

## 25 $\mu$ V、0.3 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C、低ノイズ計装アンプ

### 特長

- 1個のゲイン設定抵抗:  $G = 1 \sim 1000$  超
- 優れたDC精度
  - 入力オフセット電圧: 最大25 $\mu$ V
  - 入力オフセット電圧ドリフト: 最大0.3 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C
  - 低ゲイン誤差: 最大0.01% ( $G = 1$ )
  - 低ゲイン・ドリフト: 最大30ppm/ $^{\circ}$ C ( $G > 1$ )
  - 高いDC CMRR: 最小94dB ( $G = 1$ )
- 入力バイアス電流: 最大400pA
- -3dB帯域幅 ( $G = 1$ ): 3.1MHz
- 低ノイズ:
  - 0.1Hz~10Hzでのノイズ: 0.2 $\mu$ Vp-p
  - 1kHzでの電圧ノイズ: 7nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- 入力RFIフィルタ内蔵
- 広い電源電圧範囲: 4.75V~35V
- 規定温度範囲:
  - 40 $^{\circ}$ C~85 $^{\circ}$ C、-40 $^{\circ}$ C~125 $^{\circ}$ C
- MS8、S8E、および10ピン3mm $\times$ 3mm DFNパッケージ

### アプリケーション

- ブリッジ・アンプ
- データ・アキュイジション
- マルチプレクサ信号
- 熱電対アンプ
- 歪みゲージ・アンプ
- 医療機器
- 変換器インターフェース
- 差動信号からシングル・エンド信号への変換

### 概要

LT<sup>®</sup>6370は、業界最高レベルのDC精度を発揮するゲイン・プログラマブルな高精度計装アンプです。この高精度によって小信号を検出できるので、特に温度変化を伴うキャリブレーション条件が緩和されます。

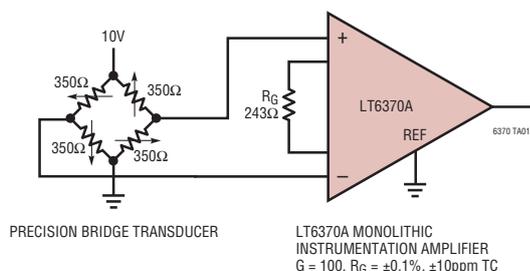
LT6370は独自の高性能バイポーラ・プロセスを採用しているので、業界最高レベルの精度と相まって、並外れた長期間安定性を実現しています。LT6370は、超低入力オフセット電圧(25 $\mu$ V)と高CMRR(94dB、 $G = 1$ )に対応するため、レーザー・トリミングされています。独自のオンチップ・テスト機能により、入力オフセット電圧ドリフト(0.3 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C)とゲイン・ドリフト(30ppm/ $^{\circ}$ C)をS8Eパッケージでの自動テストによって確認できます。

優れたDC仕様に加えて、広い帯域幅(3.1MHz、 $G = 1$ )と高速セトリング時間により、LT6370はマルチプレクス・アプリケーションで適切に動作できます。LT6370は、過酷なRF干渉の存在する環境で精度を維持するため、入力にEMIフィルタを内蔵しています。

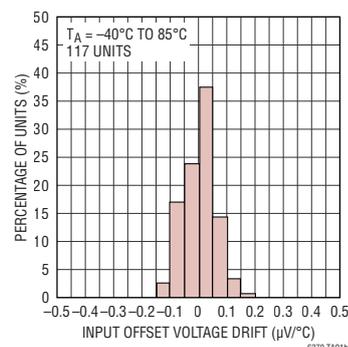
LT6370は、従来の計装アンプのピン配列を使用する小型の8ピンMSOPまたはS8Eだけでなく、10ピン3mm $\times$ 3mm DFNでも供給されます。また、優れたDC仕様を備えたAグレードとして、S8Eパッケージも供給されます。LT6370は、-40 $^{\circ}$ C~85 $^{\circ}$ Cと-40 $^{\circ}$ C~125 $^{\circ}$ Cの温度範囲で仕様が全て規定されています。

全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

### 標準的応用例



入力オフセット電圧ドリフトの分布、MS8パッケージ



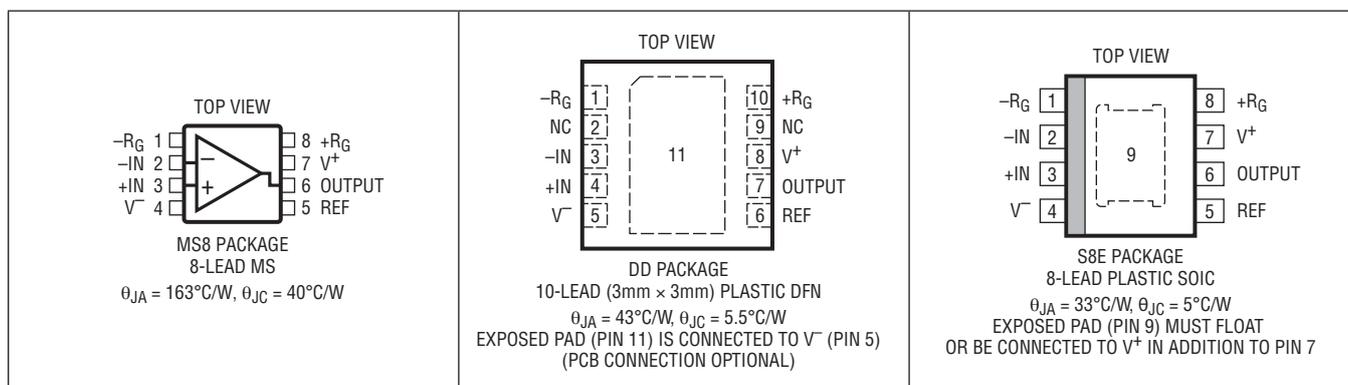
# LT6370

## 絶対最大定格

(Note 1)

全電源電圧 ( $V^+ \sim V^-$ ) .....	36V	出力電流 .....	80mA
入力電圧 (+IN、-IN、 +RG、-RG、REF) .....	$(V^- - 0.3V) \sim (V^+ + 0.3V)$	規定動作温度範囲	
差動入力電圧 (+INと-INの間) .....	$\pm 36V$	Iグレード .....	$-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$
入力電流 (+RG、-RG) .....	$\pm 2\text{mA}$	Hグレード .....	$-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$
入力電流 (+IN、-IN) .....	$\pm 10\text{mA}$	最大ジャンクション温度 .....	$150^\circ\text{C}$
入力電流 (REF) .....	$-10\text{mA}$	保存温度範囲 .....	$-65^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$
出力短絡時間 .....	温度により制限	ピン温度 (ハンダ処理、10秒) .....	$300^\circ\text{C}$

## ピン配置



## 発注情報

チューブ	テープ&リール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LT6370IS8E#PBF	LT6370IS8E#TRPBF	6370	8-Lead Plastic SO	$-40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$
LT6370HS8E#PBF	LT6370HS8E#TRPBF	6370	8-Lead Plastic SO	$-40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$
LT6370IMS8#PBF	LT6370IMS8#TRPBF	LTGZP	8-Lead Plastic MSOP	$-40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$
LT6370HMS8#PBF	LT6370HMS8#TRPBF	LTGZP	8-Lead Plastic MSOP	$-40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$
LT6370IDD#PBF	LT6370IDD#TRPBF	LGZN	10-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	$-40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$
LT6370HDD#PBF	LT6370HDD#TRPBF	LGZN	10-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	$-40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$
LT6370AIS8E#PBF	LT6370AIS8E#TRPBF	6370	8-Lead Plastic SO	$-40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$
LT6370AHS8E#PBF	LT6370AHS8E#TRPBF	6370	8-Lead Plastic SO	$-40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$

更に広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。\*温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

テープ&リールの仕様。一部のパッケージは、#TRMPBF接尾部の付いた指定の販売経路を通じて500個入りのリールで供給可能です。

電気的特性

●は規定温度範囲での規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。  $V_S = \pm 15\text{V}$ 、 $V_{CM} = V_{REF} = 0\text{V}$ 、 $R_L = 2\text{k}\Omega$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LT6370A			LT6370			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
G	Gain Range	$G = (1 + 24.2\text{k}/R_G)$ (Note 2)	1		1000	1		1000	V/V
	Gain Error (Notes 3, 4)	$G = 1$		-0.004	0.01	-0.004	0.015	%	
		$G = 1$	●		0.02		0.025	%	
		$G = 10$	●		-0.02	0.08	-0.02	0.1	%
		$G = 10, T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$	●			0.4		0.42	%
		$G = 10, T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	●			0.58		0.6	%
		$G = 100$	●		-0.02	0.08	-0.02	0.1	%
		$G = 100, T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$	●			0.4		0.42	%
		$G = 100, T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	●			0.58		0.6	%
		$G = 1000$	●		-0.05	0.15	-0.05	0.2	%
		$G = 1000, T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$	●			0.47		0.52	%
	$G = 1000, T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	●			0.65		0.7	%	
	Gain vs Temperature (Notes 3, 4)	$G = 1$ (Note 5)	●	0.2	0.5	0.2	0.5	ppm/ $^\circ\text{C}$	
		$G > 1$ (Note 6)	●	20	30	20	50	ppm/ $^\circ\text{C}$	
	Gain Nonlinearity (Notes 3, 7)	$V_{OUT} = \pm 10\text{V}, G = 1$	●	1	3	1	5	ppm	
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}, G = 1$	●		6		8	ppm	
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}, G = 10$	●	3	20	3	30	ppm	
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}, G = 10$	●		65		75	ppm	
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}, G = 100$	●	20	30	20	55	ppm	
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}, G = 100$	●		105		130	ppm	
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}, G = 1000$	●	50	200	50	300	ppm	
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}, G = 1000$	●		270		370	ppm	
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}, G = 1, R_L = 600\Omega$		4		4		ppm	
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}, G = 10, R_L = 600\Omega$		6		6		ppm	
	$V_{OUT} = \pm 10\text{V}, G = 100, R_L = 600\Omega$		30		30		ppm		
	$V_{OUT} = \pm 10\text{V}, G = 1000, R_L = 600\Omega$		250		250		ppm		

$V_{OST}$ 、全入力換算オフセット電圧、 $V_{OST} = V_{OS1} + V_{OS0}/G$

$V_{OS1}$	Input Offset Voltage (Note 8)	S8E Package		$\pm 9$	$\pm 25$	$\pm 15$	$\pm 55$	$\mu\text{V}$
		MS8 Package				$\pm 8$	$\pm 35$	$\mu\text{V}$
		DD10 Package				$\pm 15$	$\pm 60$	$\mu\text{V}$
		S8E Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$	●		$\pm 100$		$\pm 130$	$\mu\text{V}$
		S8E Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	●		$\pm 125$		$\pm 155$	$\mu\text{V}$
		MS8 Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$	●				$\pm 125$	$\mu\text{V}$
		MS8 Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	●				$\pm 150$	$\mu\text{V}$
		DD10 Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$	●				$\pm 155$	$\mu\text{V}$
		DD10 Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	●				$\pm 180$	$\mu\text{V}$
		$V_{OS0}$	Output Offset Voltage (Note 8)	S8E Package		$\pm 60$	$\pm 165$	$\pm 70$
MS8 Package						$\pm 30$	$\pm 150$	$\mu\text{V}$
DD10 Package						$\pm 45$	$\pm 250$	$\mu\text{V}$
S8E Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$	●				$\pm 390$		$\pm 490$	$\mu\text{V}$
S8E Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	●				$\pm 515$		$\pm 615$	$\mu\text{V}$
MS8 Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$	●						$\pm 325$	$\mu\text{V}$
MS8 Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	●						$\pm 400$	$\mu\text{V}$
DD10 Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$	●						$\pm 510$	$\mu\text{V}$
DD10 Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	●						$\pm 650$	$\mu\text{V}$
$V_{OS1}/T$	Input Offset Voltage Drift (Notes 5, 8)			S8E Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$	●		$\pm 0.3$	
		S8E Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	●		$\pm 0.4$		$\pm 0.5$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
		MS8 Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$	●				$\pm 0.3$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
		MS8 Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	●				$\pm 0.4$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
		DD10 Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$	●				$\pm 0.4$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
		DD10 Package, $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	●				$\pm 0.5$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
	Input Offset Voltage Hysteresis (Note 9)	$T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$	●	$\pm 1.5$		$\pm 1.5$		$\mu\text{V}$
		$T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	●	$\pm 3$		$\pm 3$		$\mu\text{V}$

## 電気的特性

●は規定温度範囲での規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。  $V_S = \pm 15\text{V}$ 、 $V_{CM} = V_{REF} = 0\text{V}$ 、 $R_L = 2\text{k}\Omega$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LT6370A			LT6370			UNITS		
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX			
$V_{OS0/T}$	Output Offset Voltage Drift (Notes 5, 8)	S8E Package, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$	●			±1.5		±2.5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		
		S8E Package, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$	●			±1.5		±3.5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		
		MS8 Package, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$	●					±2	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		
		MS8 Package, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$	●					±2.5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		
		DD10 Package, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$	●					±3	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		
		DD10 Package, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$	●					±4	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		
	Output Offset Voltage Hysteresis (Note 9)	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$	●			±10		±10	$\mu\text{V}$		
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$	●			±20		±20	$\mu\text{V}$		
$I_B$	Input Bias Current	MS8 and S8E Packages				±0.1	±0.4	±0.1	±0.6	nA	
		DD10 Package						±0.1	±0.8	nA	
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$ , MS8 and S8E Packages	●				±1.3			±1.5	nA
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$ , DD10 Package	●				±2.8			±1.7	nA
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$ , MS8 and S8E Packages	●							±3	nA
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$ , DD10 Package	●						±3.2	nA	
$I_{OS}$	Input Offset Current	MS8 and S8E Packages				±0.2	±0.7	±0.2	±1	nA	
		DD10 Package						±0.2	±1.4	nA	
		MS8 and S8E Packages	●				±1.7			±2	nA
		DD10 Package	●							±2.4	nA
	Input Noise Voltage (Note 10)	0.1Hz to 10Hz, $G = 1$				2		2	$\mu\text{V}_{P-P}$		
		0.1Hz to 10Hz, $G = 1000$				0.2		0.2	$\mu\text{V}_{P-P}$		

全 RTI ノイズ =  $\sqrt{e_{ni}^2 + (e_{no}/G)^2}$  (Note 10)

