

-2V~50V の広い入力電圧範囲、1.8MHz の広帯域幅、 PWM 除去機能、10V/V のゲインを備えた電流検出アンプ

特長

- ▶ 小信号、-3dB 帯域幅：1.8MHz
- ▶ インパッケージ・トリム・コア (DigiTrim™)
 - ▶ チョッピングや自動ゼロ調整なしで高精度を確保
 - ▶ オフセット・ドリフト： $\pm 0.30\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (代表値)
 - ▶ 電圧オフセット：温度範囲全体で最大 $\pm 200\mu\text{V}$
 - ▶ DC CMRR：131dB (代表値)
 - ▶ AC CMRR (50kHz 時)：97dB (代表値)
- ▶ 広い入力コモンモード電圧範囲
 - ▶ -2V~+50V、連続動作
 - ▶ -20V~+85V、連続耐久
- ▶ 初期ゲイン：10V/V
- ▶ 広い動作温度範囲：-40°C~+125°C
- ▶ 双方向動作
- ▶ 動作電源電圧範囲：2.9V~5.5V
- ▶ 8 ピン MSOP パッケージを採用

アプリケーション

- ▶ 同相またはハイサイド電流の計測：
 - ▶ BLDC モータ、低インダクタンス・モータでのモータ・コントロール
 - ▶ 双方向 48V~12V DC/DC コンバータ
 - ▶ ソレノイド・コントロール
 - ▶ 電源レール・モニタリング
- ▶ ローサイド電流の検出

代表的なアプリケーション回路

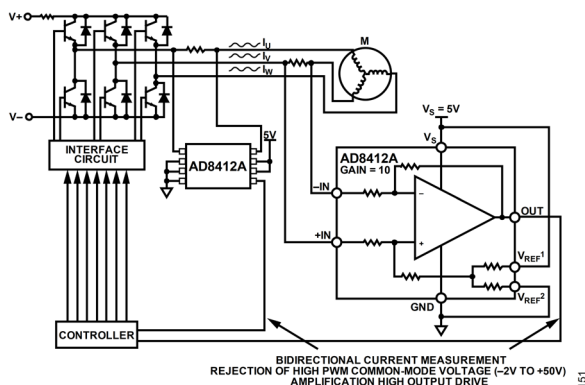


図 1. BLDC モータ・コントロール・アプリケーションにおける AD8412A

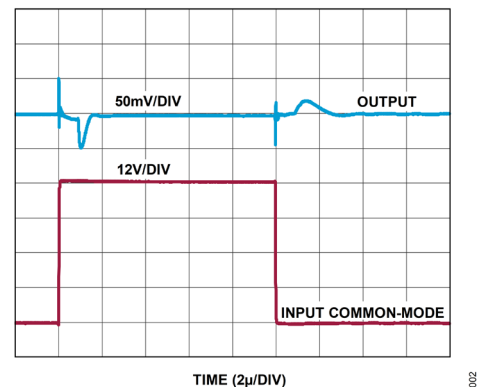


図 2. 入力コモンモード・ステップ応答 (0V~48V)、
 $V_s = 5\text{V}$ 、入力短絡

※こちらのデータシートには正誤表が付属しています。当該資料の最終ページ以降をご参照ください。

Rev. 0

アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、各社の所有に属します。※日本語版資料は REVISION が古い場合があります。最新の内容については、英語版をご参照ください。

機能ブロック図

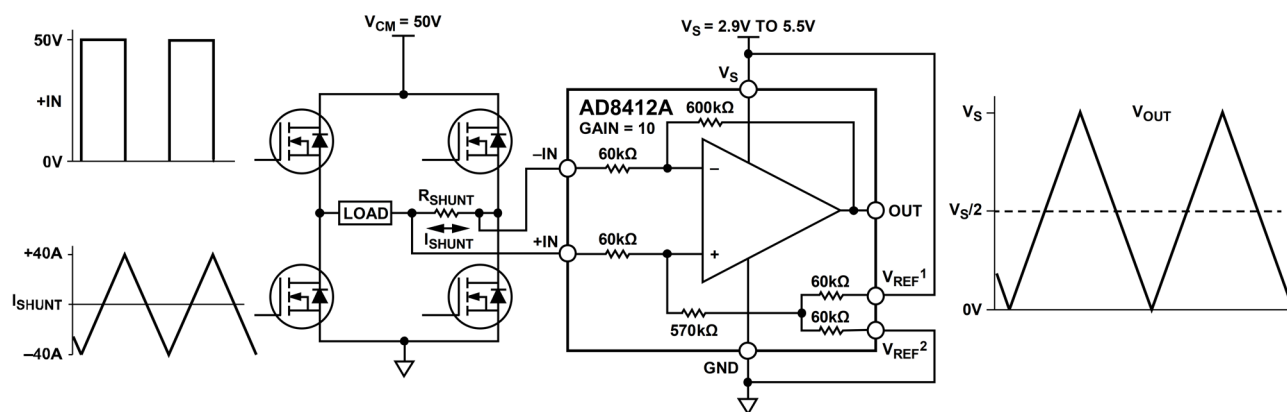


図 3. 機能ブロック図

改訂履歴

Initial release – Rev. 0; 01/25

仕様

表 1. 電気的特性

(特に指定のない限り、 $T_A = -40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ (動作温度範囲)、電源電圧 (V_S) = 5V、グラウンド (GND) = 0V、入力コモンモード電圧 (V_{CM}) = -IN、+IN = 12V、 $V_{REF}^1 = V_{REF}^2 = 2.5\text{V}$ 。)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
GAIN					
Initial			10		V/V
Error Over Temperature	Specified temperature range			0.11	%
Initial Gain vs. Temperature				± 2.7	ppm/ $^{\circ}\text{C}$
VOLTAGE OFFSET, Referred to Input (RTI)					
Over Temperature	Specified temperature range ¹			± 200	μV
Offset Drift	Box method (see Figure 56)		± 0.30	± 0.87	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
	Bowtie method (-40°C to 25°C) (see Figure 57)			± 2.07	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
	Bowtie method (25°C to 125°C) (see Figure 57)			± 1.68	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
INPUT					
Total Input-Bias Current ²	+IN = -IN = 0V, $V_S = V_{REF}^1 = 5\text{V}$, $V_{REF}^2 = 0\text{V}$	-10.0			μA
	+IN = -IN = 12V, $V_S = V_{REF}^1 = V_{REF}^2 = 0\text{V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$		47		μA
	+IN = -IN = 12V, $V_S = V_{REF}^1 = 5\text{V}$, $V_{REF}^2 = 0\text{V}$			350	μA
	+IN = -IN = 50V, $V_S = V_{REF}^1 = V_{REF}^2 = 0\text{V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$		196		μA
	+IN = -IN = 50V, $V_S = V_{REF}^1 = 5\text{V}$, $V_{REF}^2 = 0\text{V}$			484	μA
Input Offset Current	+IN = -IN = 0V			1.0	μA
	+IN = -IN = 12V			2.5	μA
	+IN = -IN = 50V			2.7	μA
Input Voltage Range	Common-mode, continuous	-2		+50	V
Common-Mode Rejection Ratio (CMRR)	Specified temperature range, DC, $V_{CM} = -2\text{V}$ to $+50\text{V}$	110	131		dB
	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, frequency = 10kHz		111		dB
	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, frequency = 50kHz		97		dB
OUTPUT					
Voltage Swing to GND (OUT - GND)	Load resistance (R_L) = 10k Ω			5	mV
Voltage Swing to V_S (V_S - OUT)	Load resistance (R_L) = 10k Ω			16	mV

(特に指定のない限り、 $T_A = -40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ (動作温度範囲)、電源電圧 (V_S) = 5V、グラウンド (GND) = 0V、入力コモンモード電圧 (V_{CM}) = -IN、+IN = 12V、 $V_{REF}^1 = V_{REF}^2 = 2.5\text{V}$ 。)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Resistance	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		0.2		Ω
Maximum Capacitive-Load	No continuous oscillation, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$		4.7		nF

DYNAMIC RESPONSE

Small Signal, -3dB Bandwidth	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		1.8		MHz
Slew Rate	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		6		V/ μs

NOISE

0.1Hz to 10Hz (RTI)	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		10		$\mu\text{V p-p}$
Spectral Density, 1kHz (RTI)	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		64		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Spectral Density, 10kHz (RTI)	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		52		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

OFFSET ADJUSTMENT

Ratiometric Accuracy ³	V_{REF} pins divider to supply	0.499		0.501	V/V
Accuracy, Referred to the Output (RTO)	V_{REF} error when using an external reference of 2.5V applied to V_{REF}^1 and V_{REF}^2 in parallel.			± 1	mV/V
V_{REF}^1 Input Voltage Range		GND		V_S	V
V_{REF}^2 Divider Resistor Values			60		k Ω

POWER SUPPLY

Operating Voltage Range		2.9		5.5	V
Quiescent Current	Output voltage (V_{OUT}) = 2.5V DC, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$		7.8		mA
	$V_{OUT} = 2.5\text{V DC}$			10.8	mA
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	V_S from 3V to 5V, specified temperature range	87	106		dB

TEMPERATURE RANGE

For Specified Performance	Operating temperature range	-40		+125	$^{\circ}\text{C}$
---------------------------	-----------------------------	-----	--	------	--------------------

¹ テストおよび特性評価により裏付けられています。

² ピンごとの入力バイアス電流については、図 14 および図 15 を参照してください。

³ V_{REF}^1 と V_{REF}^2 を電源間の分圧器として使用する場合、オフセット調整は電源に比例します。

絶対最大定格

特に指定のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

表 2. 絶対最大定格

PARAMETER	RATING
Supply Voltage (V_S to GND)	6V
Input Voltage Range, Continuous	
Common-Mode	
+IN to GND	-20V to +85V
-IN to GND	-20V to +85V
Differential	
+IN to -IN	$\pm 20\text{V}$
$V_{\text{REF}}^1, V_{\text{REF}}^2$	GND - 0.3 V to $V_S + 0.3\text{ V}$
Reverse Supply Voltage	0.3V
Temperature	
Operating Range	-40°C to +125°C
Storage Range	-65°C to +150°C
Output Short-Circuit Duration	Indefinite

上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えると、デバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。この規定はストレス定格のみを指定するものであり、この仕様の動作のセクションに記載する規定値以上でのデバイス動作を定めたものではありません。デバイスを長時間にわたり絶対最大定格状態に置くと、デバイスの信頼性に影響を与えることがあります。

熱抵抗

熱性能は、プリント回路基板（PCB）の設計と動作環境に直接関連しています。PCB の熱設計には、細心の注意を払う必要があります。

θ_{JA} は、1 立方フィートの密閉容器内で測定された、自然対流での周囲とジャンクションの間の熱抵抗です。 θ_{JB} はジャンクションと基板の間の熱抵抗、 θ_{JCT} はジャンクションとケースの間の熱抵抗です。

表 3. 熱抵抗

Package Type ¹	θ_{JA}	θ_{JB}	θ_{JCT}	Unit
RM-8	152	120.6	59.7	°C/W

¹ 熱抵抗のシミュレーション値については、 θ_{JA} は JEDEC 2S2P サーマル・テスト・ボードに基づいており、 θ_{JB} はリング状の冷却板を PCB に取り付けた状態での JEDEC 2S2P 熱抵抗、 θ_{JCT} は JEDEC 1S0P サーマル・テスト・ボードに基づいています。JEDEC JESD-51 を参照してください。

