SOT-23の高温度 ハイサイド電流センス・アンプ

特長

- **–55°C、25°C、150°Cで完全にテスト済み**
- **2本の抵抗で利得を設定可能**
- **低いオフセット電圧：250μV（最大）**
- **出力電流：1mA（最大）**
- **電源電圧範囲：2.7V～36V、絶対最大定格は44V**
- 低い入力バイアス電流：40nA（最大）
- PSRR：106dB（最小）
- 低消費電流：65μA（標準、V^+ = 12V）
- 高さの低い（1mm）ThinSOT™パッケージ

アプリケーション

- 電流シャント測定
- バッテリのモニタ
- パワー・マネージメント
- モータ制御
- ランプのモニタ
- 過電流およびフォールト検出

概要

LT®6107は、広い温度範囲で動作できる汎用性の高いハイサイド電流センス・アンプです。最大250μVのオフセットと最大40nAの入力バイアス電流という優れたデバイス特性により、柔軟な設計を実現します。各デバイスの利得は2本の抵抗で設定され、1%より優れた精度が可能です。

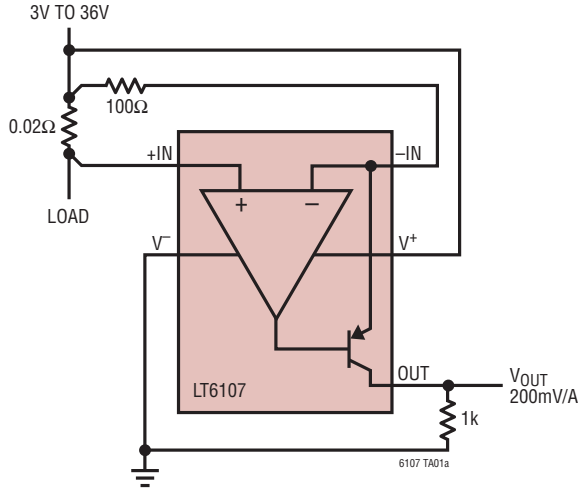
LT6107は外付けセンス抵抗（シャント抵抗）の両端の電圧を介して電流をモニタします。内部回路によって入力電圧を出力電流に変換するので、高い同相電圧上の小さいセンス信号をグランド基準信号に変換することができます。DCオフセットが小さいので、非常に小さいセンス電圧をモニタ可能です。このため、値の小さいシャント抵抗を使用できるので、シャントの電力損失を最小限に抑えます。

LT6107は入力電圧範囲が2.7V～44Vと広く、高精度で、動作温度範囲が広いので、車載、産業用、パワーマネージメントなどのアプリケーションに最適です。また、消費電流が非常に少ないので、低消費電力のバッテリ駆動アプリケーションに適しています。広い温度範囲が不要なアプリケーション向けには、LT6106をご覧ください。

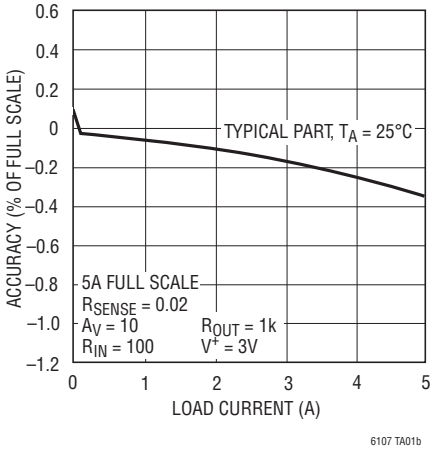
、LT、LTCおよびLTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。
ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。
他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

標準的応用例

3V～36V、5A電流センス（A_V = 10）



測定精度と負荷電流

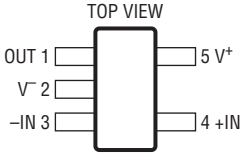


絶対最大定格

(Note 1)

電源電圧(V^+-V^-間) 44V
入力電圧 (+IN−V^-間) ..... V^+
(−IN−V^-間) ..... V^+
入力電流 ..... −10mA
出力短絡時間 ..... 無期限
動作温度範囲
(Note 2) ..... −55℃〜150℃
規定温度範囲
(Note 2) ..... −55℃〜150℃
保存温度範囲 ..... −65℃〜150℃
リード温度 (半田付け、10秒) ..... 300℃

ピン配置



S5 PACKAGE
5-LEAD PLASTIC TSOT-23
T_{JMAX} = 150°C, θ_{JA} = 250°C/W

発注情報

鉛フリー仕様

テープアンドリール(ミニ)	テープアンドリール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LT6107MPS5#TRMPBF	LT6107MPS5#TRPBF	LTDGZ	5-Lead Plastic TSOT-23	–55°C to 150°C

鉛ベース仕様

テープアンドリール(ミニ)	テープアンドリール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LT6107MPS5#TRM	LT6107MPS5#TR	LTDGZ	5-Lead Plastic TSOT-23	–55°C to 150°C

TRM = 500個。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/ をご覧ください。
テープアンドリールの仕様の詳細については、http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreel/ をご覧ください。

電気的特性

●は全規定動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外はT_A = 25℃での値。注記がない限り、V^+ = 12V、V^+ = V_{SENSE}+、R_{IN} = 100Ω、R_{OUT} = 10k、利得 = 100。(Note 6)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V^+	Supply Voltage Range		●	2.7		36	V
V_{OS}	Input Offset Voltage	V_{SENSE} = 5mV	 ●		150	250 400	μV μV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Input Offset Voltage Drift	V_{SENSE} = 5mV	●		1		μV/°C
I_B	Input Bias Current (+IN)	V^+ = 12V, 36V	 ●			40 130	nA nA
I_{OS}	Input Offset Current	V^+ = 12V, 36V			1		nA
I_{OUT}	Maximum Output Current	(Note 3)	●	1			mA
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	V^+ = 2.7V to 36V, V_{SENSE} = 5mV	●	106			dB
$V_{SENSE(MAX)}$	Input Sense Voltage Full Scale	R_{IN} = 500Ω (Notes 3, 7)	●	0.5			V
A_V Error	Gain Error (Note 4)	V_{SENSE} = 500mV, R_{IN} = 500Ω, R_{OUT} = 10k, V^+ = 12.5V	●	–0.65	–0.25	0	%
		V_{SENSE} = 500mV, R_{IN} = 500Ω, R_{OUT} = 10k, V^+ = 36V	●	–0.45	–0.14	0.1	%
$V_{OUT(HIGH)}$	Output Swing High (Referred to V^+)	V_{SENSE} = 120mV	 ●			1.2 1.4	V V

