

-2V~70Vの広い入力電圧範囲、2.2MHzの広帯域幅、 PWM除去機能、20V/Vのゲインを備えた電流検出アンプ

特長

- ▶ 2.2MHzの小信号、-3dB帯域幅
- ▶ 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: $\pm 0.21\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (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: 142dB (代表値)
 - ▶ AC CMRR (50kHz時): 96dB (代表値)
- ▶ 広い入力コモンモード電圧範囲
 - ▶ -2V~+70V、連続動作
 - ▶ -20V~+85V、連続耐久
- ▶ 初期ゲイン: 20V/V
- ▶ 広い動作温度範囲: -40°C ~ $+125^\circ\text{C}$
- ▶ 双方向動作
- ▶ 動作電源電圧範囲: 2.9V~5.5V
- ▶ 8ピンSOIC_Nパッケージおよび8ピンMSOPパッケージを採用
- ▶ オートモーティブ・アプリケーション向けのAEC-Q100に適合

アプリケーション

- ▶ 同位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

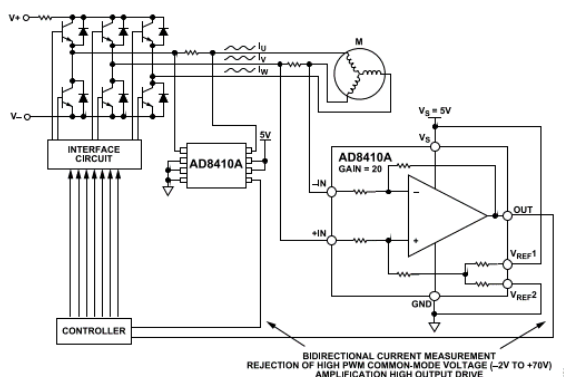


図 1. BLDCモータ・コントロール・アプリケーションにおける
AD8410A

概要

AD8410A¹は、高電圧、広帯域幅の電流検出アンプです。20V/Vの初期ゲインを備え、2.2MHzの帯域幅を動作温度範囲全域で最大 $\pm 0.13\%$ のゲイン誤差で実現します。バッファされた出力電圧は、任意の標準的なコンバータに直接接続されます。また、-2V~+70Vで最小123dBのDC同相ノイズ除去比 (CMRR) を備え、様々な工業用およびオートモーティブ用アプリケーションにおいて、シャント抵抗の両端で双方向電流測定を行います。

AD8411Aは、 -40°C ~ $+125^\circ\text{C}$ の温度範囲全体にわたって画期的な性能を示します。このデバイスはインパッケージ・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 $\pm 0.21\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (代表値) のオフセット・ドリフトを達成しています (ボックス法に基づく。図56を参照)。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)。このデバイスには、入力差動電圧やコモンモード電圧に関係なく、幅広い入力コモンモード電圧範囲を実現しバランスの取れた入力バイアス電流を供給する回路と、超低CMRRドリフトを実現する回路が搭載されています。また、パルス幅変調 (PWM) 形式の入力コモンモード電圧が存在する環境で高精度の出力を可能にする回路も内蔵しています。AD8410Aは8ピンのSOIC_Nパッケージおよび8ピンのMSOPパッケージを採用しています。

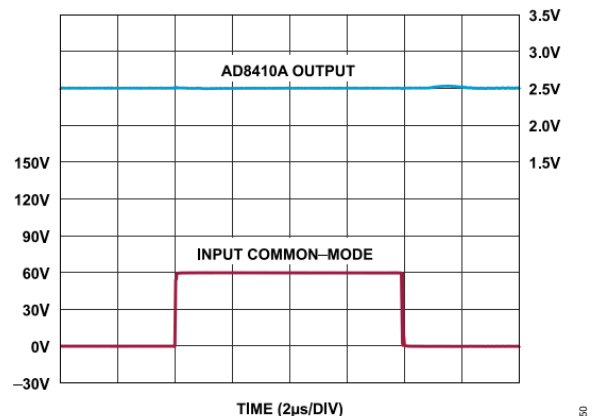


図 2. 入力コモンモード・ステップ応答 (0V~60V)、 $V_s = 5\text{V}$ 、
入力短絡

1 米国特許10,312,865、10,587,228により保護されています。

目次

特長	1	単方向動作	17
アプリケーション	1	双方向動作	17
代表的なアプリケーション回路	1	外部基準出力	17
概要	1	電源電圧の分割	18
機能ブロック図	3	外部リファレンス電圧の分割	18
仕様	4	オフセット電圧の用語の定義	19
絶対最大定格	6	アプリケーション情報	20
熱抵抗	6	モータ・コントロール	20
静電放電 (ESD) 定格	6	ソレノイド・コントロール	21
AD8410AのESD定格	6	入力フィルタ	21
ESDに関する注意	6	過電流検出	22
ピン配置およびピン機能の説明	7	外形寸法	24
代表的な性能特性	8	オーダー・ガイド	24
動作原理	15	評価用ボード	24
電流検出レイアウトのガイドライン	16	オートモーティブ製品	25
シャント抵抗の選択	16		
シャント抵抗の接続	16		
出力オフセットの調整	17		

改訂履歴

7/2023—Rev. 0 to Rev. A

Changes to Data Sheet Title	1
Changes to Features Section	1
Changes to General Description Section	1
Changes to Voltage Swing to GND (OUT - GND) Parameter and Voltage Swing to VS (VS - OUT) Parameter, Table 1	4
Changes to Table 3	6
Added Table 5, Renumbered Sequentially	6
Changes to Figure 4 Caption	7
Changes to Typical Performance Characteristics Section	8
Added Figure 11, Renumbered Sequentially	9
Added Current Sense Layout Guidelines Section	16
Added Choosing a Shunt Resistor Section	16
Added Shunt Resistor Connection Section, Figure 48, and Figure 49	16
Changes to Box Method Section	19
Changes to Bowtie Method Section	19
Changes to Overcurrent Detection Section	22
Updated Outline Dimensions	24
Changes to Ordering Guide	24
Changes to Evaluation Boards	24
Added Automotive Products Section	24

2/2023—Revision 0: Initial Version

機能ブロック図

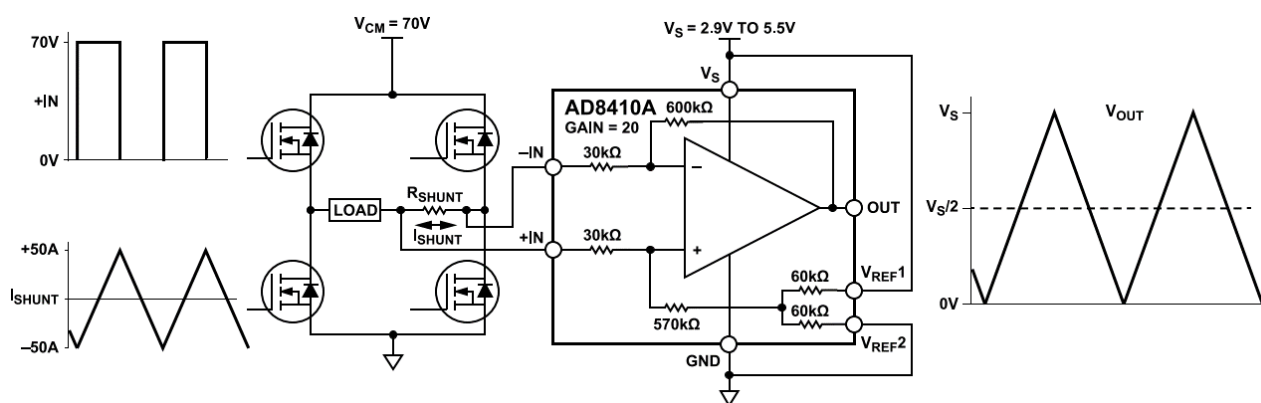


図 3. 機能ブロック図

100

仕様

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、 $V_{REF1} = V_{REF2} = 2.5\text{V}$ 。

表 1. 電気特性

パラメータ	テスト条件/コメント	最小値	代表値	最大値	単位
GAIN					
Initial			20		V/V
Error Over Temperature	仕様規定されている温度範囲			0.13	%
Gain vs. Temperature				±6	ppm/°C
VOLTAGE-OFFSET	入力換算（RTI）				
Over Temperature	仕様規定されている温度範囲 ¹			±200	μV
Offset Drift	ボックス法（図56参照）		±0.21	±0.71	μV/°C
	ボウタイ法（-40°C~25°C）（図57を参照）			±1.84	μV/°C
	ボウタイ法（25°C~125°C）（図57を参照）			±1.51	μV/°C
INPUT					
Total Input-Bias Current ²	+IN = -IN = 0V, $V_S = V_{REF1} = 5\text{V}$, $V_{REF2} = 0\text{V}$	-10.0			μA
	+IN = -IN = 12V, $V_S = V_{REF1} = V_{REF2} = 0\text{V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$		44		μA
	+IN = -IN = 12V, $V_S = V_{REF1} = 5\text{V}$, $V_{REF2} = 0\text{V}$			175	μA
	+IN = -IN = 48V, $V_S = V_{REF1} = V_{REF2} = 0\text{V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$		178		μA
	+IN = -IN = 48V, $V_S = V_{REF1} = 5\text{V}$, $V_{REF2} = 0\text{V}$			484	μA
Input Offset Current	+IN = -IN = 0V			1.0	μA
	+IN = -IN = 12V			2.5	μA
	+IN = -IN = 48V			2.7	μA
Input Voltage Range	コモンモード、連続	-2		+70	V
Common-Mode Rejection Ratio (CMRR)	仕様規定されている温度範囲、DC、 $V_{CM} = -2\text{V} \sim +70\text{V}$	123	142		dB
	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 、周波数 = 10kHz		110		dB
	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 、周波数 = 50kHz		96		dB
OUTPUT					
Voltage Swing to GND (OUT - GND)	負荷抵抗（ R_L ）= 10kΩ			5	mV
Voltage Swing to V_S (V_S - OUT)	負荷抵抗（ R_L ）= 10kΩ			16	mV
Output Resistance	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		0.2		Ω
Maximum Capacitive-Load	連続発振なし、 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$		4.7		nF
DYNAMIC RESPONSE					
Small Signal, -3 dB Bandwidth	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		2.2		MHz
Slew Rate	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		10		V/μs
NOISE					
0.1 Hz to 10 Hz (RTI)	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		8		μV p-p
Spectral Density, 1 kHz (RTI)	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		47		nV/√Hz
Spectral Density, 10 kHz (RTI)	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		38		nV/√Hz
OFFSET ADJUSTMENT					
Ratiometric Accuracy ³	V_{REF} ピンの分圧器を電源に接続	0.499		0.501	V/V
Accuracy, Referred to the Output (RTO)	2.5Vの外部リファレンスを用いて V_{REF1} と V_{REF2} に並列に印加した場合の V_{REF} 誤差			±1	mV/V
V_{REF1} , 2 Input Voltage Range		GND		V_S	V
V_{REF1} , 2 Divider Resistor Values			60		kΩ
POWER SUPPLY					
Operating Voltage Range		2.9		5.5	V
Quiescent Current	出力電圧（ 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)	3V~5Vの V_S 、仕様規定されている温度範囲	84	120		dB

