

OP1177/OP2177

特長

- 低オフセット電圧：60 μ V Max
- 非常に低いオフセット電圧ドリフト：0.6 μ V/ Max
- 低バイアス電流：2nA Max
- ローノイズ：8nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- CMRR、PSRR、 $A_{VO} > 120$ dB Min
- 低電源電流：アンプあたり400 μ A
- 両電源動作： $\pm 2.5 \sim \pm 15$ V
- ユニティ・ゲイン安定
- 位相反転なし
- 電源電圧を超える電圧から入力を内部的に保護

アプリケーション

- 無線基地局制御回路
- 光ネットワーク制御回路
- 計測機器
- センサーおよび制御
 - 熱電対
 - RTD
 - ストレイン・ブリッジ
 - シャント電流測定
- 高精度フィルタ

概要

OP1177 (シングル) およびOP2177 (デュアル) は、極めて低いオフセット電圧およびドリフト、低バイアス電流、ローノイズ、低消費電力などの特徴を備えた、非常に高精度のオペアンプです。デュアル・アンプOP2177の仕様は、シングル・アンプOP1177と同様です。出力は、1000pFを超える容量性負荷に対し、外部補償なしに安定を保ちます。電源電流は、30Vにおいてアンプあたり500 μ A未満です。内部の500の直列抵抗が入力を保護し、両方の電源を数Vを超える入力レベルでも、位相反転が生じません。

従来の高電圧でオフセット電圧が非常に低いアンプとは異なり、OP1177およびOP2177は、小型の8ピン表面実装型MSOPパッケージで供給されます。さらに、MSOPパッケージについての性能仕様は、SOICパッケージと同様です。

OP1177/OP2177は、表面実装型の高精度アンプの中で最も広い温度範囲で仕様規定されています。すべてのバージョンは、最も厳しい動作環境である - 40 ~ + 125 の動作範囲で完全に仕様規定されています。

OP1177/OP2177アンプのアプリケーションとしては、高精度のダイオード消費電力計測、光および無線の送信システムにおける電圧および電流レベルの設定、およびレベル検出などがあります。さらに、他のアプリケーションとして、ライン供給電力および携帯型の計測機器および制御 - 熱電対、RTD、ストレイン・ブリッジ、他のセンサー信号整形 - および高精度フィルタなどがあります。

OP1177 (シングル) およびOP2177 (デュアル) アンプは、8ピンMSOPパッケージおよび8ピンSOICパッケージで供給されます。MSOPパッケージは、テープおよびリールのみで供給されています。

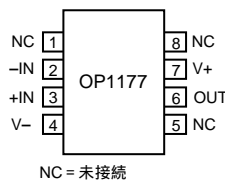
REV.0

機能ブロック図

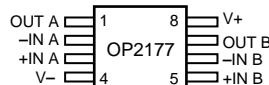
8ピンMSOP (略号RM)



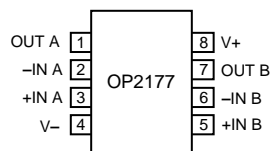
8ピンSOIC (略号R)



8ピンMSOP (略号RM)



8ピンSOIC (略号R)



アナログ・デバイセズ社が提供する情報は正確で信頼できるものを期していますが、その情報の利用または利用したことにより引き起こされる第三者の特許または権利の侵害に関して、当社はいっさいの責任を負いません。さらに、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許諾するものでもありません。

OP1177/OP2177 - 仕様 (特に指定のない限り、 $V_S = \pm 5.0V$ 、 $V_{CM} = 0V$ 、 $T_A = 25$)

パラメータ	記号	条件	Min	Typ*	Max	単位
入力特性						
オフセット電圧	OP1177 OP2177 OP1177/OP2177	V_{OS} V_{OS} V_{OS}		15 15 25	60 75 100	μV μV μV
入力バイアス電流		I_B	-40	+0.5	+2	nA
入力オフセット電流		I_{OS}	-40	+0.2	+1	nA
入力電圧範囲			-3.5		+3.5	V
コモン・モード除去比		CMRR		126		dB
		$V_{CM} = -3.5 \sim +3.5 V$	120			dB
		$-40 < T_A < +125$	118	125		dB
大信号電圧ゲイン		A_{VO}	1,000	2,000		V/mV
オフセット電圧ドリフト		$\Delta V_{OS}/\Delta T$		0.2	0.7	$\mu V/$
		$-40 < T_A < +125$				
出力特性						
出力電圧ハイ		V_{OH}	4	4.1		V
出力電圧ロー		V_{OL}		-4.1	-4	V
出力電流		I_{OUT}		± 10		mA
		$I_L = 1 \text{ mA}$, $-40 < T_A < +125$				
		$I_L = 1 \text{ mA}$, $-40 < T_A < +125$				
		$V_{DROPOUT} < 1.2 V$				
電源						
電源除去比	OP1177	PSRR		130		dB
			120	125		dB
	OP2177	PSRR		121		dB
			118	120		dB
1アンプあたりの電源電流		I_{SY}		400	500	μA
		$V_O = 0 V$		500	600	μA
		$-40 < T_A < +125$				
ダイナミック特性						
スルーレート		SR		0.7		V/ μs
GB積		GBP		1.3		MHz
		$R_L = 2 k$				
ノイズ特性						
電圧ノイズ		e_n p-p		0.4		μV p-p
電圧ノイズ密度		e_n		7.9	8.5	nV/ \sqrt{Hz}
電流ノイズ密度		i_n		0.2		pA/ \sqrt{Hz}
		$0.1 \sim 10 \text{ Hz}$				
		$f = 1 \text{ kHz}$				
		$f = 1 \text{ kHz}$				
マルチアンプ・チャンネル分離		C_S		0.01		$\mu V/V$
		DC		-120		dB
		$f = 100 \text{ kHz}$				

注

* Typ値は、平均値から1つの標準偏差内のすべての部分をカバーしています。多くの競合他社のデータシートで「Typ値」として掲げられている値は、正極性および負極性となりうるパラメータについて非現実的に低い見積もりに基づくものです。

仕様は、予告なく変更されることがあります。

OP1177/OP2177

電気的特性 (特に指定のない限り、 $V_S = \pm 15V$ 、 $V_{CM} = 0V$ 、 $T_A = 25$)

パラメータ	記号	条件	Min	Typ*	Max	単位
入力特性						
オフセット電圧	V_{OS}			15	60	μV
OP1177	V_{OS}			15	75	μV
OP2177	V_{OS}			25	100	μV
入力バイアス電流	I_B	$-40 < T_A < +125$	-2	+0.5	+2	nA
入力オフセット電流	I_{OS}	$-40 < T_A < +125$	-1	+0.2	+1	nA
入力電圧範囲			-13.5		+13.5	V
コモン・モード除去比	CMRR	$V_{CM} = -13.5 \sim +13.5 V$ $-40 < T_A < +125$	120	125		dB
大信号電圧ゲイン	A_{VO}	$R_L = 2 k$, $V_O = -13.5 \sim +13.5 V$	1,000	3,000		V/mV
オフセット電圧ドリフト	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$-40 < T_A < +125$		0.2	0.7	$\mu V/$
出力特性						
出力電圧ハイ	V_{OH}	$I_L = 1 mA, -40 < T_A + 125$	14	14.1		V
出力電圧ロー	V_{OL}	$I_L = 1 mA, -40 < T_A + 125$		-14.1	-14	V
出力電流	I_{OUT}	$V_{DROPOUT} < 1.2 V$		± 10		mA
短絡電流	I_{SC}			± 35		mA
電源						
電源除去比						
OP1177	PSRR	$V_S = \pm 2.5 \sim \pm 15 V$, $-40 < T_A < +125$	120	130		dB
OP2177	PSRR	$V_S = \pm 2.5 \sim \pm 15 V$, $-40 < T_A < +125$	115	125		dB
1アンペアあたりの電源電流	I_{SY}	$V_O = 0 V$ $-40 < T_A < +125$	118	120		dB
				400	500	μA
				500	600	μA
ダイナミック特性						
スルーレート	SR	$R_L = 2 k$		0.7		V/ μs
GB積	GBP			1.3		MHz
ノイズ特性						
電圧ノイズ	e_n p-p	0.1 ~ 10 Hz		0.4		μV p-p
電圧ノイズ密度	e_n	$f = 1 kHz$		7.9	8.5	nV/ \sqrt{Hz}
電流ノイズ密度	i_n	$f = 1 kHz$		0.2		pA/ \sqrt{Hz}
マルチアンプ・チャンネル分離	C_S	DC $f = 100 kHz$		0.01	-120	$\mu V/V$ dB

注
 * Typ値は、平均値から1つの標準偏差内のすべての部分をカバーしています。多くの競合他社のデータシートで「Typ値」として掲げられている値は、正極性および負極性となりうるパラメータについて非現実的に低い見積もりに基づくものです。
 仕様は、予告なく変更されることがあります。

OP1177/OP2177

絶対最大定格*

電源電圧	36V
入力電圧	$V_{S-} \sim V_{S+}$
差動入力電圧	± 電源電圧
保管温度範囲	
R,RMパッケージ	- 65 ~ +150
動作温度範囲	
OP1177/OP2177	- 40 ~ +125
接合温度範囲	
R,RMパッケージ	- 65 ~ +150
ピン温度範囲 (ハンダ付け、10秒)	300

注

* 上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えると、デバイスに永久的な損傷を与えることがあります。この定格はストレス定格の規定のみを目的とするものであり、この仕様の動作セクションに記載する規定値以上のデバイス動作を定めたものではありません。デバイスを長期間絶対最大定格条件に置くと、デバイスの信頼度に影響を与えることがあります。