静電放電（ESD）定格

表 4. ADL8412A、8 ピン MSOP

ESD Model	Withstand Threshold (V)	Class
HBM	±4000	3A
FICDM	±750	C2B

ESD に関する注意

	ESD（静電放電）の影響を受けやすいデバイスです。 電荷を帯びたデバイスや回路ボードは、検知されないまま放電することがあります。本製品は当社独自の特許技術である ESD 保護回路を内蔵してはいますが、デバイスが高エネルギーの静電放電を被った場合、損傷を生じる可能性があります。したがって、性能劣化や機能低下を防止するため、ESD に対する適切な予防措置を講じることをお勧めします。
---	---

ピン配置およびピン機能の説明

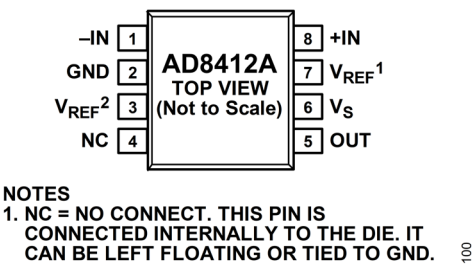


図 4. 8 ピン MSOP 構成

表 5. 端子説明

端子	名称	説明
1	-IN	負入力
2	GND	グラウンド
3	VREF ²	リファレンス入力 2
4	NC	接続なし。このピンはダイに内部接続されています。フローティング状態のままにするか、GND に接続することができます。
5	OUT	出力
6	VS	電源電圧
7	VREF ¹	リファレンス入力 1
8	+IN	正入力