電気的特性

●は全規定動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外はT_A = 25℃での値。注記がない限り、V^+ = 12V、V^+ = V_{SENSE}^+、R_{IN} = 100Ω、R_{OUT} = 10k、利得 = 100。(Note 6)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
	Minimum Output Voltage (Note 5)	V_{SENSE} = 0mV, R_{IN} = 100Ω, R_{OUT} = 10k	●		12	45 85	mV mV
		V_{SENSE} = 0mV, R_{IN} = 500Ω, R_{OUT} = 10k, V^+ = 12V, 36V	●		7	16 40	mV mV
BW	Signal Bandwidth (–3dB)	I_{OUT} = 1mA, R_{IN} = 100Ω, R_{OUT} = 5k			200		kHz
t_r	Input Step Response (to 50% of Output Step)	ΔV_{SENSE} = 100mV Step, R_{IN} = 100Ω, R_{OUT} = 5k, Rising Edge			3.5		μs
I_S	Supply Current	V^+ = 2.7V, I_{OUT} = 0μA, (V_{SENSE} = –5mV)	●		60	85 120	μA
		V^+ = 12V, I_{OUT} = 0μA, (V_{SENSE} = –5mV)	●		65	95 125	μA
		V^+ = 36V, I_{OUT} = 0μA, (V_{SENSE} = –5mV)	●		70	100 135	μA

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。絶対最大定格状態が長時間続くと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。絶対最大定格に加えて、LT6107の電力消費によってダイの温度が150℃を超えることがないようにLT6107の出力電流を制限しなければならない。「アプリケーション情報」の「消費電力に関する検討事項」を参照してください。

Note 2: 接合部温度が125℃を超えると、経年劣化が加速する。LT6107は150℃で1000時間を超える標準寿命を実証している。

Note 3: 利得誤差テストによって保証されている。

Note 4: 利得誤差はLT6107の内部回路によるものを指し、外部の利得設定抵抗の誤差は含まない。

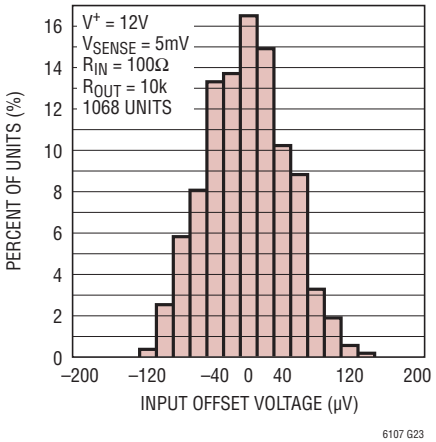
Note 5: LT6107の出力はオープン・コレクタの電流源である。最小出力電圧はR_{OUT}/10kの比に正比例する。

Note 6: V_{SENSE}^+はセンス抵抗R_{SENSE}のハイサイドでの電圧である。図1を参照。

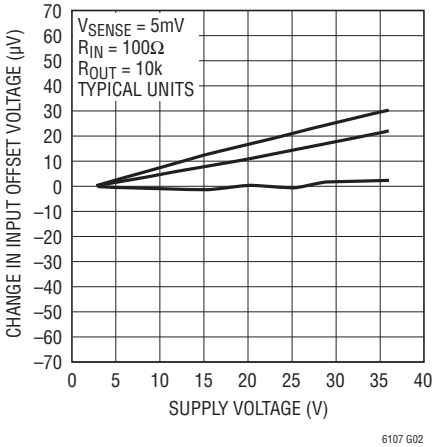
Note 7: $V_{SENSE(MAX)}$は「電気的特性」が適用される最大センス電圧である。それよりも高い電圧は性能に悪影響を与える可能性があるが、LT6107の出力電流がNote 1で述べられた許容可能な電力消費を超えないならば、デバイスを損傷することはない。

