

### 特長

- 低消費電力: 40  $\mu$ A の最大電源電流
- 低入力電流
  - 入力バイアス電流: 1 pA
  - 入力オフセット電流: 0.5 pA
- 高い CMRR: 110 dB CMRR、G = 100
- 小スペースの MSOP パッケージを採用
- 入力クロスオーバー歪みがゼロ
- レール to レールの入力および出力
- 抵抗 1 本でゲイン設定が可能
- 動作範囲: 1.8 V ~ 5.5 V

### アプリケーション

- 医療計測機器
- ローサイド電流検出
- ポータブル機器

接続図

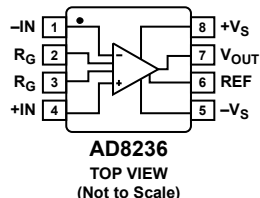


図 1.

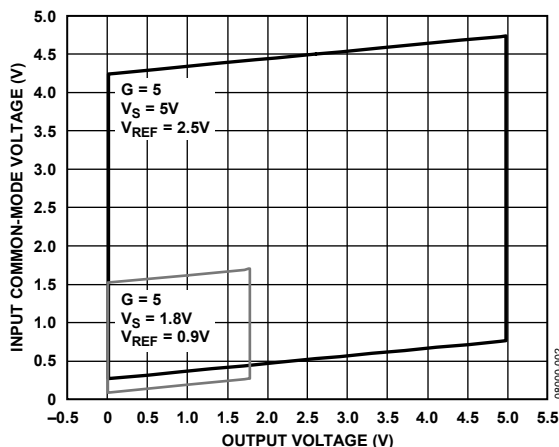


図 2. 出力電圧対広い同相モード電圧範囲

### 概要

AD8236 は、業界最小の消費電力を持つ計装アンプです。レール to レール出力を持ち、最小 1.8 V の電圧で動作することができ、最大電源電流が 40  $\mu$ A であるため、バッテリー駆動アプリケーションで優れた選択肢になっています。

AD8236 の高入力インピーダンス、1 pA の低入力バイアス電流、110 dB の高い CMRR (G = 100)、小型サイズ、低消費電力は極めて大きな価値を提供します。一般的な 3 オペアンプ型計装アンプに比べ広い同相モード電圧範囲を持つため、1.8 V または 3 V 単電源で動作するアプリケーションに対して優れたソリューションになっています。技術革新的な入力ステージの採用により、他のデザインでは一般的なクロスオーバー歪みのない広いレール to レール入力電圧範囲が可能になっています。

AD8236 は 8 ピン MSOP パッケージを採用し、 $-40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$  の工業用温度範囲で仕様が規定されています。

表 1. 計装アンプの分類<sup>1</sup>

General Purpose	Zero Drift	Military Grade	Low Power	High Speed PGA
AD8220	AD8230	AD620	AD8236	AD8250
AD8221	AD8231	AD621	AD627	AD8251
AD8222	AD8290	AD624	AD623	AD8253
AD8228	AD8293G80	AD524	AD8223	
AD8295	AD8293G160	AD526	AD8226	
	AD8553			
	AD8556			
	AD8557			

<sup>1</sup> 最新の計装アンプについては、<http://www.analog.com/jp/specialty-amplifiers/instrumentation> をご覧ください。

## 目次

特長.....	1	レイアウト.....	15
アプリケーション.....	1	REF ピン.....	15
接続図.....	1	電源のレギュレーションとバイパス.....	15
概要.....	1	入力バイアス電流のリターン・パス.....	16
改訂履歴.....	2	入力保護.....	16
仕様.....	3	RF 干渉.....	16
絶対最大定格.....	7	同相モード入力電圧範囲.....	17
最大消費電力.....	7	アプリケーション情報.....	18
ESD の注意.....	7	AC 結合の計装アンプ.....	18
ピン配置およびピン機能説明.....	8	低消費電力心拍モニタ.....	19
代表的な性能特性.....	9	外形寸法.....	20
動作原理.....	14	オーダー・ガイド.....	20
基本動作.....	14		
ゲインの選択.....	14		

## 改訂履歴

5/09—Revision 0: Initial Version

## 仕様

特に指定がない限り、 $+V_S = 5\text{ V}$ 、 $-V_S = 0\text{ V (GND)}$ 、 $V_{REF} = 2.5\text{ V}$ 、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $G = 5$ 、 $R_L = 100\text{ k}\Omega$  (GNDへ接続)。

表 2.

Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
COMMON-MODE REJECTION RATIO (CMRR)	$V_S = \pm 2.5\text{ V}$ , $V_{REF} = 0\text{ V}$ $V_{CM} = -1.8\text{ V to } +1.8\text{ V}$				
CMRR DC					
G = 5		86	94		dB
G = 10		90	100		dB
G = 100		100	110		dB
G = 200		100	110		dB
NOISE					
Voltage Noise Spectral Density, RTI	$f = 1\text{ kHz}$ , $G = 5$		76		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz					
G = 5			4		$\mu\text{V p-p}$
G = 200			4		$\mu\text{V p-p}$
Current Noise			15		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
VOLTAGE OFFSET					
Input Offset, $V_{OS}$				3.5	mV
Average Temperature Coefficient (TC)	$-40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$		2.5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset RTI vs. Supply (PSR)	$V_S = 1.8\text{ V to } 5\text{ V}$				
G = 5		100	120		dB
G = 10		110	126		dB
G = 100		110	130		dB
G = 200		110	130		dB
INPUT CURRENT					
Input Bias Current			1	10	pA
Overtemperature	$-40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$			100	pA
Input Offset Current	$-40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$			600	pA
Overtemperature	$-40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$		0.5	5	pA
Overtemperature	$-40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$			50	pA
Overtemperature	$-40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$			130	pA
DYNAMIC RESPONSE					
Small Signal Bandwidth, $-3\text{ dB}$					
G = 5			23		kHz
G = 10			9		kHz
G = 100			0.8		kHz
G = 200			0.4		kHz
Settling Time 0.01%	$V_{OUT} = 4\text{ V step}$				
G = 5			444		$\mu\text{s}$
G = 10			456		$\mu\text{s}$
G = 100			992		$\mu\text{s}$
G = 200			1816		$\mu\text{s}$
Slew Rate					
G = 5 to 100			9		mV/ $\mu\text{s}$
GAIN					
Gain Range	$G = 5 + 420\text{ k}\Omega/R_G$	5		200 <sup>1</sup>	V/V
Gain Error	$V_S = \pm 2.5\text{ V}$ , $V_{REF} = 0\text{ V}$ , $V_{OUT} = -2\text{ V to } +2\text{ V}$				
G = 5			0.005	0.05	%
G = 10			0.03	0.2	%
G = 100			0.06	0.2	%
G = 200			0.15	0.3	%
Nonlinearity	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ or $100\text{ k}\Omega$				
G = 5			2	10	ppm

Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit	
G = 10	-40°C to +125°C		1.2	10	ppm	
G = 100			0.5	10	ppm	
G = 200			0.5	10	ppm	
Gain vs. Temperature G = 5			0.25	1	ppm/°C	
G > 10				-50	ppm/°C	
<b>INPUT</b>						
Differential Impedance	-40°C to +125°C		440  1.6		GΩ  pF	
Common-Mode Impedance			110  6.2		GΩ  pF	
Input Voltage Range		0		+V <sub>S</sub>	V	
<b>OUTPUT</b>						
Output Voltage High, V <sub>OH</sub>	R <sub>L</sub> = 100 kΩ	4.98	4.99		V	
	-40°C to +125°C	4.98			V	
Output Voltage Low, V <sub>OL</sub>	R <sub>L</sub> = 10 kΩ	4.9	4.95		V	
	-40°C to +125°C	4.9			V	
	R <sub>L</sub> = 100 kΩ		2	5	mV	
	-40°C to +125°C			5	mV	
Short-Circuit Limit, I <sub>SC</sub>	R <sub>L</sub> = 10 kΩ		10	25	mV	
	-40°C to +125°C			30	mV	
			±55		mA	
<b>REFERENCE INPUT</b>						
R <sub>IN</sub>	-IN, +IN = 0 V		210		kΩ	
I <sub>IN</sub>			20		nA	
Voltage Range			-V <sub>S</sub>		+V <sub>S</sub>	V
Gain to Output			1			V/V
<b>POWER SUPPLY</b>						
Operating Range	-40°C to +125°C	1.8		5.5	V	
Quiescent Current			30	40	μA	
Overtemperature				50	μA	
<b>TEMPERATURE RANGE</b>						
For Specified Performance		-40		+125	°C	

<sup>1</sup> AD8236 の仕様には低から中ゲインのみ記載してありますが、200 以上のゲインも設定可能です。

特に指定がない限り、 $+V_S = 1.8\text{ V}$ 、 $-V_S = 0\text{ V (GND)}$ 、 $V_{REF} = 0.9\text{ V}$ 、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $G = 5$ 、 $R_L = 100\text{ k}\Omega$  (GNDへ接続)。

表 3.

Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
COMMON-MODE REJECTION RATIO (CMRR)	$V_S = \pm 0.9\text{ V}$ , $V_{REF} = 0\text{ V}$ $V_{CM} = -0.6\text{ V to } +0.6\text{ V}$				
CMRR DC					
G = 5		86	94		dB
G = 10		90	100		dB
G = 100		100	110		dB
G = 200		100	110		dB
NOISE					
Voltage Noise Spectral Density, RTI	$f = 1\text{ kHz}$ , $G = 5$		76		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz					
G = 5			4		$\mu\text{V p-p}$
G = 200			4		$\mu\text{V p-p}$
Current Noise			15		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
VOLTAGE OFFSET					
Input Offset, $V_{OS}$				3.5	mV
Average Temperature Coefficient (TC)	$-40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$		2.5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset RTI vs. Supply (PSR)	$V_S = 1.8\text{ V to } 5\text{ V}$				
G = 5		100	120		dB
G = 10		110	126		dB
G = 100		110	130		dB
G = 200		110	130		dB
INPUT CURRENT					
Input Bias Current			1	10	pA
Overtemperature	$-40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$			100	pA
	$-40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$			600	pA
Input Offset Current			0.5	5	pA
Overtemperature	$-40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$			50	pA
	$-40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$			130	pA
DYNAMIC RESPONSE					
Small Signal Bandwidth, $-3\text{ dB}$					
G = 5			23		kHz
G = 10			9		kHz
G = 100			0.8		kHz
G = 200			0.4		kHz
Settling Time 0.01%	$V_{OUT} = 1.4\text{ V step}$				
G = 5			143		$\mu\text{s}$
G = 10			178		$\mu\text{s}$
G = 100			1000		$\mu\text{s}$
G = 200			1864		$\mu\text{s}$
Slew Rate					
G = 5 to 100			11		mV/ $\mu\text{s}$
GAIN					
Gain Range	$G = 5 + 420\text{ k}\Omega/R_G$	5		200 <sup>1</sup>	V/V
Gain Error	$V_S = \pm 0.9\text{ V}$ , $V_{REF} = 0\text{ V}$ , $V_{OUT} = -0.6\text{ V to } +0.6\text{ V}$				
G = 5			0.005	0.05	%
G = 10			0.03	0.2	%
G = 100			0.06	0.2	%
G = 200			0.15	0.3	%
Nonlinearity	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ or $100\text{ k}\Omega$				
G = 5			1	10	ppm
G = 10			1	10	ppm
G = 100			0.5	10	ppm

Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
G = 200			0.4	10	ppm
Gain vs. Temperature	-40°C to +125°C				
G = 5			0.25	1	ppm/°C
G > 10				-50	ppm/°C
INPUT					
Differential Impedance			440  1.6		GΩ  pF
Common-Mode Impedance			110  6.2		GΩ  pF
Input Voltage Range	-40°C to +125°C	0		+V <sub>S</sub>	V
OUTPUT					
Output Voltage High, V <sub>OH</sub>	R <sub>L</sub> = 100 kΩ	1.78	1.79		V
	-40°C to +125°C	1.78			V
	R <sub>L</sub> = 10 kΩ	1.65	1.75		V
	-40°C to +125°C	1.65			V
Output Voltage Low, V <sub>OL</sub>	R <sub>L</sub> = 100 kΩ		2	5	mV
	-40°C to +125°C			5	mV
	R <sub>L</sub> = 10 kΩ		12	25	mV
	-40°C to +125°C			25	mV
Short-Circuit Limit, I <sub>SC</sub>			±6		mA
REFERENCE INPUT					
R <sub>IN</sub>	-IN, +IN = 0 V		210		kΩ
I <sub>IN</sub>			20		nA
Voltage Range		-V <sub>S</sub>		+V <sub>S</sub>	V
Gain to Output			1		V/V
POWER SUPPLY					
Operating Range		1.8		5.5	V
Quiescent Current			33	40	μA
Overtemperature	-40°C to +125°C			50	μA
TEMPERATURE RANGE					
For Specified Performance		-40		+125	°C

<sup>1</sup> AD8236 の仕様には低から中ゲインのみ記載してありますが、200以上のゲインも設定可能です。

## 絶対最大定格

表 4.

Parameter	Rating
Supply Voltage	6 V
Power Dissipation	See Figure 3
Output Short-Circuit Current	55 mA
Input Voltage (Common Mode)	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	$\pm V_S$
Storage Temperature Range	-65°C to +125°C
Operating Temperature Range	-40°C to +125°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C
Junction Temperature	140°C
$\theta_{JA}$ (4-Layer JEDEC Standard Board)	
8-Lead MSOP	135°C/W
Package Glass Transition Temperature	
8-Lead MSOP	140°C
ESD	
Human Body Model	2 kV
Charge Device Model	1 kV
Machine Model	200 V

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規定のみを目的とするものであり、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ます。

### 最大消費電力

AD8236 のパッケージ内での安全な最大消費電力は、チップのジャンクション温度( $T_J$ )上昇により制限されます。チップをプラスチック封止すると、局所的にジャンクション温度に到達します。約 140 °C のガラス転移温度で、プラスチックの属性が変わります。この温度規定値を一時的に超えた場合でも、パッケージからチップに加えらるる応力が変化して、AD8236 のパラメータ性能を永久的にシフトさせてしまうことがあります。

パッケージと PCB ( $\theta_{JA}$ ) の自然空冷時の熱特性、周囲温度( $T_A$ )、パッケージ( $P_D$ )内の合計消費電力によって、チップのジャンクション温度が決定されます。ジャンクション温度は次のように計算されます。

$$T_J = T_A + (P_D \times \theta_{JA})$$

パッケージ内の消費電力( $P_D$ )は、静止消費電力と全出力での負荷駆動に起因するパッケージ内の消費電力との和になります。静止電力は、電源ピン( $V_S$ )間の電圧に静止電流( $I_S$ )を乗算して計算されます。負荷( $R_L$ )は電源電圧の中点を基準とすると仮定すると、合計駆動電力は  $V_S/2 \times I_{OUT}$  になり、この電力がパッケージ内と負荷( $V_{OUT} \times I_{OUT}$ )で消費されます。

合計駆動電力と負荷電力の差が、パッケージ内で消費される駆動電力です。

$$P_D = \text{静止消費電力} + (\text{合計駆動電力} - \text{負荷消費電力})$$

$$P_D = (V_S \times I_S) + \left( \frac{V_S}{2} \times \frac{V_{OUT}}{R_L} \right) - \frac{V_{OUT}^2}{R_L}$$

RMS 出力電圧についても検討する必要があります。単電源動作の場合のように  $R_L$  が  $-V_S$  を基準とすると、合計駆動電力は  $V_S \times I_{OUT}$  になります。rms 信号レベルが不確定の場合は、電源電圧の中点を基準とする  $R_L$  に対して  $V_{OUT} = V_S/4$  とするときの、ワースト・ケースを検討します。

$$P_D = (V_S \times I_S) + \frac{(V_S/4)^2}{R_L}$$

$-V_S$  を基準とする  $R_L$  を使う単電源動作では、ワースト・ケースは  $V_{OUT} = V_S/2$  となります。

空気流があると放熱効果が良くなるため  $\theta_{JA}$  が小さくなります。さらに、メタル・パターン、スルー・ホール、グラウンド・プレーン、電源プレーンとパッケージ・ピンが直接接触する場合、これらのメタルによっても  $\theta_{JA}$  が小さくなります。

図 3 に、JEDEC 標準 4 層ボードに実装した 8 ピン MSOP パッケージについて、パッケージ内の最大安全消費電力対周囲温度を示します。

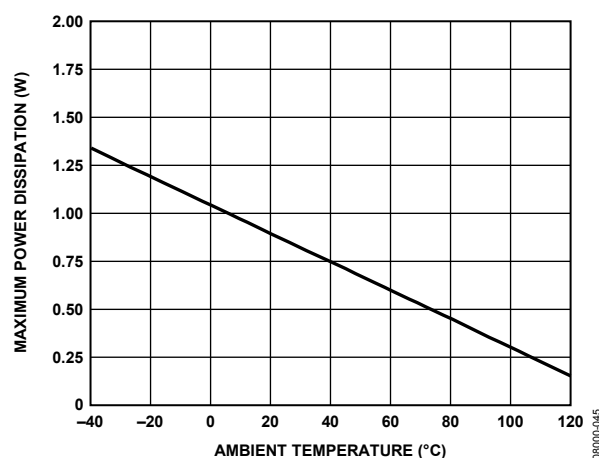


図 3. 周囲温度対最大消費電力

### ESDの注意



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説明

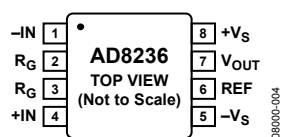


図 4. ピン配置

表 5. ピン機能の説明

ピン番号	記号	説明
1	-IN	負入力ピン (真の差動入力)
2、3	R <sub>G</sub>	ゲイン設定ピン (R <sub>G</sub> ピンに抵抗を接続します)
4	+IN	正入力ピン (真の差動入力)
5	-V <sub>S</sub>	負電源ピン
6	REF	リファレンス電圧ピン (低インピーダンス電圧源でこのピンを駆動して出力をレベルシフトします)
7	V <sub>OUT</sub>	出力ピン
8	+V <sub>S</sub>	正電源ピン



