



# マイクロパワー、ゼロドリフト 真のレールtoレール計装アンプ

## データシート

## AD8237

### 特長

- 外付け抵抗 2本でゲイン設定  
すべてのゲインで低ゲイン・ドリフトが実現可能
- バッテリー駆動の計装機器に最適  
電源電流: 115  $\mu$ A  
レール to レールの入力および出力  
ゼロ入力クロスオーバー歪み
- 優れた DC 性能  
最小 CMRR: 106 dB  
最大オフセット電圧ドリフト: 0.3  $\mu$ V/ $^{\circ}$ C  
最大ゲイン誤差: 0.005% (全ゲインで)  
最大ゲイン・ドリフト: 0.5 ppm/ $^{\circ}$ C (全ゲインで)  
入力バイアス電流: 125 $^{\circ}$ C で 1 nA を保証
- 補償を調節する帯域幅モード・ピン(BW)を装備
- 8 kV の HBM ESD 定格
- RFI フィルタを内蔵
- 単電源動作: 1.8 V~5.5 V
- 8 ピン MSOP パッケージを採用

### アプリケーション

- ブリッジ・アンプ
- 圧力計測
- 医療計測機器
- 熱電対インターフェース
- 携帯型システム
- 電流計測

### 概要

AD8237 は、マイクロパワー、ゼロドリフト、レール to レール 入力/出力の計装アンプです。相対的に一致する 2 本の抵抗により、ゲインを 1~1000 に設定することができます。AD8237 は、比の一致する 2 本の抵抗により設定する任意のゲインで、優れたゲイン精度を持っています。

AD8237 は間接電流帰還アーキテクチャを採用して真のレール to レール機能を実現しています。AD8237 は従来型計装アンプとは異なり、電源電圧に等しいか、少し超える同相モード電圧を持つ信号をフルに増幅することができます。この機能により、高い同相モード電圧を持つアプリケーションで電源を小型化して、消費電力を削減することができます。

AD8237 は、携帯型システムに対する優れた選択肢です。AD8237 は、最小電源電圧 1.8 V、電源電流 115  $\mu$ A (typ)、広い入力範囲を持っているため、限られた電源条件を最大限活用して、ベンチトップ・システムに適する帯域幅性能とドリフト性能を提供します。

AD8237 は 8 ピンの MSOP パッケージを採用しています。性能

### ピン配置

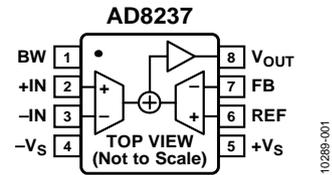


図 1.

表 1. 計装アンプの分類<sup>1</sup>

General Purpose	Zero Drift	Military Grade	Micropower	Digital Gain
AD8421	AD8237	AD620	AD8237	AD8250
AD8221/AD8222	AD8231	AD621	AD8420	AD8251
AD8220/AD8224	AD8293	AD524	AD8235/AD8236	AD8253
AD8228	AD8553	AD526	AD627	AD8231
AD8295	AD8556	AD624		
AD8226	AD8557			

<sup>1</sup>最新の計装アンプについては <http://www.analog.com/jp> を参照してください。

は、-40 $^{\circ}$ C~+125 $^{\circ}$ C の温度範囲で規定されています。

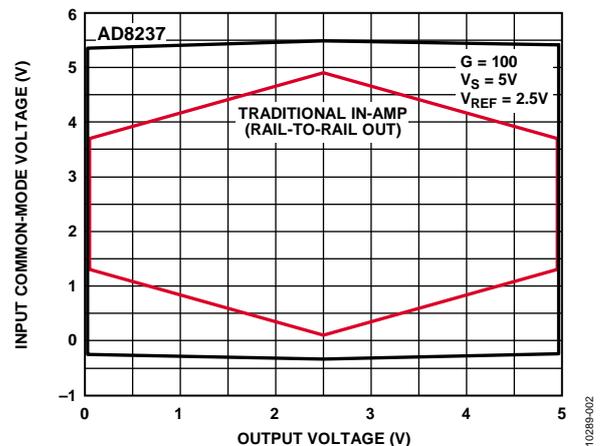


図 2. 出力電圧対入力同相モード電圧、+Vs = 5 V、G = 100

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、それぞれの所有者の財産です。  
※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。  
©2012 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

Rev. 0

アナログ・デバイセズ株式会社

本 社 / 〒105-6891 東京都港区海岸 1-16-1 ニューピア竹芝サウスタワービル  
電話 03 (5402) 8200  
大阪営業所 / 〒532-0003 大阪府大阪市淀川区宮原 3-5-36 新大阪トラストタワー  
電話 06 (6350) 6868

## 目次

特長 .....	1	クロックのフィードスルー .....	21
アプリケーション .....	1	入力電圧範囲 .....	21
ピン配置 .....	1	入力保護 .....	22
概要 .....	1	無線周波数干渉のフィルタリング .....	22
改訂履歴 .....	2	リファレンス電圧ピンの使用 .....	22
仕様 .....	3	レイアウト .....	23
絶対最大定格 .....	7	入力バイアス電流のリターン・パス .....	23
熱抵抗 .....	7	アプリケーション情報 .....	25
ESD の注意 .....	7	バッテリー電流のモニタ .....	25
ピン配置およびピン機能説明 .....	8	プログラマブルなゲインを持つ計装アンプ .....	25
代表的な性能特性 .....	9	ECG フロントエンドでの AD8237 の使用 .....	26
動作原理 .....	20	外形寸法 .....	27
アーキテクチャ .....	20	オーダー・ガイド .....	27
ゲインの設定 .....	20		
ゲイン精度 .....	21		

## 改訂履歴

8/12—Revision 0: Initial Version

## 仕様

特に指定がない限り、 $+V_S = +5\text{ V}$ 、 $-V_S = 0\text{ V}$ 、 $V_{REF} = 2.5\text{ V}$ 、 $V_{CM} = 2.5\text{ V}$ 、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $G = 1 \sim 1000$ 、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$  (グラウンドへ接続)、仕様は入力換算で規定。

表 2.

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
COMMON-MODE REJECTION RATIO (CMRR)	$V_{CM} = 0.1\text{ V to }4.9\text{ V}$				
CMRR at DC					
$G = 1, G = 10$		106	120		dB
$G = 100, G = 1000$		114	140		dB
Over Temperature ( $G = 1$ )	$T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$	104			dB
CMRR at 1 kHz			80		dB
NOISE					
Voltage Noise					
Spectral Density	$f = 1\text{ kHz}$		68		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Peak to Peak	$f = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}$		1.5		$\mu\text{V p-p}$
Current Noise					
Spectral Density	$f = 1\text{ kHz}$		70		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Peak to Peak	$f = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}$		3		pA p-p
VOLTAGE OFFSET					
Offset			30	75	$\mu\text{V}$
Average Temperature Coefficient	$T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$			0.3	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset RTI vs. Supply (PSR)		100			dB
INPUTS <sup>1</sup>	Valid for REF and FB pair, as well as +IN and -IN				
Input Bias Current	$T_A = +25^\circ\text{C}$		250	650	pA
Over Temperature	$T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$			1	nA
Average Temperature Coefficient			0.5		pA/ $^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$T_A = +25^\circ\text{C}$		250	650	pA
Over Temperature	$T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$			1	nA
Average Temperature Coefficient			0.5		pA/ $^\circ\text{C}$
Input Impedance					
Differential			100  5		M $\Omega$   pF
Common Mode			800  10		M $\Omega$   pF
Differential Input Operating Voltage	$T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$		$\pm 3.85$		V
Input Operating Voltage (+IN, -IN, or REF)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$-V_S - 0.3$		$+V_S + 0.3$	V
	$T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$	$-V_S - 0.2$		$+V_S + 0.2$	V
DYNAMIC RESPONSE					
Small Signal Bandwidth	-3 dB				
Low Bandwidth Mode	Pin 1 connected to $-V_S$				
$G = 1$			200		kHz
$G = 10$			20		kHz
$G = 100$			2		kHz
$G = 1000$			0.2		kHz
High Bandwidth Mode	Pin 1 connected to $+V_S$				
$G = 10$			100		kHz
$G = 100$			10		kHz
$G = 1000$			1		kHz

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
Settling Time 0.01%	4 V output step				
Low Bandwidth Mode	Pin 1 connected to $-V_S$				
G = 1			80		$\mu\text{s}$
G = 10			100		$\mu\text{s}$
G = 100			440		$\mu\text{s}$
G = 1000			4		ms
High Bandwidth Mode	Pin 1 connected to $+V_S$				
G = 10			80		$\mu\text{s}$
G = 100			100		$\mu\text{s}$
G = 1000			820		$\mu\text{s}$
Slew Rate					
Low Bandwidth Mode			0.05		V/ $\mu\text{s}$
High Bandwidth Mode			0.15		V/ $\mu\text{s}$
EMI Filter Frequency			6		MHz
GAIN <sup>2</sup>	$G = 1 + (R2/R1)$				
Gain Range <sup>3</sup>		1		1000	V/V
Gain Error	$V_{OUT} = 0.1 \text{ V to } 4.9 \text{ V}, G = 1 \text{ to } G = 1000$			0.005	%
Gain Error vs. $V_{CM}$			15		ppm/V
Gain vs. Temperature	$T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$			0.5	ppm/ $^\circ\text{C}$
Gain Nonlinearity	$V_{OUT} = 0.2 \text{ V to } 4.8 \text{ V}, R_L = 10 \text{ k}\Omega \text{ to ground}$				
G = 1, G = 10			3		ppm
G = 100			6		ppm
G = 1000			10		ppm
OUTPUT					
Output Swing					
$R_L = 10 \text{ k}\Omega \text{ to Midsupply}$	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$-V_S + 0.05$		$+V_S - 0.05$	V
	$T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	$-V_S + 0.07$		$+V_S - 0.07$	V
$R_L = 100 \text{ k}\Omega \text{ to Midsupply}$	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$-V_S + 0.02$		$+V_S - 0.02$	V
	$T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	$-V_S + 0.03$		$+V_S - 0.03$	V
Short-Circuit Current			4		mA
POWER SUPPLY					
Operating Range		1.8		5.5	V
Quiescent Current	$T_A = +25^\circ\text{C}$		115	130	$\mu\text{A}$
	$T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$			150	$\mu\text{A}$
TEMPERATURE RANGE					
Specified		-40		+125	$^\circ\text{C}$

<sup>1</sup>仕様は 0 V ~ 5 V の入力電圧に適用されます。電源を超える電圧を測定するときは、特に高温で、オフセット誤差の増加、バイアス電流の増加、入力インピーダンスの減少が発生します。

<sup>2</sup>G > 1 の場合、FB ピンのバイアス電流による誤差などのこれらの仕様の他に、外付け抵抗 R1 と外付け抵抗 R2 による誤差を考慮する必要があります。

<sup>3</sup>AD8237 は 1 ~ 1000 のゲインでキャラクタライズされていますが、これより高いゲインも可能です。

特に指定がない限り、 $+V_S = 1.8\text{ V}$ 、 $-V_S = 0\text{ V}$ 、 $V_{REF} = 0.9\text{ V}$ 、 $V_{CM} = 0.9\text{ V}$ 、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $G = 1 \sim 1000$ 、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$  (グラウンドへ接続)、仕様は入力換算で規定。

表 3.

