



# 高電圧、高精度の差動アンプ

データシート

AD8209A

## 特長

- シャント・ベース・アプリケーションに適した  $\pm 8000$  V HBM ESD
- AEC-Q100 認定済み
- EMI フィルタ内蔵
- 広いコモンモード電圧範囲
  - 2 V ~ +50 V の動作電圧
  - 20 V ~ +70 V での耐性
- バッファ付き出力電圧
- ゲイン = 14 V/V
- ローパス・フィルタ (単極または 2 極)
- 広い動作温度範囲: -40 °C ~ +125 °C
- 優れた AC/DC 性能
  - 代表的な電圧オフセット:  $\pm 1$  mV
  - 代表的なゲイン・ドリフト: -5 ppm/°C
  - DC ~ 10 kHz の最小 CMRR: 80 dB
- 車載アプリケーション用に認定済み

## アプリケーション

- ハイサイド電流検出
  - モーター・コントロール
  - ソレノイド・コントロール
  - パワー・マネージメント
- ローサイド電流検出
- 診断用の保護機能

## 概要

AD8209A は単電源動作の差動アンプで、大きいコモンモード電圧が存在する環境において、小さい差動信号の増幅やローパス・フィルタ処理に最適です。5V の単電源電圧で、-2 V ~ +50 V の広い入力コモンモード電圧範囲に対応します。AD8209A は、AEC-Q100 仕様の認定済みです。このアンプは、入力過電圧と ESD の保護機能を強化しているほか、EMI (電磁干渉) フィルタ機能も内蔵しています。

車載アプリケーションでは、システム制御機能を改善するために、堅牢な高精度コンポーネントが必要になります。AD8209A は、優れた AC/DC 性能を発揮するので、アプリケーションにおける誤差が最小になります。MSOP パッケージの代表的なオフセット・ドリフトとゲイン・ドリフトは、それぞれ  $5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$  未満と  $-5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  未満です。また、このデバイスは DC ~ 10 kHz の範囲で最小 80 dB のコモンモード除去比 (CMRR) を実現しています。

AD8209A は、プリアンプ (A1) の出力に、外部からアクセスできる  $100 \text{ k}\Omega$  の抵抗を内蔵しています。このデバイスは、ローパス・フィルタ処理や、14 V/V 以外のゲインを達成するために使用できます。

機能ブロック図

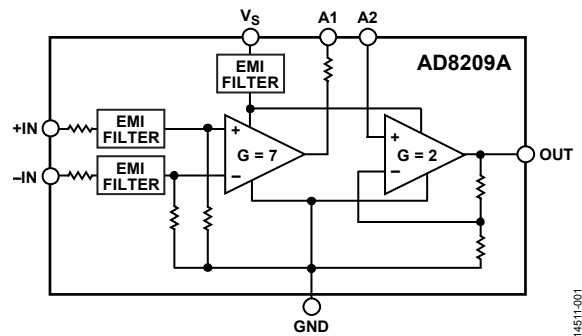


図 1.

## 目次

特長.....	1	ローサイド・スイッチを使用したハイサイド電流検出.....	11
アプリケーション.....	1	高レール電流検出.....	11
機能ブロック図.....	1	ローサイド電流検出.....	11
概要.....	1	ゲイン調整.....	12
改訂履歴.....	2	ゲインのトリム.....	13
仕様.....	3	ローパス・フィルタ処理.....	13
絶対最大定格.....	4	ローパス・フィルタとゲイン調整を使用する高ライン 電流検出.....	14
ESDに関する注意.....	4	外形寸法.....	15
ピン配置およびピン機能の説明.....	5	オーダー・ガイド.....	15
代表的な性能特性.....	6	オートモーティブ製品.....	15
動作原理.....	10		
アプリケーション情報.....	11		

## 改訂履歴

7/2016—Revision 0: Initial Version

## 仕様

特に指定がない限り、動作温度 ( $T_{OPR}$ ) =  $-40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ 、 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 、 $V_S = 5\text{V}$ 、 $R_L = 25\text{k}\Omega$  ( $R_L$  は出力負荷抵抗)。

表 1.

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
SYSTEM GAIN					
Initial			14		V/V
Error vs. Temperature	$0.075\text{V} \leq V_{OUT} \leq (V_S - 0.1\text{V})$ , dc, $T_{OPR}$			$\pm 0.15$	%
Gain Drift	$T_{OPR}$		-5	$\pm 15$	ppm/ $^{\circ}\text{C}$
VOLTAGE OFFSET					
Initial Input Offset (Referred to Input (RTI))	Input common-mode voltage ( $V_{CM}$ ) = 0.15 V, at $T_A$		$\pm 1$	$\pm 2$	mV
Input Offset (RTI) over Temperature	$V_{CM} = 0\text{V}$ , $T_{OPR}$			$\pm 4$	mV
Voltage Offset vs. Temperature	$V_{CM} = 0\text{V}$ , $T_{OPR}$	-20		+20	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
INPUT					
Input Impedance					
Differential		360	400	440	k $\Omega$
Common Mode		180	200	220	k $\Omega$
$V_{CM}$ (Continuous)		-2		+50	V
CMRR <sup>1</sup>	$V_{CM} = -2\text{V}$ to $+50\text{V}$ , dc $f = \text{dc}$ to 10 kHz, <sup>2</sup> $T_{OPR}$	80	100		dB
		80			dB
PREAMPLIFIER (A1)					
Gain			7		V/V
Gain Error	$0.0375\text{V} \leq V_{OUT} \leq (V_S - 0.1\text{V})$ , dc, $T_{OPR}$	-0.3		+0.3	%
Output Voltage Range		0.025		$V_S - 0.1$	V
Output Resistance		97	100	103	k $\Omega$
OUTPUT BUFFER (A2)					
Gain			2		V/V
Gain Error	$0.075\text{V} \leq V_{OUT} \leq (V_S - 0.1\text{V})$ , dc, $T_{OPR}$	-0.3		+0.3	%
Output Voltage Range <sup>3,4</sup>	$R_L = 25\text{k}\Omega$ , differential input = 0 V, $T_{OPR}$ ; Pin 3 (A1 output) driving Pin 4 (A2 input)	0.05		$V_S - 0.1$	V
Output Voltage Range <sup>5</sup>	Pin 4 (A2 input) driven with an external source	0.05		$V_S - 0.1$	V
Input Bias Current	$T_{OPR}$			50	nA
Output Resistance	$R_L = 1\text{k}\Omega$ , frequency = dc		2		$\Omega$
DYNAMIC RESPONSE					
System Bandwidth	$V_{IN} = 0.01\text{V p-p}$ , $V_{OUT} = 0.14\text{V p-p}$		100		kHz
Slew Rate	$V_{IN} = 0.28\text{V}$ , $V_{OUT} = 4\text{V step}$		1		V/ $\mu\text{s}$
NOISE					
0.1 Hz to 10 Hz			20		$\mu\text{V p-p}$
Spectral Density, 1 kHz (RTI)			500		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
POWER SUPPLY					
Operating Range		4.5		5.5	V
Quiescent Current	Typical at $T_A$		1.6		mA
Quiescent Current vs. Temperature	$V_{OUT} = 0.1\text{V dc}$ , $V_S = 5\text{V}$ , $T_{OPR}$			2.7	mA
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	$V_S = 4.5\text{V}$ to $5.5\text{V}$ , $T_{OPR}$	70	80		dB
TEMPERATURE RANGE	For specified performance at $T_{OPR}$	-40		+125	$^{\circ}\text{C}$

