

高電圧、ハイサイド電流 および電圧検出

特長

電流検出

- 電源電圧範囲: 5V~100V
- 低オフセット電圧: ±500μV(最大)
- 応答時間: 1μs
- 2つの抵抗でゲイン設定可能
- 低入力バイアス電流: 170nA(最大)
- PSRR: 118dB(最小)
- 低電源電流: 250μA

電圧検出

- 電圧検出範囲: 0V~100V
- 高精度 1MΩ 抵抗分圧器
- 小さな全ゲイン誤差: ±0.15%(最大)
- 電源電圧範囲: 2.7V~5.5V
- 低電源電流: 57μA
- 動作温度範囲: -40°C~125°C

アプリケーション

- 電流シャント測定
- バッテリ監視
- パワー・マネージメント
- 自動車用検出および制御機器
- 産業用モニタリング

概要

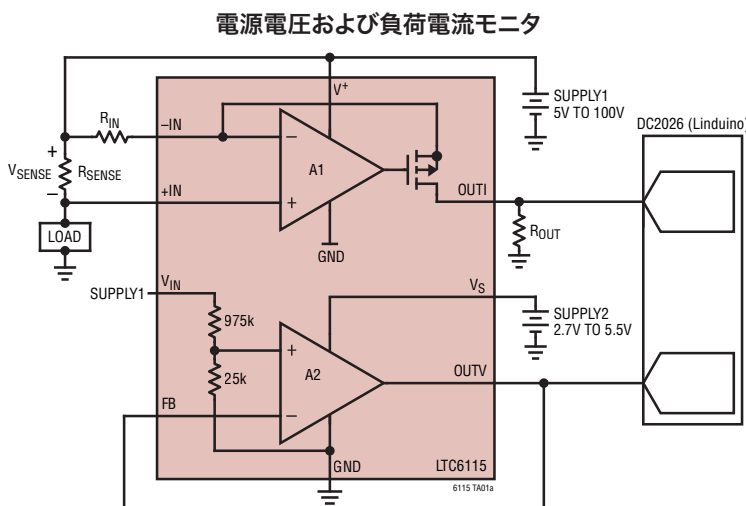
LTC[®]6115は、高電圧ハイサイド電流検出アンプと電圧検出アンプを組み合わせた多目的な製品です。優れたデバイス特性(電流検出のオフセット電圧: ±500μV以下、電圧検出の全ゲイン誤差: ±0.15%以下)によって、高い柔軟性を提供します。

LTC6115の電流検出部は、外付け検出抵抗の両端の電圧を検出することで電流をモニタします。検出された電圧は出力電流に変換され、更にそれを外付け抵抗R_{OUT}で電圧に変換できます。本デバイスは応答が速いため、負荷電流警告およびシャットオフ保護制御に理想的です。

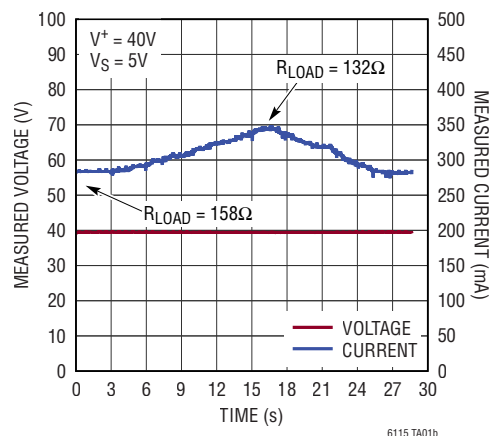
LTC6115は、高精度電圧モニタリングのために、1MΩ抵抗分圧器と高精度電圧アンプも内蔵しています。40分の1の抵抗分圧により、V_{IN}ピンで最大100Vの検出が可能のため、電気通信、産業、自動車用アプリケーションの高精度高電圧モニタリングに最適です。フルスケール出力電圧を外付けゲイン抵抗で設定することで、アンプのレールtoレール出力を最大限に使用できます。LTC6115は12ピンMSOPパッケージを採用しています。

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



掃引されたR_{LOAD}両端の電圧と電流、
Linduino™ 10ビットADCでサンプリング



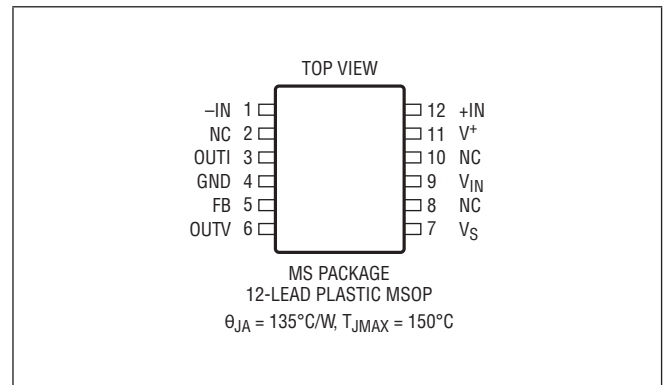
LTC6115

絶対最大定格

(Note 1)

全電源電圧	
$V^+ \sim \text{GND}$	105V
$V_S \sim \text{GND}$	6V
入力電圧 (V_{IN} ピン).....	105V
最小-INピン電圧.....	($V^+ - 4V$)
FBピン電圧.....	$\text{GND} - 0.3V \sim V_S + 0.3V$
入力電流 (+IN、-IN、FBピン).....	$\pm 10\text{mA}$
最大出力電圧 (OUT1ピン).....	9V
出力短絡時間 (GNDへ).....	無期限
動作温度範囲 (Note 2)	
LTC6115I.....	$-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$
LTC6115H.....	$-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$
規定温度範囲 (Note 3)	
LTC6115I.....	$-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$
LTC6115H.....	$-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$
保存温度範囲.....	$-65^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$
ピン温度 (ハンダ処理、10秒).....	300°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
LTC6115IMS#PBF	LTC6115IMS#TRPBF	6115	12-Lead Plastic MSOP	-40°C to 85°C
LTC6115HMS#PBF	LTC6115HMS#TRPBF	6115	12-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°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。

テープ&リールの仕様を参照してください。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

●は規定された全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。注記がない限り、 $R_{IN} = 100\Omega$ 、 $R_{OUT} = 10\text{k}\Omega$ 、 $V_{SENSE}^+ = V^+$ (Note 4)、 $5\text{V} \leq V^+ \leq 100\text{V}$ 、 $V_{IN} = 20\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
電流検出						
	Supply Voltage Range (V^+)		●	5	100	V
V_{OS}	Input Offset Voltage (+IN, -IN)	$V_{SENSE} = 5\text{mV}$, Gain = 100	●	±85	±500 ±800	μV μV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Input Offset Voltage Drift	$V_{SENSE} = 5\text{mV}$, Gain = 100	●	±3		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_B	Input Bias Current (+IN, -IN)	$R_{IN} = 1\text{M}\Omega$, $R_{OUT} = 1\text{M}\Omega$	●	85	170 245	nA nA
I_{OS}	Input Offset Current	$R_{IN} = 1\text{M}\Omega$	●	±2	±20	nA
$V_{SENSE(MAX)}$	Input Sense Voltage Full-Scale	Error < 1%, $R_{IN} = 1\text{k}\Omega$ (Note 5)	●	500		mV
PSRR	Power Supply Rejection Ratio (V^+)	$V^+ = 6\text{V}$ to 100V, $V_{SENSE} = 5\text{mV}$, Gain = 100 Measured at OUT1	●	118 115	140	dB dB
		$V^+ = 5\text{V}$ to 100V, $V_{SENSE} = 5\text{mV}$, Gain = 100 Measured at OUT1	●	110 105	133	dB dB
$V_{OUTI(MAX)}$	Maximum Output Voltage (OUT1)	$12\text{V} \leq V^+ \leq 100\text{V}$, $V_{SENSE} = 88\text{mV}$	●	8		V
		$V^+ = 5\text{V}$, $V_{SENSE} = 330\text{mV}$, $R_{IN} = 1\text{k}\Omega$, $R_{OUT} = 10\text{k}\Omega$	●	3		V
$V_{OUTI(MIN)}$	Minimum Output Voltage (OUT1)	$V_{SENSE} = 0\text{V}$, Gain = 100 (Note 6)	●	0	50 80	mV mV
I_{OUT1}	Maximum Output Current (OUT1)	$5\text{V} \leq V^+ \leq 100\text{V}$, $R_{OUT} = 2\text{k}\Omega$, $V_{SENSE} = 110\text{mV}$, Gain = 20	●	1		mA
t_r	Input Step Response (to 2.5V on a 5V Output Step)	$\Delta V_{SENSE} = 100\text{mV}$ Transient, $6\text{V} \leq V^+ \leq 100\text{V}$, Gain = 50		1		μs
		$V^+ = 5\text{V}$. Measured at OUT1		1.5		μs
BW	Signal Bandwidth (OUT1)	$I_{OUT1} = 200\mu\text{A}$, $R_{IN} = 100\Omega$, $R_{OUT} = 5\text{k}\Omega$		140		kHz
		$I_{OUT1} = 1\text{mA}$, $R_{IN} = 100\Omega$, $R_{OUT} = 5\text{k}\Omega$		200		kHz
I_{V^+}	Supply Current (V^+)	$V^+ = 5\text{V}$, $I_{OUT} = 0$, $R_{IN} = 1\text{M}\Omega$	●	240	450 475	μA μA
		$V^+ = 6\text{V}$, $I_{OUT} = 0$, $R_{IN} = 1\text{M}\Omega$	●	250	475 525	μA μA
		$V^+ = 12\text{V}$, $I_{OUT} = 0$, $R_{IN} = 1\text{M}\Omega$	●	260	500 590	μA μA
		$V^+ = 100\text{V}$, $I_{OUT} = 0$, $R_{IN} = 1\text{M}\Omega$	●	400	640 720	μA μA

電圧検出、 $V_S = 3\text{V}$

	Supply Voltage Range (V_S)	Guaranteed by the PSRR Test	●	2.7	5.5	V	
	V_{IN} Voltage Range	Referred to GND		0	60	V	
ΔG	Total Gain Error at $V_{IN} = 60\text{V}$	No Load	●	0.04	±0.15	%	
ΔG	Total Gain Error at $V_{IN} = 5\text{V}$	No Load	●	0.04	±0.20	%	
			●		±0.24	%	
	Input Resistor Value	Measured from V_{IN} to GND	●	0.85	1	1.15	$\text{M}\Omega$
e_{NP-P}	Input Noise Voltage (V_{IN})	0.1Hz to 10Hz, V_{IN} Referred, $V_{IN} = 15\text{V}$, $A_V = 1$		60		μV_{P-P}	