パッケージ・タイプ	J _A ¹	J _C	単位
8ピンMSOP (RM) ²	190	44	/W
8ピンSOIC (R)	158	43	/W

注

1 J_Aは最悪条件についての仕様です。即ち、J_Aは表面実装型パッケージを基板にハンダ付けした場合の仕様です。

2 MSOPは、テープおよびリールのみで供給可能です。

オーダー・ガイド

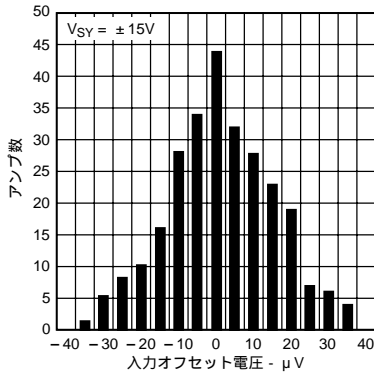
モデル	温度範囲	パッケージ	パッケージ・オプション	ブランド情報
OP1177ARM	- 40 ~ +125	8ピンMINI_SOIC	RM-8	AZA
OP1177AR	- 40 ~ +125	8ピンSOIC	SO-8	
OP2177ARM	- 40 ~ +125	8ピンMINI_SOIC	RM-8	B2A
OP2177AR	- 40 ~ +125	8ピンSOIC	SO-8	

注意

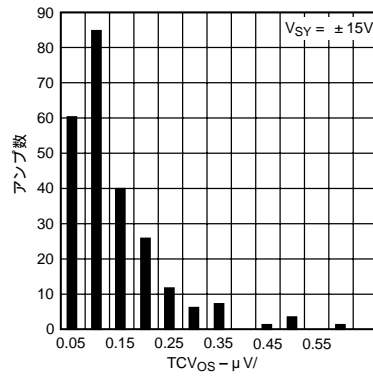
ESD (静電放電) の影響を受けやすいデバイスです。4000Vもの高圧の静電気が人体やテスト装置に容易に帯電し、検知されることなく放電されることがあります。本製品には当社独自のESD保護回路を備えていますが、高エネルギーの静電放電を受けたデバイスには回復不可能な損傷が発生することがあります。このため、性能低下や機能喪失を回避するために、適切なESD予防措置をとるようお奨めします。