仕様

表 1. 電気特性（続き）

パラメータ	テスト条件／コメント	最小値	代表値	最大値	単位
TEMPERATURE RANGE For Specified Performance	動作温度範囲	-40		+125	°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_{REF1} と V_{REF2} 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

表 2. 絶対最大定格

Parameter	Rating
Supply Voltage (V_S to GND)	6 V
Input Voltage Range, Continuous	
Common-Mode	
+IN to GND	-20 V to +85 V
-IN to GND	-20 V to +85 V
Differential	
+IN to -IN	± 20 V
V_{REF1} , V_{REF2}	GND - 0.3 V to $V_S + 0.3$ V
Reverse Supply Voltage	0.3 V
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。これはストレス定格のみを定めたものであり、本規格の動作セクションに記載する規定値以上でデバイスが正常に動作することを示唆する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、自然対流でのジャンクションと周囲の間の熱抵抗です。 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
R-8	142.8	140.6	64.1	°C/W
RM-8	152	120.6	59.7	°C/W

1 熱抵抗のシミュレーション値は、 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

以下のESD情報は、ESDに敏感なデバイスを取り扱うために示したのですが、対象はESD保護区域内だけに限られます。

ANSI/ESDA/JEDEC JS-001準拠の人体モデル（HBM）。

ANSI/ESDA/JEDEC JS-002準拠の電界誘起ロボティック帯電デバイス・モデル（FICDM）。

AD8410AのESD定格

表4. AD8410A、8ピンSOIC_N

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

表5. AD8410A、8ピンMSOP

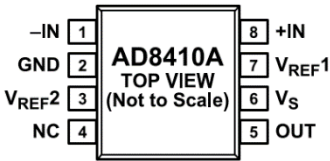
ESD Model	Withstand Threshold (V)	Class
FICDM	±750	C2B

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



NOTES
1. NC = NO CONNECT. THIS PIN IS CONNECTED INTERNALLY TO THE DIE. IT CAN BE LEFT FLOATING OR TIED TO GND.

図 4. 8ピンMSOPおよび8ピンSOICのピン配置

表 6. ピン機能の説明

ピン番号	記号	説明
1	-IN	負入力。
2	GND	グラウンド。
3	V _{REF2}	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	V _S	電源電圧。
7	V _{REF1}	リファレンス入力1。
8	+IN	正入力。

代表的な性能特性

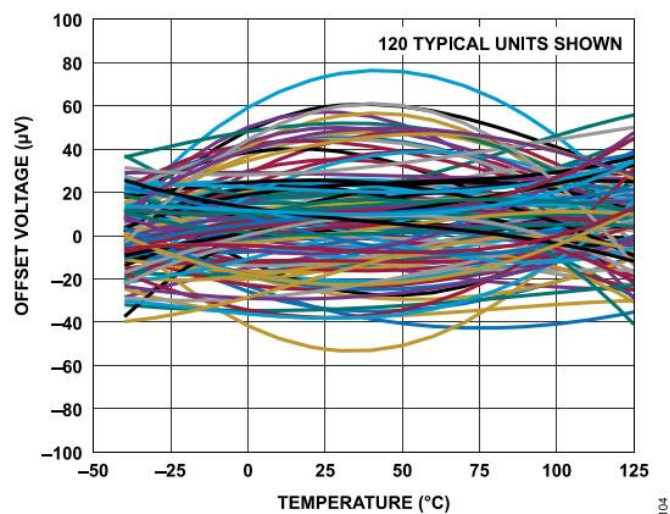


図 5. オフセット電圧と温度の関係

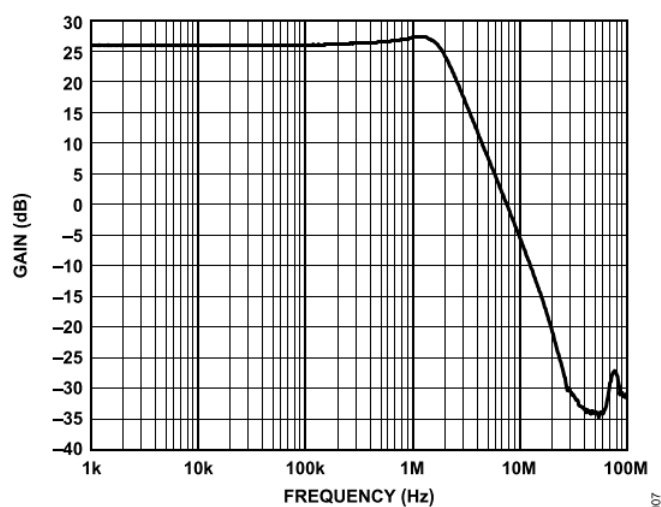
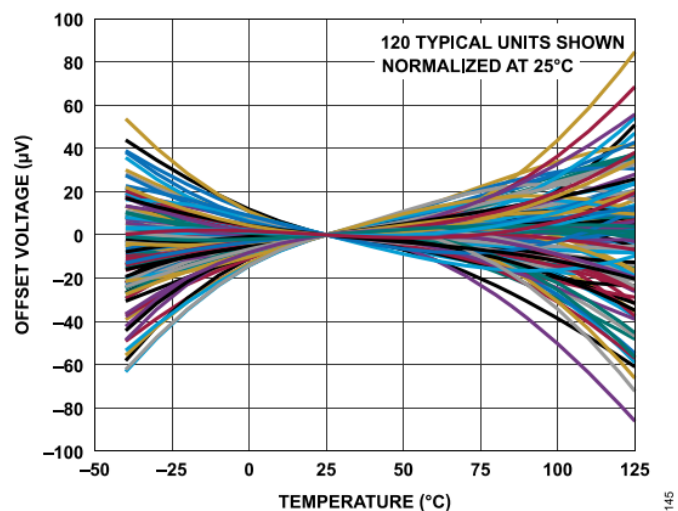
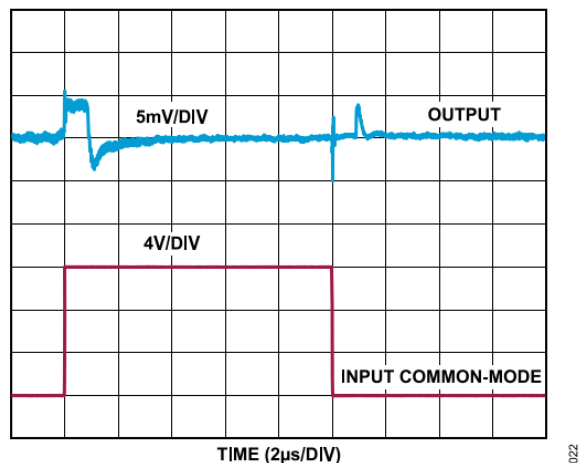
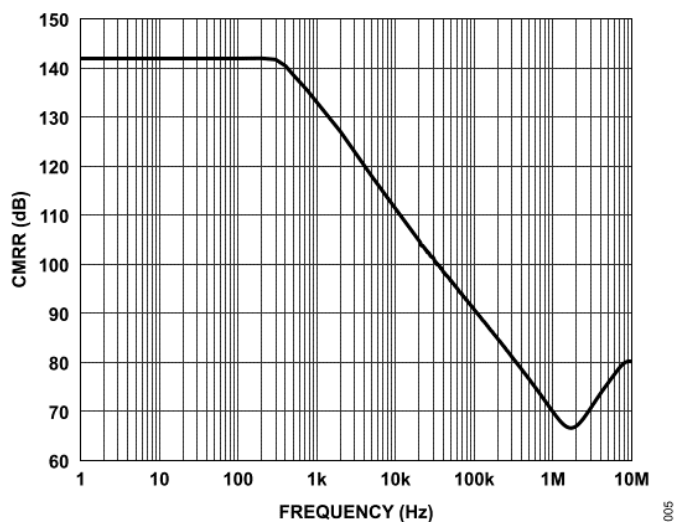
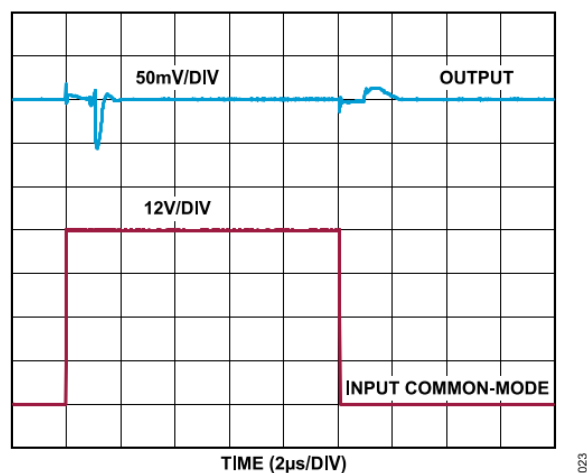
図 8. 代表的な小信号帯域幅、 $V_{\text{OUT}} = 200\text{mV p-p}$ 図 6. オフセット電圧と温度の関係、 25°C で正規化図 9. 入力コモンモード・ステップ応答 ($0\text{V}\sim 12\text{V}$)、 $V_{\text{S}} = 5\text{V}$ 、
入力短絡