電気的特性

●は規定された全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。注記がない限り、 $R_{IN} = 100\Omega$ 、 $R_{OUT} = 10k\Omega$ 、 $V_{SENSE^+} = V^+$ (Note 4)、 $5V \leq V^+ \leq 100V$ 、 $V_{IN} = 20V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
e_n	Input Noise Voltage Density (V_{IN}) (Note 7)	$f = 1\text{kHz}$ $f = 10\text{kHz}$		1.26 1.13		$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Input Noise Current Density (Note 8)			1		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
PSRR	Power Supply Rejection Ratio (V_S)	$V_S = 2.7\text{V}$ to 5.5V , $V_{IN} = 20\text{V}$. Measured at OUTV	●	95	115	dB
V_{OH}	Output Voltage, High ($V_S - \text{OUTV}$)	No Load $I_{SOURCE} = 0.2\text{mA}$ $I_{SOURCE} = 2\text{mA}$	● ● ●	1	2 30 300	mV mV mV
V_{OL}	Output Voltage, Low (OUTV – GND)	No Load $I_{SINK} = 0.2\text{mA}$ $I_{SINK} = 2\text{mA}$	● ● ●	1	2 25 220	mV mV mV
I_{SC}	Output Short-Circuit Current (OUTV)	Source	●	9 6.5	12	mA mA
		Sink	●	8 6	13	mA mA
GBW	Gain-Bandwidth Product (OUTV) ($f_{TEST} = 20\text{kHz}$)	$R_L = 100k$	●	300 270	530	kHz
t_S	Settling Time 0.1%	$A_V = 1$, 1V Output Step		25		μs
I_S	Amplifier Supply Current (V_S)	No Load, $V_{IN} = 20\text{V}$	●	55	76 85	μA μA

電圧検出、 $V_S = 5\text{V}$

	Supply Voltage Range (V_S)	Guaranteed by the PSRR Test	●	2.7	5.5	V	
	V_{IN} Voltage Range	Referred to GND		0	100	V	
ΔG	Total Gain Error at $V_{IN} = 100\text{V}$	No Load	●	0.03.	± 0.15	%	
ΔG	Total Gain Error at $V_{IN} = 5\text{V}$	No Load	●	0.03.	± 0.20 ± 0.24	% %	
	Input Resistor Value	Measured from V_{IN} to GND	●	0.85	1	1.15	$M\Omega$
I_B (FB Pin)	Input Bias Current	$V_{IN} = 100\text{V}$ -40°C to 85°C -40°C to 125°C	● ●	3	100 300 2000	pA pA pA	
e_{nP-P}	Input Noise Voltage	0.1Hz to 10Hz, V_{IN} Referred, $V_{IN} = 15\text{V}$, $A_V = 1$		60		$\mu\text{VP-P}$	
e_n	Input Noise Voltage Density (V_{IN}) (Note 7)	$f = 1\text{kHz}$ $f = 10\text{kHz}$		1.26 1.13		$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	
i_n	Input Noise Current Density (Note 8)			1		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
PSRR	Power Supply Rejection Ratio (V_S)	$V_S = 2.7\text{V}$ to 5.5V , $V_{IN} = 20\text{V}$, Measured at OUTV	●	95	115	dB	
V_{OH}	Output Voltage, High ($V_S - \text{OUTV}$)	No Load $I_{SOURCE} = 0.5\text{mA}$ $I_{SOURCE} = 5\text{mA}$	● ● ●	1	2 45 450	mV mV mV	
V_{OL}	Output Voltage, Low (OUTV – GND)	No Load $I_{SINK} = 0.5\text{mA}$ $I_{SINK} = 5\text{mA}$	● ● ●	1	2 35 350	mV mV mV	

電気的特性

●は規定された全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。注記がない限り、 $R_{IN} = 100\Omega$ 、 $R_{OUT} = 10\text{k}\Omega$ 、 $V_{SENSE^+} = V^+$ (Note 4)、 $5\text{V} \leq V^+ \leq 100\text{V}$ 、 $V_{IN} = 20\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
I_{SC}	Output Short-Circuit Current (OUTV)	Source	● 18 17	27		mA mA
		Sink	● 16 14	27		mA mA
SR	Slew Rate	$A_V = 1$	● 0.035	0.06		V/ μs
GBW	Gain-Bandwidth Product (OUTV) ($f_{TEST} = 20\text{kHz}$)	$R_L = 100\text{k}\Omega$	● 300 270	530		kHz
t_S	Settling Time 0.1%	$A_V = 1$, 1V Output Step		25		μs
I_S	Amplifier Supply Current (V_S)	No Load, $V_{IN} = 20\text{V}$		57	76 85	μA 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。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: LTC6115I は、 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲で機能が確認されている。LTC6115H は、 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作温度範囲で機能が確認されている。

Note 3: LTC6115I は $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ で性能仕様に適合することが確認されている。LTC6115H は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ で性能仕様に適合することが確認されている。

Note 4: V_{SENSE} は外部検出抵抗 R_{SENSE} の両端に生じる電圧である。 V_{SENSE^+} は R_{SENSE} の高電位側の電圧である (1 ページ目の標準的応用例図を参照)。

Note 5: $R_{OUT} = 10\text{k}\Omega$ ($7\text{V} \leq V_S \leq 100\text{V}$ の場合)、 $R_{OUT} = 2\text{k}\Omega$ ($V_S = 5\text{V}$, 6V の場合)

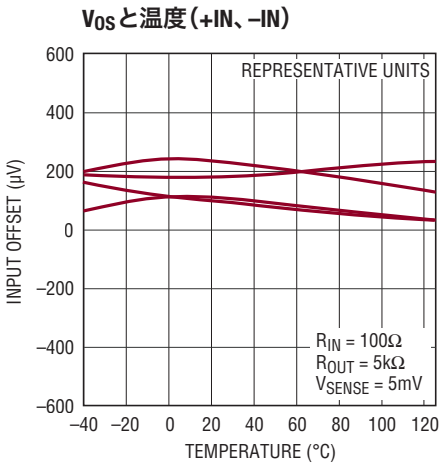
Note 6: 電流検出の出力電圧の最小値は、0V シャント電圧で測定され、正のオフセット電圧の最大値によって制限される。

Note 7: V_{IN} ピンに関連する抵抗分圧器とアンプ A2 のノイズが含まれる (詳細はアプリケーション情報: 電圧検出のノイズ源に関するセクションを参照)。

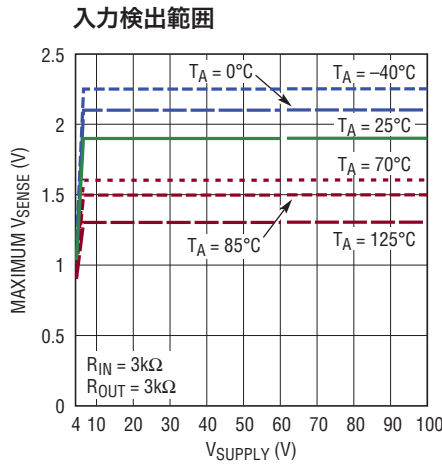
Note 8: 電流ノイズは次のように計算される。

$$i_n = \sqrt{2qI_B}, \text{ ここで、} q = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ クーロン。}$$