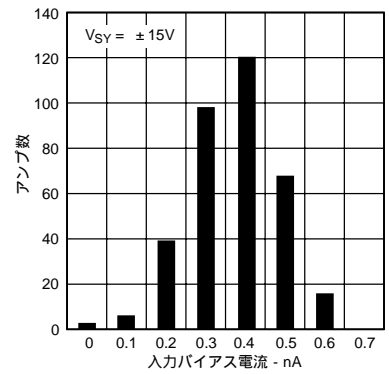
代表的な動作特性 - OP1177/OP2177



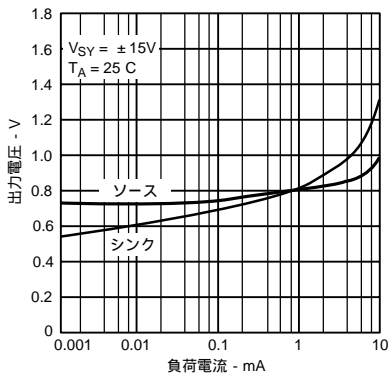
特性1 入力オフセット電圧分布



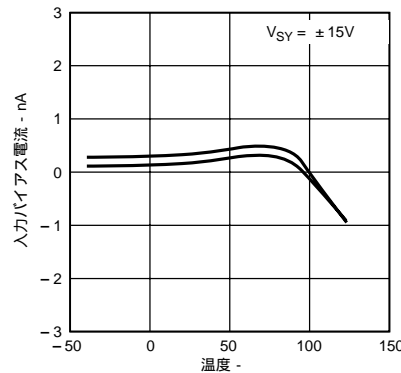
特性2 入力オフセット電圧ドリフト分布



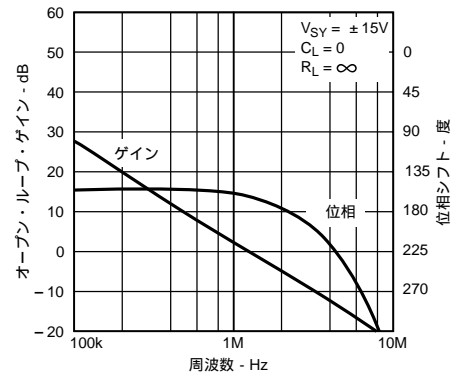
特性3 入力バイアス電流分布



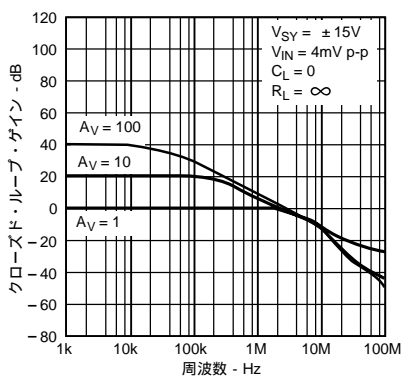
特性4 電源レールに対する出力電圧対負荷電流



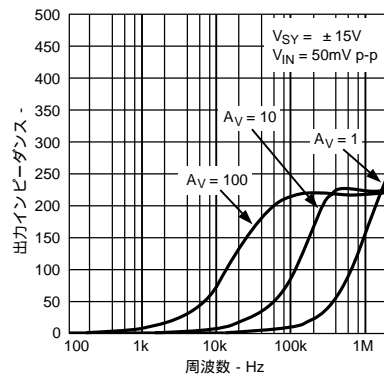
特性5 入力バイアス電流対温度



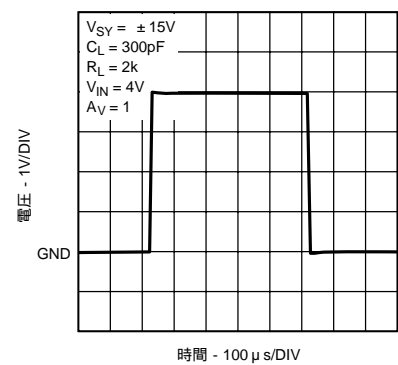
特性6 オープン・ループ・ゲインおよび位相シフト対周波数



特性7 クローズド・ループ・ゲイン対周波数

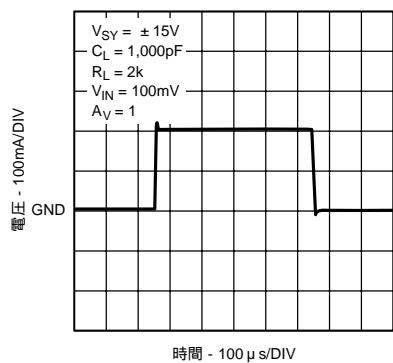


特性8 出カインピーダンス対周波数

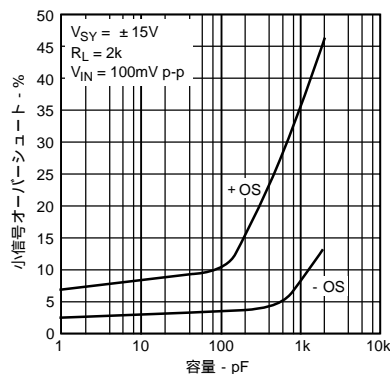


特性9 大信号過渡応答

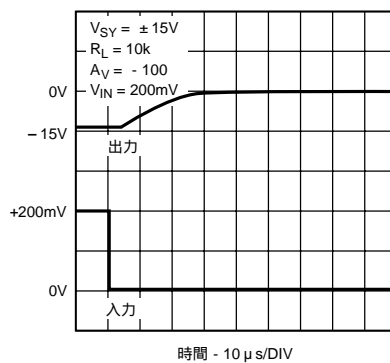
OP1177/OP2177



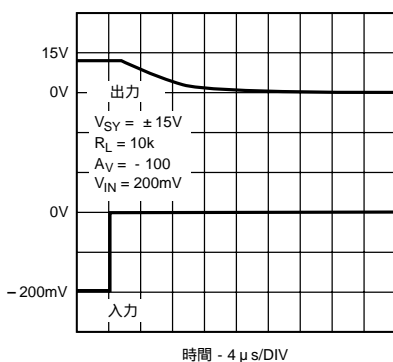
特性10 小信号過渡応答



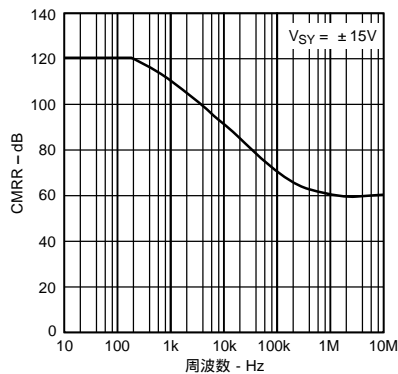
特性11 小信号オーバーシュート対負荷容量



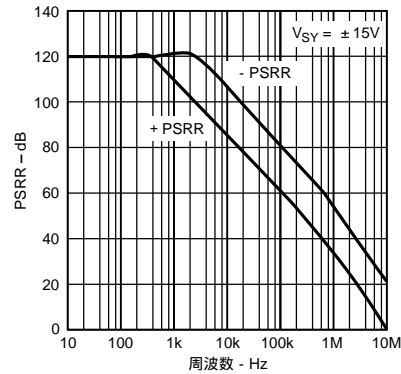
特性12 正極性過電圧回復



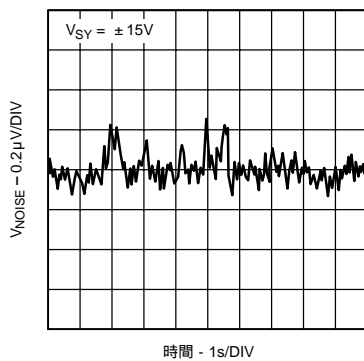
特性13 負極性過電圧回復



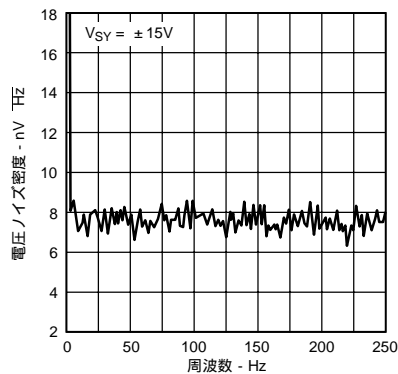
特性14 CMRR 対周波数



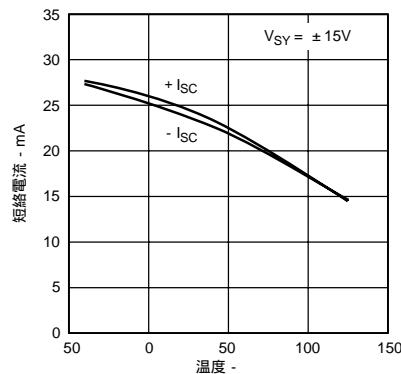
特性15 PSRR 対周波数



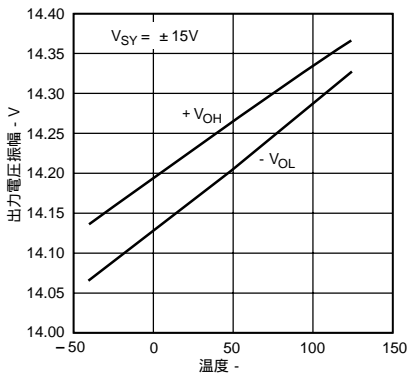
特性16 0.1 ~ 10Hz入力電圧ノイズ



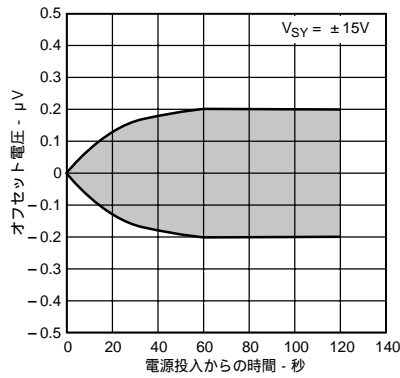
特性17 電圧ノイズ密度



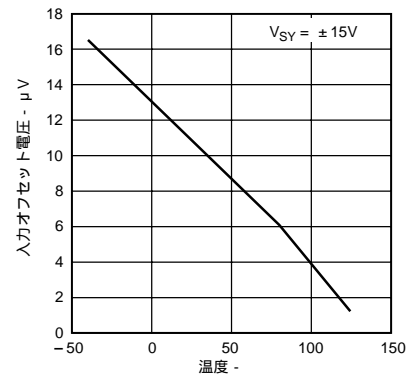
特性18 短絡電流 対温度



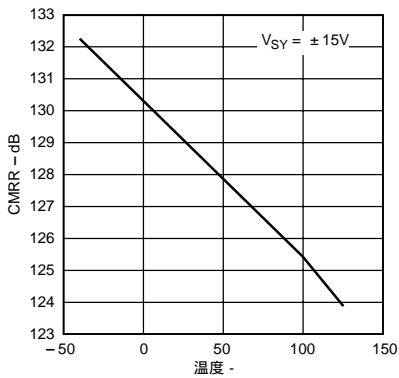
特性19 出力電圧振幅 対 温度



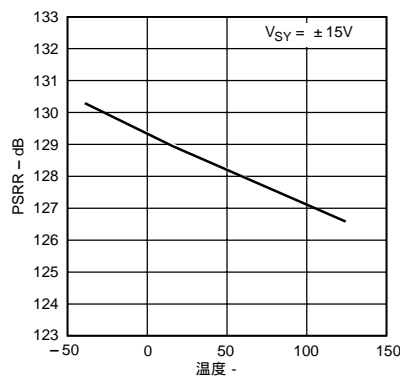
特性20 ウォームアップ・ドリフト



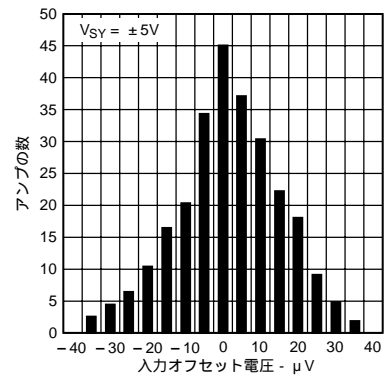
特性21 $|V_{OS}|$ 対 温度



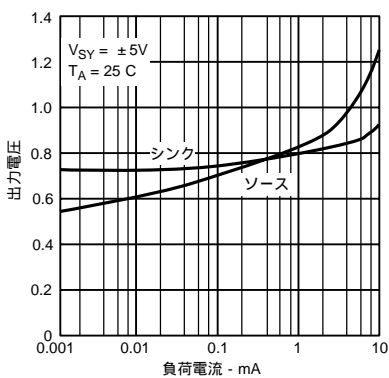
特性22 CMRR 対 温度



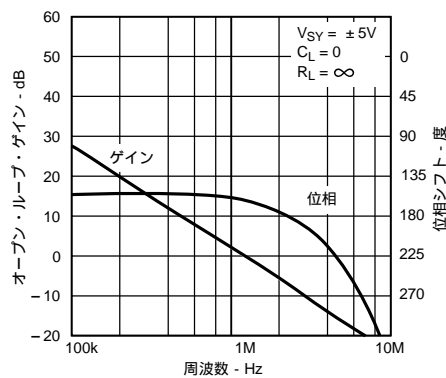
特性23 PSRR 対 温度



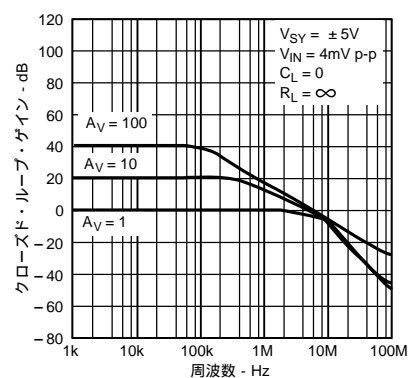
特性24 入力オフセット電圧分布



特性25 電源レールに対する
出力電圧 対 負荷電流

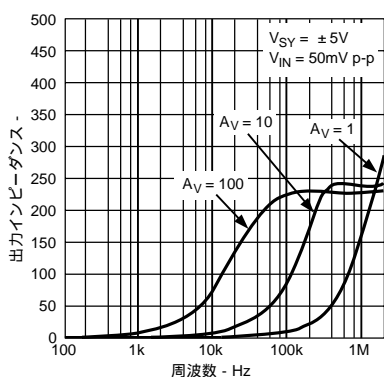


特性26 オープン・ループ・ゲイン
および位相シフト 対 周波数

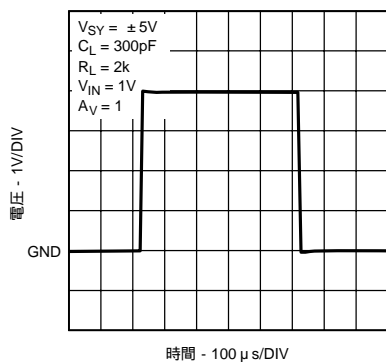


特性27 クローズド・ループ・ゲイン 対
周波数

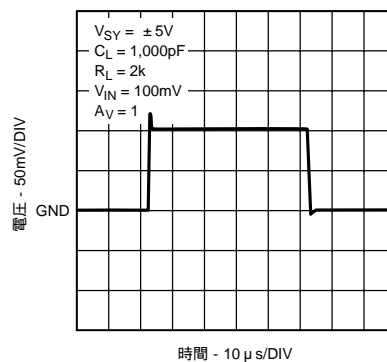
OP1177/OP2177



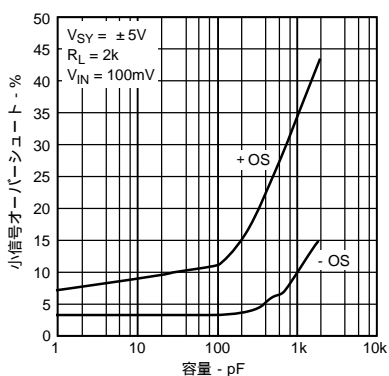
特性28 出力インピーダンス 対 周波数



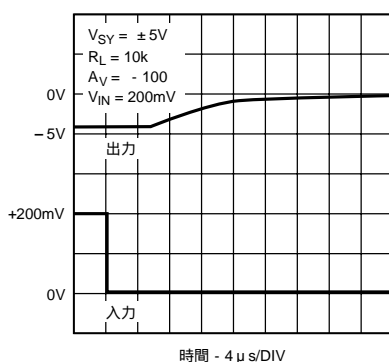
特性29 大信号過渡応答



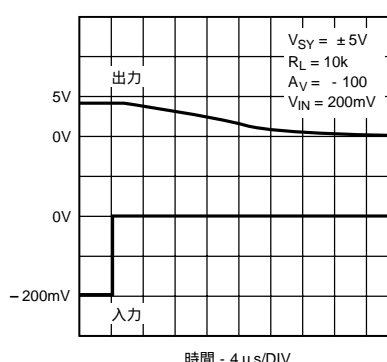
特性30 小信号過渡応答