$e_{ni}$	Input Noise Voltage Density	$f = 1\text{kHz}$				7		7	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
$e_{no}$	Output Noise Voltage Density	$f = 1\text{kHz}$				65		65	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
	Input Noise Current	0.1Hz to 10Hz				10		10	$\text{pA}_{P-P}$	
$i_n$	Input Noise Current Density	$f = 1\text{kHz}$				200		200	$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
$R_{IN}$	Input Resistance	$V_{IN} = -12.6\text{V}$ to $13\text{V}$				225		225	$\text{G}\Omega$	
$C_{IN}$	Differential Common Mode	$f = 100\text{kHz}$				0.9		0.9	pF	
		$f = 100\text{kHz}$				15.9		15.9	pF	
$V_{CM}$	Input Voltage Range	Guaranteed by CMRR				$V^- + 1.8/V^+ - 1.4$		$V^- + 1.8/V^+ - 1.4$	V	
			●			$V^- + 2.4$	$V^+ - 2$	$V^- + 2.4$	$V^+ - 2$	V
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	DC to 60Hz, 1k Source Imbalance, $V_{CM} = -12.6\text{V}$ to $13\text{V}$								
		$G = 1$	●	94	112	88	112		dB	
		$G = 1$	●	87		83			dB	
		$G = 10$	●	112	132	110	132		dB	
		$G = 10$	●	106		104			dB	
		$G = 100$	●	126	144	120	144		dB	
		$G = 100$	●	120		114			dB	
		$G = 1000$	●	134	148	130	148		dB	
		$G = 1000$	●	122		120			dB	
			AC Common Mode Rejection Ratio	$f = 20\text{kHz}$ , DD10 Package						
$G = 1$							77		dB	
$G = 10$							98		dB	
$G = 100$							135		dB	
$G = 1000$							128		dB	
$f = 20\text{kHz}$ , MS8 Package										
$f = 20\text{kHz}$ , S8E Package										
$G = 1$							71	71		dB
$G = 10$					91	91		dB		
$G = 100$					101	101		dB		
$G = 1000$					103	103		dB		

電気的特性

●は規定温度範囲での規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。  $V_S = \pm 15\text{V}$ 、 $V_{CM} = V_{REF} = 0\text{V}$ 、 $R_L = 2\text{k}\Omega$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LT6370A			LT6370			UNITS		
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX			
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V_S = \pm 2.375\text{V}$ to $\pm 17.5\text{V}$									
		$G = 1$	●	116	130		110	130	dB		
		$G = 1$	●	114			106		dB		
		$G = 10$	●	134	140		130	140	dB		
		$G = 10$	●	124			120		dB		
		$G = 100$	●	136	142		130	142	dB		
		$G = 100$	●	125			120		dB		
		$G = 1000$	●	136	146		130	146	dB		
		$G = 1000$	●	125			120		dB		
$V_S$	Supply Voltage	Guaranteed by PSRR	●	4.75	35		4.75	35	V		
$I_S$	Supply Current	$V_S = \pm 15\text{V}$	●		2.65	2.75		2.65	2.75	mA	
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$	●			2.9			2.9	mA	
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$	●				3			3	mA
		$V_S = \pm 2.375\text{V}$	●		2.55	2.6		2.55	2.6	mA	
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$	●			2.75			2.75	mA	
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$	●				2.85			2.85	mA
$V_{OUT}$	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_L = 10\text{k}\Omega$	●	-14.5	-14.9/14	13.7	-14.5	-14.9/14	13.7	V	
			●	-14.3		13.6	-14.3		13.6	V	
		$V_S = \pm 2.375\text{V}$ , $R_L = 10\text{k}\Omega$	●	-2	-2.3/1.6	1.5	-2	-2.3/1.6	1.5	V	
			●	-1.8		1.3	-1.8		1.3	V	
$I_{OUT}$	Output Short Circuit Current		●	35	55		35	55	mA		
			●	30			30		30	mA	
BW	-3dB Bandwidth	$G = 1$			3100			3100	kHz		
		$G = 10$			1150			1150	kHz		
		$G = 100$			184			184	kHz		
		$G = 1000$			19			19	kHz		
SR	Slew Rate	$G = 1$ , $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$	●	8	11		8	11	V/ $\mu\text{s}$		
			●	6			6		6	V/ $\mu\text{s}$	
$t_S$	Settling Time	20V Output Step to 0.0015%									
		$G = 1$			5.8			5.8	$\mu\text{s}$		
		$G = 10$			9.8			9.8	$\mu\text{s}$		
		$G = 100$			16			16	$\mu\text{s}$		
		$G = 1000$			100			100	$\mu\text{s}$		
$R_{REFIN}$	REF Input Resistance				20			20	k $\Omega$		
$I_{REFIN}$	REF Input Current	$V_{+IN} = V_{-IN} = V_{REF} = 0\text{V}$	●	-40	-27	-14	-40	-27	-14	$\mu\text{A}$	
			●	-60		6	-60		6	$\mu\text{A}$	
$V_{REF}$	REF Voltage Range		●	$V^-$		$V^+$	$V^-$		$V^+$	V	
$A_{VREF}$	REF Gain to Output	$V_{REF} = \pm 10\text{V}$			1			1		V/V	
	REF Gain Error	$V_{REF} = \pm 10\text{V}$	●	-80	-20	40	-100	-20	60	ppm	
			●	-95		55	-115		75	ppm	

## 電気的特性

**Note 1:** 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。また、長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

**Note 2:** ゲインは1000より大きくできるが、 $R_G$ の値が小さくなるため、PCBとパッケージ・ピンの抵抗が大きな誤差発生源になる。

**Note 3:** ゲインのテストは、-INを電源電圧の midpoint に設定し、+INを駆動して実施する。

**Note 4:** ゲインが1より大きい場合、ゲイン誤差とゲイン・ドリフトの仕様を外付けゲイン設定抵抗  $R_G$  の影響は含まれない。

**Note 5:** この仕様は設計により確認されている。

**Note 6:** この仕様はLT6370Aの高速自動テストによって確認されている。この仕様はLT6370の設計と特性評価により確認されている。

**Note 7:** このパラメータは、時定数が長い熱効果を測定しない高速自動テスターで測定される。これらの熱効果の大きさは、使用パッケージ、PCBレイアウト、放熱、空気流の条件により異なる。

**Note 8:** オフセットがアンプとどのように関係するかの詳細については、アプリケーション情報のセクションの「入力と出力のオフセット電圧」を参照。

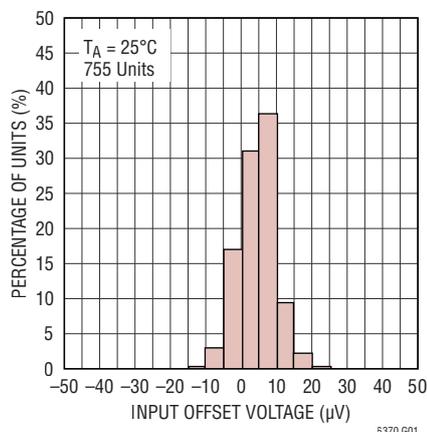
**Note 9:** 出力電圧のヒステリシスは、ICがそれまでに置かれていた温度が高温か低温かによって異なる機械応力によって生じる。出力電圧は常に25°Cで測定されるが、ICには高温の限界値または低温の限界値までの温度サイクルが実行され、その後測定が行われる。ヒステリシスは温度変化の2乗にほぼ比例する。十分に管理された温度（動作温度の20度または30度以内）で保存されている機器の場合、ヒステリシスは通常、大きな誤差発生源にならない。代表的なヒステリシスは、25°Cから低温を経て25°Cに戻るか、25°Cから高温を経て25°Cに戻る最も厳しい場合であり、1回の熱サイクルによって前処理される。

**Note 10:** 入力を基準にしている。

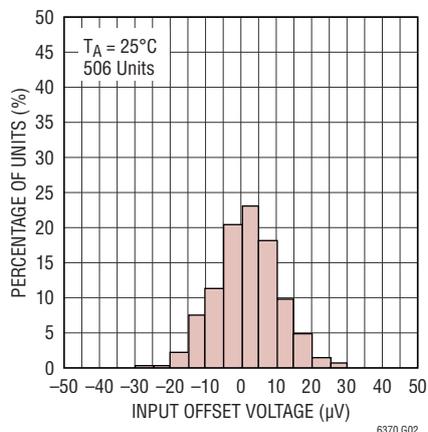
## 代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $V_S = \pm 15V$ 、 $V_{CM} = V_{REF} = 0V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 、 $R_L = 2k\Omega$ 。

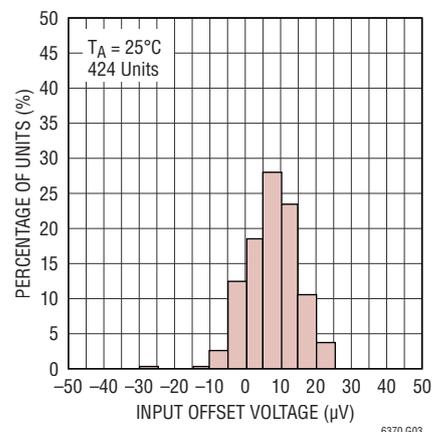
入力オフセット電圧の分布、  
MS8パッケージ



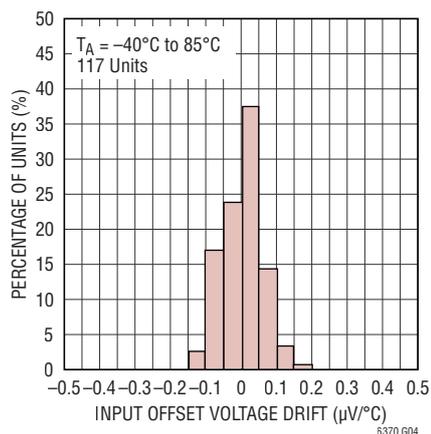
入力オフセット電圧の分布、  
S8Eパッケージ



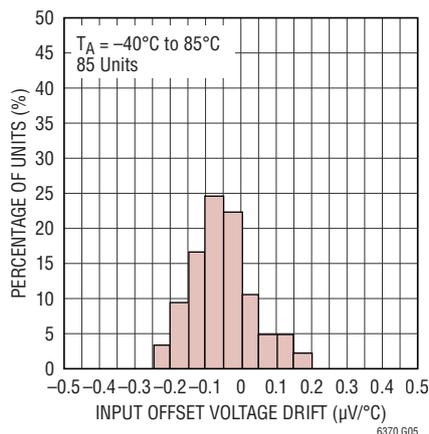
入力オフセット電圧の分布、  
DD10パッケージ



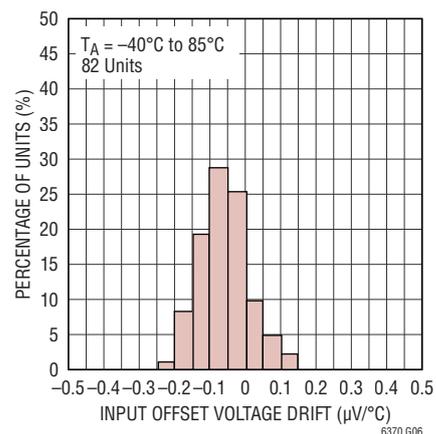
入力オフセット電圧ドリフトの  
分布、MS8パッケージ



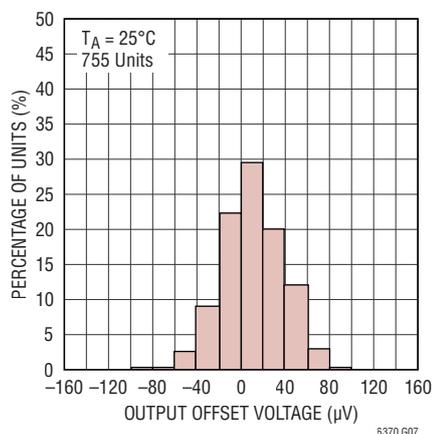
入力オフセット電圧ドリフトの  
分布、S8Eパッケージ



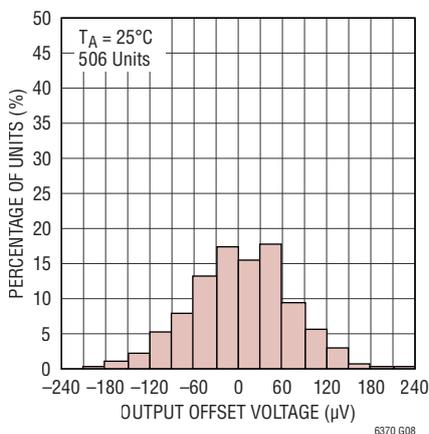
入力オフセット電圧ドリフトの  
分布、DD10パッケージ



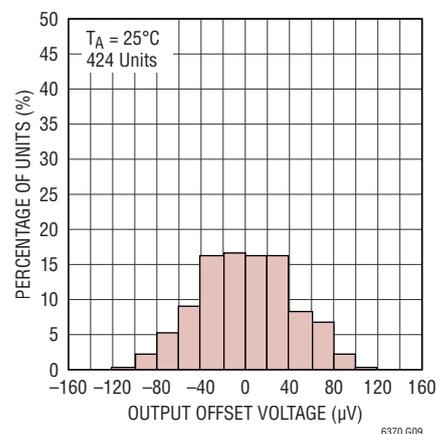
出力オフセット電圧の分布、  
MS8パッケージ



出力オフセット電圧の分布、  
S8Eパッケージ



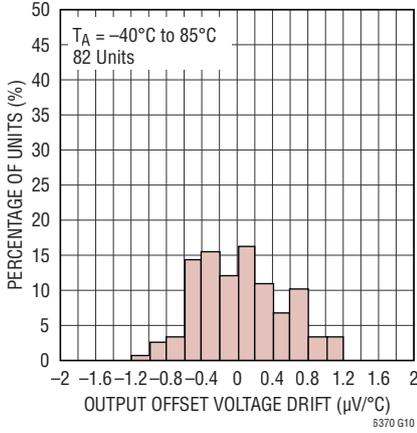
出力オフセット電圧の分布、  
DD10パッケージ



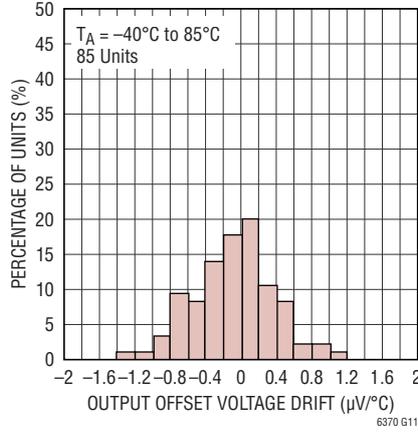
## 代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $V_S = \pm 15V$ 、 $V_{CM} = V_{REF} = 0V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 、 $R_L = 2k\Omega$ 。