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
COMMON-MODE REJECTION RATIO (CMRR)	$V_{CM} = 0.2\text{ V to }1.6\text{ V}$				
CMRR at DC					
$G = 1, G = 10$		100	120		dB
$G = 100, G = 1000$		114	140		dB
Over Temperature ( $G = 1$ )	$T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$	94			dB
CMRR at 1 kHz			80		dB
NOISE					
Voltage Noise					
Spectral Density	$f = 1\text{ kHz}, V_{DIFF} \leq 100\text{ mV}$		68		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Peak to Peak	$f = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}, V_{DIFF} \leq 100\text{ mV}$		1.5		$\mu\text{V p-p}$
Current Noise					
Spectral Density	$f = 1\text{ kHz}$		70		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Peak to Peak	$f = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}$		3		pA p-p
VOLTAGE OFFSET					
Offset			25	75	$\mu\text{V}$
Average Temperature Coefficient	$T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$			0.3	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset RTI vs. Supply (PSR)		100			dB
INPUTS <sup>1</sup>	Valid for REF and FB pair, as well as +IN and -IN				
Input Bias Current	$T_A = +25^\circ\text{C}$		250	650	pA
Over Temperature	$T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$			1	nA
Average Temperature Coefficient			0.5		pA/ $^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$T_A = +25^\circ\text{C}$		250	650	pA
Over Temperature	$T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$			1	nA
Average Temperature Coefficient			0.5		pA/ $^\circ\text{C}$
Input Impedance					
Differential			100  5		M $\Omega$   pF
Common Mode			800  10		M $\Omega$   pF
Differential Input Operating Voltage	$T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$		$\pm 0.75$		V
Input Operating Voltage (+IN, -IN, REF, or FB)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$-V_S - 0.3$		$+V_S + 0.3$	V
	$T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$	$-V_S - 0.2$		$+V_S + 0.2$	V
DYNAMIC RESPONSE					
Small Signal Bandwidth	-3 dB				
Low Bandwidth Mode	Pin 1 connected to $-V_S$				
$G = 1$			200		kHz
$G = 10$			20		kHz
$G = 100$			2		kHz
$G = 1000$			0.2		kHz
High Bandwidth Mode	Pin 1 connected to $+V_S$				
$G = 10$			100		kHz
$G = 100$			10		kHz
$G = 1000$			1		kHz
Slew Rate					
Low Bandwidth Mode			0.05		V/ $\mu\text{s}$
High Bandwidth Mode			0.15		V/ $\mu\text{s}$
EMI Filter Frequency			6		MHz
GAIN <sup>2</sup>	$G = 1 + (R2/R1)$				
Gain Range <sup>3</sup>		1		1000	V/V
Gain Error	$V_{OUT} = 0.2\text{ V to }1.6\text{ V}, G = 1\text{ to }G = 1000$			0.005	%
Gain Error vs. $V_{CM}$			15		ppm/V
Gain vs. Temperature	$T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$			0.5	ppm/ $^\circ\text{C}$
Gain Nonlinearity	$V_{OUT} = 0.2\text{ V to }1.6\text{ V}$				
$G = 1, G = 10$			3		ppm
$G = 100$			6		ppm

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
G = 1000			10		ppm
OUTPUT					
Output Swing					
$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to Midsupply	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$-V_S + 0.05$		$+V_S - 0.05$	V
	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$	$-V_S + 0.07$		$+V_S - 0.07$	V
$R_L = 100\text{ k}\Omega$ to Midsupply	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$-V_S + 0.02$		$+V_S - 0.02$	V
	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$	$-V_S + 0.03$		$+V_S - 0.03$	V
Short-Circuit Current			4		mA
POWER SUPPLY					
Operating Range		1.8		5.5	V
Quiescent Current	$T_A = +25^\circ\text{C}$		115	130	$\mu\text{A}$
	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$			150	$\mu\text{A}$
TEMPERATURE RANGE					
Specified		-40		+125	$^\circ\text{C}$

<sup>1</sup> 仕様は 0 V ~ 1.8 V の入力電圧に適用されます。電源を超える電圧を測定するときは、特に高温で、オフセット誤差の増加、バイアス電流の増加、入力インピーダンスの減少が発生します。

<sup>2</sup>  $G > 1$  の場合、FB ピンのバイアス電流による誤差などのこれらの仕様の他に、外付け抵抗 R1 と外付け抵抗 R2 による誤差を考慮する必要があります。

<sup>3</sup> AD8237 は 1 ~ 1000 のゲインでキャラクタライズされていますが、これより高いゲインも可能です。

## 絶対最大定格

表 4.

Parameter	Rating
Supply Voltage	6 V
Output Short-Circuit Current Duration	Indefinite
Maximum Voltage at -IN, +IN, FB, or REF <sup>1</sup>	+V <sub>S</sub> + 0.5 V
Minimum Voltage at -IN, +IN, FB, or REF <sup>1</sup>	-V <sub>S</sub> - 0.5 V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Junction Temperature Range	-65°C to +150°C
ESD	
Human Body Model	8 kV
Charge Device Model	1.25 kV
Machine Model	0.2 kV

<sup>1</sup> 規定の最小または最大電圧を超える入力電圧が加わる場合には、入力に直列に抵抗を接続して電流を 5 mA に制限してください。

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。

## 熱抵抗

$\theta_{JA}$  は、自然空冷のデバイスで規定。

表 5.

Package	$\theta_{JA}$	Unit
8-Lead MSOP, 4-Layer JEDEC Board	145.7	°C/W

## 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説明

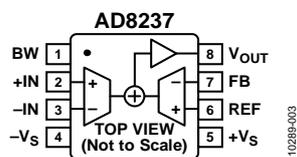


図 3. ピン配置

表 6. ピン機能の説明

ピン番号	記号	説明
1	BW	広帯域幅モードの場合はこのピンを+Vsへ、狭帯域幅モードの場合は、このピンを-Vsへ、それぞれ接続します。このピンはフローティングのままにしないでください。
2	+IN	正入力。
3	-IN	負入力。
4	-Vs	負電源。
5	+Vs	正電源。
6	REF	リファレンス入力。
7	FB	帰還入力。
8	V <sub>OUT</sub>	出力。

## 代表的な性能特性

特に指定がない限り、 $+V_S = +5\text{ V}$ 、 $-V_S = 0\text{ V}$ 、 $V_{REF} = 2.5\text{ V}$ 、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$  (グラウンドへ接続)。

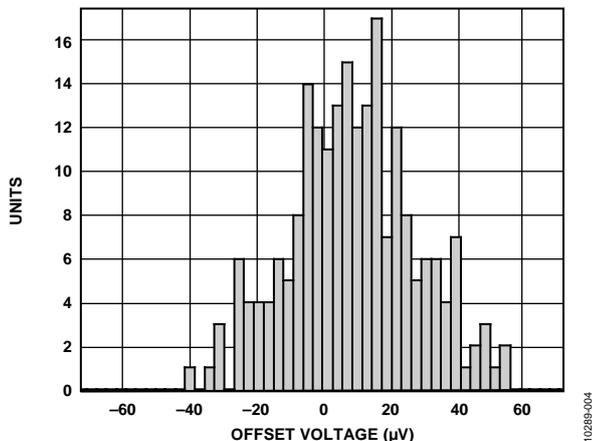


図 4. オフセット電圧の分布

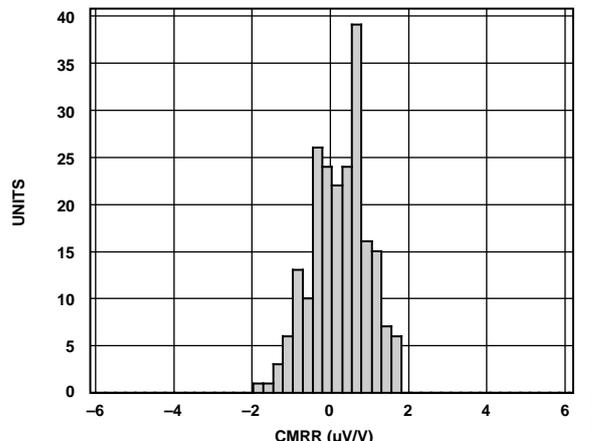


図 7. CMRR の分布

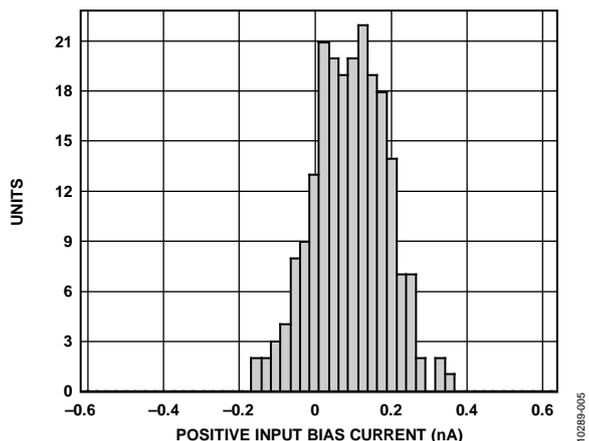


図 5. 入力バイアス電流の分布

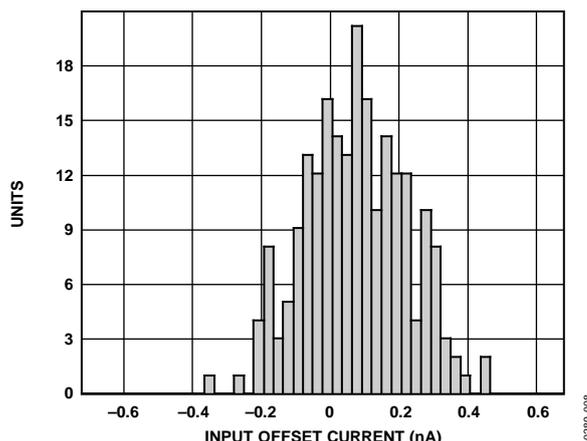


図 8. 入力オフセット電流の分布

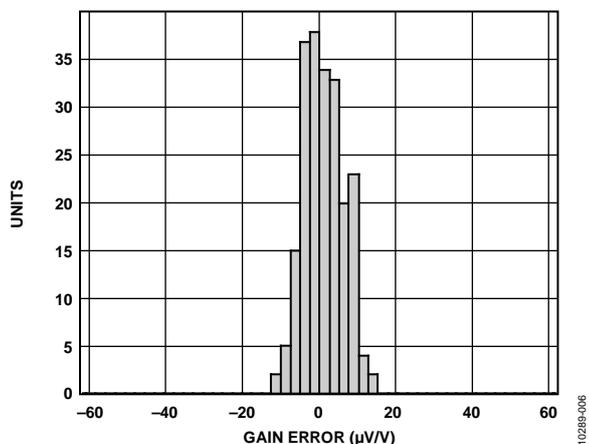


図 6. ゲイン誤差の分布 (G = 1)

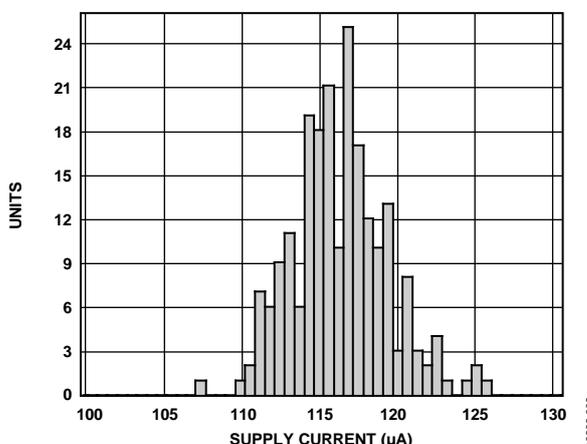


図 9. 電源電流の分布

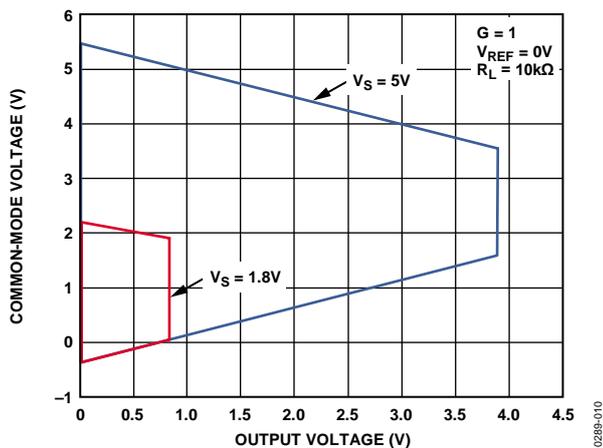


図 10.出力電圧対入力同相モード電圧  
 $G = 1$ 、 $V_{REF} = 0V$ 、 $V_S = 5V$ 、 $V_S = 1.8V$   
 $R_L = 10k\Omega$  (グラウンドへ接続)

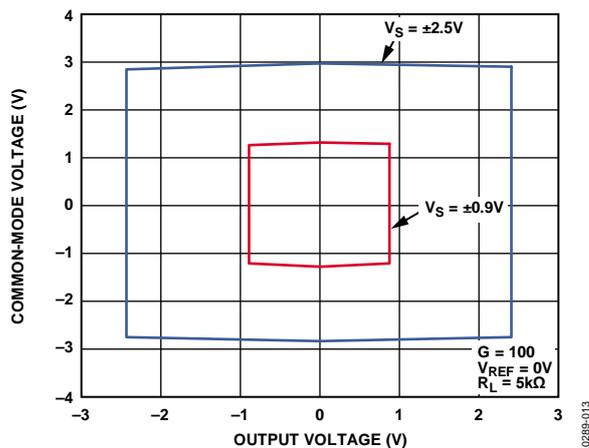


図 13.出力電圧対入力同相モード電圧  
 $G = 100$ 、 $V_{REF} = 0V$ 、 $V_S = \pm 2.5V$ 、 $V_S = \pm 0.9V$   
 $R_L = 5k\Omega$  (グラウンドへ接続)