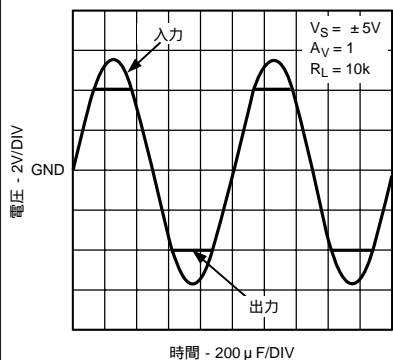
特性31 小信号オーバーシュート 対 負荷容量



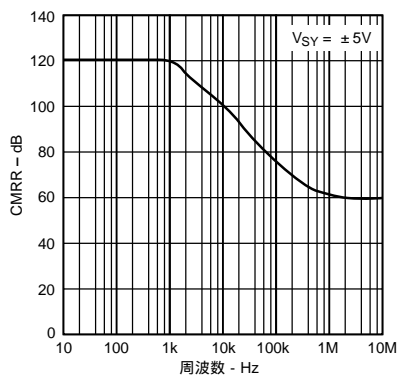
特性32 正極性過電圧回復



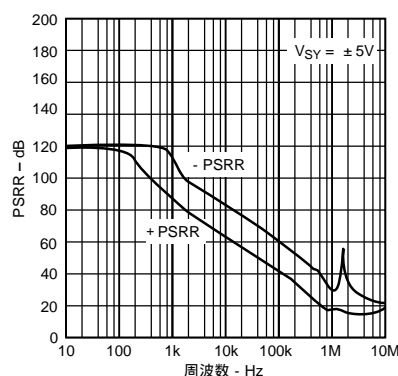
特性33 負極性過電圧回復



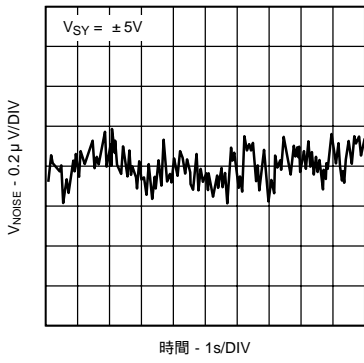
特性34 位相反転なし



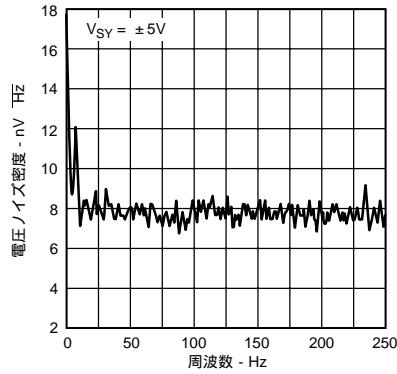
特性35 CMRR 対 周波数



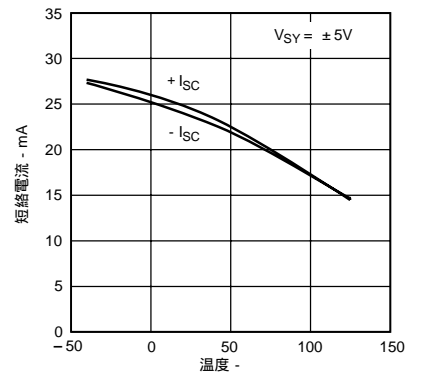
特性36 PSRR 対 周波数 - Hz



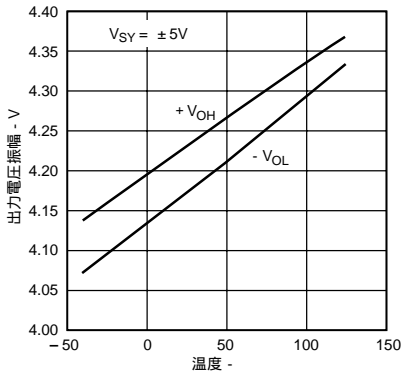
特性37 0.1~10Hz入力電圧ノイズ



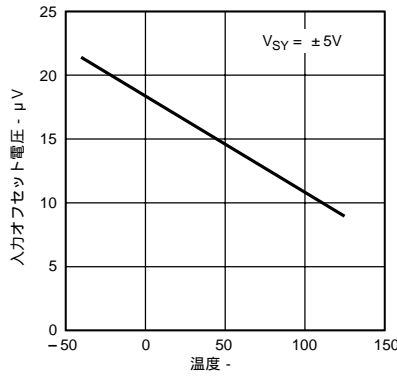
特性38 電圧ノイズ密度



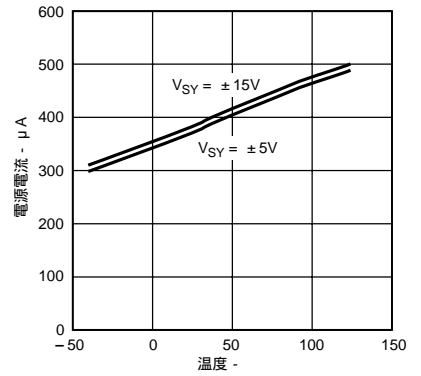
特性39 短絡電流 対 温度



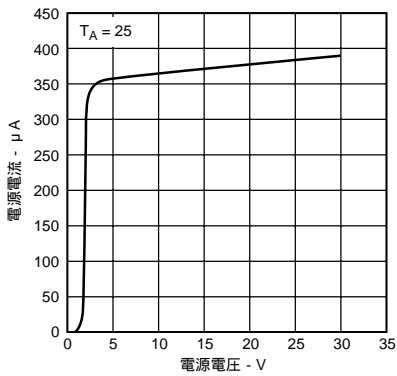
特性40 出力電圧振幅 対 温度



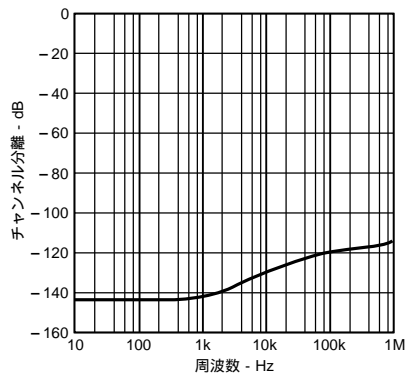
特性41 $|V_{OS}|$ 対 温度



特性42 電源電流 対 温度



特性43 電源電流 対 電源電圧



特性44 チャンネル分離 対 周波数

OP1177/OP2177

機能の概要

OP1177は、業界標準となっているアナログ・デバイスのOP07アンプ・ファミリーの第四世代の製品です。OP1177は、極めて低い電源電圧と低入力バイアス電流を理想的に組み合わせた、超高精度でローノイズのオペアンプです。JETアンプとは異なり、低いバイアスおよびオフセットを、125 という高い周辺高温にいたるまで、比較的低いまま維持できます。アナログ・デバイス独自のプロセス技術とリニア設計における専門技術により、OP07、OP77、OP177を凌駕する性能を持った高電圧アンプを小型の8ピンMSOPパッケージに収めることに初めて成功しました。OP1177は、小型でありながら、低い広帯域ノイズ、非常に広い入出力電圧範囲、より低い入力バイアス電流、完全な位相反転の防止を達成しています。OP1177は、プラスチック表面実装型パッケージを採用した同等のデバイスの中でも、最も広い動作温度範囲について仕様規定されています。これは、プリント基板やシステム全体のサイズが小型化の一途をたどり、システム内部の温度がより高くなりつつある現状では、ますます重要な仕様となっています。OP1177/OP2177の消費電力はOP177に比べて4分の1であり、帯域幅およびスルーレートは2倍となっています。また、この低消費電力と温度変化に対して安定した特性により、ウォーム・アップ時のドリフト・エラーも無視できるレベルまで低減されています。大きな負荷におけるオープン・ループ・ゲインの直線性は、競合製品OPA277などに比べて優れており、DC精度が改善され、大きなクローズド・ループ・ゲインを持った回路における歪みも低減されています。入力は、両方の電源レールに対して基準となる過電圧の状態において内部的に保護されています。他のすべての高性能のアンプと同様に、OP1177/OP2177は、適正な回路を構成しプリント基板のガイドラインに従うことによって、最大の性能を達成できます。次の項では、さまざまなアプリケーションの条件においてOP1177の性能を最大限に引き出すための実戦的なアドバイスを提供します。

ソース抵抗を含む全ノイズ

低い入力電流ノイズとバイアス電流を持つOP1177は、ある程度の入力ソース抵抗を持った回路で有効に活用できます。入力オフセット電圧の上昇は、500 のソース抵抗あたり1 μ V未満に抑えられています。

OP1177の全ノイズ密度は、以下の式によって算出されます。

$$e_{n,TOTAL} = \sqrt{e_n^2 + (i_n R_s)^2 + 4kTR_s}$$

ここで、

- e_n は、入力電圧のノイズ密度、
- i_n は、入力電流のノイズ密度、
- R_s は、非反転の端子におけるソース抵抗、
- k は、ボルツマン定数 (1.38×10^{-23} J/K)
- T は、周囲温度を絶対温度で表したものです。