標準的性能特性

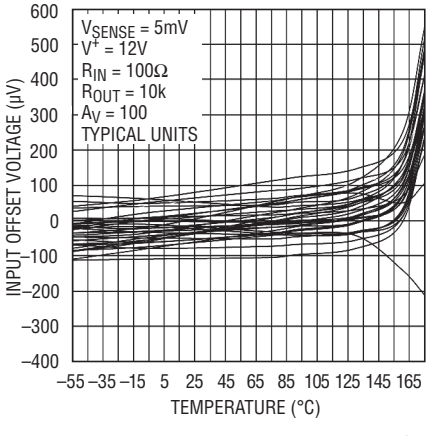
V_{OS}の分布



入力オフセット電圧と電源電圧

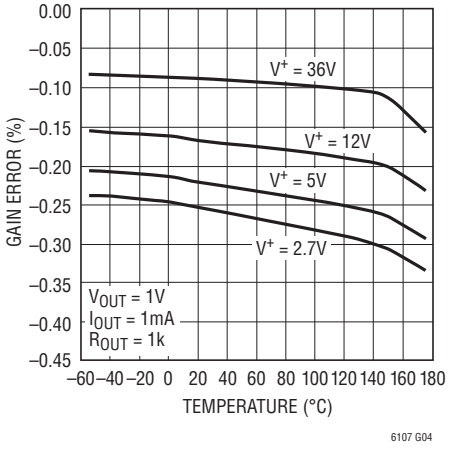


入力オフセット電圧と温度

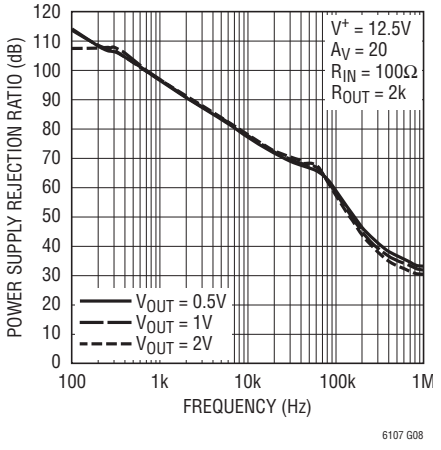


標準的性能特性

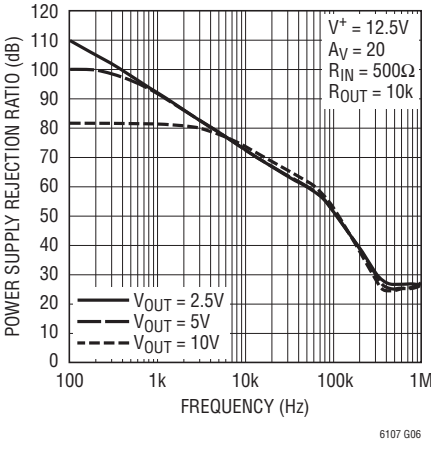
利得誤差と温度



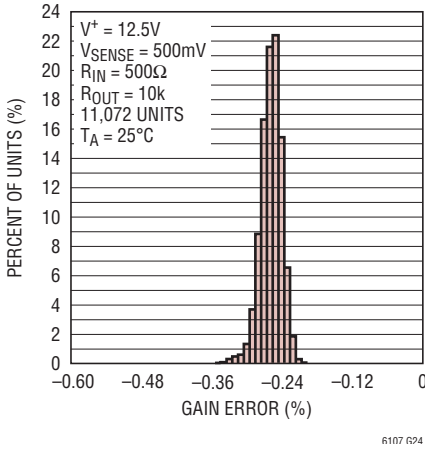
電源除去比と周波数



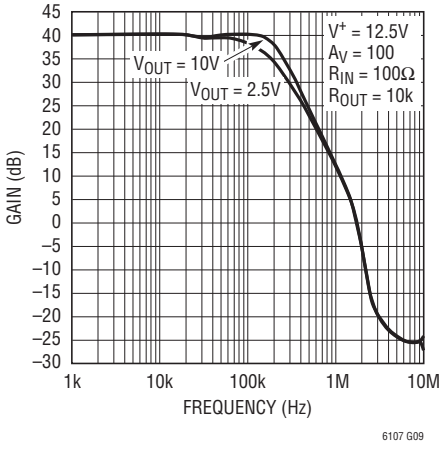
電源除去比と周波数



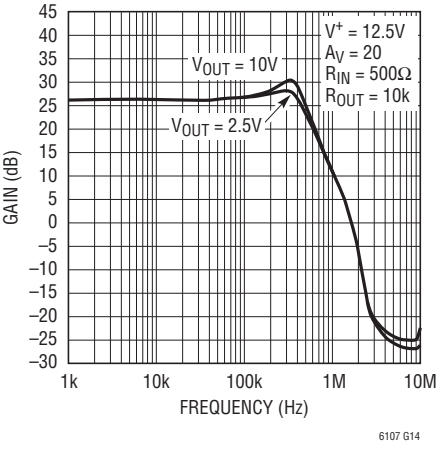
利得誤差の分布



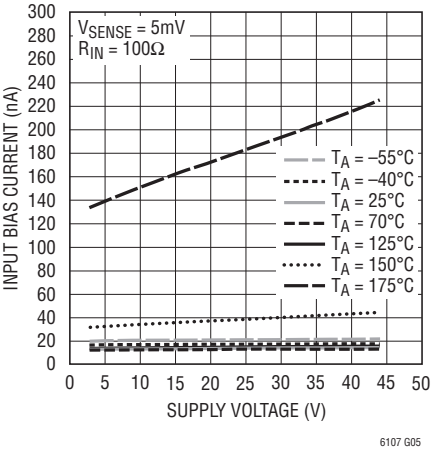
利得と周波数



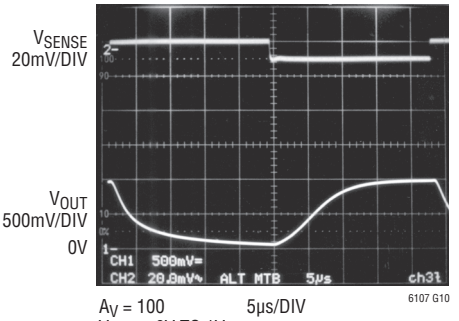
利得と周波数



入力バイアス電流と電源電圧

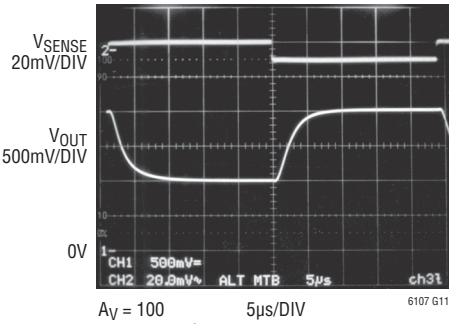


0mVから10mVのステップ応答（R_{IN} = 100Ω）



A_V = 100
V_{OUT} = 0V TO 1V
R_{OUT} = 10k
V^+ = 12V

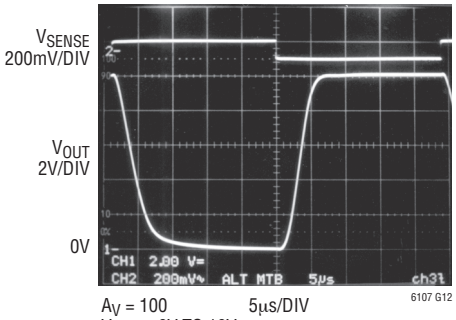
10mVから20mVのステップ応答（R_{IN} = 100Ω）



A_V = 100
V_{OUT} = 1V TO 2V
R_{OUT} = 10k
V^+ = 12V

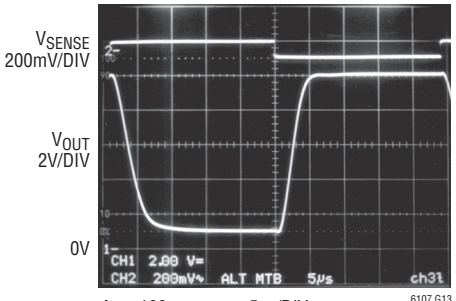
標準的性能特性

0mVから100mVのステップ応答
(R_{IN} = 100Ω)



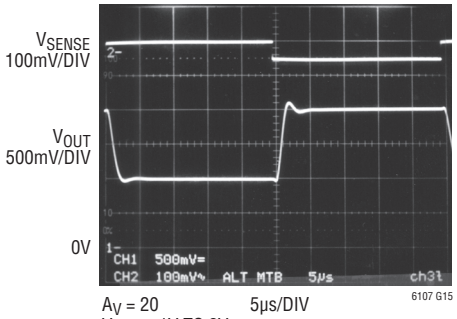
A_V = 100　　5µs/DIV
V_{OUT} = 0V TO 10V
R_{OUT} = 10k
V^+ = 12V

10mVから100mVのステップ応答
(R_{IN} = 100Ω)



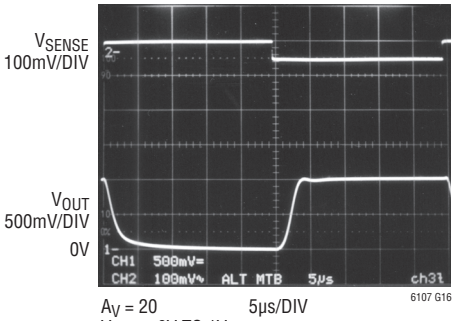
A_V = 100　　5µs/DIV
V_{OUT} = 1V TO 10V
R_{OUT} = 10k
V^+ = 12V

50mVから100mVのステップ応答
(R_{IN} = 500Ω)



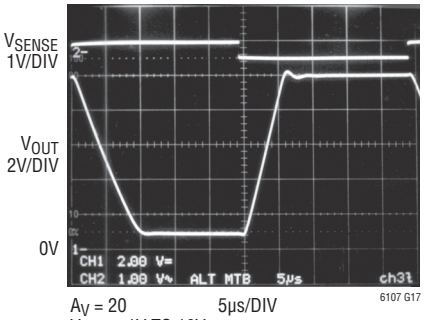
A_V = 20　　5µs/DIV
V_{OUT} = 1V TO 2V
R_{OUT} = 10k
V^+ = 12V

0mVから50mVのステップ応答
(R_{IN} = 500Ω)



