

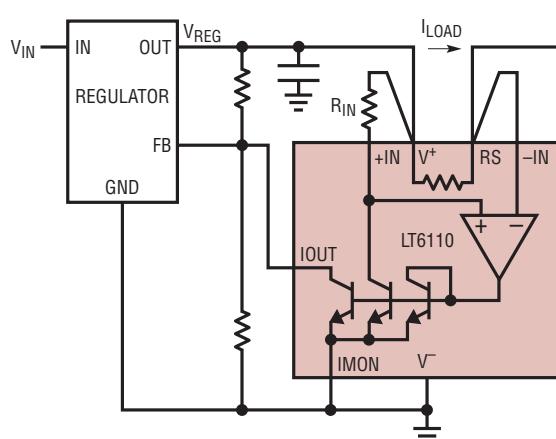
特長

- 離れた場所の負荷に対する電圧レギュレーションを10倍改善
- 抵抗で調整可能な電圧レギュレータに最適
- 1本の抵抗で利得を設定可能
- ハイサイド電流検出：
 - 最大3Aを得るため20mΩの検出抵抗を内蔵
 - 外付けの検出抵抗を使用可能
- 入力オフセット電圧：最大300μV
- 出力電流精度：最大1%
- 電源電流：最大30μA
- 電源電圧範囲：2V～50V
- $-40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$ の範囲で完全に規定
- 高さの低い(1mm)ThinSOT™パッケージおよび(2mm×2mmの)DFNパッケージで供給

アプリケーション

- 自動車用および産業用電力配分装置
- USB電源
- DC/DCコンバータ
- プラグインDCアダプタ
- Power over Ethernet

標準的応用例



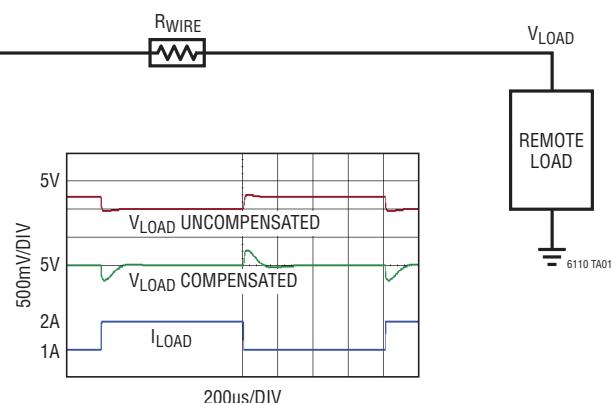
概要

LT[®]6110は電流モード出力を備えた高精度のハイサイド電流検出回路で、可変電源または可変電圧レギュレータの出力電圧を制御する目的で設計されています。このデバイスを使用することにより、離れた場所の負荷において、ワイヤ、トレス、またはケーブルの抵抗成分に起因する電圧降下を補償できます。

LT6110は、直列に接続された内部または外付け検出抵抗を介して負荷電流をモニタします。負荷電流に比例する2つの電流モード出力(シンク電流とソース電流)を備えています。これにより、LT6110は多種多様なレギュレータの出力電圧を調整できます。どちらの出力を使用しても負荷電流をモニタできます。

DCオフセットが小さいので、値の小さい検出抵抗を使用できるだけでなく、ワイヤの電圧降下の小幅な変動を厳密に制御することもできます。

LT、**LT**、**LTC**、**LTM**、**Linear Technology**、リニアのロゴ、および**μModule**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。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。



LT6110

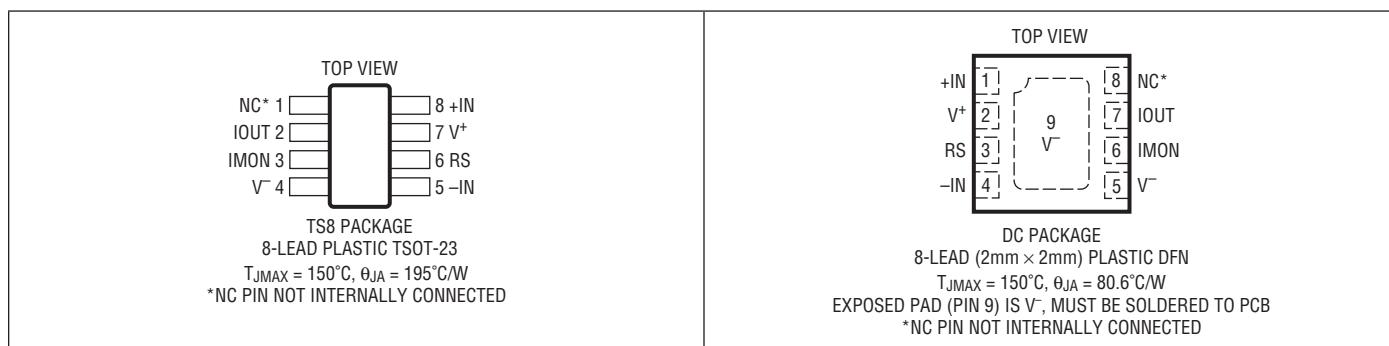
絶対最大定格 (Note 1)

全電源電圧($V^+ \sim V^-$)	55V
+IN, -IN, IOUT, IMON $\sim V^-$ 電圧	V^+
+IN, -IN, IOUT, IMON 電流	10mA
IOUT \sim IMON 電圧	36V, -0.6V
$V^+, +IN \sim IOUT$ 電圧	36V
差動入力電圧	V^+
RSENSE 電流 (Note 2)	
連続	3A
過渡(<0.1秒)	5A

規定温度範囲 (Note 3)

LT6110I	-40°C ~ 85°C
LT6110H	-40°C ~ 125°C
接合部温度	150°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°C
リード温度(半田付け、10秒)	
TS8	300°C

ピン配置



発注情報

無鉛仕上げ

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	規定温度範囲
LT6110ITS8#TRMPBF	LT6110ITS8#TRPBF	LTGCQ	8-Lead Plastic TSOT-23	-40°C to 85°C
LT6110HTS8#TRMPBF	LT6110HTS8#TRPBF	LTGCQ	8-Lead Plastic TSOT-23	-40°C to 125°C
LT6110IDC#TRMPBF	LT6110IDC#TRPBF	LGCP	8-Lead (2mm × 2mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LT6110HDC#TRMPBF	LT6110HDC#TRPBF	LGCP	8-Lead (2mm × 2mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C

TRM = 500 個。* 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。

さら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。
鉛仕上げの製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

無鉛仕上げ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 ●は規定の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、 $V^+ = 5\text{V}$ 、 $V^- = V_{\text{IMON}} = 0\text{V}$ 、 $I_{+\text{IN}} = 100\mu\text{A}$ 、 $V_{\text{IOUT}} - V_{\text{IMON}} = 1.2\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V^+	Supply Range		●	2.0	50	V	
V_{OS}	Amplifier Input Offset Voltage	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ (Note 5) $85^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ (Note 5) $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 0^\circ\text{C}$ (Note 5)	● ● ●	100 400 500 550	300 400 500 550	μV μV μV μV	
$\Delta V_{\text{OS}}/\Delta I_{+\text{IN}}$	Amplifier Input Offset Voltage Change with $I_{+\text{IN}}$	$I_{+\text{IN}} = 10\mu\text{A}$ to 1mA $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ (Note 6)	● ●	0.15 0.5 1.5	0.3 0.5 1.5	mV/mA mV/mA mV/mA	
$\Delta V_{\text{OS}}/\Delta V_{\text{IOUT}}$	Amplifier Input Offset Voltage Change with V_{IOUT} Voltage	$V_{\text{IOUT}} = 0.4\text{V}$ to 5V	●	0.005	0.02	mV/V	
$\Delta V_{\text{OS}}/\Delta V_{\text{IMON}}$	Amplifier Input Offset Voltage Change with V_{IMON} Voltage	$V_{\text{IMON}} = 0\text{V}$ to 1V	●	0.3	1	mV/V	
$\Delta V_{\text{OS}}/\Delta T$	Amplifier Input Offset Voltage Drift		●	1		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
I_B	Amplifier Input Bias Current ($-I_{\text{IN}}$)	$V^+ = 5\text{V}$	● ●	35 100	70	nA nA	
I_{OS}	Amplifier Input Offset Current	$V^+ = 5\text{V}$		1		nA	
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V^+ = 2.0\text{V}$ to 36V $V^+ = 36\text{V}$ to 50V	● ●	96 90	110 100	dB dB	
	I_{IOUT} Current Error (Note 4) (Referred to $I_{+\text{IN}}$)	$I_{+\text{IN}} = 10\mu\text{A}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$, (Note 6)	● ●	0.6 2 2.5	1.6 2 2.5	% % %	
		$I_{+\text{IN}} = 100\mu\text{A}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$, (Note 6)	● ●	0.5 1.5 2.3	1 1.5 2.3	% % %	
		$I_{+\text{IN}} = 1\text{mA}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$, (Note 6)	● ●	0.75 3 4	2.5 3 4	% % %	
	IMON Current Error (Note 4) (Referred to $I_{+\text{IN}}$)	$I_{+\text{IN}} = 10\mu\text{A}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$, (Note 6)	● ●	1.5 3 5	3 3.5 5	% % %	
		$I_{+\text{IN}} = 100\mu\text{A}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$, (Note 6)	● ●	1.5 3.5 5	3 3.5 5	% % %	
		$I_{+\text{IN}} = 1\text{mA}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$, (Note 6)	● ●	1.7 4 5 6	4 5 6	% % %	
$\Delta I_{\text{IOUT}}/V_{\text{IOUT}}$	I_{IOUT} Current Error Change with V_{IOUT} Voltage (Note 4)	$V_{\text{IOUT}} = 0.4\text{V}$ to 3.5V $V_{\text{IOUT}} = 0.4\text{V}$ to 5V	● ●		0.2 0.4	$%/V$ $%/V$	
$\Delta I_{\text{IMON}}/V_{\text{IMON}}$	IMON Current Error Change with V_{IMON} Voltage (Note 4)	$V_{\text{IMON}} = 0\text{V}$ to 3.1V , $V_{\text{IOUT}} = 5\text{V}$	●		0.2	$%/V$	
$+I_{\text{IN}}$ Current Range			●	0.01	1	mA	
I_S	Supply Current	$V^+ = 5\text{V}$, $I_{+\text{IN}} = 0\mu\text{A}$	●	16 50	30	μA	
		$V^+ = 50\text{V}$, $I_{+\text{IN}} = 0\mu\text{A}$, $V_{\text{IOUT}} = 25\text{V}$	●	30	50 100	μA μA	
R_{SENSE}	RSENSE Resistance	(Note 2)		0.0165	0.02	0.0225	Ω
BW	Signal Bandwidth (-3dB)	$I_{+\text{IN}} = 100\mu\text{A}$, $R_{\text{IOUT}} = 1\text{k}\Omega$			180		kHz
t_r	Rise Time				2		μs

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。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。絶対最大定格の他に、LT6110内の電力損失によってダイ温度が150°Cを超えることがないよう、出力電流と電源電流を制限する必要がある。詳細については、「アプリケーション情報」セクションの「電力損失」を参照。