$R_s < 3.9k$ では、 e_n が支配的であり、

$$e_{n,TOTAL} \approx e_n$$

となります。

$3.9k < R_s < 412k$ では、アンプの電圧ノイズ、ソース抵抗を介する電流ノイズ、ソース抵抗のすべての熱ノイズが、全ノイズに影響を与えます。

$R_s > 412k$ では、電流ノイズが支配的であり、

$$e_{n,TOTAL} \approx i_n R_s$$

となります。

特定の帯域幅における全等価rmsノイズは、以下の式により算出されます。

$$E_n = (e_{n,TOTAL}) \sqrt{BW}$$

ここで、BWは、帯域幅をHzで表したものです。

注：

上記の解析は、50Hzを超える周波数について有効です。低い周波数については、フリッカー・ノイズ (1/fノイズとも呼ばれる) についての配慮が必要となります。

ノイズの計算については、バンドパスKRCまたはSallen-Keyフィルタのセクションを参照してください。

ゲイン直線性

ゲインの直線性によって、クローズド・ループ構成における誤差を低減できます。ゲインの特性が直線に近いほど、入力信号範囲における最大誤差が小さくなります。これは、特に高いクローズド・ループ・ゲインを持った回路によく当てはまります。

図1に示すように、OP1177は重い負荷についても優れたゲイン直線性を持っています。図2に示すOPA277の特性と比較してください。両方のデバイスについて、 $R_L = 2k$ とした同一の条件で測定が行われました。OP2177 (デュアル) は、低い電圧においては、ほとんど歪みを生じません。いくつかの電源電圧、および、さまざまな負荷についてOPA2277と比較を行っています。OP2177は、OPA2277より格段に優れた性能を持っています。

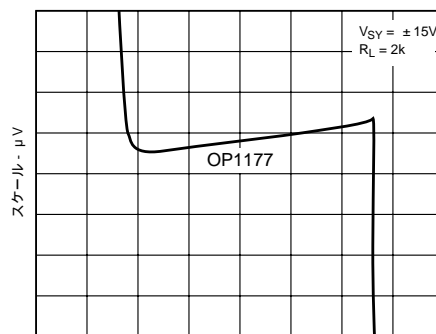


図1 ゲイン直線性

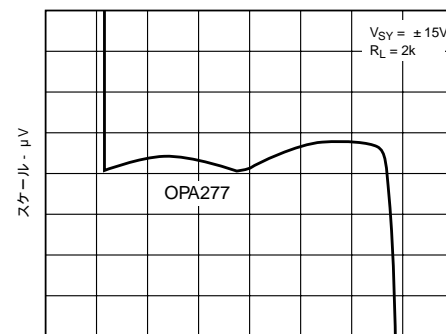


図2 ゲイン直線性

入力の過電圧保護

デバイスの入力電圧が正極または負極の電源電圧を超えるときには、ほとんどのアンプでは損傷を防止するための外付け抵抗が必要となります。

OP1177は、内部保護回路を備えており、電源電圧範囲を最大2.5Vを超える電圧を各端子に印加した場合にも障害が生じません。

電源範囲から2.5Vを超える電圧に対応するためには、入力に対して直列な抵抗を追加します。抵抗の値は、次式により算出されます。

$$\frac{(V_{IN} - V_S)}{R_S + 500} = 5 \text{ mA}$$

OP1177の低入力オフセット電流は最大でも1nA未満であり、5k の抵抗を両入力に対して直列に接続すれば、入力オフセット電圧に5 μ V未満の電圧が加算されるだけで、回路全体のノイズ特性に対する影響は無視しうるものとなります。5k の抵抗は、両電源に対して27Vを超える入力を保護します。ノイズとソース抵抗の詳細については、「全高調波歪み+ノイズ」の項を参照してください。

出力位相の反転

位相反転は、アンプの伝達関数の極性変化と定義されます。ほとんどのオペアンプでは、入力に最大コモン・モード電圧を超える電圧が印加されると、位相反転が起ります。場合によっては、この位相反転によってアンプに永久的な損傷が生じる場合があります。フィードバック・ループでは、システムのロックアップまたは機器の損傷を生じる場合もあります。OP1177は、入力電圧が電源電圧を超えた場合にも、位相反転の問題が生じません。

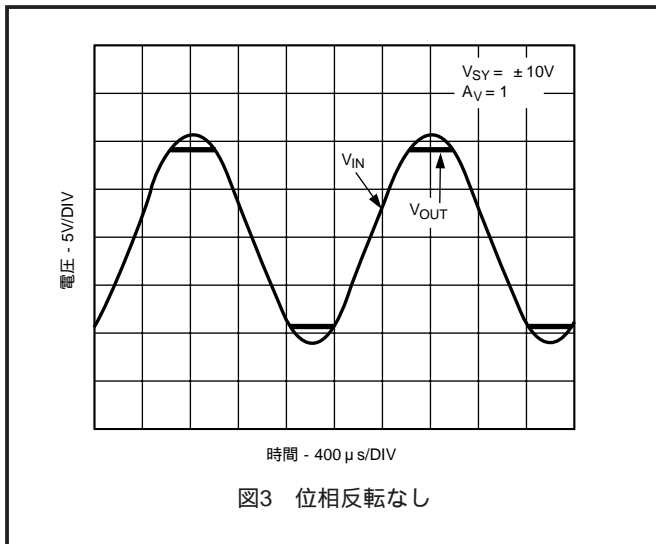


図3 位相反転なし

セトリング時間

セトリング時間は、入力パルスが印加された場合に、アンプの出力がその最終値から一定の範囲内となり、その範囲内に止まるまでに要する時間と定義されます。これは、アンプがA/D入力またはD/A出力のバッファとなる計測および制御の回路において特に重要となります。

増幅回路におけるセトリング時間を最小化するために、電源を適正な手法によってバイパスし、適正な回路部品を選択する必要があります。抵抗は、金属フィルム・タイプを使用してください。このタイプの抵抗は、浮遊容量および浮遊インダクタンスがワイヤ接続された抵抗に比べて小さいためです。コンデンサは、誘電吸収を最小化するためにポリエチレンまたはポリカーボネート・タイプを使用してください。電源からの配線は、できる限り短くして容量およびインダクタンスを最小化してください。OP1177のセトリング時間は、非反転のユニティ・ゲインの状態に10Vのステップ入力印加された場合に、誤差が0.01% (1mV) となるまでに約45 μ Aです。

過負荷回復時間

過負荷回復は、あるアンプの出力が飽和状態から直線的な応答を得られる状態に戻るまでに要する時間と定義されます。一般的な例としては、回路の伝達関数によって必要とされる出力電圧がアンプの最大出力電圧を超える場合が挙げられます。クローズド・ループ・ゲインが2であるアンプに10Vの入力を印加した場合には、20Vの出力電圧が必要となります。この場合には、 ± 15 Vの電源で動作するOP1177の出力電圧範囲を超えて、出力が飽和状態となります。

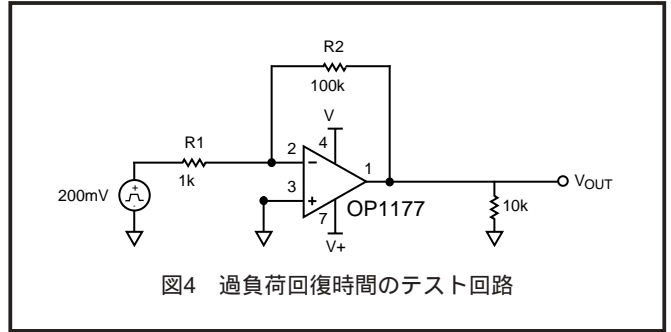


図4 過負荷回復時間のテスト回路

特性12に、OP1177の正極性の過負荷回復時間を示します。出力は、100%を超える過負荷の状態から4 μ s未満で回復しています。

特性13に示すように、OP1177の負極性の過負荷回復時間は1.4 μ sです。

全高調波歪み+ノイズ (THD+N)

OP1177の全高調波歪みは極めて低く抑えられています。OP1177は優れたゲイン直線性を持っており、大きなクローズド・ループ・ゲインを持った高精度回路に最適です。図5によれば、OP1177はユニティ・ゲインにおいて約0.0025%の歪みを持っており、これが歪みに対して最悪時の構成となっています。

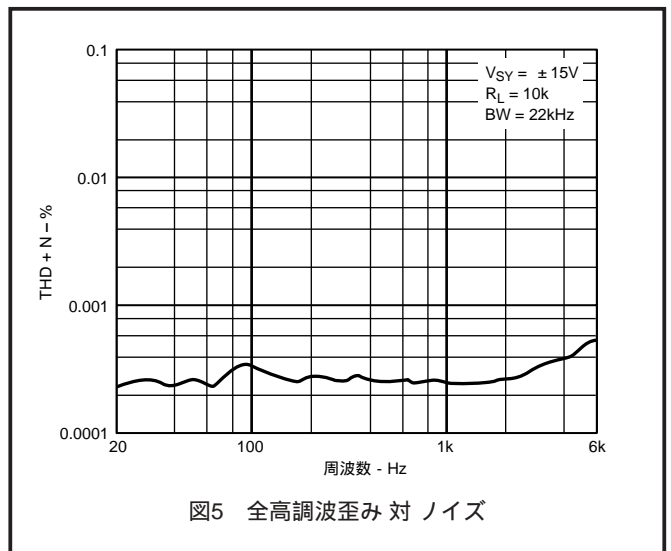


図5 全高調波歪み 対 ノイズ

容量性負荷の駆動

OP1177は本質的にすべてのゲインにおいて安定しており、発振を発生させずに大きな容量性負荷を駆動できます。OP1177は、どのような構成においても、外部補償なしで1000pFまでの容量性負荷を駆動できます。ほとんどのアンプに当てはまることですが、ユニティ・ゲインで、より大きな容量性負荷を駆動するためには、安定性を確保するために、回路を追加する必要があります。