図 7. CMRRと周波数の関係

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

代表的な性能特性

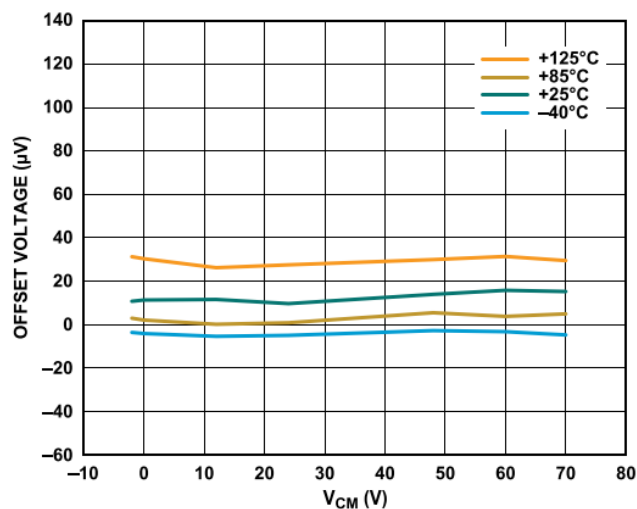


図 11. オフセット電圧とコモンモード電圧の関係

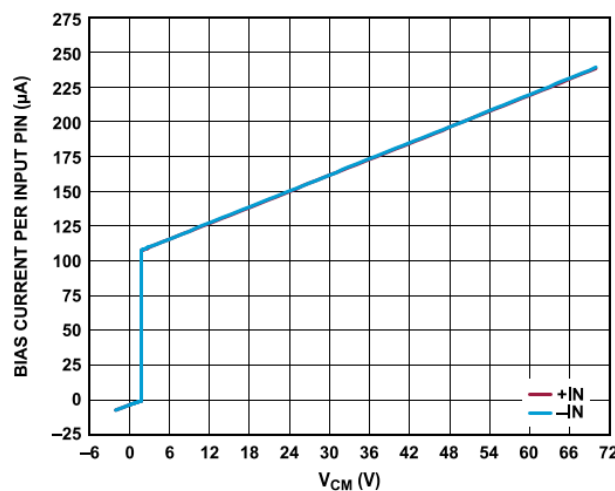
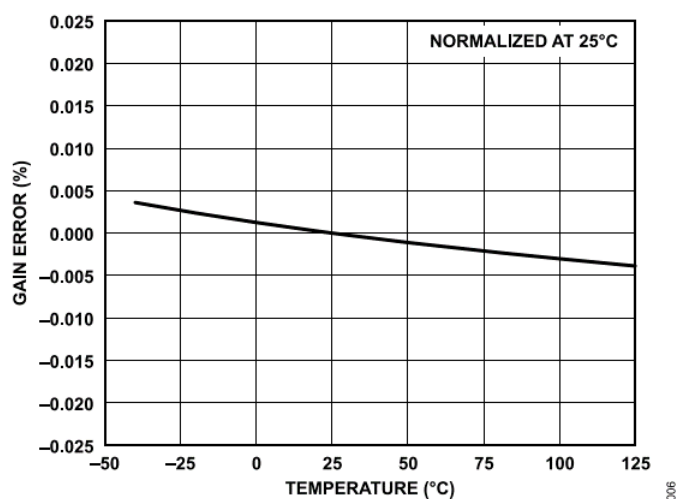
図 14. 入力ピンあたりのバイアス電流と V_{CM} の関係、 $V_S = 5V$ 

図 12. ゲイン誤差と温度の関係

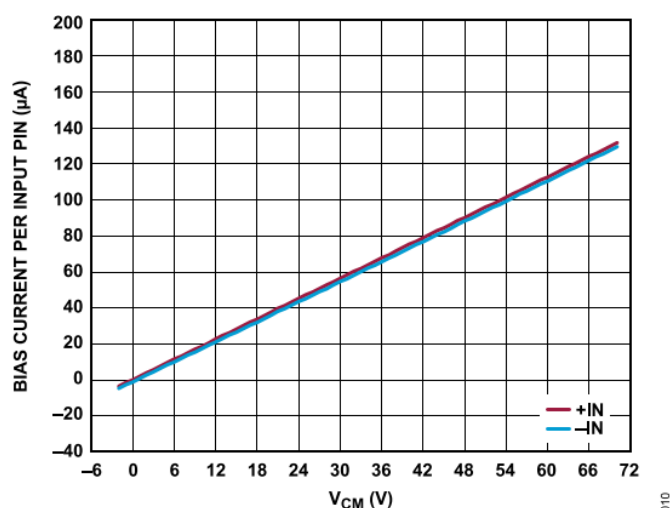
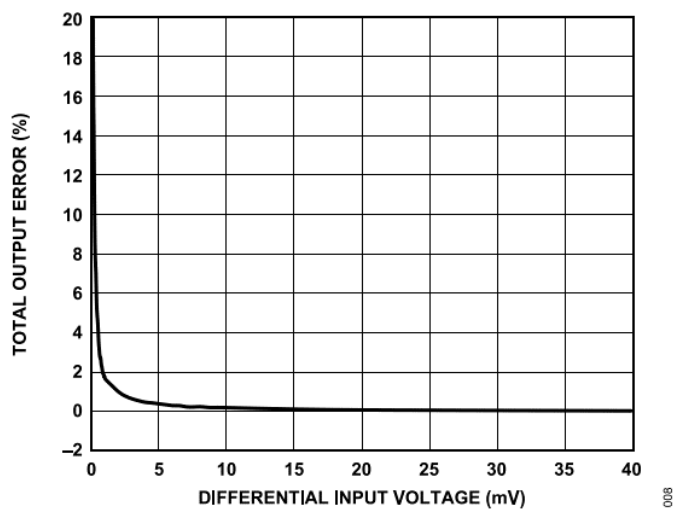
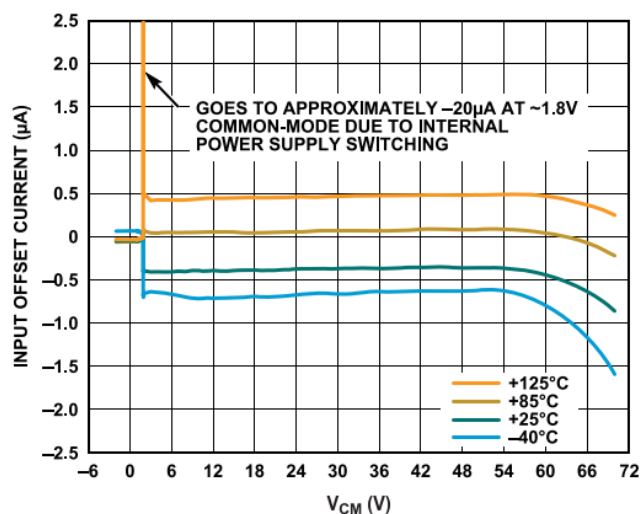
図 15. 入力ピンあたりのバイアス電流と V_{CM} の関係、 $V_S = 0V$ 、 $R_L = 10k\Omega$ 