Note 2: RSENSE抵抗と最大RSENSE電流は、特性評価とプロセス・コントロールによって保証されている。

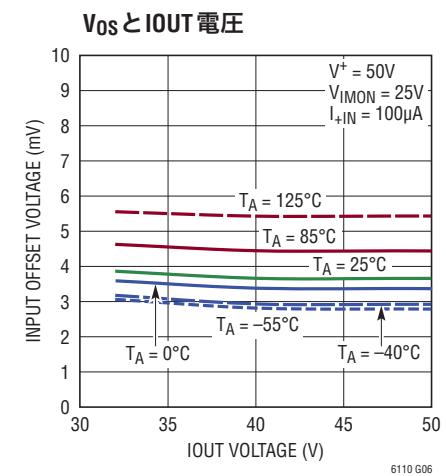
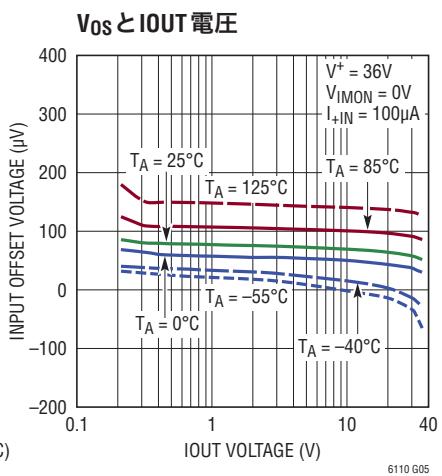
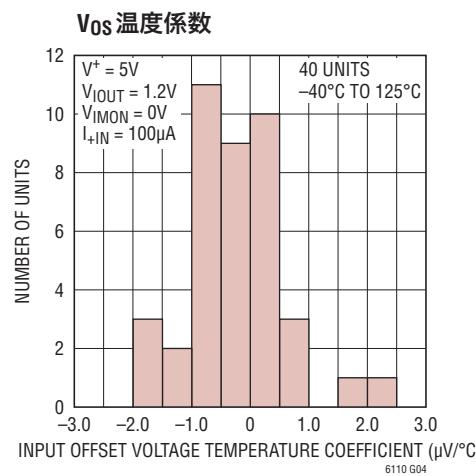
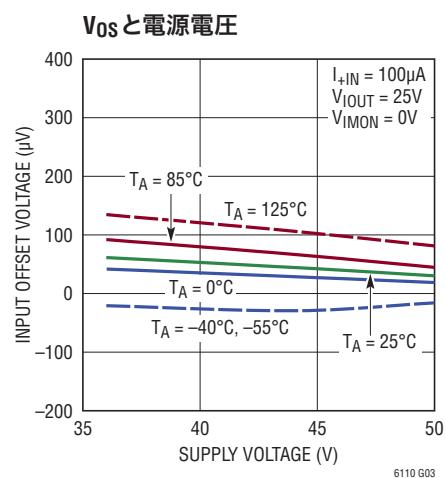
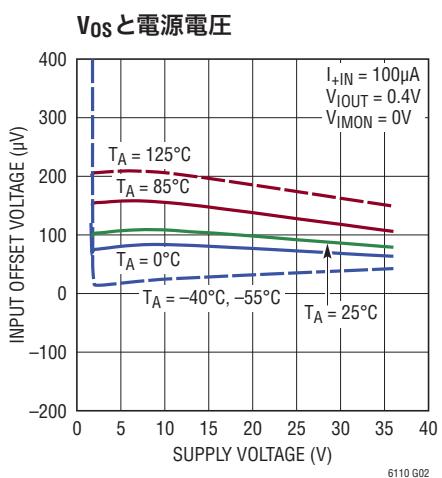
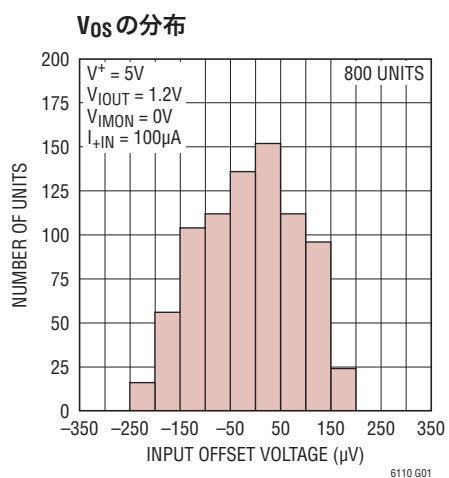
Note 3: LT6110Hは-40°C～85°Cで性能仕様に適合することが保証されている。LT6110Hは-40°C～125°Cで性能仕様に適合することが保証されている。

Note 4: 規定された誤差はLT6110の出力電流ミラーに関するもので、 V_{OS} に起因する誤差や抵抗許容差を含まない。ほとんどのシステムは100%の誤差修正を提供しないため、適切な設計により、総システム誤差は規定された誤差未満に補償できる。詳細については、「アプリケーション情報」のセクションを参照のこと。

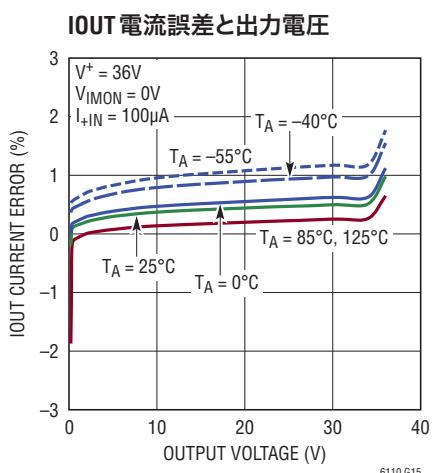
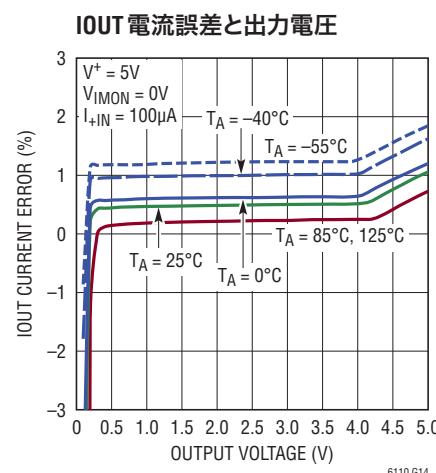
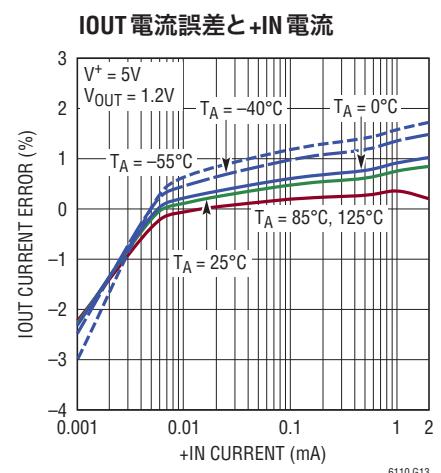
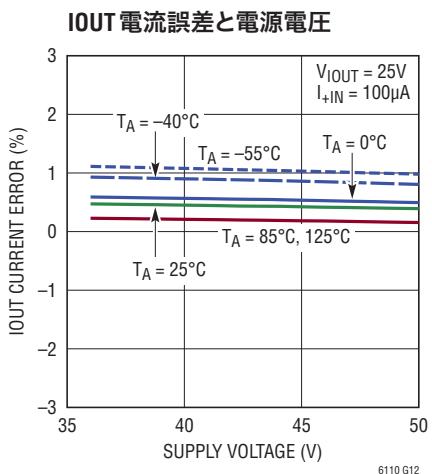
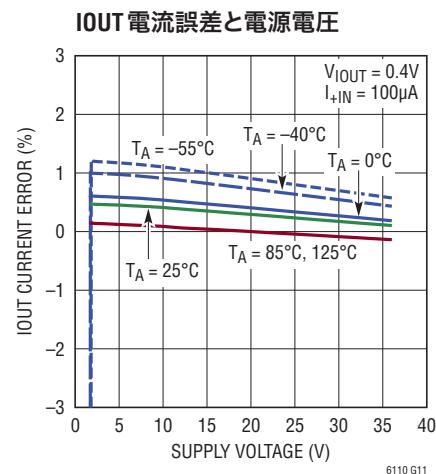
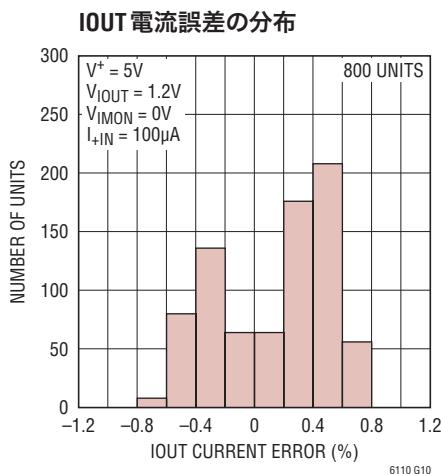
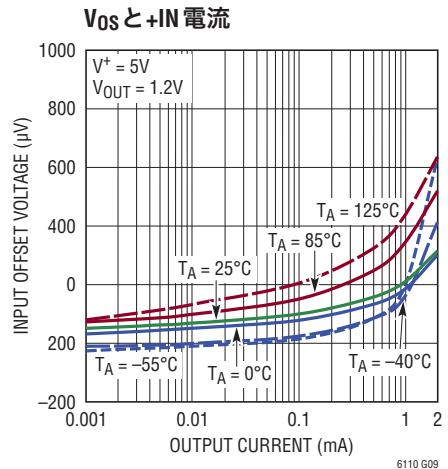
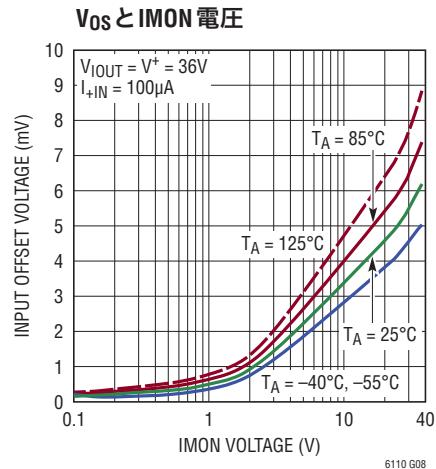
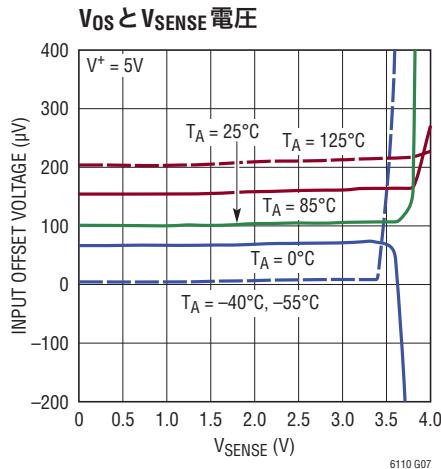
Note 5: 測定誤差により、自動テストの精度は制限される。これらの測定値は、設計の相関性、特性評価、および拡張範囲に対するテストによって保証されている。

Note 6: $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 85^{\circ}\text{C}$ の温度範囲は、-40°C、25°C、および85°Cのテストに対する特性評価と相関で保証されている。