## 代表的な性能特性

特に指定がない限り、 $G = 5$ 、 $+V_S = 5\text{ V}$ 、 $V_{REF} = 2.5\text{ V}$ 、 $R_L = 100\text{ k}\Omega$  (GNDへ接続)、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

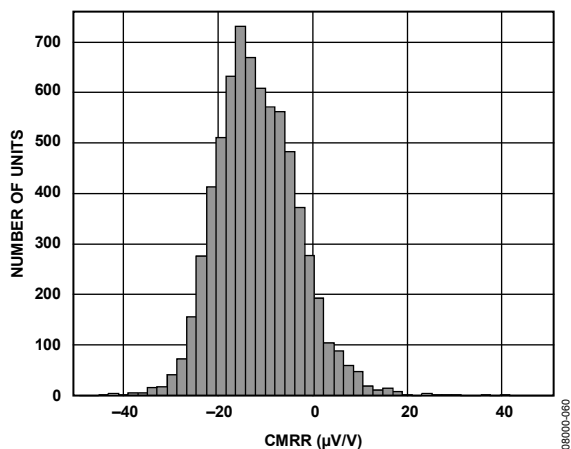


図 5. CMRR(Typ)の分布、 $G = 5$

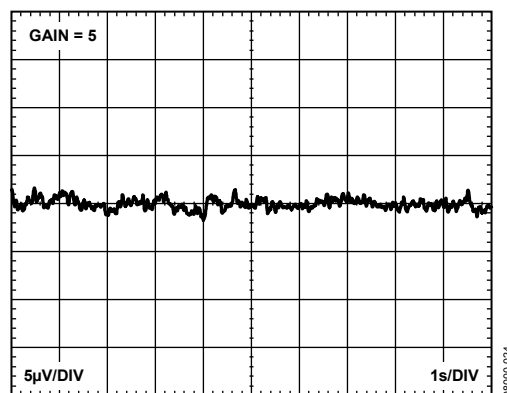


図 8. 8.01 Hz~10 Hz の RTI 電圧ノイズ

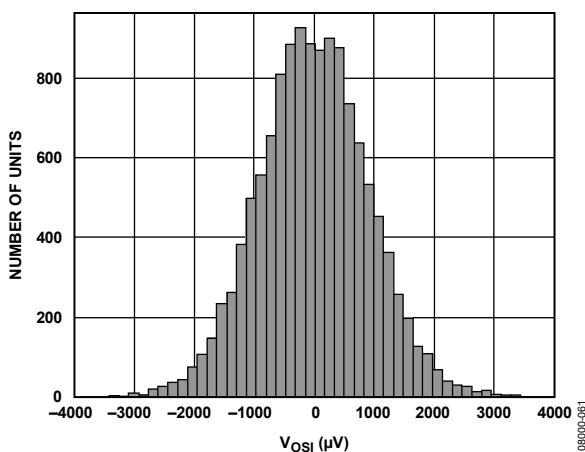


図 6. 入力オフセット電圧の分布

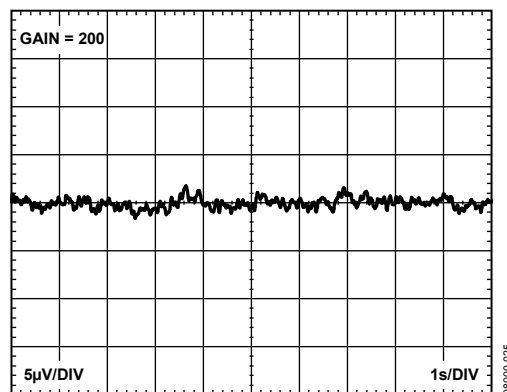


図 9. 9.01 Hz~10 Hz の RTI 電圧ノイズ

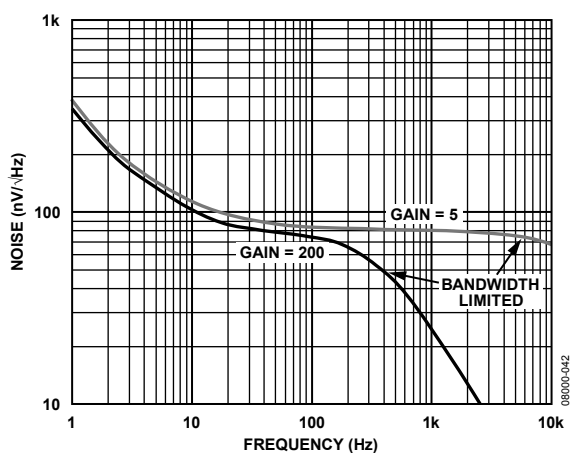


図 7. 電圧ノイズ・スペクトル密度の周波数特性

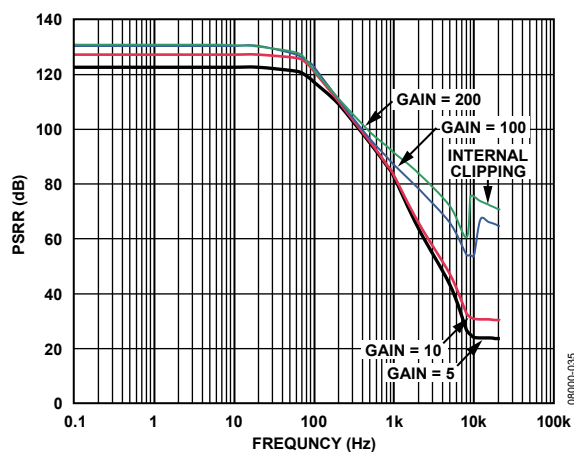


図 10. 正 PSRR の周波数特性  
RTI、 $V_S = \pm 0.9\text{ V}$ 、 $\pm 2.5\text{ V}$ 、 $V_{REF} = 0\text{ V}$

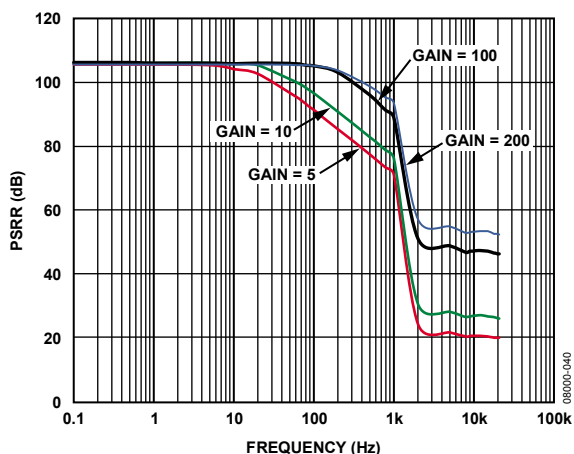


図 11.負 PSRR の周波数特性  
RTI、 $V_S = \pm 0.9\text{ V}$ 、 $\pm 2.5\text{ V}$ 、 $V_{REF} = 0\text{ V}$