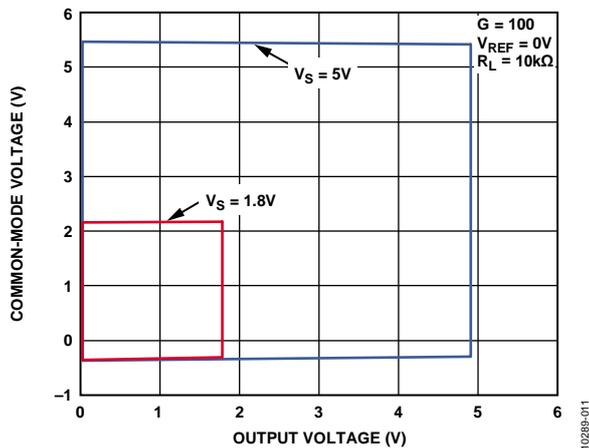


図 11.出力電圧対入力同相モード電圧  
 $G = 100$ 、 $V_{REF} = 0V$ 、 $V_S = 5V$ 、 $V_S = 1.8V$   
 $R_L = 10k\Omega$  (グラウンドへ接続)

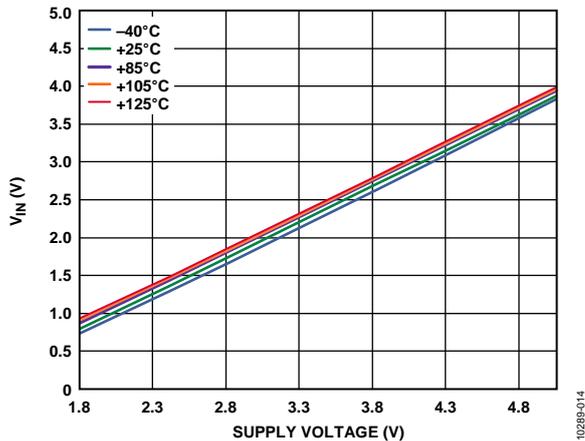


図 14.電源電圧対最大差動入力

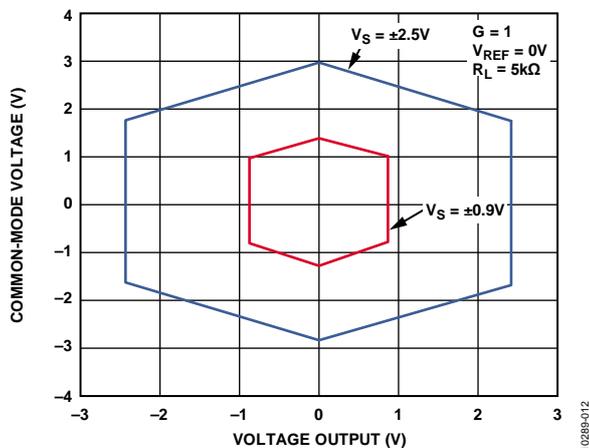


図 12.出力電圧対入力同相モード電圧  
 $G = 1$ 、 $V_{REF} = 0V$ 、 $V_S = \pm 2.5V$ 、 $V_S = \pm 0.9V$   
 $R_L = 5k\Omega$  (グラウンドへ接続)