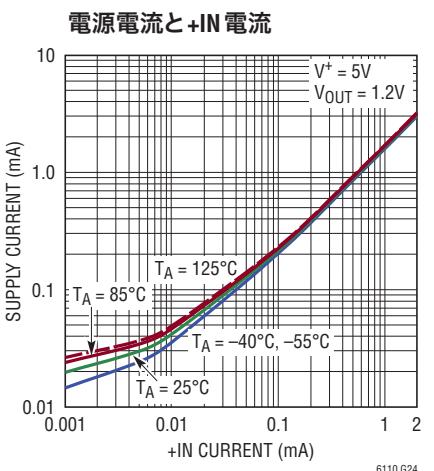
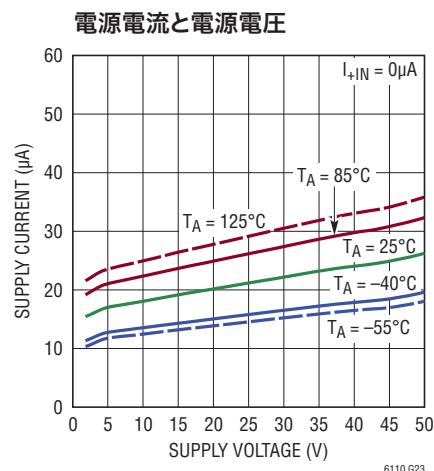
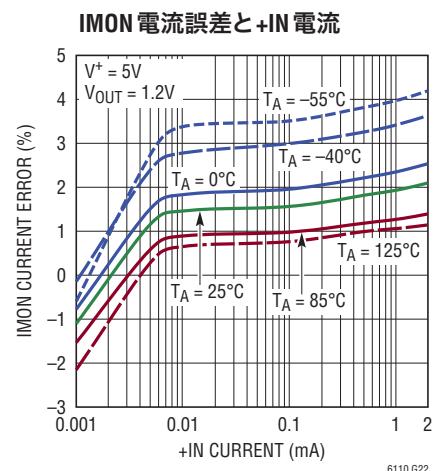
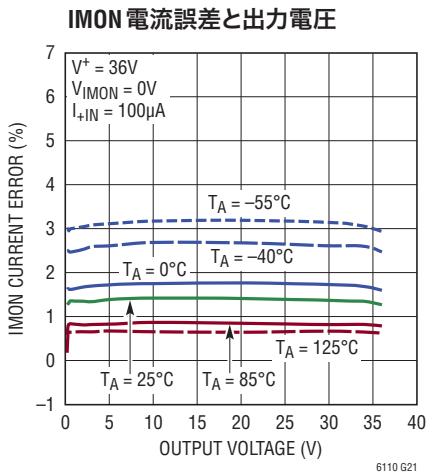
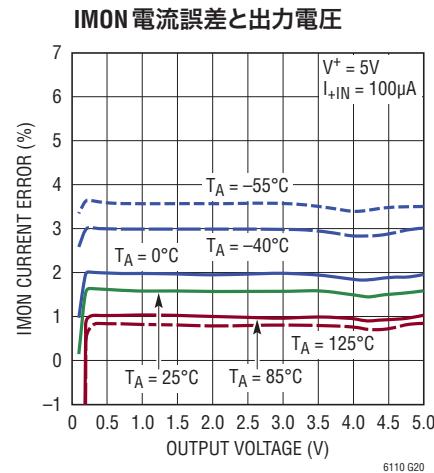
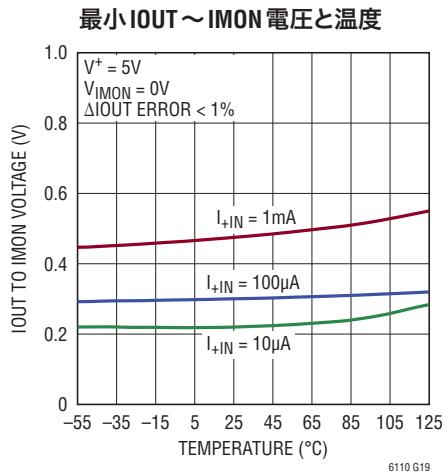
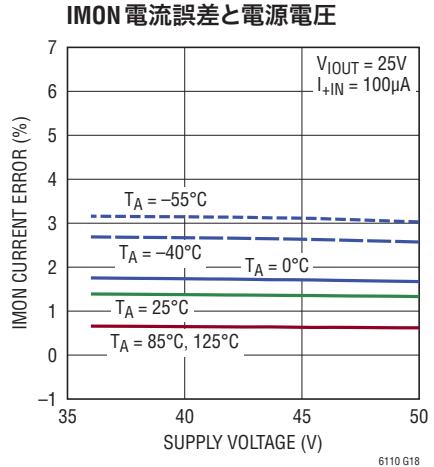
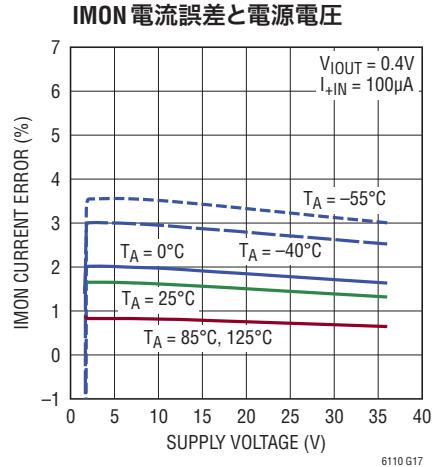
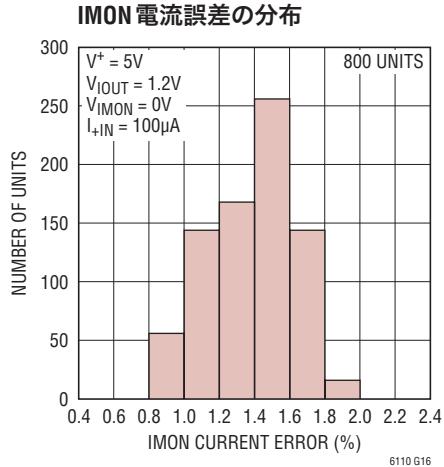
標準的性能特性



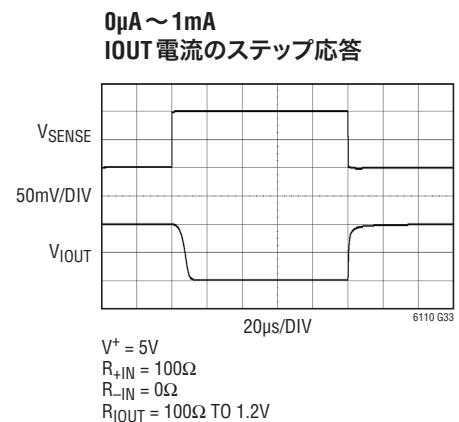
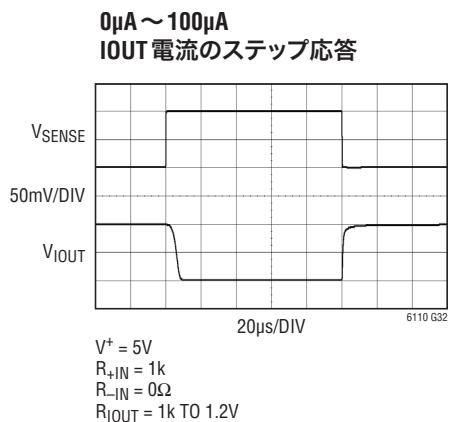
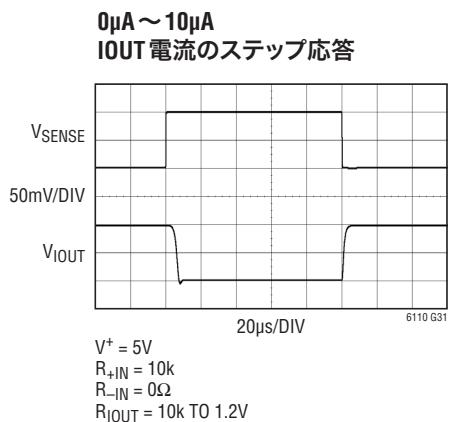
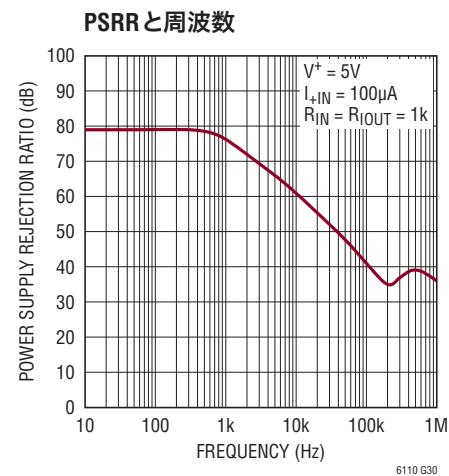
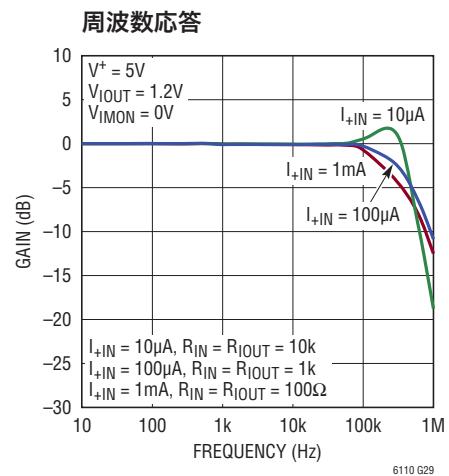
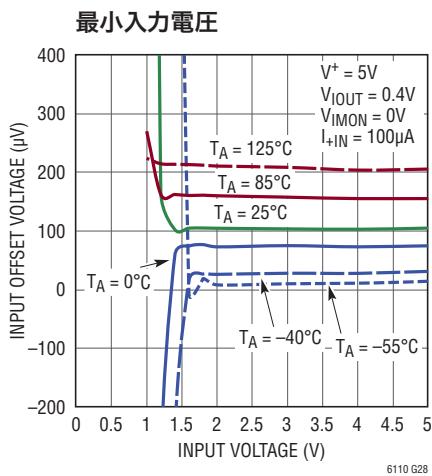
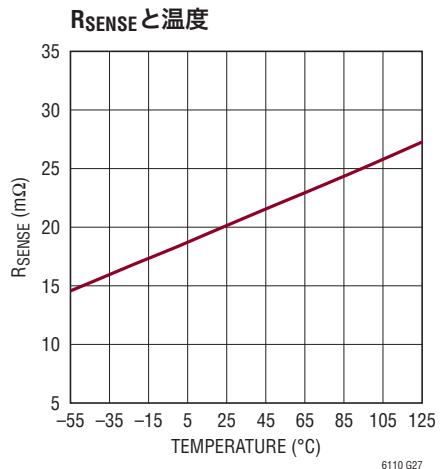
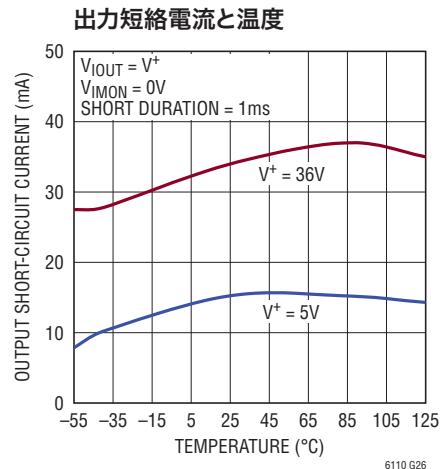
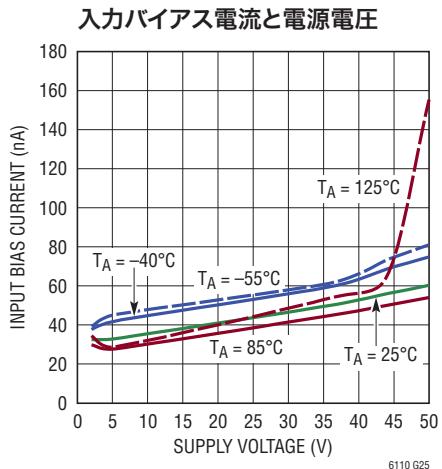
標準的性能特性