OP1177/OP2177

この場合には、発振を防止し、オーバーシュートを小さくするために、「スナバー・ネットワーク」が必要となります。この方法の大きな利点は、 R_S がフィードバック・ループの中に存在しないため、出力振幅が低減されないことです。

図6は、400mVのパルスに対するOP1177の出力を示すスクリーン画面です。負荷容量は2nFです。回路は正極性のユニティ・ゲインとなるように構成されており、最悪時での安定性を示しています。

図8に示すように、R-Cネットワークを負荷コンデンサ C_L と並列に接続することにより、アンプは発振または過度のオーバーシュートを発生させずに、より大きな値の C_L を駆動できます。

スナバー・ネットワークを用いた場合には、リングングは発生せず、オーバーシュートは27%から5%に低減されています。

表1に、200nFまでの容量性負荷に対する R_S および C_S の最適値の一覧を示します。他の容量性負荷についての値は、実験によって決定できます。

表1 容量性負荷に対する最適値

C_L (nF)	R_S ()	C_S
10	20	0.33 μ F
50	30	6.8 nF
200	200	0.47 μ F

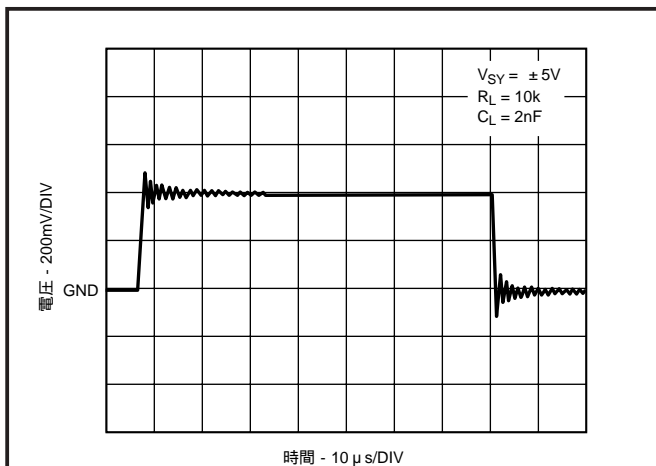


図6 容量性負荷の駆動（スナバーなし）

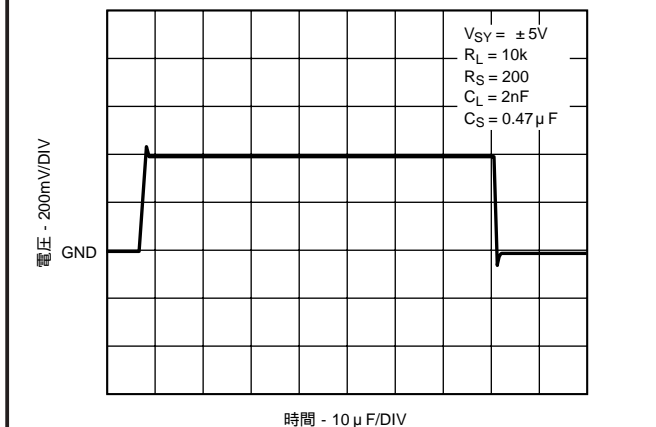


図7 容量性負荷の駆動（スナバーあり）

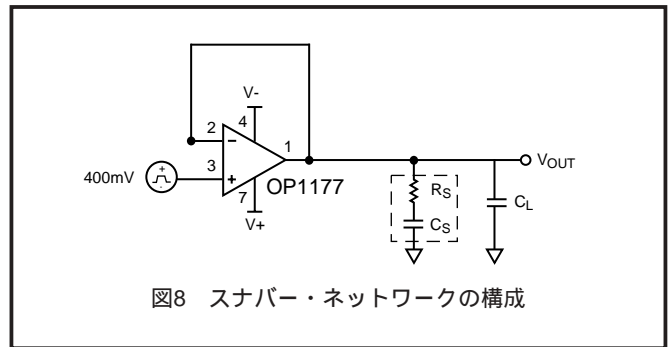


図8 スナバー・ネットワークの構成

注：

スナバーの技法によっては、大きな容量性負荷による帯域幅の損失を回復することができません。

浮遊入力容量の補償

オペアンプ回路の実効入力容量 C_t は、3つの要素により構成されます。これらは、入力端子間の内部差動容量、各入力とグラウンド間の内部共通・モード容量、寄生容量を含む外部容量です。図9の回路では、信号の周波数が高くなるにつれてクロズド・ループ・ゲインが大きくなっています。

回路の伝達関数は、以下の通りです。

$$1 + \frac{R_2}{R_1} (1 + sC_t R_1)$$

次の位置でゼロとなります。

$$s = \frac{R_2 + R_1}{R_2 R_1 C_t} = \frac{1}{2 (R_1 // R_2 C_t)}$$

R_1 および R_2 の値によって、クロズド・ループ・ゲインのカットオフ周波数が、クロスオーバー周波数よりも充分低くなる場合があります。この場合には、位相余裕 m は、大きく劣化して、大きなリングングを発生し、時として発振を生じる状態となる場合があります。

この問題を簡単に解決する方法は、図10に示すように、フィードバック経路にコンデンサを追加することです。これにより生ずる極は、位相余裕の調整するように配置されます。

$C_t = (R_1/R_2) C_t$ とすることにより、位相余裕は90度になります。

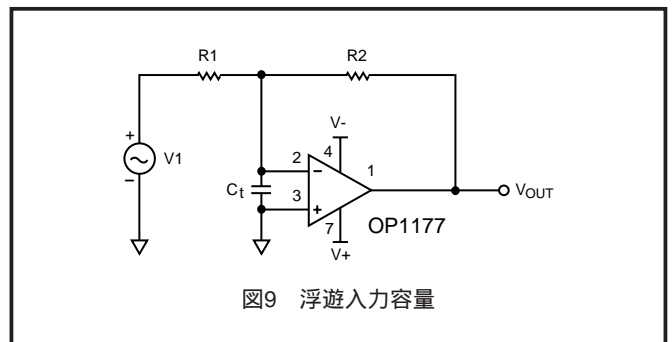


図9 浮遊入力容量

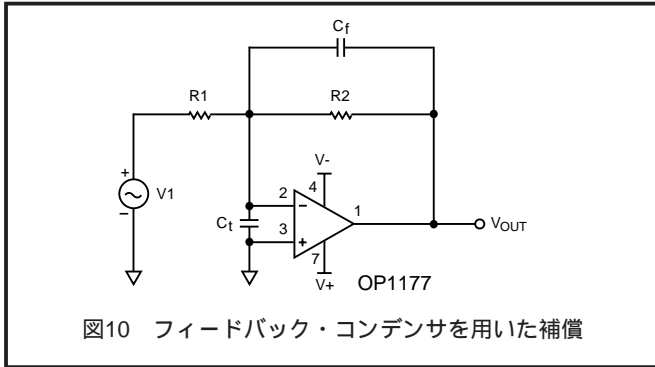


図10 フィードバック・コンデンサを用いた補償

EMIの低減

増幅回路へのEMIの影響を低減するために数々の手法を用いることができます。

1つの方法としては、両入力の浮遊信号をアンプの他方の入力にカップリングするものです。これにより、浮遊信号はアンプのCMRRに応じて除去されます。

これは、通常、図11に示すように、アンプの入力間にコンデンサを挿入することにより行われます。しかしながら、この手法では、コンデンサの値によって回路が不安定となる場合があります。

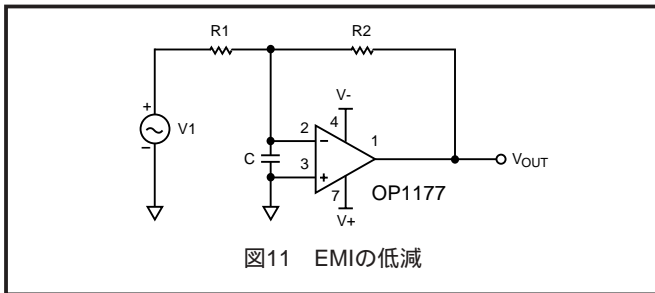


図11 EMIの低減

図12に示すように、抵抗をコンデンサと直列に挿入することにより、DCループのゲインが増加して、出力の誤差が低減されます。ブレイク・ポイント（R-Cにより追加される）をオペアンプの第2の極の下に配置することにより、位相余裕が大きくなって、安定性が向上します。