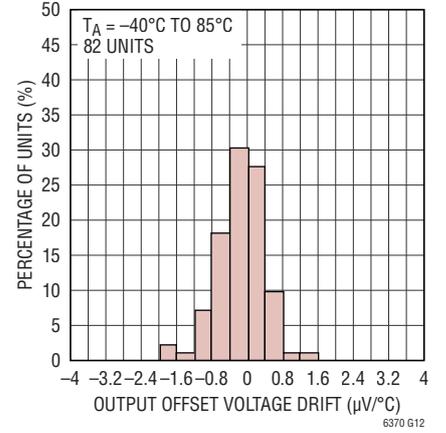
出力オフセット電圧ドリフトの分布、MS8パッケージ



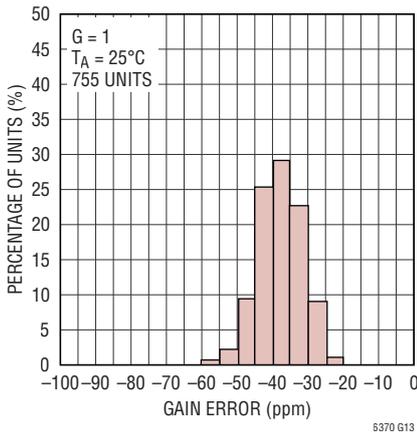
出力オフセット電圧ドリフトの分布、S8Eパッケージ



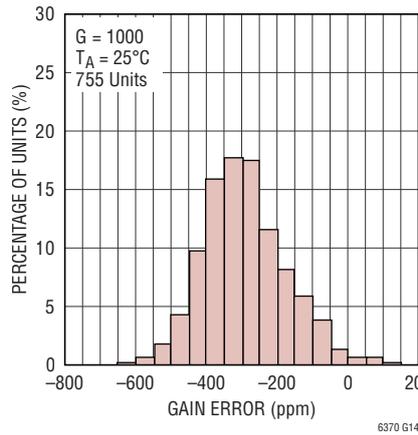
出力オフセット電圧ドリフトの分布、DD10パッケージ



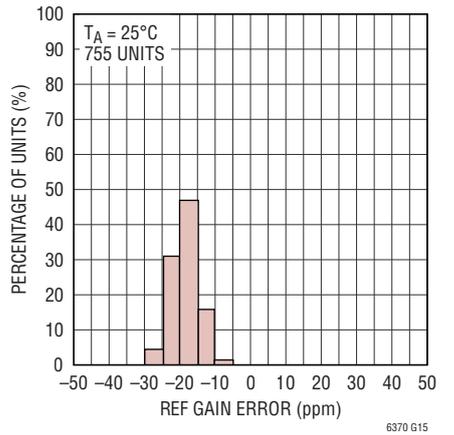
ゲイン誤差の分布



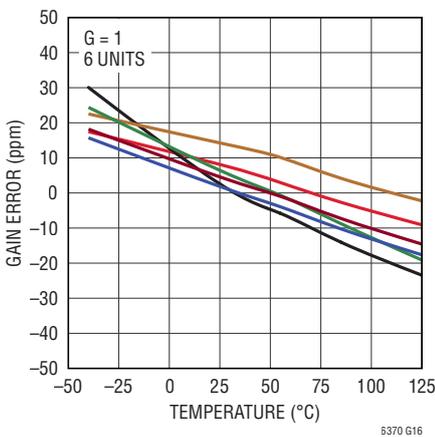
ゲイン誤差の分布



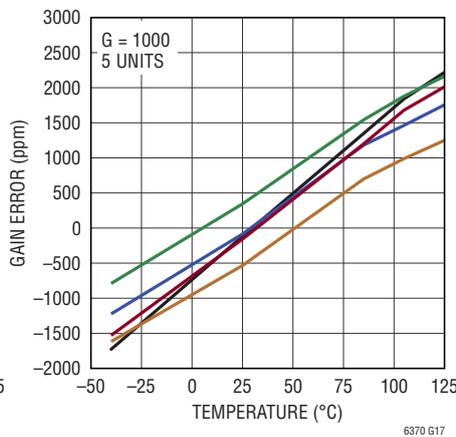
REFゲイン誤差の分布



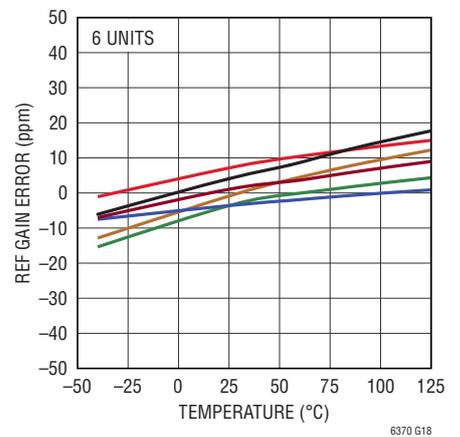
ゲイン・ドリフト (G = 1)



ゲイン・ドリフト (G = 1000)



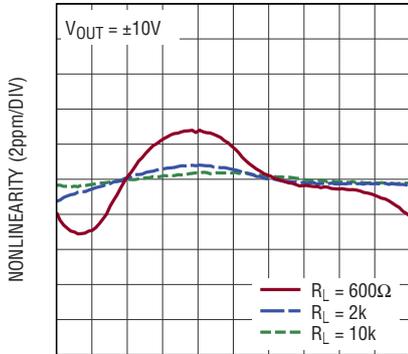
REFゲイン・ドリフト



代表的な性能特性

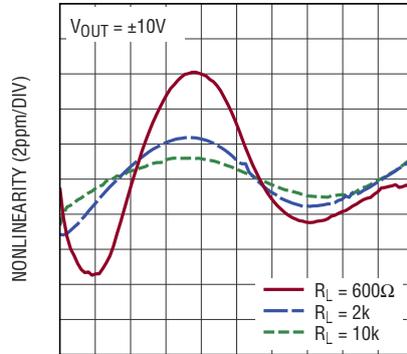
特に指定のない限り、 $V_S = \pm 15V$ 、 $V_{CM} = V_{REF} = 0V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 、 $R_L = 2k$ 。

ゲイン非直線性 (G = 1)



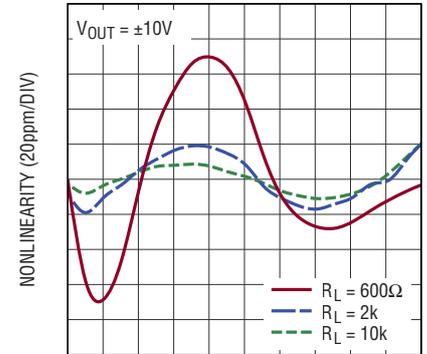
OUTPUT VOLTAGE (2V/DIV) 6370 G19

ゲイン非直線性 (G = 10)



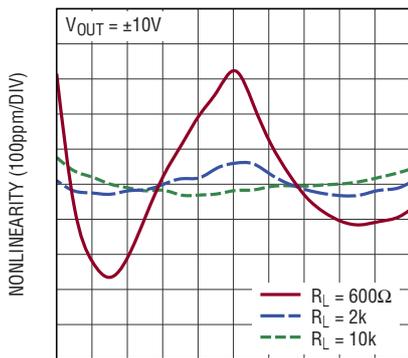
OUTPUT VOLTAGE (2V/DIV) 6370 G20

ゲイン非直線性 (G = 100)



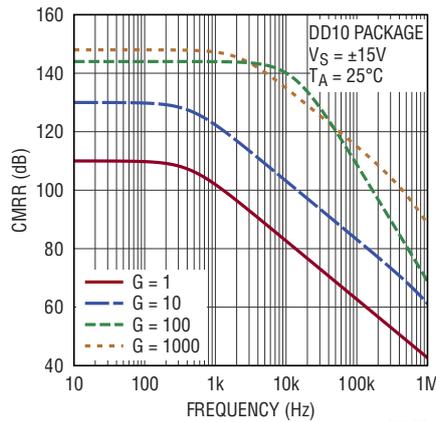
OUTPUT VOLTAGE (2V/DIV) 6370 G21

ゲイン非直線性 (G = 1000)



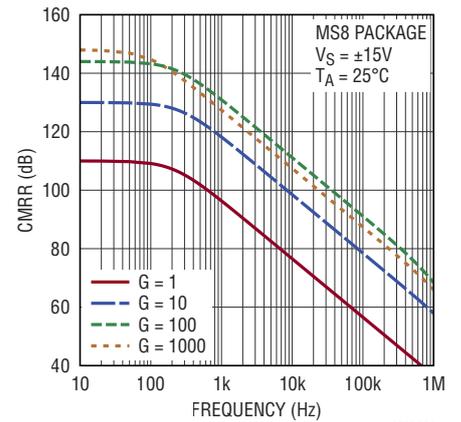
OUTPUT VOLTAGE (2V/DIV) 6370 G22

CMRRの周波数特性、RTI  
DD10パッケージ



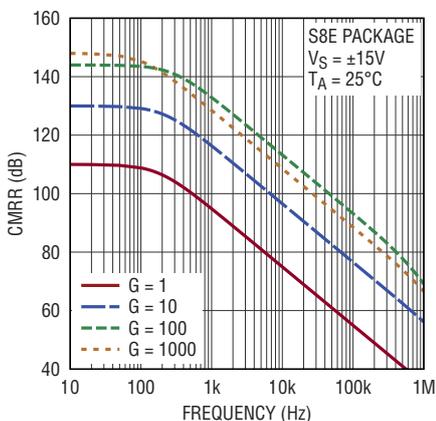
6370 G23

CMRRの周波数特性、RTI  
MS8パッケージ



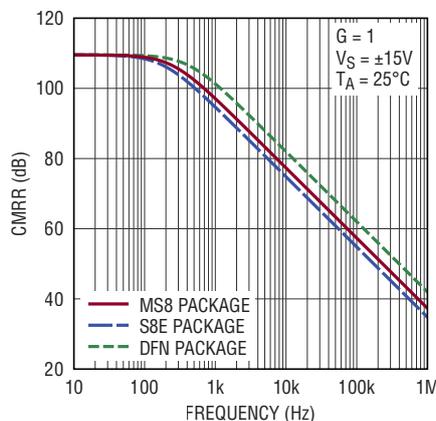
6370 G24

CMRRの周波数特性、RTI  
S8Eパッケージ



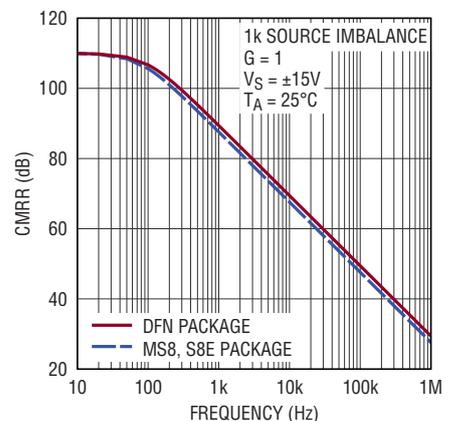
6370 G25

CMRRの周波数特性、RTI



6370 G26

CMRRの周波数特性、RTI

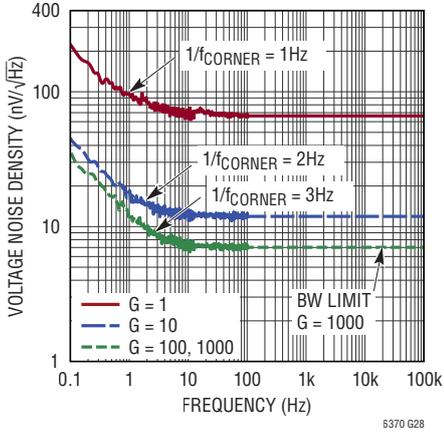


6370 G27

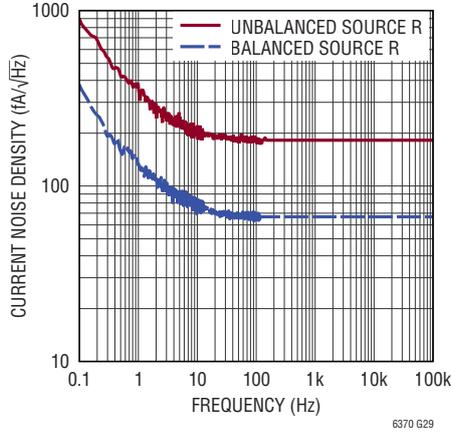
代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $V_S = \pm 15V$ 、 $V_{CM} = V_{REF} = 0V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 、 $R_L = 2k\Omega$ 。