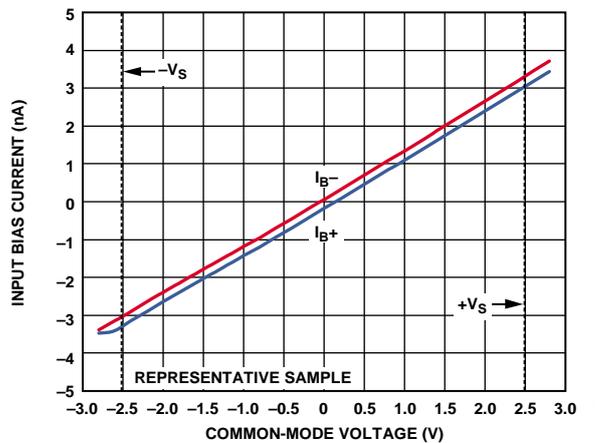


図 15.同相モード電圧対入力バイアス電流

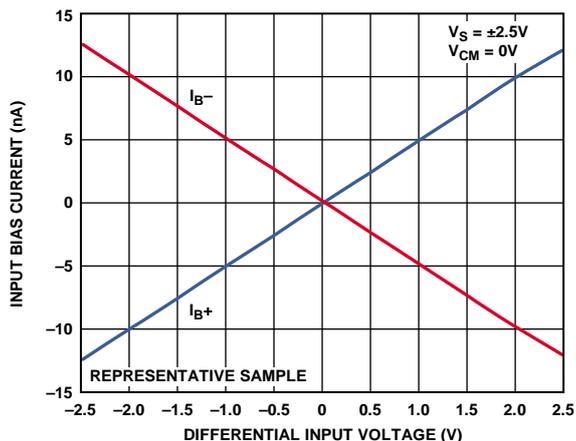


図 16. 差動入力電圧対入力バイアス電流

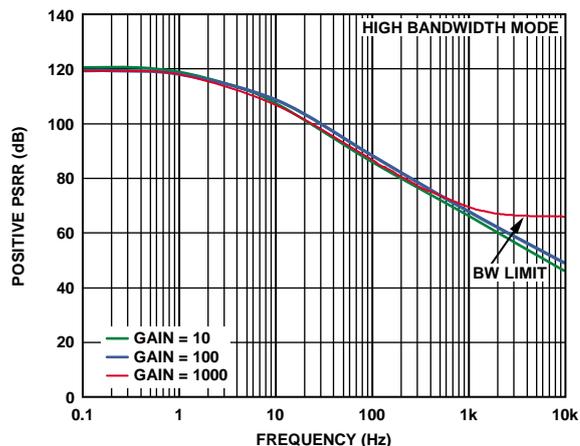


図 19. 正の PSRR の周波数特性  
RTI、広帯域幅モード

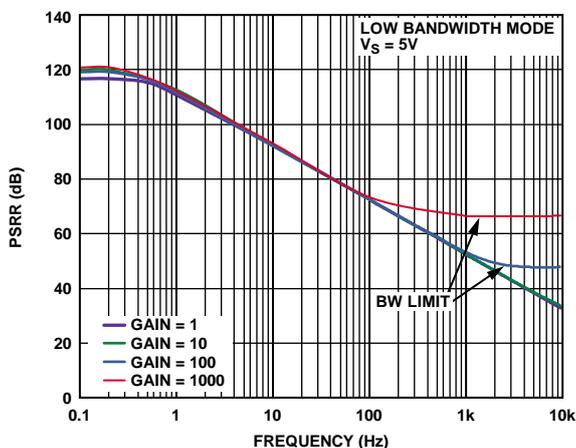


図 17. 正の PSRR の周波数特性  
RTI、狭帯域幅モード、 $V_S = 5V$

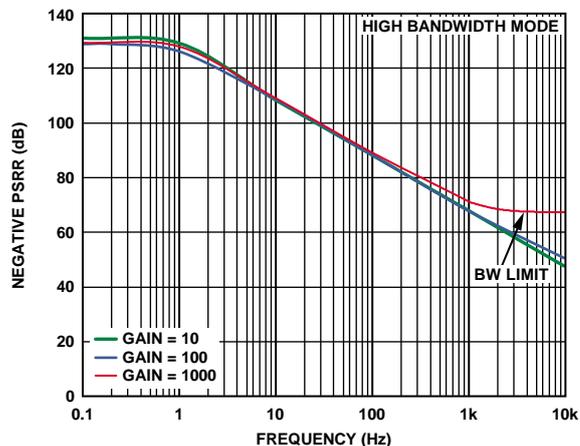


図 20. 負の PSRR の周波数特性  
RTI、広帯域幅モード

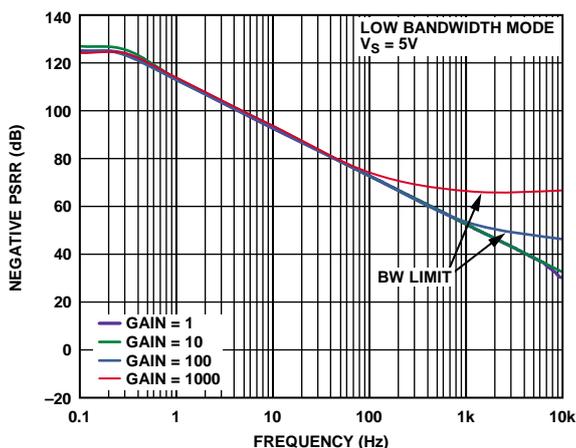


図 18. 負の PSRR の周波数特性  
RTI、狭帯域幅モード、 $V_S = 5V$

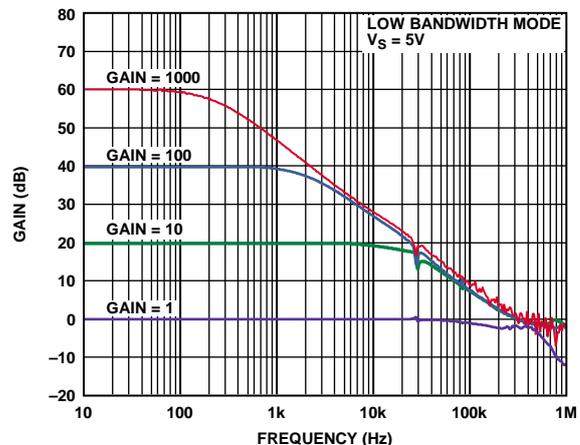


図 21. ゲインの周波数特性  
狭帯域幅モード、 $V_S = 5V$

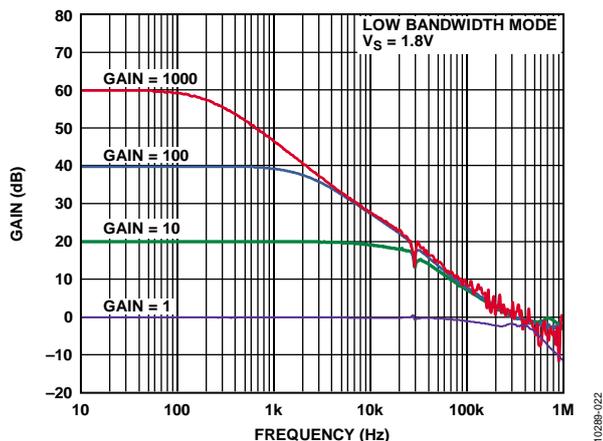


図 22.ゲインの周波数特性  
狭帯域幅モード、 $V_S = 1.8V$

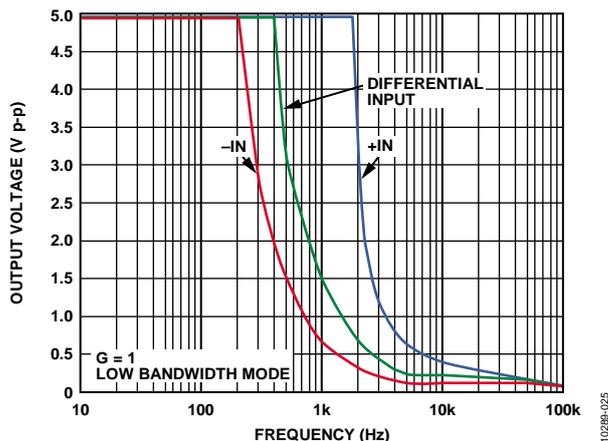


図 25.大信号周波数応答  
狭帯域幅モード、 $G = 1$

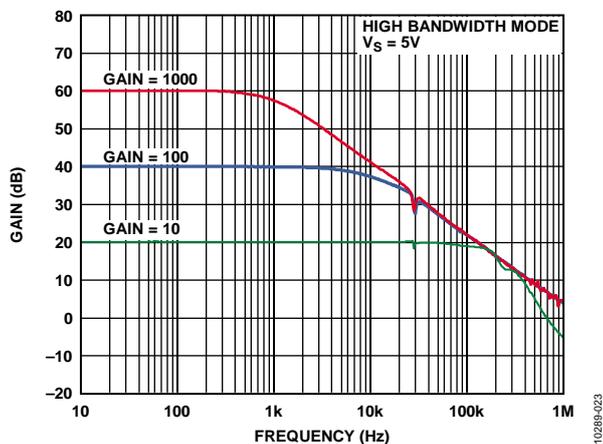


図 23.ゲインの周波数特性  
広帯域幅モード、 $V_S = 5V$

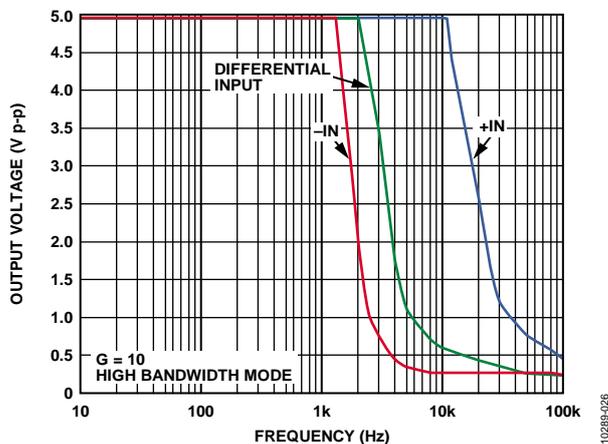


図 26.大信号周波数応答  
広帯域幅モード、 $G = 10$

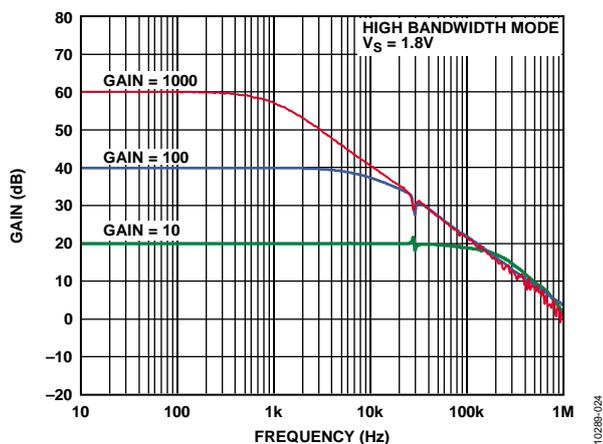


図 24.ゲインの周波数特性  
広帯域幅モード、 $V_S = 1.8V$

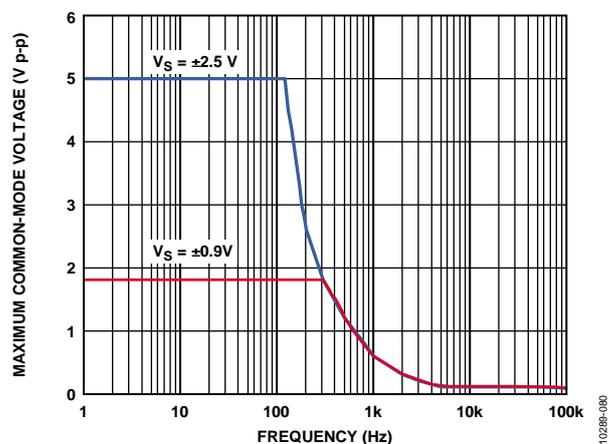


図 27.最大同相モード電圧の周波数特性

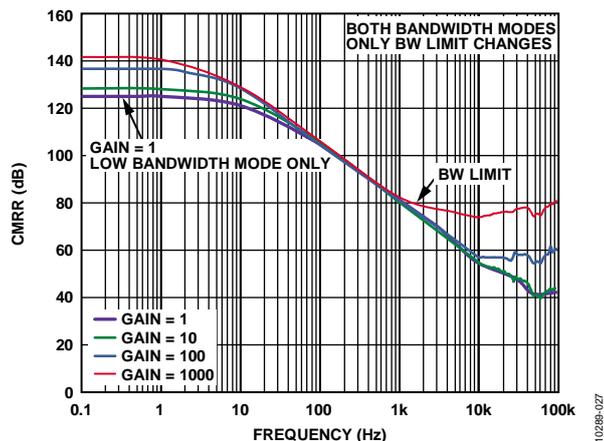


図 28. CMRR の周波数特性

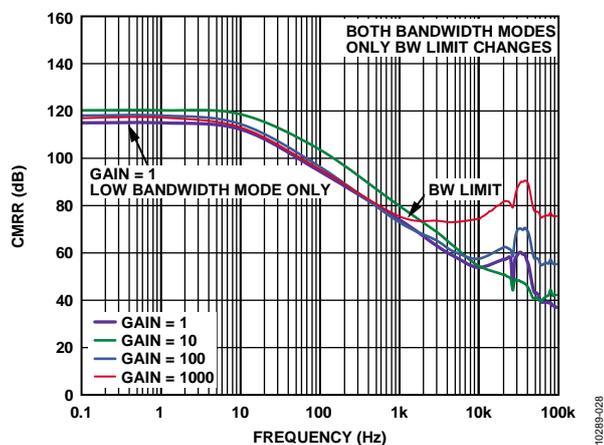


図 29. CMRR の周波数特性、1 kΩ ソース不平衡

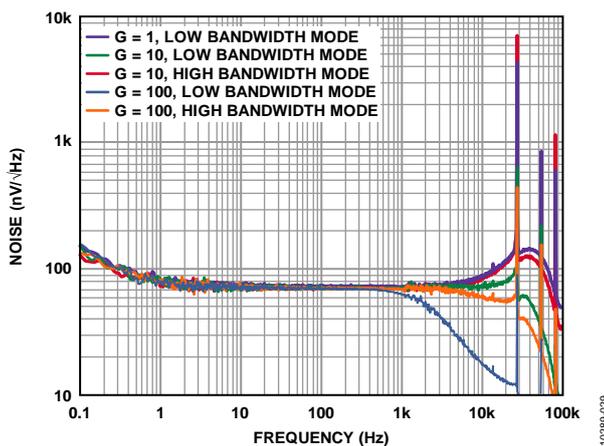


図 30. 電圧ノイズ・スペクトル密度の周波数特性

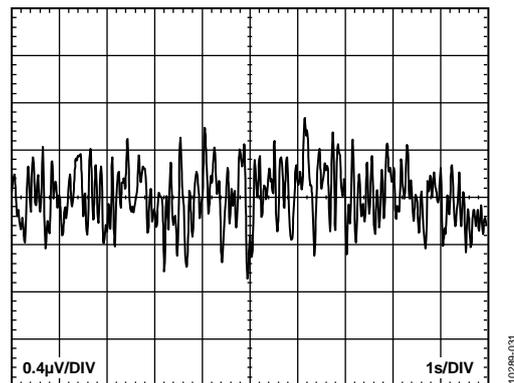


図 31. 0.1 Hz ~ 10 Hz の RTI 電圧ノイズ

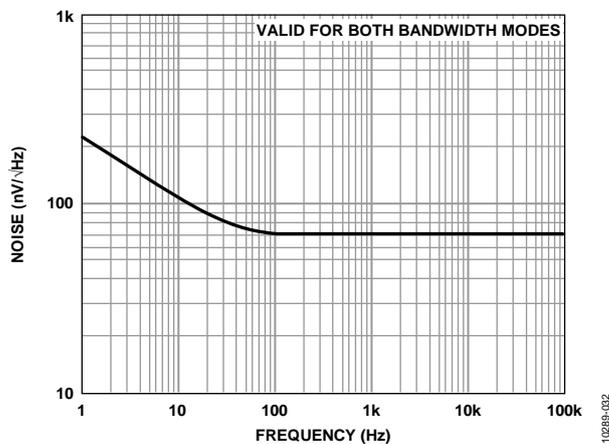


図 32. 電流ノイズ・スペクトル密度の周波数特性

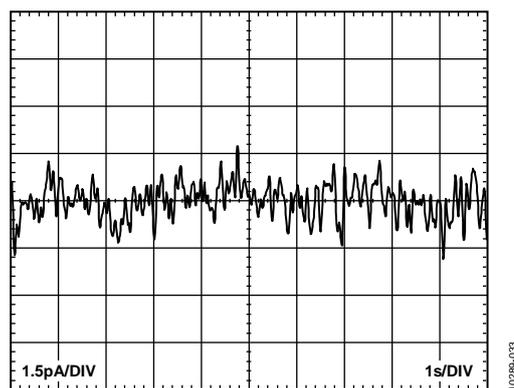


図 33. 0.1 Hz ~ 10 Hz RTI 電流ノイズ

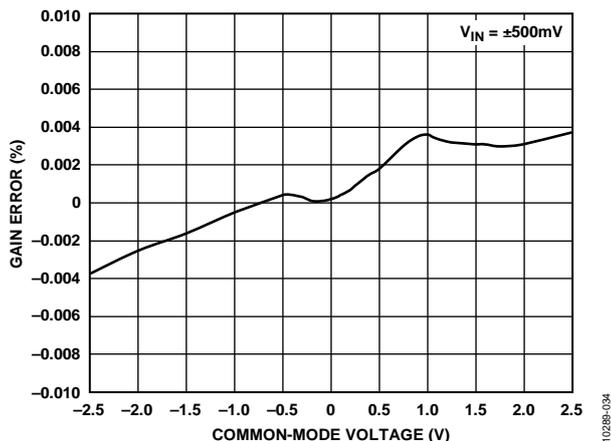


図 34.同相モード電圧対ゲイン誤差、G = 1

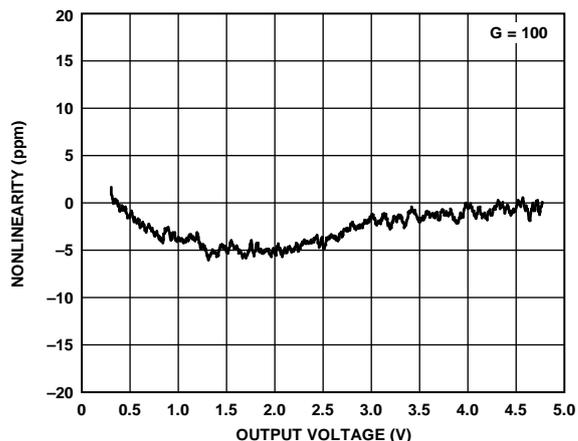


図 37.ゲイン非直線性  
G = 100、 $V_S = 5\text{ V}$ 、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ (グラウンドへ接続)

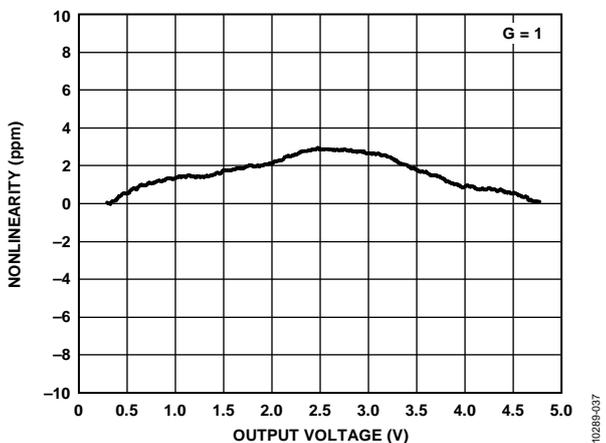


図 35.ゲイン非直線性  
G = 1、 $V_S = 5\text{ V}$ 、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ (グラウンドへ接続)  
狭帯域幅モード

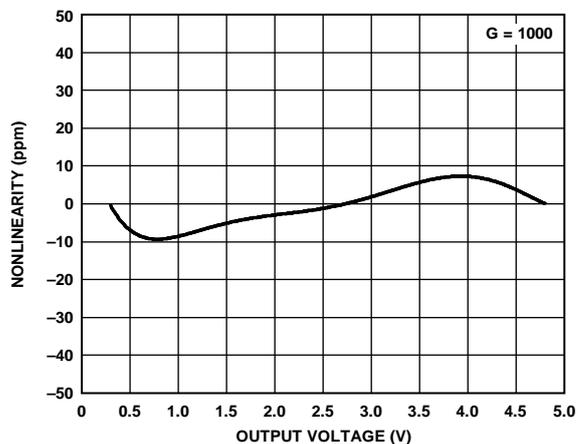


図 38.ゲイン非直線性  
G = 1000、 $V_S = 5\text{ V}$ 、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ (グラウンドへ接続)