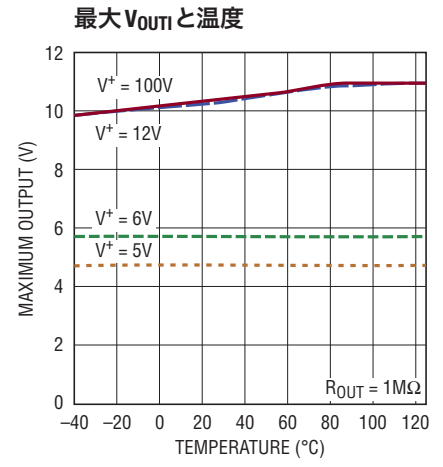
電流検出の代表的な性能特性



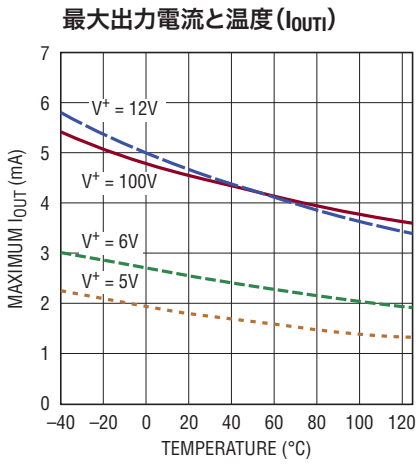
6115 G01



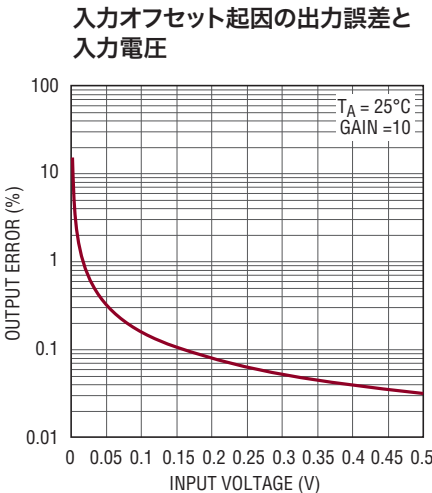
6115 G02



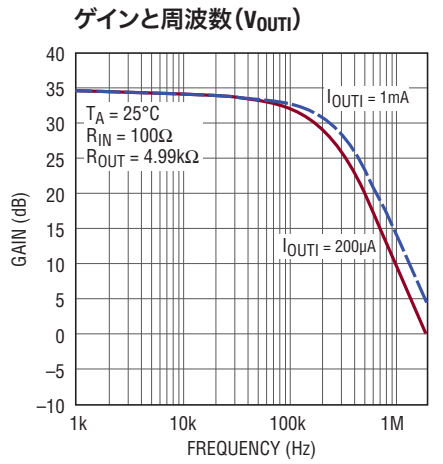
6115 G03



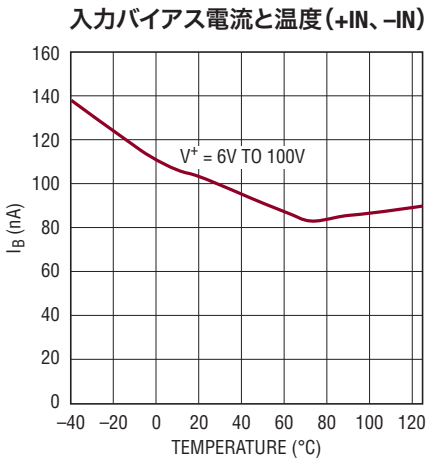
6115 G04



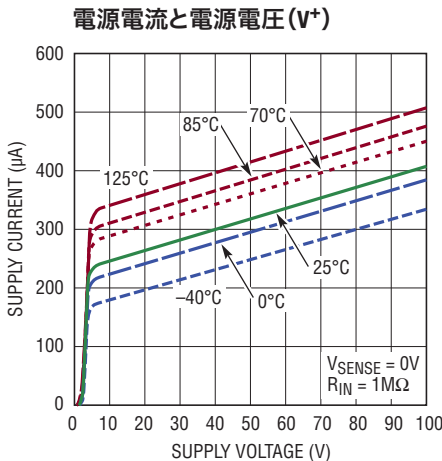
6115 G05



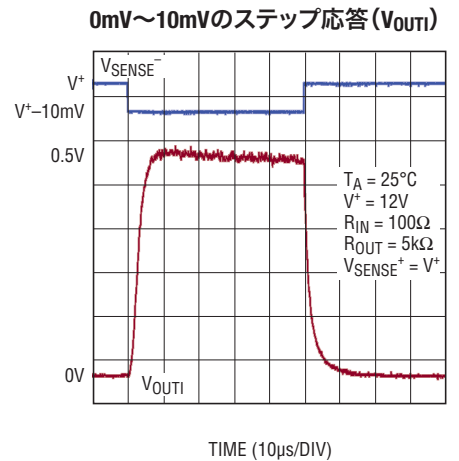
6115 G06



6115 G07



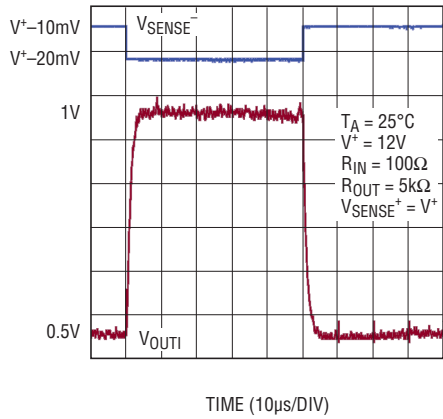
6115 G08



6115 G09

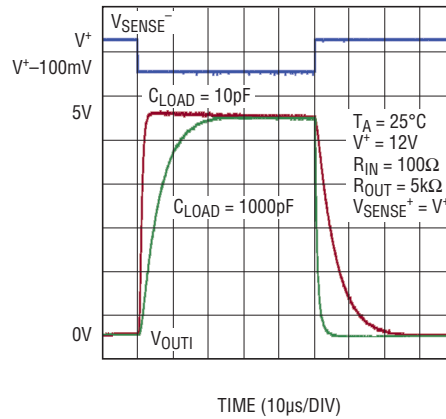
電流検出の代表的な性能特性

10mV~20mVのステップ応答 (V_{OUT1})



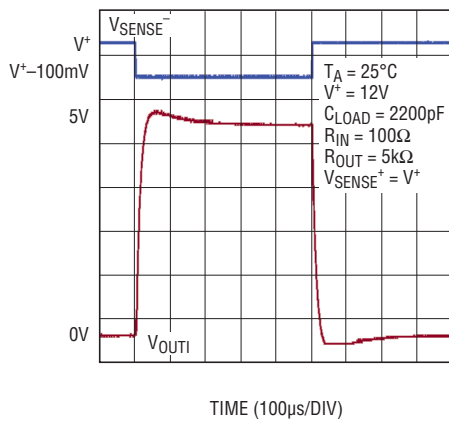
6115 G10

100mVのステップ応答 (V_{OUT1})



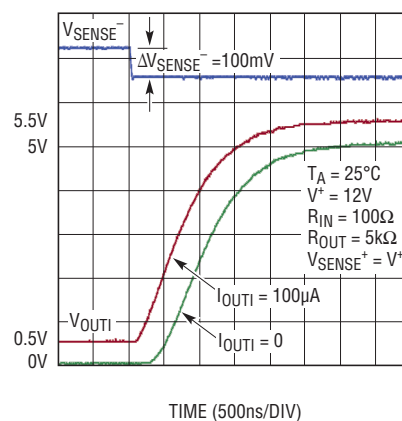
6115 G11

100mVのステップ応答 (V_{OUT1})



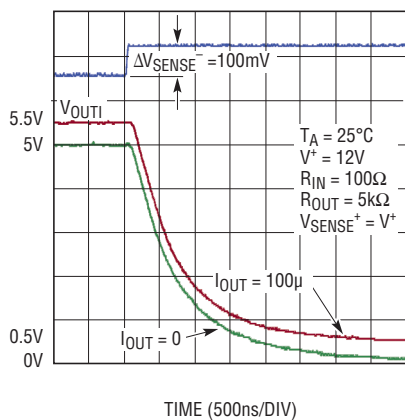
6115 G12

立上がりエッジのステップ応答 (V_{OUT1})



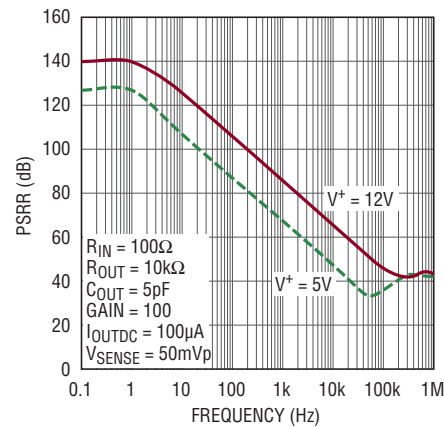
6115 G13

立下がりエッジのステップ応答 (V_{OUT1})



6115 G14

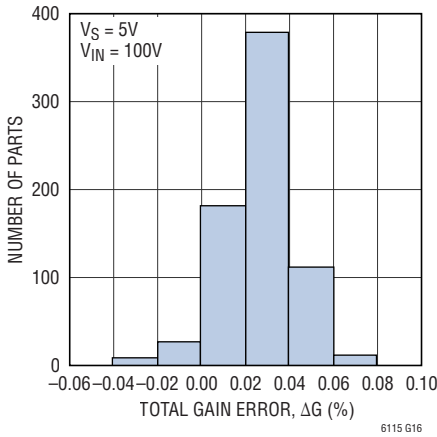
PSRRと周波数 (V_{OUT1})



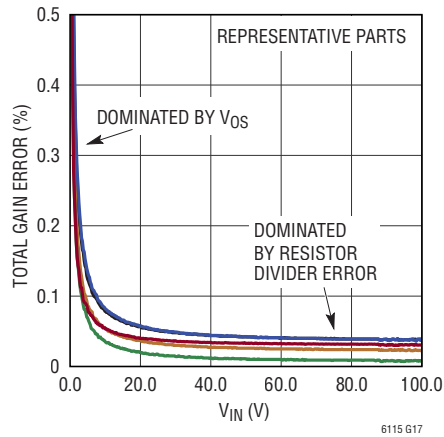
6115 G15

電圧検出の代表的な性能特性

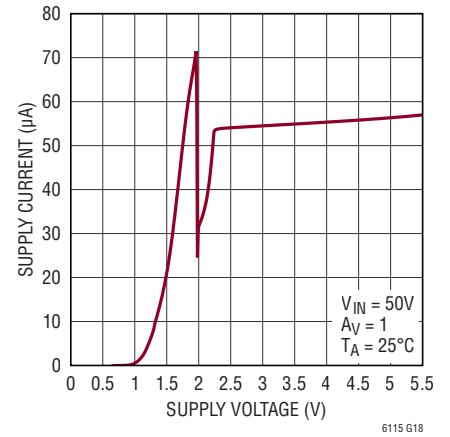
全ゲイン誤差分布



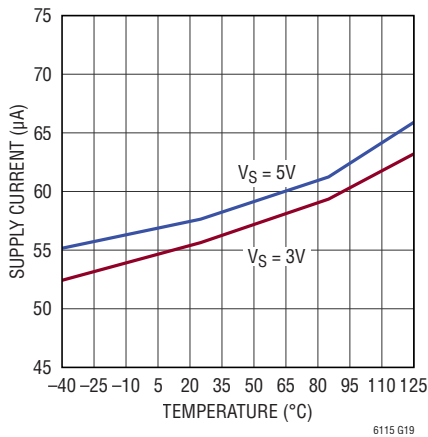
全ゲイン誤差と V_{IN}



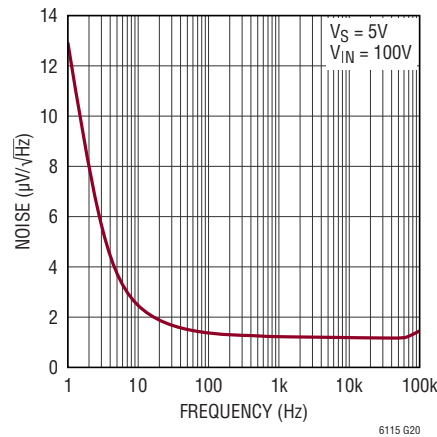
電源電流 (I_S) と電源電圧 (V_S)