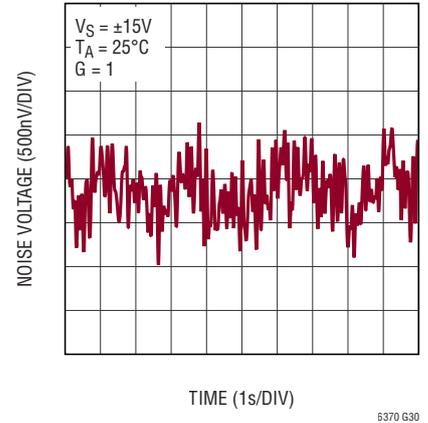
入力換算電圧ノイズ密度と周波数



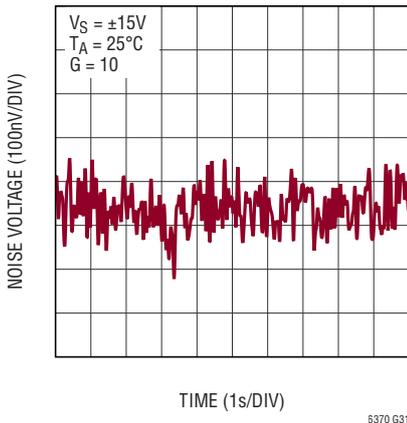
電流ノイズ密度と周波数



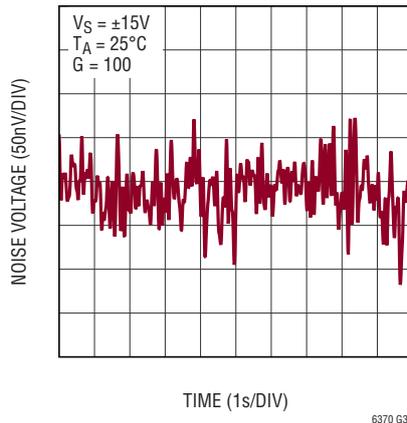
0.1Hz~10Hzの電圧ノイズ、G = 1、RTI



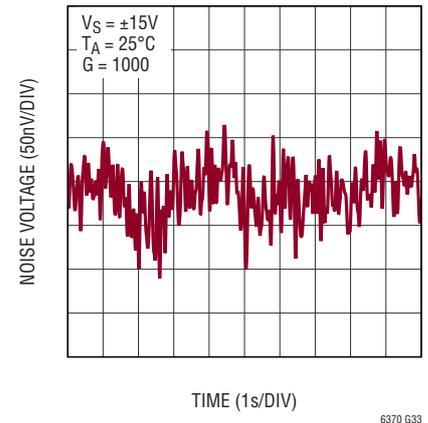
0.1Hz~10Hzの電圧ノイズ、G = 10、RTI



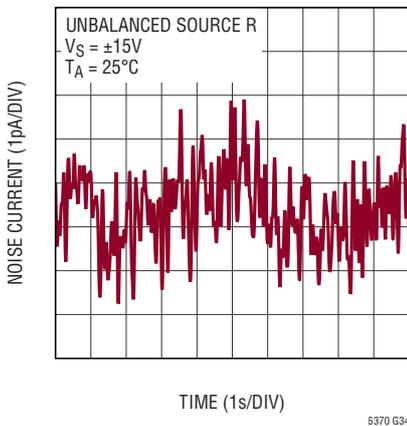
0.1Hz~10Hzの電圧ノイズ、G = 100、RTI



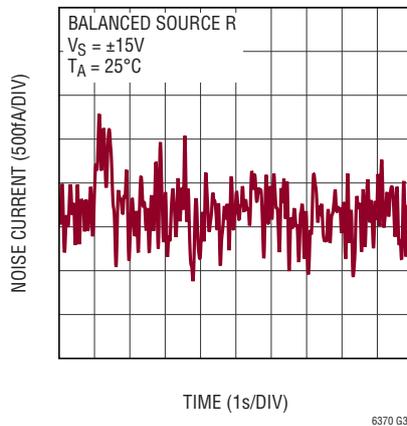
0.1Hz~10Hzの電圧ノイズ、G = 1000、RTI



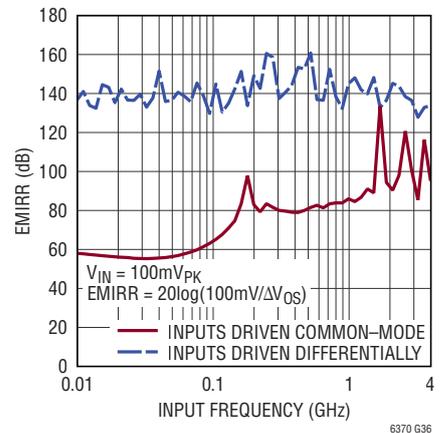
0.1Hz~10Hzのノイズ電流、不平衡信号源抵抗



0.1Hz~10Hzのノイズ電流、平衡信号源抵抗

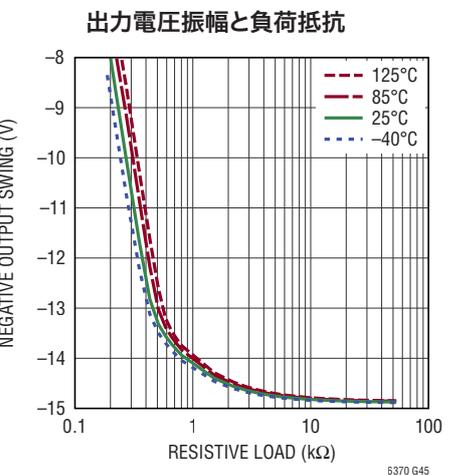
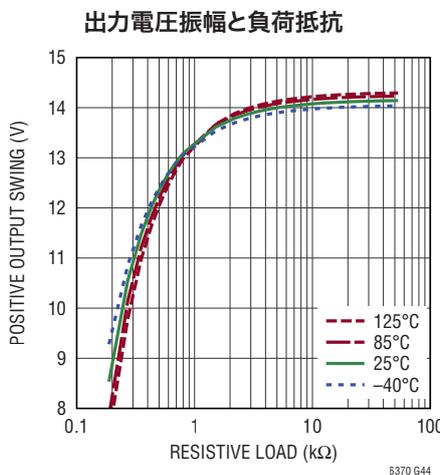
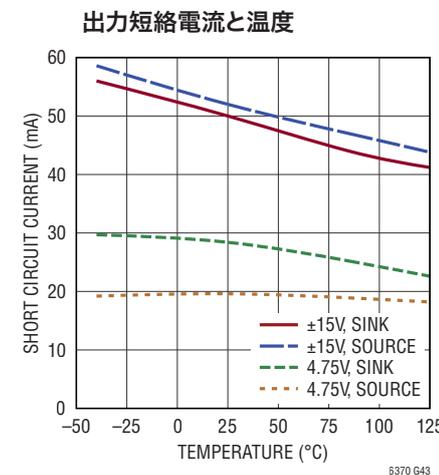
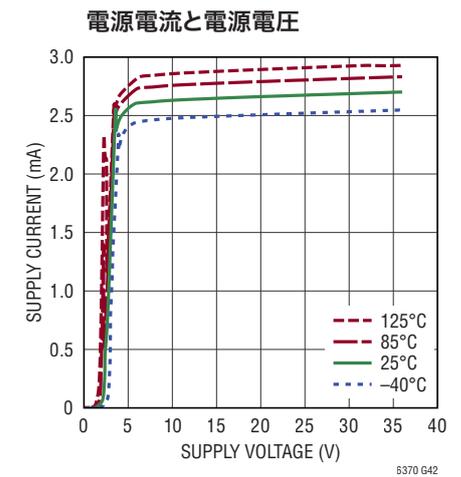
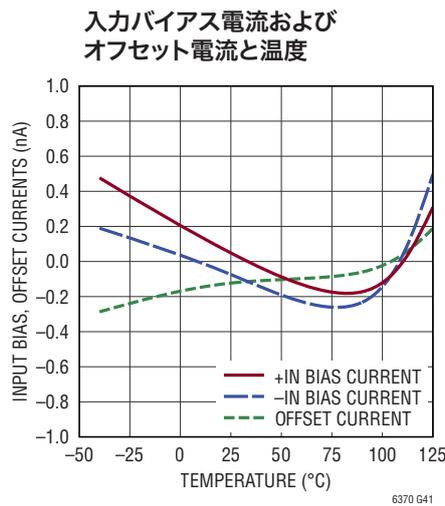
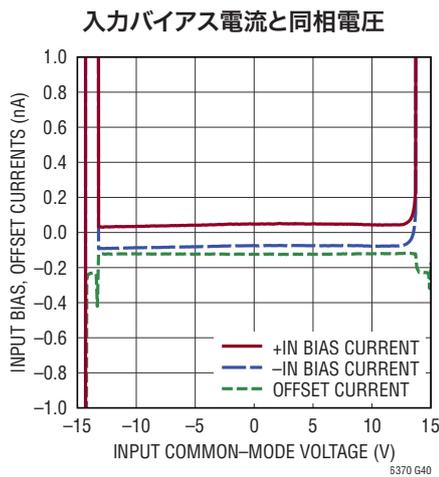
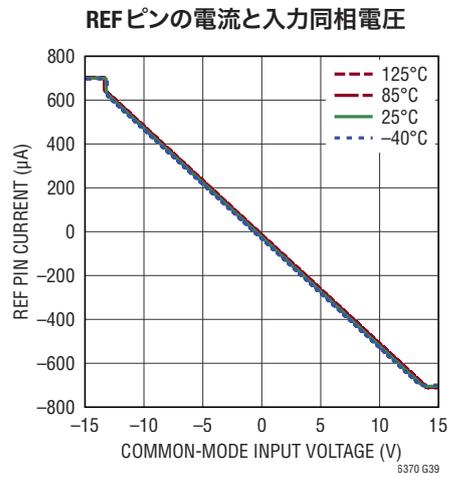
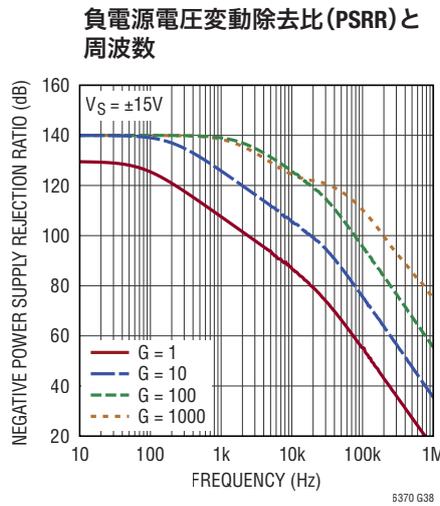
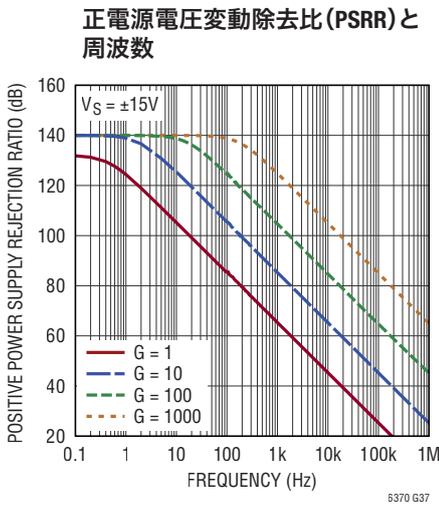


EMIRRの周波数特性、RTI



代表的な性能特性

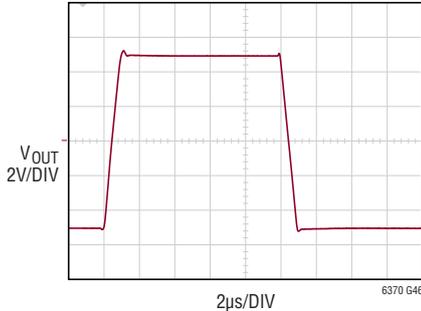
特に指定のない限り、 $V_S = \pm 15V$ 、 $V_{CM} = V_{REF} = 0V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 、 $R_L = 2k\Omega$ 。



## 代表的な性能特性

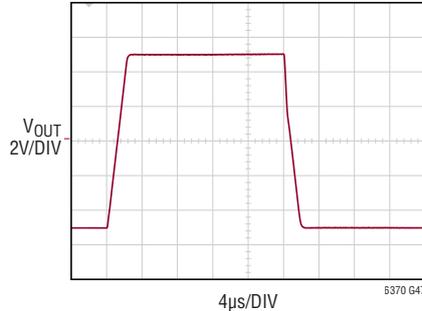
特に指定のない限り、 $V_S = \pm 15V$ 、 $V_{CM} = V_{REF} = 0V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 、 $R_L = 2k\Omega$ 。

大信号過渡応答



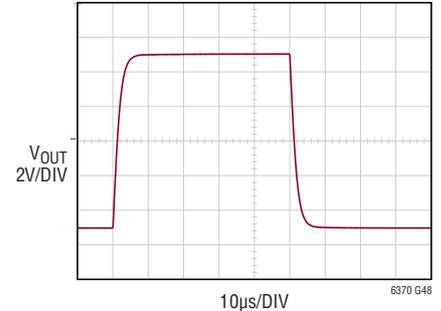
G = 1  
 $V_S = \pm 15V$   
 $T_A = 25^\circ C$   
 $C_L = 100pF$

大信号過渡応答



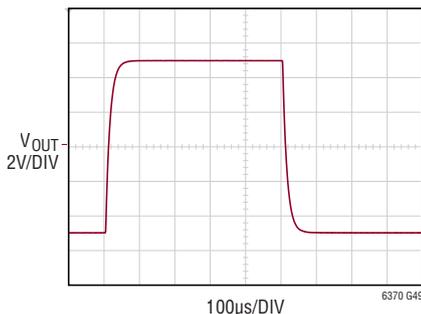
G = 10  
 $V_S = \pm 15V$   
 $T_A = 25^\circ C$   
 $C_L = 100pF$

大信号過渡応答



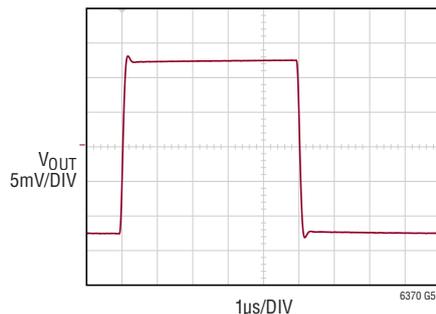
G = 100  
 $V_S = \pm 15V$   
 $T_A = 25^\circ C$   
 $C_L = 100pF$

大信号過渡応答



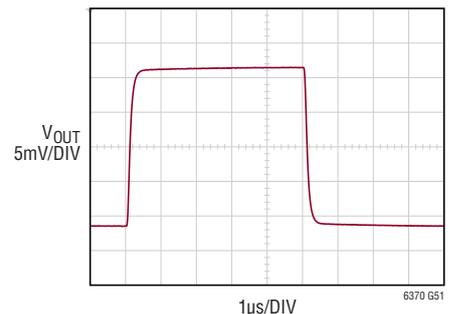
G = 1000  
 $V_S = \pm 15V$   
 $T_A = 25^\circ C$   
 $C_L = 100pF$

小信号過渡応答



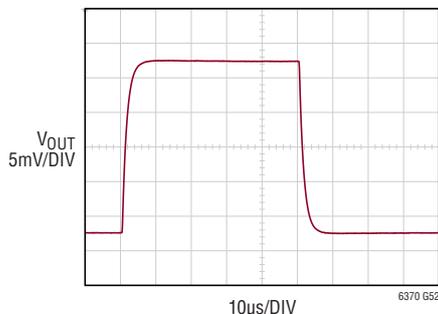
G = 1  
 $V_S = \pm 15V$   
 $T_A = 25^\circ C$   
 $C_L = 100pF$

小信号過渡応答



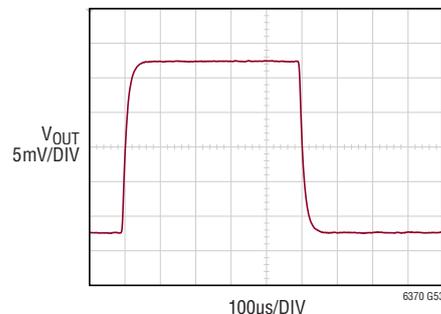
G = 10  
 $V_S = \pm 15V$   
 $T_A = 25^\circ C$   
 $C_L = 100pF$

小信号過渡応答



G = 100  
 $V_S = \pm 15V$   
 $T_A = 25^\circ C$   
 $C_L = 100pF$

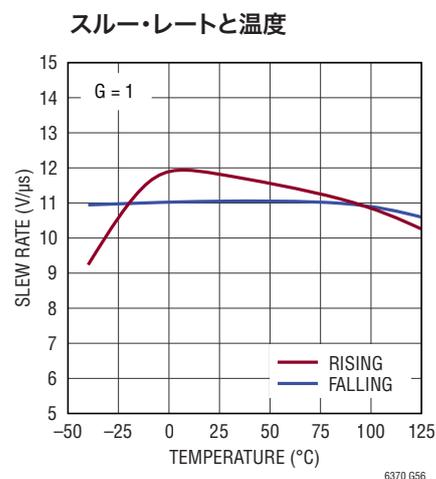
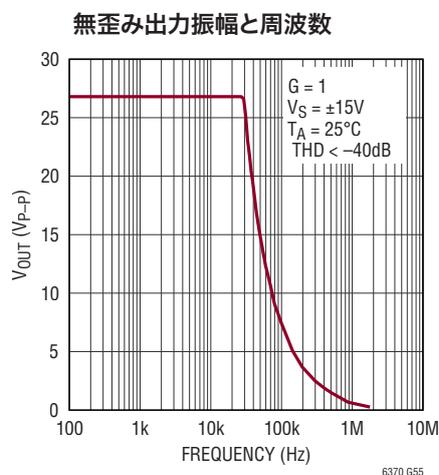
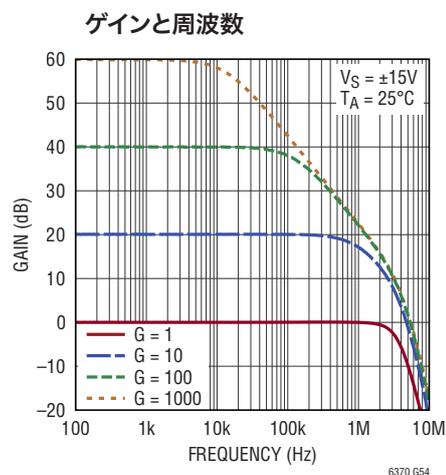
小信号過渡応答