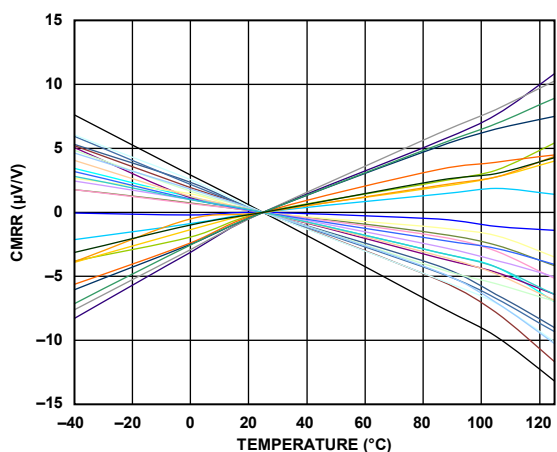


図 14.CMRR 変化の温度特性  
 $G = 5$ 、 $25^\circ\text{C}$  で正規化

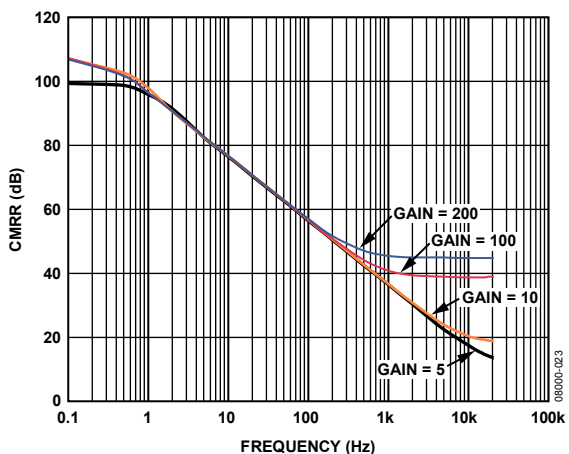


図 12.CMRR の周波数特性、RTI

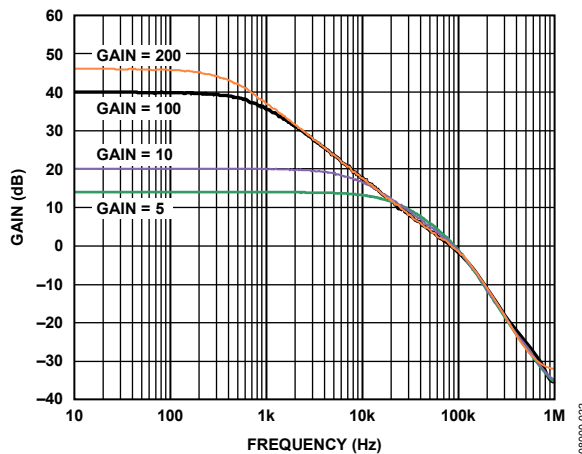


図 15.ゲインの周波数特性  
 $V_S = 1.8\text{ V}$ 、 $5\text{ V}$

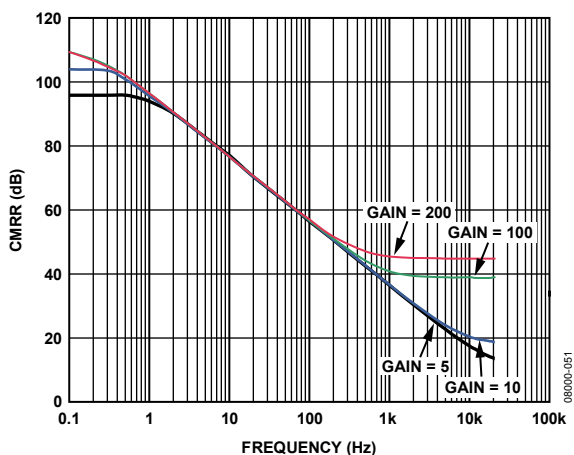


図 13.CMRR の周波数特性、 $1\text{ k}\Omega$  ソース不平衡、RTI

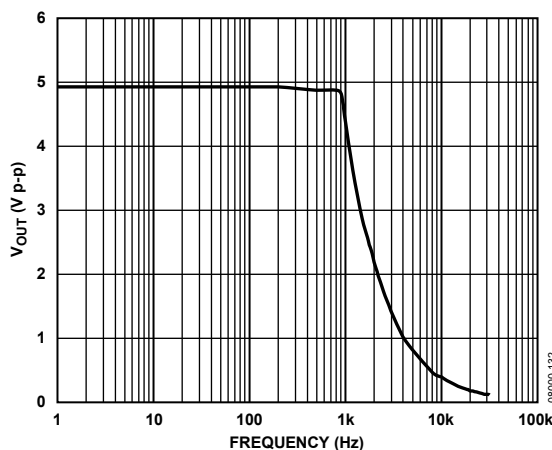


図 16.最大出力電圧の周波数特性

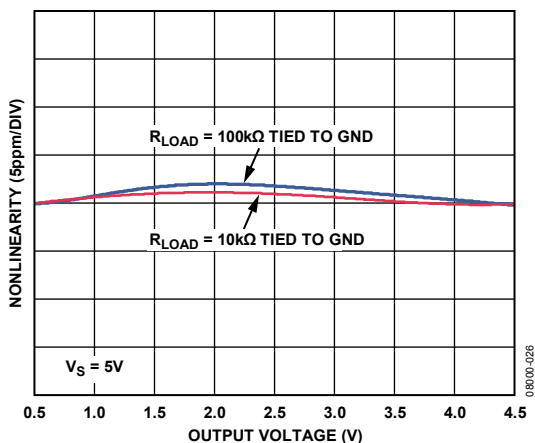


図 17.ゲイン非直線性、G = 5

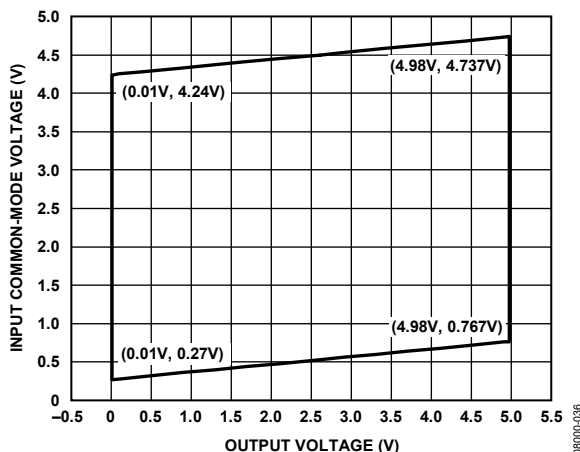


図 20.出力電圧対入力同相モード電圧範囲  
G = 5、 $V_S = 5V$ 、 $V_{REF} = 2.5V$

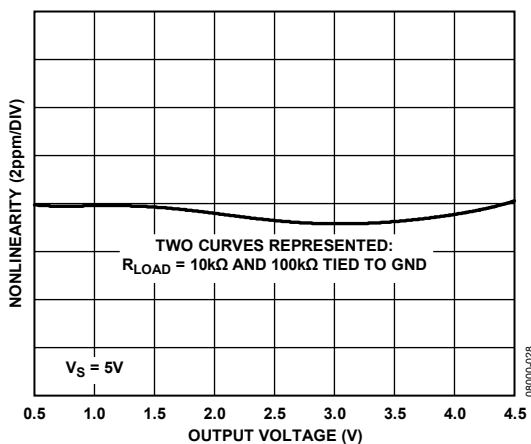


図 18.ゲイン非直線性、G = 10

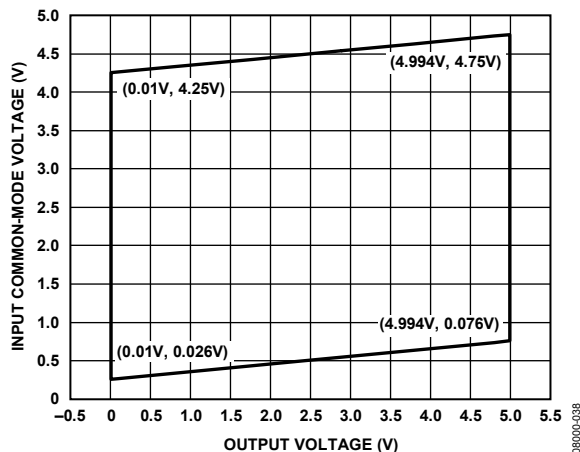


図 21.出力電圧対入力同相モード電圧範囲  
G = 200、 $V_S = 5V$ 、 $V_{REF} = 2.5V$

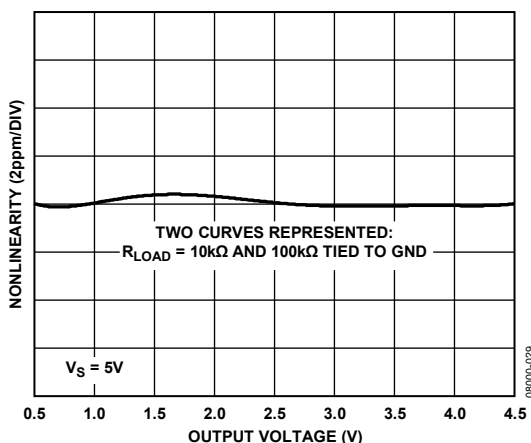


図 19.ゲイン非直線性、G = 200

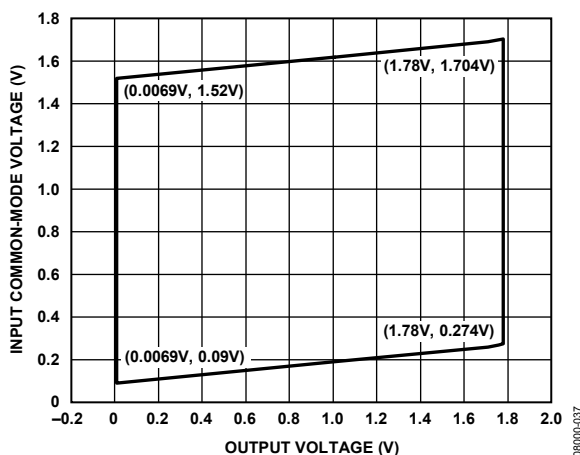


図 22.出力電圧対入力同相モード電圧範囲  
G = 5、 $V_S = 1.8V$ 、 $V_{REF} = 0.9V$

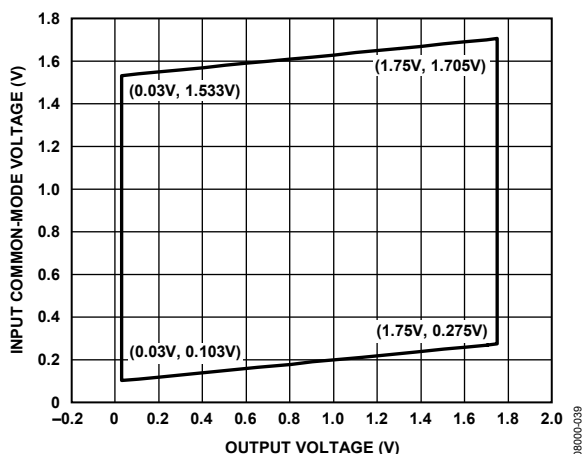


図 23. 出力電圧対入力同相モード電圧範囲  
 $G = 200$ 、 $V_S = 1.8 \text{ V}$ 、 $V_{REF} = 0.9 \text{ V}$

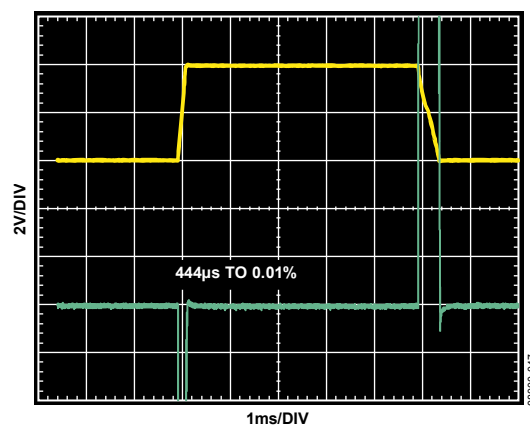