代表的な性能特性

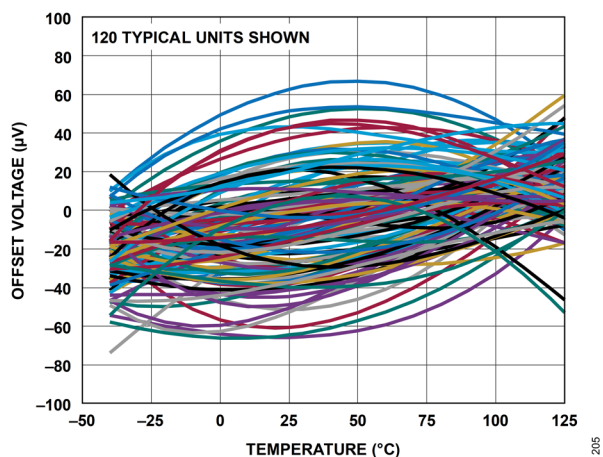


図 5. オフセット電圧と温度の関係

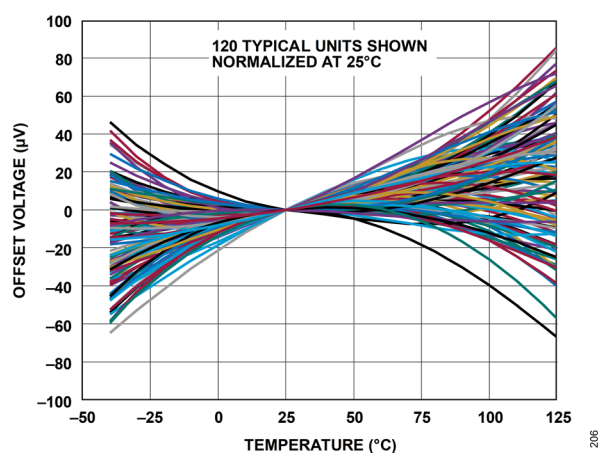


図 6. オフセット電圧と温度の関係、 25°C で正規化

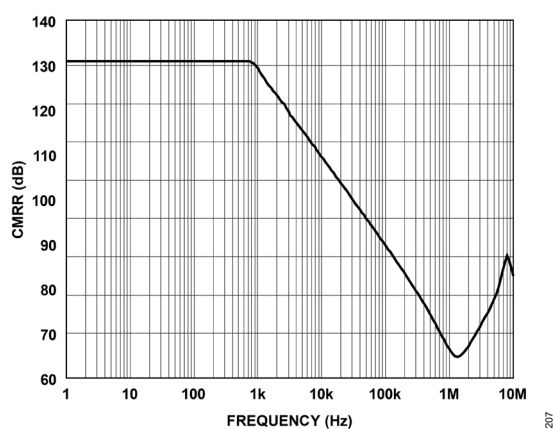


図 7. CMRR と周波数の関係

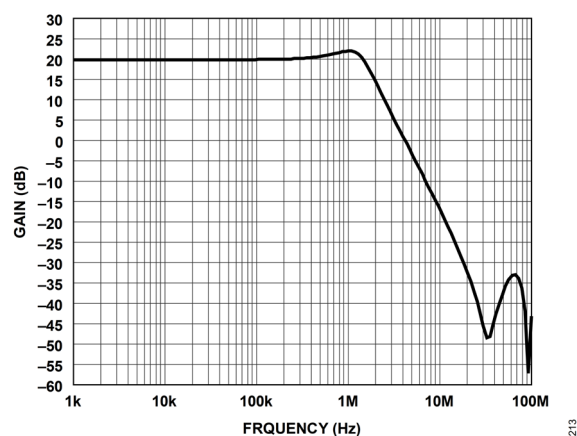


図 8. 小信号帯域幅（代表値）、 $V_{\text{OUT}} = 200\text{mVp-p}$

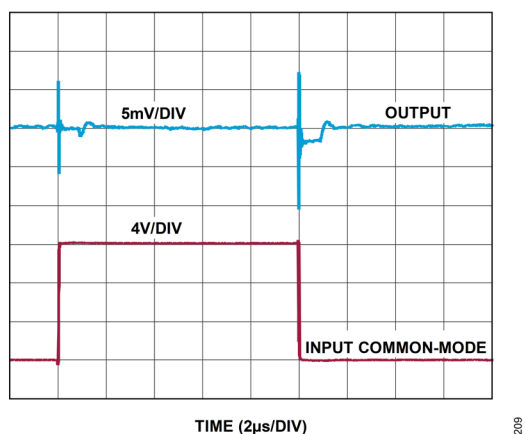


図 9. 入力コモンモード・ステップ応答（0V~12V）、 $V_S = 5\text{V}$ 、入力短絡

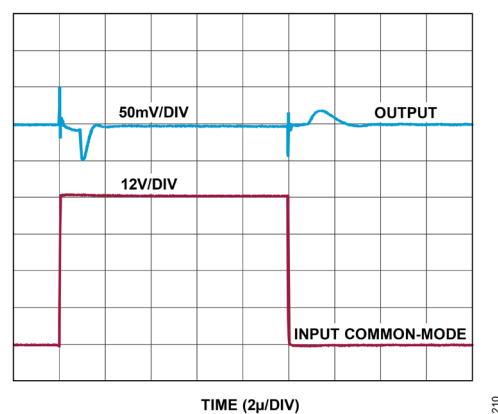


図 10. 入力コモンモード・ステップ応答（0V~48V）、 $V_S = 5\text{V}$ 、入力短絡

代表的な性能特性

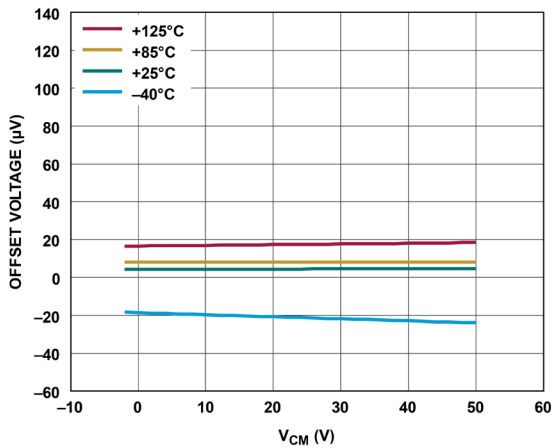


図 11. オフセット電圧とコモンモード電圧の関係

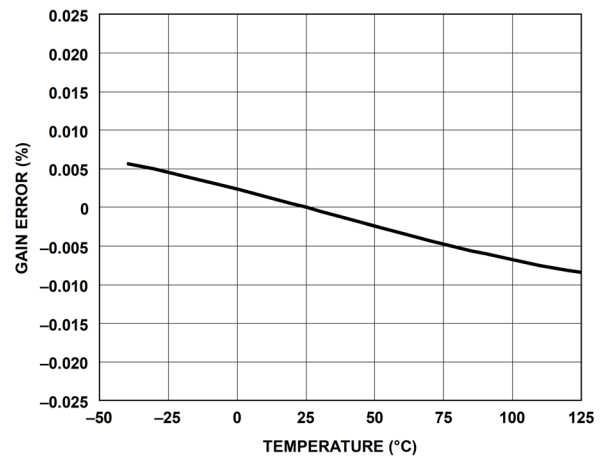


図 12. ゲイン誤差と温度の関係

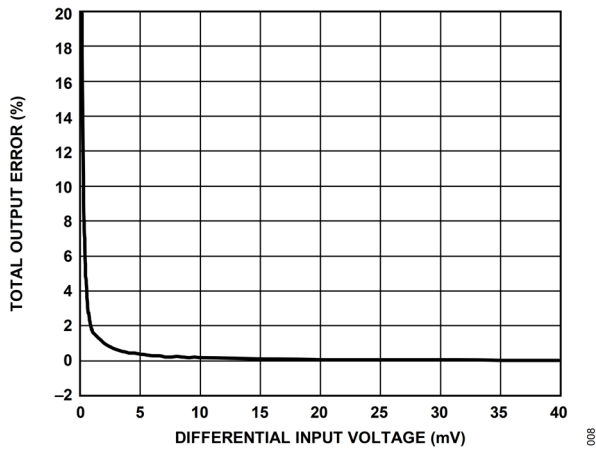


図 13. 総出力誤差と差動入力電圧の関係

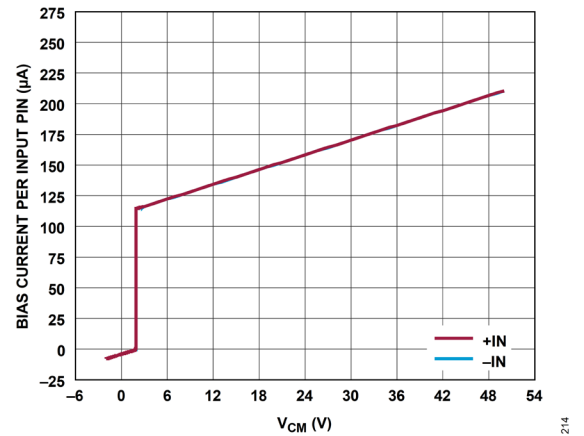


図 14. 入力ピンあたりのバイアス電流と V_{CM} の関係、 $V_S = 5V$

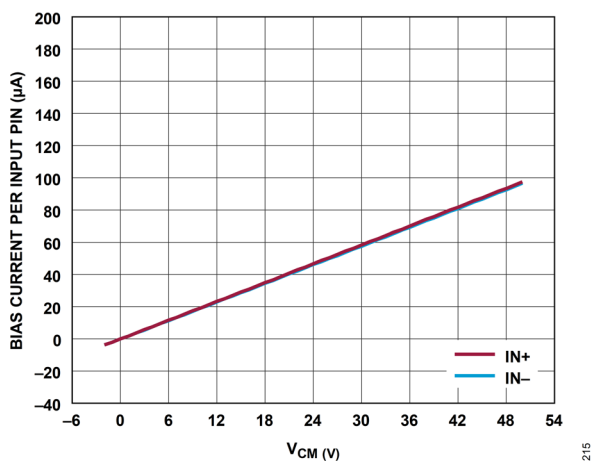


図 15. 入力ピンあたりのバイアス電流と V_{CM} の関係、 $V_S = 0V$ 、 $R_L = 10k\Omega$

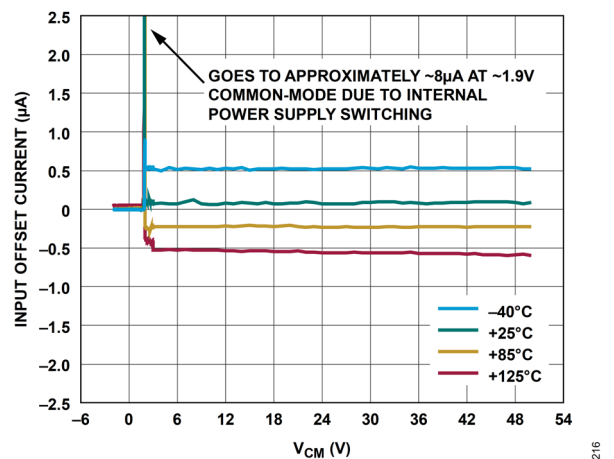


図 16. 様々な温度での入力オフセット電流と V_{CM} の関係

代表的な性能特性

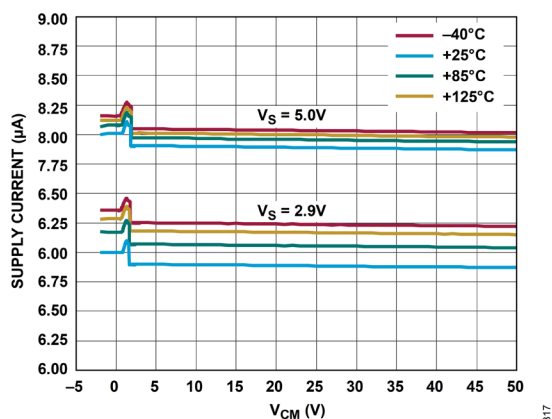
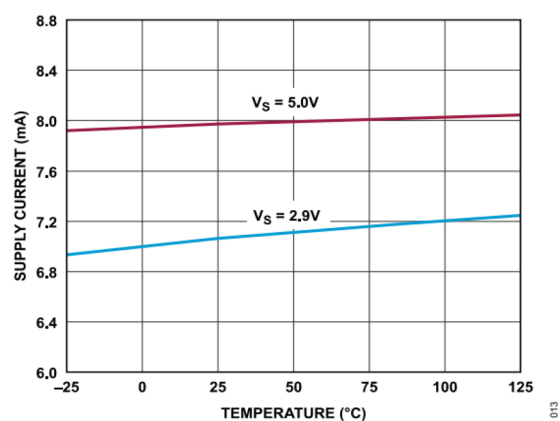
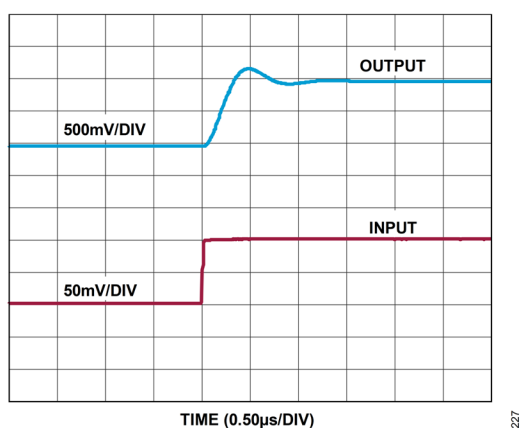
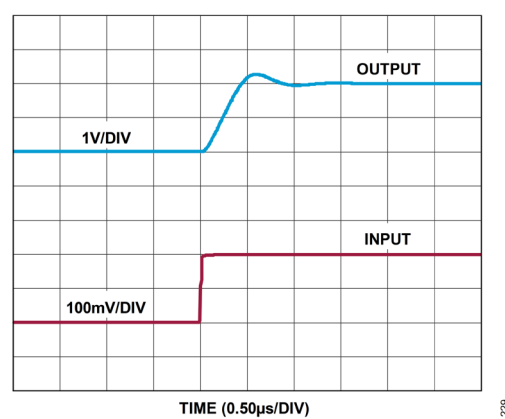
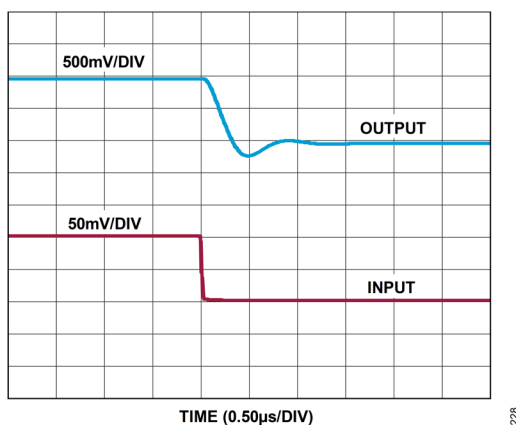
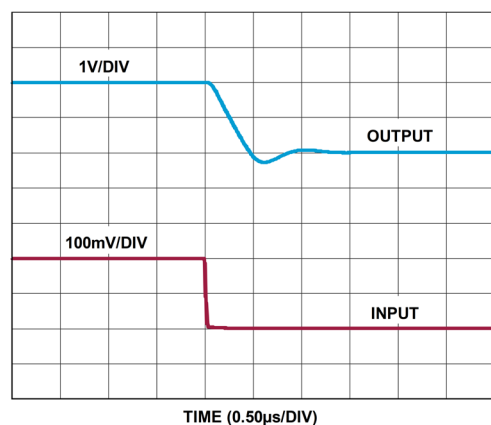
図 17. 様々な温度および電源電圧での電源電流と入力 V_{CM} の関係

図 18. 様々な電源電圧での電源電流と温度の関係

図 19. 立上がり時間、 $V_S = 2.9V$ 図 20. 立上がり時間、 $V_S = 5V$ 図 21. 立下がり時間、 $V_S = 2.9V$ 図 22. 立下がり時間、 $V_S = 5V$

代表的な性能特性

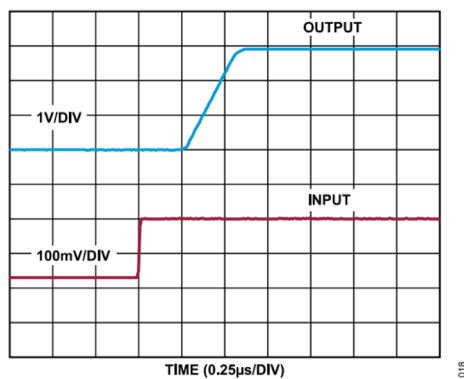
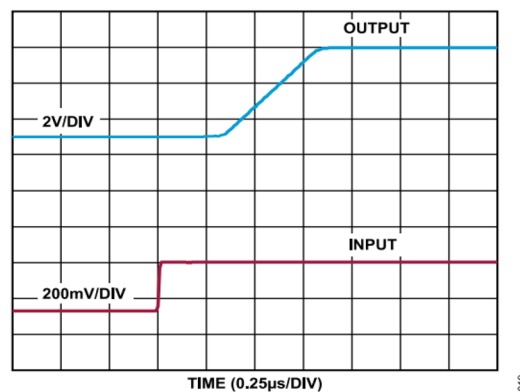
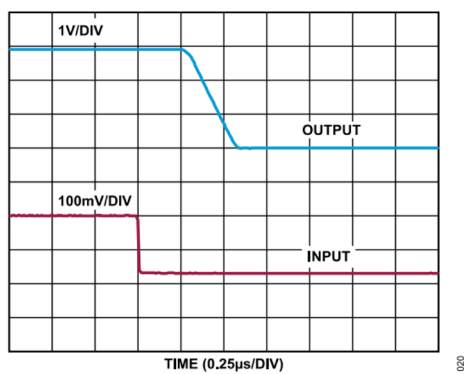
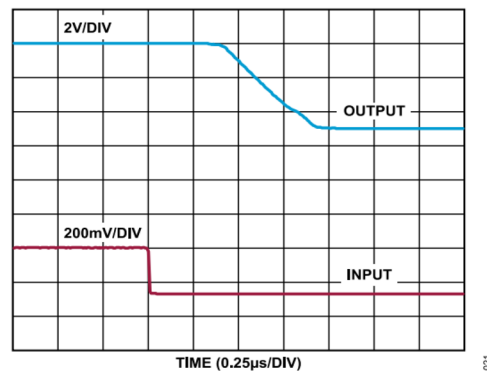
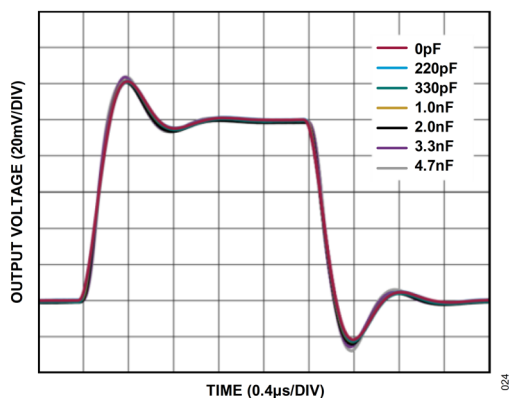
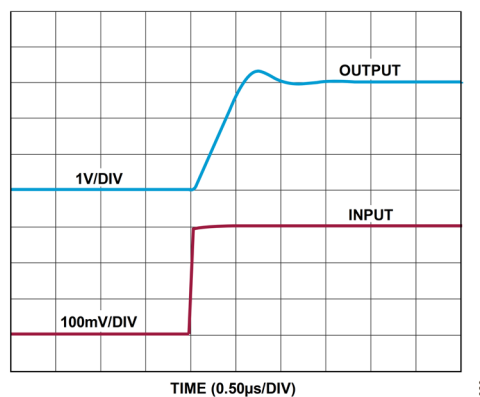
図 23. 差動過負荷回復、立上がり、 $V_S = 2.9V$ 図 24. 差動過負荷回復、立上がり、 $V_S = 5V$ 図 25. 差動過負荷回復、立下がり、 $V_S = 2.9V$ 図 26. 差動過負荷回復、立下がり、 $V_S = 5V$ 