図 13. 総出力誤差と差動入力電圧の関係

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

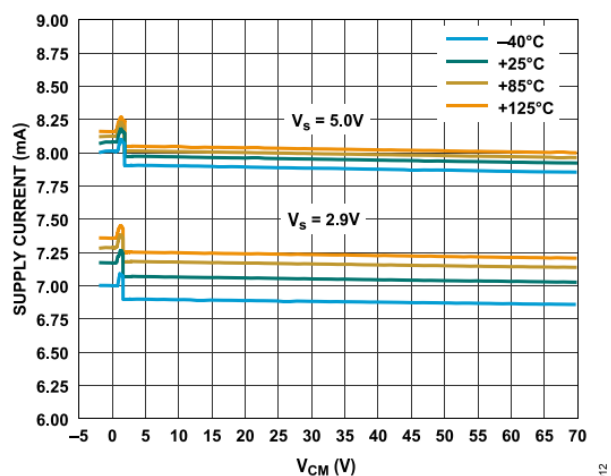
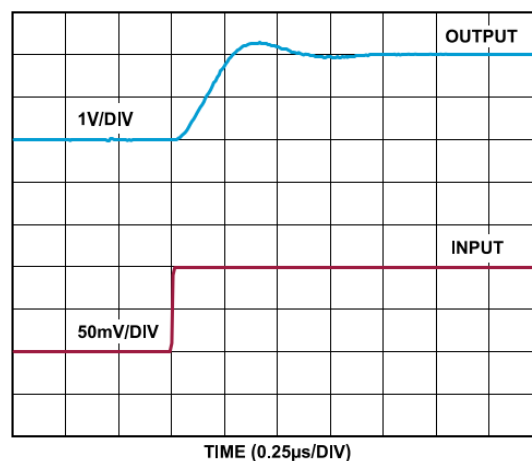
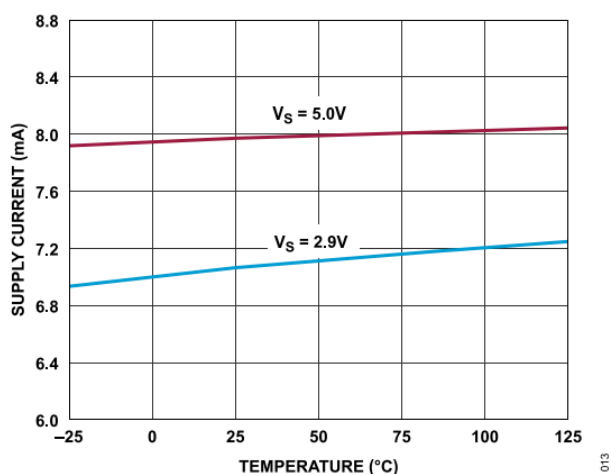
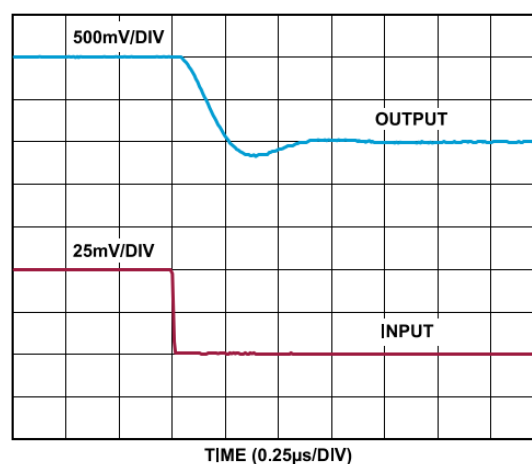
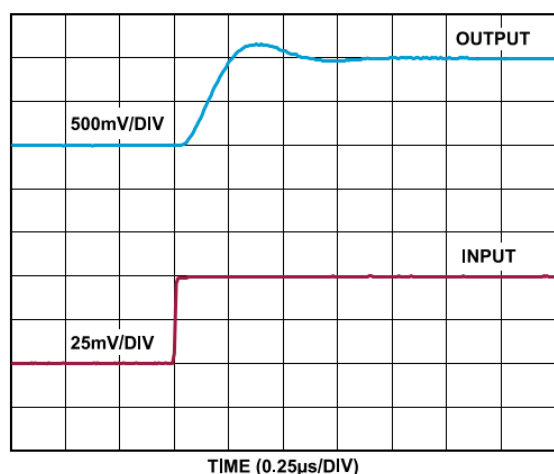
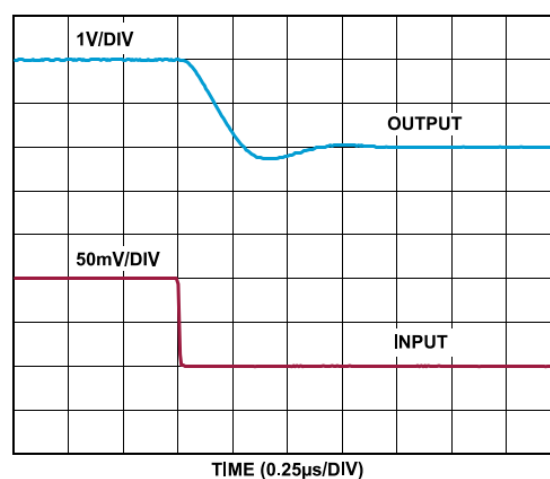
図 17. 様々な温度および電源電圧での電源電流と入力 V_{CM} の関係図 20. 立上がり時間、 $V_S = 5V$ 

図 18. 異なる電源電圧での電源電流と温度の関係

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

代表的な性能特性

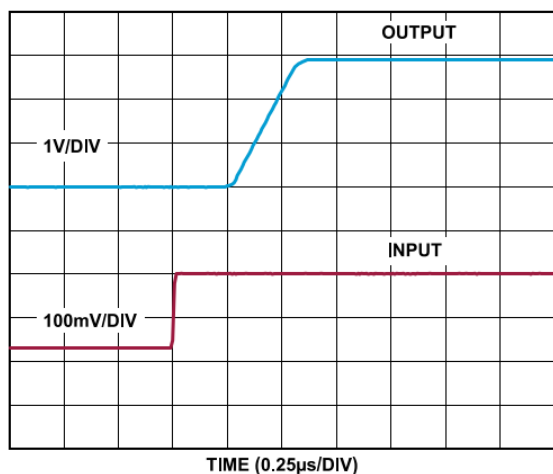
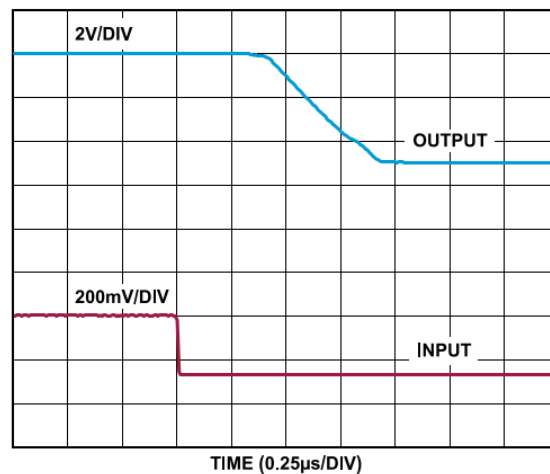
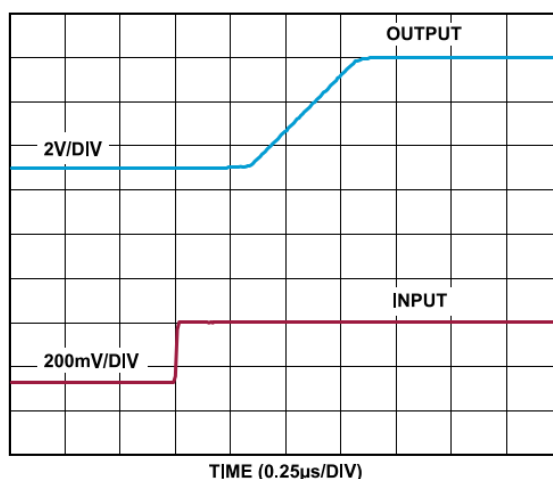
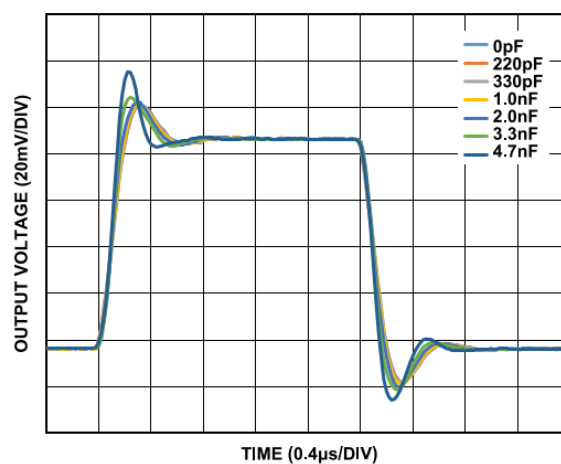
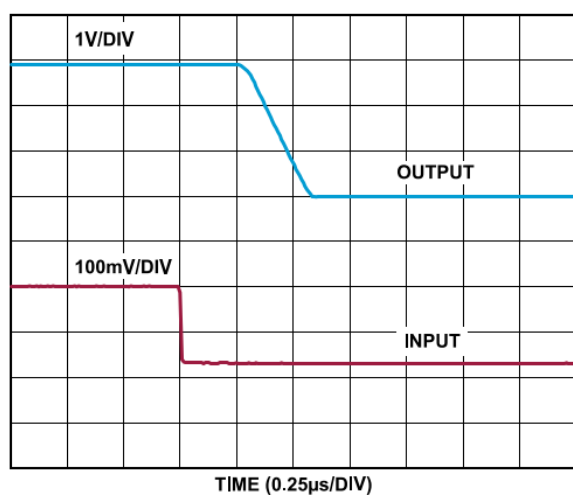
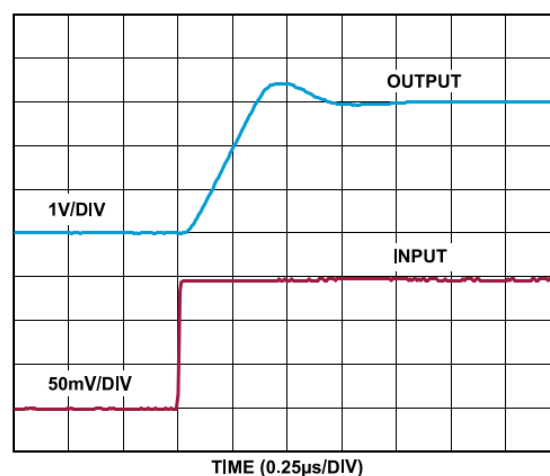
図 23. 差動過負荷回復、立上がり、 $V_S = 2.9V$ 図 26. 差動過負荷回復、立下がり、 $V_S = 5V$ 図 24. 差動過負荷回復、立上がり、 $V_S = 5V$ 

図 27. 様々な容量性負荷での小信号応答

図 25. 差動過負荷回復、立下がり、 $V_S = 2.9V$ 図 28. 大信号応答、立上がり、 $V_S = 5V$

代表的な性能特性

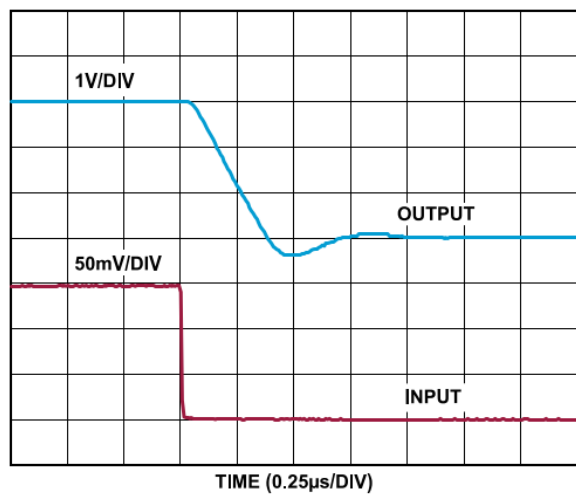
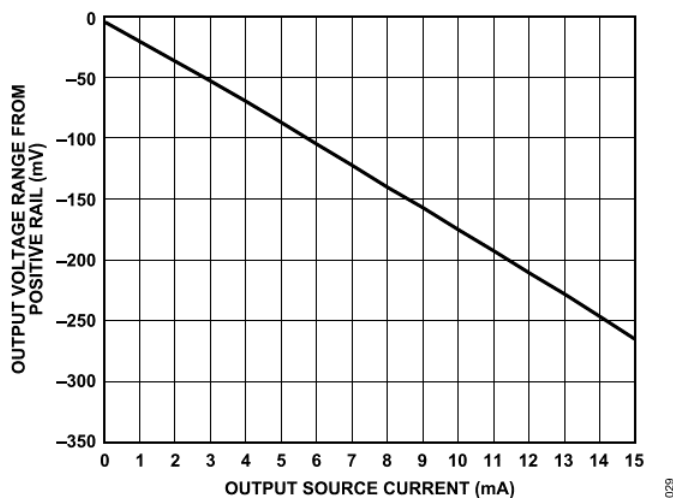
図 29. 大信号応答、立下がり、 $V_S = 5V$ 