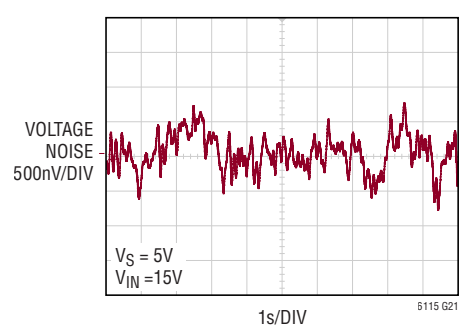
電源電流 (I_S) と温度



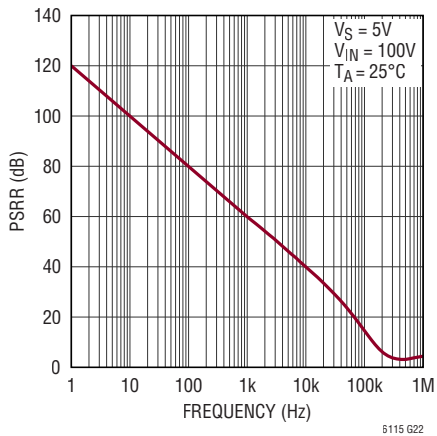
V_{IN} 換算電圧ノイズのスペクトラム



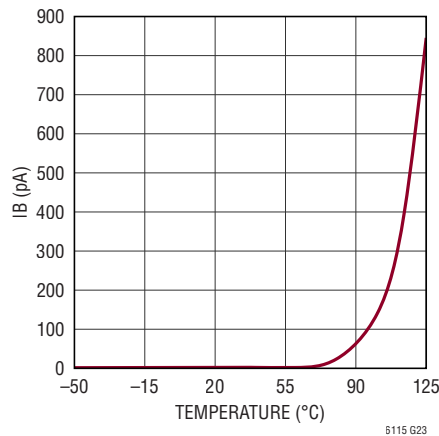
0.1Hz~10Hz の出力電圧ノイズ (OUTV)



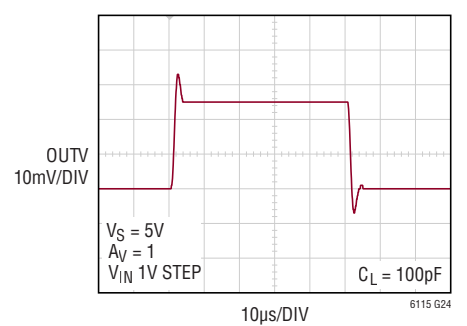
PSRR と周波数 (OUTV)



FBピンの入力バイアス電流と温度

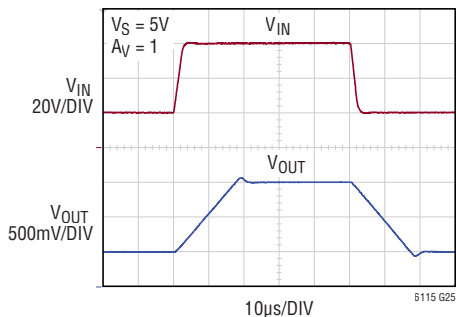


小信号のステップ応答 (OUTV)

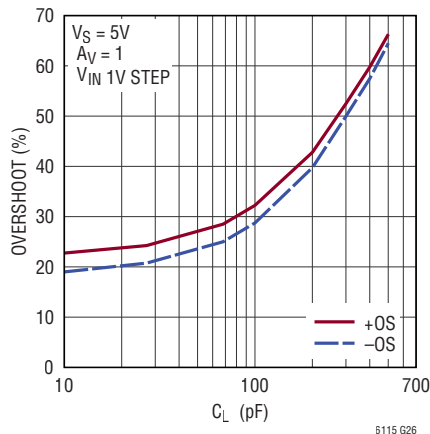


電圧検出の代表的な性能特性

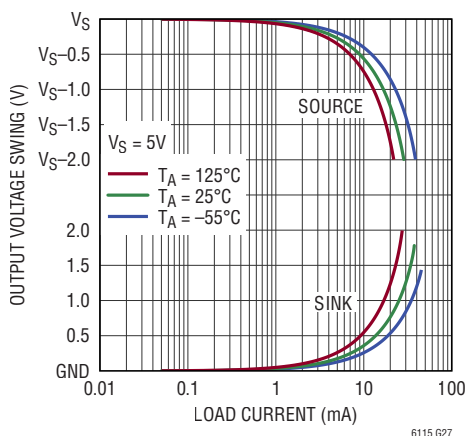
20V~40Vのステップ応答 (OUTV)



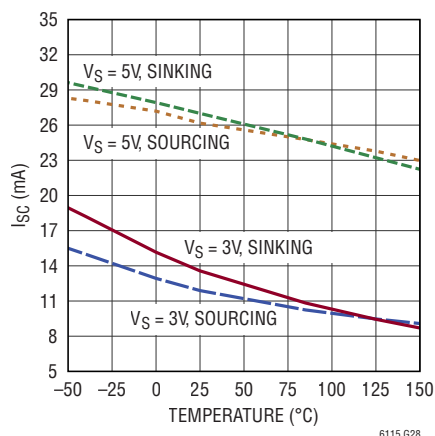
小信号オーバーシュート (OUTV)と
負荷容量



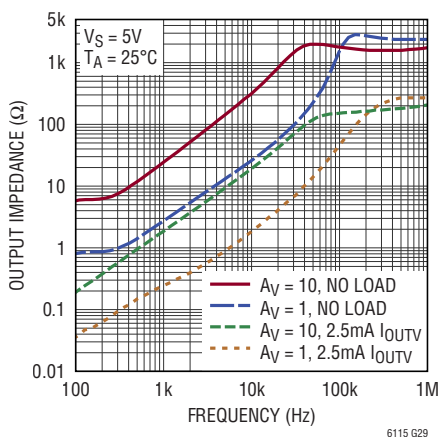
出力電圧振幅と負荷電流 (OUTV)



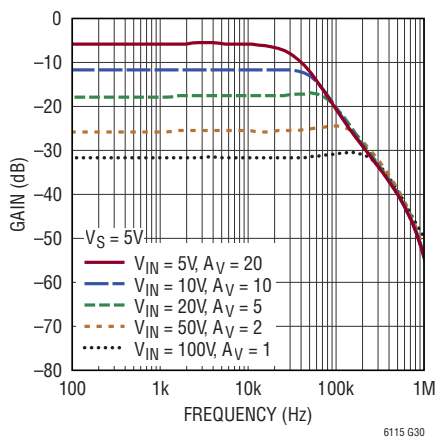
短絡電流 (OUTV)と温度



出力インピーダンスと周波数 (OUTV)



通過ゲイン (OUTV/VIN)と周波数



ピン機能

-IN (ピン1) : 電流検出アンプの反転入力。内部の電流検出アンプは、-INを+INと同じ電位に駆動します。

OUTI (ピン3) : 電流検出アンプの電流出力。OUTIは、検出電圧に比例した電流を外付け抵抗に流し込みます。

GND (ピン4) : グラウンド。

FB (ピン5) : 電圧検出アンプの反転入力。

OUTV (ピン6) : 電圧検出アンプの出力電圧。

+IN (ピン12) : 電流検出アンプの非反転入力。直接または抵抗を介して、検出抵抗のシステム負荷端に接続する必要があります。

V⁺ (ピン11) : 電流検出回路の正側(供給)電源ピン。電流検出回路の電源電流は、このピンを流れます。

V_{IN} (ピン9) : 電圧検出アンプの入力電圧。

V_S (ピン7) : 電圧検出アンプの正側(供給)電源。

NC (ピン2、8、10) : 内部で接続されていません。

ブロック図

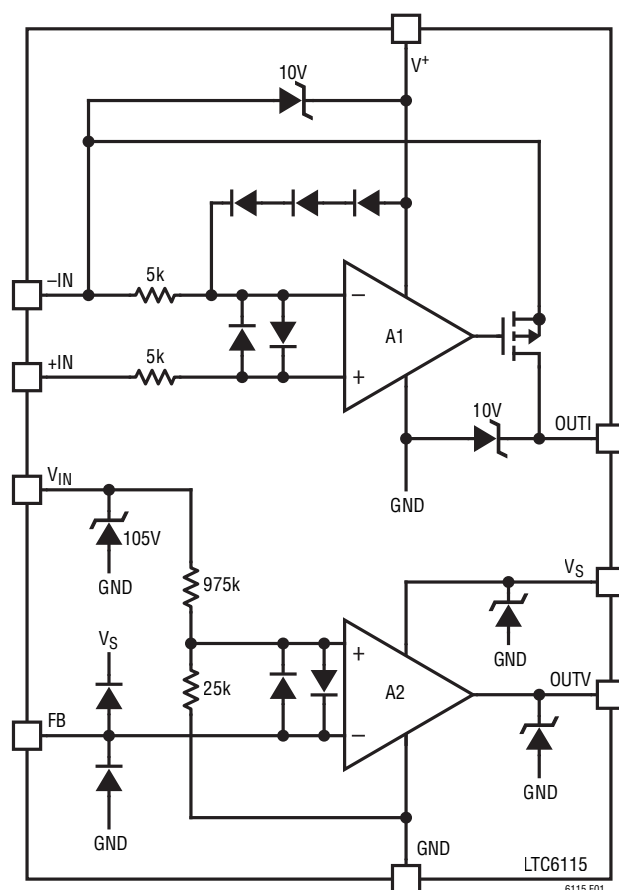


図1. LTC6115のブロック図

アプリケーション情報: 電流検出

LTC6115 ハイサイド電流検出アンプ (図1、アンプ A1) は、選択した外付け検出抵抗を流れる電流を正確に監視します。検出電圧は、設定した利得で増幅され、正の電源からグラウンド基準の出力電流にレベル変換されます。出力信号はアナログであり、そのまま使うことも、出力フィルタで処理することもできます。

動作原理

内部の検出アンプのループは、-IN を +IN と同じ電位にします。外付け抵抗 R_{IN} を -IN と V^+ の間に接続すると、 R_{IN} の両端の電圧が R_{SENSE} 両端の検出電圧と同じになります。 V_{SENSE}/R_{IN} に対応する電流が R_{IN} を流れます。この入力電流は、検出アンプの高インピーダンスの入力には流れ込まず、内部 MOSFET を介して出力ピンに流れます。

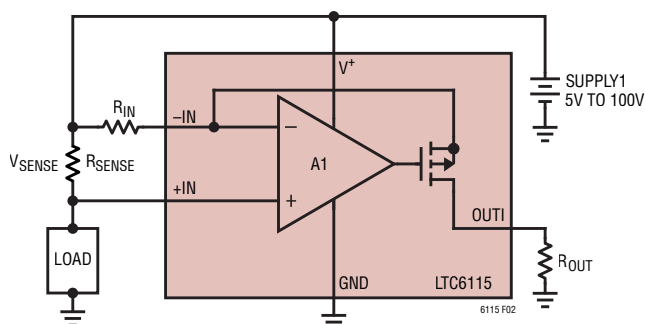


図2.