図 26. 大信号パルス応答とセトリング・タイム  
 $V_S = \pm 2.5 \text{ V}$ 、 $V_{REF} = 0 \text{ V}$ 、 $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  ( $V_{REF}$ へ接続)

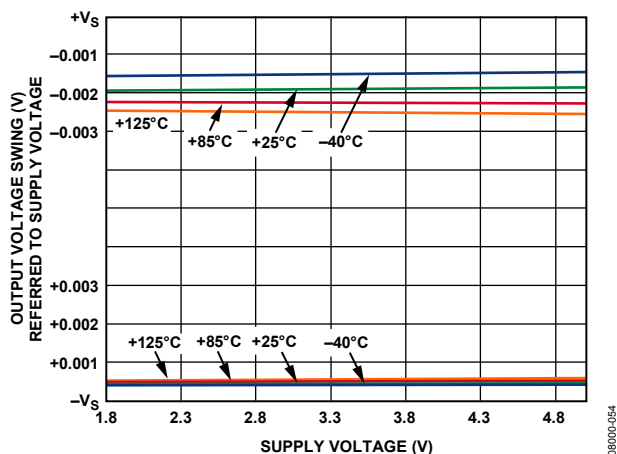


図 24. 電源電圧対出力電圧振幅  
 $V_S = \pm 0.9 \text{ V}$ 、 $\pm 2.5 \text{ V}$ 、 $V_{REF} = 0 \text{ V}$ 、 $R_L = 100 \text{ k}\Omega$  ( $-V_S$ へ接続)

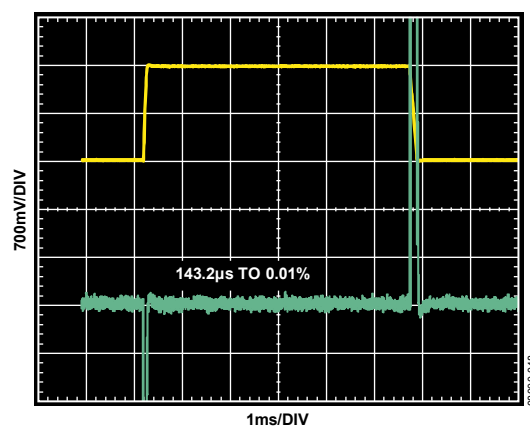


図 27. 大信号パルス応答とセトリング・タイム  
 $V_S = \pm 0.9 \text{ V}$ 、 $V_{REF} = 0 \text{ V}$ 、 $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  ( $V_{REF}$ へ接続)

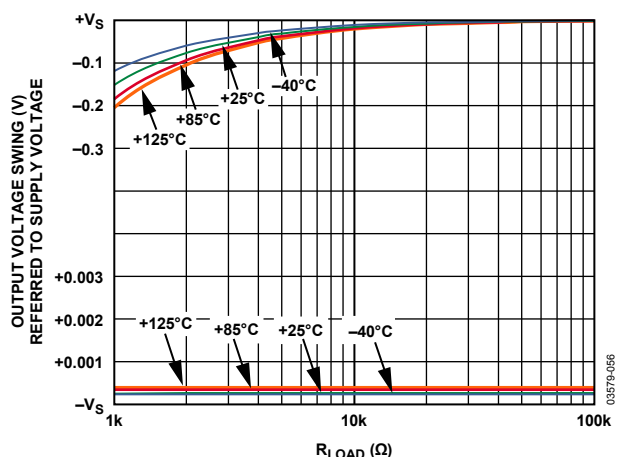


図 25. 負荷抵抗対出力電圧振幅  
 $V_S = \pm 0.9 \text{ V}$ 、 $\pm 2.5 \text{ V}$ 、 $V_{REF} = 0 \text{ V}$ 、 $R_L = 100 \text{ k}\Omega$  ( $-V_S$ へ接続)

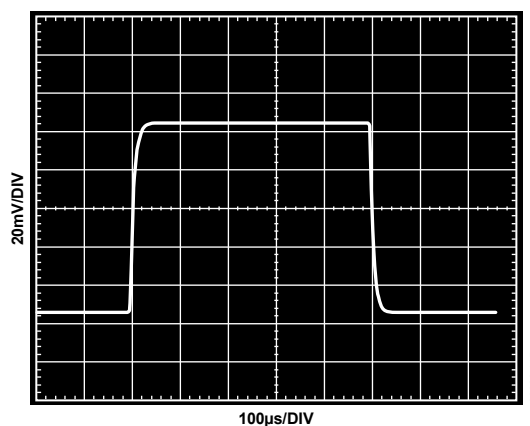


図 28. 小信号パルス応答  
 $G = 5$ 、 $V_S = \pm 2.5 \text{ V}$ 、 $V_{REF} = 0 \text{ V}$   
 $R_L = 100 \text{ k}\Omega$  ( $V_{REF}$ へ接続)、 $C_L = 100 \text{ pF}$

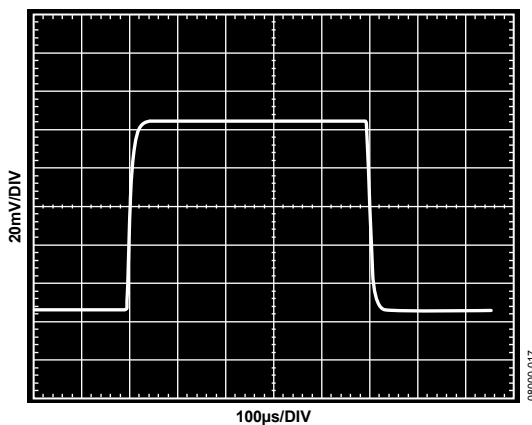


図 29.小信号パルス応答  
 $G = 5$ 、 $C_L = 100 \text{ pF}$ 、 $V_S = \pm 0.9 \text{ V}$   
 $V_{REF} = 0 \text{ V}$ 、 $R_L = 100 \text{ k}\Omega$  ( $V_{REF}$  へ接続)