図 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

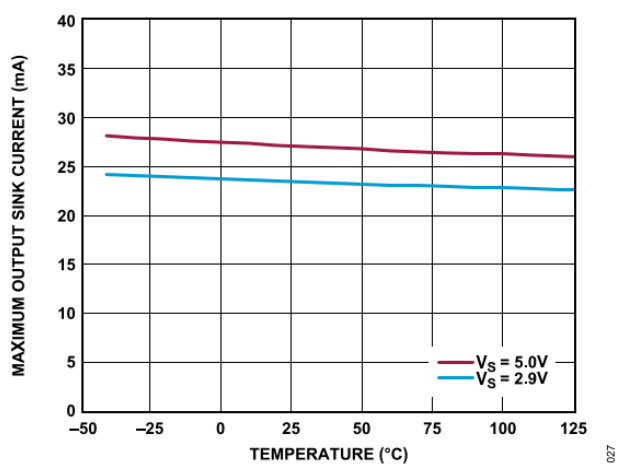


図 30. 異なる電源電圧での最大出力シンク電流と温度の関係

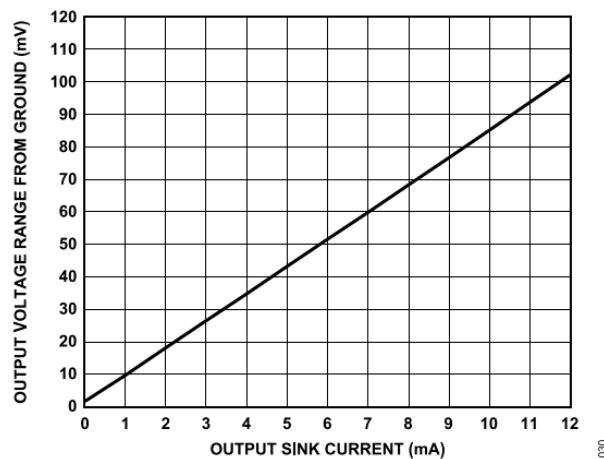


図 33. グラウンドを基準とする出力電圧範囲と出力シンク電流の関係

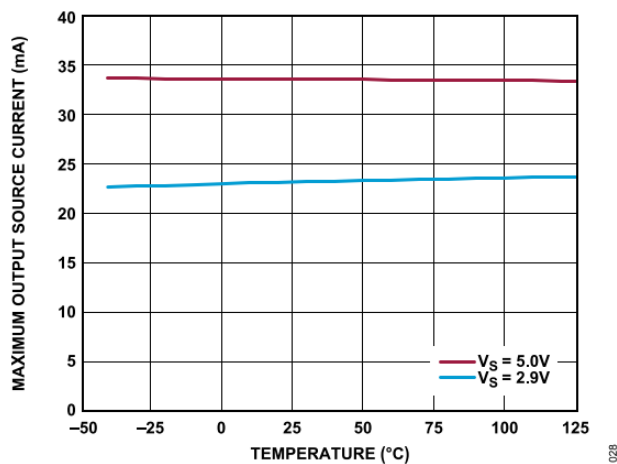


図 31. 異なる電源電圧での最大出力ソース電流と温度の関係

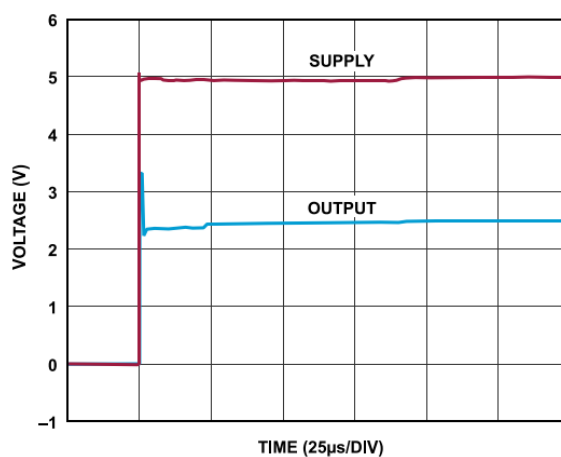


図 34. スタートアップ応答

代表的な性能特性

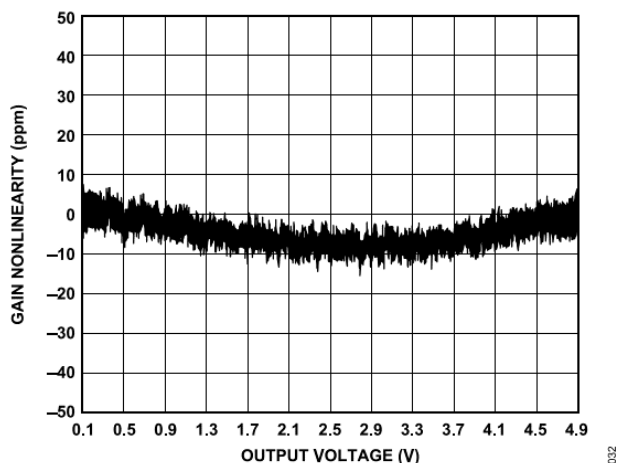
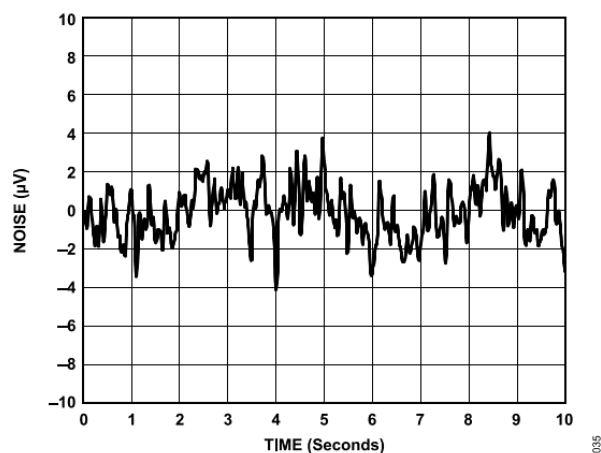
図 35. ゲイン非直線性と出力電圧の関係、 $V_S = 5V$ 

図 38. 0.1Hz~10Hzでのノイズ、RTI

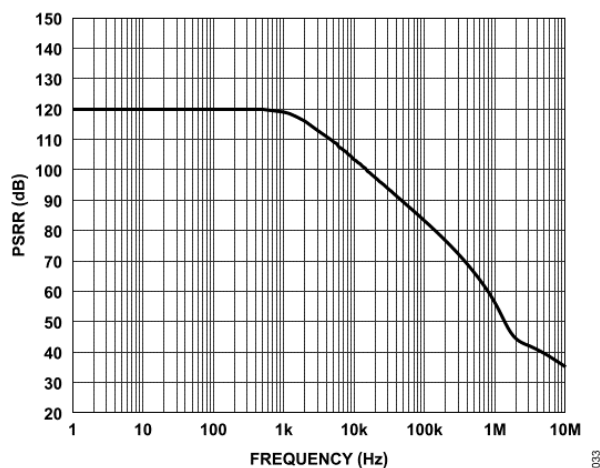


図 36. PSRRと周波数の関係

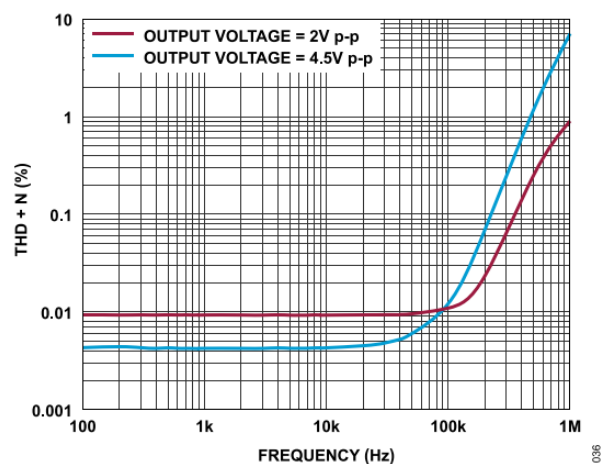


図 39. 全高調波歪み+ノイズ (THD + N) と周波数の関係

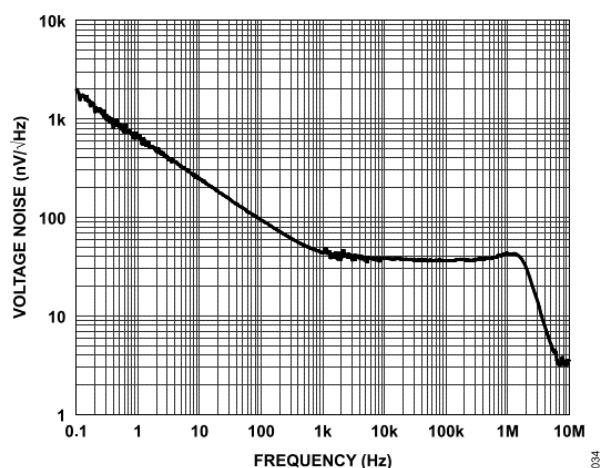
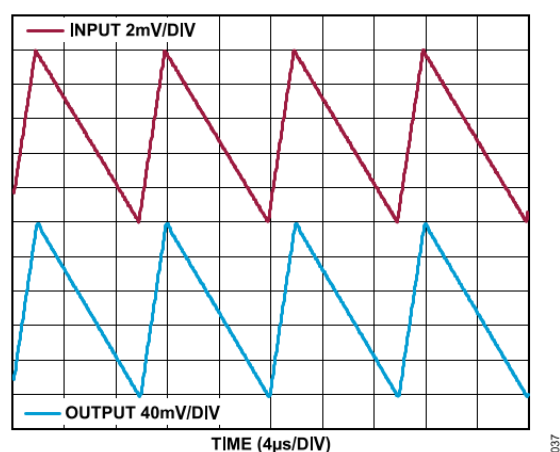