OUT1 から GND に抵抗を追加することで、この出力電流を電圧に変換できます。この場合、出力電圧は $V_{OUT1} = I_{OUT1} \cdot R_{OUT1}$ となります。

表1. 実用的なゲイン構成

ゲイン	R_{IN} (Ω)	R_{OUT} (Ω)	V_{SENSE} AT $V_{OUT} = 5V$	I_{OUT} AT $V_{OUT} = 5V$
20	499	10k	250mV	500 μ A
50	200	10k	100mV	500 μ A
100	100	10k	50mV	500 μ A

外付け電流検出抵抗の選択

外付け検出抵抗 R_{SENSE} は電流検出システムの機能に大きな影響を与えるため、注意深く選ぶ必要があります。

最初に、抵抗内の消費電力を検討する必要があります。システム負荷電流は、 R_{SENSE} で熱と電圧降下の両方を生じさせます。そのため検出抵抗は、計測に必要な入力ダイナミック・レンジを確保しながら、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、入力信号の最大値と精度よく再生される信号の最小値の差であり、主に内部電流検出アンプの入力DCオフセットで制限されることに注意してください。更に、 R_{SENSE} は、最大負荷条件でも、LTC6115 電流検出アンプが規定する V_{SENSE} 入力電圧の最大値を V_{SENSE} が超えない程度に小さくする必要があります。例えば、必要な最大検出電圧が 100mV であるアプリケーションを仮定します。このアプリケーションがピーク負荷で 2A を流す場合、 R_{SENSE} は 50m Ω 以下にする必要があります。

R_{SENSE} の最大値が決まると、検出抵抗の最小値は必要な分解能またはダイナミック・レンジで設定されます。この検出アンプで精度よく表現できる信号の最小値は、入力オフセットで制限されます。例えば、LTC6115 の電流検出アンプは 85 μ V (代表値) の入力オフセットを持っています。最小電流が 20mA である場合、5m Ω の検出抵抗を選ぶと V_{SENSE} は 100 μ V に設定されます。これは、入力オフセットよりわずかに大きいだけです。より大きな検出抵抗を使うと、与えられた負荷電流に対する検出電圧が増加し、オフセットに起因する誤差を低減できます。

50m Ω の R_{SENSE} を選ぶとダイナミック・レンジを最大化できます。85 μ V の入力オフセットがわずか 1.7mA の負荷電流と等価な誤差を生じさせる一方で、ピーク負荷 (2A) 時に検出抵抗の両端に 100mV が発生するシステムが実現できます。検出抵抗でのピーク消費電力は 200mW になります。5m Ω の検出抵抗を採用した場合、2A 時のピーク検出電圧は 10mV に低下するため、消費電力がわずか 20mW になる一方で、実効的な電流誤差は 17mA になります。

LTC6115 はオフセットが小さく、これに対応してダイナミック・レンジが大きいので、この点でその他のソリューションよりも柔軟性に優れています。オフセットが 85 μ V (代表値) の場合、最大 85mV に制限されている検出電圧に対して 60dB のダイナミック・レンジが得られ、最大 500mV の定格入力を許容する場合、75dB 超のダイナミック・レンジが得られます。

アプリケーション情報: 電流検出

検出抵抗の接続

-INおよび+IN入力の入検出抵抗への接続には、消費電力を最小限に抑えるアプリケーションを除く全てのアプリケーションで、ケルビン接続を使う必要があります。大電流を流すハンダ接続とPC基板相互接続は、それらの比較的大きな抵抗に起因して大きな計測誤差を生じさせる場合があります。1オンス銅の1つの10mm×10mmの正方形パターンは約0.5mΩです。この小さな相互接続にわずか2Aが流れることで、1mVの誤差が発生します。そのため、100mVの信号では1%の誤差の原因となります。10Aの負荷電流が同じ相互接続に流れる場合、同じ100mVの信号で5%の誤差の原因となります。検出パターンを大電流経路から分離することで、この誤差を数桁低減できます。ケルビン検出端子を備えた検出抵抗は最良の結果をもたらします。図3に、推奨する方法を示します。

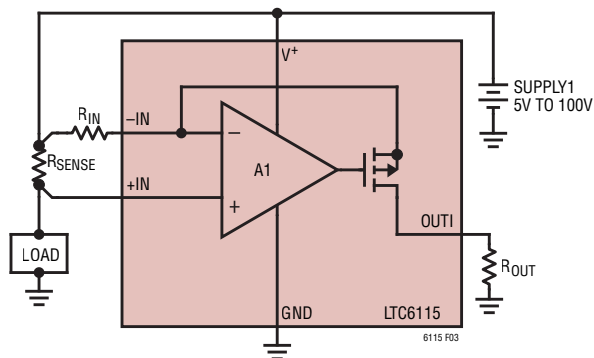


図3. 大きな負荷電流でも精度を維持するケルビン入力接続

外付け入力抵抗 R_{IN} の選択

外付けの入力抵抗 R_{IN} は、電流検出回路のトランスコンダクタンスを制御します。 $I_{OUT1} = V_{SENSE}/R_{IN}$ であるため、トランスコンダクタンスは $g_m = 1/R_{IN}$ で表されます。例えば、 $R_{IN} = 100$ の場合、 $I_{OUT1} = V_{SENSE}/100$ 、または $V_{SENSE} = 100mV$ の場合 $I_{OUT1} = 1mA$ となります。

R_{IN} は、出力電流を制限する一方で、必要な分解能が得られるように選択する必要があります。 I_{OUT1} は 1mA とします。想定される検出電圧の最大値で $I_{OUT1} = 1mA$ になるように R_{IN} を設定することで、最大の出力ダイナミック・レンジを利用できます。出力ダイナミック・レンジは、実際の最小出力信号だけでなく、最大許容出力電流と最大許容出力電圧でも

制限されます。大きなダイナミック・レンジを必要としない場合、適切な大きさの R_{IN} を選択することで、最大出力電流と消費電力を小さくすることができます。

非常に広いダイナミック・レンジを持つシステムで小さな検出電流を精度よく変換する必要がある場合、 R_{SENSE} の両端にショットキー・ダイオードを並列接続するなどの方法で最大電流を制限することで、より大きな R_{SENSE} を使えます(図4)。この場合、低電流計測の分解能が向上する一方で、大電流計測では検出電圧がダイオードでクランプされるため精度が低下します。

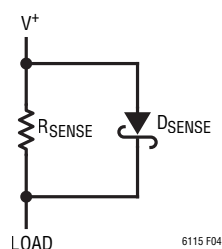


図4. ショット・ダイオードで入力電圧の最大値を制限することでオーバーレンジなしで小さな入力での分解能を改善

この方法は、偶発的な大きなバースト電流を無視できる場合に有効です。

R_{IN} の(特に小さな R_{IN} 値の)基板レイアウトを設計する場合は注意が必要です。全てのパターンと相互接続のインピーダンスは、実効的な R_{IN} 値を増加させ、ゲイン誤差の原因となります。また、デバイスの内部抵抗は約0.2Ωを R_{IN} に追加します。

外付け出力抵抗 R_{OUT} の選択

出力抵抗 R_{OUT} は、出力電流を電圧に変換する方法を決定します。 $V_{(OUT1)}$ は簡単に、 $I_{(OUT1)} \cdot R_{OUT}$ で表されます。

出力抵抗を選択する上で、最大出力電圧を最初に検討する必要があります。出力によって駆動される回路が出力電圧を制限しない場合、LTC6115の I_{OUT} の最大出力電圧定格を最大出力電圧が超えないように R_{OUT} を選ぶ必要があります。後続の回路が、制限された入力範囲を持つバッファまたはADCである場合、 $I_{OUT1}(MAX) \cdot R_{OUT}$ が回路の許容される最大入力範囲より小さくなるように R_{OUT} を選ぶ必要があります。

アプリケーション情報: 電流検出

また、出力インピーダンスは R_{OUT} で決まります。駆動される回路の入力インピーダンスが十分大きい場合、ほとんど全ての出力インピーダンスが許容されます。しかし、駆動される回路の入力インピーダンスが比較的小さい場合、またはADCのようにスパイク電流を流す場合、出力の精度を維持するためにより小さな R_{OUT} 値が必要です。例えば、駆動される回路の入力インピーダンスが R_{OUT} の100倍である場合、以下のように V_{OUT} に1%の誤差が生じます。

$$\begin{aligned} V_{OUTI} &= I_{OUTI} \cdot \frac{R_{OUT} \cdot R_{IN(DRIVEN)}}{R_{OUT} + R_{IN(DRIVEN)}} \\ &= I_{OUTI} \cdot R_{OUT} \cdot \frac{100}{101} \\ &= 0.99 \cdot I_{OUTI} \cdot R_{OUT} \end{aligned}$$

誤差要因

電流検出回路は、アンプと抵抗を使って結果を増幅およびレベル変換します。その出力は、抵抗のマッチングだけでなく、ゲイン、入力オフセットなどのアンプの特性の影響を受けます。

理想的には、回路の出力は以下のように表されます。

$$\begin{aligned} V_{OUTI} &= V_{SENSE} \cdot \frac{R_{OUT}}{R_{IN}} \\ V_{SENSE} &= R_{SENSE} \cdot I_{SENSE} \end{aligned}$$

この場合、唯一の誤差は抵抗の mismatch に起因するものです。抵抗の mismatch は、ゲインの誤差のみを生じさせます。しかし、アンプのオフセット電圧、バイアス電流、有限のゲインはさらなる誤差の原因となります。

アンプのDCオフセット電圧 V_{OS} による出力誤差 $E_{OUTI}(V_{OS})$

$$E_{OUTI}(V_{OS}) = V_{OS} \cdot (R_{OUT}/R_{IN})$$

アンプのDCオフセット電圧は検出電圧 V_{SENSE} の値に直接加算されます。これがシステムの主要な誤差となり、利用可能なダイナミック・レンジを制限します。詳細については、外付け電流検出抵抗の選択のセクションを参照してください。

バイアス電流 I_{B+} および I_{B-} 起因の出力誤差 $E_{OUTI}(I_{BIAS})$

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、 I_{B-} は負入力に流れ込みます。

$$E_{OUTI}(I_{BIAS}) = R_{OUT} \cdot (I_{B+} \cdot (R_{SENSE}/R_{IN})) - I_{B-}$$