<sup>1</sup> ソース・インピーダンス < 2  $\Omega$

<sup>2</sup> AD8209A プリアンプは、10 kHz で 80 dB を上回る CMRR を達成しています。ただし、出力が 100 k $\Omega$  の抵抗を経由する必要があるため、+IN ピンと -IN ピン間や、A1 ピンと A2 ピンの間の静電容量が小さい場合でも、大幅に減衰したプリアンプ出力を上回る入力コモンモード信号とこの静電容量がカップリングされる可能性があります。3 ピンと GND の間でフィルタ・コンデンサを使用すると、どのアプリケーションでもピン間のカップリングによる効果を無視できるようになります。

<sup>3</sup> AD8209A の出力電圧範囲は、負荷抵抗と温度によって異なります。この仕様の詳細については、図 12 と図 13 を参照してください。

<sup>4</sup> A2 の出力電圧範囲は、3 ピン (A1 出力) と 4 ピン (A2 入力) が互いに短絡されていると想定しています。テストには、25 k $\Omega$  の負荷抵抗を 1 本使用します。

<sup>5</sup> A2 の出力電圧範囲は、4 ピン (A2 入力) が外部電圧源によって駆動されると想定しています。テストには、25 k $\Omega$  の負荷抵抗を 1 本使用します。

## 絶対最大定格

表 2.

Parameter	Rating
Supply Voltage	9 V
Continuous Input Voltage (Common Mode)	-20 V to +70 V
Differential Input Voltage	±16 V
Reversed Supply Voltage Protection	0.3 V
ESD Human Body Model for Shunt-Based Applications <sup>1</sup>	±8000 V
Operating Temperature Range	-40°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Lead Temperature Range (Soldering 10 sec)	300°C

<sup>1</sup> シャント・ベースのアプリケーションでは、+IN と -IN の間で低インピーダンスのシャント抵抗を使用します。シャント・ベースのアプリケーション例については、図 24 を参照してください。

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。製品を長時間にわたり絶対最大定格状態に置くと、製品の信頼性に影響を与えることがあります。

## 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

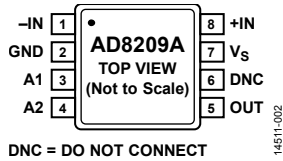


図 2. ピン配置

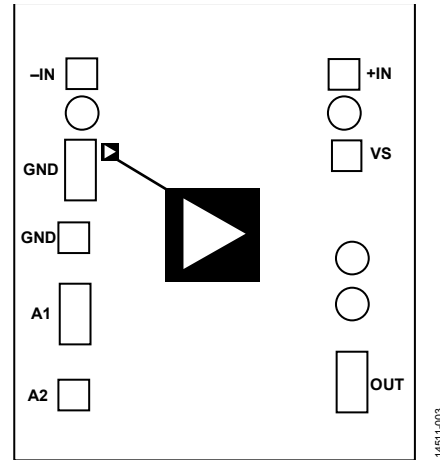


図 3. 導体形成の写真

表 3. ピン機能の説明<sup>1</sup>

ピン番号	記号	座標		サイズ (μm)	説明
		X	Y		
1	-IN	-305	+375	70 × 70	反転入力。
N/A	OPEN	-305	+282	70 × 70	ボンド・パッドは、どの外部ピンにも接続されていません。
2	GND	-309	+149	70 × 142	グラウンド。
2	GND	-326	-7	70 × 70	グラウンド。
3	A1	-321	-185	70 × 142	プリアンプ (A1) の出力。
4	A2	-321	-375	70 × 70	バッファ (A2) への入力。
5	OUT	+321	-345	70 × 142	バッファ (A2) の出力。
N/A	OPEN	+322	-162	70 × 70	接続なし。
N/A	OPEN	+327	-54	70 × 70	ボンド・パッドは、どの外部ピンにも接続されていません。
6	DNC	該当せず	該当せず	該当せず	接続なし。このピンは接続しないでください。6ピンは、どのボンド・パッドにも接続されていません。
7	V <sub>s</sub>	+309	+185	70 × 70	電源
N/A	OPEN	+305	+375	70 × 70	ボンド・パッドは、どの外部ピンにも接続されていません。
8	+IN	+305	+282	70 × 70	非反転入力。

<sup>1</sup> N/A は該当なしを表します。

## 代表的な性能特性

特に指定がない限り、 $T_{OPR} = -40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ 、 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 、 $V_S = 5\text{V}$ 、 $R_L = 25\text{k}\Omega$  ( $R_L$  は出力の負荷抵抗)。