図 37. スペクトル密度、RTI

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

代表的な性能特性

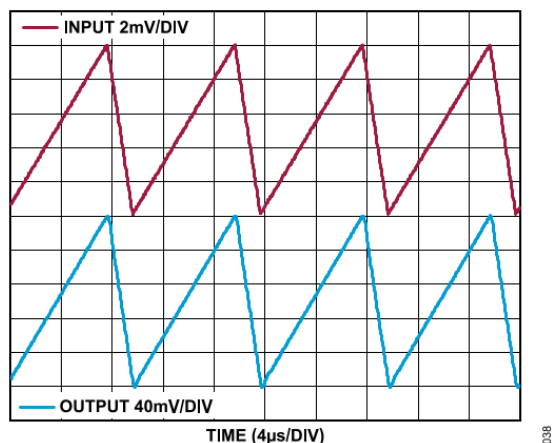


図 41. 100kHz、80%デューティ・サイクル、鋸波形、入力電圧 (V_{IN}) = 10mV p-pの信号に対する出力応答

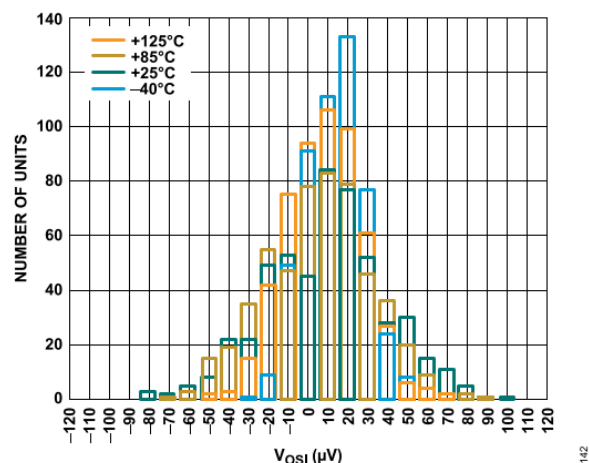


図 44. オフセット電圧 (V_{OS}) の分布、RTI

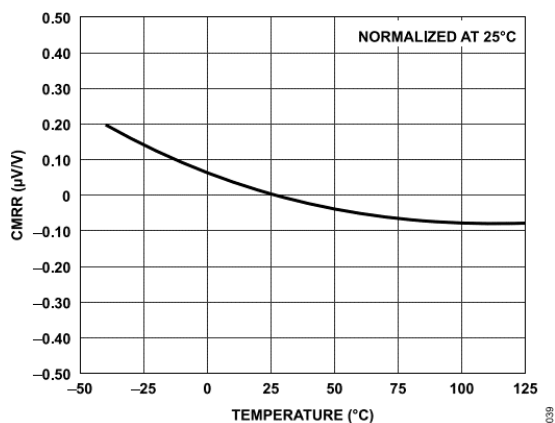


図 42. CMRRと温度の関係

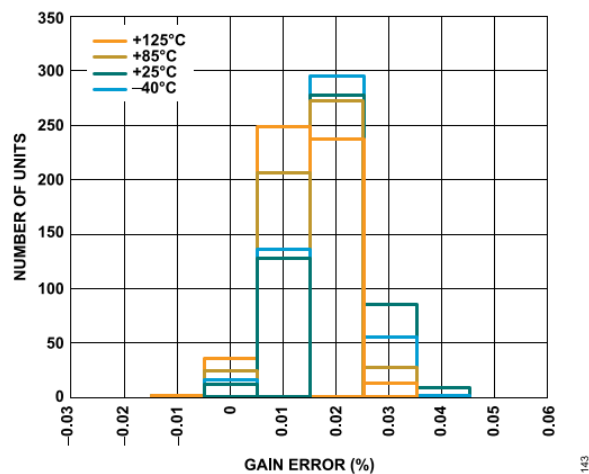


図 45. ゲイン誤差の分布

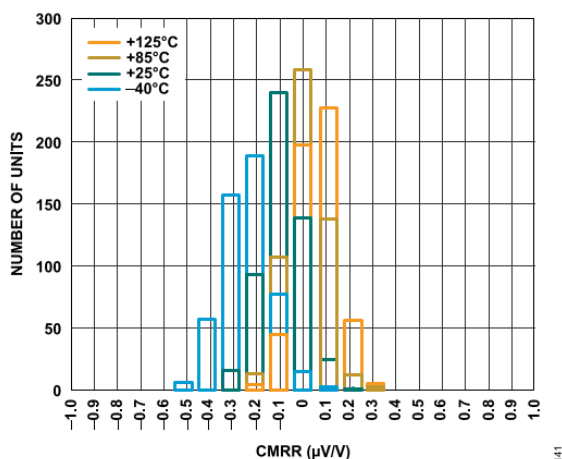


図 43. CMRRの分布

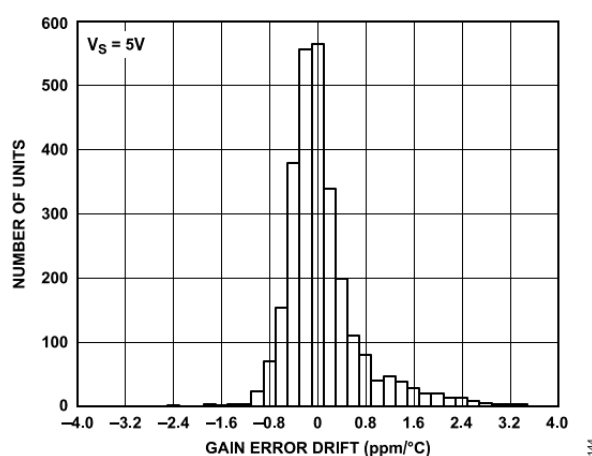


図 46. ゲイン誤差ドリフトの分布

動作原理

AD8410Aは、広い入力電圧範囲と帯域幅、およびPWM除去機能を備えた電流検出アンプで、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、AD8410Aは入力に接続されたシャント抵抗両端の電圧を20V/Vのゲインで増幅して電流を測定します（図47参照）。

AD8410A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（振幅やセトリック時間など）を低減します。AD8410A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、AD8410A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、VCMステップ後のAD8410Aの出力振幅の変化は低いま抑えられます。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）。

このデバイスはインパッケージ・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 $\pm 0.21\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ （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2.2MHz（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VREF1とVREF2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。

AD8410A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、AD8410A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。

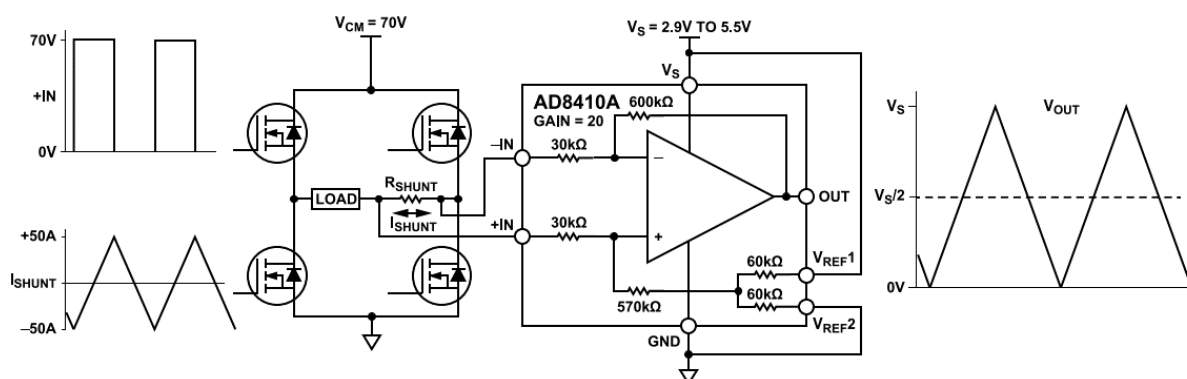


図 47. 代表的なアプリケーション

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があります。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。

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

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。AD8410A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0.13%に仕様規定されています。最高性能を発揮するためには、AD8410A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、 $P = I^2 R$ の式を用いて計算できます。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されます。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。

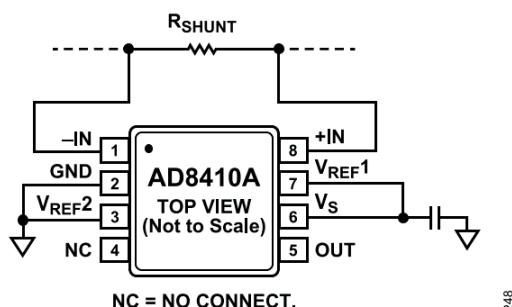


図 48. シャント抵抗のレイアウト

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。Analog Dialogue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。この記事の実験では、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であることが明らかになっています。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。