図 27. 様々な容量性負荷での小信号応答

図 28. 大信号応答、立上がり、 $V_S = 5V$

代表的な性能特性

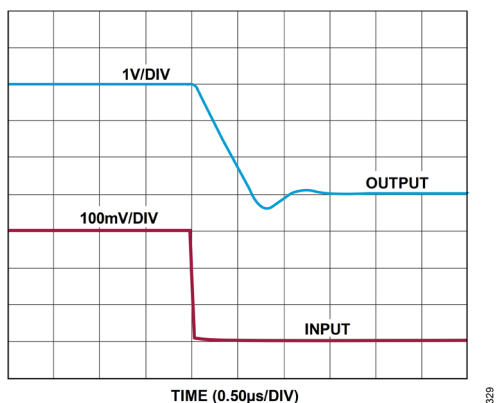


図 29. 大信号応答、立下がり、 $V_s = 5V$

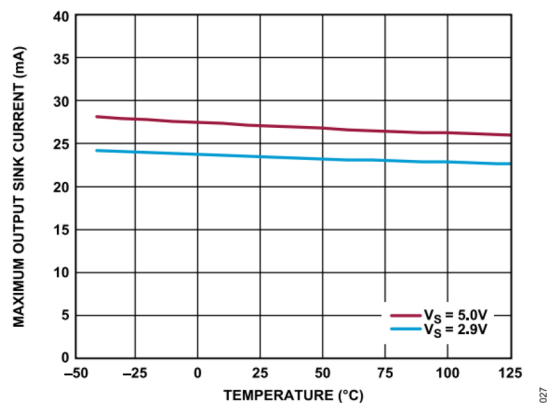


図 30. 様々な電源電圧での最大出力シンク電流と温度の関係

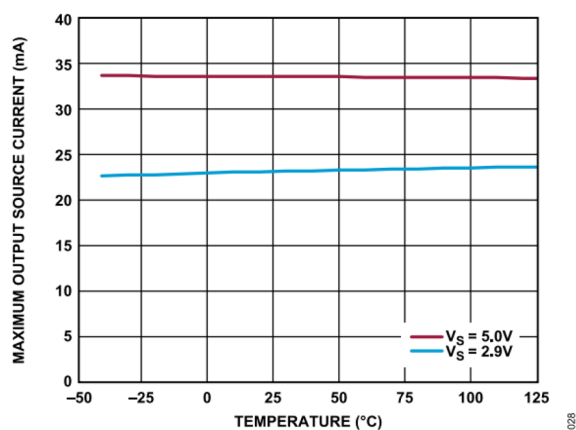


図 31. 様々な電源電圧での最大出力ソース電流と温度の関係

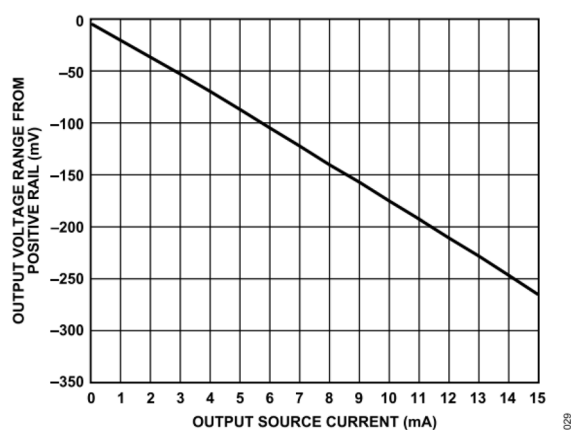


図 32. 正電源レールを基準とする出力電圧範囲と出力ソース電流の関係

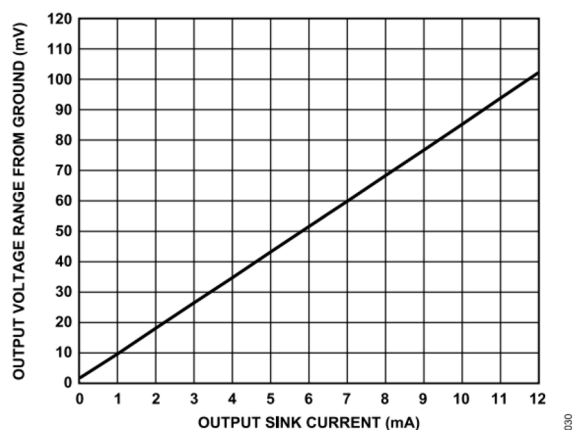


図 33. グラウンドを基準とする出力電圧範囲と出力シンク電流の関係

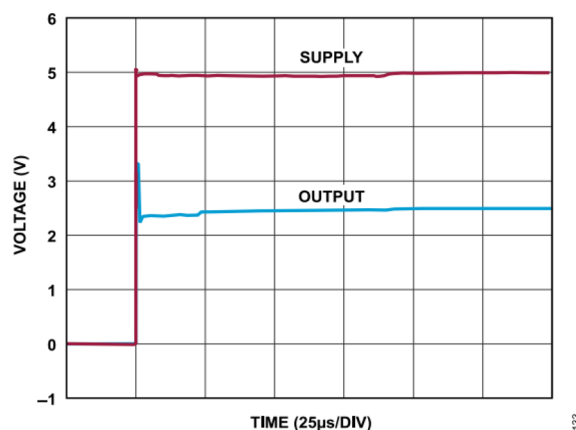


図 34. 起動応答

代表的な性能特性

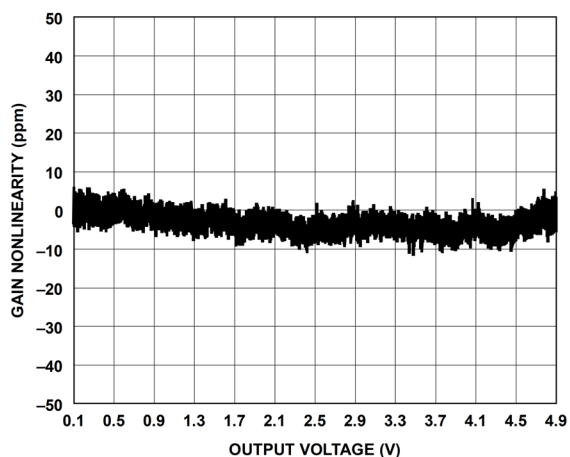


図 35. ゲイン非直線性と出力電圧の関係、 $V_s = 5V$

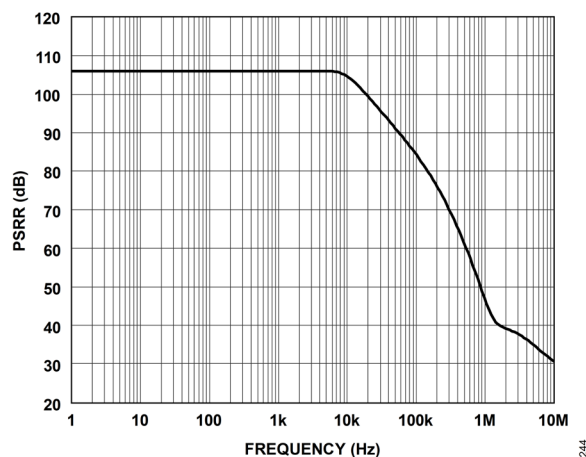


図 36. PSRR と周波数の関係

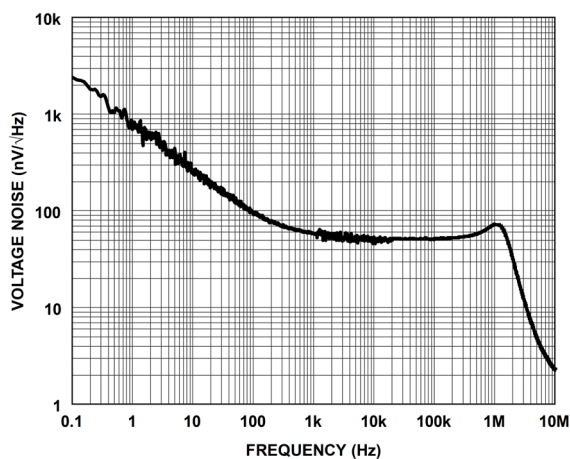


図 37. スペクトル密度、RTI

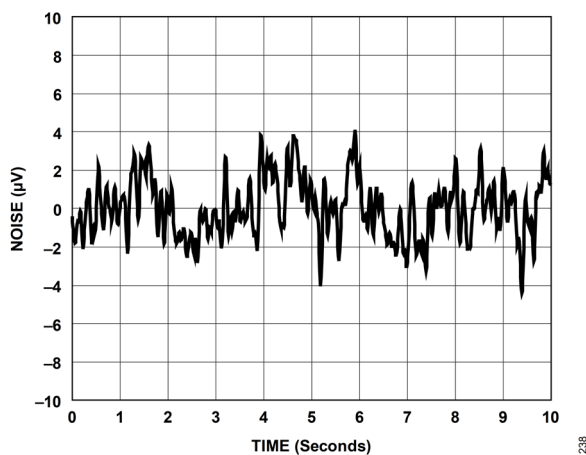


図 38. 0.1Hz~10Hz でのノイズ、RTI

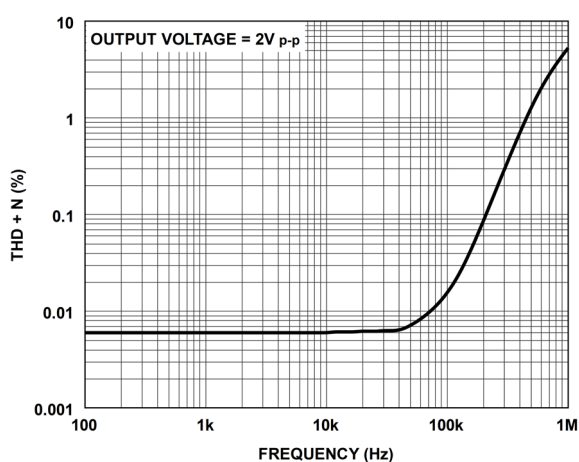


図 39. 全高調歪み+ノイズ (THD + N) と周波数の関係

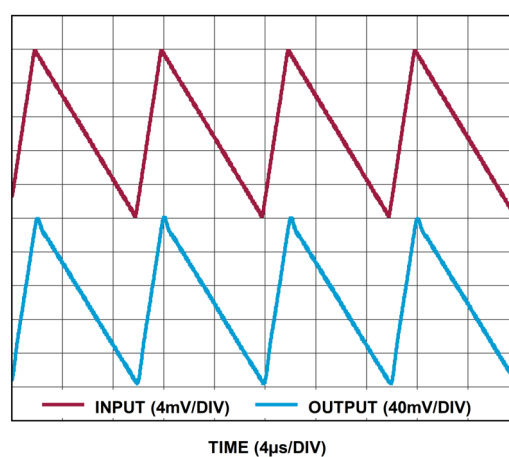


図 40. 100kHz、20% デューティ・サイクル、鋸波形、
入力電圧 (V_{IN}) = 10mVp-p の信号に対する出力応答

代表的な性能特性

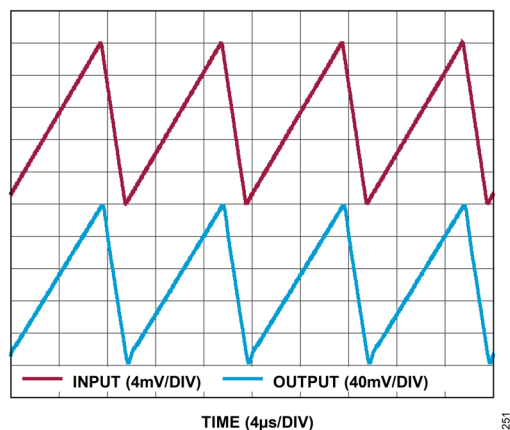


図 41. 100kHz、80%デューティ・サイクル、鋸波形、入力電圧 (V_{IN}) = 10mVp-p の信号に対する出力応答

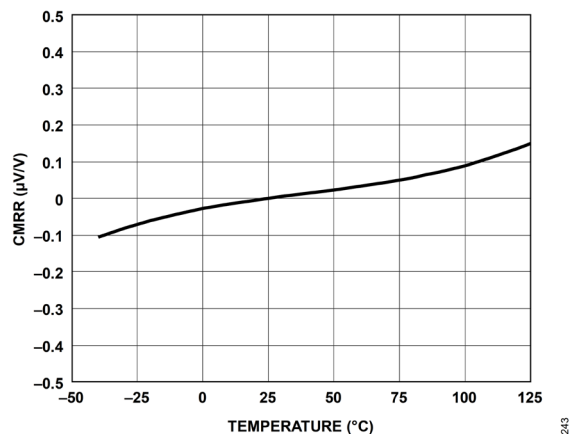


図 42. CMRR と温度の関係

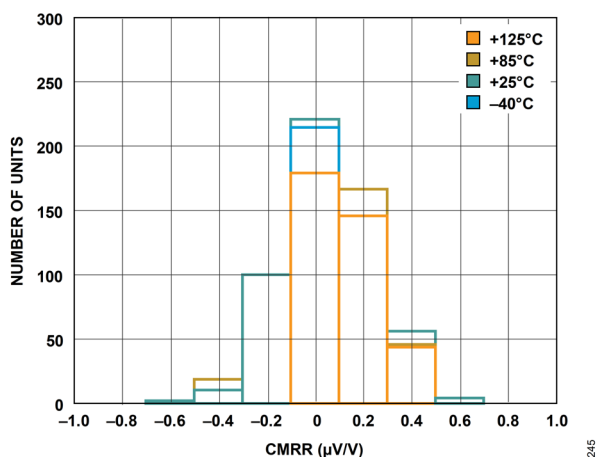


図 43. CMRR の分布

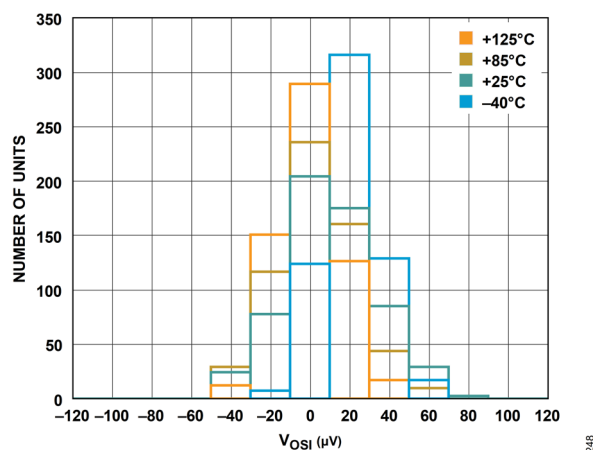


図 44. オフセット電圧 (V_{OS}) の分布、RTI

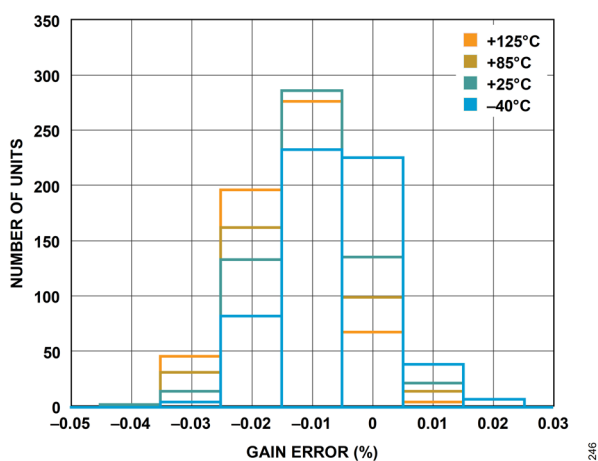


図 45. ゲイン誤差の分布

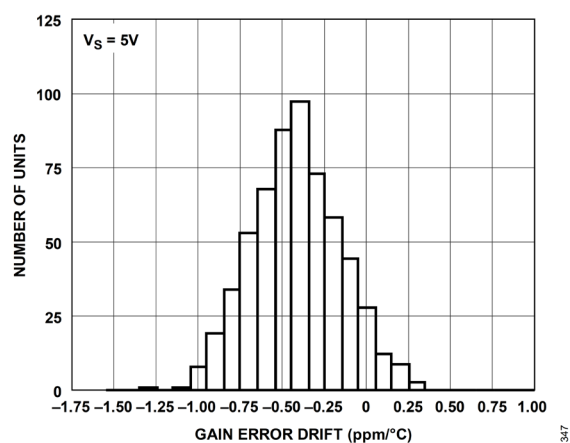


図 46. ゲイン誤差ドリフトの分布

動作原理

AD8412A は、パルス幅変調 (PWM) 除去機能を備えた広い入力電圧範囲と帯域幅の電流検出アンプで、高速で変化するコモンモード電圧が存在する中で小さい差動電流シャント電圧を正確に増幅する独自のアーキテクチャを採用しています。

代表的なアプリケーションでは、AD8412A は入力に接続されたシャント抵抗両端の電圧を 10V/V のゲインで増幅して電流を測定します (図 47 参照)。

AD8412A は、高速レート (例えば 1V/ns) で変化する可能性のある PWM コモンモード入力の場合でも、優れた同相ノイズ除去比が得られるように設計されています。また、内蔵のデグリッチ回路により、一般的に電流検出アンプのアプリケーションにおいて生じる、コモンモード PWM 入力信号が存在する場合の出力応答の負の影響 (振幅やセトリング時間など) を低減します。AD8412A の入力に大きなコモンモード・トランジェントが生じた場合、AD8412A の出力は約 1 μ s の間、最後の値に維持されます。これにより、 V_{CM} ステップ後の AD8412A の出力振幅の変化は低いまま抑えられます。1 μ s (代表値) のデグリッチ時間が経過した後、出力は、入力のシャント抵抗両端の差動電圧に基づく適切な値に安定します (図 9 および図 10 を参照)。

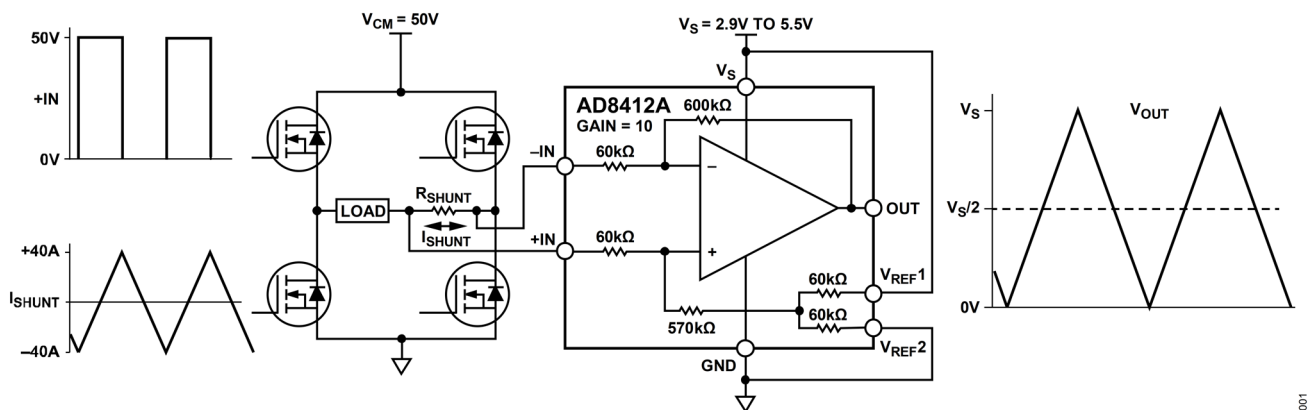


図 47. 代表的なアプリケーション