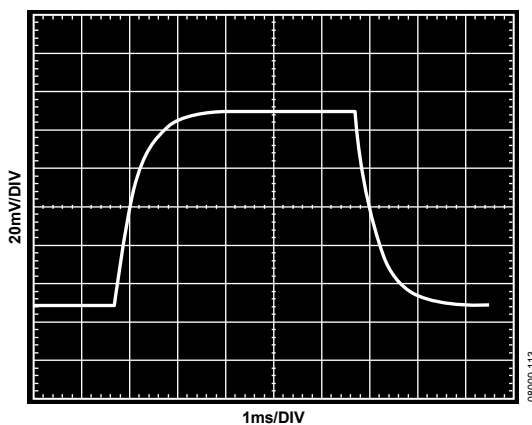


図 30.小信号パルス応答  
 $G = 200$ 、 $C_L = 100 \text{ pF}$ 、 $V_S = 2.5 \text{ V}$   
 $V_{REF} = 0 \text{ V}$ 、 $R_L = 100 \text{ k}\Omega$  ( $V_{REF}$  へ接続)

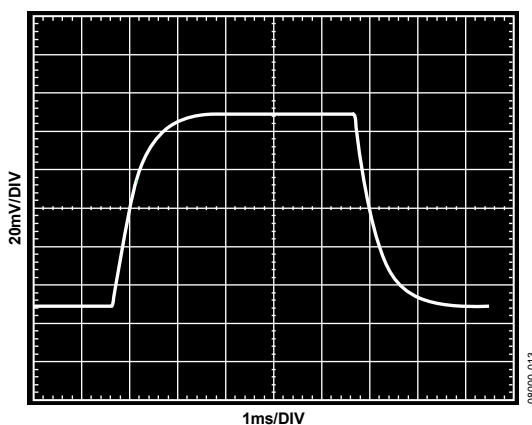


図 31.小信号パルス応答  
 $G = 200$ 、 $C_L = 100 \text{ pF}$ 、 $V_S = 0.9 \text{ V}$   
 $V_{REF} = 0 \text{ V}$ 、 $R_L = 100 \text{ k}\Omega$  ( $V_{REF}$  へ接続)

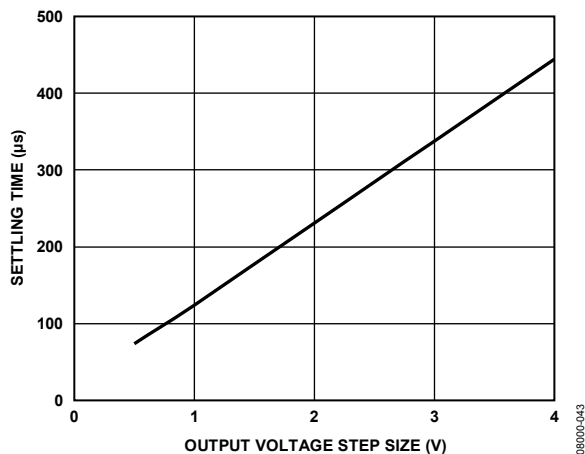


図 32.出力電圧ステップ・サイズ対セトリング・タイム  
 $V_S = \pm 2.5 \text{ V}$ 、 $V_{REF} = 0 \text{ V}$ 、 $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  ( $V_{REF}$  へ接続)

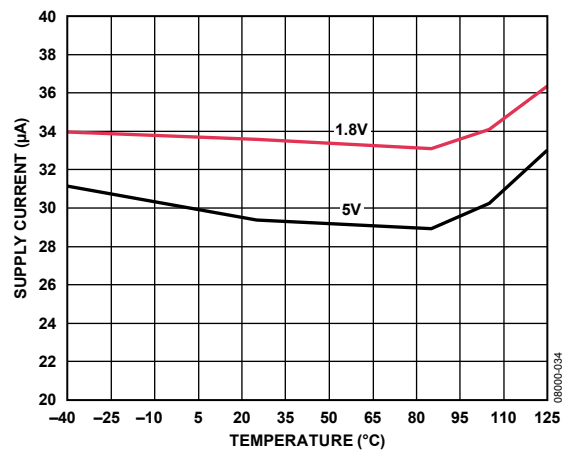


図 33.総合電源電流の温度特性

## 動作原理

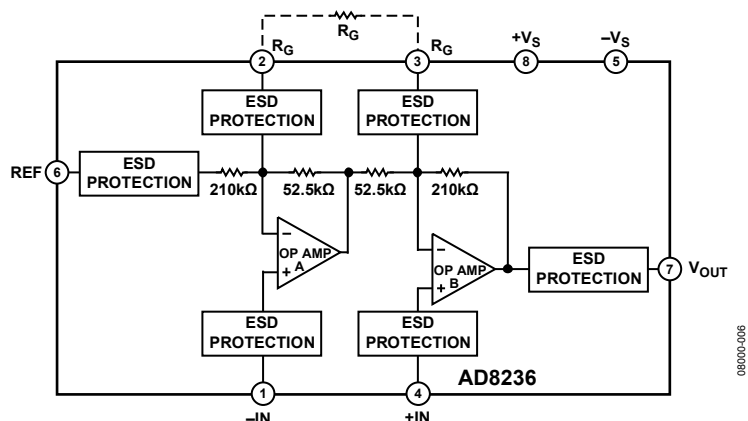


図 34.簡略化した回路図

AD8236 は 2 オペアンプ構成のモノリシック計装アンプです。このデバイスは、サイズと低静止電流が最優先の低消費電力ポータブル・アプリケーション向けにデザインされています。例えば、低い電圧のバッテリーで動作する場合、レールtoレールの入力ステージと出力ステージによりダイナミック・レンジを大きくします。AD8236 は、相補差動対ステージを使用するため非直線性の問題を持つ従来型レールtoレール入力アンプとは異なり、内部で電源レールを持ち上げてアンプのレールtoレール動作を可能にし、かつ 0.5 ppm と小さい非直線性を可能にする新しいアーキテクチャを採用しています。さらに、この 2 オペアンプ構成の計装アンプ・アーキテクチャは、広い同相モード電圧範囲も提供します。詳細については、同相モード入力電圧範囲のセクションで説明します。高精度レーザ・トリム抵抗により、AD8236 は  $G = 5$  かつゲイン精度 = 0.05% (最大)で、86 dB (最小)もの高いCMRRを持っています。

### 基本動作

AD8236 は、正入力 (+IN)と負入力 (-IN)との間の差を増幅します。REF ピンを使うと、出力信号をレベルシフトすることができます。この機能は、フィルタまたは A/Dコンバータ (ADC)にインターフェースする際に便利です。図 35に、基本セットアップを示します。図 37 に、両電源でAD8236 を動作させる構成例を示します。AD8236 の式は次のようになります。

$$V_{OUT} = G \times (VINP - VINM) + VREF$$

ゲイン設定抵抗を実装しない場合は、デフォルト・ゲインは  $G = 5$  になります。ゲインの選択のセクションで、ゲイン  $G$  の設定方法を説明します。

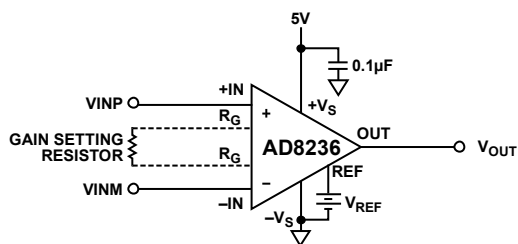


図 35.基本セットアップ

### ゲインの選択

$R_G$ ピン間に抵抗を接続すると、AD8236 のゲインが設定されます。ゲインは、表 6からまたは次式を使って求めることができます。

$$R_G = \frac{420 \text{ k}\Omega}{G - 5}$$

表 6.1%抵抗を使った場合のゲイン

1% Standard Table Value of $R_G$ ( $\Omega$ )	Calculated Gain
422 k	6.0
210 k	7.0
140 k	8.0
105 k	9.0
84.5 k	10.0
28 k	20.0
9.31 k	50.1
4.42 k	100.0
2.15 k	200.3

ゲイン抵抗を使わない場合は、AD8236 は  $G = 5$  (デフォルト)に設定されます。ゲイン精度は、 $R_G$ の絶対偏差により決定されます。外付けゲイン抵抗の TC により、計装アンプのゲイン・ドリフトが大きくなります。ゲイン抵抗を使用しない場合、ゲイン誤差とゲイン・ドリフトは最小に維持されます。

## レイアウト

最大のシステム性能を得るためにはボード・レイアウトを注意深く行う必要があります。AD8236 の小さい入力バイアス電流の利用を必要とするアプリケーションでは、リーク電流を小さくするため入力パスの下に金属を配置しないでください。

## グラウンド接続

AD8236 の出力電圧は、リファレンス・ピンREFの電位を基準にしています。最も正確な出力を安定して得るためには、REFピンからのパターンはAD8236のローカル・グラウンド(図 37)またはAD8236のローカル・グラウンド(図 35)を基準とする電圧に接続する必要があります。