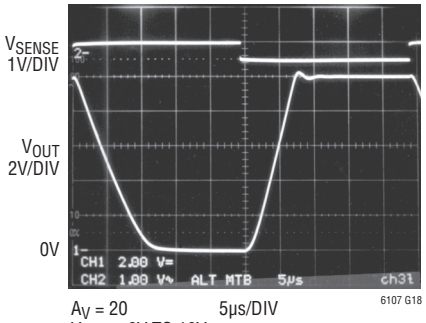
A_V = 20　　5µs/DIV
V_{OUT} = 0V TO 1V
R_{OUT} = 10k
V^+ = 12V

50mVから500mVのステップ応答
(R_{IN} = 500Ω)



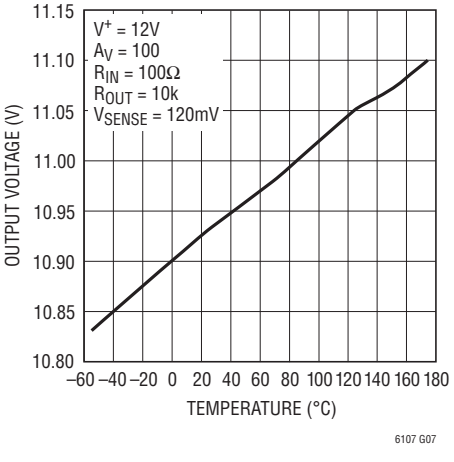
A_V = 20　　5µs/DIV
V_{OUT} = 1V TO 10V
R_{OUT} = 10k
V^+ = 12V

0mVから500mVのステップ応答
(R_{IN} = 500Ω)

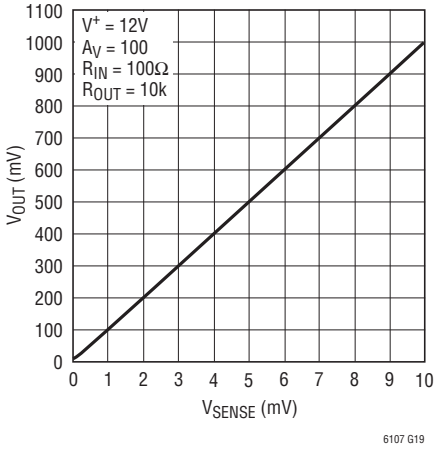


A_V = 20　　5µs/DIV
V_{OUT} = 0V TO 10V
R_{OUT} = 10k
V^+ = 12V

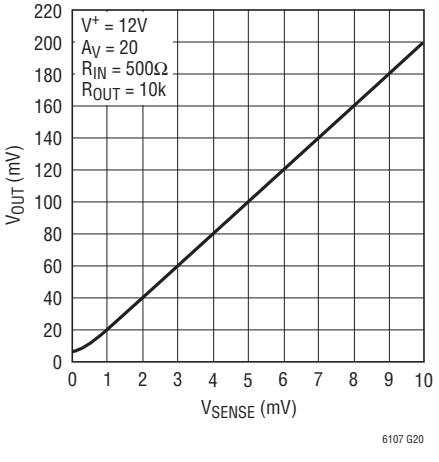
出力電圧振幅と温度



出力電圧と入力センス電圧
(0mV ≤ V_{SENSE} ≤ 10mV)

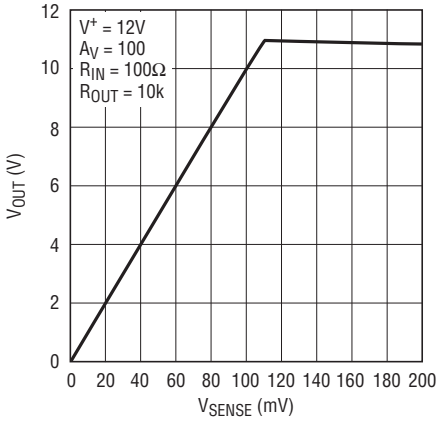


出力電圧と入力センス電圧
(0mV ≤ V_{SENSE} ≤ 10mV)

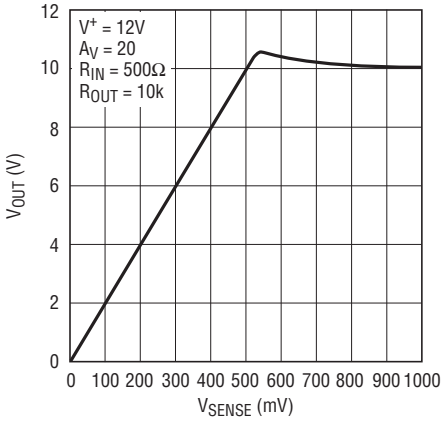


標準的性能特性

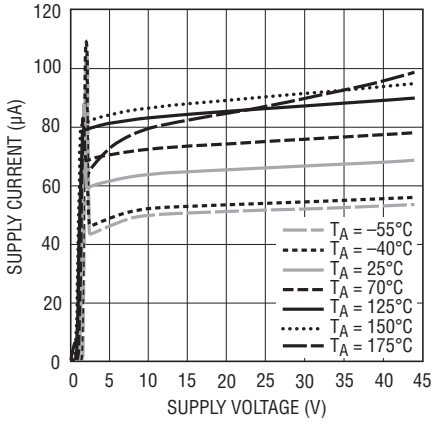
出力電圧と入力センス電圧
(0mV ≤ V_{SENSE} ≤ 200mV)



出力電圧と入力センス電圧
(0mV ≤ V_{SENSE} ≤ 1V)



消費電流と電源電圧



ピン機能

OUT(ピン1):電流出力。OUTはセンス電圧に比例した電流を外付け抵抗にソースします。

V⁻(ピン2):通常、グランドに接続します。

–IN(ピン3):内部センス・アンプは–INを+INと同じ電位にドライブします。V+から−INに接続された抵抗(R_{IN})により、出力電流$I_{OUT} = V_{SENSE}/R_{IN}$が設定されます。$V_{SENSE}$は$R_{SENSE}$の両端に生じる電圧です。

+IN(ピン4):センス抵抗のシステム負荷側の端に直接または抵抗を介して接続する必要があります。

V^+(ピン5):正電源ピン。V^+ピンはセンス抵抗R_{SENSE}のいずれかの側に直接接続する必要があります。電源電流はこのピンを通して流れます。システムの負荷電流とともにLT6107の電源電流をモニタする、またはモニタしないように回路を構成することができます。システム負荷電流だけをモニタするには、V^+をセンス抵抗のよりプラスの側に接続します。LT6107の電流を含む全電流をモニタするには、V^+をセンス抵抗のよりマイナスの側に接続します。