$I_{B+} \approx I_{B-} = I_{BIAS}$ であるため、 $R_{SENSE} \ll R_{IN}$ の場合、

$$E_{OUTI}(I_{BIAS}) \approx -R_{OUT} \cdot I_{BIAS}$$

例えば、 I_{BIAS} が100nAで R_{OUT} が1kΩの場合、出力誤差は0.1mVとなります。

$R_{SENSE} \approx R_{IN}$ であるアプリケーションでは、 I_{B+} が、 I_{B-} に起因する誤差を打ち消す R_{SENSE} の電圧オフセットを生じさせ、 $E_{OUTI}(I_{BIAS}) \approx 0$ になることに注意してください。 $R_{SENSE} < R_{IN}$ であるアプリケーションでは、外付け抵抗 $R_{IN+} = (R_{IN-} - R_{SENSE})$ を接続した場合、バイアス電流誤差を同様に低減できます(図5参照)。

両方の条件の下で以下のように表されます。

$$E_{OUTI}(I_{BIAS}) = \pm R_{OUT} \cdot I_{OS}$$

$$I_{OS} = I_{B+} - I_{B-}$$

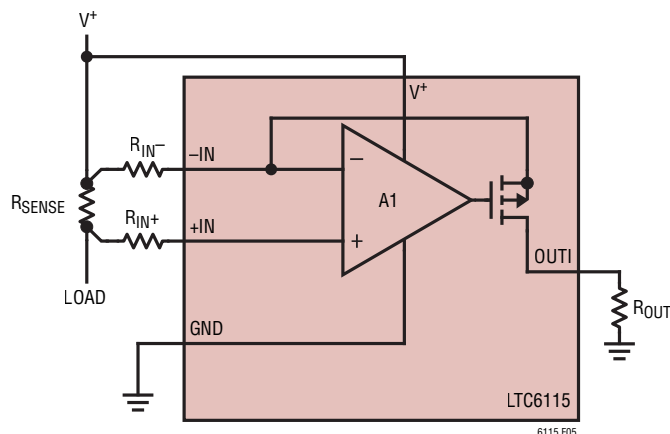


図5. 第2の入力抵抗で入力バイアス電流起因の誤差を最小化

LTC6115の電流検出アンプのオフセット電流 I_{OS} が2nAの場合、上記の100mVの誤差は2mVに低減されます。上述のように R_{IN+} を追加することで回路のダイナミック・レンジが最大化されます。余裕がある設計の場合、 R_{IN+} は不要です。

アプリケーション情報: 電流検出

例

回路で想定される I_{SENSE} の範囲が 1A ~ 1mA であり、かつ $(V_{OUTI}/I_{SENSE}) = 3V/1A$ である場合、LTC6115 の電流検出アンプの電気的特性から以下のように表されます。

$$R_{SENSE} \approx V_{SENSE(MAX)}/I_{SENSE(MAX)} = 500mV/1A = 500m\Omega$$

$$Gain = R_{OUT}/R_{IN} = V_{OUTI(MAX)}/V_{SENSE(MAX)} = 3V/500mV = 6$$

最大出力電流 I_{OUTI} が 1mA に制限されている場合、 R_{OUT} は $3V/1mA \approx 3.01k\Omega$ (1% 値) と等しく、 $R_{IN} = 3k\Omega/6 \approx 499\Omega$ (1% 値) となります。

DC オフセットに起因する出力誤差は $\pm 510\mu V$ ($85\mu V$ (代表値) $\cdot 6$ (ゲイン))、オフセット電流 I_{OS} に起因する誤差は $3k\Omega \cdot \pm 2nA = \pm 6\mu V$ (代表値) となります ($R_{IN+} = R_{IN-}$ の場合)。

したがって、最大出力誤差は $\pm 516\mu V$ または出力フルスケールの 0.017% ($-75dB$) に達します。システムの入力ダイナミックレンジが $60dB$ ($I_{SENSE} = 1mA \sim 1A$) であることを考慮すると、LTC6115 の電流検出アンプの $70dB$ の性能はこのアプリケーションを実現可能なものにします。

LTC6115 の電流検出アンプの有限の DC オープンループ・ゲイン A_{OL} に起因する出力誤差 E_{OUT}

アンプの A_{OL} が非常に大きいため、この誤差は重要ではありません。

消費電力に起因する出力電流の制約

電流検出アンプは最大 1mA の連続電流を出力ピンに供給できます。この電流は R_{IN} を通って流れ、 $-IN$ ピン経由で電流検出アンプに入ります。出力信号に起因して電流検出回路で消費される電力は以下のように表されます。

$$P_{OUTI} = (V_{-IN} - V_{OUTI}) \cdot I_{OUTI}$$

$$V_{-IN} \approx V^+ \text{ であるため、} P_{OUTI} \approx (V^+ - V_{OUTI}) \cdot I_{OUTI}$$

静止電源電流に起因して消費される以下の電力も存在します。

$$P_Q = I_{V+} \cdot V^+$$

消費される合計電力は、以下に示すように出力に関する消費電力と静止電源電流に関する消費電力の和で表されます。

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

最大電源電圧および最大出力電流では、全消費電力は $100mW$ を超えることがあります。これは、ダイの著しい発熱の原因となります。回路への損傷を防ぐため、各アプリケーションで想定される最大消費電力を計算する必要があります。この値に、ピン配置のセクションに示した θ_{JA} の値を乗算して最大ダイ温度を推定します。最大ダイ温度が $150^\circ C$ を上回ることは許容されません。そうしないと、性能が低下する可能性があります。

例えば、 V^+ 電源電圧 100V、出力電流 1mA、 $125^\circ C$ で、電流検出のみが動作している場合、以下のように表されます。

$$\begin{aligned} P_{Q(MAX)} &= I_{V+}(MAX) \cdot V^+(MAX) \\ &= 720\mu A \cdot 100V \\ &= 72mW \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{OUT(MAX)} &= I_{OUTI} \cdot V^+(MAX) \\ &= 1mA \cdot 100V \\ &= 100mW \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_{RISE} &= \theta_{JA} \cdot P_{TOTAL(MAX)} \\ &= 135^\circ C/W \cdot 172mW \\ &= 23.2^\circ C \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_{MAX} &= T_{AMBIENT} + T_{RISE} \\ &= 125^\circ C + 23.2^\circ C \\ &= 148.2^\circ C \end{aligned}$$

以上のように、ジャンクション温度はほぼ $150^\circ C$ に達しており、仕様規定されている温度レンジを超えています。この場合、最大出力電流を下げる必要があります (R_{IN} を変更することで下げることができます)。

電流検出アンプが、必要に応じて 1mA 以上の電流を出力に供給するように設計されており、条件によっては更に大きな電流を供給できることに注目してください。検出抵抗 (とフォルト条件が存在する場合は外部クランプ) を適切に選択することで、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。

アプリケーション情報: 電流検出

出力のフィルタ処理

OUTIピンの出力電圧は単純に $I_{OUTI} \cdot Z_{OUTI}$ で表されます。このことはフィルタ処理を簡単にします。必要な Z_{OUTI} を生成する任意の回路を使って、必要なフィルタ応答を得ることができます。例えば、 R_{OUT} と並列に接続したコンデンサはローパス応答を示します。ローパス応答は出力の不要なノイズを抑圧します。マルチプレクサまたはADCなどのスイッチング回路を駆動しながら出力を安定に保つための、電荷の貯蔵器としても便利です。出力抵抗と並列に接続したこの出力コンデンサは、出力応答に以下のポールを生成させます。

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

便利な式

$$\text{Input Voltage: } V_{SENSE} = I_{SENSE} \cdot R_{SENSE}$$

$$\text{Voltage Gain: } \frac{V_{OUTI}}{V_{SENSE}} = \frac{R_{OUT}}{R_{IN}}$$

$$\text{Current Gain: } \frac{I_{OUTI}}{I_{SENSE}} = \frac{R_{SENSE}}{R_{IN}}$$

$$\text{Transconductance: } \frac{I_{OUT}}{V_{SENSE}} = \frac{1}{R_{IN}}$$

$$\text{Transimpedance: } \frac{V_{OUT}}{I_{SENSE}} = R_{SENSE} \cdot \frac{R_{OUT}}{R_{IN}}$$

入力コモン・モード電圧範囲

電流検出アンプの入力は、 V^+ より1.5V低い電圧から V^+ より0.5V高い電圧まで機能できます。これは広い V_{SENSE} レンジを可能にするだけでなく、入力リファレンスを正側(供給)電源から分離することを可能にします(図6)。

最大 V_{SENSE} が $V_{SENSE(MAX)}$ (500mV、電気的特性の表参照)より小さい場合、電流検出アンプは、負荷電流だけでなく自分自身の電源電流も監視できます(図7)。

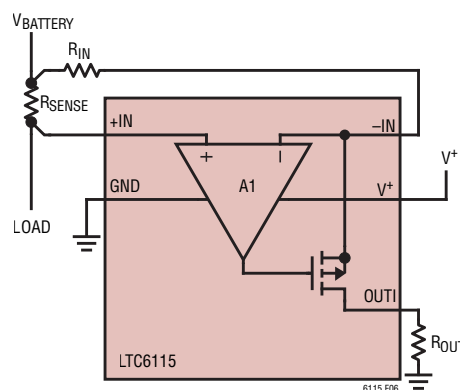


図6. V^+ を負荷電源($V_{BATTERY}$)と別個に供給

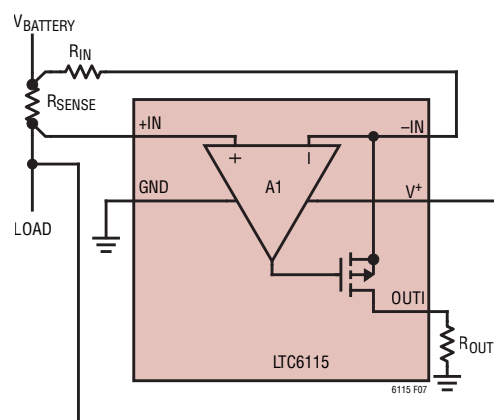


図7. 電流検出アンプ電源電流を負荷で監視

応答時間

電流検出アンプは、回路の保護または信号の伝達のために、入力に対して高速に応答するように設計されています。しかし、この応答時間は外部回路によっても影響を受けます。

出力電流が非常に小さく、かつ入力トランジェントが発生した場合、出力電圧が変化を開始する前の遅延が増加することがあります。このような遅延は、 R_{SENSE} を増やすか R_{IN} を減らすかして最小出力電流を増やすことで改善できます。出力電流を増やした効果を、このデータシートの電流検出の代表的な性能特性セクションのステップ応答曲線に示します。これらの曲線には、初期の出力電流がラベル表示されていることに注意してください。