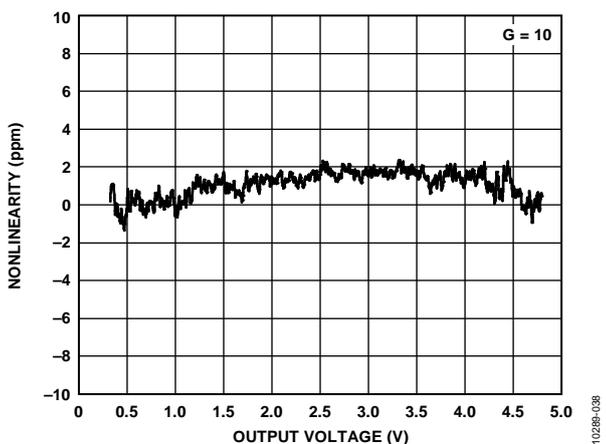


図 36.ゲイン非直線性  
G = 10、 $V_S = 5\text{ V}$ 、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ (グラウンドへ接続)

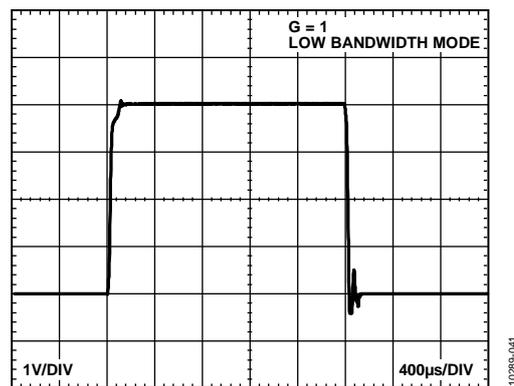


図 39.大信号パルス応答  
狭帯域幅モード、G = 1、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 、 $C_L = 10\text{ pF}$

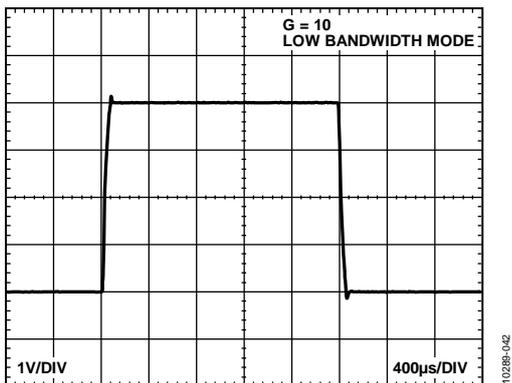


図 40.大信号パルス応答  
狭帯域幅モード、 $G = 10$ 、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 、 $C_L = 10\text{ pF}$

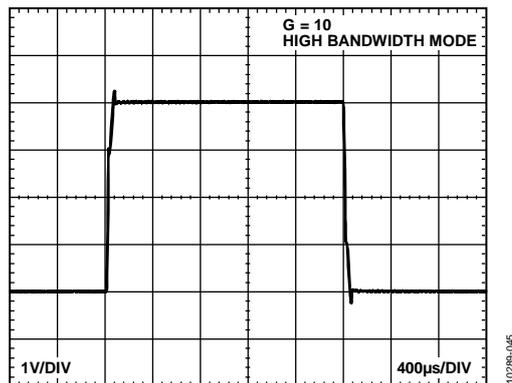


図 43.大信号パルス応答  
広帯域幅モード、 $G = 10$ 、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 、 $C_L = 10\text{ pF}$

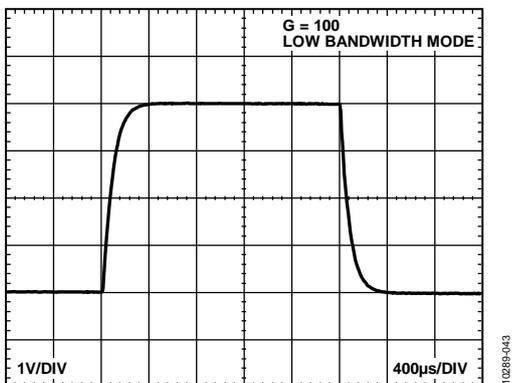


図 41.大信号パルス応答  
狭帯域幅モード、 $G = 100$ 、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 、 $C_L = 10\text{ pF}$

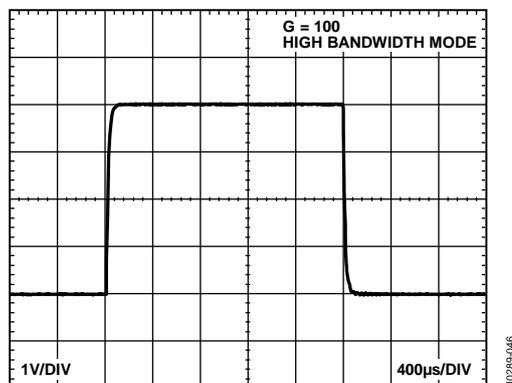


図 44.大信号パルス応答  
広帯域幅モード、 $G = 100$ 、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 、 $C_L = 10\text{ pF}$

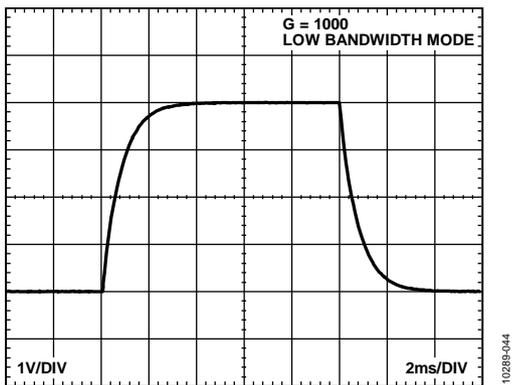


図 42.大信号パルス応答  
狭帯域幅モード、 $G = 1000$ 、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 、 $C_L = 10\text{ pF}$

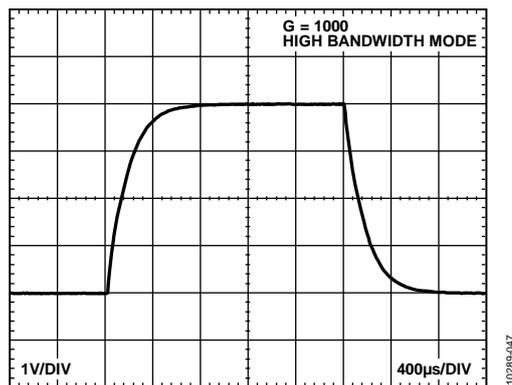


図 45.大信号パルス応答  
広帯域幅モード、 $G = 1000$ 、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 、 $C_L = 10\text{ pF}$

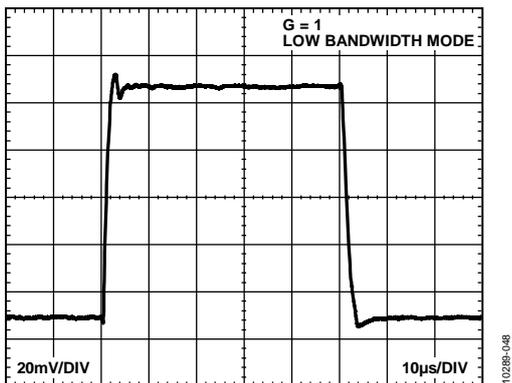


図 46.小信号パルス応答  
G = 1、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 、 $C_L = 100\text{ pF}$ 、狭帯域幅モード

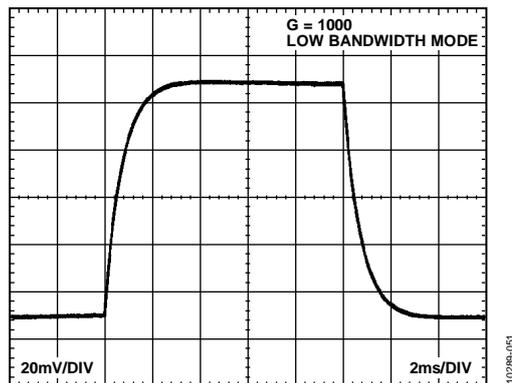


図 49.小信号パルス応答  
G = 1000、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 、 $C_L = 100\text{ pF}$ 、狭帯域幅モード

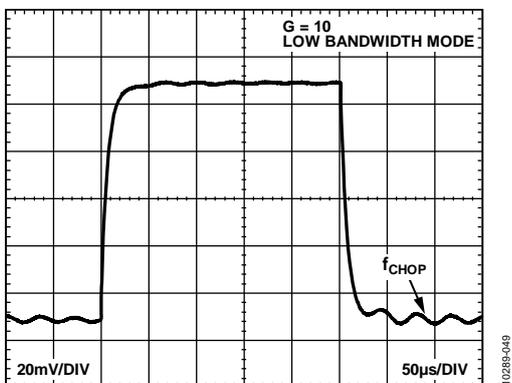


図 47.小信号パルス応答  
G = 10、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 、 $C_L = 100\text{ pF}$ 、狭帯域幅モード

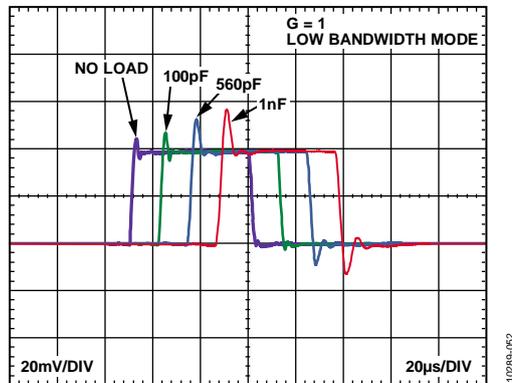


図 50.様々な容量負荷での小信号パルス応答  
G = 1、 $R_L = \text{無限大}$ 、狭帯域幅モード

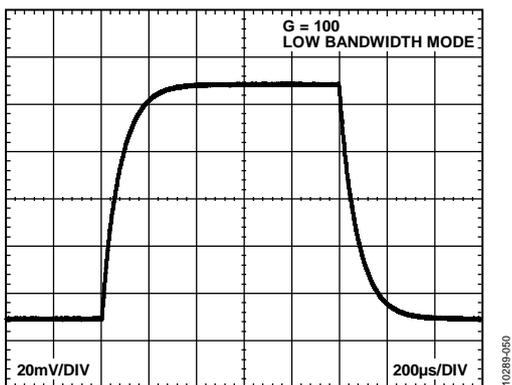


図 48.小信号パルス応答  
G = 100、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 、 $C_L = 100\text{ pF}$ 、狭帯域幅モード

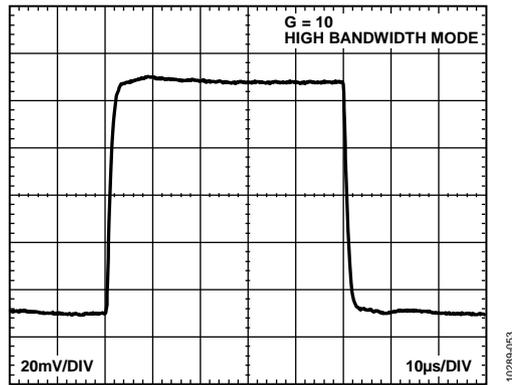


図 51.小信号パルス応答  
G = 10、 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 、 $C_L = 100\text{ pF}$ 、広帯域幅モード

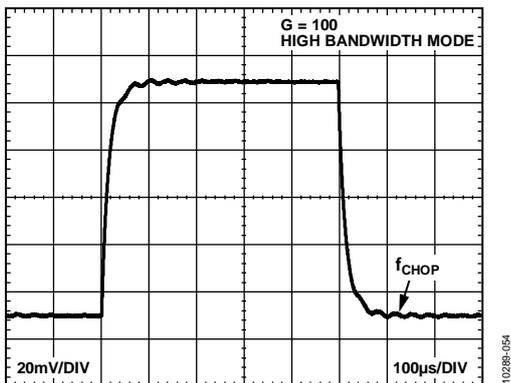


図 52.小信号パルス応答

$G = 100$ ,  $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ,  $C_L = 100\text{ pF}$ 、広帯域幅モード