ブロック図

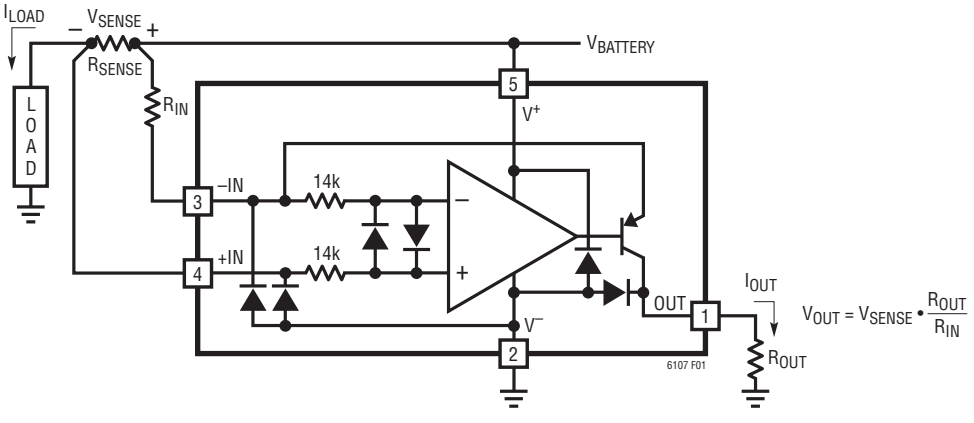


図1. LT6107のブロック図と標準的な接続

アプリケーション情報

はじめに

LT6107のハイサイド電流センス・アンプ（図1）はユーザーが選択したセンス抵抗を通って流れる電流を高精度でモニタします。センス電圧はユーザーが選択した利得で増幅され、正電源からグランド基準の出力にレベルシフトされます。出力信号はアナログで、そのまま使うか、または出力フィルタで処理して使うことができます。

動作原理

内部センス・アンプのループによって、−INの電位が＋INと同じになるように強制されます。−INとV^+の間に外付け抵抗R_{IN}を接続することにより、R_{IN}両端の電位がR_{SENSE}両端の検出電圧と同じ電圧に強制されます。対応する電流V_{SENSE}/R_{IN}がR_{IN}に流れます。センス・アンプの高インピーダンス入力はこの電流を流さないので、この電流はI_{OUT}として内部PNPを介して出力ピンに流れます。

OUTからV^-に抵抗を接続することにより、この出力電流を電圧に変換することができます。出力電圧は$V_O = V^- + I_{OUT} \bullet R_{OUT}$となります。

表1. 有用な利得構成

GAIN	R_{IN}	R_{OUT}	V_{SENSE} at V_{OUT} = 5V	I_{OUT} at V_{OUT} = 5V
20	499Ω	10k	250mV	500μA
50	200Ω	10k	100mV	500μA
100	100Ω	10k	50mV	500μA
GAIN	**R_{IN}**	**R_{OUT}**	**V_{SENSE} at V_{OUT} = 2.5V**	**I_{OUT} at V_{OUT} = 2.5V**
20	249Ω	5k	125mV	500μA
50	100Ω	5k	50mV	500μA
100	50Ω	5k	25mV	500μA

外付け電流センス抵抗の選択

外付けセンス抵抗R_{SENSE}は電流センス・システムの機能に大きな影響を与えるので、注意して選択します。

最初に、抵抗の消費電力について検討します。システムの負荷電流により、R_{SENSE}で熱損失と電圧損失の両方が生じます。そのため、測定に必要な入力ダイナミックレンジを確保しながら、センス抵抗をできるだけ小さくする必要があります。入力ダイナミックレンジは最大入力信号と高精度で測定される最小信号の差であり、LT6107の内部アンプの入力DCオフセットによって主に制限されることに注意してください。さらに、ピーク負荷条件においてもV_{SENSE}がLT6107で規定されている最大入力電圧を超えないようにR_{SENSE}は十分小さくする必要があります。一例として、アプリケーションによっては最大センス電圧が100mVでなければならないことがあります。このようなアプリケーションではピーク負荷で2A流れると予想される場合、R_{SENSE}を50mΩより大きくしないようにします。

最大R_{SENSE}の値が決まったら、最小センス抵抗の値は要求される分解能またはダイナミックレンジによって設定されます。このセンス・アンプによって高精度で表わすことができる最小信号は、入力オフセットによって制限されます。一例として、LT6107の標準入力オフセットは150μVです。最小電流が20mAだと、7.5mΩのセンス抵抗によってV_{SENSE}は150μVに設定されます。これは入力オフセットと同じ値です。センス抵抗を大きくすると、所定の負荷電流に対するセンス電圧が増加するので、オフセットによる誤差が低下します。50mΩのR_{SENSE}を選択すると、ダイナミックレンジが最大になり、ピーク負荷（2A）でセンス抵抗両端の電圧が100mVになるシステムになりますが、入力オフセットによって生じるのは、わずか3mAの負荷電流に相当する誤差です。ピーク消費電力は200mWです。5mΩのセンス抵抗を採用すると実効電流誤差は30mAとなり、2Aでのピーク・センス電圧は10mVに低下し、消費電力はわずか20mWになります。

LT6107はオフセットが小さく、それに対応してダイナミックレンジが大きいので、その点では他のソリューションより柔軟性があります。標準オフセットが150μVなので、最大150mVに制限されているセンス電圧に対してダイナミックレンジが60dBとなり、0.5Vの定格最大入力が許容されれば70dBを超えるダイナミックレンジになります。

センス抵抗の接続

非常に低消費電力のアプリケーションを除き、すべてのアプリケーションでケルビン接続を使って−IN入力と＋IN入力をセンス抵抗に接続します。高電流が流れる半田接続やPC基板の相互配線には比較的大きな抵抗があるので、大きな測定誤差を生じることがあります。1オンス銅の10mm×10mmのトレースは約0.5mΩあります。この小さな相互配線を流れるわずか2Aの電流により、1mVの誤差が生じる可能性があります。これにより、100mVの信号に1%の誤差が生じます。同じ相互配線に10Aの負荷電流が流れると、同じ100mVの信号に5%の誤差が生じます。センス・トレースを高電流経路から絶縁することにより、この誤差を何桁も減らすことができます。ケルビン・センス端子を内蔵したセンス抵抗を使用すれば、最良の結果が得られます。推奨する手法を図2に示します。

アプリケーション情報

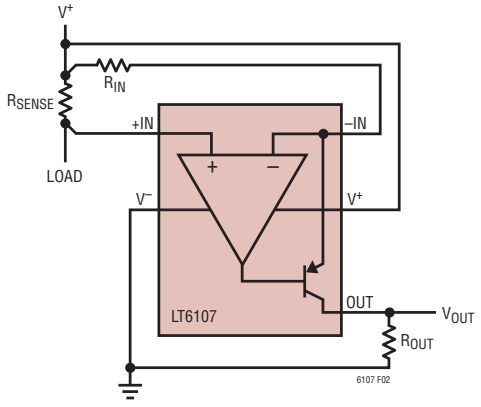


図2. 大きな負荷電流で精度を維持するケルビン入力接続

外付け入力抵抗（R_{IN}）の選択

出力電流を1mAに制限しながら必要な分解能が得られるようにR_{IN}を選択します。さらに、R_{IN}の最大値は500Ωです。予想される最大センス電圧でI_{OUT} = 1mAになるようにR_{IN}を設定することにより、最大の出力ダイナミックレンジが得られます。出力ダイナミックレンジは、実際の最小出力信号とともに、最大許容出力電流と最大許容出力電圧の両方によって制限されます。要求されているダイナミックレンジがもっと小さい場合、それに従ってR_{IN}を大きくし、最大出力電流と消費電力を減らすことができます。ダイナミックレンジが非常に広いシステムにおいて小さいセンス電流を高精度で分解する必要がある場合、R_{SENSE}両端に接続されたショットキー・ダイオードなど（図3）別の方法で最大電流が制限されていれば、最大電流の仕様が許容するよりも小さなR_{IN}を使うことができます。これにより、結果が制限されるため、高電流測定の精度が下がりますが、低電流測定の分解能が上がります。