標準的性能特性



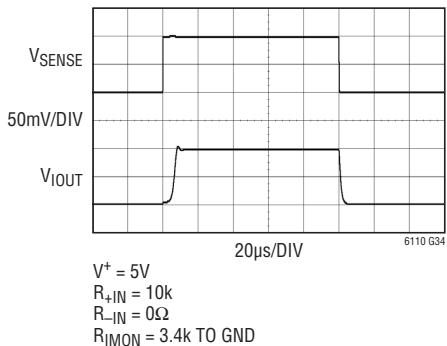
標準的性能特性



標準的性能特性

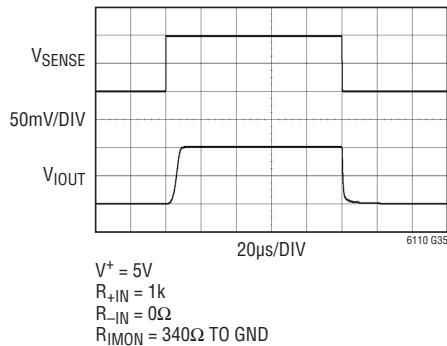
0µA ~ 30µA

IMON 電流のステップ応答



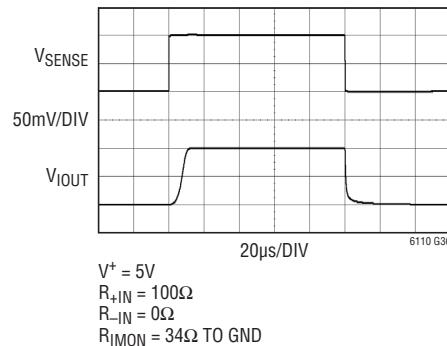
0µA ~ 300µA

IMON 電流のステップ応答

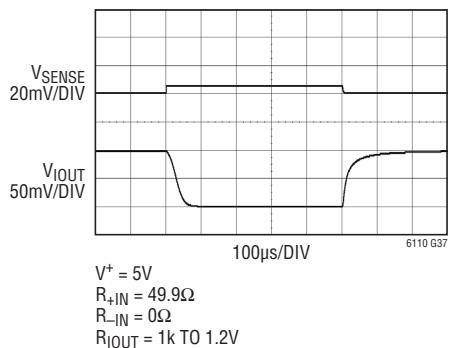


0µA ~ 3mA

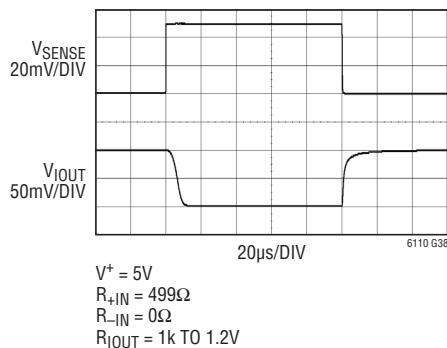
IMON 電流のステップ応答



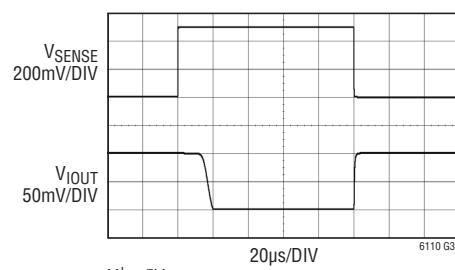
V_{SENSE} = 5mV ステップ応答



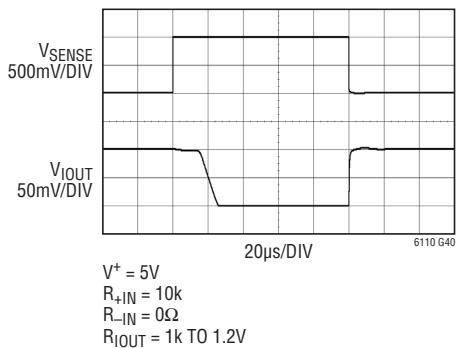
V_{SENSE} = 50mV ステップ応答



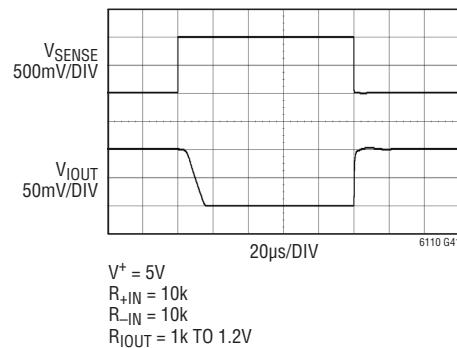
V_{SENSE} = 500mV ステップ応答



**V_{SENSE} = 1V ステップ応答
不平衡入力**



**V_{SENSE} = 1V ステップ応答
平衡入力**



ピン機能 (TSOT-23/DFN)

NC(ピン1/ピン8): 内部で接続されていません。

IOUT(ピン2/ピン7): シンク電流の出力。IOUTは、 V_{SENSE}/R_{IN} に等しい電流をシンクします。 V_{SENSE} は、検出抵抗に発生した電圧です。

IMON(ピン3/ピン6): ソース電流の出力。IMONは、 $3 \cdot V_{SENSE}/R_{IN}$ に等しい電流をソースします。

V-(ピン4/ピン5): 負電源。通常、グランドに接続されます。

-IN(ピン5/ピン4): 内部検出アンプの負入力。検出抵抗のシステム負荷側に直接、または抵抗を介して接続します。

RS(Pin 6/Pin 3): 内部検出抵抗。使用するには、負荷に接続します。外付けの検出抵抗を使用する場合は、開放しておきます。

V+(ピン7/ピン2): 正電源。検出抵抗の正の側に接続します。V⁺からV⁻の間に少なくとも0.1μFの容量が必要です。

+IN(ピン8/ピン1): 内部検出アンプの正入力。この内部検出アンプは、-INと同じ電位になるまで+INをドライブします。V⁺から+INに接続された抵抗(R_{+IN})によって、IOUTピンとIMONピンの機能の説明に定義されているとおり、IOUTとIMONの出力電流が設定されます。

露出パッド(ピン9、DFNのみ): V⁻。PCBに半田付けする必要があります。

ブロック図

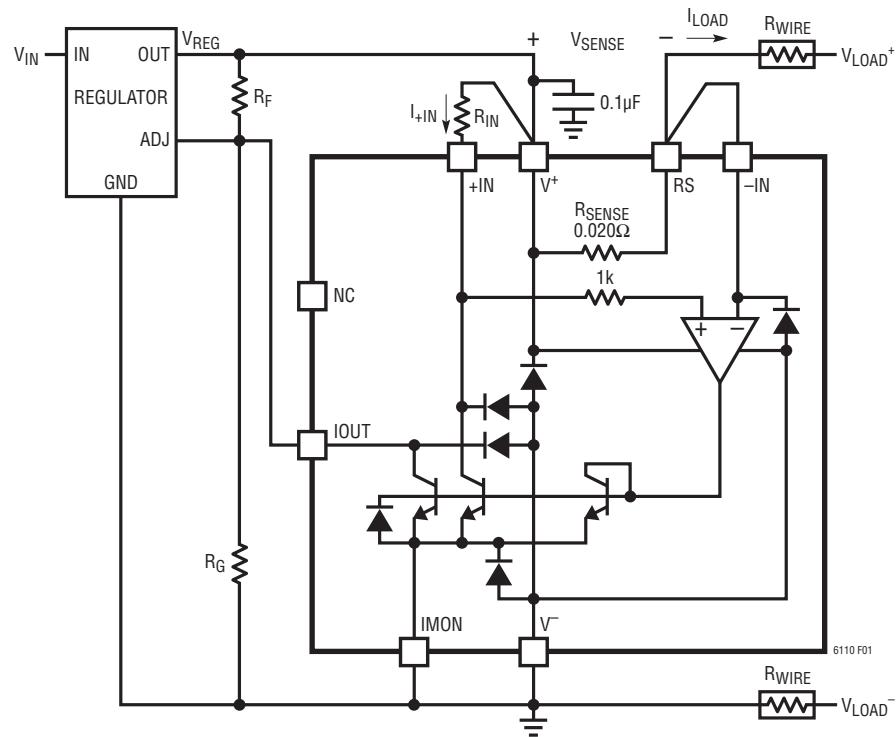


図1. ブロック図と標準的な接続

アプリケーション情報

はじめに

LT6110は、電力配分の一般的な問題に対して、シンプルかつ効果的なソリューションを提供します。負荷に電流を流すのに長いワイヤまたは細いワイヤを使用した場合、ワイヤの抵抗によってIRドロップが起こり、負荷に供給される電圧が下がります。負荷でケルビン検出を行わない限り、レギュレータICはこの電圧低下を検出できません。ケルビン検出を行うには、多芯ワイヤが必要ですが、一部のアプリケーションでは多芯ワイヤがサポートされていません。

LT6110は、負荷電流を検出し、それに比例する電流を出力に設定します。この電流を可変電圧レギュレータの出力電圧を制御するために使用して、ワイヤ内の電圧低下を補償できます。

LT6110は高精度で出力電流範囲が広いため、電圧の低下量が小さい場合でも大きい場合でも、高精度に補償できます。LT6110は、内部検出抵抗で負荷電流を検出できるとともに、外付けの検出抵抗を使用して精度を向上させ、3Aより大きい電流を扱うこともできます。抵抗で設定可能な利得により、補償回路に大幅な柔軟性が提供されます。180kHzの信号帯域幅により、負荷変化に対する高速な応答と優れたループ特性が提供され、電源回路の安定性が維持されます。

LT6110では、ワイヤの抵抗が既知である必要があります。ただし、LT6110が優れた補償を実現するためには、その抵抗値が非常に高精度である必要はありません。これは、負荷におけるレギュレーションは、ワイヤ抵抗による誤差とLT6110の補償回路内の誤差の積であるためです。

たとえば、5Vのレギュレータ回路で、ワイヤ抵抗による0.5Vの電圧低下によって、負荷におけるレギュレーションが10%だとします。ワイヤの抵抗が2倍になり、それによってLT6110の補償回路の誤差が50%になったとしても、負荷におけるレギュレーションは、 $10\% \cdot 50\% = 5\%$ に減少します。

より良く制御されたシステムでは、LT6110を使用しない場合をはるかに超えるレベルに負荷レギュレーションを改善できます。たとえば、ワイヤの抵抗が既知で、外付けの1%検出抵抗を使用した場合、前の例と同じ10%の負荷レギュレーションは、0.5%未満に減少させることができます。

LT6110は、IOUTとIMONの2つの出力ピンを持ちます。どちらのピンを使用しても、負荷電流に比例する電流を供給できます。IOUTピンは、シンク電流を供給し、LT3980などのグランドを基準にした電圧リファレンスを持つレギュレータを補償します。IMONピンは、ソース電流を提供し、LT1083などの出力を基準としたリファレンスを持つレギュレータや、LT3080などの電流を基準とするレギュレータを補償します。追加の機能として、どちらのピンからの出力電流もシンプルな抵抗を介して電圧に変換できるため、負荷電流に比例する電圧も生成できます。この電圧は、負荷電流を測定またはモニタするために使用できます。いずれかまたは両方のピンを使用してレギュレータを制御できます。また、いずれかまたは両方のピンをモニタに使用できます。これにより、システムの設計に大きな柔軟性がもたらされます。

動作原理

LT6110の出力は、内部または外付けの検出抵抗(R_{SENSE})の両端に発生した検出電圧(V_{SENSE})に比例しています(図1を参照)。

検出アンプ・ループにより、+INは-INと同じ電圧になるよう強制されます。 V^+ と+INの間に外付け抵抗(R_{IN})を接続すると、 R_{IN} の両端の電圧が V_{SENSE} と同じ値に強制され、+INに流れ込む電流(I_{+IN})が V_{SENSE}/R_{IN} に等しくなります。この電流は、IOUTに正確にミラーリングされます。ミラーを構成する3つのトランジスタのエミッタ電流が合わざって、IMONの出力電流となります。理想的には、IOUTのシンク電流は I_{+IN} と等しくなり、IMONのソース電流は I_{+IN} の3倍に等しくなります。

V^+ と V^-

LT6110は、最大50Vの電源電圧($V^+ \sim V^-$)で動作するよう設計されています。ただし、36Vを上回る電源電圧を使用する際は、絶対最大定格を超えないよう、さらなる注意を払う必要があります。内部トランジスタの降伏を回避するため、 V^+ からIOUTの電圧は36V未満に維持する必要があります。

V^+ ピンは、ピンの近くに配置した少なくとも1つの0.1μFコンデンサでバイパスする必要があります。

アプリケーション情報

+INと-IN

+IN入力と-IN入力は、電源電圧に等しい最大差動電圧を持つことができます。これにより、-INピン(離れた場所の負荷の側)が誤ってグランドに短絡しても、LT6110が保護されます。この場合、IOUT電流は2mA未満に制限する必要があります(「レギュレータのBOOST電圧の制限」セクションを参照)。

内部トランジスタの降伏を回避するため、+INからIOUTの電圧は、36V未満に維持する必要があります。

IOUTとIMON

IOUTからIMONへの出力は、IOUTがIMONより高い場合36V、IOUTがIMONより低い場合-0.6Vの最大差動電圧を持つことができます。36Vのツェナー・ダイオードをIOUTからIMONに接続することで、フォルト状態発生時に、出力NPNトランジスタが損傷するのを防ぐことができます。この場合、IOUT電流の誤差を減らすため、リーク電流の少ないツェナー・ダイオードを使用する必要があります。

RS(内部RSENSE)

内部検出抵抗は、最大3Aの連続電流と、5Aの過渡電流を最大0.1秒間流すことができます。それより大きな電流を流す場合、外付けの検出抵抗を使用する必要があります。内部検出抵抗の温度係数は、銅とほぼ同じです。

設計の手順

LT6110補償回路の設計は、シンプルな3ステップの手順で行います。初めに、次のパラメータが既知である必要があります。

RWIRE:負荷を接続するワイヤの総抵抗値

RSENSE:負荷電流を検知するために使用する抵抗

RF:レギュレータの帰還抵抗

ILOADMAX:最大負荷電流

図2は、LT6110の補償回路を備えた可変電圧レギュレータの回路を示しています。このレギュレータは、グランドを基準にした電圧リファレンスを内部に持ち、それを使用して出力電圧を設定しています。負荷には、ソース(RWIRE)とリターン(RRWIRE)の2つのワイヤが接続されています。これが最も一般的な構成であるため、次の設計例に使用します。電流を基準とするレギュレータと、出力を基準としたリファレンスを持つレギュレータについては、後のセクションで説明します。