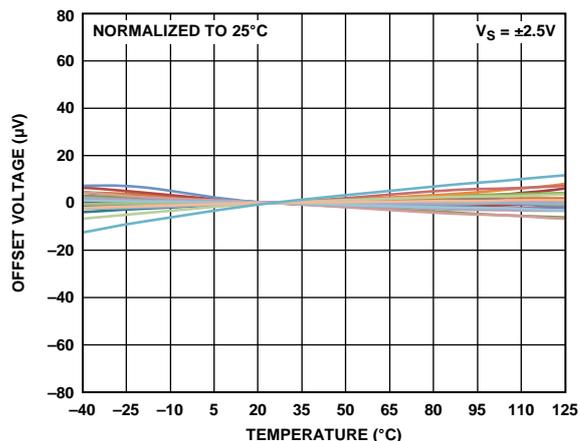


図 55.オフセット電圧の温度特性

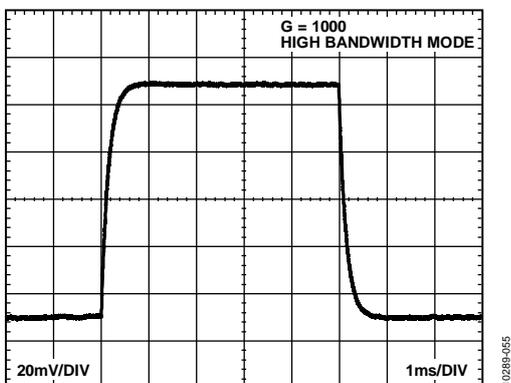


図 53.小信号パルス応答

$G = 1000$ ,  $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ,  $C_L = 100\text{ pF}$ 、広帯域幅モード

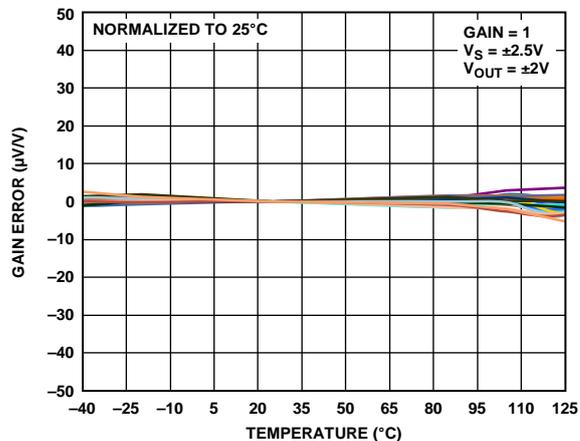


図 56.ゲインの温度特性

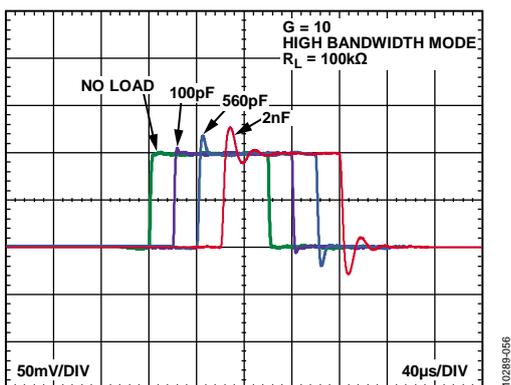


図 54.様々な容量負荷での小信号パルス応答

$G = 10$ ,  $R_L = 100\text{ k}\Omega$ 、広帯域幅モード

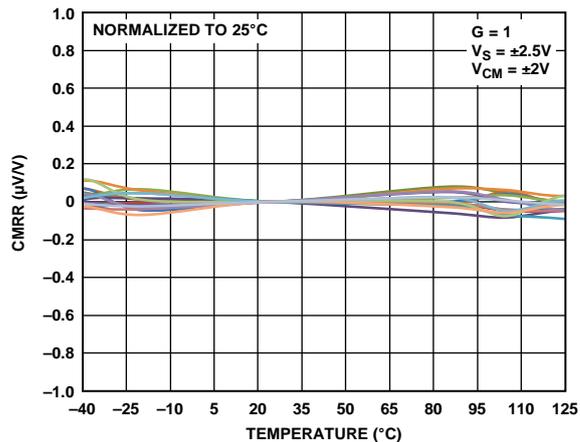


図 57.CMRR の温度特性

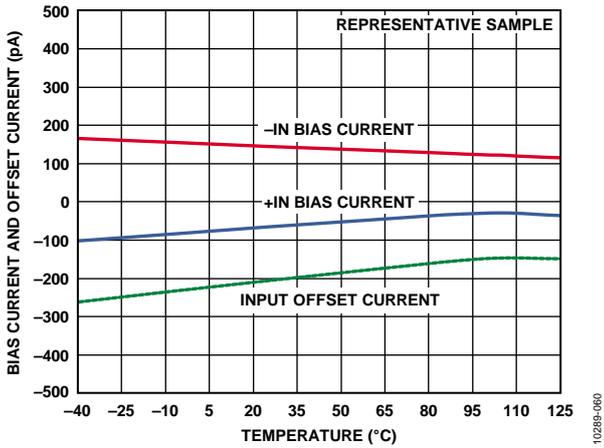


図 58. 入力バイアス電流と入力オフセット電流の温度特性

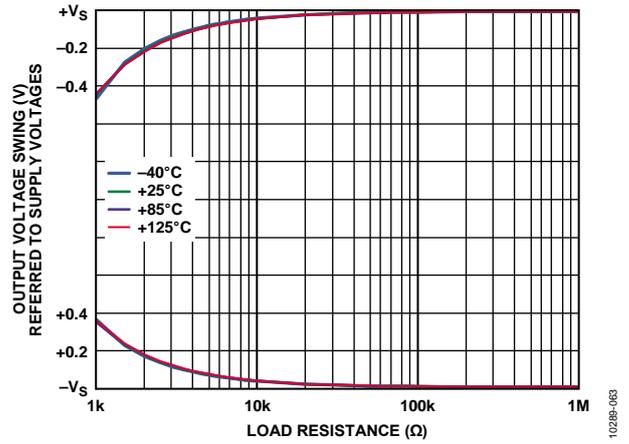


図 61. 負荷抵抗対出力電圧振幅、 $V_S = \pm 2.5\text{ V}$

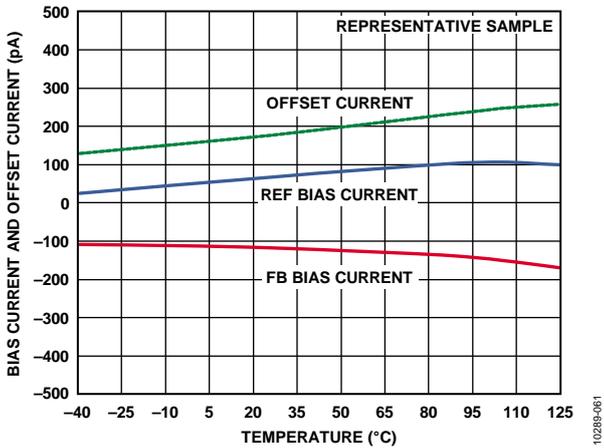


図 59. REF 入力バイアス電流、FB 入力バイアス電流オフセット電流の温度特性

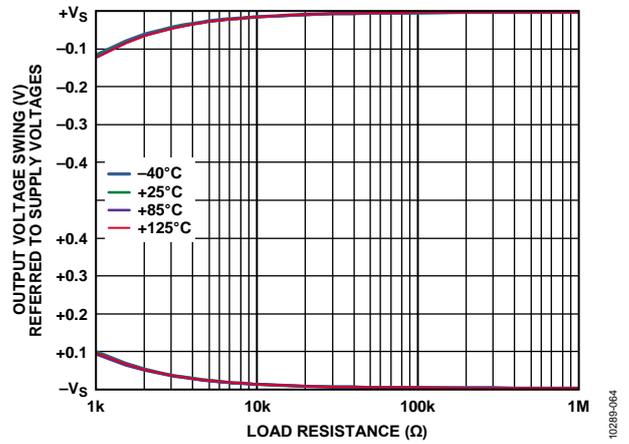


図 62. 負荷抵抗対出力電圧振幅、 $V_S = \pm 0.9\text{ V}$

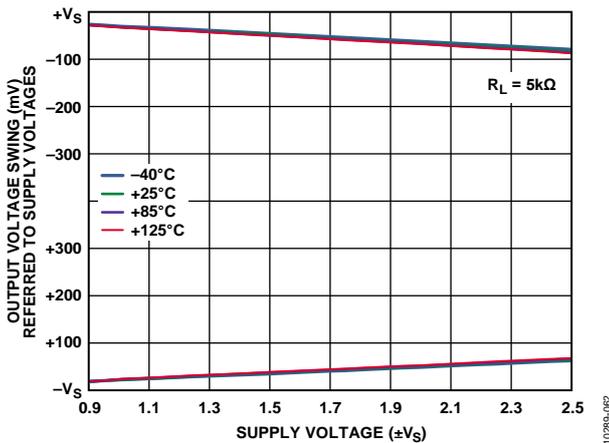


図 60. 電源電圧対出力電圧振幅

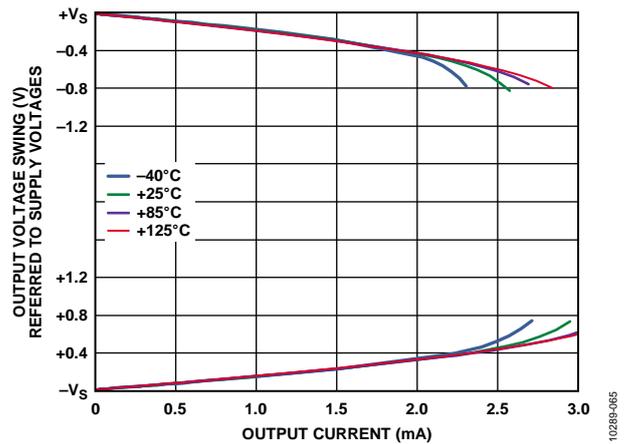


図 63. 出力電流対出力電圧振幅

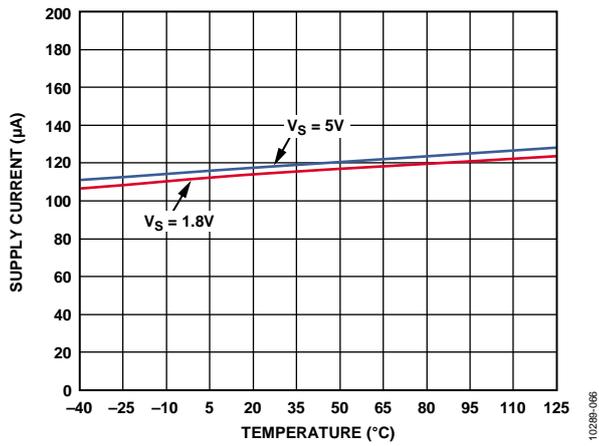


図 64.電源電流の温度特性  
 $V_S = 5V$ 、 $V_S = 1.8V$

動作原理

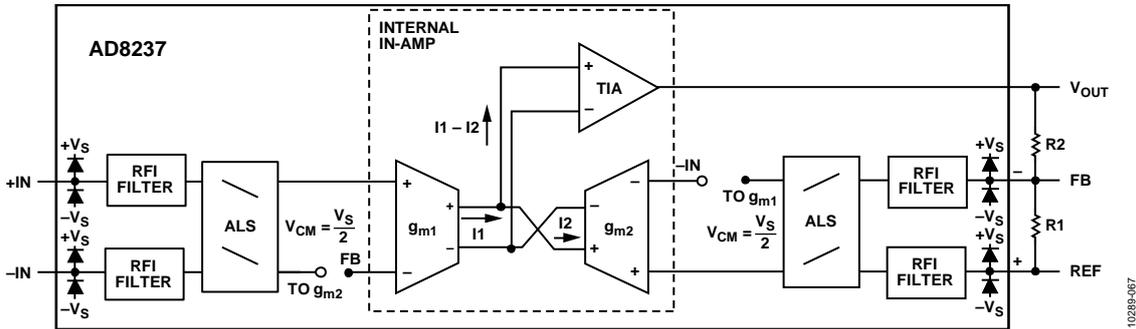


図 65.簡略化した回路図

アーキテクチャ

AD8237 は、電圧を電流へ変換する一致した 2 個の相互コンダクタンス・アンプと電流を電圧へ変換する 1 個のインピーダンス変換アンプ(TIA)から構成される間接電流帰還回路を採用しています。