この手法は時折生じる高電流のバーストを無視できる場合に役立ちます。

R_{IN}の基板レイアウトを設計するとき、特に小さな値のR_{IN}の場合に注意が必要です。すべてのトレースと相互配線の抵抗によりR_{IN}の実効値が増加し、利得誤差が生じます。

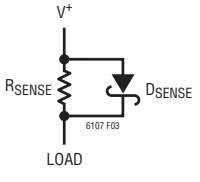


図3. シャント・ダイオードが最大入力電圧を制限するので、オーバーレンジを生ずることなく低入力の分解能を上げることができる

外付け出力抵抗（R_{OUT}）の選択

出力抵抗R_{OUT}により、出力電流がどのように電圧に変換されるかが決まります。V_{OUT}は単純に$I_{OUT} \bullet R_{OUT}$です。

出力抵抗を選択する際は、最大出力電圧について最初に検討する必要があります。後続の回路が入力範囲の制限されたバッファまたはADCであれば、$I_{OUT(MAX)} \bullet R_{OUT}$がこの回路の最大許容入力範囲より小さくなるように$R_{OUT}$を選択する必要があります。

さらに、出力インピーダンスはR_{OUT}によって決まります。ドライブされる回路の入力インピーダンスが十分大きければ、ほぼあらゆる実用的な出力インピーダンスが許容できます。ただし、ドライブされる回路の入力インピーダンスが比較的小さいか、または（ADCの場合そうなることがあるように）電流スパイクが流れる場合、出力の精度を維持するためにR_{OUT}の値を下げる必要があるかもしれません。一例として、ドライブされる回路の入力インピーダンスがR_{OUT}の100倍だとすると、V_{OUT}の精度は次のように1%だけ低下します。

$$V_{OUT} = I_{OUT} \bullet \frac{R_{OUT} \bullet R_{IN(DRIVEN)}}{R_{OUT} + R_{IN(DRIVEN)}}$$

$$= I_{OUT} \bullet R_{OUT} \bullet \frac{100}{101} = 0.99 \bullet I_{OUT} \bullet R_{OUT}$$

誤差源

電流センス・システムはアンプと抵抗を使って利得を適用し、結果をレベルシフトします。したがって、出力は、抵抗の整合とともに利得や入力オフセットなどのアンプの特性に依存します。

理想的には、回路の出力は次のようになります。

$$V_{OUT} = V_{SENSE} \bullet \frac{R_{OUT}}{R_{IN}};\ V_{SENSE} = R_{SENSE} \bullet I_{SENSE}$$

この場合、唯一の誤差は抵抗の不整合に起因しますが、これは利得誤差だけを生じます。ただし、オフセット電圧とバイアス電流により、その他の誤差が生じます。

アプリケーション情報

アンプのDCオフセット電圧（V_{OS}）による出力誤差

$$E_{OUT(VOS)} = V_{OS} \bullet \frac{R_{OUT}}{R_{IN}}$$

アンプのDCオフセット電圧はセンス電圧（V_{SENSE}）の値に直接加わります。これはシステムの支配的誤差で、ダイナミックレンジの下端を制限します。「外付け電流センス抵抗の選択」で詳細に説明されています。

バイアス電流（I_B^+とI_B^-）による出力誤差

バイアス電流I_B^+は内部オペアンプの正入力に流れ込みます。I_B^-は負入力に流れ込みます。

$$E_{OUT(IBIAS)} = R_{OUT}\left(I_B^+ \bullet \frac{R_{SENSE}}{R_{IN}} - I_B^-\right)$$

$I_B^+ \cong I_B^- = I_{BIAS}$および$R_{SENSE} << R_{IN}$を仮定すると、次のようになります。

$$E_{OUT(IBIAS)} \cong -R_{OUT} \bullet I_{BIAS}$$

入力を基準に誤差を表すと便利です。

$$E_{IN(IBIAS)} \cong -R_{IN} \bullet I_{BIAS}$$

たとえば、I_{BIAS}が60nAでR_{IN}が1kの場合、入力を基準にした誤差は60μVです。$R_{SENSE} \cong R_{IN}$であるアプリケーションでは、I_B^+によってR_{SENSE}に電圧オフセットが生じ、I_B^-による誤差をキャンセルし、$E_{OUT(IBIAS)} \cong 0mV$となることに注意してください。ほとんどのアプリケーションでは、$R_{SENSE} << R_{IN}$であり、外付け抵抗$R_{IN}^+ = (R_{IN} - R_{SENSE})$が図4に示されているように接続されていると、バイアス電流誤差を同様に減らすことができます。両方の状態で次のようになります。

$$E_{IN(IBIAS)} = \pm R_{IN} \bullet I_{OS}\text{；ここで、}I_{OS} = IB^+ - IB^-$$

LT6107アンプのオフセット電流I_{OS}が6nAの場合、上の60μVの誤差は6μVに減少します。

上述のようにR_{IN}^+を追加すると、回路のダイナミックレンジが最大になります。それほど敏感でない設計ではR_{IN}^+は不要です。

利得誤差による出力誤差

LT6107は1mAの出力電流で−0.25%の標準利得誤差を生じます。利得誤差の主な要因はPNP出力トランジスタの利得が限られていることであり、そのためR_{IN}の電流のわずかな部分が出力負荷R_{OUT}に現れません。

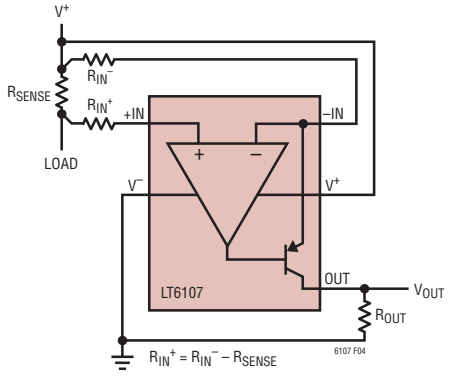


図4. 2番目の入力Rにより、入力バイアス電流による誤差が最小限に抑えられる

最小出力電圧

「出力電圧と入力センス電圧」の曲線は、入力センス電圧が低いときのLT6107の動作を示しています。$V_{SENSE} = 0V$のとき、入力オフセット電圧および出力デバイスを流れる少量の消費電流（0.7μA～1.2μA）により、常に出力電圧がわずかに正になります。「電気的性能特性」の表の最小出力電圧にはこれら両方の影響が含まれています。