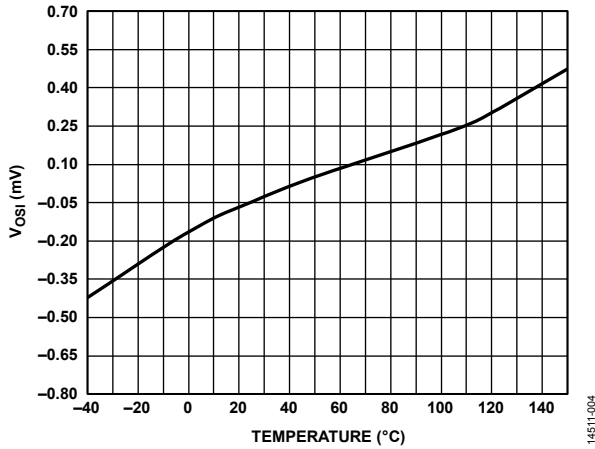


図 4. オフセット ( $V_{osi}$ ) と温度の関係

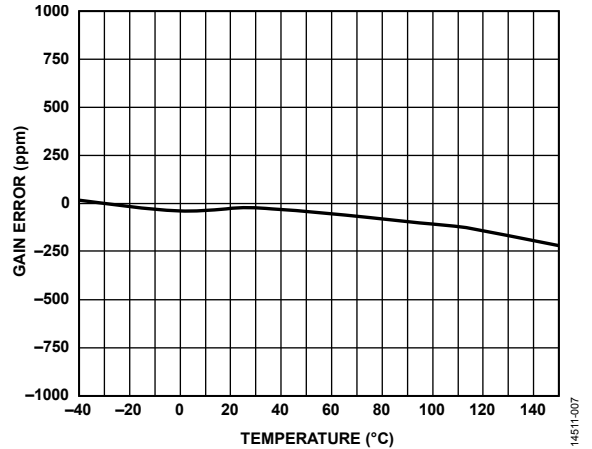


図 7. ゲイン誤差と温度の関係

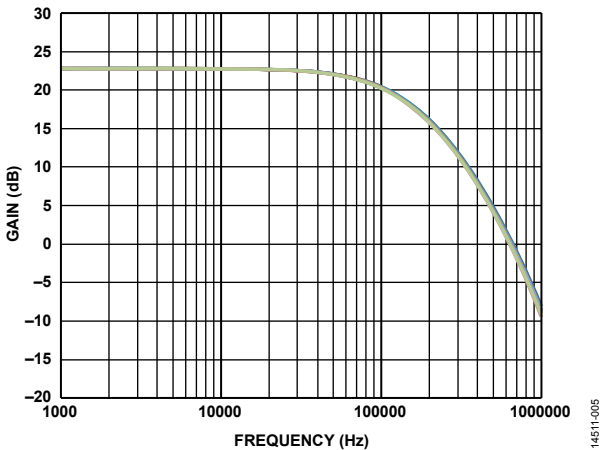


図 5. 小信号の帯域幅

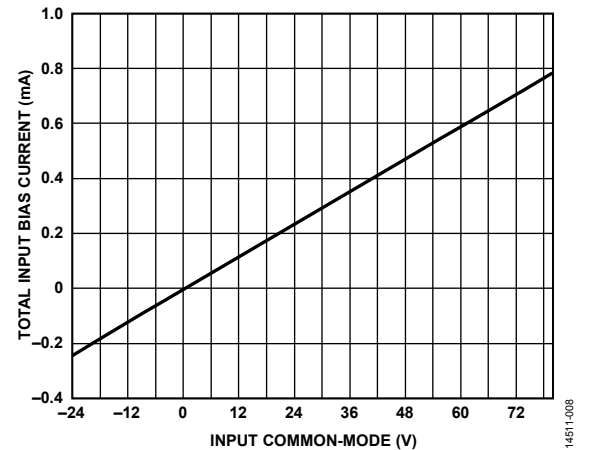


図 8. +IN ピンと -IN ピンが接続 (短絡) されている場合の合計入力バイアス電流と入力コモンモード電圧の関係

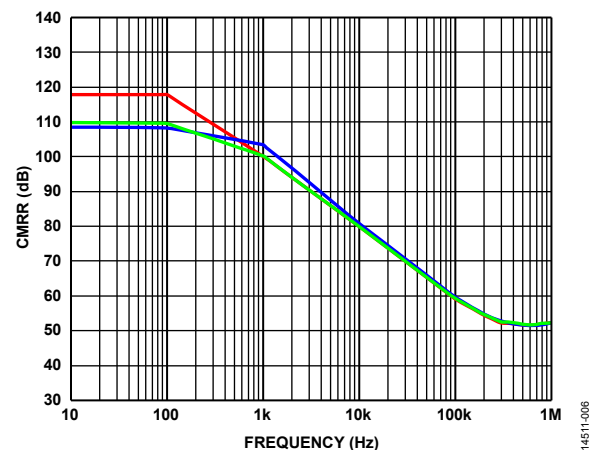


図 6. CMRR の周波数特性

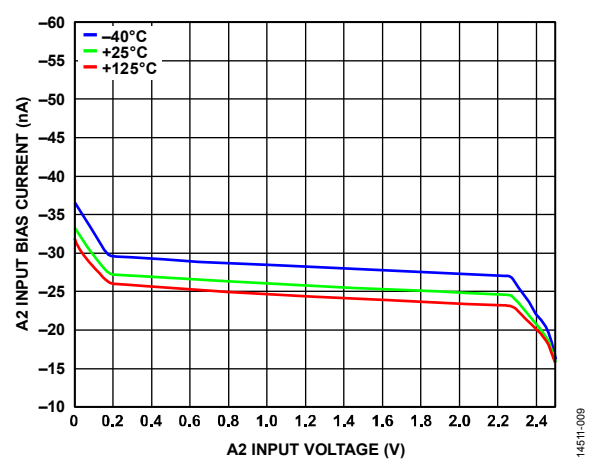


図 9. 温度別の A2 入力バイアス電流と A2 入力電圧の関係

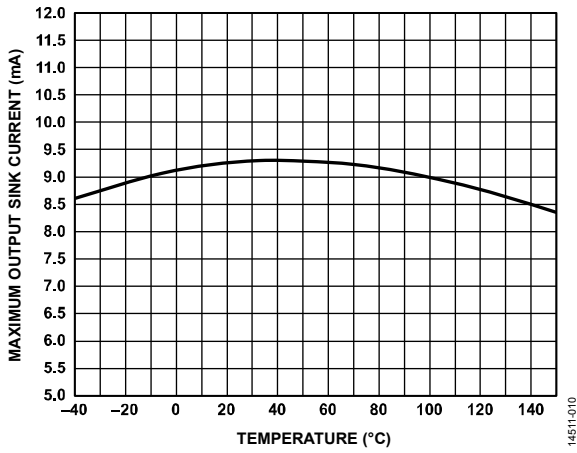


図 10. 最大出力シンク電流と温度の関係

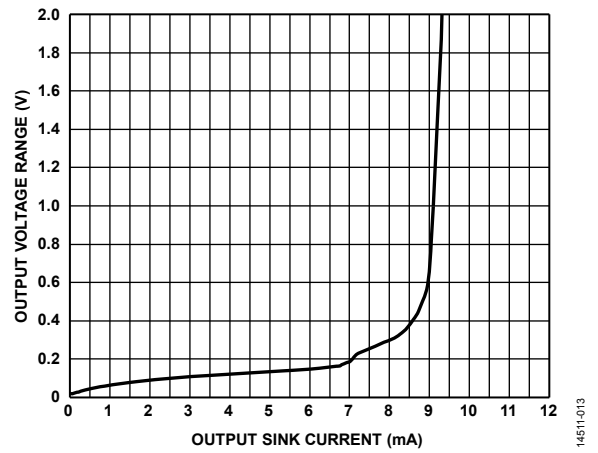


図 13. GND を基準とする A2 出力電圧範囲と出力シンク電流の関係

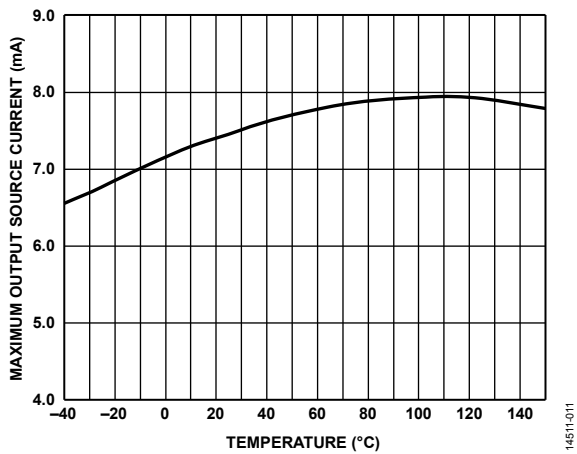


図 11. 最大出力ソース電流と温度の関係

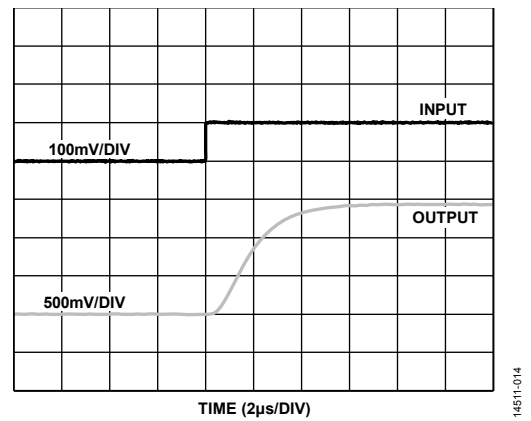


図 14. 立上がり時間

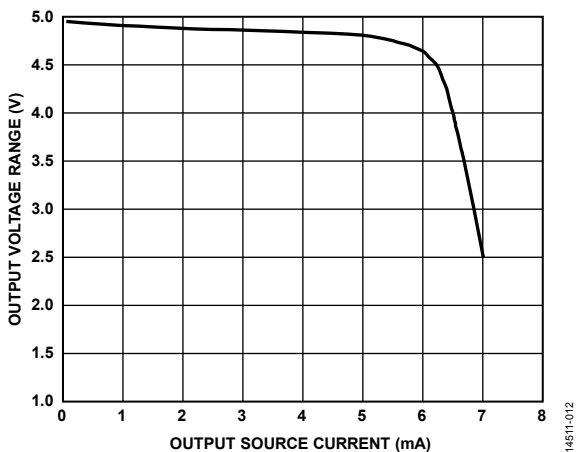