ステップ1:最大負荷電流における、ワイヤ抵抗と検出抵抗に起因する、負荷での電圧低下量を算出します。

$$V_{DROP} = (R_{WIRE} + R_{RWIRE} + R_{SENSE}) \cdot I_{LOADMAX}$$

$$V_{DROP} = (0.125\Omega + 0.125\Omega + 0.02\Omega) \cdot 2A = 0.54V$$

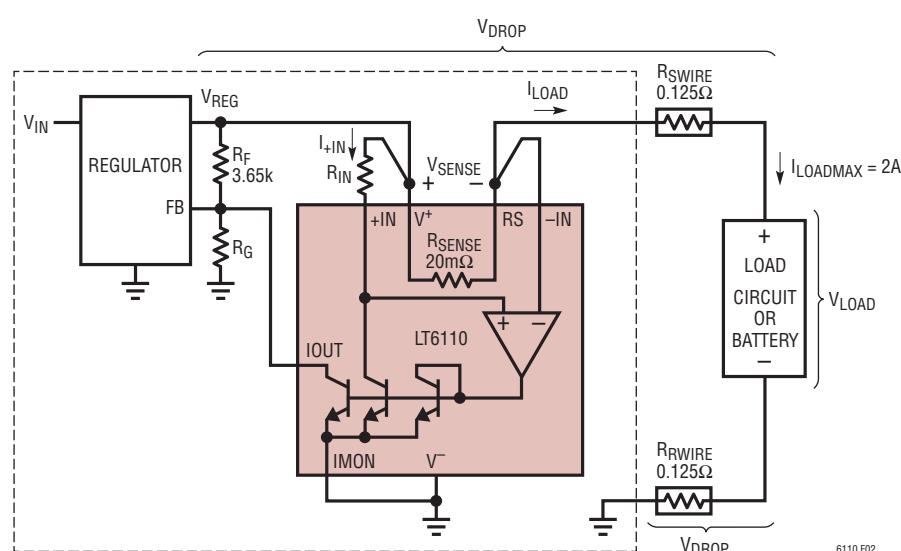


図2.2 本のワイヤによる補償(1本は負荷に接続、1本は接地ワイヤ)

アプリケーション情報

ステップ2: V_{DROP} を除去するために必要な+INピン上の抵抗(R_{IN})を算出します。

IOUTピンから帰還抵抗(R_F)を通って電流が流れると、レギュレータの出力電圧が上昇し、補償電圧が発生します。

$$V_{COMP} = I_{IOUT} \cdot R_F$$

負荷における電圧低下を相殺するため、 V_{COMP} を V_{DROP} と同じ値に設定します。

$$V_{COMP} = I_{IOUT} \cdot R_F = V_{DROP}$$

IOUT電流は+INピンに流れ込む電流に等しく、+INの電流は検出電圧を R_{IN} で割ったものに等しいため、 R_{IN} は次の式で求められます。

$$I_{IOUT} = I_{+IN} = \frac{V_{SENSE}}{R_{IN}}$$

ここで、 $V_{SENSE} = I_{LOADMAX} \cdot R_{SENSE}$ です。

上記の式を合わせると、次のようにになります。

$$R_{IN} = (I_{LOADMAX} \cdot R_{SENSE}) \cdot \frac{R_F}{V_{DROP}}$$

$$R_{IN} = (2A \cdot 0.02\Omega) \cdot \frac{3.65k}{0.54V} = 270\Omega$$

ステップ3: 最後のステップでは、補償回路の誤差を考慮し、負荷における最終的な電圧誤差が必要な性能に適合するかを確認します。

たとえば、LT6110の内部 R_{SENSE} の標準許容差は±7.5%です。補償回路内で生じるその他の誤差(V_{OS} 、IOUT電流の誤差、 R_F および R_{IN} 抵抗の許容差など)によってさらに±2.5%の誤差が加わる場合、補償回路の誤差の合計は±10%になり、負荷における電圧誤差は次のようにになります。

$$V_{LOADERROR} = V_{COMP} \cdot \text{補償誤差}$$

$$V_{LOADERROR} = 0.54V \cdot (\pm 10\%) = \pm 0.054V$$

すなわち、10倍の改善です。

これが該当のアプリケーションに適さない場合、より厳しい許容差を持つ外付けの検出抵抗を使うなど、誤差要因を減らす

対策を取ることができます。詳細については、「外付けの電流検出抵抗」のセクションを参照してください。

多くの場合、補償回路全体の誤差の大部分を、内部検出抵抗、ワイヤ抵抗の許容差、抵抗 R_{SENSE} および R_{WIRE} の温度の不整合が占めています。網羅的な説明については、「誤差要因」、「銅ワイヤの情報」、および「温度の誤差」のセクションを参照してください。

設計に関するその他の検討事項

IOUT電流

最高精度を実現するために推奨されるIOUT電流の範囲は、 $30\mu A \leq I_{IOUT} \leq 300\mu A$ です。この範囲外の性能については、「標準的性能特性」のグラフを参照して、標準の誤差を確認してください。

IOUT電流が $30\mu A$ より小さい場合、補償回路の誤差を低減するために、帰還抵抗を調整する必要がある場合があります。

前の例では、次のようにになります。

$$I_{IOUT} = \frac{V_{SENSE}}{R_{IN}} = \frac{0.04}{270} = 148\mu A$$

これは推奨範囲内そのため、調整は必要ありません。

IOUT電流が $30\mu A$ より小さい場合については、「低静止電流設計の補償」セクションを参照してください。

負荷レギュレーション

多くの場合、負荷レギュレーションは、(前の例のように)特定の負荷電流における出力電圧の誤差として指定しますが、レギュレータの出力電圧に対する割合として指定することもあります。図2に示すレギュレータ回路の出力電圧が5Vの場合、補償後の負荷レギュレーション(%単位)は、次のようになります。

$$\text{LoadReg}_{COMP}(\%) = \frac{V_{LOADERROR}}{V_{REG}} \cdot 100$$

$$\text{LoadReg}_{COMP}(\%) = \frac{\pm 0.054V}{5V} \cdot 100 = \pm 1.1\%$$

アプリケーション情報

補償回路がない場合(R_{SENSE} なし)、負荷レギュレーション(%単位)は、次のようにになります。

$$\text{LoadReg}_{\text{UNCOMP}}(\%) = \frac{-0.5V}{5V} \cdot 100 = -10\%$$

レギュレータの出力は、レギュレータ自体の負荷レギュレーション効果(レギュレータの仕様による)によっても変化します。一般的に、この電圧変化は、ワイヤ電圧降下に比べると小さいもので、無視できます。もし、これが大きな誤差要因とみなされる場合、ワイヤ電圧降下補償の一部に含めることもできます。レギュレータ自体の負荷レギュレーション効果を含めるには、単純に、補償回路パラメータの計算時に、 $I_{LOADMAX}$ におけるレギュレータの負荷レギュレーションによる電圧低下分を V_{DROP} に加算します。

PCBトレースの抵抗

レギュレータ出力と負荷間のプリント回路のトレース抵抗により、さらなる電圧低下が生じます。レギュレータの負荷レギュレーション効果と同様、これらの低下は、補償回路パラメータの計算時に V_{DROP} に加算することで補償できます。また、これにより、より細いトレースを使用して負荷に電力を供給しながら、優れた負荷レギュレーションを維持することも可能になります。トレース抵抗を算出する方法の詳細については、「PCBの銅の抵抗」のセクションを参照してください。

R_{SENSE} へのケルビン検出接続

トレース抵抗による R_{SENSE} 誤差を小さくするには、-INピンと R_{IN} 抵抗ができる限り R_{SENSE} の近くに接続する必要があります。図2は、その例を示しています。

低静止電流設計の補償

スイッチング・レギュレータ回路は、電力効率を高めるために使用されます。多くは、軽負荷もしくは無負荷状態で高効率を維持するために要求されます。そのような場合、大きい値の抵抗を使用して出力電圧を設定することで、帰還ネットワークで浪費される電流は極めてわずかになり、静止動作電流が最小限に抑えられます。

抵抗 R_F の値が大きい場合、LT6110のI_{OUT}で要求される補償電流が小さくなりすぎる場合があります(30μA未満)。この場合、帰還抵抗(R_F)を、2つの抵抗値に分割できます。1つ目は、LT6110からI_{OUT}を通電し、負荷電流が大きい場合に出力電圧を補償するための値の小さい抵抗で、2つ目は、無負荷時の静止電流ドレンを低く保つための値の大きい抵抗です。この配置(図3を参照)では、I_{OUT}を100μAに設計でき、 V_{DROP} の補償精度を維持できます。無負荷時に、帰還抵抗を流れる静止電流(I_Q)を非常に低く保てます。

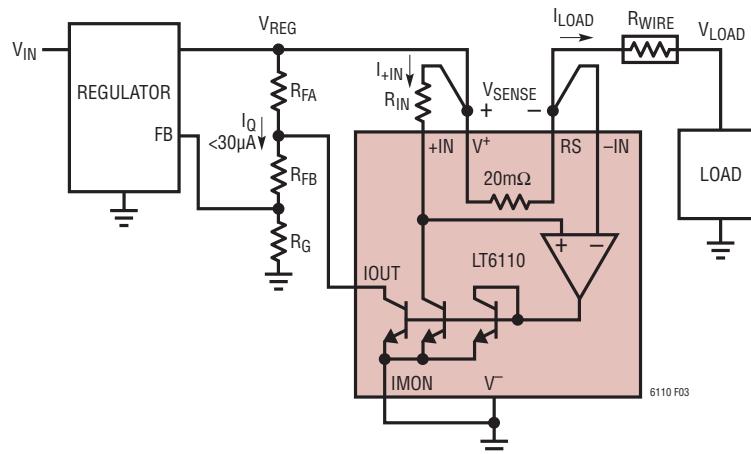


図3.3つのレギュレータ抵抗を使用した低静止電流ワイヤ補償

アプリケーション情報

図3で、 R_F は R_{FA} と R_{FB} に分割されています。 V_{REG} は、レギュレータの無負荷時の静止出力電圧です。これらの2つの帰還抵抗の設計は、次のとおりです。

$$R_{FA} = \frac{V_{DROP}}{I_{OUT}}$$

I_{OUT} のサイズは、全負荷電流において $100\mu A$ にすることがで、この抵抗のみが V_{DROP} 補償電圧を生成します。

$$R_{FB} = \frac{V_{REG} - V_{FB}}{I_Q} - R_{FA}$$

I_Q は、抵抗列を流れる無負荷時の静止電流です。

図4は、LT6110と、6フィートの銅より線(ワイヤ抵抗: $300m\Omega$)を介して接続された2A負荷による電圧損失を補償する、3つの抵抗による電圧設定テクニックを使用した回路を示しています。LT3980は、負荷電流がない場合に帰還抵抗列にわずか $10\mu A$ の電流(I_Q)を流すことで $5V$ を出力する2A降圧スイッチング・レギュレータです。2Aの全負荷で、LT6110は内部 $20m\Omega$ 検出抵抗を使用し、 I_{OUT} で $100\mu A$ を生成し、 $640mV$ の電圧低下を補償します。

電流を基準とするレギュレータの電源の補償

図5は、電流を基準とするレギュレータであるLT3080を使用した、ケーブル電圧低下補償回路を示しています。高精度な $10\mu A$ 設定電流(I_{SET})は、直列接続された2つの抵抗を通してソースされ、離れた場所の負荷の出力電圧を設定します。負荷を接続するケーブルの電圧低下を補償するには、この抵抗ペアに追加の電流を供給し、出力電圧を上げる必要があります。LT6110は、IMONピンにソース電流を供給します。また、この電流は、負荷に供給される電流に正比例します。この電流は、通常の I_{OUT} 電流の3倍です。この回路を設計するには、次の式が使用されます。