消費電力に関する検討事項

LT6107によって消費される電力により、ダイの温度がわずかに上昇します。接合部温度のこの上昇は、出力電流と消費電流がわかれば計算することができます。

出力信号によってLTC6107内で消費される電力は次のとおりです。

$$P_{OUT} = (V_{-IN} - V_{OUT}) \bullet I_{OUT}$$

$V_{-IN} \cong V^+$なので、$P_{OUT} \cong (V^+ - V_{OUT}) \bullet I_{OUT}$

静止時消費電流による消費電力は次のとおりです。

$$P_Q = I_S \bullet (V^+ - V^-)$$

全消費電力は出力消費電力と静止時消費電力の和です。

$$P_{TOTAL} = P_{OUT} + P_Q$$

接合部温度は次式で求められます。

$$T_J = T_A + \theta_{JA} \bullet P_{TOTAL}$$

最大動作電源電圧が36Vで最大保証出力電流が1mAの場合は、全消費電力は41mWです。この消費電力量では、接合部の温度は周囲温度より10°C高くなります。

アプリケーション情報

LT6107は必要であれば少なくとも1mAを出力に供給するように設計されていますが、条件によってはもっと多く供給できることに注意してください。適切なセンス抵抗とR_{IN}^{-}（さらに、入力のフォールト状態が存在すれば外部クランプ）を選択して、最大出力電流を制限するように注意する必要があります。

出力のフィルタ処理

出力電圧V_{OUT}は単純に$I_{OUT} \bullet Z_{OUT}$です。このため、フィルタ処理は簡単です。所期のフィルタ応答を得るため、必要なZ_{OUT}を生成する任意の回路を使用することができます。たとえば、R_{OUT}に並列に接続したコンデンサによってローパス応答が得られます。このコンデンサは出力の不要なノイズを減らし、マルチプレクサやADCなどのスイッチング回路をドライブする際に出力を安定に保つための蓄電コンデンサとしても役立ちます。出力抵抗に並列に接続されたこの出力コンデンサにより、出力応答に次の周波数でポールが生じます。

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2 \bullet \pi \bullet R_{OUT} \bullet C_{OUT}}$$

便利な式

入力電圧：$V_{SENSE} = I_{SENSE} \bullet R_{SENSE}$

電圧利得：$\frac{V_{OUT}}{V_{SENSE}} = \frac{R_{OUT}}{R_{IN}}$

電流利得：$\frac{I_{OUT}}{I_{SENSE}} = \frac{R_{SENSE}}{R_{IN}}$

トランスコンダクタンス：$\frac{I_{OUT}}{V_{SENSE}} = \frac{1}{R_{IN}}$

トランスインピーダンス：$\frac{V_{OUT}}{I_{SENSE}} = R_{SENSE} \bullet \frac{R_{OUT}}{R_{IN}}$

電源の接続

通常動作時、V^{+}ピンはセンス（シャント）抵抗のいずれかの側に接続する必要があります。どちらに接続しても$+IN \le V^{+}$ならびに$-IN \le V^{+}$という制約を満たします。通常動作時には、V_{SENSE}は500mVを超えてはなりません（「電気的特性」の$V_{SENSE(MAX)}$を参照」。）この追加の制約は、$V^{+}-(+IN) \le$ 500mVで表すことができます。図5に示すように、フィードバックにより、入力−INおよび+INの電圧が（$V_S - V_{SENSE}$）と等しくなります。V^{+}をシャント抵抗の負荷側に接続すると、+IN、−IN、V^{+}の電圧が等しくなります。V^{+}をシャント抵抗の電源側に接続すると、+INおよび−INの電圧がV^{+}よりV_{SENSE}分だけ低い電圧になります。

V^{+}ピンがシャント抵抗の電源側に接続されている場合、LT6107の消費電流はモニタされる電流に含まれません。V^{+}ピンがシャント抵抗の負荷側に接続されている場合（図5）、LT6107の消費電流はモニタされる電流に含まれます。どちらの接続でも、LT6107の出力電流はシャント抵抗のプラス側に接続されたR_{IN}抵抗を通って流れるので、モニタされないことに注意してください。V^{+}が推奨される動作範囲を外れるLT6107の動作については、弊社および弊社代理店にお問い合わせください。

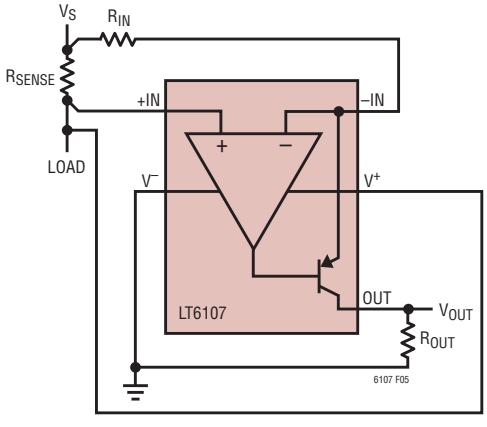


図5. 負荷と一緒にモニタされるLT6107の消費電流

逆電源保護

アプリケーションによっては、動作時に逆極性電源のフォールトが予想されるため、逆極性の電源でテストされることがあります。LT6107は電源の極性の外部での反転に対して内部では保護されていません。この状態で生じるおそれのある損傷を防ぐには、ショットキー・ダイオードをV^{-}に直列に追加します（図6）。これにより、LT6107を流れる逆電流が制限されます。このダイオードはデバイスへの電源電圧をV_Dだけ実質的に減らすので、LT6107の低電圧性能が制限されることに注意してください。

アプリケーション情報

さらに、LTC6107の出力が、逆電源状態で実質的にそれを高電圧に短絡するデバイスに配線される場合（ESD保護クランプを介する場合など）、LTC6107の出力を抵抗またはショットキー・ダイオードを介して接続します（図7）。

デモ・ボード

LT6107の評価にデモ・ボードDC1240を利用できます。

応答時間

「標準的性能特性」の写真は、多様な入力条件とR_{IN}の値に対するLT6107の応答を示しています。写真は、出力電流が非常に少ないかゼロのとき入力過渡が生じると、内部ノードが充電される間、出力電圧が変化し始めるまでの遅延が増加することを示しています。