G = 1000  
 $V_S = \pm 15V$   
 $T_A = 25^\circ C$   
 $C_L = 100pF$

## 代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $V_S = \pm 15V$ 、 $V_{CM} = V_{REF} = 0V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 、 $R_L = 2k\Omega$ 。



## ピン機能 (MS/DFN/SOIC)

**-RG (ピン1 / ピン1 / ピン1)**: ゲイン設定抵抗を外付けして使用します。

**-IN (ピン2 / ピン3 / ピン2)**: 負の入力端子。この入力が高インピーダンスです。

**+IN (ピン3 / ピン4 / ピン3)**: 正の入力端子。この入力が高インピーダンスです。

**V (ピン4 / ピン5 / ピン4)**: 負電源。電源ピンとグラウンドの間にバイパス・コンデンサを使用します。

**REF (ピン5 / ピン6 / ピン5)**: 出力電圧のリファレンス。

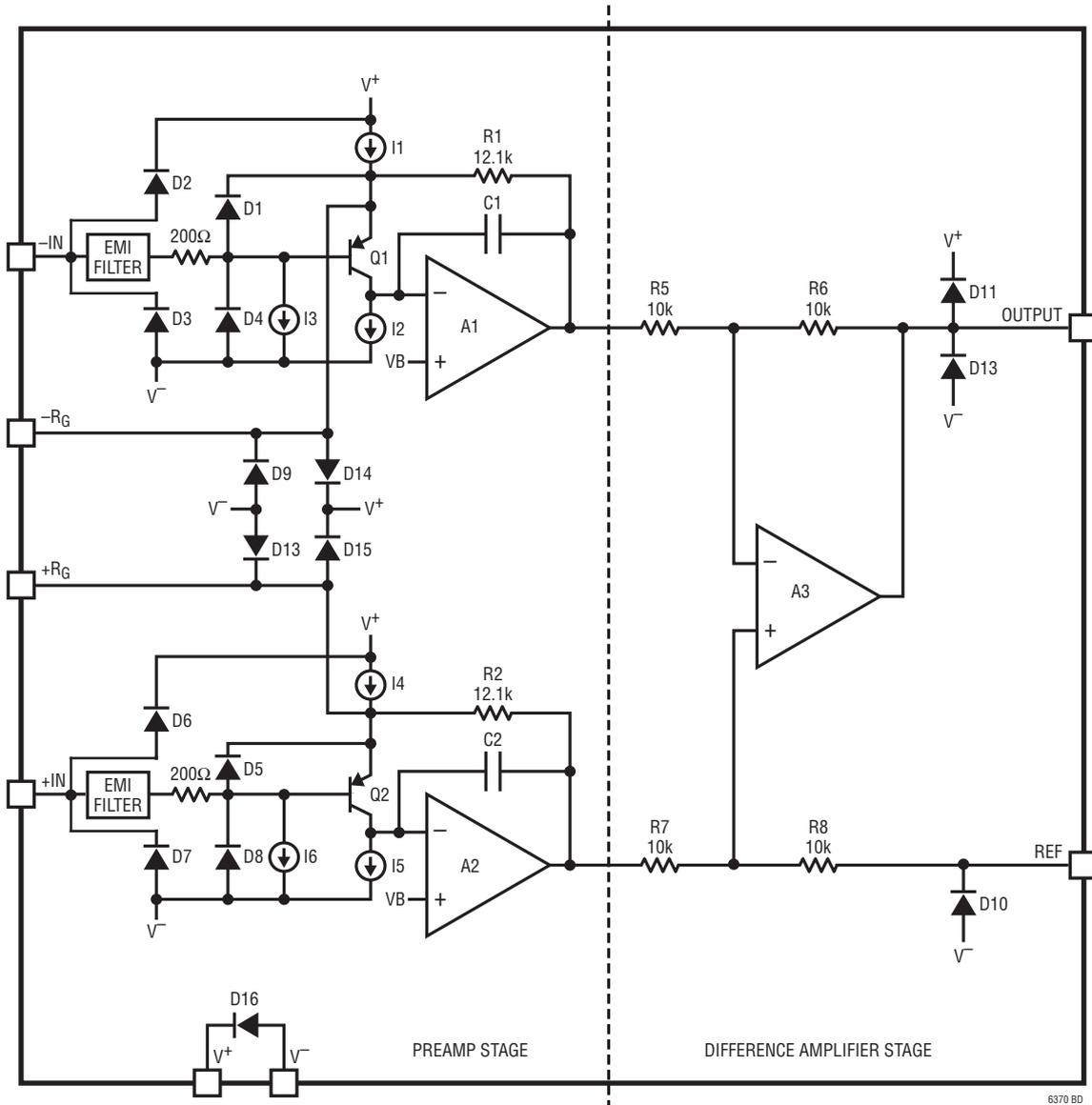
**OUTPUT (ピン6 / ピン7 / ピン6)**: REFピンを基準とした出力電圧。

**V+ (ピン7 / ピン8 / ピン7)**: 正電源。電源ピンとグラウンドの間にバイパス・コンデンサを使用します。

**+RG (ピン8 / ピン10 / ピン8)**: ゲイン設定抵抗を外付けして使用します。

**NC (DFNのピン2、9)**: 内部接続なし。

簡略ブロック図



## 動作原理

LT6370は、従来の3オペアンプ型計装アンプ回路の改良版です。レーザー・トリミングと独自のモノリシック構造により、規定温度範囲にわたって厳密なマッチングと回路パラメータの超低ドリフトが可能になります。簡略ブロック図を参照して、以下の回路説明の理解に役立ててください。Q1とQ2のコレクタ電流だけでなくI1とI4もトリミングして入力オフセット電圧ドリフトを最小限に抑えるので、高度な性能を確保できます。1個の外付け抵抗 $R_G$ だけでゲインを正確に( $G = 100$ で誤差0.08%)設定できるように、R1とR2は12.1kの絶対値にトリミングされます。 $R_G$ の値は、プリアンプ段のトランスコンダクタンスを決定します。 $R_G$ を小さくして設定ゲインを高くするにつれて、入力プリアンプ段のトランスコンダクタンスも大きくなり、入力トランジスタQ1およびQ2のトランスコンダクタンスまで達します。このため、設定ゲインが増加するとオープンループ・ゲインが増加し、入力関連の誤差とノイズが減少します。ゲインが高いときの入力電圧ノイズは、Q1とQ2のみによって決まります。ゲインが低めのときは、ディファレンス・アンプのノイズとプリアンプのゲイン設定抵抗によってノイズが増加することがあります。ゲイン帯域幅積(GB積)はC1、C2、およびプリアンプのトランスコンダクタンスによって決まり、トランスコンダクタンスは設定ゲインに応じて増加します。したがって、帯域幅は自己調整され、ゲインに正比例して低下することはありません。

入力トランジスタQ1およびQ2は、独自の高性能プロセスを採用していることにより、優れたマッチング性能、ドリフト性能、ノイズ性能を示します。更に、これらの入力素子はベータが高いため、入力バイアス電流も少なく済みます。入力バイアス電流はI3とI6をトリミングすることによって更に減少します。Q1とQ2のコレクタ電流は、Q1-A1-R1ループとQ2-A2-R2ループを通る帰還により、一定に保持されます。アンプ・ループの動作により、外付けゲイン設定抵抗 $R_G$ の両端に差動入力電圧が印加されます。 $R_G$ を流れる電流はR1とR2にも流れるため、この比によって、増幅された差動電圧

$$G = 1 + \frac{R1 + R2}{R_G}$$

がディファレンス・アンプA3に与えられます。ディファレンス・アンプは同相電圧を除去して、REFピンの電圧を基準にしたシングルエンドの出力電圧を供給します。ディファレンス・アンプのオフセット電圧は、出力オフセット電圧ドリフトを最小限に抑えるためにトリミングされるので、低ゲインであって

も高レベルの性能が確保されます。抵抗R5～R8は、CMRRを最大限に高め、ゲイン誤差を最小限に抑えるためにトリミングされます。結果として得られるゲインの式は次のようになります。

$$G = 1 + \frac{24.2k}{R_G}$$

この式をゲイン設定抵抗について解くと、次のようになります。

$$R_G = \frac{24.2k}{G - 1}$$

表1に、様々なゲインに対応する精度が約1%の抵抗値を示します。

表1. LT6370のゲインと $R_G$ の参照表

様々な1%精度の標準的な抵抗値に応じたゲイン	
ゲイン	1%精度の標準的な抵抗値( $\Omega$ )
1	-
1.996	24.3k
5.007	6.04k
10.06	2.67k
20.06	1.27k
50.69	487
100.6	243
201	121
497.9	48.7
996.9	24.3

様々な1%精度の標準的な抵抗値を使用した便利な整数ゲイン

整数ゲイン	1%精度の標準的な抵抗値( $\Omega$ )
1	-
3	12.1k
21	1.21k
23	1.1k
122	200
201	121
221	110
243	100
1211 (Note 2)	20

## アプリケーション情報

### 入出力の有効な範囲

計装アンプは、従来より、有効な同相入力電圧範囲と出力振幅範囲の仕様を規定しています。ただし、このために内部の振幅制限に関連した制限を区別できないことがよくあります。簡略ブロック図を参照すると、プリアンプ A1 および A2

の出力振幅ならびにディファレンス・アンプ A3 の同相入力範囲により、有効な動作範囲に制限が課されます。以下のグラフに、有効な出力が生成される動作領域を示します。