$$V_{REG} = I_{SET} \cdot (R_{SET1} + R_{SET2})$$

$$V_{SENSE} = I_{LOAD} \cdot R_{SENSE}$$

$$I_{+IN} = \frac{V_{SENSE}}{R_{IN}}$$

$$I_{IMON} = 3 \cdot I_{+IN}$$

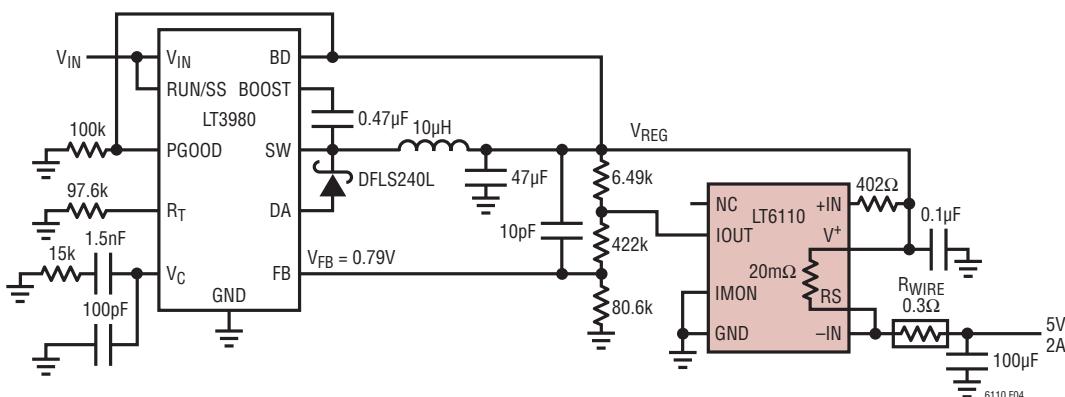


図4. ケーブル電圧降下補償回路 LT6110 を備えた降圧レギュレータ LT3980

アプリケーション情報

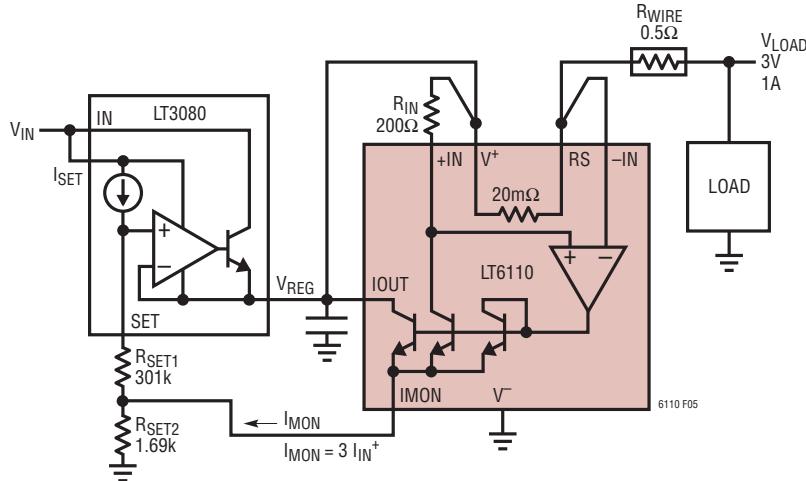


図5. 電流を基準とするLDOを使用したワイヤ損失補償

I_{LOAD(MAX)}におけるV_{DROP}を補償するには、次のように設定します。

$$R_{SET2} = \frac{V_{DROP}}{I_{IMON}}$$

and

$$R_{SET1} = \frac{V_{REG}}{I_{SET}}$$

例として、この3Vレギュレータで1Aの負荷電流における500mVのケーブル電圧低下を補償するために、I_{+IN}を100μAに設定して、最高精度を実現します。そのとき、次のようになります。

最も近い1%許容差の標準の抵抗値を使用して、R_{SET1} = 301kおよびR_{SET2} = 1.69kになります。

$$R_{IN} = \frac{1A \cdot 20m\Omega}{100\mu A} = 200\Omega$$

出力を基準とした可変電圧レギュレータの補償

多くの可変電圧レギュレータは、出力ピンと調整ピンの間の電圧を設定するフロート電圧リファレンスからバイアスされます。3端子固定電圧レギュレータも、グランド端子をバイアス・アップすることで可変電圧にできます。帰還抵抗列は、出力電圧を設定するために使用します。これらの抵抗を流れる電流量を、調整ピンのバイアス電流によって起きる誤差が最小になるレベルまでスケーリングします。

図6に示すように、LT6110は、IMONピンから供給される電流を使用して、ケーブル電圧低下補償を追加できます。精度を維持するため、IMONの電圧はV⁻(この例ではグランド)の5V以内に維持する必要があります。電圧レギュレータ設定列内のボトム抵抗に2つの抵抗を使用することで、ケーブル電圧低下補償電圧を、IMONピンに現れるグランドに近い電圧に追加できます。

7A可変電圧レギュレータのLT1083を使用してこの回路を設計するには、次の式を使用します。

OUTピンとADJピン間のV_{REF} = 1.25V、I_{ADJ} = 75μA(標準)

$$I_{SET} = \frac{V_{REF}}{R_1} \gg I_{ADJ}$$

$$V_{LOAD} (I_{LOAD} = 0) = (I_{SET} + I_{ADJ}) \cdot (R_2 + R_G) + V_{REF}$$

$$V_{SENSE} = I_{LOAD} \cdot R_{SENSE}$$

$$I_{+IN} = \frac{V_{SENSE}}{R_{IN}}$$

$$I_{IMON} = 3 \cdot I_{+IN}$$

例として、図6に、250mΩのワイヤ抵抗で、離れた場所に接続された5Aの負荷に対応する12Vレギュレータを示します。負荷電流がこれより高い場合、外付けの25mΩ検出抵抗を使用します。そのような高電流アプリケーションでは、ケーブル降下電圧は大きくなります。

$$V_{DROP} = I_{LOAD(MAX)} \cdot (R_{SENSE} + R_{WIRE}) = 5A \cdot 275m\Omega = 1.375V$$

アプリケーション情報

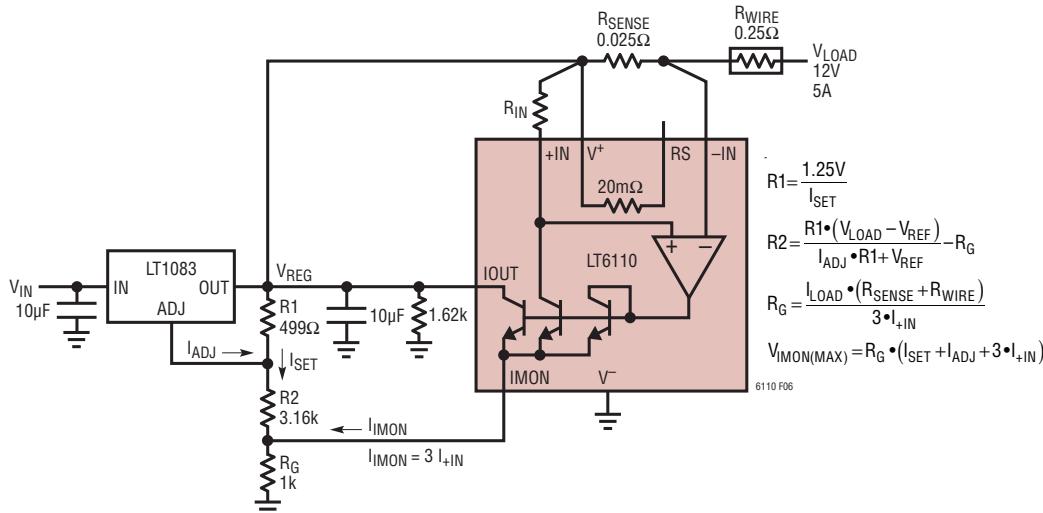


図6. 高電流の可変電圧レギュレータを使用したワイヤ補償

レギュレータ出力電圧を設定して $I_{LOAD}(\text{MAX})$ における V_{DROP} を補償するため、次の手順を使用できます。

$$I_{SET} \gg I_{ADJ} \text{ とし、 } I_{SET} = 33.3 \cdot I_{ADJ} \text{ ならば、 } I_{SET} = 2.5\text{mA}$$

$$R1 = \frac{V_{REF}}{I_{SET}} = \frac{1.25\text{V}}{2.5\text{mA}} = 499\Omega$$

無負荷電流の 12V 出力に対しては、次のようにになります。

$$(R2 + R_G) = \frac{V_{LOAD} - V_{REF}}{I_{SET} + I_{ADJ}} = \frac{10.75\text{V}}{2.575\text{mA}} = 4.175\text{k}$$

抵抗 R_G は、最大負荷電流の補償電圧を生成するために使用されます。 R_G の値を小さくすると、無負荷時の電圧設定誤差を最小限に抑えられますが、ケーブル電圧降下損失を補償するために LT6110 の IMON ピンからより多くの電流を供給する必要があります。IMON ピンの電流は、30μA ~ 3mA の範囲で最も高精度になります。

$$R_G = \frac{V_{DROP}}{I_{MON}}$$

1.375V の補償を行うには、 R_G として分かりやすい値の 1k 抵抗を使用した場合、IMON ピンから 1.375mA の供給を必要とします。これは、正確な電流レベルの範囲の中央に近いものです。

この R_G を選択した場合、次のようにになります。

$$R2 = 4.175\text{k} - 1\text{k} = 3.175\text{k}$$

3.16k の標準の 1% 許容値を使用して、無負荷の出力電圧を 12V に設定します。

LT6110 の補償電流を設定するには、 R_{IN} を次のように選択する必要があります。

$$R_{IN} = \frac{V_{SENSE}}{I_{+IN}} = \frac{V_{SENSE}}{\frac{I_{MON}}{3}}$$

$$V_{SENSE} = 5\text{A} \cdot 25\text{m}\Omega = 125\text{mV},$$

$$\frac{I_{MON}}{3} = \frac{1.375\text{mA}}{3} = 460\mu\text{A} \text{ so}$$

$$R_{IN} = \frac{125\text{mV}}{460\mu\text{A}} = 271\Omega$$

274Ω の標準値を使用します。

IOUT ピンは、12V レギュレータ出力に接続できます。LT1083 は、10mA の最小出力負荷電流を必要とするため、追加の 1.62k 抵抗を出力に追加します (I_{LOAD} が常に 10mA を超える場合は不要)。

IMON ピンに現れる電圧は、補償回路の精度に影響を与える可能性があるため、注意が必要です。この例では、全負荷電流および電圧補償で電圧が最大化します。この電圧は、次の式で表すことができます。

$$V_{IMON}(\text{MAX}) = (I_{SET} + I_{ADJ} + I_{MON}) \cdot R_G = (2.5\text{mA} + 75\mu\text{A} + 1.375\text{mA}) \cdot 1\text{k} = 3.95\text{V}$$

アプリケーション情報

誤差要因

LT6110の出力電流では、接続ワイヤ電圧低下が小さい場合でも大きい場合でも、信頼性の高い補償が可能です。LT6110を使用すると、離れた場所の負荷における電圧レギュレーションが劇的に改善できます。適切に設計されたケーブル電圧低下補償を適用することで、負荷電圧のばらつきは、生成された補償電圧の誤差だけに抑制できます。電圧誤差は、複数の回路特性の組み合わせで構成されます。

この誤差を特定する最初のステップは、必要な補償電圧の値を知ることです。図7は、考慮すべきさまざまな誤差項を示すサンプル回路です。この例では、5Vレギュレータが、6フィート(約2メートル)の28AWG (7/36) フックアップより線を介して、離れた場所の負荷に最大2Aを供給します。2Aの電流では、28ゲージが最も細く、低コストで適合するワイヤです。ここから、ワイヤ抵抗を推測できます。ワイヤ抵抗の表4から、6フィートの28AWG (7/36) のDC抵抗が $R_{WIRE} = 6ft \cdot 63.3m\Omega/ft = 380m\Omega$ と算出できます。この場合、

2Aの全負荷電流で、760mVのV_{DROP}が生成されます。補償器LT6110を使用しない場合、負荷における5V電源のレギュレーションは15%になります。

このサンプル設計では、LT6110の $20m\Omega$ の内部検出抵抗を使用するものとし、電圧レギュレータの帰還抵抗ネットワークを補償目的で変更または最適化することはできないものと仮定します。補償電圧の生成に使用される R_F は $10k$ に固定され、補償器が接続する帰還ノードのリファレンス電圧は $0.8V$ です。これらのパラメータから、基本的な補償回路を簡単に設計できます。

全負荷時の V_{SENSE} は、 $20m\Omega \cdot 2A$ 、すなわち $40mV$
要求される補償電圧(V_{COMP})は、次のとおりです。

$V_{WIRE} + V_{SENSE}$ 、760mV + 40mV、すなわち 800mV

この補償電圧を生成するには、帰還抵抗(R_F)に V_{COMP}/R_F 、
800mV/10kの電流を流して I_{OUT} を $80\mu A$ にする必要があります。
これは、 I_{OUT} ピンの入力電流の高精度範囲($30\mu A \sim 300\mu A$)に十分含まれます。