図 12. A2 の出力電圧範囲と出力ソース電流の関係

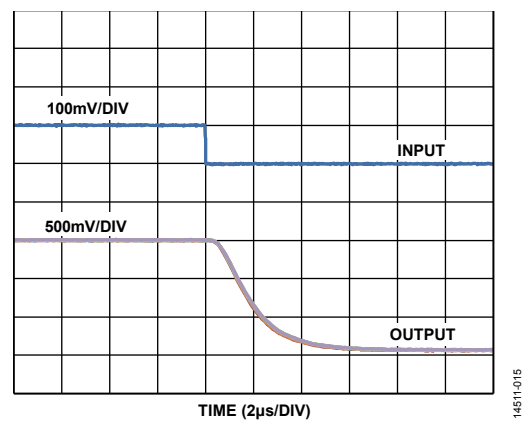
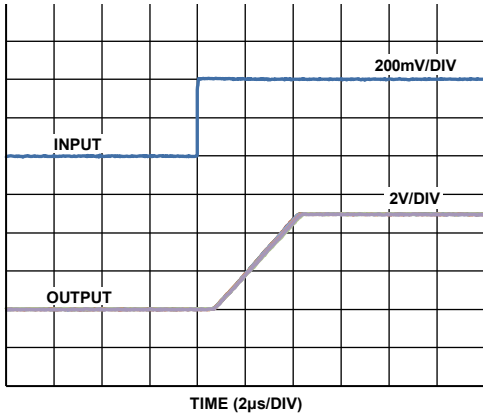
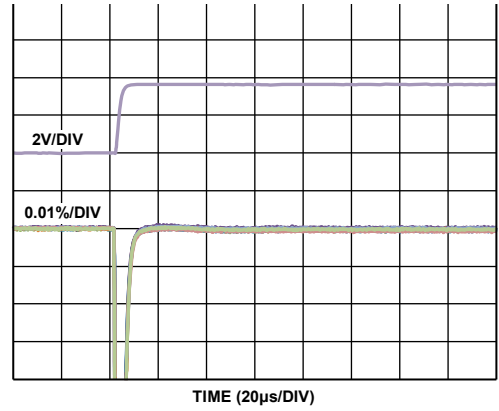


図 15. 立下がり時間



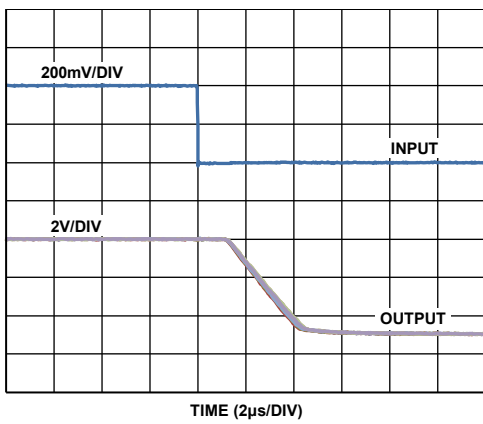
14511-016

図 16. 差動過負荷回復の立上がり



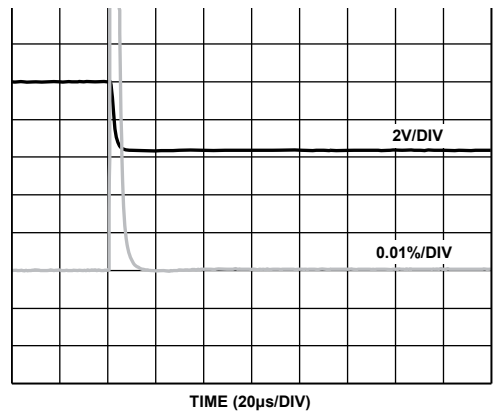
14511-018

図 18. セトリング・タイム、立上がり



14511-017

図 17. 差動過負荷回復の立下がり



14511-019

図 19. セトリング・タイム、立下がり



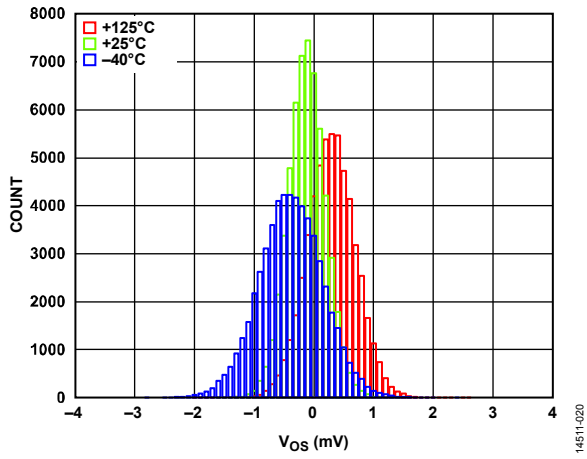


図 20. オフセットの分布

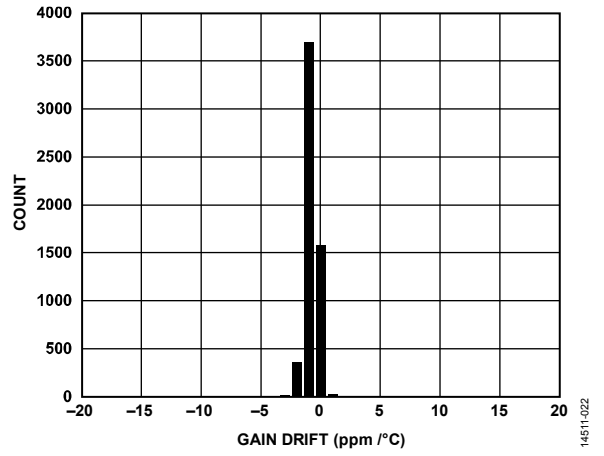


図 22. ゲイン・ドリフトの分布

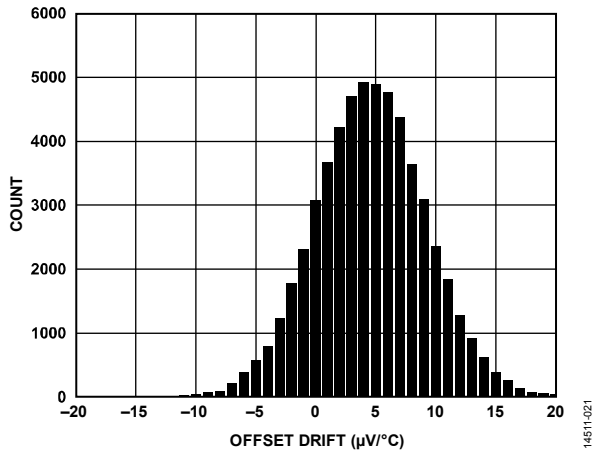


図 21. オフセット・ドリフトの分布

## 動作原理

AD8209A は単電源電圧の差動アンプです。通常、高いコモンモード電圧が急激に変動する環境において、小さい差動電圧を増幅する目的などで使用されます。

AD8209A は、2 個のアンプ (A1 と A2)、抵抗ネットワーク、小電圧リファレンス、バイアス回路 (図示せず) で構成されています。図 23 を参照してください。