アプリケーション情報: 電流検出

入力非常に速く変化した場合、内部ループを維持するために、内部のアンプが内部の出力FET(図1)のゲート電圧を変化させます。これにより、 R_{IN} と内部FETに電流が流れます。この電流のスルー・レートは、入力抵抗 R_{IN} だけで決まるのではなく、アンプとFETの特性の影響も受けます。より小さな R_{IN} を使うと、出力電流はより速く増加し、出力の応答時

間短縮されます。最大出力電流を増やす効果もあります。より大きな R_{OUT} を使うと、 $V_{OUTI} = I_{OUTI} \cdot R_{OUT}$ であるため、応答時間が短縮されます。 R_{IN} を小さくし R_{OUT} を大きくすることは、回路の電圧ゲインを増加させる効果があります。

アプリケーション情報: 電圧検出

電圧検出アンプは、最大100Vの電圧を高精度で監視します。入力電圧は、内部で1M Ω の高精度抵抗分圧器で40分の1に分圧されますが、アンプのオフセットが小さいため、分圧された電圧を高精度でバッファリングできます。 V_{IN} ピンでより小さな電圧を監視する場合、オペアンプのレールtoレール出力を十分に活用できるように、帰還経路内でアンプに適切なゲインを持たせることもできます。

高インピーダンスの入力抵抗分圧器は、回路基板上の大きな値の抵抗に起因するリーク電流の懸念と関連する測定誤差を低減します。

入力電圧範囲

V_{IN} ピンで精度よく監視できる最大電圧は、電源電圧 V_S で制限されます。電源電圧が内部オペアンプA2の入力共通モードに影響を与えるためです。 V_{IN} の100Vレンジ全体は、4V以上の電源電圧で利用できます。3V電源の場合、精度を最大限に高めるため V_{IN} を60V未満に維持することを推奨します。これらの各電源電圧での推奨 V_{IN} 電圧を超えると、精度は低下します。

より小さな V_{IN} 電圧では、外付け抵抗を使ってゲインを上げ、アンプA2のレールtoレール出力を最大限に使うことができます(図8参照)。

測定精度の維持

精度を最大限に高め、電圧検出回路の0.04%(代表値)の精度を活用するために、応用回路とPC基板レイアウトによって追加される誤差を最小化する必要があります。

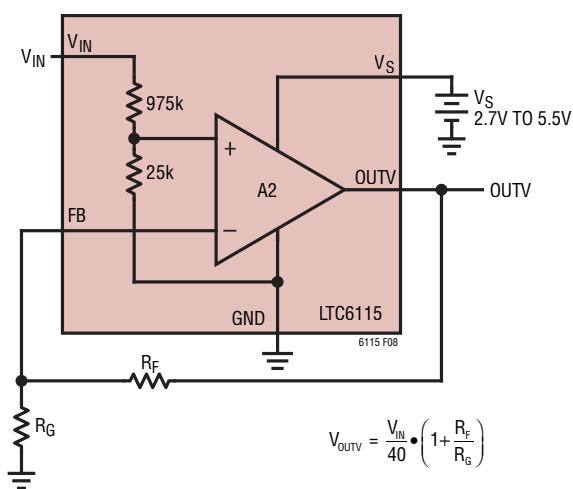


図8. 外部抵抗によるゲインの追加

入力接続間の温度差は、数10マイクロボルトの熱電対電圧を生じさせる可能性があるため、入力リード線への接続は短く、互いに接近させ、発熱する部品から離す必要があります。基板上の気流も温度差を生じさせる可能性があります。

LTC6115の電圧検出アンプのFBピンは入力バイアス電流が極めて小さいため、高インピーダンスの帰還抵抗を使っても精度を維持できます。

入力クランプ

電圧検出アンプA2は、入力間に逆並列ダイオードを備えています(図1)。FBピンには、(想定電圧($V_{IN}/40$) + ダイオードの順方向電圧)より高い電圧を印加しないようにします。ダイオードが順バイアスされ、ピンを通して大電流が流れるためです。

アプリケーション情報: 電圧検出

容量性負荷

電圧検出アンプは、ユニティ・ゲインで最大100pFの容量性負荷を駆動できます。容量性負荷駆動能力は、より高いゲイン構成でアンプを使うほど増加します。出力と負荷の間の抵抗を下げると、アンプが駆動できる容量値が更に増加します。

PC 基板レイアウト

PC 基板の機械的な応力とハンダ処理による応力はオフセット・シフトを引き起こす可能性があります。応力に関連するシフトを低減する簡単な方法は、PC 基板の短辺の近くまたは角にICを実装することです。基板は応力の境界(基板のひずみが最小になる領域)として働きます。常に、パッケージではなくピンが応力を吸収するようにパッケージを実装する必要があります。パッケージは通常、ピンの列をPC基板の長辺と平行にして配置します。

ノイズ源

図9に、オプションのゲイン設定抵抗 R_F および R_G を備えた代表的な電圧検出構成の全てのノイズ要因を示します。

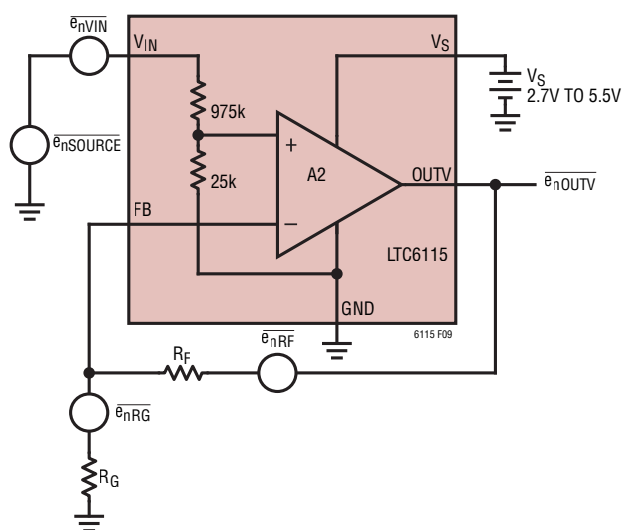


図9. LTC6115の電圧検出アンプのノイズ源

出力でのノイズの合計は次のように計算できます。

$$\overline{e_{n,OUTV}} = \sqrt{\frac{\overline{e_{n,VIN}^2} + \overline{e_{n,SOURCE}^2}}{40^2} \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right)^2 + \overline{e_{n,RG}^2} \frac{R_F^2}{R_G^2} + \overline{e_{n,RF}^2}}$$

この式の個別のノイズ源(図9参照)を以下に示します。

$$\overline{e_{n,VIN}} \quad \text{A2と975k - 25k抵抗分圧器の入力換算ノイズ}$$

$$\overline{e_{n,SOURCE}} \quad \text{信号源によって追加されたノイズ}$$

$$\overline{e_{n,RF}} = \sqrt{4kTR_F} \quad R_F \text{の熱ノイズ}$$

$$\overline{e_{n,RG}} = \sqrt{4kTR_G} \quad R_G \text{の熱ノイズ}$$

$\overline{e_{n,VIN}}$ は、 V_{IN} 入力ピンに戻って換算したA2の全ての内部ノイズ源(975k - 25k抵抗分圧器とアンプを含む)を表します。 V_{IN} 換算電圧ノイズのスペクトラムの標準的な曲線に、この V_{IN} 換算電圧ノイズ密度を示します。

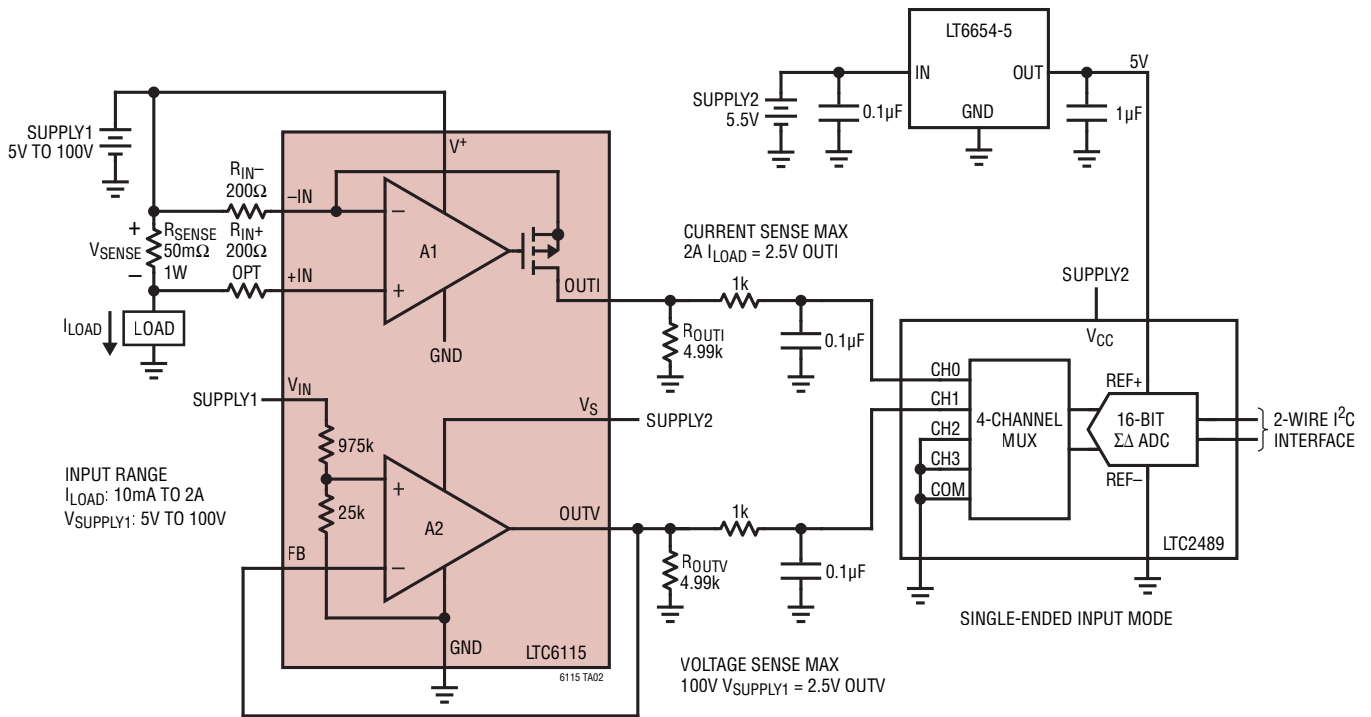
全出力ノイズを計算する場合、 V_{IN} に印加される全ての電圧ノイズ(図9の $\overline{e_{n,SOURCE}}$)と $\overline{e_{n,VIN}}$ は、975k - 25k抵抗分圧器によって40分の1に分圧されます。その後、このノイズはアンプの非反転ゲインで増幅されます。反対に、 $\overline{e_{n,OUTV}}$ (V_{OUT} での全ての電圧ノイズを表します)は、 R_F と R_G で設定される外部ゲインで最初に分圧され、次に V_{IN} ノイズを計算するために40倍されます。0.1Hz~10Hzの出力電圧ノイズ(OUTV)のグラフは、出力でのピークtoピークの電圧ノイズを示しています(入力換算されていません)。