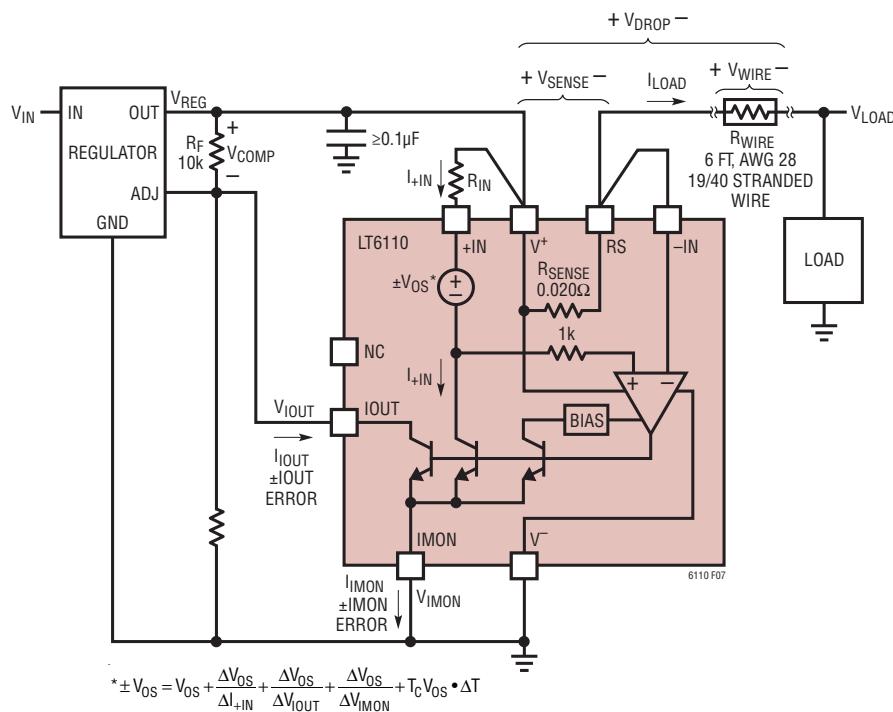


図7. ケーブル電圧降下補償の誤差要因

アプリケーション情報

全負荷時にこの電流を生成するには、 R_{IN} 値が V_{SENSE}/I_{OUT} 、40mV/80μA、すなわち 500Ω である必要があります。最も近い標準許容差 1% の値である 499Ω を使用すれば十分です。この R_{IN} のわずかな値の変化以外、他の誤差項を考慮することなく、ほとんど完璧なケーブル電圧低下補償が可能です。理論上の負荷レギュレーションは、15% から 0.01% 未満に改善できます。

唯一かつ最大の補償誤差要因は、接続ワイヤの抵抗が設計時の想定と異なることです。これは、温度、経年変化、場合によっては腐食などが原因で起こります。補償器回路内部で、部品の許容差と誤差項が合わさり、完璧に近い補償の設計値からのずれが生じます。図 7 は、この単純な設計例と、LT6110 のさまざまな誤差要因を示しています。すべての誤差項は、「電気的特性」の表から得られます。補償器の設計の誤差項には、次のものがあります。

- R_{SENSE} の許容差
- R_{IN} の許容差
- R_F の許容差
- V_{OS} は、内部電流検出アンプのオフセット電圧(μV 単位)です。
- $\Delta V_{OS}/\Delta I_{+IN}$ は、電流検出アンプの有限利得によって生じる誤差項です。

これは、検出電圧とそれによる入力電流が 0 から最大値にわたって変化することによる、オフセット電圧の変化を表します。この値は mV/mA で指定される係数(Ω)で、 R_{IN} と直列の小さな抵抗として考慮されます。この小さな抵抗にかかる電圧は、総オフセット電圧の項に含まれます。 I_{+IN} 電流の変化は、LT6110 が精度向上のためにトリミングされる 100μA を基準としています。

- $\Delta V_{OS}/\Delta V_{IOUT}$ は、 I_{OUT} ピンに印加される電圧の変化によって生じるオフセット電圧の変化を表し、mV/V で指定されます。 V_{IOUT} の変化は、LT6110 が精度向上のためにトリミングされる 1.2V DC を基準としています。
- $\Delta V_{OS}/\Delta V_{IMON}$ は、 $IMON$ ピンに印加される電圧の変化によって生じるオフセット電圧の変化を表し、mV/V で指定されます。
- I_{OUT} 電流誤差は、内部電流ミラーの精度です。これは、 I_{+IN} からのパーセント偏差です。
- $IMON$ 電流の誤差は、 $IMON$ 出力に供給される内部ミラー電流の合計の精度です。これは、 $3 \cdot I_{+IN}$ からのパーセント偏差です。
- 温度関連の誤差(「温度の誤差」のセクションを参照)

表 1 は、図 7 の設計のすべての誤差項を積み重ねた例です。この表は、25°C で見られる標準的な変動を使用しています。これは、起こりうるすべての動作条件を網羅した厳密なワーストケース分析ではなく、通常状態で負荷レギュレーションを改善するためのヒントとして提供するものです。

この例では、すべての標準の誤差項を含めても、LT6110 は、離れた場所の負荷における電圧レギュレーションを 10 倍改善します。LT6110 を使わずに同等の負荷電圧安定性を実現するには、ケーブル電圧降下の損失量を減らす必要が生じます。そのために最も簡単な方法は、負荷を接続するワイヤのゲージを大きくすることです。2A の全負荷電流において負荷電圧を 76mV 変化させるには、ワイヤ抵抗がわずか 38mΩ である必要があり、長さ 6 フィートの場合 18AWG ゲージのワイヤが必要になります。ワイヤ・ゲージを大きくすると、コストが跳ね上がるとともに、負荷への配線の柔軟性が損なわれます。以上が、考慮すべき 2 つの設計上の妥協点です。

アプリケーション情報

表1.25°Cで予測される標準的な分散を使用した補償誤差

FIGURE 7 DESIGN EXAMPLE.TOTAL VDROP TO COMPENSATE = 744mV, I _{+IN} = 74.6μA				FOR MAXIMUM V _{COMP}		FOR MINIMUM V _{COMP}	
TERM	DESIGN VALUE/SPEC	UNITS	COMMENT/CALCULATION	TYPICAL ERROR	VALUE	TYPICAL ERROR	VALUE
R _{SENSE}	20	mΩ	Internal Sense Resistor	7.50%	21.5	-7.50%	18.5
R _{IN}	499	Ω		-0.5%	496.5	0.5%	501.5
V _{OS}	0	μV		-100	-100	100	100
ΔV _{OS} /ΔI _{+IN}	0	mV/mA	Relative to I _{+IN} = 100μA	-0.15	-0.15	0.15	0.15
ΔV _{OS} /ΔV _{IOUT}	0	mV/V	Relative to V _{IOUT} = 1.2V	-0.005	-0.005	0.005	0.005
ΔV _{OS} /ΔV _{IMON}	0	mV/V	Relative to V _{IMON} = 0V	-0.3	-0.3	0.3	0.3
Total V _{OS}	V _{OS} + ΔV _{OS} /ΔI _{+IN} (100μA - 80μA) + ΔV _{OS} /ΔV _{IOUT} (1.2V - 0.8V) + ΔV _{OS} /ΔV _{IMON} •0V						
		μV			-105		105
I _{IOUT} Error	0	%	% I _{IOUT} Current Error Relative to I _{+IN}	0.5	0.5	-0.5	-0.5
I _{IMON} Error	0	%	% IMON Current Error Relative to 3 • I _{+IN}	1.5	1.5	-1.5	-1.5
Summary of Terms							
V _{SENSE}	40	mV	I _{LOAD(MAX)} • R _{SENSE}		43		37
I _{+IN}	80.2	μA	(V _{SENSE} - Total V _{OS})/R _{IN}		86.8		73.6
I _{IOUT}	80.2	μA	I _{+IN} • (1 + I _{IOUT} Error)		87.2		73.2
I _{IMON}	240.6	μA	3 • I _{+IN} • (1 + I _{IMON} Error)		264.4		219.6
R _F	10	kΩ	Fixed Resistor Value in Power Source	0.5%	10.05	-0.5%	9.95
V _{COMP}	802	mV	I _{IOUT} • R _F		876		728
V _{COMP} Error	0	%			9.2		-9.2
With Compensation							
V _{LOAD_ERROR}	2	mV	V _{COMP} - V _{DROP}		76		-72
Load Regulation	0.03	%			1.52		-1.44

周波数応答と過渡事象

LT6110は、180kHzの-3dB帯域幅を持ちます。このスムーズな周波数応答を、図8に示します。これにより、検出された入力電圧から補償出力電流への応答時間が決まります。電源は、一般的に大きな出力容量を持ち、ループ応答の帯域幅は、LT6110よりずっと遅くなります。ケーブル電圧降下補償ループの動作は電源よりずっと高速なため、離れた場所の負荷をドライブしても、ループの安定性にはほとんど影響はありません。

負荷電流の高速もしくは段階的変動について、補償ループの応答時間が有限であることにより、電源の出力および離れた場所の負荷においていくらかの過渡現象が観察されます。観察される過渡電圧の量は、負荷を接続しているワイヤの両端で使用されている電源バイパス・コンデンサのサイズと品質にほとんど依存します。これらの過渡現象の例を図9

に示します。整定中のリンクは、制御ループにフィルタ部品を追加することで平滑化できます。レギュレータの帰還抵抗(R_F)をまたぐように小さな帰還コンデンサを付けることで、過渡事象を効果的に平滑化できます。使用すべき具体的な値は、そのアプリケーションの部品の値によって変わります。

過渡事象に関する重要な考慮事項として、突然の開放または高電流状態からの負荷電流の除去があります。LT6110によって補償電圧が降下される前に、負荷が過電圧になるリスクがあります。この潜在的な問題を解決するために良い方法は、レギュレータまたは電源の出力の容量より大きい容量を使用して、離れた場所の負荷をバイパスすることです。図10は、100μF負荷を使用した負荷除去の過渡現象を示しています。幸運にも、ほとんどのアプリケーションにおいて、補償の量は深刻な過電圧のリスクが生じるほど大きくありませんが、常に考慮に入れる必要があります。

アプリケーション情報

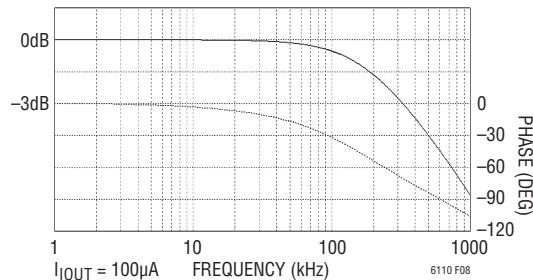


図8.LT6110の周波数応答

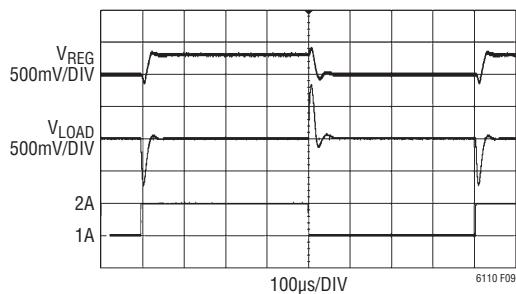
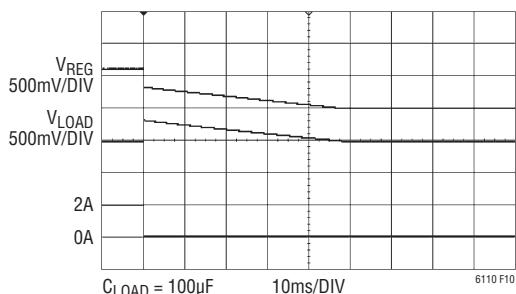
図9.補償された V_{LOAD} 

図10.負荷の除去

レギュレータ・コンデンサを使用したループ応答の調整に加え、LT6110回路内のRC極によっても周波数補償を提供できます。図11は、入力RCフィルタとLT6110を組み合わせた回路を示しています。入力RCフィルタを使用すると、LT6110の単極の応答に2つ目の極が加わります(図9)。LT6110の極は、レギュレータのオープンループ応答で零点になります。LT6110は(シャント・コンデンサを持つレギュレータの R_F と同じ機能を提供するため)このループの帰還経路に含まれます。

LT6110のRCフィルタによるループ補償は、レギュレータのループが帰還分周器において零点で補償される場合必要ありません(「レギュレータのループ安定性」のセクションを参照)。