AD8412A はインパッケージ・トリム・コアを特長とし、動作温度範囲およびコモンモード電圧範囲全体で $\pm 0.30\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (代表値) のオフセット・ドリフトを達成しています。チョッピングや自動ゼロ調整クロックを使用する必要はありません (これらを使用するとアプリケーションで相互変調を発生させる可能性があります)。このアーキテクチャは、定格が 1.8MHz (代表値) の帯域幅を悪化させることはありません。

リファレンス入力ピンの V_{REF1} と V_{REF2} は、各々 60k Ω の抵抗を経由してメイン・アンプの正側入力に接続されているため、出力オフセットを出力動作範囲内の任意の電圧に調整することができます。両方のリファレンス・ピンを並列に使用した場合、リファレンス・ピンから出力までのゲインは 1V/V です。これらのリファレンス・ピンを使って電源を分圧すると、ゲインは 0.5V/V になります。

AD8412A は、ソレノイド・コントロールやモータ・コントロール、DC/DC コンバータなどに代表される堅牢なアプリケーション・ニーズに妥協することなく画期的な性能を示します。PWM 入力コモンモード電圧除去機能と、低オフセットおよび低オフセット・ドリフトを実現する DigiTrim アーキテクチャにより、AD8412A は、このような要求の厳しいアプリケーションに対して総合的な精度を提供できます。

電流検出レイアウトのガイドライン

シャント抵抗の選択

適切なシャント抵抗を選択するには、抵抗値、サイズ、コスト、公差、消費電力、熱ドリフトなど、様々な要素を考慮する必要があります。

一般的に、抵抗値を選ぶ際は、電力損失バジェットを考慮しながら、予想される最大電流時に発生する必要最大差動電圧に基づいて選択します。また、利用可能なシステム・ダイナミック・レンジをフル活用するために、フルスケール電流時に出力が最大となるよう検討する必要もあります。多くの場合、これら2つの考慮事項が折り合う点を見つけてシャント抵抗 R_{SHUNT} の値を選択します。

$$R_{SHUNT} = \frac{V_{DIFF,MAX}}{I_{MAX}} \quad (1)$$

シャント抵抗の公差は、電流測定の全体的なゲイン誤差の精度に直接影響します。AD8412A は、 $-40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ の仕様温度範囲における最大ゲイン誤差が 0.11% に仕様規定されています。最高性能を発揮するためには、AD8412A より大きなゲイン誤差を生じることのないよう、0.1%（あるいはそれ未満の公差）のシャント抵抗を選択してください。

シャント抵抗の消費電力は、 $P = I^2 R$ の式を用いて計算します。したがって、抵抗値が高くなると消費電力も大きくなります。シャント抵抗の消費電力は、自己発熱を引き起こし、シャント抵抗の温度の上昇につながります。自己発熱によるシャント抵抗の温度変化は、非直線性誤差の原因となります。温度係数の小さいシャント抵抗を選択することで、シャントの自己発熱を最小限に抑え、温度による非直線性を最小限に抑えることができます。

シャント抵抗両端に生じる電圧の熱ドリフトは、抵抗の消費電力に応じて異なります。

シャント抵抗の接続

シャント抵抗 R_{SHUNT} は、図 48 に示すように、電流検出アンプの入力ピンの間に接続します。通常、シャント抵抗は非常に低抵抗です。したがって、高精度の電流検出測定を行うには、シャントにケルビン（4 線）接続を用いることを推奨します。適切なケルビン接続を行うことで、PCB パターンの寄生抵抗を検出してしまふのを防ぐことができます。

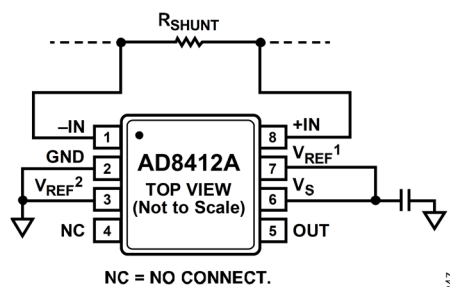


図 48. シャント抵抗のレイアウト

R_{SHUNT} 抵抗にケルビン接続を行うには、様々な方法があります。図 49 に、大電流検出精度が最大となる最適なレイアウトを検証するための、5 通りのレイアウトからなるテスト・ボードを示します。アナログ・ダイアログの記事「低抵抗値シャント抵抗のレイアウトパッドの改善による高電流検出精度の最適化」（Vol. 46、2012 年 6 月）に基づき、検出ポイントを抵抗の最も外側に置くことを検討する必要があります。この記事では、誤差の最も小さいレイアウトはスタイル C およびスタイル D であることが実験的に明らかになったことが示されています。素子の配置許容誤差の問題が生じる可能性が小さいため、スタイル C が推奨されます。ケルビン接続を行わない場合、最上部パッドで測定すると約 22.8% の誤差が生じます。そのため、低抵抗値の R_{SHUNT} を用いてより正確な電流検出測定値を得るには、ケルビン接続を用いることが推奨されます。