出力ノイズが最小になるように最適化するため、55k以下の値を使い、 R_F と R_G の熱ノイズをアンプ自身の寄与による熱ノイズと同等に保ちます。 R_F と R_G の値を小さくすることの代償は、帰還ネットワークの消費電流が数10 μ A増加することです。これは、電力の制約がある設計では大きな問題になる場合があります。

電圧検出オペアンプA2の帰還ピンFBでの入力電流ノイズ密度は1fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ の桁の値です。ほとんどの実用的な抵抗値の場合、全出力ノイズへの入力電流ノイズの寄与は無視できます。

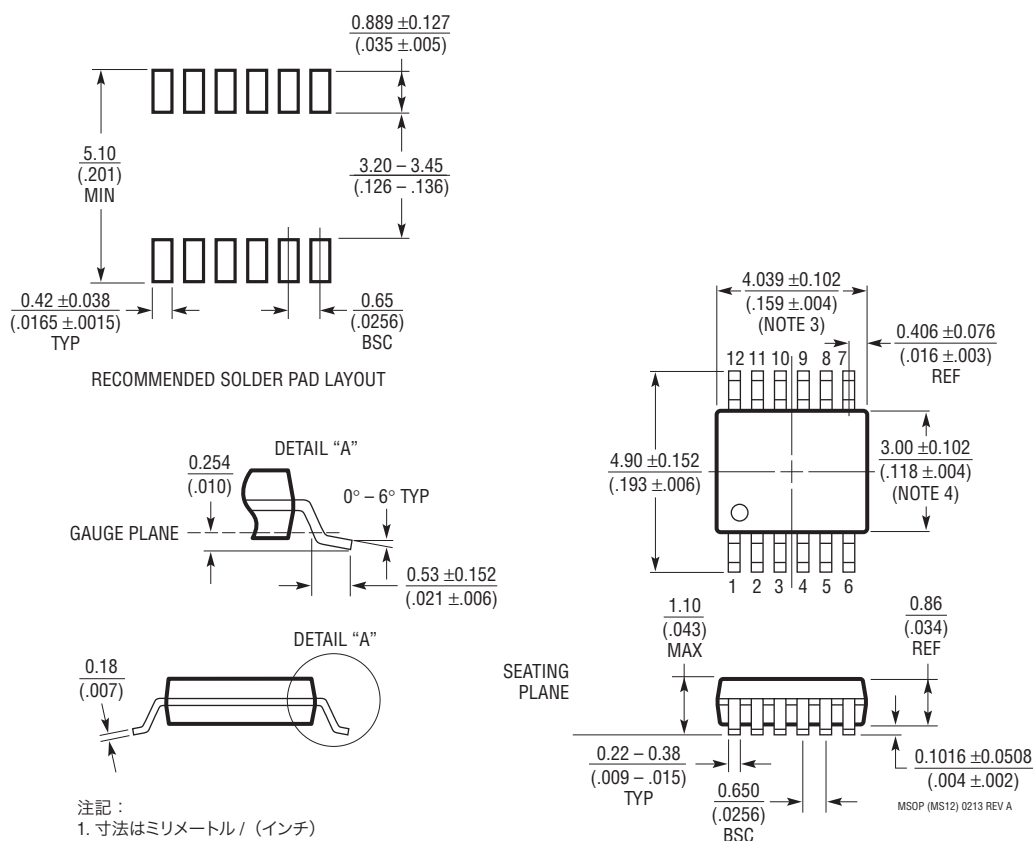
標準的応用例

LTC6115による16ビット電流および電圧検出



パッケージ

MS Package
12-Lead Plastic MSOP
 (Reference LTC DWG # 05-08-1668 Rev A)



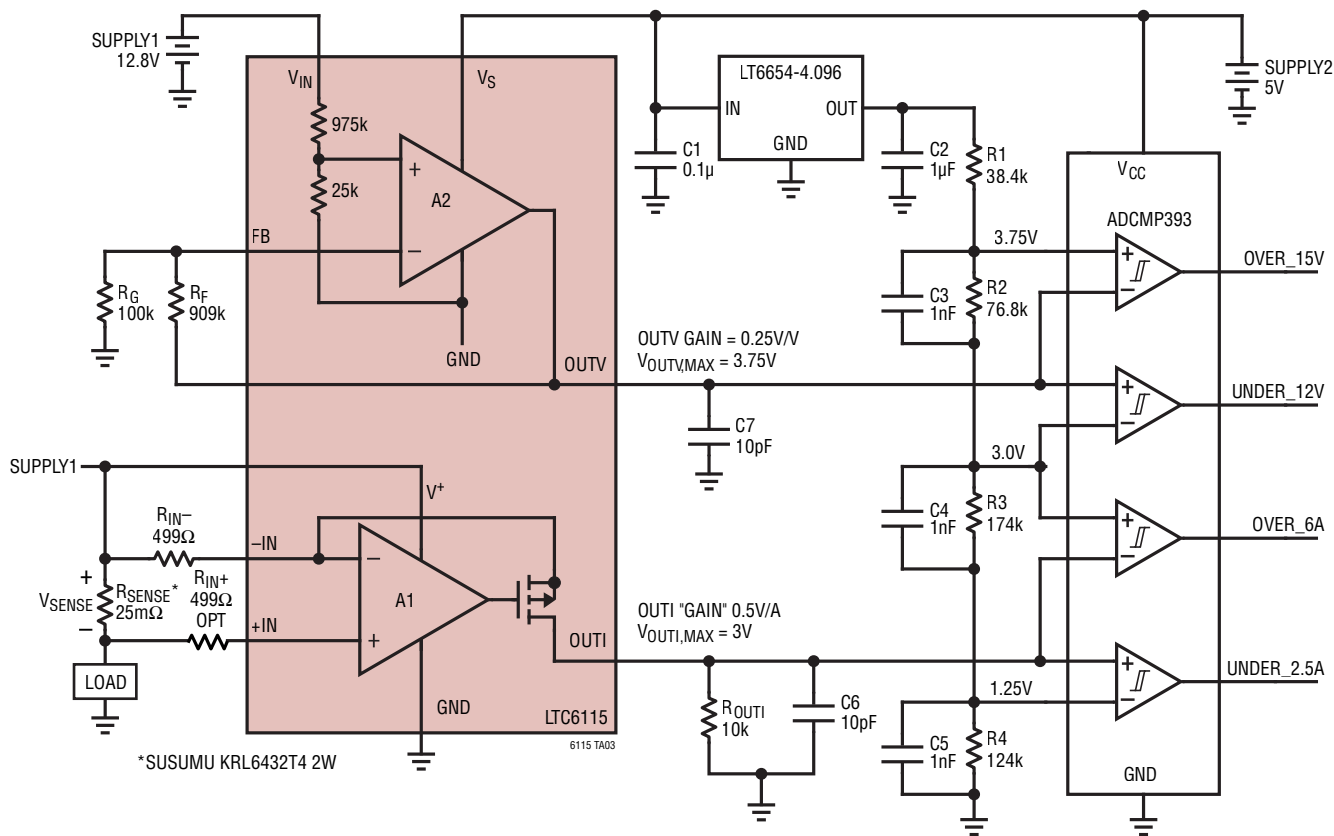
注記:

1. 寸法はミリメートル / (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、またはゲートのバリを含まない。
モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで 0.152mm (0.006°) を超えないこと
4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない。リード間のバリまたは突出部は、各サイドで 0.152mm (0.006°) 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 0.102mm (0.004°) であること

標準的応用例

LTC6115によるLEDヘッドライト電源の監視

65W 12.8V LED HEADLAMP MONITOR
 DETECTS IF VOLTAGE EXITS 12V TO 15V RANGE
 AND IF CURRENT EXITS 2.5A TO 6A RANGE



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT®1787/LT1787HV	高精度、双方向、ハイサイド電流検出アンプ	動作電圧: 2.7V~60V、オフセット電圧: 75μV、消費電流: 60μA
LTC4150	クーロン・カウンタ/バッテリー・ガスゲージ	電荷量と極性を表示
LT6100	ゲイン選択可能なハイサイド電流検出アンプ	動作電圧: 4.1V~48V、ピンで選択可能なゲイン: 10、12.5、20、25、40、50V/V
LTC6101/ LTC6101HV	高電圧、ハイサイド電流検出アンプ	動作電圧: 4V~60V/5V~100V、外付け抵抗によるゲイン設定、SOT23
LTC6102/ LTC6102HV	ゼロドリフト・ハイサイド電流検出アンプ	4V~60V、ゲイン設定可能、8ピンMSOP
LTC6103	デュアル・ハイサイド高精度電流検出アンプ	4V~60V、ゲイン設定可能、8ピンMSOP
LTC6104	双方向ハイサイド高精度電流検出アンプ	4V~60V、ゲイン設定可能、8ピンMSOP
LT6106	低価格ハイサイド高精度電流検出アンプ	2.7V~36V、ゲイン設定可能、SOT23
ADCMP393	パワーアップ状態が既知のクワッド・コンパレータ	2.3V~5.5V、電源電流: 26.8μA、14ピンTSSOP/SOIC
LTC2489	Easy-Drive 2/4チャンネルΔΣ	16ビット、電源電圧: 2.7V~5.5V、変換時: 160μA、スリープ時: 1μA
LT6654	高精度、電源電圧範囲が広い低ノイズ・リファレンス	V _{OUT} + 0.5V~36V、電源電流: 350μA、±10mA ソースおよびシンク