次式により、特定の位相余裕を、Cの値と無関係に算出することができます。

$$R = \frac{R2}{ajf_2} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

ここで、aはアンプのオープン・ループ・ゲインであり、 f_2 は $a = m - 180^\circ$ となる周波数です。

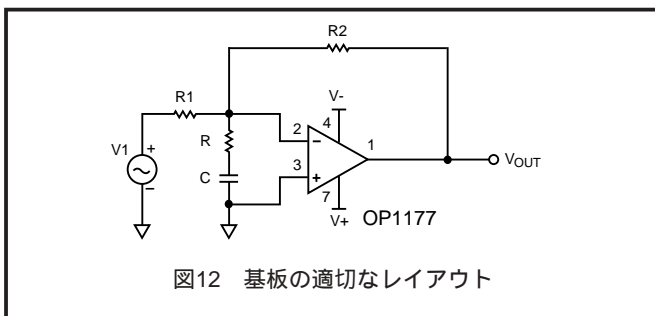


図12 基板の適切なレイアウト

適切な基板レイアウト

OP1177は、高精度のデバイスなので、プリント基板で最適な性能を得るためには、基板のレイアウト設計において注意が必要です。

リーク電流を防止するために、基板をクリーンに保って湿気を除去することが必要です。表面にコーティングを施す

ことにより、湿気の蓄積を防止し、基板上の寄生抵抗を低減することができます。

電源経路を短くして電源を適切にバイパスすることにより、出力電流の変動による電源への妨害を最小化できます。これは、AC信号で重い負荷を駆動するときなどに有効です。バイパス・コンデンサは、デバイスの電源ピンのなるべく近くで接続する必要があります。浮遊容量は、アンプへの出力および入力において問題となります。カップリングを最小化するために、信号の経路を電源線から少なくとも5mm離して配置することを推奨します。

プリント基板内における温度の差異は、ハンダ付けの部分および異なる金属が接触する点において、シーベック電圧の不整合を生じさせる場合があります。熱電対誤差を生じさせる場合があります。これらの熱電対による影響を防止するため、抵抗を設置するときに、抵抗の両端が熱源から等しく過熱されるようにしてください。入力信号の経路では、可能な限り設置する部品の数と種類を、熱電対による接続の数および種類と整合させてください。例えば、ゼロ抵抗のようなダミー部品を使用して、反対側の入力経路の実際の抵抗と整合させる方法があります。整合のための部品は、近接させて、同じ方法で設置する必要があります。リード線は、熱伝導の平衡を保つために、同じ長さにしてください。プリント基板上の熱源は、実用的な範囲内で、アンプの入力回路からなるべく離れた位置に設置してください。グラウンド・プレーンを使用することを強く推奨します。グラウンド・プレーンは、EMIによるノイズを低減し、さらに、プリント基板上の温度を平均化します。

差動アンプ

差動アンプは、高精度の回路でのコモン・モード除去比（CMRR）を向上させるために用いられます。

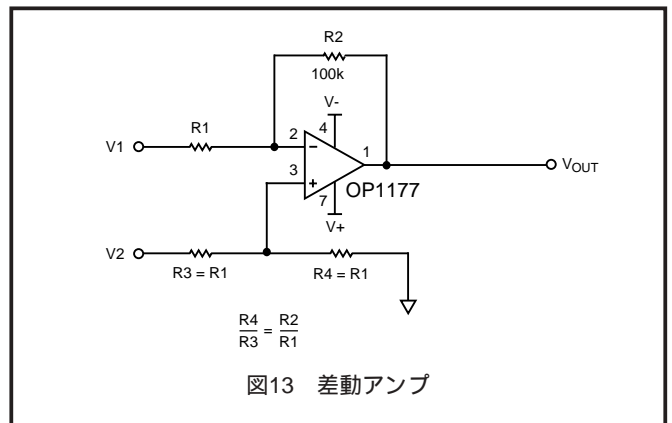


図13 差動アンプ

シングル構成の計測用アンプ（図3に示す回路）では、以下の式が成立します。

$$\frac{R4}{R3} = \frac{R2}{R1}$$

$$V_o = \frac{R2}{R1}(V_2 - V_1)$$

$R2/R1$ および $R4/R3$ の間の不整合は、コモン・モード除去比を低下させます。この影響を理解するために、以下の事項について考えます。

まず、以下の式の通り定義します。

$$CMRR = \frac{A_{DM}}{A_{CM}}$$

OP1177/OP2177

ここで、ADMは差動ゲインであり、ACMはコモン・モード・ゲインです。

$$A_{DM} = \frac{V_O}{V_{DIFF}} \text{ また } A_{CM} = \frac{V_O}{V_{CM}}$$

$$V_{DIFF} = V_1 - V_2 \text{ また } V_{CM} = \frac{1}{2}(V_1 + V_2)$$

この回路を差動アンプとして動作させるためには、このアンプの出力を差動入力信号に比例させることが必要です。

図3によれば、以下の関係が成立します。

$$V_O = - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) V_1 + \left[\frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{\left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)} \right] V_2$$

各項を整理して上式を以下のように書き換えます。

$$CMRR = \frac{R_4 R_1 + R_3 R_2 + 2 R_4 R_2}{2 R_4 R_1 - 2 R_2 R_3} \quad (1)$$

R1に対するCMRRの感度は、式(1)におけるR1との関係から派生するCMRRとの関係により、以下のように表されます。

$$\frac{CMRR}{\delta R_1} = \frac{\delta}{\delta R_1} \left(\frac{R_1 R_4}{2 R_1 R_4 - 2 R_2 R_3} + \frac{2 R_2 R_4 + R_2 R_3}{2 R_1 R_4 + 2 R_2 R_3} \right)$$

$$\frac{\delta CMRR}{\delta R_1} = \frac{1}{2 - \frac{(2 R_2 R_3)}{R_1 R_4}}$$

ここで、R1 R2 R3 R4 R および、R(1+) < R1, R2, R3, R4 (1-) が成立すると仮定すれば、最悪時のCMRRの誤差は、次の条件のときになります。

R1=R4=(1+) および R2=R3=R(1-) これらの値を式(1)に代入すると次式が成立します。

$$CMRR_{MIN} \cong \left| \frac{1}{2\delta} \right|$$

ここで、 δ は抵抗器の許容値です。許容誤差が小さい抵抗を用いれば、高いコモン・モード除去比(最高でオペアンプのCMRR)が得られます。誤差が5%の抵抗器を使うと、保証される最高のCMRRは20dBとなります。一方、誤差0.1%の抵抗を用いれば少なくとも54dBのコモン・モード除去比が得られます。(オペアンプのCMRR × 54dBと仮定) OP1177のCMRRは最低120dBなので、ほとんどの回路では、抵抗の整合性による制限を受けます。トリミング抵抗を使用することにより、抵抗の整合性および差動増幅回路のCMRRがさらに向上します。

高精度の熱伝対アンプ

熱伝対は、2つの異なる金属線を接触させたものです。これらの異なる金属により次の電圧が発生します。

$$V_{TC} = (T_J - T_R)$$

T_Jは高温の接合部で測定した温度で、T_Rを低温の接合とし、他方を熱伝対で使用される異なる金属に固有のシーベック係数としたものです。V_{TC}は熱伝対の電圧です。V_{TC}は温度の上昇に伴って値が大きくなります。

最大の測定精度を得るためには、以下に示すように、熱伝対の低温接続による補償が必要となります。

低温接合の補償を行うためには、銅線を終端接合(同温度のブロック内)の間で短絡し、0の点をシミュレートします。トリミング抵抗R5により出力電圧を0に調整し、次に銅線を取り除きます。

OP1177は、非常に低いオフセット電圧、優れたPSRRおよびCMRR、低周波におけるローノイズなどの特性により、熱伝対の回路において理想的なアンプといえます。

OP1177によって、優れた直線性を持った熱伝対回路を構成できます。図14に示す抵抗R1、R2およびダイオードD1は、同温度のブロック内に設置されます。

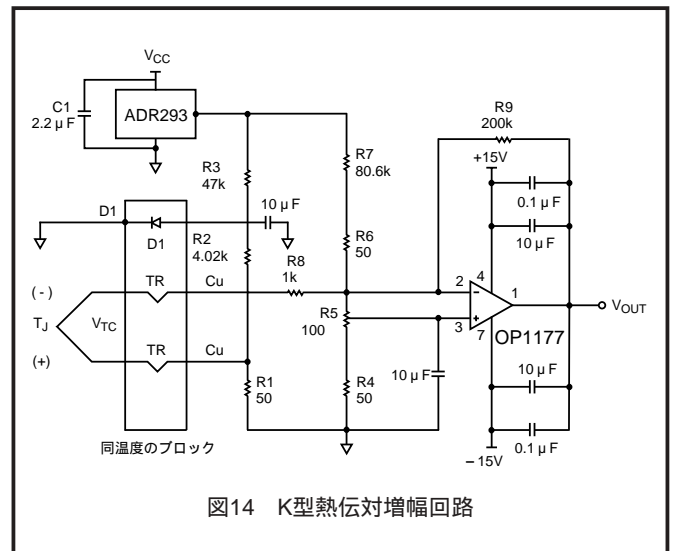


図14 K型熱伝対増幅回路

低消費電力線形RTD

単一エレメントの可変ブリッジの一般的なアプリケーションは、図15に示すようなRTD温度計アンプです。この回路の励振は、ブリッジの最上部に印加される2.5Vのリファレンスによりブリッジへ伝達されます。

RTDは、1mWあたり0.5~0.8 という高い熱抵抗を持っている場合があります。抵抗器のドリフトによって発生する誤差を最小化するためには、ブリッジの各脚部をローに保持する必要があります。この回路では、アンプの電源電流はブリッジを流れます。

しかしながら、OP1177の600μAの最大電流において、抵抗値が最大である場合でも、RTDの消費電力は0.1mW未満です。ブリッジでの電力消費による誤差は0.1 未満です。