AD8237 の動作を理解するため、まず内部計装アンプのみを考慮します。相互コンダクタンス・アンプ  $g_{m1}$  の両入力に正の差動電圧を加えることにします。この入力電圧は、 $g_m$  により差動電流  $I_1$  に変換されます。最初、 $I_2$  はゼロであるため、 $I_1$  が TIA に入力されて、出力が増加します。TIA 出力から  $g_{m2}$  の負端子への帰還があり、正端子が一定に維持されると、TIA の増加する出力により図示のように  $I_2$  が増加します。TIA が無限大のゲインを持つとすると、 $I_2$  が  $I_1$  に等しくなったときループが構成されます。

これは、ゲイン  $g_{m1}$  と  $g_{m2}$  が一致しているために、 $g_{m1}$  の差動入力電圧が  $g_{m2}$  の入力に現われることを意味します。この動作モデルが、AD8237 の正常動作に必要なすべてであり、回路の残りの部分は、性能の最適化に必要とされるものです。

AD8237 は新しい適応型レベル・シフト(ALS)技術を採用しています。スイッチド・キャパシタ方式により、入力信号の同相モード・レベルを計装アンプの最適レベルへシフトすると同時に差動信号を維持します。これを実現した後、内蔵計装アンプを使って +IN と FB を、および -IN と REF を比較することにより、さらに性能上の利点の実現されます。これは、ALS ブロックからの信号がすべて同じ同相モード電位を基準とする場合にのみ実現可能です。従来型計装アンプでは、入力同相モード電圧により有効出力振幅が制限されます(出力電圧対入力同相モードの 6 角形プロットに示します)。この制限のため、ほとんどの計装アンプは両電源レール近くの小信号を測定できません。AD8237 は間接電流帰還回路と ALS を採用して真のレール to レール特性を実現しています。これにより電源を小さくして、多くのアプリケーションで電源効率を高くすることができます。

AD8237 は内蔵 RFI フィルタを使って周波数に対して入力インピーダンスと CMRR へ影響を与えることなく、高周波帯域外信号を除去します。さらに、補償を調整する帯域幅モード・ピンを持っています。ゲインが 10 以上の場合、帯域幅モード・ピン(BW)を +Vs に接続して補償を変更して、アンプのゲイン帯域幅積を 1 MHz に広げることができます。その他の場合は、BW を -Vs に接続して、ゲイン帯域幅積を 200 kHz にします。

ゲインの設定

AD8237 の設定には複数の方法があります。図 65 の構成での AD8237 の伝達関数は次のように表されます。

$$V_{OUT} = G(V_{+IN} - V_{-IN}) + V_{REF}$$

$$ここで、G = 1 + \frac{R2}{R1}$$

表 7.様々なゲインに対する推奨抵抗値、1%抵抗

R1 (kΩ)	R2 (kΩ)	Gain
None	Short	1.00
49.9	49.9	2.00
20	80.6	5.03
10	90.9	10.09
5	95.3	20.06
2	97.6	49.8
1	100	101
1	200	201
1	499	500
1	1000	1001

R2 対 R1 の比でゲインを設定する際、抵抗の絶対値は設計者が決定します。値が大きいほど消費電力と出力負荷が小さくなり、値が小さいほど FB 入力バイアス電流と入力インピーダンス誤差が制限されます。R1 と R2 の並列接続が 30 kΩ より大きい場合、抵抗がノイズの原因になり始めます。最適な出力振幅と直線性のためには、 $(R1 + R2) \parallel R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$  としてください。

FB ピンのバイアス電流は、同相モード入力インピーダンスと差動入力インピーダンスに依存します。同相モード入力インピーダンスからの FB バイアス電流誤差は、REF 端子に直列に抵抗値  $R1 \parallel R2$  を接続することにより小さくすることができます(図 66 参照)。ゲインが高くなると、この抵抗は単純に  $R1$  と同じ値になります。

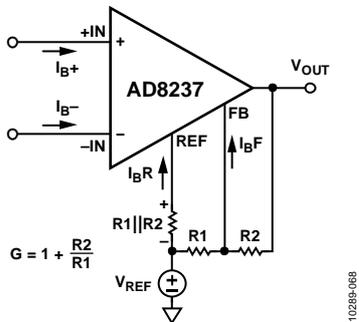


図 66.FB 入力バイアス電流誤差の相殺

アプリケーションによっては、図 67 に示すように差動入力インピーダンス誤差を相殺することにより入力相互コンダクタンス・アンプの対称性を利用することができます。ソース抵抗が既知の場合、 $R1$  と  $R2$  の並列接続値を  $R_S$  に等しくすることにより、これを実現できます。実用的な抵抗値により  $R1$  と  $R2$  の並列接続値が  $R_S$  より小さくなってしまった場合は、FB 入力に直列抵抗を接続して小さくなった分を補正してください。

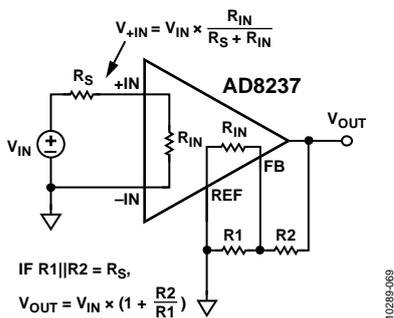


図 67.入力インピーダンス誤差の相殺

### ゲイン精度

大部分の計装アンプと同様、1 本の外付け抵抗ではなく、2 本のゲイン設定抵抗の相対的な一致により AD8237 のゲイン精度が決定されます。例えば、2 本の抵抗が正確に同じ絶対誤差を持つ場合、ゲインに誤差は生じません。逆に、高いゲインでは、2 本の 1% 抵抗により最大約 2% のゲイン誤差が発生します。ゲイン設定抵抗に温度係数の不一致があると、計装アンプ回路のゲイン・ドリフトがゲイン式に従って大きくなります。これらの外付け抵抗はどの内蔵抵抗とも一致する必要がないため、優れた TCR トラッキングを持つ抵抗により、優れたゲイン・ドリフトを実現することができます。小さい絶対 TCR を持つことが不要になります。

最適性能を得るためには、2 つの入力対(+IN と -IN、および FB と REF)を等しい DC および AC 同相モード電位に維持してください。これには 2 つの利点があります。DC 同相モードでは、これにより AD8237 のゲイン誤差が小さくなります。AC 同相モードでは、これにより周波数応答が改善されます。ALS 回路が同相モード電圧をシフトできる最大レートが存在し、これを図 27 に示します。この制限のため、2 つの入力対の AC 同相モード電圧が一致するとき、最適大信号周波数応答が得られます。例えば、負入力に固定電圧にあり、かつ正入力に信号で駆動される場合、帰還入力は正入力とともに移動します。このため、2 つの入力対の AC 同相モード電圧は同じになります。この影響を図 25 と図 26 に示します。

### クロックのフィードスルー

AD8237 は重複のないクロックを使用してチョッピングと ALS の機能を実行します。入力電圧/電流変換アンプは、約 27 kHz でチョッピングされます。

リップル抑圧回路を内蔵していますが、これらのクロック周波数とその高調波が、パターン上に観測される出力構成があります。これらのリップルは、帯域幅がクロック周波数より高い場合 100  $\mu\text{V}$  RTI (typ)です。これらは過渡パルス後に大きくなる場合がありますが、公称値に戻ります。この公称値はセトリング・タイム仕様に含まれています。出力でのフィードスルーの大きさは、ゲインと帯域幅モードに依存します。ワーストケースは、クロック・リップルがアンプ帯域幅外になる前に、ゲインがほぼ 40 になるときに広帯域幅モードで発生します。アプリケーションによっては、AD8237 の後ろにフィルタを追加してこのリップルを除去する必要があります。

### 入力電圧範囲

AD8237 の許容入力範囲は、従来型アーキテクチャよりシンプルです。AD8237 の伝達関数が有効であるためには、入力電圧は次の規則を満たす必要があります。

- 差動入力電圧を図 14 に示す制限値以内に維持します。すなわち、約  $\pm$ (総合電源電圧 - 1.2) V にします。
- 入力電圧(REF ピンと FB ピンを含む)と出力を規定の電圧範囲内に維持します。すなわち、ほぼ電源レールに維持します。

出力振幅は入力同相モード電圧から完全に独立しているため、「六角形図形」または満たすべき複雑な式がなく、さらに変化する同相モードを持つ入力信号に対してアンプの出力振幅に制限がありません。

入力保護

外部保護機能を使用しない場合には、AD8237 入力を絶対最大定格で規定される電圧以内に維持してください。アプリケーションでこれらの定格を超える電圧が必要な場合は、入力保護抵抗を AD8237 入力に直列に接続して電流を 5 mA に制限することができます。例えば、+V<sub>S</sub>=3 V で、かつ入力で 10 V の過負荷電圧が発生する場合は、最小(10 V - 3 V)/5 mA = 1.4 kΩ の保護抵抗を入力に直列に接続します。

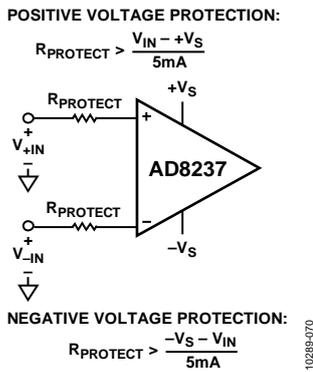


図 68.大きな入力電圧に対する保護抵抗

無線周波数干渉のフィルタリング

AD8237 は、大部分のアプリケーションで十分な RFI フィルタを内蔵しています。さらに無線周波数耐性を必要とするアプリケーションでは、外付け RFI フィルタを図 69 のように使用することもできます。

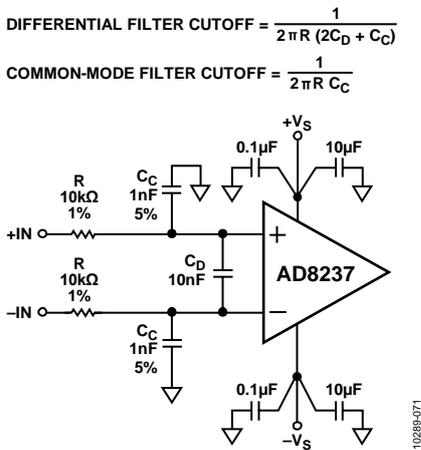


図 69.RFI フィルタの追加

リファレンス電圧ピンの使用

一般に、計装アンプのリファレンス・ピンは幾つかの理由で便利です。入力に共通のグラウンド・バウンスを除去するため、入力と出力のグラウンドを物理的に分離する手段を提供します。出力信号を正確にレベル・シフトする際に使うこともできます。図 65~図 67 に示す構成で、代表的な計装アンプの場合と同様に、リファレンス・ピンから出力までのゲインは 1 です。リファレンス・ピンは機能的に正入力と同じであるため、図 70 に示すようにゲインと組み合わせて使用することができます。

この構成は、一般に反転積分器を使って REF を駆動し、DC オフセットを補償する DC 除去サーボ・ループのようなケースでは非常に有用です。ここでは、入力範囲(特に REF での)と出力範囲に特別な注意が必要です。3 つの全入力電圧は、電源中央で低インピーダンスである必要のある図示の 1 つのグラウンドを基準としています。

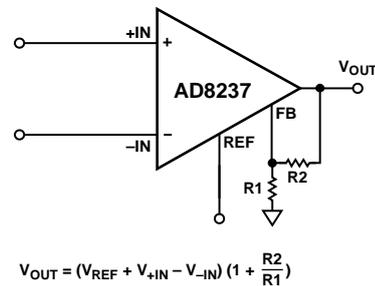


図 70.リファレンス電圧に対するゲインの適用

従来型計装アンプ・アーキテクチャでは、リファレンス・ピンを低インピーダンス・ソースで駆動する必要がありました。これらの従来型アーキテクチャでは、リファレンス・ピンのインピーダンスにより CMRR とゲイン精度が低下します。AD8237 アーキテクチャでは、リファレンス・ピンの抵抗は CMRR に影響を与えません。