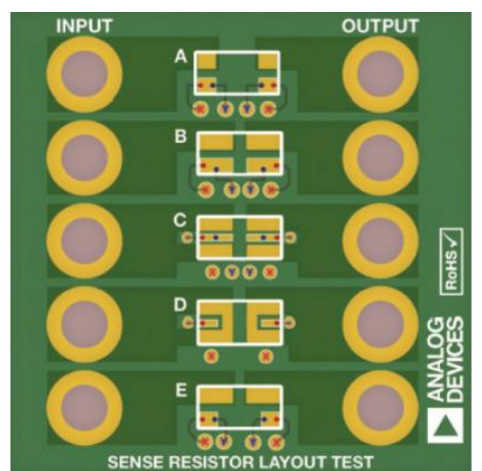


図 49. R_{SHUNT} レイアウト・ボードの例

出力オフセットの調整

AD8410A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。単方向動作の基本モードは、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、差動入力が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

AD8410A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）。

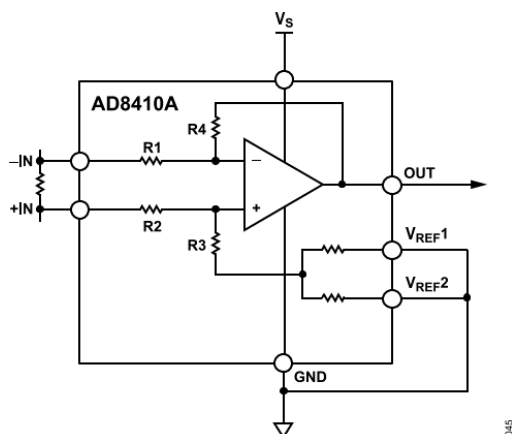


図 50. グラウンド基準出力

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）。

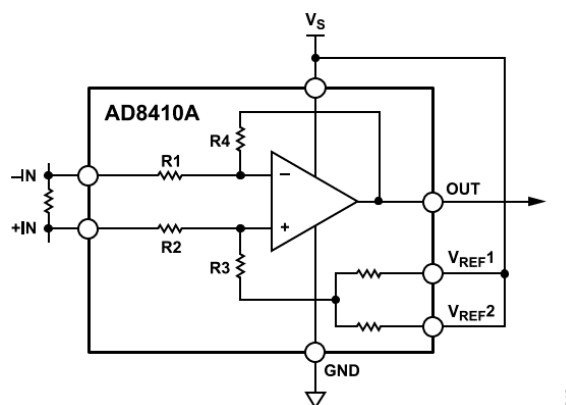


図 51. V_S 基準出力

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が負の場合は、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が正の場合は、出力はリファレンス電圧より上がります。

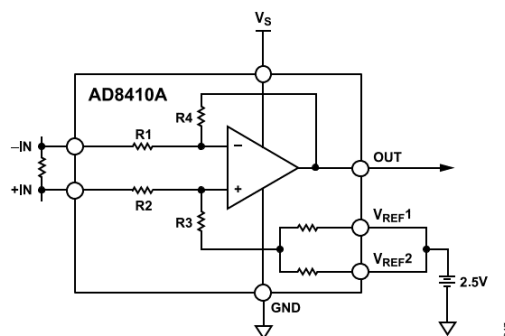


図 52. 外部基準出力

出力オフセットの調整

電源電圧の分割

1本のリファレンス・ピンを V_S ピンに接続して他方のリファレンス・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。1本のリファレンス・ピンを V_S ピンに接続し、他方のリファレンス・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%上昇すると(5.5V)、出力は2.75Vになります。

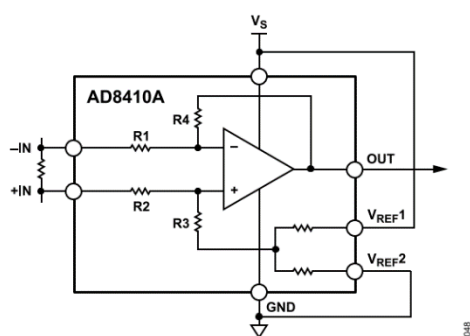


図 53. 電源電圧の分割

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_{REFX} ピンをGNDピンに、他方の V_{REFX} 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）。

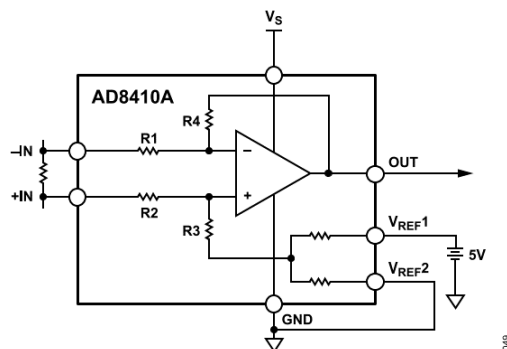


図 54. 外部リファレンス電圧の分割

オフセット電圧の用語の定義

ボックス法

AD8410Aは、インパッケージ・トリム・コアを採用しているので、動作温度範囲およびコモンモード電圧範囲にわたって $\pm 0.21\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ （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、AD8410A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VOSの最小値と最大値を調べた後、ボックス法を用いてデバイスごとのVOSを $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ を単位として計算できます。

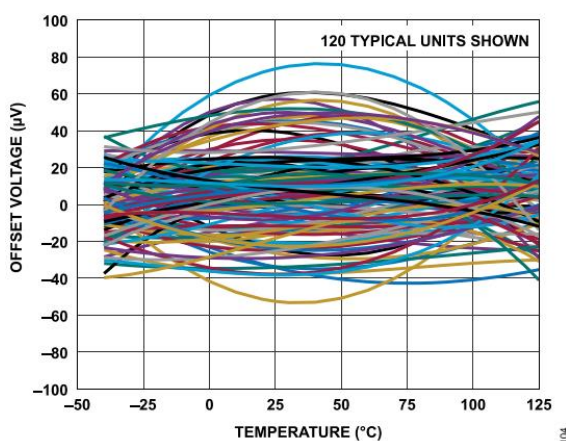


図 55. オフセット電圧と温度の関係

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Vosドリフトの平均値を視覚的に示します。図55に示した120サンプルからなるボックス法ドリフトによる $\pm 0.21\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 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Vosドリフト値を $\pm 0.71\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ と計算できます（式2参照）。

$$\pm(\text{MEAN} + 5 \times (\text{STANDARD DEVIATION})) \quad (2)$$

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

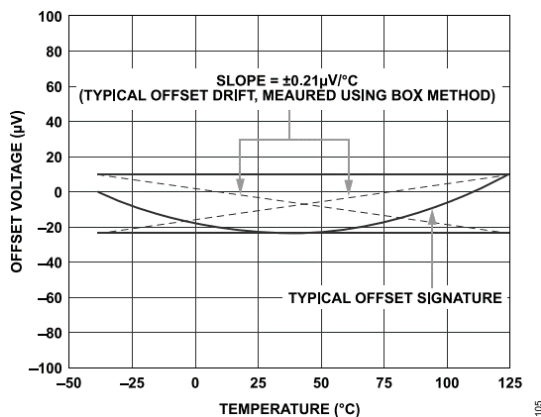


図 56. ボックス法

ボウタイ法

通常、AD8410Aを用いるアプリケーションでは、 25°C でキャリブレーションを行います。 25°C での1点キャリブレーションを図55に示した120素子について行った結果を、図57のグラフに示します。素子ごとに $25^\circ\text{C}\sim 40^\circ\text{C}$ の線の勾配を計算し、また、素子ごとに $25^\circ\text{C}\sim 125^\circ\text{C}$ の線の勾配を計算します。次に、すべての素子の $25^\circ\text{C}\sim 40^\circ\text{C}$ 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VOSの最大ドリフトは式2を用いて $\pm 1.85\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 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Vosの最大ドリフトは式2を用いて求めた最も厳しい場合のVos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することができます。 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 $\pm 200\mu\text{V}$ （キャリブレーションなし）に対し、約 $\pm 151\mu\text{V}$ に抑えることができます。

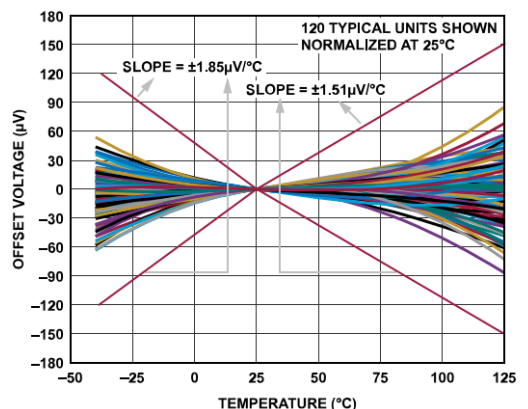


図 57. ボウタイ法

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

AD8410A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。

2.2MHz（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 $\pm 0.21\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ （代表値）と低いため、モータの2相の間の測定誤差は全温度範囲で最小限に抑えられます。AD8410Aは、 $-2\text{V}\sim+70\text{V}$ 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。

AD8410A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。この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おそれのある相互変調歪みを回避することができます。AD8410A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。

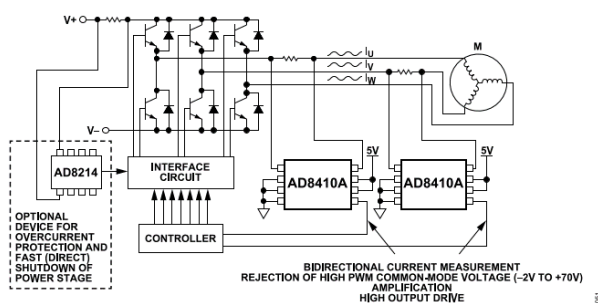


図 58. 3相モータ・コントロール

Hブリッジ・モータ・コントロール

AD8410A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、シンプルな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。

AD8410A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。AD8410A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）。