A1 の前段に位置する一連の入力アッテネータは、 $R_A$ 、 $R_B$ 、 $R_C$  で構成されており、約  $400 \text{ k}\Omega \pm 20\%$  の直列抵抗の組み合わせを採用しています。入力電圧を減衰させ、A1 の入力電圧範囲にマッチングさせることがこれらの抵抗の目的です。このバランス型抵抗ネットワークは、1/14 の比でコモンモード信号を減衰させます。1 ピンと 8 ピンが電源電圧を上回る場合や、コモン(グラウンド)を下回る場合でも、A1 アンプへの入力は電源電圧の範囲内に維持されます。350 mV のリファレンス電圧は、グラウンドの電位を上回るようにアッテネータにバイアスを印加します。このため、負のコモンモード電圧が存在する場合でも、アンプ A1 が動作します。

入力抵抗ネットワークも、ノーマル (差動) モードの電圧を減衰させる役割を果たします。したがって、A1 は  $97 \text{ V/V}$  というゲインを達成し、 $\pm \text{IN}$  から A1 の出力の間で、次の式に示すように  $7 \text{ V/V}$  という合計システム・ゲインを実現します。

$$\text{ゲイン (A1)} = 1/14 (\text{V/V}) \times 97 (\text{V/V}) = 7 \text{ V/V}$$

高い精度でトリムされた  $100 \text{ k}\Omega$  抵抗は、アンプ A1 の出力に対して直列に接続されています。ユーザーは、外部ピン (A1) を通じてこの抵抗にアクセスできます。A1 を A2 に接続し、これ

らのピンとグラウンドの間に 1 個のコンデンサを接続することで、ローパス・フィルタを簡単に実装できます (図 32 を参照)。

$R_{F1}$  と  $R_{F2}$  の値は  $10 \text{ k}\Omega$  です。このため、アンプ A2 で  $2 \text{ V/V}$  のゲインが実現します。A1 ピンと A2 ピンを互いに接続すると、AD8209A は、次の式で計算される合計システム・ゲインが実現します。

$$\text{合計ゲイン (A1 + A2)} (\text{V/V}) = 7 (\text{V/V}) \times 2 (\text{V/V}) = 14 \text{ V/V}$$

これは、A2 (OUT ピン) で得られる結果です。

$R_A$ 、 $R_B$ 、 $R_C$ 、 $R_F$  の比は、高い精度を達成できるようにトリムされています。このため、CMRR の代表値は  $80 \text{ dB}$  を上回ります。この性能は、レーザー・トリムにより、 $0.01\%$  より優れた抵抗比マッチングを達成する方法で実現されます。

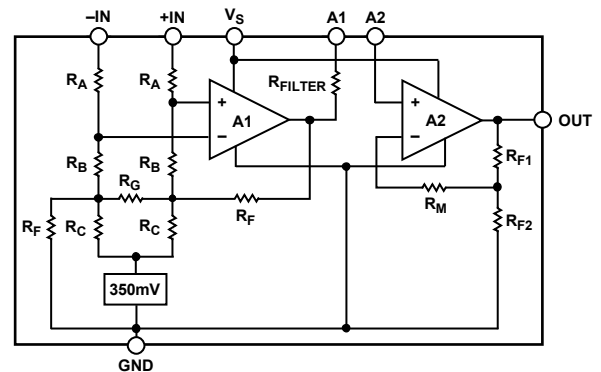


図 23. 簡略化した回路図

## アプリケーション情報

### 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用の負荷制御構成では、PWM (パルス幅変調) 制御のスイッチはグラウンドを基準としています。誘導性負荷 (ソレノイド) は、電源電圧/バッテリーに接続します。抵抗シャントは、スイッチと負荷の間に配置します (図 24 を参照)。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監視できるようになります。さらに、ハイサイドに配置したシャントにより、グラウンドへの短絡も検出できるので、制御ループの診断機能が強化されます。この回路構成では、スイッチが閉じている間、コモンモード電圧は負のレール付近に遷移します。スイッチが開いている間、誘導性負荷の両端にかかる電圧は反転します。また、クランプ・ダイオードによって、ダイオード 1 個分の電圧降下だけバッテリー電圧を上回る電位になるようにコモンモード電圧が維持されます。

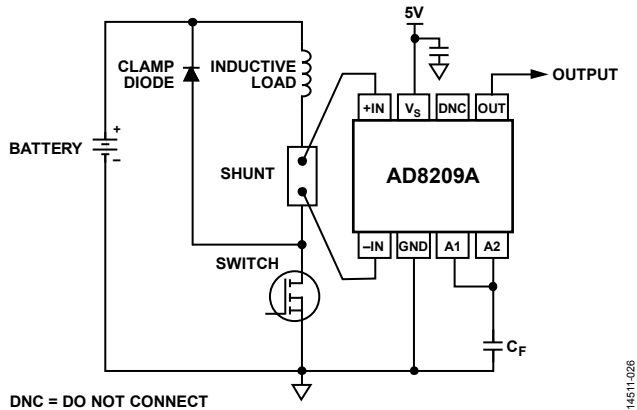


図 24. ローサイド・スイッチ

アプリケーション内の負荷電流を PWM 制御するためにハイサイド・スイッチを使用する場合、図 25 に示す方法で AD8209A を使用できます。フリーホイール・ダイオード (クランプ・ダイオード) を流れる循環電流は、シャント抵抗を通じて監視されます。この構成では、FET がオフになっている間、アプリケーションのコモンモード電圧は GND を下回ります。AD8209A は  $-2\text{ V}$  の低電圧で動作するので、高精度の電流測定が実施されます。

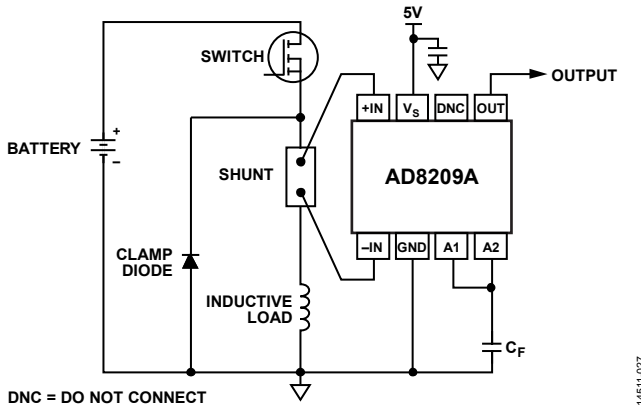
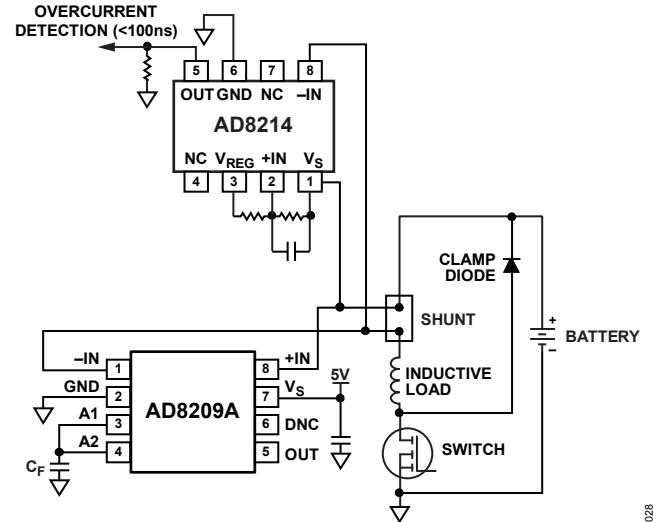