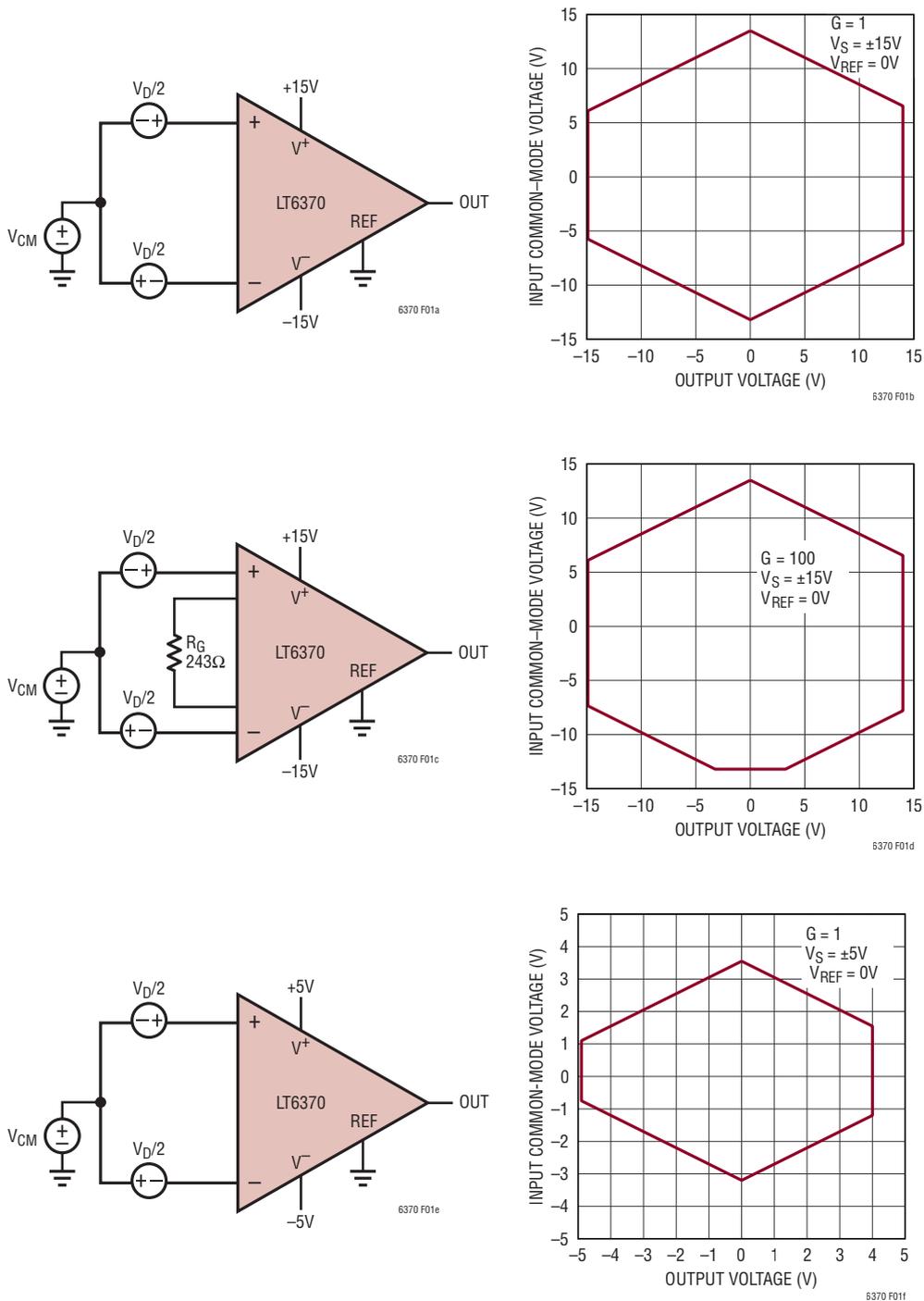


図1. 同相入力電圧範囲と出力電圧

アプリケーション情報

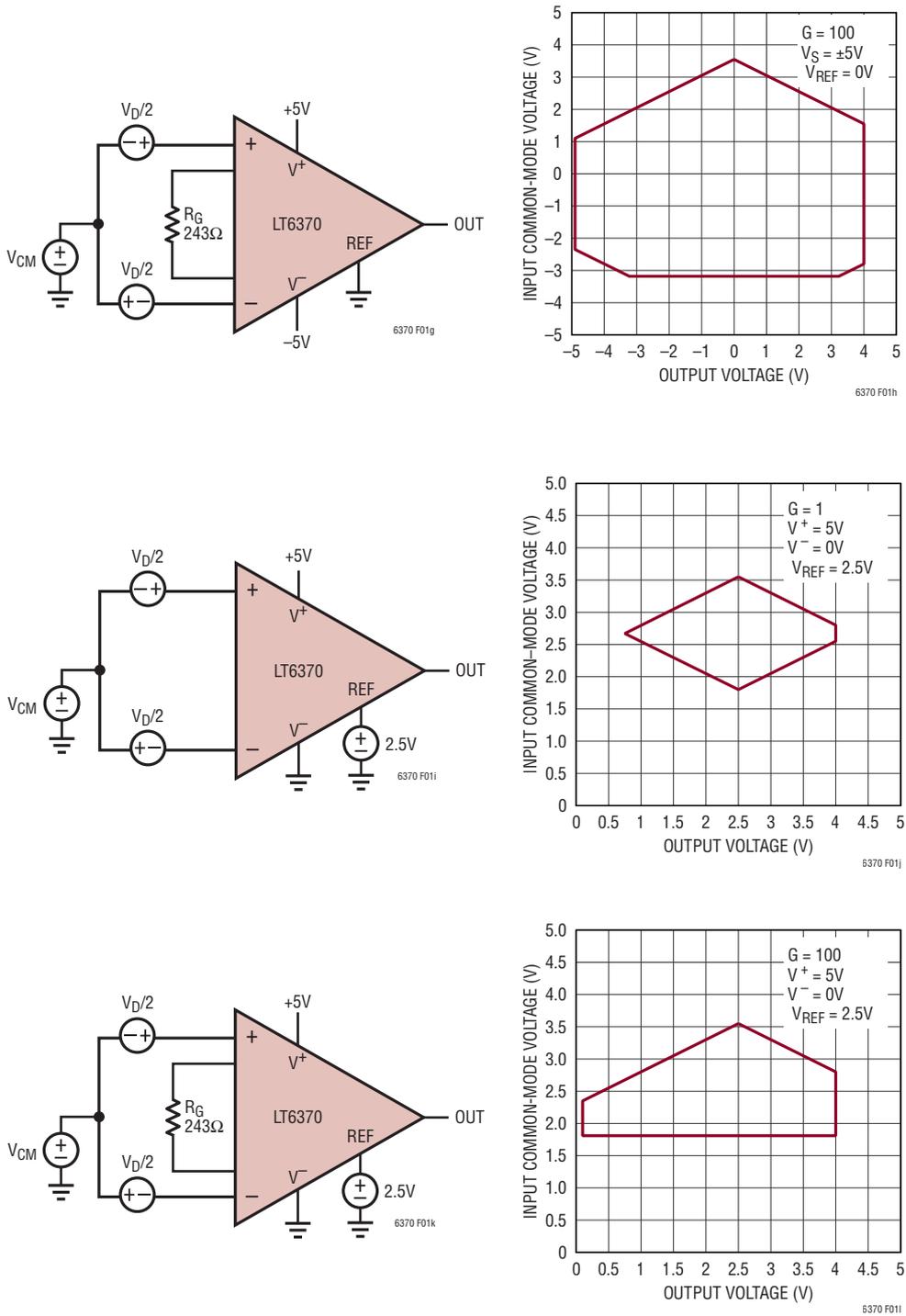


図1(続き)。同相入力電圧範囲と出力電圧

## アプリケーション情報

### REFピン

REFピンの出力に対するゲインは、公称1です。REFピンと直列の抵抗は最小限に抑えて、同相ノイズ除去比を高く維持する必要があります。例えば、REFピンとグラウンドの間の直列抵抗が2Ωだと、ゲイン誤差が0.02%増加するだけでなく、CMRRも80dBまで低下します。図2に示すようにこのピンをアンプで駆動する場合は、目的の周波数でのこのアンプのクローズドループ出力インピーダンスも低くして、標準的性能特性のセクションに示すAC CMRRが低下しないようにする必要があります。

また、REFピンを駆動するのに使用した回路でのドリフトは、別の出力ドリフト項につながることに注意することが重要です。したがって、REFピンを駆動するのに使用した回路の温度精度を考慮することが重要と考えられます。

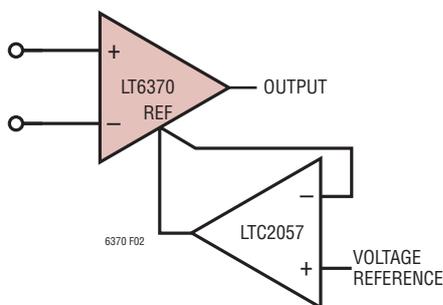


図2. REFピンのバッファ処理

### 入力と出力のオフセット電圧

LT6370のオフセット電圧には、主に2つの構成要素があり、それは入力アンプに起因する入力オフセット電圧と出力アンプに起因する出力オフセット電圧です。入力換算(RTI)の全オフセット電圧は、出力オフセットを設定ゲインで割り、それを入力オフセット電圧に加えることによって求められます。ゲインが高いときは入力オフセット電圧が支配的ですが、ゲインが低いときは出力オフセット電圧が支配的です。全オフセット電圧は次のようになります。

$$\text{全入力オフセット電圧 (RTI)} = V_{OSI} + V_{OSO}/G$$

$$\text{全出力オフセット電圧 (RTO)} = V_{OSI} \cdot G + V_{OSO}$$

また、これらの式を使用して、同様の方法でオフセット・ドリフトを計算することもできます。

### 出力オフセットのトリミング

LT6370は低オフセット電圧に対応するためレーザー・トリミングされているので、大半のアプリケーションでは外部でのオフセット・トリミングが必要ありません。オフセット電圧を調整する必要がある場合には、図3の回路がオプションのオフセット調整回路の一例となります。オペアンプ・バッファは、最高のCMRRと最低のゲイン誤差を実現するために、低インピーダンスの信号をREFピンに供給します。

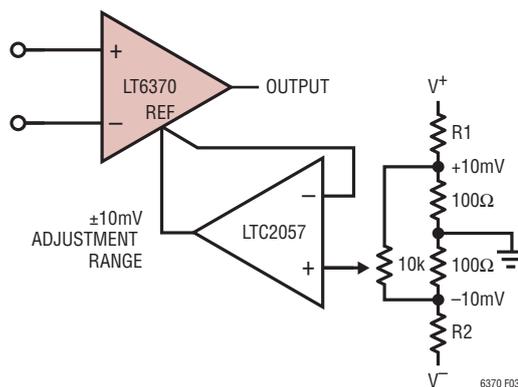


図3. 出力オフセット電圧のオプションのトリミング

### 熱電対の影響

μVレベルの精度を実現するには、熱電対の影響を検討する必要があります。異種金属を接続すると熱電接点が発生され、温度に依存する微小な電圧が発生します。ゼーベック効果の別名でも知られるこれらの熱起電力は、低ドリフト回路での主な誤差原因になります。

コネクタ、スイッチ、リレー接点、ソケット、抵抗、およびハンダは、いずれも大きな熱起電力発生候補となります。メーカーが異なると銅線の接点であっても200nV/°Cの熱起電力が発生することがあります。これはLT6370の入力オフセット電圧ドリフト規格の最大値に相当します。これらの電圧の潜在的な大きさとその温度に対する感度を図4および図5に示します。

熱電対に起因する誤差を最小限に抑えるため、回路基板レイアウトと部品の選択には注意を払う必要があります。アンプの入力とR<sub>G</sub>の信号経路内にある接点の数を最小限に抑え、コネクタ、ソケット、スイッチ、リレーの使用を可能な限り避けることを推奨します。そうした部品が必要な場合は、低熱起電力特性のものを選択するようにしてください。更に、回路基板上の熱勾配について両方の入力の接点の数、種

## アプリケーション情報

類、レイアウトを一致させる必要があります。それには、避けられない接点によって生じる誤差を相殺するために、ダミーの接点を意図的に設ける場合もあります。

気流も熱勾配を招き、測定系で大きなノイズを発生することがあります。影響を受けやすい複数の回路にまたがる気流が流れないようにすることが重要です。こうすると、多くの場合は熱電対ノイズが大幅に減少します。PCBの入力パターンを互いに近づけて配置し、かつPCBの内層に配置すると、入力パターンの熱表面積と反応する気流が原因の温度差を最小限に抑えるのに役立ちます。

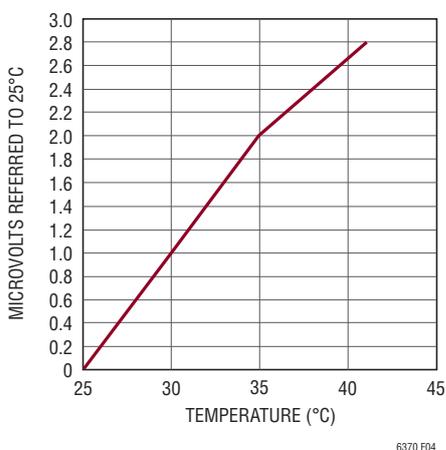


図4. メーカーの異なる2本の銅線によって発生した熱起電力

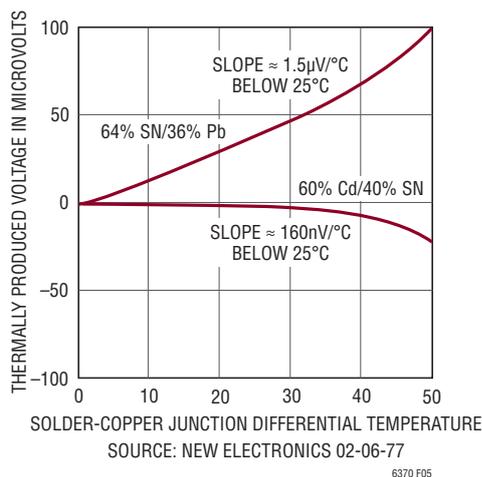


図5. ハンダと銅の接点で生じる熱起電力

## 基板に関連したもれ電流の影響の低減

もれ電流はシステムの精度に大きな影響を及ぼすことがあり、特に高温および高電圧のアプリケーションで顕著です。高品質の絶縁体材料を使用し、絶縁表面を清浄にしてフラックスなどの残留物を取り除くようにしてください。湿度の高い環境では、表面をコーティングして防湿層を形成することが必要な場合があります。

R<sub>G</sub>ピンに流れ込むもれ電流が内蔵の帰還抵抗を流れると、プリアンプの出力に誤差が発生します。この誤差はゲインとは無関係であるため、ゲインが低いときに精度を最も低下させます。このもれ電流を最小限に抑えるには、R<sub>G</sub>ピンの電位に非常に近い電位で動作するガード・リングでR<sub>G</sub>の接続点を囲みます。DFNパッケージではNCピンが各R<sub>G</sub>ピンに隣接しており、これらを使用してこのガード・リングを簡単に実装できます。これらのNCピンはバイアスをまったく供給せず、内部接続もありません。場合によっては、R<sub>G</sub>よりダイオード1個分降下した電圧でバイアスする入力電圧にガード・リングを接続してもかまいません。

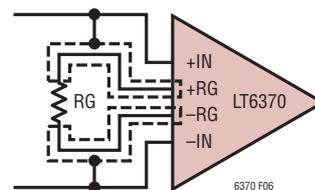


図6. ガード・リングを使用してR<sub>G</sub>ピンへのもれ電流を最小限に抑える

入力ピンへのもれ電流は信号源抵抗と反応して、入力に直接誤差を発生させます。このもれ電流を最小限に抑えるには、入力ピンの電位に非常に近い電位で動作するガード・リングで入力接続点を囲みます。場合によっては、入力よりダイオード1個分高い電圧でバイアスするR<sub>G</sub>にガード・リングを接続してもかまいません。

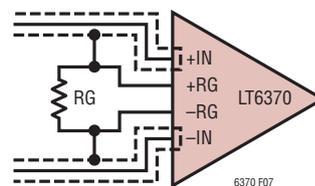


図7. ガード・リングを使用して入力ピンへのもれ電流を最小限に抑える

アプリケーション情報

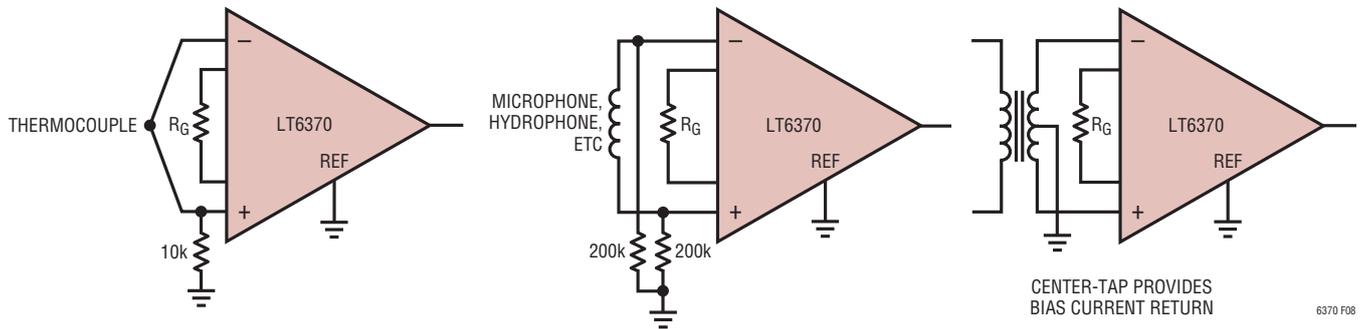


図8. 入力コモンモード電流パスの用意

最小限のもれ電流にするため、アンプを使用してガード・リングを駆動できます。これらのバッファの入力バイアス電流は直ちにもれ電流になるので、非常に低く抑える必要があります。

入力バイアス電流のリターン・パス

LT6370は低入力バイアス電流(最大400pA)で高入力インピーダンス(225GΩ)なので、最大限の同相電圧範囲が必要な場合でも、新たなオフセット電圧誤差を発生させずに高インピーダンス源を使用できます。ただし、純粋な差動信号を増幅する場合には、両方の入力の入力バイアス電流に対してパスを用意する必要があります。このパスがないと、入力はどちらのレールに対してもフロート状態となり、LT6370の同相入力電圧範囲を超えて、入力アンプが飽和する結果になります。入力バイアス電流パスの3つの例を図8に示します。最初の例は、純粋な差動信号源にグラウンドまでの10kΩの入力電流パスが付いているものです。信号源のインピーダンスが低いので、必要な抵抗はわずか1個です。2番目の例に示すように、インピーダンスの高い信号源に対しては、2つのマッチング抵抗が必要です。入力インピーダンスのバランスをとると、ACとDCの両方の同相ノイズ除去比とDCオフセットが改善されます。3つ目の例に示すようにセンター・タップが存在する場合は、入力抵抗の必要性がなくなります。

入力保護

外付け抵抗を各入力と直列に接続することにより、入力保護を強化できます。値の低い抵抗が必要な場合は、正電源と各入力の間クランプ・ダイオードを接続すると、堅牢性の向上に役立ちます。2N4394のドレイン/ソースとゲートの間は、図9に示すように使用できる良好な低もれ電流のダイオードです。炭素複合材料やバルク金属箔など、堅牢な入力抵抗を選択してください。金属皮膜抵抗や炭素被膜抵抗は性能が劣るので使用しないでください。