## REFピン

リファレンス・ピンREFは 210 kΩ抵抗の一端に接続されています(図 34参照)。計装アンプの出力は、REFピンの電圧を基準にしています。これは出力信号をコモン以外の電圧にオフセットさせる際に便利です。例えば、電圧源をREFピンに接続して、AD8236 がADCとインターフェースできるように、出力をレベル・シフトさせることができます。許容リファレンス電圧範囲は、ゲイン、同相モード入力、電源電圧の関数になります。REFピンは、 $+V_S$ または $-V_S$ を 0.5 V以上超えることはできません。最適性能を得るためには、特に出力がREFピンを基準としない場合には、REFピンへ接続されるソース・インピーダンスを小さく維持して、寄生抵抗がCMRRとゲイン精度に悪影響を与えないようにする必要があります。図 36 に、ミッドスケール・リファレンス電圧が必要な場合に、REFピンに対し低ソース・インピーダンスを提供するオペアンプの構成方法を示します。

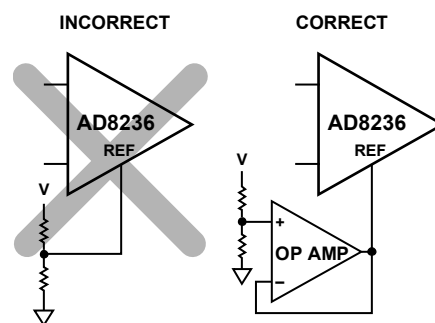


図 36. REF ピンの駆動

## 電源のレギュレーションとバイパス

AD8236 は高い電源除去比 (PSRR)を持っていますが、最適性能を得るためには、安定な DC 電圧を使って計装アンプに電源を供給する必要があります。電源ピンのノイズは性能に悪影響を与えることがあります。すべてのリニア回路と同様に、バイパス・コンデンサを使ってアンプをデカップリングする必要があります。

0.1μFのコンデンサを各電源ピンの近くに接続する必要があります。10 μFのタンタル・コンデンサをデバイスから離れたところに接続することができます(図 37参照)。多くの場合、このコンデンサは他の高精度ICと共用することができます。

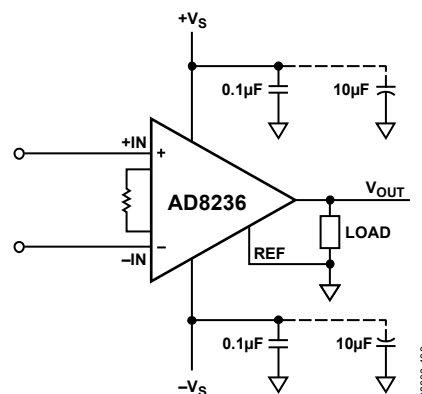
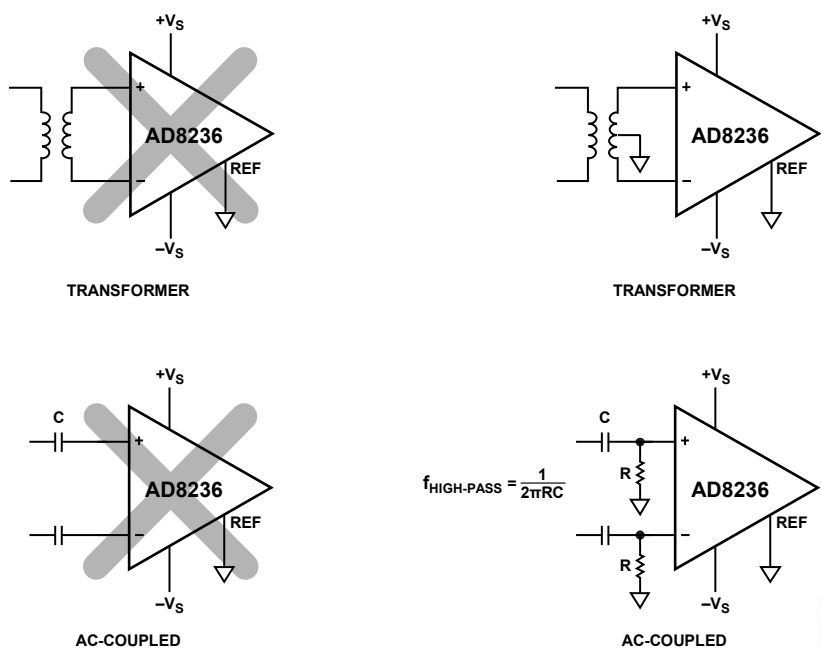


図 37. 電源のデカップリング、REF、グラウンド基準の出力

図 38. I<sub>BIAS</sub> パスの構成

## 入力バイアス電流のリターン・パス

AD8236 の入力バイアス電流は極めて小さく 10 pA 以下です。それでも入力バイアス電流には、コモンへのリターン・パスが必要です。トランスのように信号源にリターン電流パスがない場合には、これを設ける必要があります(図 38 参照)。

## 入力保護

AD8236 のすべてのピンは、ESD に対して保護されています。さらに、この入力構造では DC 過負荷状態として正電源電圧の上へダイオード電圧 1 個分と負電源電圧の下へダイオード電圧 1 個分を許容しています。電源のダイオード電圧を超える電圧では ESD ダイオードが導通して、ダイオードに電流が流れます。このため、外付け抵抗を各入力に直列に接続して、+V<sub>S</sub> を超える電圧に対して電流を制限する必要があります。いずれの場合でも、AD8236 は室温で 6 mA の連続電流を安全に処理することができます。

心臓除細動器のように AD8236 に非常に大きな過負荷電圧が入力されるアプリケーションの場合には、外付け直列抵抗と、BAV199L、FJH1100、または SP720 のようなローリーク・ダイオード・クランプを使う必要があります。

## RF 干渉

強い RF 信号が存在するアプリケーションでは、RF の整流がしばしば問題になります。問題は小さい DC オフセット電圧として現れます。AD8236 の各入力のゲート容量 C<sub>G</sub> は 3.1 pF です。一致した直列抵抗は高周波での整流を抑えるローパス・フィルタを構成します(図 39 参照)。外付けの一致した直列抵抗と内部ゲート容量との関係は、次式で表されます。

$$FilterFreq_{DIFF} = \frac{1}{2\pi RC_G}$$

$$FilterFreq_M = \frac{1}{2\pi RC_G}$$

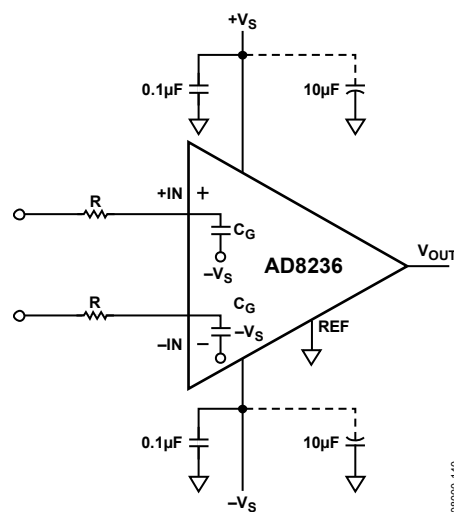


図 39. 外付けコンデンサなしの RFI フィルタ機能



小さいソース抵抗の使用時に高周波同相モード信号を除去するために、ローパス RC回路を計装アンプ入力に接続することができます(図 40参照)。このフィルタは、次式の関係を使って入力信号の帯域幅を制限します。

$$FilterFreq_{DIFF} = \frac{1}{2\pi R(2C_D + C_C + C_G)}$$

$$FilterFreq_M = \frac{1}{2\pi R(C_C + C_G)}$$

$C_C$  コンデンサが一致しないと、ローパス・フィルタが一致しません。この不平衡により、AD8236 は同相モード信号として扱うべきところを差動信号として扱ってしまいます。外付け  $C_C$  コンデンサ不一致の影響を小さくするためには、 $C_D$  の値を  $(10 \times C_C)$  以上にしてください。これにより、差動フィルタ周波数が同相モード周波数より低く設定されます。

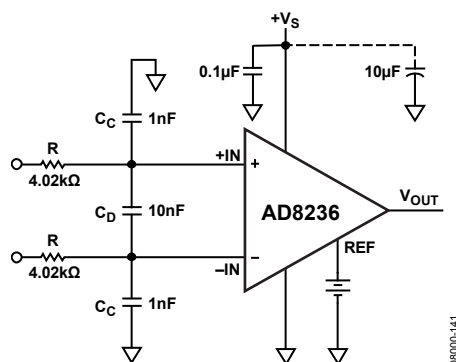


図 40.RFI の除去

## 同相モード入力電圧範囲

同相モード入力電圧範囲は、入力電圧、リファレンス電圧、電源電圧、内部オペアンプ A 出力の関数になります。図 34 に AD8236 の内部ノードを示します。図 20 ~ 図 23 に、代表的な電源電圧とゲインに対する同相モード電圧範囲を示します。