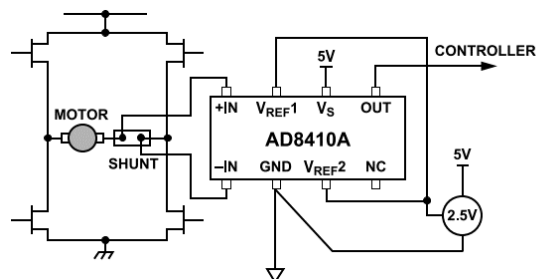


図 59. Hブリッジ・モータ・コントロール

アプリケーション情報

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・スイッチを使うハイサイド電流検出の場合、PWM制御スイッチはグラウンド基準になります。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。

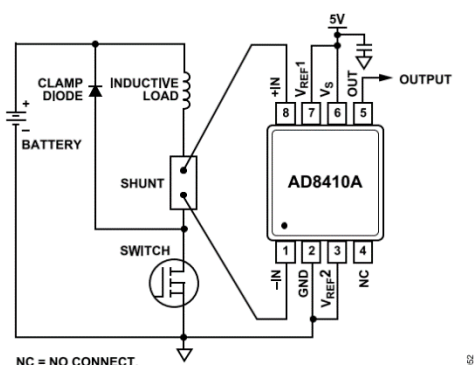


図 60. ローサイド・スイッチ

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ほとんどの期間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。

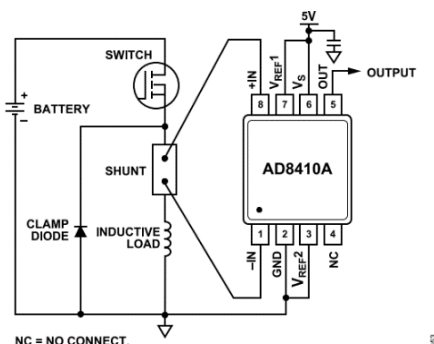


図 61. ハイサイド・スイッチ

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、AD8410A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。

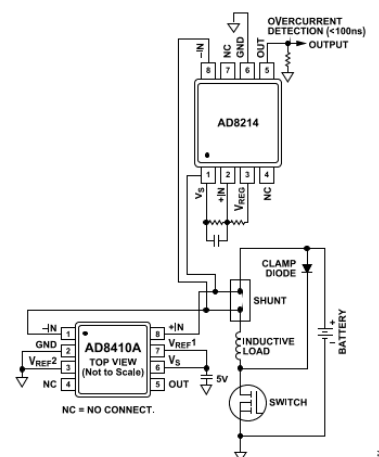


図 62. 大レール電流検出

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、AD8410A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、AD8410A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。AD8410Aの出力に素子を外付けした場合に見られるように、出力でのフィルタ処理によって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。AD8410A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の結果とし

アプリケーション情報

でデバイスの出力に大きなオフセット電圧が加わることはないよう、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の抵抗によりAD8410A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種類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。

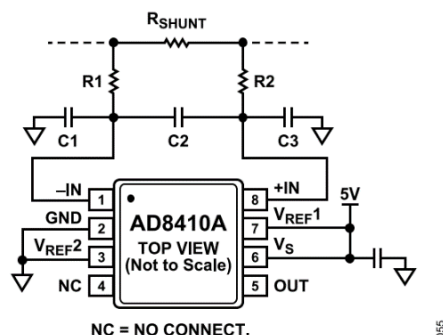


図 63. 入力フィルタ

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25mΩで、過電流検出を±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AD8410A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、次式のようにになります。

$$V_{THR} = 3\ A \times R_{SHUNT} \times 20\ V/V + 2.5\ V \quad (6)$$

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。

$$V_{THR} = 3\ A \times 25\ m\Omega \times 20\ V/V + 2.5\ V = 4\ V \quad (7)$$

V_{THR} を求めた後、次の式 (8) を用いてR1を求めます。

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

次のADCMP601で、これと同じ値をR1とR2に用います。 V_N ピンをAD8410A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)。

そのため、AD8410A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。

$$(2.5\ V - 3\ A \times 25\ m\Omega \times 20\ V/V) = 1\ V \quad (9)$$

アプリケーション情報

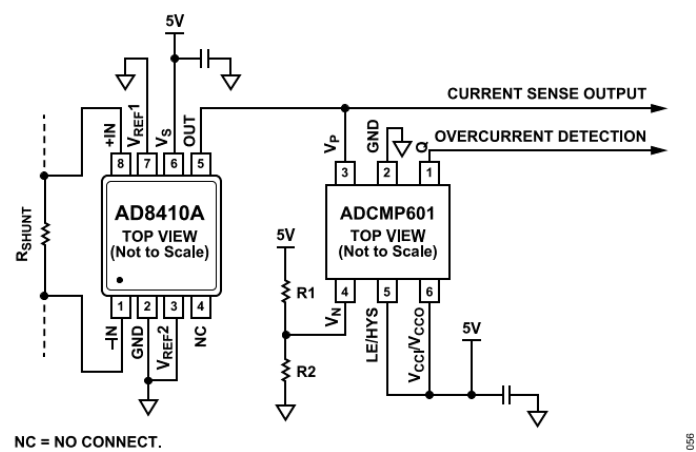


図 64. 単方向過電流検出

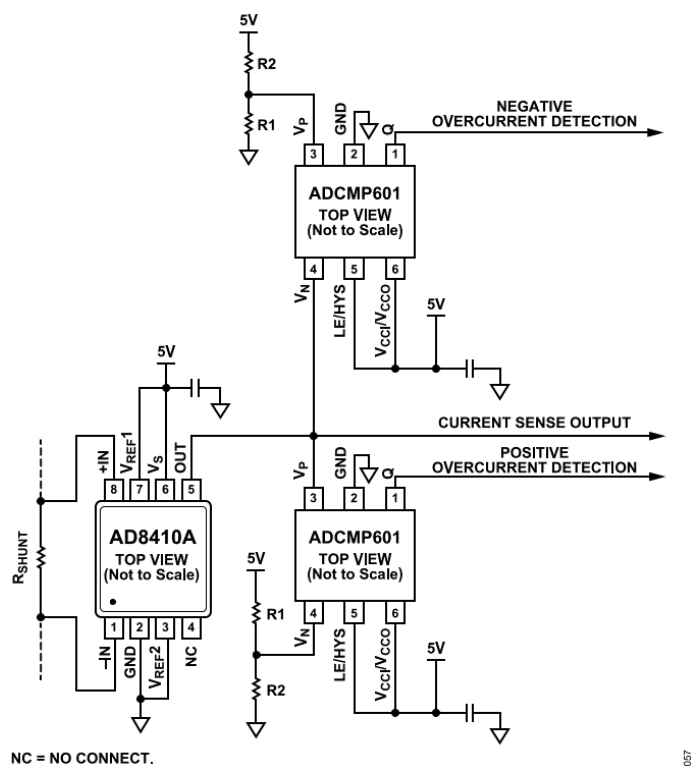
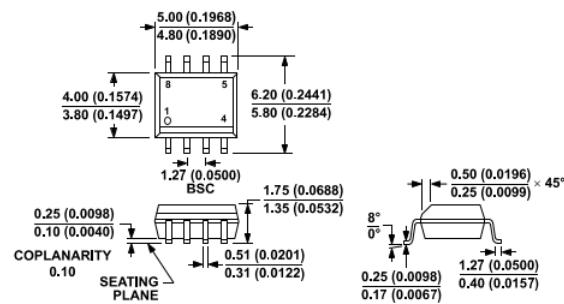


図 65. 双方向過電流検出

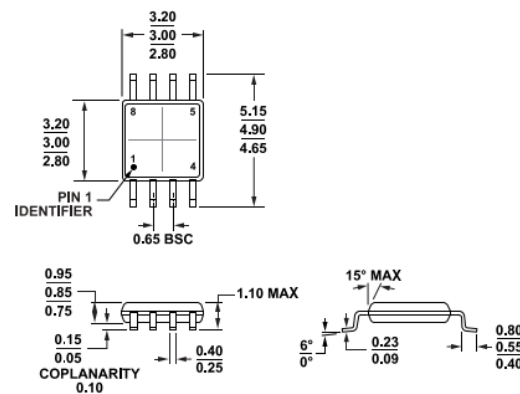
外形寸法



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012-AA
CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS
(IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR
REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.

013407-4

図 66. 8ピン標準スモール・アウトライン・パッケージ [SOIC_N]
ナロー・ボディ (R-8)
寸法単位: mm (括弧内はインチ)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-187-AA

19-07-2009-B

図 67. 8ピン・ミニ・スモール・アウトライン・パッケージ [MSOP]
ナロー・ボディ (RM-8)
寸法単位: mm (括弧内はインチ)

更新: 2023年1月21日

オーダー・ガイド

Model ^{1, 2}	Temperature Range	Package Description	Packing Quantity	Package Option	Marking Code
AD8410AWBRZ	-40°C to +125°C	8-Lead SOIC_N		R-8	
AD8410AWBRZ-RL	-40°C to +125°C	8-Lead SOIC_N	Reel, 2500	R-8	
AD8410AWBRMZ	-40°C to +125°C	8-Lead MSOP		RM-8	A52
AD8410AWBRMZ-RL	-40°C to +125°C	8-Lead MSOP	Reel, 3000	RM-8	A52

1 Z = RoHS準拠製品。

2 W = オートモティブ・アプリケーション向けに性能を評価済み。

評価用ボード

Model ¹	Description
AD8410AR-EVALZ	Evaluation Board for 8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_N]
AD8410ARM-EVALZ	Evaluation Board for 8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP]

1 Z = RoHS準拠製品。

外形寸法

オートモーティブ製品

AD8410Aモデルは、オートモーティブ・アプリケーションの品質と信頼性の条件に対応するよう管理された製造工程により提供されています。これらのオートモーティブ・モデルの仕様は商用モデルと異なる場合があるため、設計者はこのデータシートの仕様¹のセクションを慎重に検討してください。オートモーティブ・アプリケーション向けには、上記のオートモーティブ・グレード製品のみを提供しています。特定製品のオーダー情報とこれらのモデルに特有のオートモーティブ信頼性レポートについては、アナログ・デバイセズの販売代理店にご相談ください。