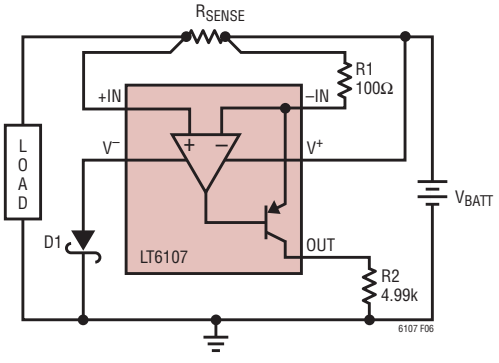


図6. ショットキー・ダイオードによる逆電源時の損傷の防止

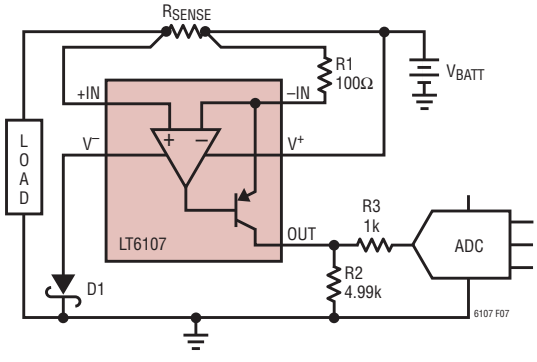
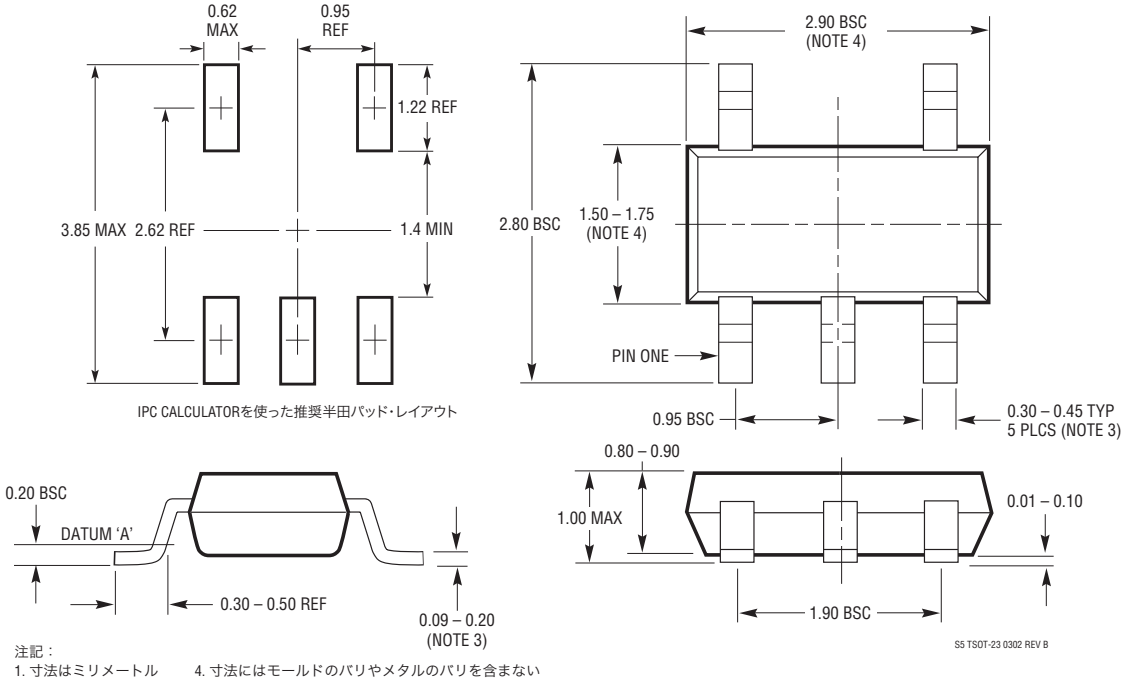


図7. 追加の抵抗R3による逆電源時の出力保護

パッケージ

S5パッケージ
5ピン・プラスチックTSOT-23
(Reference LTC DWG # 05-08-1635)

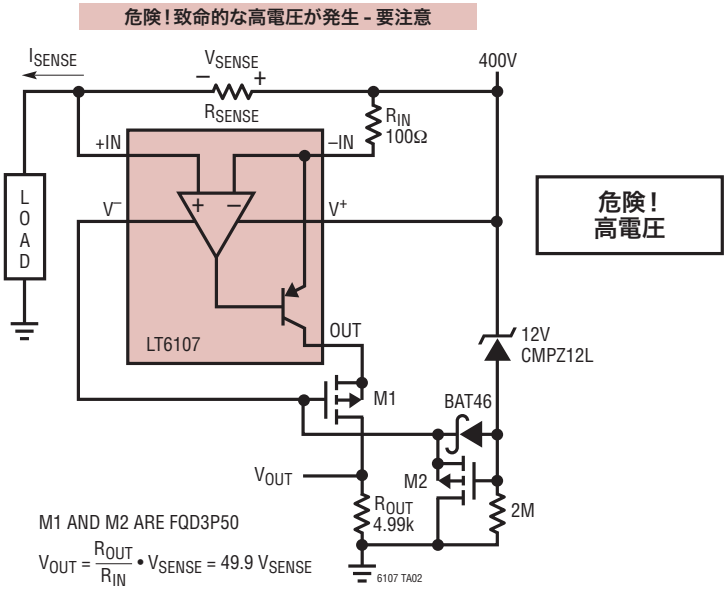


注記：
1. 寸法はミリメートル
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法には半田を含む
4. 寸法にはモールドのバリやメタルのバリを含まない
5. モールドのバリは0.254mmを超えてはならない
6. JEDECパッケージ参照番号はMO-193

LINEAR TECHNOLOGY
リニアテクノロジー・コーポレーションがここで提供する情報は正確かつ信頼できるものと考えておりますが、その使用に関する責務は一切負いません。また、ここに記載された回路結線と既存特許とのいかなる関連についても一切関知いたしません。なお、日本語の資料はあくまでも参考資料です。訂正、変更、改版に追従していない場合があります。最終的な確認は必ず最新の英語版データシートでお願いいたします。

標準的応用例

シンプルな400V電流モニタ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1787	高精度の双方向ハイサイド電流センス・アンプ	V_{OS}：75μV、60V、60μA動作
LT6100	利得を選択可能なハイサイド電流センス・アンプ	4.1V～48V、ピンで選択可能な利得：10、12.5、20、25、40、50V/V
LTC®6101/LTC6101HV	高電圧、高精度のハイサイド電流センス・アンプ	4V～60V/5V～100V、利得を設定可能、SOT-23
LTC6102/LTC6102HV	ゼロドリフトのハイサイド電流センス・アンプ	4V～60V/5V～100V動作、10μVのオフセット、1μsのステップ応答、MSOP8/DFN
LTC6103	高精度のデュアル・ハイサイド電流センス・アンプ	4V～60V、利得を設定可能、8ピンMSOP
LTC6104	高精度の双方向ハイサイド電流センス・アンプ	4V～60V、利得を設定可能、8ピンMSOP
LT6105	レール・トゥ・レール入力、高精度のハイサイド電流センス・アンプ	–0.3V～44Vの入力同相範囲、300μVのオフセット、1%の利得精度、利得を設定可能
LT6106	低コスト、高精度のハイサイド電流センス・アンプ	2.7V～36V、利得を設定可能、SOT-23

リニアテクノロジー株式会社
〒102-0094 東京都千代田区紀尾井町3-6紀尾井町パークビル8F
TEL 03-5226-7291• FAX 03-5226-0268 • www.linear-tech.co.jp
LT REV B • PRINTED IN JAPAN
© LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 2008