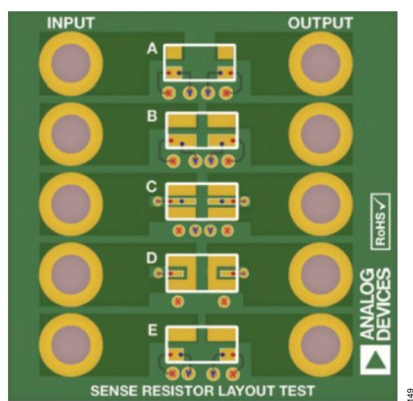


図 49. R_{SHUNT} レイアウト・ボードの例

出力オフセットの調整

AD8412A の出力は、単方向動作、双方向動作のどちらに対しても調整することができます。

単方向動作

単方向動作では、抵抗シャントを通る一方方向の電流を測定できます。単方向動作のベーシック・モードは、グラウンド基準出力モードと V_S 基準出力モードです。

単方向動作では、差動入力 $0V$ の場合の出力を負電源レール（グラウンド付近）または正電源レール（ V_S 付近）に設定できます。正しい極性の差動入力電圧が印加されると、出力は反対側の電源レールへ向かって移動します。差動入力が必要とされる極性は、出力電圧の設定によって決まります。出力が正電源レールに設定されている場合は、入力極性を負にして出力電圧を下げる必要があります。出力がグラウンドに設定されている場合は、極性を正にして出力電圧を上げる必要があります。

グラウンド基準出力モード

AD8412A をグラウンド基準出力モードで用いる場合は、両方のリファレンス入力を GND ピンに接続します。これにより、差動入力電圧が $0V$ の場合に出力は負電源レールに設定されます（図 50 参照）。

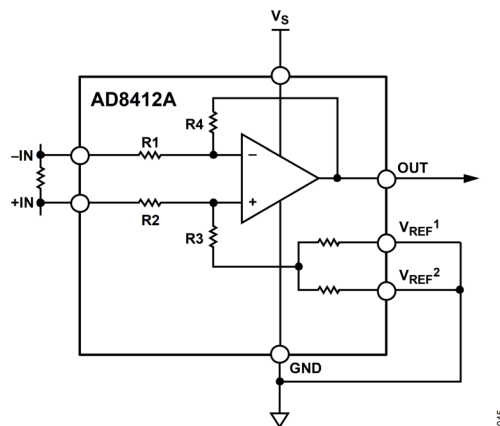


図 50. グラウンド基準出力

V_S 基準出力モード

両方のリファレンス・ピンを正電源に接続すると、 V_S 基準出力モードが設定されます。通常このモードが使用されるのは、診断方式において、電源を負荷に供給する前にアンプと配線の検出が必要になる場合です（図 51 参照）。

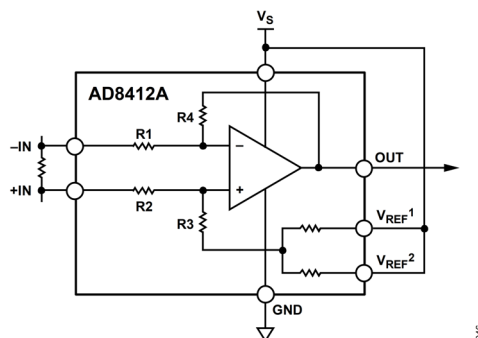


図 51. V_S 基準出力

双方向動作

双方向動作では、抵抗シャントを通る双方向の電流を測定できます。

この場合、出力は、出力範囲内のどこにでも設定できます。通常は、出力をハーフスケールに設定し、両方向で同じ測定範囲にします。ただし、双方向の電流が非対称な場合は、ハーフスケール以外の電圧に設定します。

出力の調整は、DC 電圧をリファレンス入力に印加することで行います。 V_{REF1} と V_{REF2} は、内部ノードに接続されている内部抵抗に接続します。リファレンス・ピン間には動作上の違いはありません。

外部基準出力

差動入力が存在しない場合、 V_{REF1} と V_{REF2} を互いに接続してリファレンスに接続すると、リファレンス電圧に等しい出力が発生します（図 52 参照）。 $-IN$ ピンを基準にして入力負の場合は、出力はリファレンス電圧より下がり、 $-IN$ ピンを基準にして入力正の場合は、出力はリファレンス電圧より上がります。

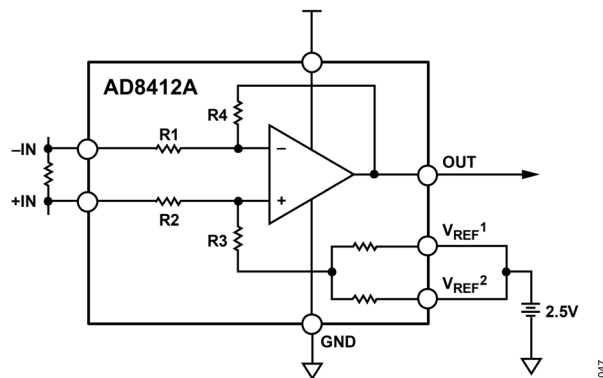


図 52. 外部基準出力

電源電圧の分割

リファレンス・ピンの 1 本を V_S ピンに接続し、もう 1 本のリファレンス・ピンを GND ピンに接続することにより、差動入力が存在しない場合、出力が電源電圧の 1/2 に設定されます（図 53 参照）。この構成の利点は、外部リファレンスを使用しなくても双方向電流の測定のために出力をオフセットできることです。リファレンス・ピンの 1 本を V_S ピンに接続し、もう 1 本のリファレンス・ピンを GND ピンに接続することにより、電源電圧に比例するミッドスケール・オフセットが生成できます。これは、電源電圧が上昇または下降しても、出力は電源電圧の 1/2 にとどまることを意味します。例えば、電源電圧が 5.0V の場合、出力はハーフスケール、すなわち 2.5V になります。電源電圧が 10% (5.5V まで) 上昇すると、出力は 2.75V まで上昇します。

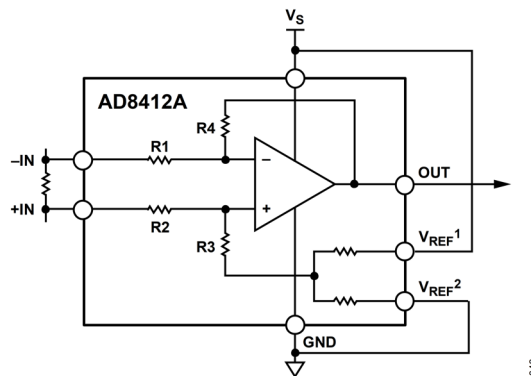


図 53. 電源電圧の分割

外部リファレンス電圧の分割

約 0.5% の精度で外部リファレンス電圧を 1/2 にするときは、内部リファレンス抵抗を使ってください。一方の V_{REF}^X ピンを GND ピンに、他方の V_{REF}^X ピンをリファレンス電圧に接続して、外部リファレンス電圧を分割します（図 54 参照）。

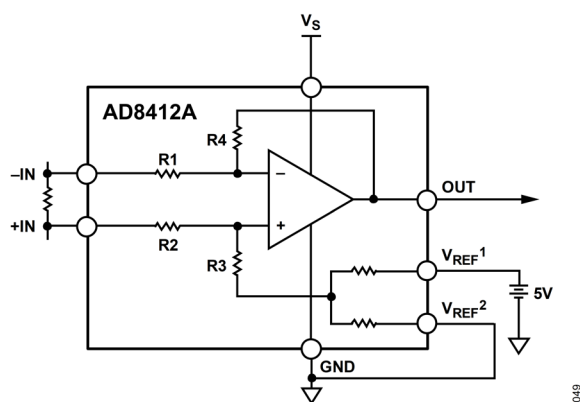


図 54. 外部リファレンス電圧の分割

オフセット電圧の用語の定義

ボックス法

AD8412A は、インパッケージ・トリム・コアを採用しているため、動作温度範囲およびコモンモード電圧範囲にわたって、 $\pm 0.30 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ （代表値、ボックス法を使用）のオフセット・ドリフトを実現します。このアーキテクチャにより帯域幅が縮小することはありませんが、AD8412A のオフセット電圧ドリフトの特性は、図 55 に示すように、デバイスごとに異なります。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全温度範囲にわたり V_{os} の最小値と最大値を調べた後、ボックス法を用いて素子ごとの V_{os} を $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ を単位として計算できます。

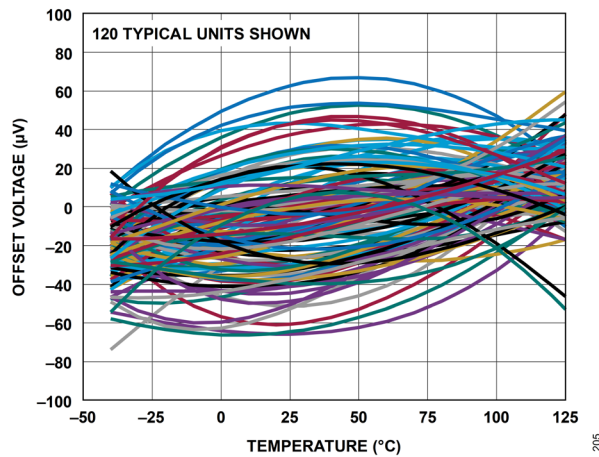


図 55. オフセット電圧と温度の関係

図 56 に、このボックス法の計算方法と、ボックス法を用いた V_{os} ドリフトの平均値を視覚的に示します。360 サンプルからなるボックス法ドリフトによる $\pm 0.30 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ の平均値（代表値）および標準偏差に基づき、特性評価によって裏付けられた V_{os} ドリフト値を $\pm 0.87 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ と計算できます（式 2 参照）。

$$\pm \text{MAX}(\text{ABS}(\text{mean} \pm 5 \times (\text{standard deviation}))) \quad (2)$$

これは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の温度範囲で有効です。

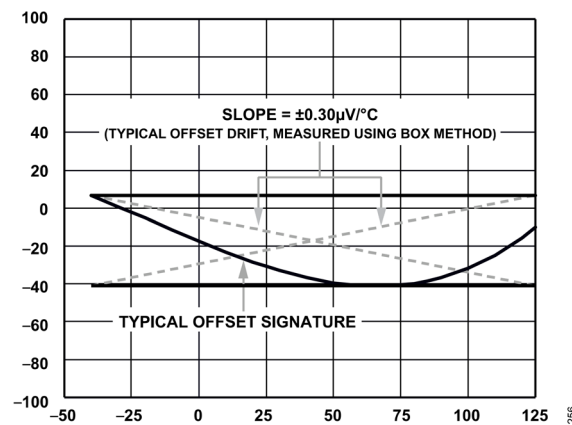


図 56. ボックス法

ボウタイ法

通常、AD8412A を用いるアプリケーションでは、 $+25^\circ\text{C}$ でキャリブレーションを行います。 $+25^\circ\text{C}$ での 1 点キャリブレーションを行った結果を図 57 のグラフに示します。素子ごとに $-40^\circ\text{C} \sim +25^\circ\text{C}$ の線の勾配、および $25^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$ の線の勾配を計算します。次に、すべての素子の $-40^\circ\text{C} \sim +25^\circ\text{C}$ の勾配について平均値と標準偏差を計算します。その結果、ボウタイ法を用いた V_{os} の最大ドリフトは式 2 を用いて $\pm 2.07 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ と計算できます。次に、すべての素子の $+25^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$ の勾配について平均値と標準偏差を計算します。その結果、ボウタイ法を用いた V_{os} の最大ドリフトは式 2 を用いて $1.68 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ と計算できます。図 57 の赤線は、ボウタイ法を用いて求めた最も厳しい場合の V_{os} ドリフト勾配を示しています。ユーザはこれを特性評価で裏付けられたものとして行うことができます。 $+25^\circ\text{C}$ でキャリブレーションを行うことで、全温度範囲での最大 V_{os} として仕様書のセクションに記載された最大 $\pm 200 \mu\text{V}$ （キャリブレーションなし）に対し、約 $\pm 168 \text{V}$ に抑えることができます。