ブリッジの校正は、出力がゼロとなるまでRPを調整して測定したときの温度の最小値で行うことができます。

出力のスパンを校正するためには、フルスケールおよび直線性のポットを中間点に設定して、センサーに500 の温度を印加するか、500 RTD抵抗に置き換えます。

フルスケール・ポットを5Vの出力に調節します。最後に、250 または等価のRTD抵抗を印加して、2.5Vの出力に対応する直線性のポットを調節します。

上記の調整により、この回路の精度は±0.5 未満となります。

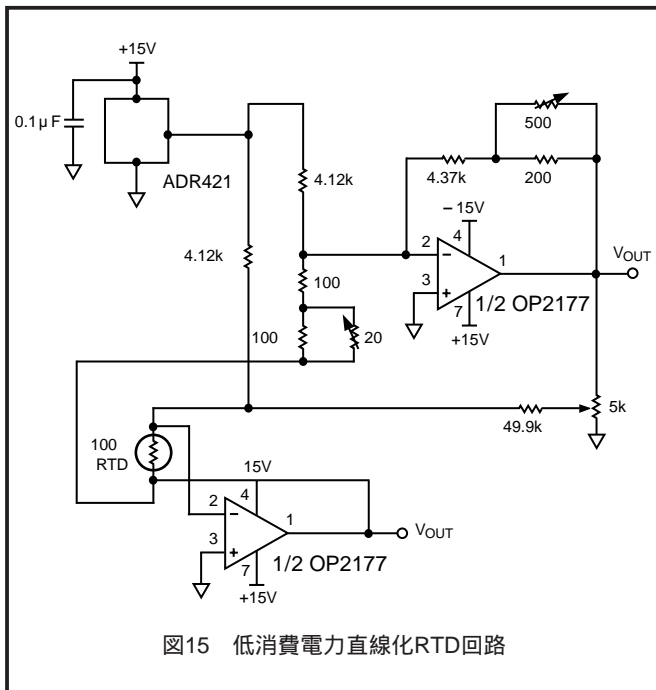


図15 低消費電力直線化RTD回路

シングル・オペアンプ・ブリッジ

OP1177の低い入力オフセット電圧は、RTD信号の調整のために使用されるブリッジ増幅回路において極めて効果的です。計測用のアンプの代わりにシングルのブリッジ・アンプを使用する方が、より経済的な場合もあります。

図16の回路では、オペアンプの出力電圧は以下の式により得られます。

$$V_O = \frac{R_2}{R} \left[V_{REF} \left(\frac{\delta}{\frac{R_1}{R} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)(1+\delta)} \right) \right]$$

ここで、 $\delta = R/R$ は、RTDの温度の変化によるブリッジの抵抗に対するRTDの抵抗の変化の微小な偏差を示します。

<<1のときには、上記の式は、以下のように表されます。

$$V_O \approx \left(\frac{R_2}{R} \right) V_{REF} \left(\frac{\delta}{1 + \frac{R_1}{R} + \frac{R_1}{R_2}} \right) = \left[\left(\frac{R_2}{R} \right) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \right] V_{REF} \delta$$

V_{REF} が一定であるとするれば、出力電圧は δ に対して直線的に比例し、ゲイン係数は次の式によって表されます。

$$V_{REF} \left(\frac{R_2}{R} \right) \left[\left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \right]$$

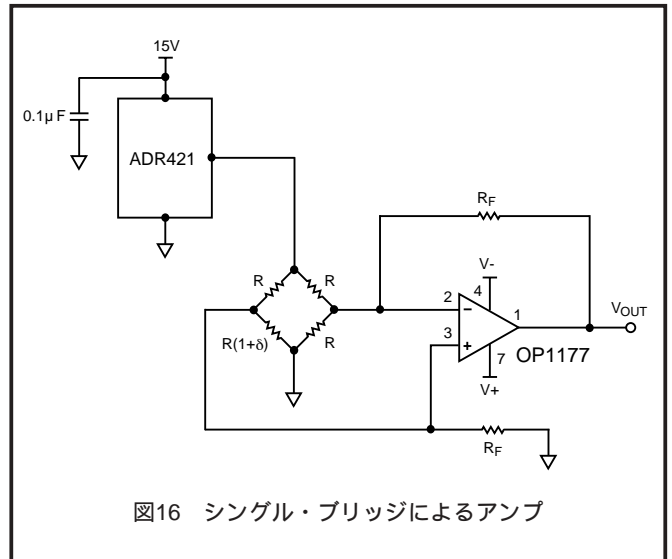


図16 シングル・ブリッジによるアンプ

アクティブ・フィルタの設計

バンドパス型KRCまたはSallen-Keyフィルタ

低オフセット電圧と高いCMRRを備えたOP1177は、図17に示すKRCフィルタのような高精度のフィルタを構成するうえで優れたデバイスです。このタイプのフィルタでは、ゲインとカットオフ周波数を独立して調整できます。

アンプへのコモン・モード電圧は、KRCフィルタ回路への入力信号により変化するため、歪みを最小化するために高いCMRRが必要となります。また、OP1177の低オフセット電圧により、回路のゲインが高く設定された場合でも広いダイナミックレンジを確保できます。

図17の回路は、2つの段によって構成されます。初段は単純なハイパス・フィルタ（高帯域通過型フィルタ）であり、折点周波数 f_c は次式で表されます。

$$\frac{1}{2 \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (2)$$

また、

$$Q = K \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \quad (3)$$

となります。

ここで、KはDCゲインです。

OP1177/OP2177

同じ値のコンデンサを選択することにより、感度が最小化され、式2は次のように簡略化されます。

$$\frac{1}{2 C \sqrt{R1R2}}$$

Qの値により、周波数に対するゲインのピーキング（過渡応答におけるリングング）が決定されます。Qに同様な値を選択することによって、一般的にユニティに近い状態が得られます。

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

とすることにより、ゲインのピーキングが最小となり、リングングも最小となります。

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ から、} R1 \text{ と } R2 \text{ の値を決定します。}$$

例示の回路において $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 、 $R1/R2=2$ とします。簡略化のため

$R1=5k$ 、 $R2=10k$ とします。

第二段は、ローパス・フィルタ（低帯域通過型フィルタ）であり、折点周波数を同様に決定できます。 $R3=R4=R$ とすれば次の式が成立します。

$$f_c = \frac{1}{2 R \sqrt{\frac{C3}{C4}}} \text{ and } Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C3}{C4}}$$

チャンネルの分離

隣接するチャンネルの入力または出力に起因するすべての

信号を除去するために、しばしば、複数のアンプを1つのダイの上に構成することが必要になります。OP2177の入力およびバイアスの回路は、1つのアンプのチャンネルから他チャンネルへの信号のフィードスルーを防止する設計になっています。これにより、OP2177は、100kHzまでの周波数で - 120dB以上、1MHzまでの周波数で - 115dB以上という優れたチャンネル分離特性を持っています。

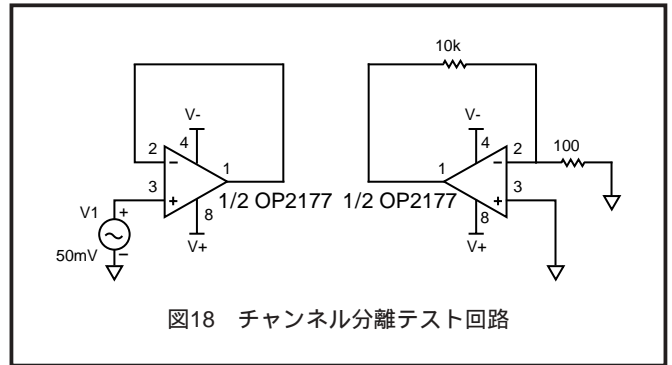


図18 チャンネル分離テスト回路

SPICEモデル

OP1177のSPICEモデルは、アナログ・デバイゼズのwebサイト www.analog.com からダウンロードできます。このモデルにより、DCとACの両方について、多くのパラメータをシミュレートできます。

ノイズ・ダイナミクスとフリッカ・ノイズに関する参考資料 S.Franco, Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuit, McGraw-Hill 1998.

“The Best of Analog Dialogue” Analog Devices.

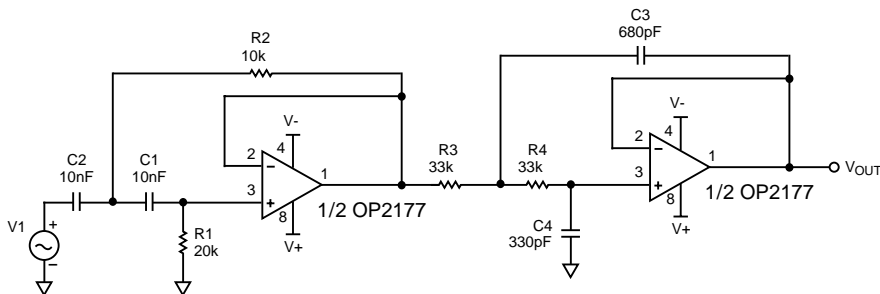
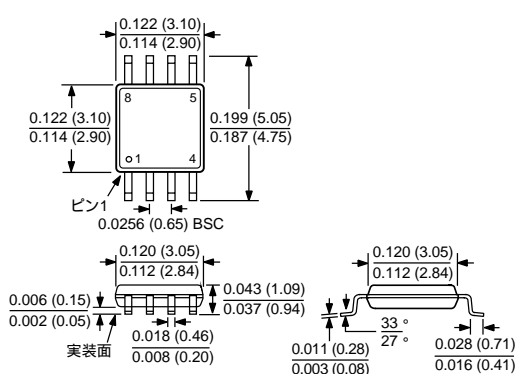


図17 2段のバンドパス・フィルタ

外形寸法

サイズはインチと（mm）で示します。

8ピンMINI_SOIC (RM-8)



8ピンSOIC (R-8)