電源電圧とリファレンス電圧が図 20~図 23 に記載されていない場合は、次の方法を使って同相モード電圧範囲を計算することができます。

1. 表 2 と表 3 に示す入力、出力、リファレンス電圧範囲に従います。
2. 内部オペアンプ A の出力を計算します。次式でこの出力を計算します。

$$A = \frac{5}{4} \left( V_{CM} - \frac{V_{DIFF}}{2} \right) - \frac{52.5 \text{ k}\Omega}{R_G} V_{DIFF} - \frac{V_{REF}}{4}$$

ここで、

$V_{DIFF}$  は入力電圧の差。

$V_{DIFF} = V_{INP} - V_{INM}$ 。

$V_{CM}$  は同相モード電圧。

$V_{CM} = (V_{INP} + V_{INM})/2$ 。

ゲイン設定抵抗  $R_G$  を使用しない場合は、 $R_G$  は無限大とします。

3. A を両電源レールの内側 10 mV 以内に維持します。これは  $-40^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$  の温度範囲で有効です。

$$-V_S + 10 \text{ mV} < A < +V_S - 10 \text{ mV}$$

## アプリケーション情報

### AC結合の計装アンプ

帰還内でAD8236に積分器を接続して、ハイパス・フィルタを構成することができます(図41参照)。この回路は、DC電圧とオフセットを除去するときに使うことができます。低い周波数で、コンデンサCのインピーダンスは高くなります。このため、積分器のゲインが大きくなります。AD8236出力のDC電圧が反転され、積分器によりゲインが与えられます。反転信号がREFピンに戻されて、出力をゼロにします。これに対して高い周波数では、インピーダンスCが低くなるため積分器のゲインが小さくなります。高い周波数での電圧変化は反転されますが、ゲインは小さくなります。信号がREFピンに入力されますが、出力をゼロにするほど大きくありません。非常に高い周波数で、コンデンサは短絡として機能します。オペアンプはゲイン=1です。このため、高い周波数の信号は通過することができます。

信号が $f_{\text{HIGH-PASS}}$ を超えると、AD8236はコンデショニング済みの入力信号を出力します。

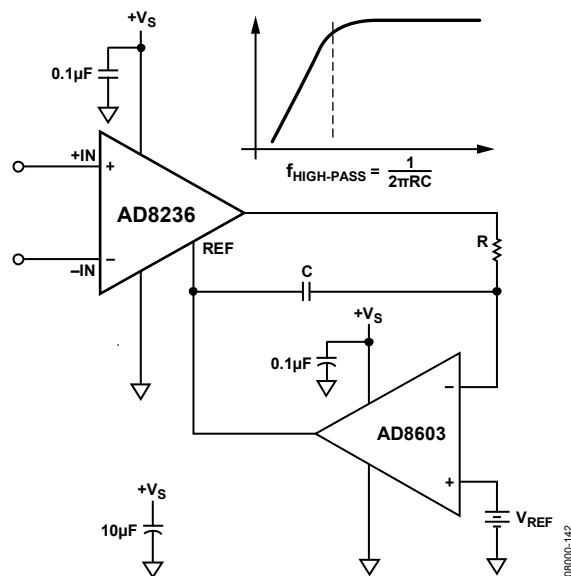


図 41.AC 結合回路

## 低消費電力心拍モニタ

AD8236 は低消費電力と小型であるため、心拍モニタに対する優れた選択肢になっています。図 42に示すように、AD8236 は人体の生体電位信号を測定します。同相モード信号を除去し、 $G = 5$  のプライマリ・ゲイン・ステージ・セットとして機能します。4.7  $\mu\text{F}$  のコンデンサと 100  $\text{k}\Omega$  の抵抗により、計装アンプの後ろのハイパス・フィルタの  $-3 \text{ dB}$  カットオフを設定します。電極のハーフ・セル・オーバーポテンシャルから生じる差動 DC オフセットを除去します。

$G = 403$  に設定されたセカンダリ・ゲイン・ステージは ECG 信号を増幅し、その出力は  $-3 \text{ dB}$  カットオフ = 48 Hz の 2 次ローパス・フィルタ(ベッセル・フィルタ)へ送られます。324  $\Omega$  の抵抗と 1  $\mu\text{F}$  のコンデンサは折り返し防止フィルタとして機能します。1  $\mu\text{F}$  のコンデンサも、ADC のスイッチド・キャパシタ入力ステージに対する電荷リザーバとして機能します。

この回路は、AD8609 低消費電力クワッド・オペアンプを使ってデザイン/テストされました。4 番目のオペアンプはシュミット・トリガとして構成され、右腕または左腕から電極が外れたか否かを表示します。この抵抗は AD8236 入力の 953  $\text{k}\Omega$  抵抗と組み合わせて使用して、電極が人体から離れたとき入力をプルアップ/プルダウンします。シュミット・トリガはアクティブ・ロー信号を送信して、リード・オフ状態を表示します。

リファレンス電極 (右脚) はグラウンドに接続されます。同様に、電極ケーブルのシールドもグラウンドに接続されます。ポータブル心拍モニタによっては、2 つ目の電極がないこともあります。このような場合には、AD8236 の負入力 は GND へ接続することができます。

この回路は AD8236 の機能を示す目的でのみ示してあることに注意してください。医用安全性ガイドラインに準拠するためにはさらに追加すべき事項があります。

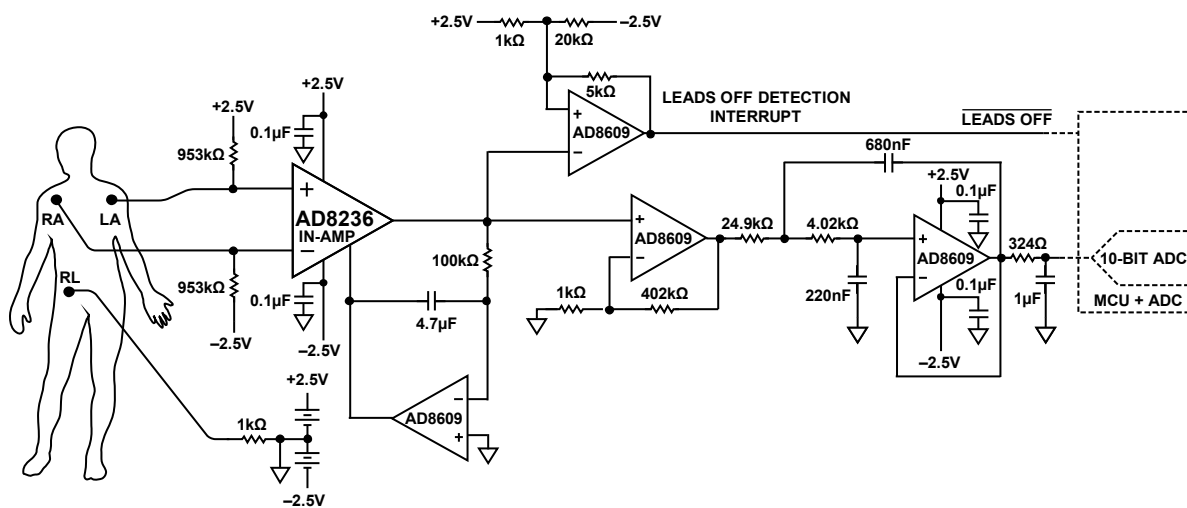
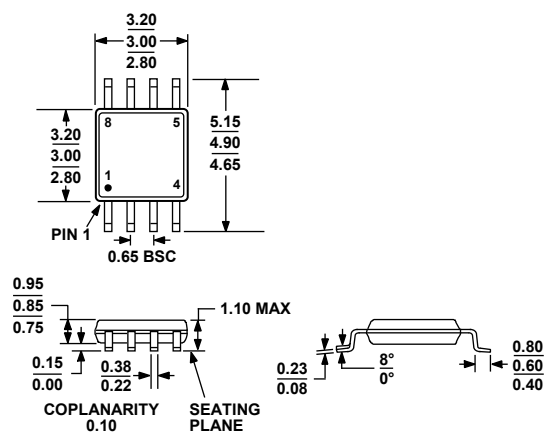


図 42. 低消費電力心拍モニタの回路例

## 外形寸法



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-187-AA

図 43.8 ピン・ミニ・スモール・アウトライン・パッケージ[MSOP]  
(RM-8)  
寸法: mm

## オーダー・ガイド

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option	Branding
AD8236ARMZ <sup>1</sup>	-40°C to +125°C	8-Lead MSOP	RM-8	Y1W
AD8236ARMZ-R7 <sup>1</sup>	-40°C to +125°C	8-Lead MSOP	RM-8	Y1W
AD8236ARMZ-RL <sup>1</sup>	-40°C to +125°C	8-Lead MSOP	RM-8	Y1W

<sup>1</sup> Z = RoHS 準拠製品