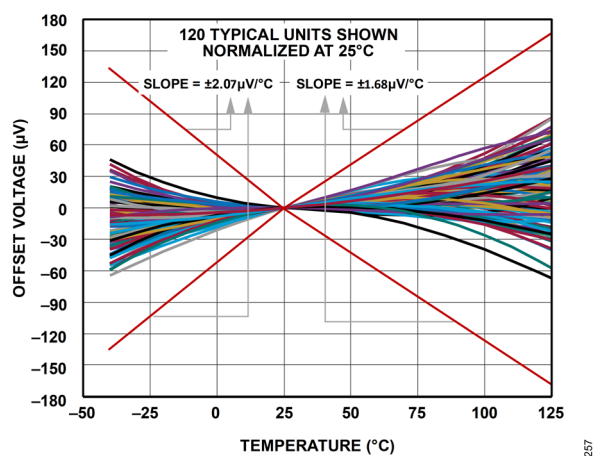


図 57. ボウタイ法

アプリケーション情報

モータ・コントロール

3 相モータ・コントロール

AD8412A は、ブラシレス DC モータなどの 3 相モータ・アプリケーションの電流モニタに最適です。1.8MHz（代表値）の帯域幅によって、瞬時に電流をモニタすることができます。また、オフセット・ドリフトが $\pm 0.30\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ （代表値）と低いと、モータの 2 相の測定誤差は全温度範囲で最小限に抑えられます。AD8412A は、 $-2\text{V}\sim+50\text{V}$ の範囲の PWM 入力コモンモード電圧を除去できます。モータ相電流をモニタすることで、任意のポイントで電流をサンプリングできるため、グラウンドまたはバッテリーへの短絡などの診断情報を提供できます。AD8412A では DigiTrim アーキテクチャを採用しているため、チョッピングや自動ゼロ調整を行うことなく高精度の仕様を実現できます。AD8412A の DigiTrim アーキテクチャにより、チョッピングや自動ゼロ調整を行うアーキテクチャでアンプを用いる場合に発生する、相互変調歪みの可能性をなくすることができます。AD8412A を使用した代表的な相電流測定のセットアップについては、図 58 を参照してください。

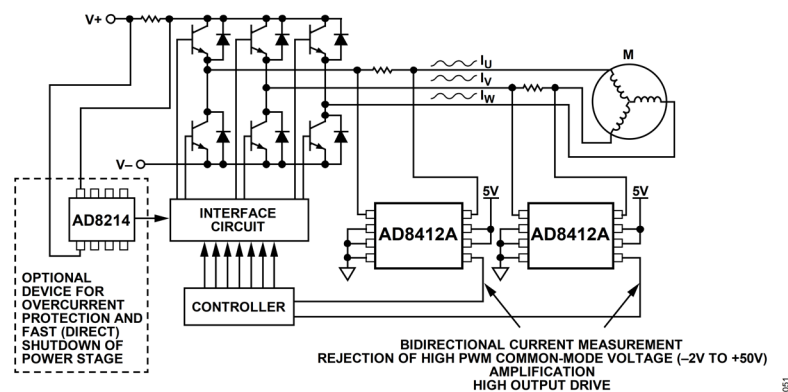


図 58. 3 相モータ・コントロール

H ブリッジ・モータ・コントロール

AD8412A のもう 1 つの代表的なアプリケーションは、H ブリッジ・モータ・コントロールの制御ループの一部を構成することです。この場合、モータで使用可能なシャントを使って両方向の電流を正確に測定できるように、シャント抵抗を H ブリッジの中央に接続します（図 59 参照）。この位置にアンプとシャントを使うことで、グラウンド基準のオペアンプを使用するよりも正確なソリューションになります。これは、このタイプのアプリケーションでは通常、グラウンドは安定したリファレンス電圧にならないためです。グラウンド・リファレンスが不安定であるため、シンプルでグラウンド基準オペアンプを使った測定は不正確になります。AD8412A は、H ブリッジによる切り替えでモータの回転方向が変わるため、両方向の電流を測定します。AD8412A の出力は外部基準の双方向モードに設定されます（[双方向動作](#)のセクションを参照）。

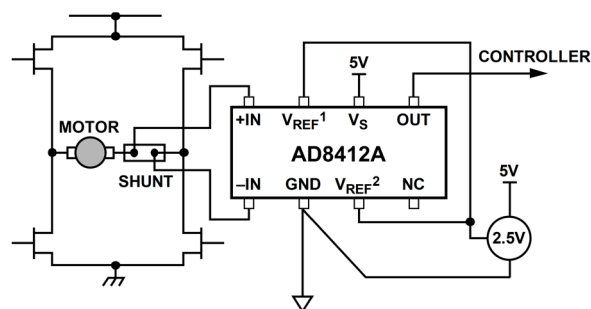


図 59. H ブリッジ・モータ・コントロール

ソレノイド・コントロール

ローサイド・スイッチを使用したハイサイド電流検出

ローサイド・スイッチを使用したハイサイド電流検出の場合、PWM 制御のスイッチはグラウンドを基準とします。誘導性負荷（ソレノイド）を電源に接続し、スイッチと負荷の間に抵抗シャントを配置します（図 60 参照）。ハイサイドにシャントを配置すると、スイッチがオフになっている間でもシャントがループ内にとどまるので、循環電流を含むすべての電流を測定できるようになります。また、ハイサイドに配置したシャントを使ってグラウンドへの短絡を検出できるので、診断機能が強化できます。

この回路構成では、スイッチを閉じると、コモンモード電圧が負電源レール近くまで下がります。スイッチを開くと、誘導性負荷の両端にかかる電圧が反転し、クランプ・ダイオードによってコモンモード電圧をバッテリー電圧よりダイオード 1 個の電圧降下分だけ高い電圧に維持します。

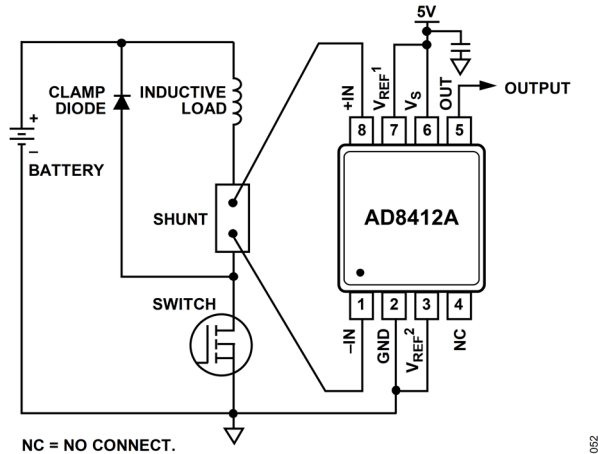


図 60. ローサイド・スイッチ

ハイサイド・スイッチを使用したハイサイド電流検出

ハイサイド・スイッチ構成のハイサイド電流検出によって、常にバッテリーから電流を引き出すことによる過度の腐食や予期しないソレノイド起動の可能性を最小限に抑えることができます（図 61 参照）。この場合、スイッチとシャントの両方がハイサイドになります。スイッチがオフになるとバッテリーが負荷から切り離されるため、グラウンドへの短絡による損傷を防ぐことができ、しかもこの状態で再循環電流の測定や診断を行うこともできます。スイッチが開いている間のほとんどは電源が負荷から切り離されているため、負荷とグラウンド間の電位差によって発生する腐食の影響が小さくなります。

ハイサイド・スイッチを使う場合、スイッチが閉じるとバッテリー電圧が負荷に接続されるため、コモンモード電圧がバッテリー電圧まで上昇します。この場合、スイッチを開くと誘導性負荷の両端にかかる電圧が反転し、クランプ・ダイオードによってコモンモード電圧をグラウンドよりダイオード 1 個の電圧降下分だけ低い電圧に維持します。

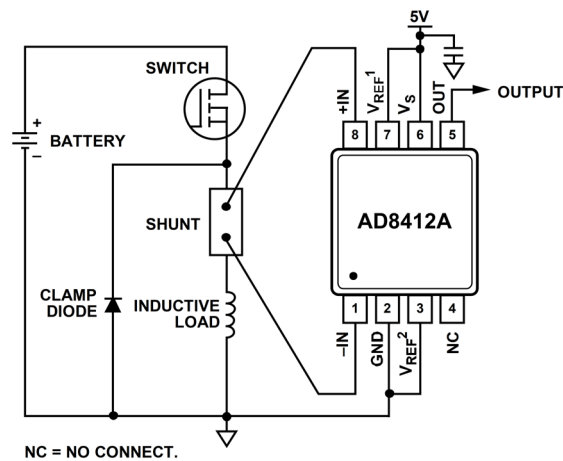


図 61. ハイサイド・スイッチ

大レール電流検出

大レール電流検出の構成では、シャント抵抗はバッテリーの電位を基準とします。電流検出アンプへの入力には、高電圧が存在します。シャントがバッテリーの電位を基準としている場合、AD8412A はグラウンドを基準としてリニアなアナログ出力を生成します。更に、AD8214 を使うと、100ns 未満の時間で過電流検出信号を出力することができます（図 62 参照）。この特性は、過電流が発生している状態での高速シャットダウンが重視される大電流システムにおいて有用です。

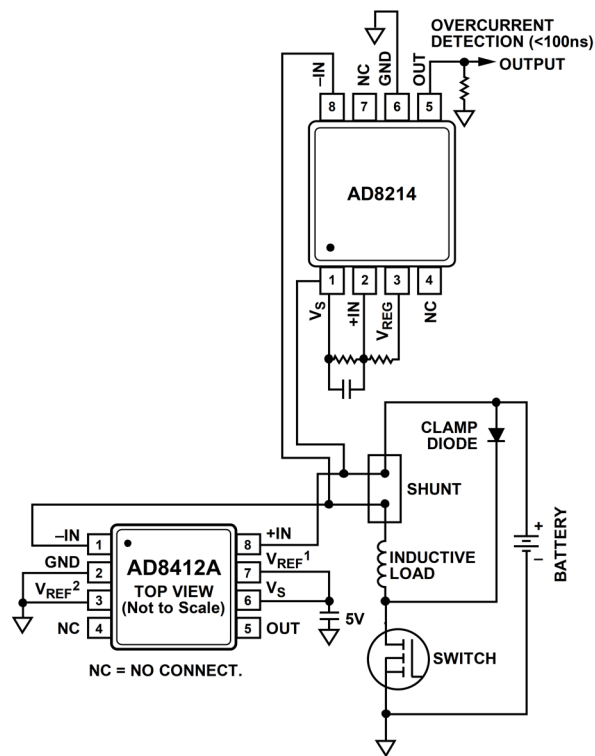


図 62. 大レール電流検出

入力フィルタ

モータ・コントロールやソレノイド電流検出などの代表的なアプリケーションでは、AD8412A への入力でフィルタ処理を行うことにより、微分ノイズ、トランジェント、入力シャント抵抗を通じて流れる電流リップルを減らすことができます。また、電磁干渉（EMI）を更に低減するためにも、AD8412A の入力でフィルタ処理を行うことを推奨します。EMI の仕様はアプリケーションごとに異なります。AD8412A の出力に素子を外付けた場合に見られるように、出力でのフィルタ処理により低出力インピーダンス特性が変わるため出力にフィルタ処理を行うことができない場合は、入力でフィルタ処理を行ってください。AD8412A の +IN ピンと -IN ピンには、バランスの取れた入力バイアス電流が流れます。図 63 に示す入力直列抵抗 R1 および R2 は、R1 と R2 によってデバイスの出力に大きなオフセット電圧が加わることを防ぐ、同じ測定値でなくてはなりません。R1 と R2 は 100Ω 以下とすることを推奨します。図 63 において、C1 と C3 は同じ値である必要があります。