図 25. ハイサイド・スイッチ

### 高レール電流検出

高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、高電圧がかかっています。シャントがバッテリーの電位を基準としている場合、AD8209A はグラウンドを基準として直線性のあるアナログ出力を生成します。さらに、 $100\text{ ns}$  の短時間で過電流検出の信号を出力するため、AD8214 を使用することもできます (図 26 を参照)。この特性は、過電流が発生している状態で高速シャットダウンが重視される高電流システムで役に立ちます。

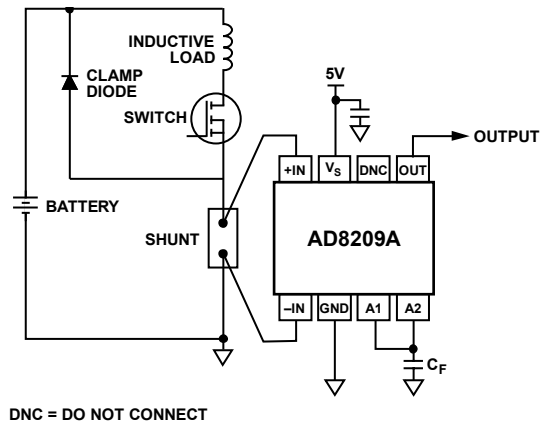


DNC = DO NOT CONNECT

図 26. バッテリーの電位を基準とするシャント抵抗

### ローサイド電流検出

ローサイド電流検出が望まれるシステムにおいて、AD8209A は、簡潔で精度の高い統合型ソリューションを実現します。この構成では、AD8209A はグラウンド・ノイズを除去し、差動入力電圧の大きさに関係なく、入出力間で高い直線性を実現します。

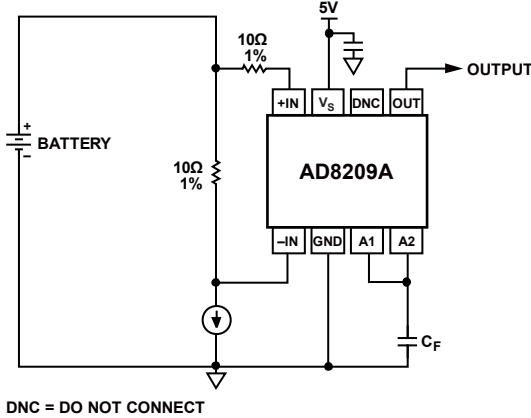


DNC = DO NOT CONNECT

図 27. グラウンドを基準とするシャント抵抗

4 mA ~ 20 mA の電流ループ・レシーバ

図 28 に示す 4 mA ~ 20 mA の電流ループ・レシーバのような低電流検出アプリケーションでは、AD8209A を使用することもできます。このようなアプリケーションでは、比較的大きなシャント抵抗を使用すると、コモンモード除去の性能が低下する可能性があります。入力の低インピーダンス側に、等しい値の抵抗を追加すると、この誤差を補正できます。



DNC = DO NOT CONNECT

図 28. 4 mA ~ 20 mA の電流ループ・レシーバ

14511-030

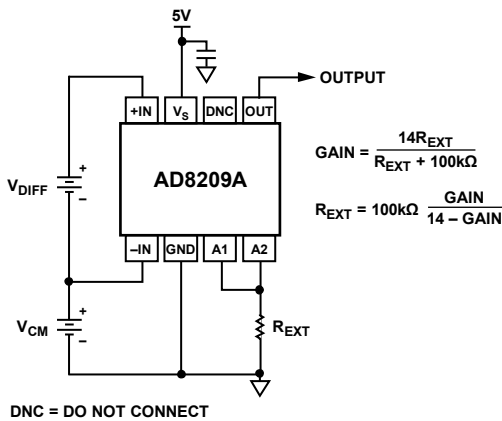
ゲイン調整

プリアンプとバッファのデフォルト・ゲインは、それぞれ 7 V/V と 2 V/V です。これらを組み合わせたゲインは 14 V/V になります。外部抵抗またはトリマを追加すると、ゲインの低減、増加、または微調整を実行できます。

ゲインが 14 未満の場合

プリアンプは 100 kΩ の出力抵抗を備えているので、3 ピン / 4 ピンと GND の間に外部抵抗を接続すると、次の係数に比例してゲインが低減します (図 29 を参照)。

$$R_{EXT} / (100 \text{ k}\Omega + R_{EXT})$$



DNC = DO NOT CONNECT

図 29. ゲインを 14 未満にする調整

14511-031

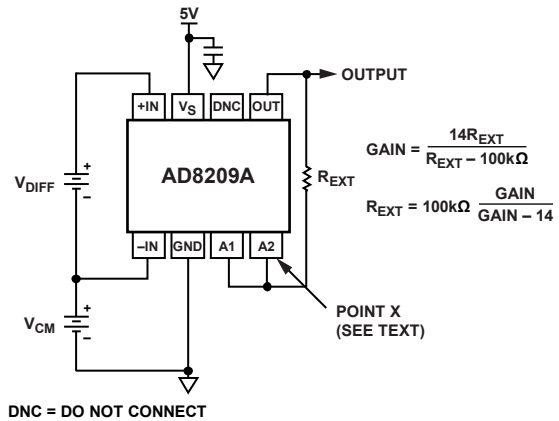
この方法を使用してゲインに変更を加える場合、バッファへの入力側でソース抵抗との不平衡が原因で、小さいオフセット電圧が発生する可能性があります。ただし、帯域幅全体に対するゲイン変更の影響はありません。多くの場合、このオフセット電圧は無視できますが、4 ピンに対して直列に抵抗を挿入することで、オフセット電圧を 0 にすることができます。使用する抵抗の大きさは、100 kΩ から、R\_EXT と 100 kΩ を並列に接続した場合の合成抵抗値を引いた値にしてください。例えば、R\_EXT = 100 kΩ (7 V/V の合成ゲインを形成) の場合、オプションのオフセット・ゼロ化抵抗の大きさを 50 kΩ にします。

ゲインが 14 を上回る場合

図 30 に示すように、バッファ・アンプの出力と非反転入力のために 1 本の抵抗を接続すると、ゲインが増加します。ゲインは、次の係数を掛けた値になります。

$$R_{EXT} / (R_{EXT} - 100 \text{ k}\Omega)$$

例えば、R\_EXT = 200 kΩ の場合、ゲインは 2 倍になります。この方法を使用すれば、全体のゲインを最大で 50 にすることができます。ゲインが大きいほど、ゲインの精度は抵抗の値に依存するようになります。さらに、1 ピンと 8 ピンの実効入力オフセット電圧 (これらは A1 の実際のオフセットの約 6 倍) が原因で、高ゲインの DC 結合アプリケーションでは、このデバイスの使用が制限されます。



