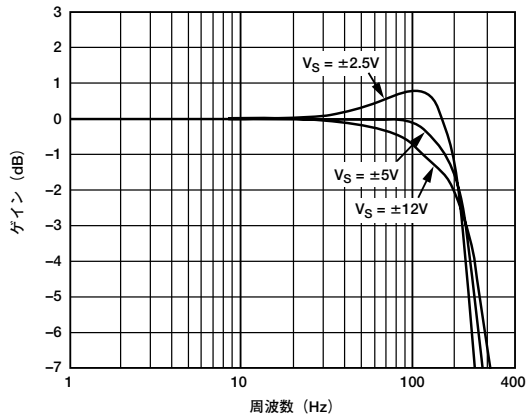


図 4-22. AD8130 : ゲイン／電源電圧 対 周波数応答

図 4-21 は、AD8130 の CMR の周波数特性を示しています。
 図 4-22 は、各電源電圧に対するゲインの周波数特性を示します。