例えば、48V のコモンモード電圧の場合、R1 と R2 に 10Ω の抵抗を用いると、入力フィルタの R1 および R2 の抵抗によって AD8412A の入力に生じる最大誤差 ($V_{ErrorRTI}$) の予測値は次式のようにになります。

$$V_{ErrorRTI} = 10\Omega \times 2.7\mu A = 27\mu V \quad (3)$$

ここで、2.7μA は、表 1 に示すように、入力コモンモード電圧が 48V のときの最大入力オフセット電流です。

EMI フィルタには、コモンモードと差動の 2 つの帯域幅があります。差動帯域幅は、アンプの 2 つの入力である +IN と -IN の間に差動入力信号が印加された場合のフィルタの周波数応答を定めます。

フィルタの -3dB 差動帯域幅は、次のようになります。

$$BW_{DIFF} = \frac{1}{2\pi \times R1 \times ((2 \times C2) + C1)} \quad (4)$$

コモンモード帯域幅は、GND とアンプの +IN および -IN との間で共通してコモンモード RF 信号に課せられる帯域幅を定義します。

フィルタの -3dB コモンモード帯域幅は、次のようになります。

$$BW_{CM} = \frac{1}{2\pi \times R1 \times C1} \quad (5)$$

抵抗値の公差を 1%、フィルタ・コンデンサの公差を 5% に維持することで、AC 同相ノイズ除去 (CMR) 誤差を低減しやすくなります。素子の不一致に起因する AC CMR 誤差を低減するには、C2 を C1 や C3 の 10 倍以上としてください。

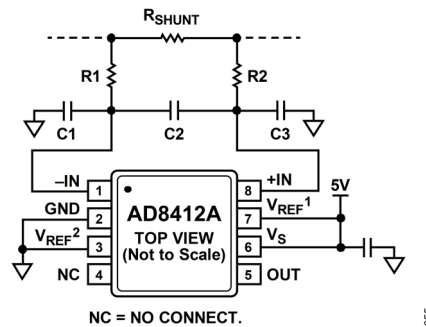


図 63. 入力フィルタ

過電流検出

電流検出アプリケーションによっては、フォルト状態において電流が特定の閾値を超過した場合、安全のためこれを直ちに検出する必要があります。大レール電流検出のセクションで説明したように、過電流状態となった場合に高速シャットダウンが不可欠の大電流システムでは、過電流検出のために AD8214 を用いることができます。

電流検出アプリケーションで過電流検出を行うもう 1 つの一般的な例として、電流検出アンプの出力にコンパレータを用いる方法もあります。電流をモニタし、コンパレータを用いて過電流検出を行う代表的な構成を、単方向電流の場合について図 64、双方向電流の場合について図 65 に示します。

図 64 および図 65 の R1 と R2 の値を選択して、過電流検出が作動する閾値電圧を設定します。例えば、図 65 に示す双方向過電流検出構成では、シャント抵抗 (R_{SHUNT}) が $50m\Omega$ で、過電流検出を $\pm 3A$ で作動させる必要がある場合、R2 の値を任意に選択した後、式 6、式 7、式 8 を用いて R1 の値を求めることができます。R2 = 4800Ω 、 $V_S = 5V$ とします。

閾値電圧 (V_{THR}) は、過電流検出を作動させるために AD8412A の出力が到達しなくてはならない電圧です。したがって、過電流検出を $3A$ で作動させる必要がある場合は、次式のようになります。

$$V_{THR} = 3A \times R_{SHUNT} \times 10V/V + 2.5V \quad (6)$$

$2.5V$ を加えたのは、リファレンスが分離電源モードでセットアップされているためです。したがって、次式の結果となります。

$$V_{THR} = 3A \times 50m\Omega \times 10V/V + 2.5V = 4V \quad (7)$$

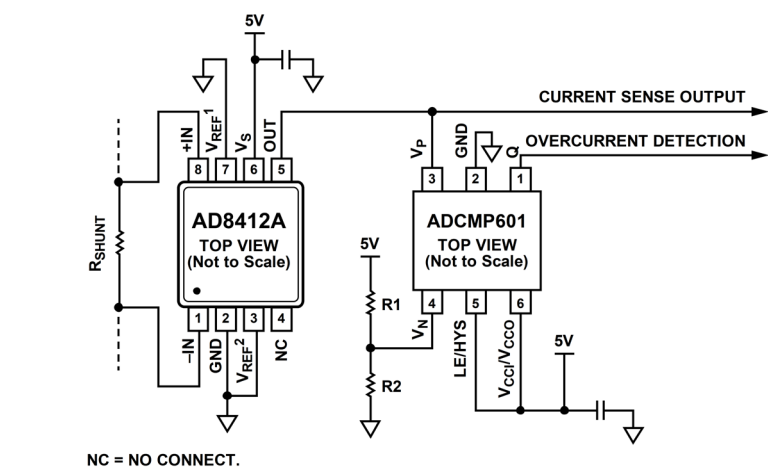
V_{THR} を求めた後、式 8 を用いて R1 を求めます。

$$R1 = \frac{R2(V_S - V_{THR})}{V_{THR}} = \frac{4800\Omega \times (5V - 4V)}{4V} = 1200\Omega \quad (8)$$

2 個目の ADCMP601 でも、これと同じ値を R1 と R2 に用います。 V_N ピンを AD8412A の出力、R2 を $5V$ 電源、R1 をグラウンド、 V_P ピンを R2 と R1 の間の連結部に接続すると、負の過電流検出ができます (図 65 参照)。

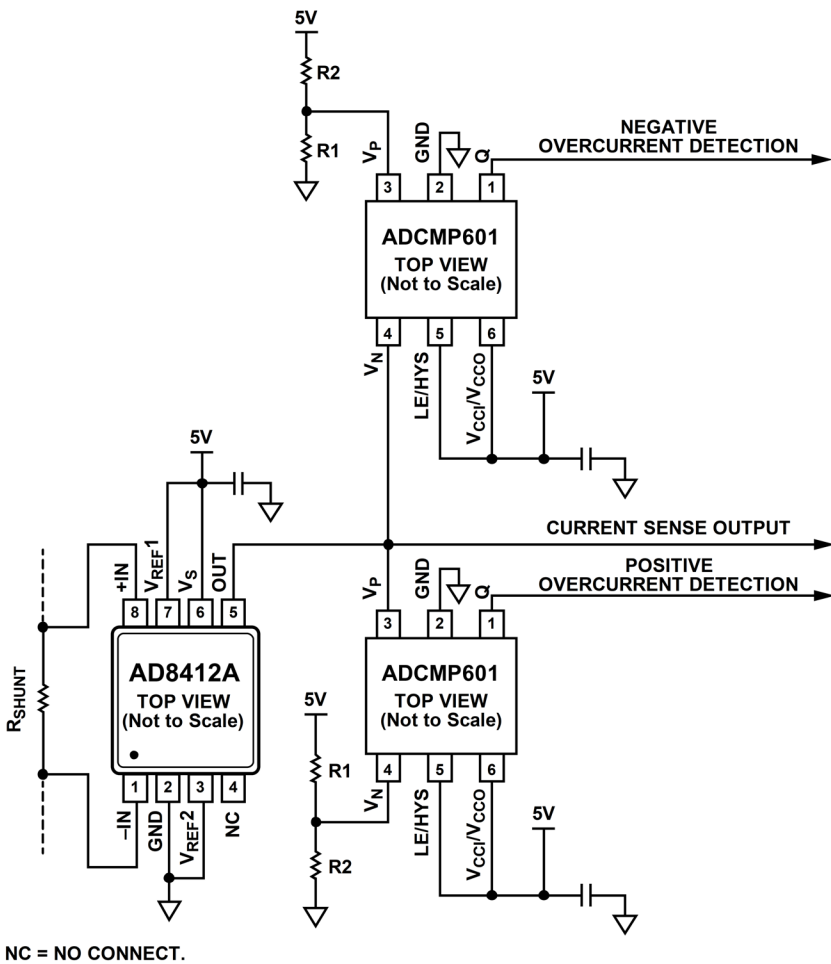
これにより、AD8412A の出力が式 9 の値に達すると、負の過電流検出用に用いた ADCMP601 の出力がハイになります。

$$(2.5V - 3A \times 50m\Omega \times 10V/V) = 1V \quad (9)$$



056

図 64. 単方向過電流検出



057

図 65. 双方向過電流検出

オーダー・ガイド

表 6. オーダー・ガイド

Model 1, 2	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE DESCRIPTION	Packing Quantity	PACKAGE OPTION	Marking Code
AD8412ABRMZ	−40°C to +125°C	8-Lead MSOP		RM-8	A5W
AD8412ABRMZ-RL	−40°C to +125°C	8-Lead MSOP	Reel, 3000	RM-8	A5W

¹ Z = RoHS 準拠製品。

評価用ボード

Model 1	Description
AD8412ARM-EVALZ	Evaluation Board for 8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP]

¹ Z = RoHS 準拠製品。

ここに含まれるすべての情報は、現状のまま提供されるものであり、アナログ・デバイセズはそれに関するいかなる種類の保証または表明も行いません。アナログ・デバイセズは、その情報の利用に関して、また利用によって生じる第三者の特許またはその他の権利の侵害に関して、一切の責任を負いません。仕様は予告なく変更されることがあります。明示か黙示かを問わず、アナログ・デバイセズ製品またはサービスが使用される組み合わせ、機械、またはプロセスに関するアナログ・デバイセズの特許権、著作権、マスクワーク権、またはその他のアナログ・デバイセズの知的財産権に基づくライセンスは付与されません。商標および登録商標は、各社の所有に属します。



この製品のデータシートに間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。
この正誤表は、2025 年 4 月 30 日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。
なお、英語のデータシート改版時に、これらの誤りが訂正される場合があります。

正誤表作成年月日： 2025 年 4 月 30 日

製品名：AD8412A

対象となるデータシートのリビジョン(Rev)：Rev.0

訂正箇所：22 頁、最下段の文

【誤】

「+25°C でキャリブレーションを行うことで、全温度範囲での最大 VOS として仕様のセクションに記載された最大±200μV（キャリブレーションなし）に対し、約±168Vに抑えることができます。」

【正】

「+25°C でキャリブレーションを行うことで、全温度範囲での最大 VOS として仕様のセクションに記載された最大±200μV（キャリブレーションなし）に対し、約±168μVに抑えることができます。」