DNC = DO NOT CONNECT

図 30. ゲインを 14 よりも大きな値に調整

14511-032

複数のソース抵抗間の不平衡や、A2 の出力に存在する固有の有限バイアス電流により、小規模なオフセット電圧が発生します。ほとんどのアプリケーションにおいて、この付加的なオフセット誤差は仕様規定されたオフセット範囲に匹敵します。そのため、ごくわずかな歪みを生成する結果になります。ただし、R\_EXT と 100 kΩ の並列の組み合わせに対して 1 本の抵抗を直列に追加する (図 30 のポイント X) ことで、合成抵抗は 100 kΩ に維持されるので、この歪みはほとんど除去されます。例えば、ゲインが 20 で、R\_EXT = 332 kΩ、そして R\_EXT と 100 kΩ の並列合成抵抗が 77 kΩ の場合、ポイント X に配置する直列抵抗は 23 kΩ になります。

ゲインのトリム

図 31 に、トリム・ポテンシオメータと外部抵抗  $R_{EXT}$  を使用して、増加型のゲイン・トリムを実装する方法を示します。

次の近似式は、ゲイン範囲が小さい場合に役立ちます。

$$\Delta G \approx (10 \text{ M}\Omega \div R_{EXT})\%$$

例えば、この式から、 $R_{EXT} (= 5 \text{ M}\Omega)$  の調整範囲は  $\pm 2\%$ 、 $R_{EXT} (= 1 \text{ M}\Omega)$  の調整範囲は  $\pm 10\%$  と計算されます。

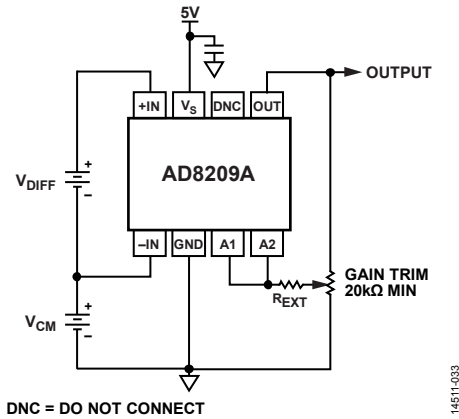


図 31. 増加型のゲイン・トリム

内部信号の過負荷に関する考慮事項

ゲインが 14 以外の値になるように構成する場合、プリアンプと出力バッファのどちらかが、大きい差動入力電圧によってフルスケール出力 ( $V_S - 0.1 \text{ V}$ ) に達するので、電源電圧とグラウンドを基準とした最大入力電圧を考慮する必要があります。全体のゲインが 7 以下の場合、AD8209A の入力 ( $(V_S - 0.1) \div 7$ ) に制限されます。プリアンプは 7V/V という自らのゲインに固定されるので、出力バッファがフルスケールに達する前に、プリアンプが自らのフルスケールに達するからです。ゲインが 7 よりも大きい場合、最初にバッファの出力における振幅が自らのフルスケールに達し、次に AD8209A への入力を  $(V_S - 0.1) \div G$  に制限する必要があります。ここで、G は全体のゲインに相当します。

ローパス・フィルタ処理

多くのトランスデューサ・アプリケーションでは、ノイズを含むスプリアス高周波を除去するため、またはピーク対平均値比 (PAR) が 1 を上回る変動信号の平均値を計算するため、信号のフィルタ処理が必要になります。例えば、全波整流された正弦波の PAR は 1.57 であり、二乗余弦波の PAR は 2、また半波整流された正弦波の PAR は 3.14 になります。大きなスパイクが存在する信号では、PAR が 10 以上に達することもあります。

フィルタを実装する場合、A2 の前段で AD8209A プリアンプ (A1) が波形をクリップしないように PAR について考慮することが必要です。そうしないと、非線形性が平均化され、出力に誤差が含まれます。この誤差を避けるには、両方のアンプが同時にクリップを実行するようにします。この条件を達成するには、PAR が 2 番目のアンプ (A2) のゲイン (デフォルト構成では 2) を上回らないようにします。例えば、PAR が 5 になることが期待される場合、A2 のゲインを 5 に増加します。

AD8209A の機能を使用すれば、複数の方法でローパス・フィルタを実装できます。最も簡単な方法では、単極フィルタ (20 dB/decade、周波数が 10 倍になるごとに 20 dB の減衰) を形成するため、図 32 に示すように 3 ピンを 4 ピンに接続することで、内蔵の 100 kΩ 抵抗を経由して A1 の出力を A2 の入力に接続し、このノードとグラウンドの間にコンデンサを 1 個追加できます。コンデンサの両端に抵抗を追加すると、ゲインが低下し、コーナー周波数が高くなるので、この抵抗と 100 kΩ の並列合成抵抗を使用してゲインを計算してください。

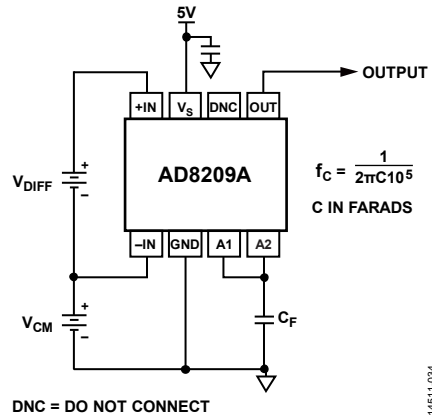


図 32. 内部の 100 kΩ 抵抗を使用する単極、ローパス・フィルタ

図 30 に示す抵抗を使用してゲインを高める場合、ゲインの上昇に起因する係数を使用して、コーナー周波数を低減します。したがって、200 kΩ の抵抗 (ゲインを 2 倍にする) を使用する場合、コーナー周波数に対して 0.796 Hz/μF というスケール化が適用されます (20 Hz のコーナー周波数を実現するには 0.039 μF)。

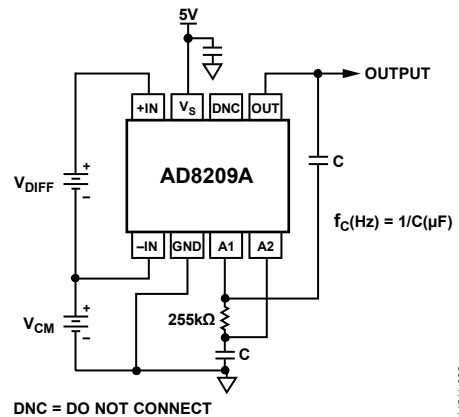


図 33. 2 極、ローパス・フィルタ

図 33 に示す接続を使用して、40 dB/decade のロールオフを示す 2 極フィルタを実装することもできます。この構成は、×2 のアンプをベースとする Sallen-Key フィルタを形成します。コーナー周波数が  $f_2$  である 2 極フィルタと、コーナー周波数が  $f_1$  である単極フィルタを使用すると、図 34 に示すように、 $40 \log (f_2/f_1)$  という同一の減衰を実現できます。図 33 に示すように、標準の抵抗値と、値の等しい複数のコンデンサを使用すると、コーナー周波数は利便性の高い 1 Hz/μF にスケール化されます (20 Hz のコーナー周波数を実現するには 0.05 μF)。最も平坦な応答を得るには、抵抗を 196 kΩ まで低減し、コーナー周波数を 1.145 Hz/μF にスケール化します。出力オフセットは、約 5 mV 上昇します (入力ピンにおける 250 μV に相当)。