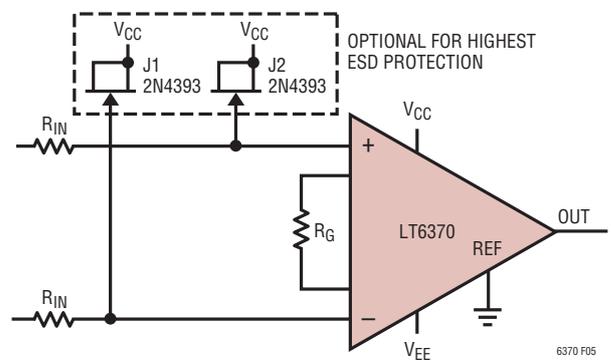


図9. 入力保護

AC CMRRの維持

最適なAC CMRRを実現するには、R<sub>G</sub>ゲイン設定ピンの容量のバランスをとることが重要です。更に、各入力の信号源抵抗が等しくない場合は、一方の入力に抵抗を追加して入力信号源抵抗のマッチングを改善するとAC CMRRを向上できます。

## アプリケーション情報

### 干渉低減/内部RFIフィルタ

多くの産業用アプリケーションやデータ・アキュイジション・アプリケーションでは、大きな同相電圧または大きなノイズのある環境でLT6370を使用して、小信号を正確に増幅します。通常、これらの微小信号(μVまたはmVオーダー)の発生源はセンサーであり、シグナル・コンディショニング回路からの距離がかなり長いことがあります。これらのセンサーはシールド付きまたはシールドなしツイストペア・ケーブルを使用してシグナル・コンディショニング回路に接続できますが、ケーブルがアンテナとして動作して、超高周波の干渉ノイズをLT6370の入力段に直接伝達する可能性があります。

干渉ノイズの振幅と周波数は、計装アンプの入力オフセット電圧に対して不必要なDCシフトを引き起こすことにより、計装アンプの入力段に悪影響を及ぼす可能性があります。この広く知られた影響はRFI整流作用と呼ばれ、帯域外の干渉ノイズが(誘導的または容量的に、あるいは放射によって)結合すると発生して、計装アンプの入力トランジスタによって整流されます。これらのトランジスタは高周波信号検出器として動作します。これは、初期のラジオ設計でダイオードがRFエンベロープ・ディテクタとして使用されたのと同様です。干渉の種類や、回路への結合方法とは関係なく、帯域外の誤差信号が計装アンプの入力と直列に現れます。

この影響を最小限に抑えるため、LT6370は50MHzのRFIフィルタを内蔵しています。このフィルタは、高周波信号を減衰して、高周波がデバイスの入力トランジスタと相互干渉せずに済むのに役立ちます。これらの内蔵フィルタはモノリシック構造のため十分に整合しており、AC CMRRの低下を最小限に抑えるのに役立ちます。LT6370の入力オフセット電圧に対するこれらの帯域外信号の影響を低減するため、入力に外付けローパス・フィルタを追加できます。フィルタは回路の入力ピンのすぐ近くに配置してください。効果的なフィルタ構成を図10に示します。この図ではLT6370の入力に3つのコンデンサが追加されています。

このフィルタは、次の関係に従って入力信号を制限します。

$$\text{FilterFreq}_{\text{DIFF}} = \frac{1}{2\pi R(2C_D + C_C)}$$

$$\text{FilterFreq}_{\text{CM}} = \frac{1}{2\pi R C_C}$$

ここで、 $C_D \geq 10C_C$ です。

$C_D$ は差動信号に影響します。 $C_C$ は同相信号に影響します。 $R$ と $C_C$ の組み合わせにミスマッチがあると、LT6370のCMRRは低下します。CMRRの帯域幅性能をうっかり低下させないため、 $C_C$ が $C_D$ より1桁以上小さいことを確認してください。 $C_C$ のミスマッチの影響は、 $C_D:C_C$ の比を大きくすれば低減できます。

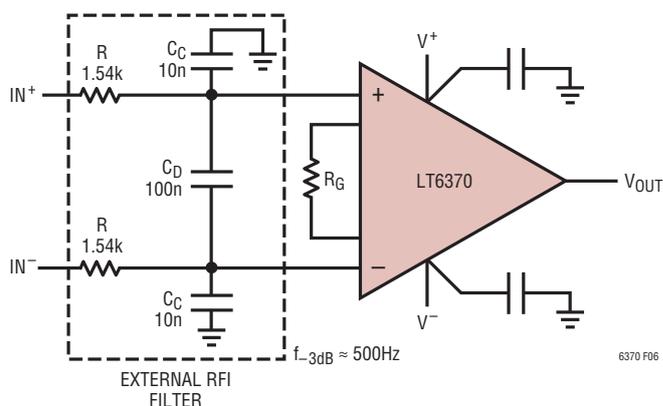


図10. シンプルな外付けRCフィルタを計装アンプの入力に追加すると、高周波の帯域外信号の整流を更に低減するのに効果的。

同相信号から差動信号への変換の可能性をなくすため、各入力と同相ローパス・フィルタのマッチング精度を1%以内に行います。フィルタに対して適切な値を決めるのに役立つ手順を以下に示します。

1.  $R$ と $C_D$ を選択して、ローパス・ポールの周波数が、最も周波数の高い対象信号の10倍以上高い周波数(例: 50Hz信号の場合は500Hz)となるようにします。

$$\begin{aligned} \text{FilterFreq}_{\text{DIFF}} &= \frac{1}{2\pi R(2C_D + C_C)} \\ &= \frac{1}{2\pi R(2C_D + 0.1C_D)} \\ &= \frac{1}{4.2\pi R C_D} \end{aligned}$$

2.  $C_C = C_D/10$ を選択します。

## アプリケーション情報

このように実装した場合、同相ポール周波数は、差動ポール周波数より約20倍高く位置付けられます。図10に示す値での差動および同相ローパス・ポール周波数は次のとおりです。

$$\text{FilterFreq}_{\text{DIFF}} = 500\text{Hz}$$

$$\text{FilterFreq}_{\text{CM}} = 10\text{kHz}$$

### 誤差バジェットの分析

LT6370は、競合するモノリシック計装アンプの性能より優れた性能を発揮します。ブリッジ変換器の差動出力を増幅してバッファする代表的なアプリケーションを図11に示します。このアンプのゲインは100に設定されており、差動フルスケール変換器の出力電圧20mVを工業用温度範囲で増幅します。LT6370を他のモノリシック計装アンプと比較します。表に示すように、LT6370はこれら他の計装アンプより性能が優れています。表2の誤差バジェットの比較では、各種

の誤差をどのように計算するかと、それぞれの誤差が全誤差バジェットにどう影響するかを示します。この表は、低オフセット電圧、低オフセット電圧ドリフト、低ゲイン・ドリフトの明らかな利点を示しています。

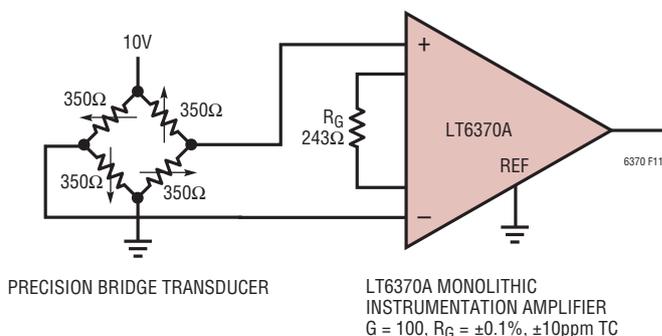


図11. 高精度のブリッジ・アンプ

表2. 誤差バジェットの比較

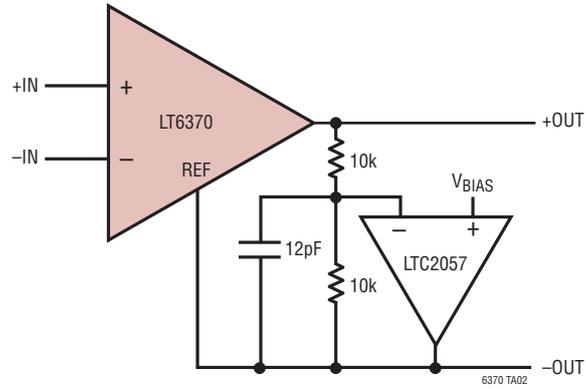
誤差要因	計算	フルスケール誤差 (ppm)						
		LT6370A	IA1	IA2	IA3	IA4	IA5	IA6
<b>TA = 25°Cでの絶対精度</b>								
Gain Error, %	Gain Error in % • 10k + 1000	1800	2500	2500	2000	6000	2500	1800
Input Offset Voltage, μV	V <sub>OSI</sub> /20mV	1250	6250	1250	3500	2500	7500	3000
Output Offset Voltage, μV	[V <sub>OSO</sub> /100]/20mV	83	500	100	300	250	350	150
Input Offset Current, nA	[(I <sub>OS</sub> )(350)/2]/20mV	6.1	18	3.5	17.5	43.75	43.75	4
CMRR, dB	[(CMRR in ppm)(5V)/20mV	125	791	79	158	250	250	790
<b>全精度誤差</b>		<b>3264.1</b>	<b>10059</b>	<b>3932.5</b>	<b>5975.5</b>	<b>9043.75</b>	<b>10643.75</b>	<b>5744</b>
<b>85°Cまでのドリフト</b>								
Gain Drift, ppm/°C	(Gain Drift + 10ppm)(60°C)	2400	3600	3600	5400	6600	2700	3600
Input Offset Voltage Drift, μV/°C	[(V <sub>OSI</sub> Drift)(60°C)]/20mV	900	3000	900	2700	1500	6000	1200
Output Offset Voltage Drift, μV/°C	[(V <sub>OSO</sub> Drift)(60°C)]/100/20mV	45	450	150	270	600	300	180
<b>全ドリフト誤差</b>		<b>3345</b>	<b>7050</b>	<b>4650</b>	<b>8370</b>	<b>8700</b>	<b>9000</b>	<b>4980</b>
<b>分解能</b>								
Gain Nonlinearity, ppm of Full Scale		30	40	15	10	20	5	15
Typ 0.1Hz to 10Hz Voltage Noise, μV <sub>P-P</sub>	(0.1Hz to 10Hz Noise)/20mV	10	14	12.5	3.5	10	26	14
<b>全分解能誤差</b>		<b>40</b>	<b>54</b>	<b>27.5</b>	<b>13.5</b>	<b>30</b>	<b>31</b>	<b>29</b>
<b>総合計誤差</b>		<b>6649.1</b>	<b>17163</b>	<b>8610</b>	<b>14359</b>	<b>17773.8</b>	<b>19674.8</b>	<b>10753</b>

G = 100

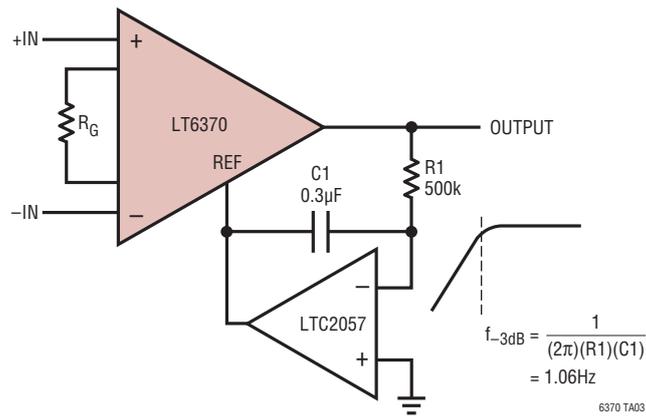
全ての誤差は最小値/最大値で、入力を基準にしている。

標準的応用例

差動出力計装アンプ

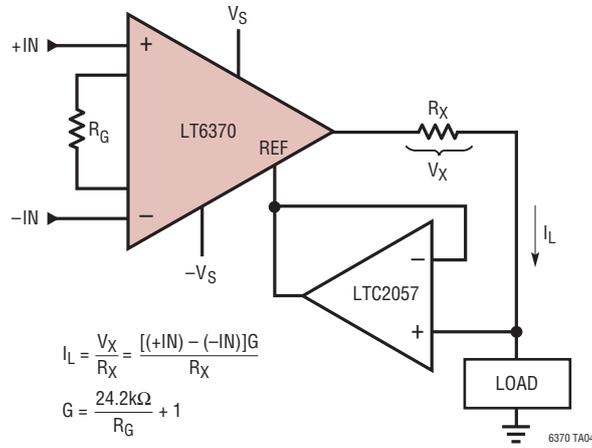


ACカップリング計装アンプ

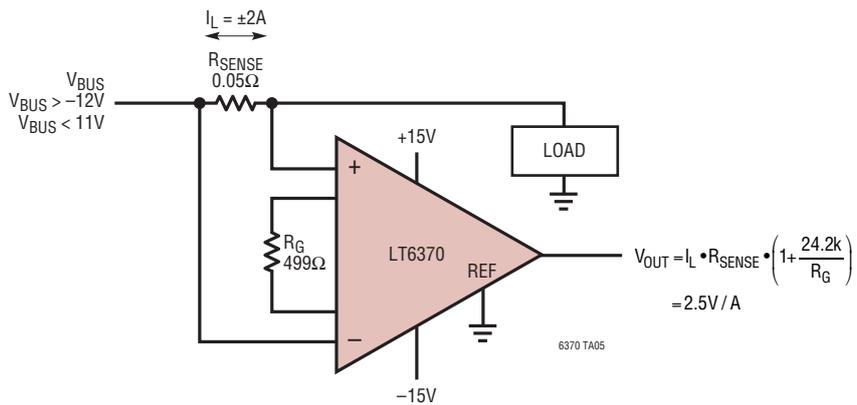


## 標準的応用例

### 高精度電圧／電流コンバータ

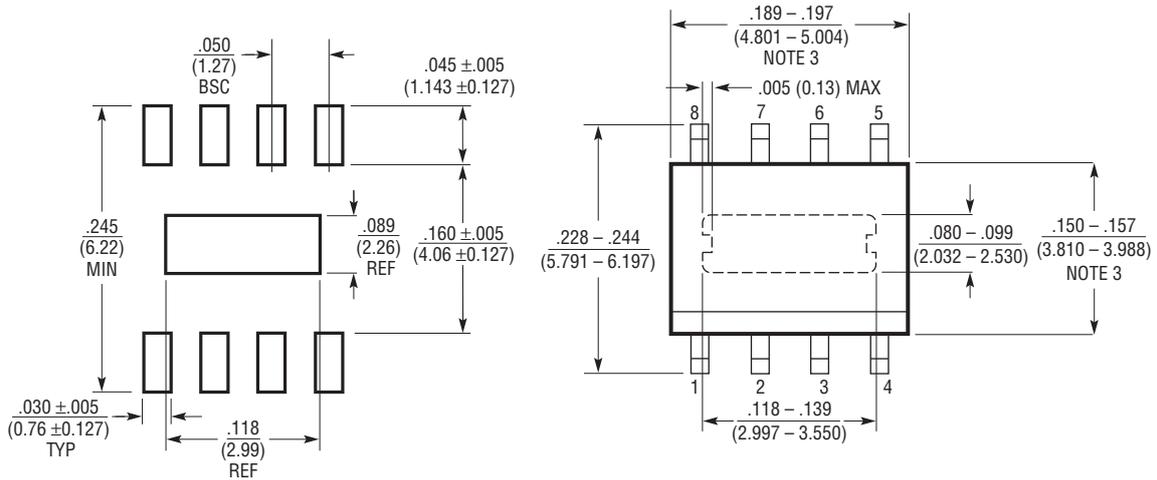


### ハイサイド双方向電流検出

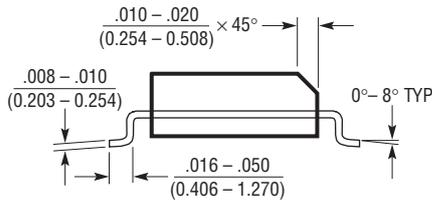


パッケージ

**S8E Package**  
**8-Lead Plastic SOIC (Narrow .150 Inch) Exposed Pad**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1857 Rev C)