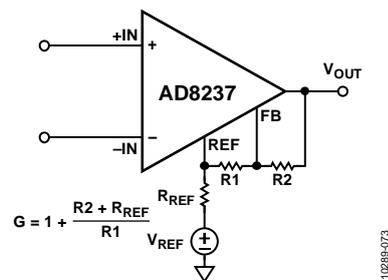


図 71.リファレンス抵抗によるゲインの計算

リファレンス・ピンの抵抗は AD8237 のゲインに影響を与えますが、この抵抗が一定の場合、ゲイン設定抵抗を調整して補償することができます。例えば、AD8237 を分圧器から駆動することができます(図 72)。

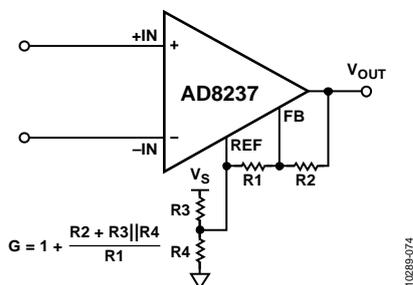


図 72. 分圧器を使用したリファレンス電圧の設定

## レイアウト

### 全周波数での同相モード除去比

レイアウトが正しくないと、同相モード信号が差動信号に変換されて計装アンプに到達することがあります。このような変換は、正と負の入力ピンへのパスの周波数応答が異なる場合に発生します。最適な周波数対 CMRR 性能を得るためには、各パスのインピーダンスが一致している必要があります。入力バスへソース抵抗(例えば入力保護)を追加するときは、計装アンプ入力付近に接続して、プリント回路ボード(PCB)パターンの寄生容量との相互作用を小さくする必要があります。

## 電源

計装アンプの電源には安定な DC 電圧を使用してください。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。PSRR 性能カーブの詳細については、図 17~図 20 を参照してください。

0.1  $\mu$ F のコンデンサを各電源ピンのできるだけ近くに配置する必要があります。図 73 に示すように、10  $\mu$ F 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。低周波で有効なこのコンデンサは、他の高精度集積回路と共用することができます。これら集積回路の間のパターンは短くして、パターン寄生インダクタンスと共用コンデンサとの間の干渉を小さくしてください。単電源を使用する場合は、 $-V_S$  のデカップリング・コンデンサは不要です。

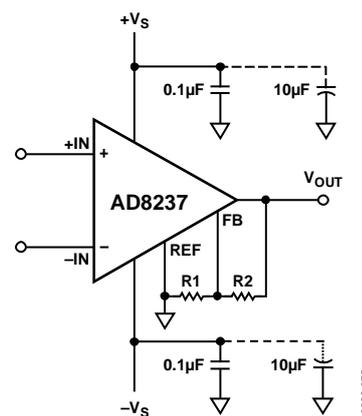


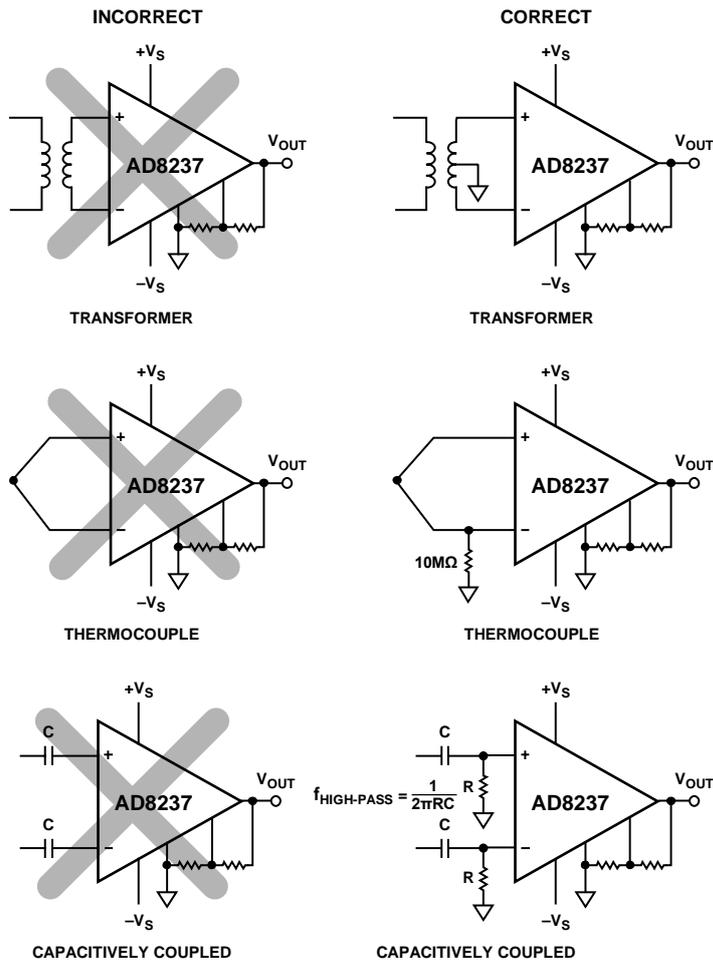
図 73. 電源デカップリング、REF ローカル・グラウンド基準の出力

## リファレンス電圧

AD8237 の出力電圧は、リファレンス・ピンの電位を基準にして発生されます。REF を適切な近くのグラウンドに接続するように注意してください。

## 入力バイアス電流のリターン・パス

AD8237 の入力バイアス電流には、グラウンドへのリターン・パスが必要です。熱電対のように信号源へのリターン電流パスがない場合には、図 74 に示すように設ける必要があります。



1028B-076

図 74. I<sub>BIAS</sub> パスの構成

## アプリケーション情報

### バッテリー電流のモニタ

AD8237 は、マイクロパワーの消費電流、独自の回路、レール to レール入力であるため、バッテリー駆動電流検出アプリケーションに最適です。図 75 の構成では、AD8237 は充電と放電で正確にハイ・サイド電流を計測することができます。負荷の性質に応じて、+Vs に RC デカップリングが必要となることがあります。電流検出方法を使うと、最も正確な結果を得ることができます。

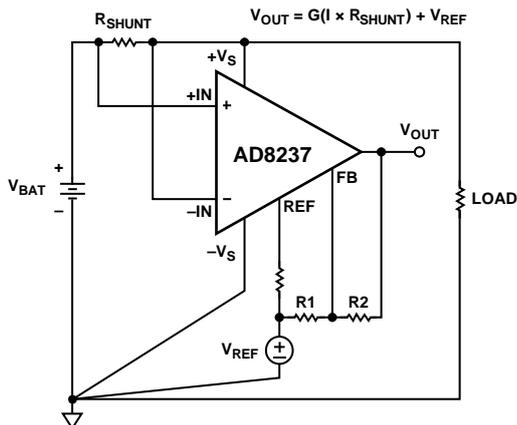


図 75. バッテリー駆動による電流検出

1028B-077

### プログラマブルなゲインを持つ計装アンプ

大部分の集積回路計装アンプでは、低インピーダンス・パスにある 1 本の抵抗を使ってゲインを設定します。ゲイン設定ピンの間に接続する部品には電流が流れ、これがゲイン抵抗に加わります。一般に CMOS スイッチは、オン抵抗  $R_{ON}$  を持っています。 $R_{ON}$  の管理は良くなく、入力電圧に対して非直線性を持ち、高いドリフトを持ちます。このために、計装アンプ出力で大きなゲイン誤差と歪みが発生します。この  $R_{ON}$  問題により、高精度のプログラマブルなゲインを持つ計装アンプの構築が困難でした。AD8237 回路では、高インピーダンス検出パスにスイッチを設けて、寄生抵抗の影響をなくすることができます。図 76 に、プログラマブルなゲインを実現する 1 つの方法を示します。アプリケーションによっては、マルチプレクサの代わりにデジタル・ポテンショメータを使用する方が有効な場合があります。

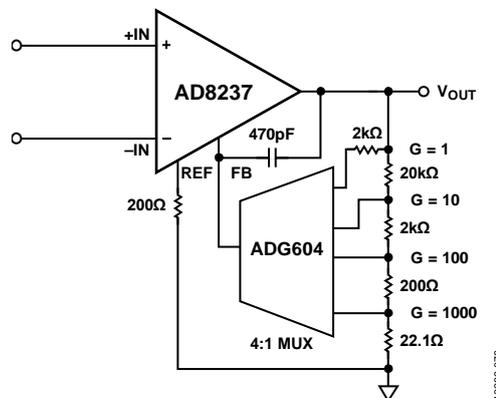


図 76. マルチプレクサによるプログラマブルなゲイン

1028B-078

ECG フロントエンドでの AD8237 の使用

心電図(ECG)回路は、電極にハーフ・セル電位があるため、差動 DC オフセットで動作する必要があります。この過電位の許容差は  $\pm 300$  mV (typ) ですが、状況によっては 1V 以上になることがあります。ECG 回路の電源電圧が低下すると、ハーフ・セル電位問題が深刻になり、最初のステージで使用できるゲインが厳密に制限されます。AD8237 アーキテクチャはこの問題に対して独自のソリューションを提供します。REF ピンをゲイン設定回路から切り離す場合、出力から REF ピンへ低周波反転積分器を接続することができます。AD8237 はゲインを積分器出力に与えるため、積分器の振幅は、DC オフセットのゲイン倍ではなく補償する DC オフセット

に必要なだけで済みます。このシステム・アーキテクチャを使用すると、大きなゲインを計装アンプ・ステージに適用できるため、システムの他の条件が大幅に緩和されます。また、信号パス内の計装アンプの後ろにあるデバイスからのノイズとオフセット誤差成分も減少します。図 77 の回路に、中心概念を示します。システムでの必要に応じて、入力バッファ、フィルタリング、リード駆動のような性能を改善するためにオペアンプを追加することもできます。デカップリングは省略してあります。

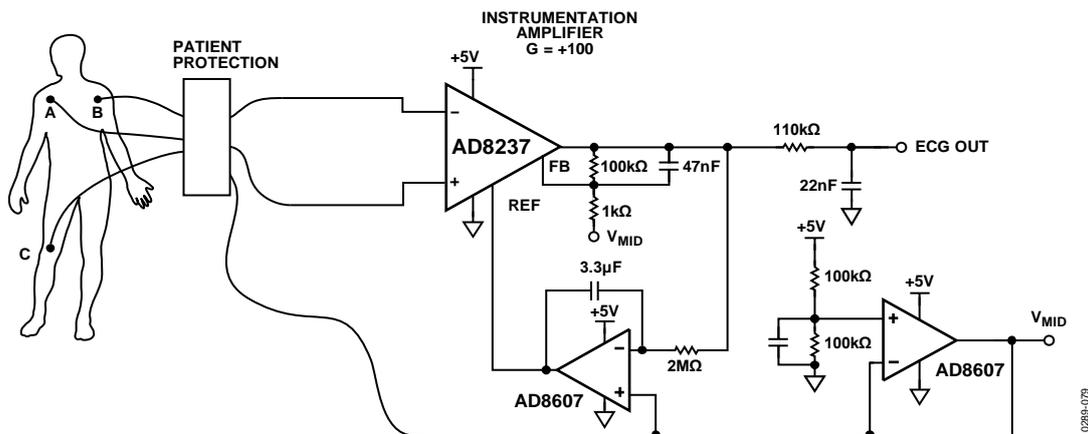
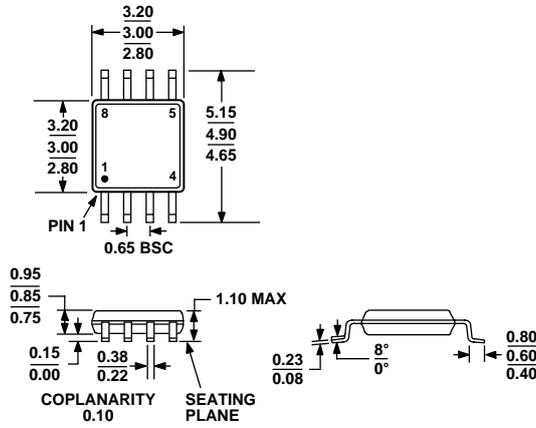


図 77. ECG での AD8237 の使用

外形寸法



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-187-AA

図 78.8 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 <sup>1</sup>	Temperature Range	Package Description	Package	Branding
AD8237ARMZ	-40°C to +125°C	8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP], Tube	RM-8	Y4H
AD8237ARMZ-R7	-40°C to +125°C	8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP], 7-Inch Tape and Reel	RM-8	Y4H
AD8237ARMZ-RL	-40°C to +125°C	8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP], 13-Inch Tape and Reel	RM-8	Y4H

<sup>1</sup> Z = RoHS 準拠製品。