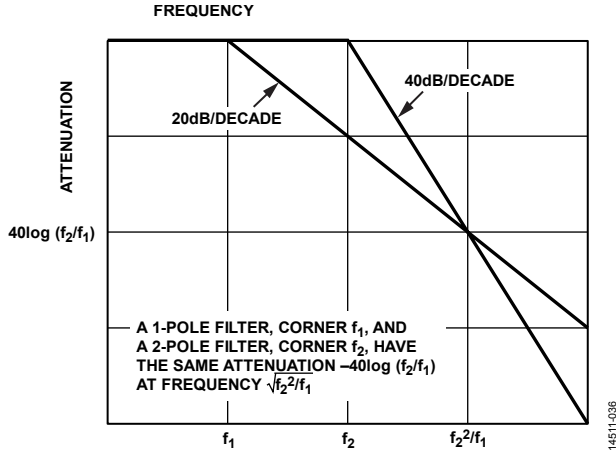


図 34. 単極と 2 極のローパス・フィルタの応答を比較

### ローパス・フィルタとゲイン調整を使用する 高ライン電流検出

図 35 に示す回路は図 24 に似ていますが、ゲイン調整とローパス・フィルタ処理の機能を備えています。

電源デバイスは、負荷内を流れる電流をオンまたはオフに切り替えます。平均電流は、入力パルスのデューティ・サイクルに比例し、値の小さい抵抗によって検出されます。シャントの両端にかかる差動電圧の平均値は 100 mV (代表値) ですが、ピーク値は、負荷のインダクタンスと制御周波数に応じて増加します。一方、コモンモード電圧は、オン状態の場合にグラウンドよりも約 1V 高い値に達し、オフ状態の場合にグラウンドよりも約 1.5V 高い値に達します。クランプ・ダイオードが導通すると、デバイスに印加されるコモンモード電位が調整されます。例えば、20 V のバッテリー・スパイクが発生すると、デバイスの入力に印加されるコモンモード電位が 21.5V に達する可能性があります。

4 V のフルスケール出力を生成するには、シャント内の公差を相殺できるように、40 V/V のゲインを使用し、±5% の幅で調整する必要があります。これで、10% の範囲超過 (最大 4.4 V) を許容できる十分なヘッドルームが得られます。検出抵抗の両端にかかる近似的な三角波の電圧は、単極、ローパス・フィルタによって平均化され、3.6 Hz のコーナー周波数で設定されます。この結果、100 Hz のポイントで、約 30dB の減衰を達成できます。図 36 に示すように、コーナー周波数が 20 Hz の 2 極フィルタを使用すると、より高いレートの減衰を達成できます。この回路は個別のコンデンサを 2 個使用していますが、合成静電容量は、単極フィルタで必要とされる静電容量の半分を下回ります。

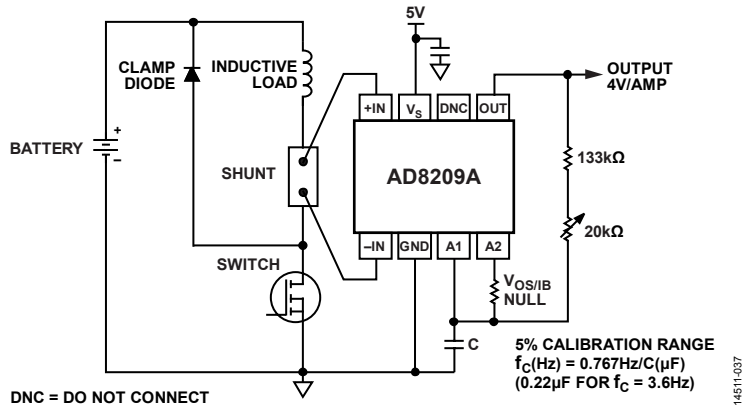


図 35. 高ライン電流センサー・インターフェース、ゲイン = 40 V/V、単極、ローパス・フィルタ。

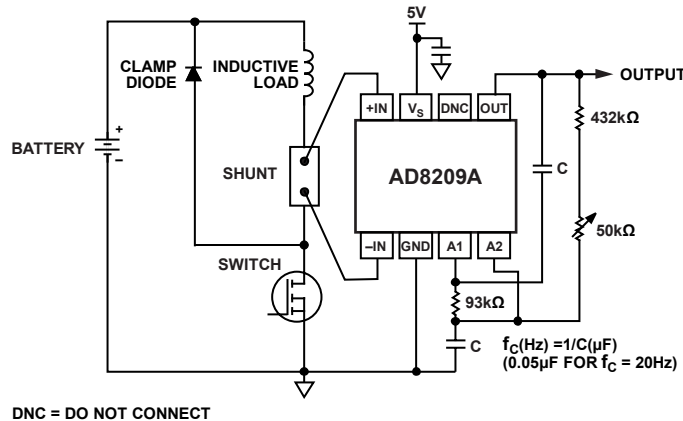


図 36. 2 極、ローパス・フィルタ

外形寸法

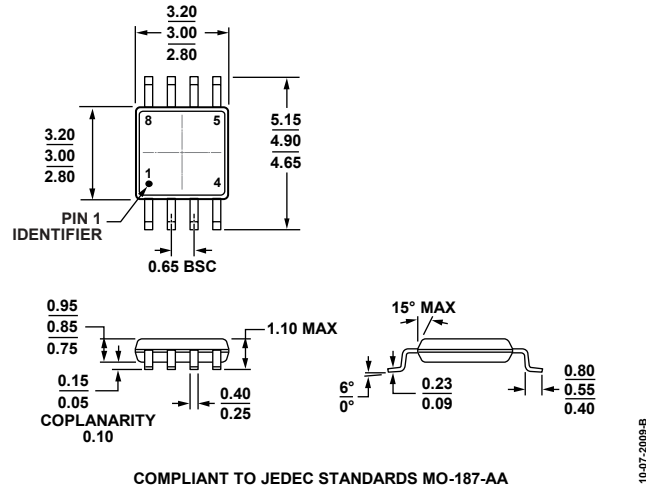


図 37.8 ピン、ミニ・スモール・アウトライン・パッケージ [MSOP] (RM-8)  
寸法単位: mm

オーダー・ガイド

Model <sup>1,2</sup>	Temperature Range	Package Description	Package Option	Branding
AD8209AWBRMZ	-40°C to +125°C	8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP]	RM-8	Y5X
AD8209AWBRMZ-R7	-40°C to +125°C	8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP]	RM-8	Y5X
AD8209AWBRMZ-RL	-40°C to +125°C	8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP]	RM-8	Y5X
AD8209A-EVALZ		Evaluation Board		

<sup>1</sup> Z = RoHS 準拠製品

<sup>2</sup> W = 車載アプリケーション向けの性能評価済み

オートモーティブ製品

**AD8209AW** モデルには、車載アプリケーションの品質と信頼性の要件をサポートするため、品質管理された製品を用意しています。これらの車載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のセクションを慎重にレビューしてください。車載アプリケーションには、上記の車載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車載信頼性レポートについては、最寄りのアナログ・デバイセズまでお問い合わせください。