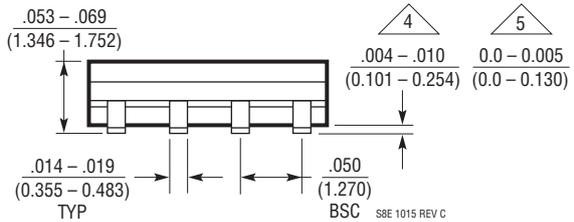
RECOMMENDED SOLDER PAD LAYOUT



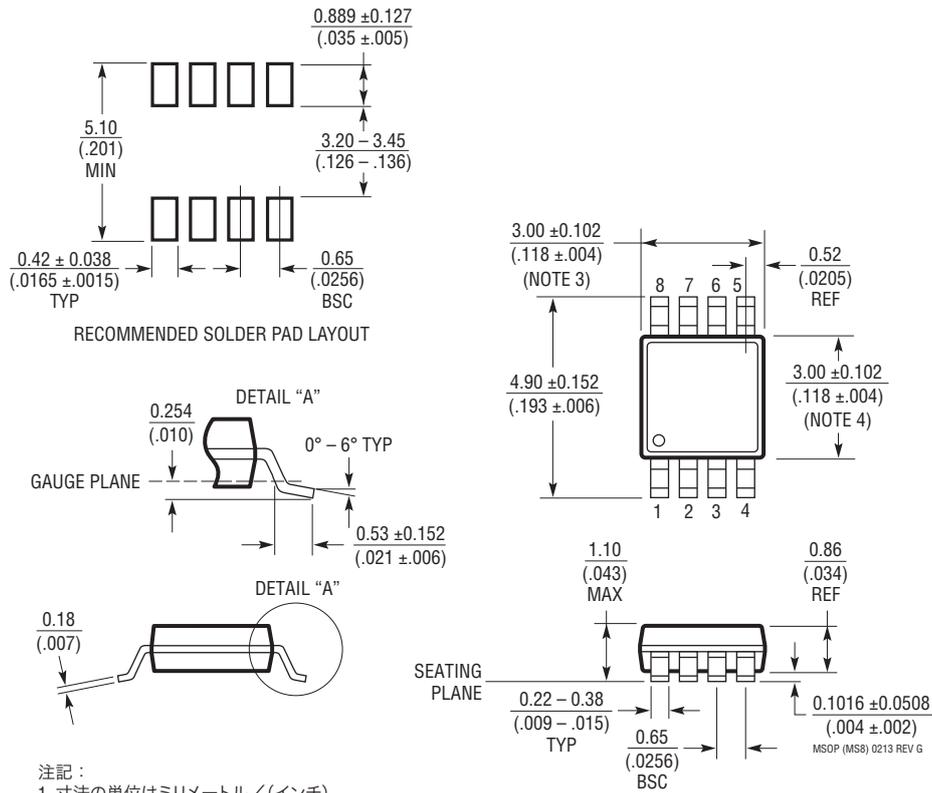
注記:

1. 寸法の単位は  $\frac{\text{インチ}}{\text{(ミリメートル)}}$
2. 図は実寸とは異なる
3. これらの寸法にはモールドのバリと突出部を含まない。  
 モールドのバリと突出部は 0.01 インチ (0.254mm) を超えないこと

4. 標準のリード・スタンドオフ高さは 4 ミル ~ 10 ミル (デート・コード 542 以前)
5. 低めのリード・スタンドオフ高さは 0 ミル ~ 5 ミル (デート・コード 542 以降)



**MS8 Package**  
**8-Lead Plastic MSOP**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1660 Rev G)

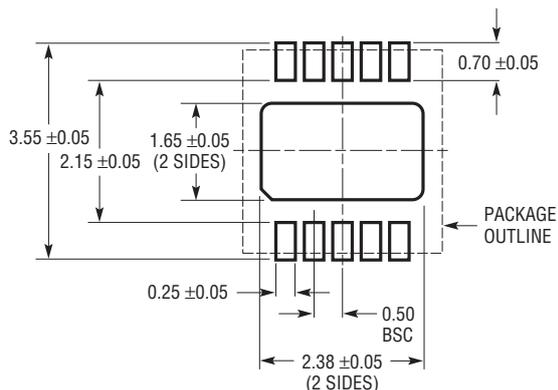


注記:

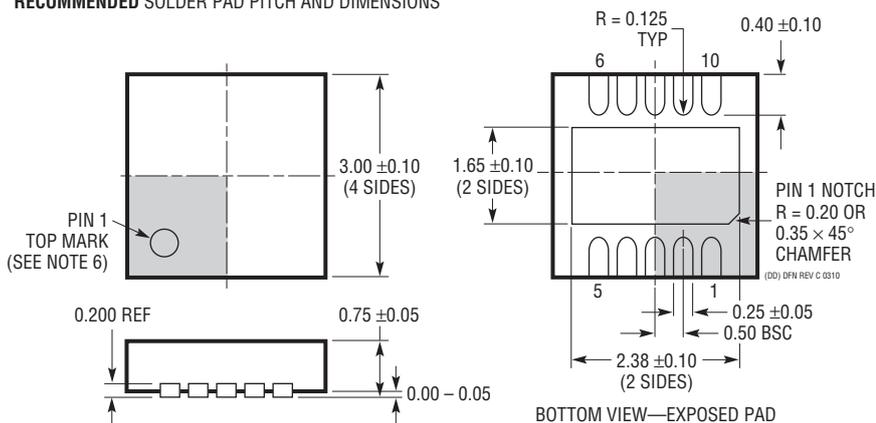
1. 寸法の単位はミリメートル/ (インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、ゲートのバリを含まない。  
モールドのバリ、突出部、ゲートのバリは片側で  $0.152\text{mm}$  ( $.006$  インチ) を超えないこと
4. 寸法にはリード間のバリと突出部を含まない。  
リード間のバリと突出部は片側で  $0.152\text{mm}$  ( $.006$  インチ) を超えないこと
5. リードの平坦度 (整形後のリードの底面) は最大  $0.102\text{mm}$  ( $0.004$  インチ) であること

パッケージ

**DD Package**  
**10-Lead Plastic DFN (3mm × 3mm)**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1699 Rev C)



**RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS**

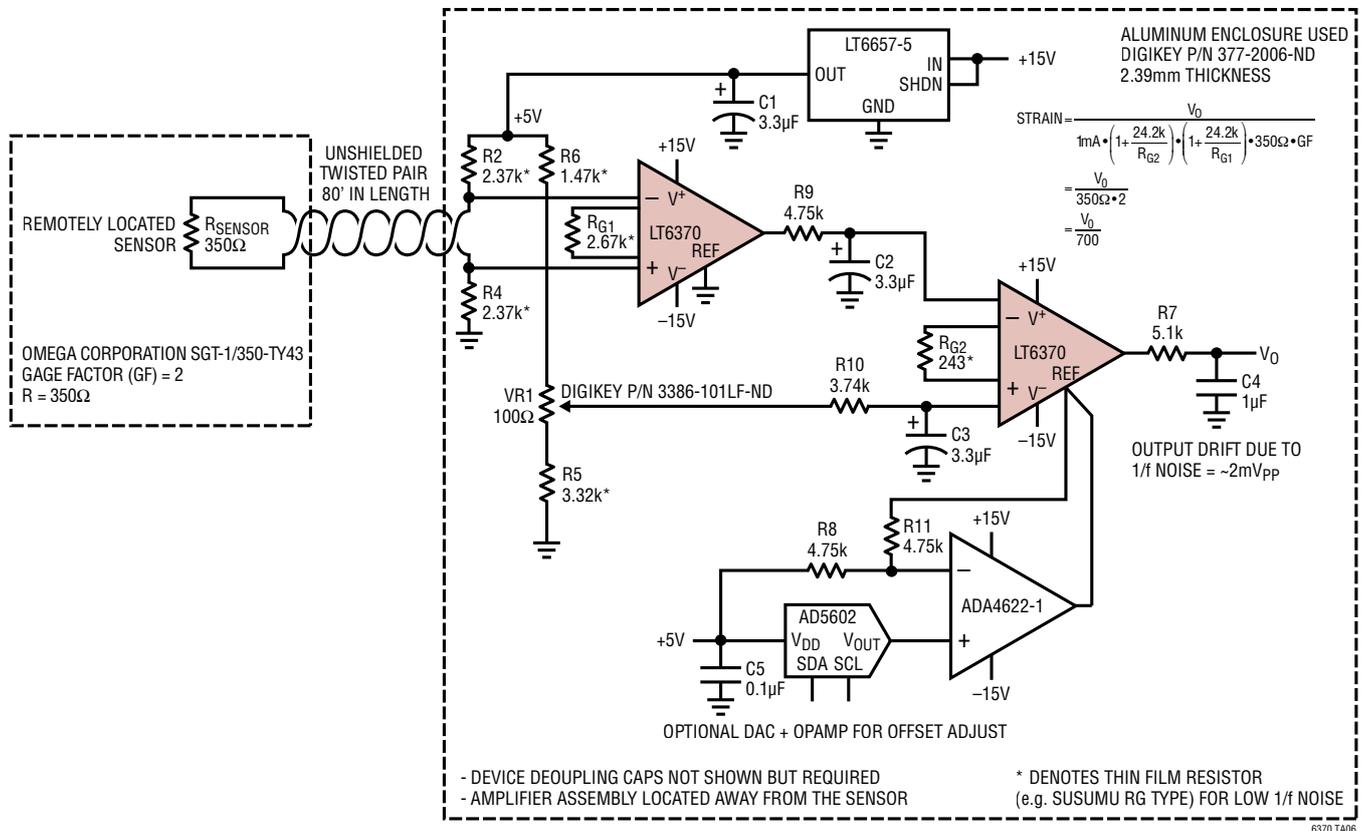


注記:

1. 図は JEDEC のパッケージ外形 M0-229 のバリエーション (WEED-2) になる予定。  
バリエーションの指定の現状については弊社 Web サイトのデータシートを参照
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。  
モールドのバリ (存在する場合) はどの側でも 0.15mm を超えないこと
5. 露出パッドはハンダ・メッキとする
6. 灰色の部分はパッケージの上面と底面の 1 番ピンの位置の参考にすぎない

## 標準的応用例

### リモート歪みゲージ・アンプ



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
<b>計装アンプ</b>		
<a href="#">AD8429</a>	低ノイズ計装アンプ	$V_S = 36\text{V}$ , $I_S = 6.7\text{mA}$ , $V_{OS} = 50\mu\text{V}$ , $BW = 15\text{MHz}$ , $\text{eni} = 1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , $\text{eno} = 45\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
<a href="#">LTC1100</a>	ゼロドリフト計装アンプ	$V_S = 18\text{V}$ , $I_S = 2.4\text{mA}$ , $V_{OS} = 10\mu\text{V}$ , $BW = 19\text{kHz}$ , $1.9\mu\text{V}_{P-P}(\text{DC} \sim 10\text{Hz})$
<a href="#">AD8421</a>	低ノイズ計装アンプ	$V_S = 36\text{V}$ , $I_S = 2\text{mA}$ , $V_{OS} = 25\mu\text{V}$ , $BW = 10\text{MHz}$ , $\text{eni} = 3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , $\text{eno} = 60\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
<a href="#">AD8221</a>	低消費電力計装アンプ	$V_S = 36\text{V}$ , $I_S = 900\mu\text{A}$ , $V_{OS} = 25\mu\text{V}$ , $BW = 825\text{kHz}$ , $\text{eni} = 8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , $\text{eno} = 75\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
<a href="#">LT1167</a>	計装アンプ	$V_S = 36\text{V}$ , $I_S = 900\mu\text{A}$ , $V_{OS} = 40\mu\text{V}$ , $BW = 1\text{MHz}$ , $\text{eni} = 7.5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , $\text{eno} = 67\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
<a href="#">AD620</a>	低消費電力計装アンプ	$V_S = 36\text{V}$ , $I_S = 900\mu\text{A}$ , $V_{OS} = 50\mu\text{V}$ , $BW = 1\text{MHz}$ , $\text{eni} = 9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , $\text{eno} = 72\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
<a href="#">LTC6800</a>	RRIO 計装アンプ	$V_S = 5.5\text{V}$ , $I_S = 800\mu\text{A}$ , $V_{OS} = 100\mu\text{V}$ , $BW = 200\text{kHz}$ , $2.5\mu\text{V}_{P-P}(\text{DC} \sim 10\text{Hz})$
<a href="#">LTC2053</a>	ゼロドリフト計装アンプ	$V_S = 11\text{V}$ , $I_S = 750\mu\text{A}$ , $V_{OS} = 10\mu\text{V}$ , $BW = 200\text{kHz}$ , $2.5\mu\text{V}_{P-P}(\text{DC} \sim 10\text{Hz})$
<a href="#">LT1168</a>	低消費電力計装アンプ	$V_S = 36\text{V}$ , $I_S = 350\mu\text{A}$ , $V_{OS} = 40\mu\text{V}$ , $BW = 400\text{kHz}$ , $\text{eni} = 10\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , $\text{eno} = 165\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
<b>オペアンプ</b>		
<a href="#">LTC2057</a>	40V ゼロドリフト・オペアンプ	$V_{OS} = 4\mu\text{V}$ , ドリフト = $15\text{nV}/^\circ\text{C}$ , $I_B = 200\text{pA}$ , $I_S = 900\mu\text{A}$
<b>A/D コンバータ</b>		
<a href="#">LTC2389-18</a>	18ビット SAR ADC	2.5Msps, SNR:99.8dB, 162.5mW
<a href="#">LTC2369-18</a>	18ビット SAR ADC	1.6Msps, SNR:96.5dB, 18mW