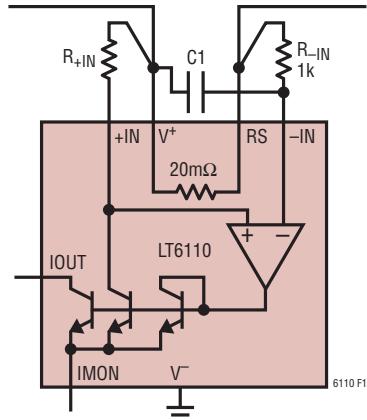
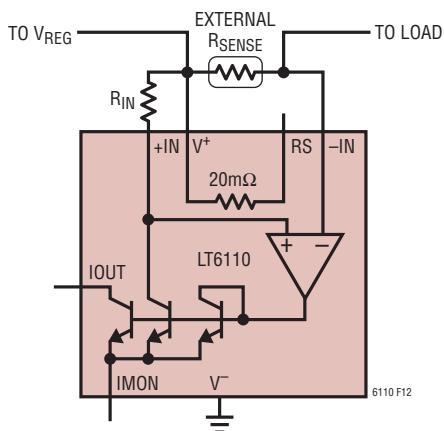


図11.LT6110の周波数補償

外付けの電流検出抵抗

LT6110の内部電流検出抵抗(R_{SENSE})は、最大負荷電流が3A未満の多くのアプリケーションで役立つよう、提供されています。高電流に対応するため、もしくは高精度なワイヤ損失補償を実現するため、外付けの検出抵抗を使用できます。外付けの R_{SENSE} 抵抗としては、値の低い電流検出またはシャント抵抗、インダクタのDC抵抗(DCR)、もしくはプリント回路基板トレースの抵抗が使用できます。図12は、外付けの検出抵抗を使用したLT6110の回路構成を示しています。 RS ピンの内部抵抗の配線は開放されています。

図12.外付け R_{SENSE} の使用
(抵抗、インダクタ、またはPCBトレース)

LT6110

アプリケーション情報

外付けのRSENSEの値によって、V_{SENSE}電圧が決まります。I_{OUT}が100μAの場合、50mVのV_{SENSE}は、V_{OS}による補償I_{OUT}電流の誤差を1%未満に最小化するのに十分な大きさです(図13を参照)。

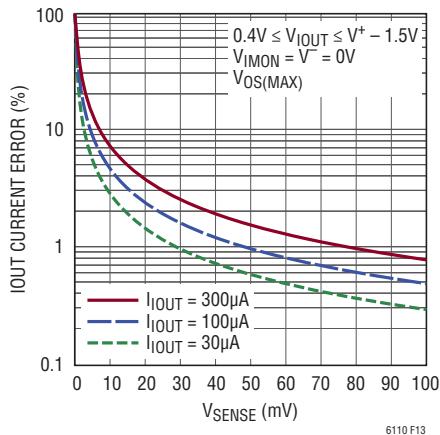


図13.V_{SENSE}

高精度電流シャント抵抗

LT6110と高精度な外付けのRSENSEを使用することで、高精度で、V_{LOAD}誤差の極めて少ない補償回路を実装できます。許容差が±1%～±5%もしくはそれより良いRSENSE抵抗を使用することで、部品間のばらつきによるI_{OUT}の補償電流誤差が大きく削減されます。また、外付け検出抵抗の温度係数が小さい(標準±100ppm/°CのTCR)ことにより、動作温度が高い場合のRSENSEによる総電圧降下損失への影響が大きく削減されます。図14は、外付けRSENSEを使用したLT6110を持つ5V、3.5A降圧レギュレータを示しています。表2は、一般的な電流検出抵抗の一覧です。

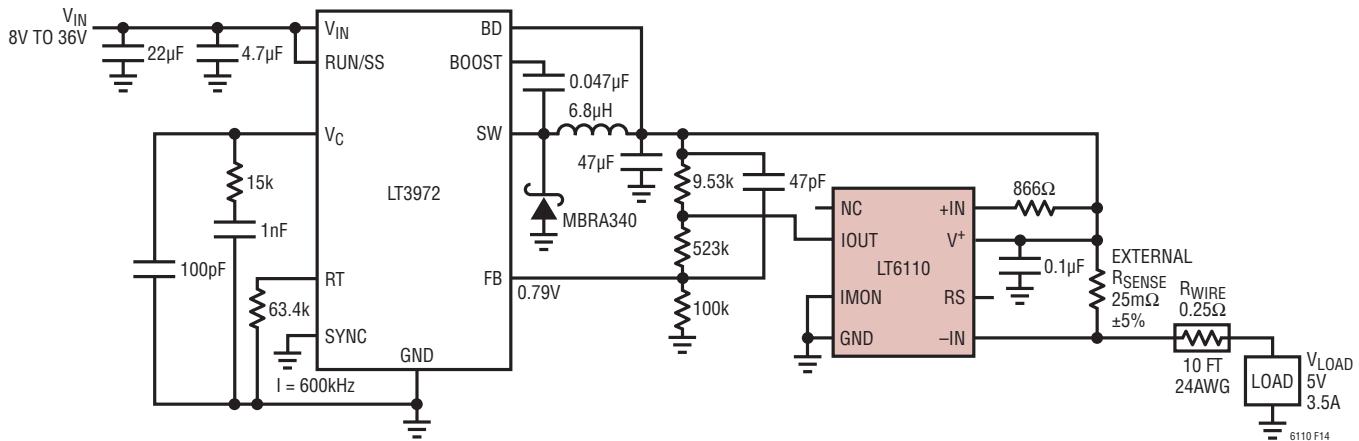


図14. 外付けRSENSEを持つLT6110とLT3972降圧レギュレータ

表2. 表面実装のRSENSE抵抗

PART NUMBER THICK FILM	VALUE RANGE	TOLERANCE	TCR	POWER	SIZE
IRC LRC-LRF-2512	2mΩ to 1Ω	1% to 5%	100ppm	2W	2512
Stackpole Electronics CSR2512	10mΩ to 1Ω	1% to 5%	200ppm	2W	2512
Vishay RCWE2512	33mΩ to 51Ω	1% to 5%	200ppm	2W	2512
Panasonic ERJM1W	1mΩ to 20mΩ	1% to 5%	100ppm	2W	2512
Susumu PRL1632	10mΩ to 100mΩ	1% to 2%	100ppm(20mΩ to 51mΩ)	1W	1206
Susumu PRL3264	10mΩ to 100mΩ	1% to 2%	100ppm(20mΩ to 51mΩ)	2W	2512

アプリケーション情報

R_Fインダクタによる銅抵抗

銅ワイヤで作られたインダクタは、小さいDC抵抗(DCR、すなわちR_{COIL})を持っています。その温度係数は、離れた場所の負荷を接続する銅ワイヤと同等です。銅ワイヤの抵抗の温度係数は正で、約+3900ppm/°Cです。電流検出抵抗と、離れた場所の負荷が同じ動作環境にあり、その温度を上昇させた場合、R_{SENSE}の抵抗の増加によってV_{SENSE}とLT6110の補償電流の両方が増加し、負荷へのワイヤ電圧低下が直接トラッキングされ打ち消されます(「温度の誤差」セクションを参照)。表3は、外付けのR_{SENSE}抵抗としての使用に適した小型空心インダクタの一覧を示しています。

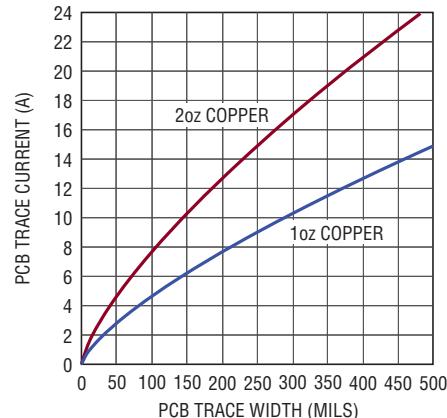
表3. 外付けR_{SENSE}に適した、Coilcraftの小型空心インダクタ

COILCRAFT PART NUMBER	INDUCTANCE (nH)*	DCR NOMINAL (mΩ) ($\pm 6\%$ TYPICAL)	I _{RMS} (A)
0908SQ-27N	27	8.5	4.4
2222SQ-221	221	9.8	5
1010 US-141	146	3.1	14

*インダクタンスは、電流検出に関係しません。

PCBの銅抵抗

負荷電流が高く、負荷レギュレーション仕様の精度が高くなきアリケーションでは、プリント回路基板(PCB)のトレースの抵抗を検出抵抗として使用することで、外付けのR_{SENSE}抵抗のコストを削減できます。この抵抗(R_{PCB})は、銅の抵抗率(ρ)、PCBの銅箔厚(T)、トレース幅(W)、およびトレース長(L)の関数で、 $R_{PCB} = \rho \cdot (L / (T \cdot W))$ と表せます。標準的なPCB製造法では、トレース抵抗の許容差は $\pm 15\%$ に制限されます。単純化したR_{PCB}計算では、長さを幅と同じとみなす(L/W = 1)、1オンスの銅に対して0.5mΩ、2オンスの銅に対して0.25mΩと概算します(いずれも1平方トレース面積あたり)。PCBトレースの最大電流は、トレースの断面積、トレース幅(W)と銅箔厚(T)の積、許容されるトレースの温度上昇量に依存します。図15のグラフは、1オンス(T = 1.4mil)および2オンス(T = 2.8mil)の銅における、温度上昇が10°C未満のときのPCBトレースの電流とPCBトレース幅の関係を示しています(このグラフは、ANSI IPC2221基準に基づいて、最大トレース電流を保守的に見積もったものです)。



6110 F15

図15. PCBトレース電流とトレース幅
(温度上昇10°C未満)

例: 10AのI_{LOAD(MAX)}に対するワイヤ電圧低下を補償するため、2オンスの銅のPCBトレース検出抵抗を設計します。

60mVのV_{SENSE}は、LT6110の入力オフセット電圧による補償I_{OUT}電流の誤差を最小化するには十分な大きさです。

$$R_{PCB} = \frac{V_{SENSE}}{I_{LOAD(MAX)}} = \frac{60mV}{10A} = 6m\Omega$$

図15を使用すると、10Aの電流に対する2オンス銅の最小トレース幅は、150milです。これにより、トレースが扱える電流の容量が決まります。

トレース抵抗の値は、トレースの長さによって決まります。2オンス銅は、150mil平方当たり0.25mΩの抵抗を持ちます。総抵抗を6mΩにするには、24平方が必要です(6mΩ/0.25mΩ/平方)。PCBトレースの長さは、24平方×150mil、すなわち3.6インチになります。

蛇行レイアウトを使用すると、R_{PCB}の実装面積を削減できます。図16は、6mΩのPCB検出抵抗とV_{SENSE}のLT6110への蛇行レイアウトによる接続を示しています。蛇行抵抗のコーナー部分は、四角形の3/4とカウントします。図16において、R_{PCB}は6個の3.5矩形トレース(完全な四角形2個と、3/4四角形2個)で構成されます。R_{PCB}の6個の矩形トレースは、0.15インチ×0.15インチの四角形21個分に相当します。2オンス

アプリケーション情報

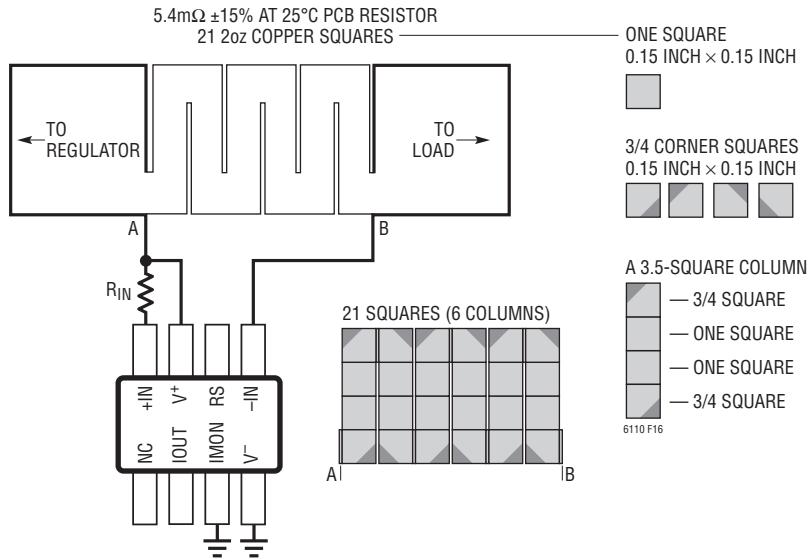


図16.LT6110とPCBトレース抵抗のレイアウト

の銅トレースを使用すると、21個の四角形の抵抗は、25°Cで $5.25\text{m}\Omega$ になります(21・四角形1個当たり $0.25\text{m}\Omega$)。追加の非常に小さいトレース抵抗は、トップとボトムのコーナーの四角形において、矩形トレースを接続する $0.015\text{ inch} \times 0.15\text{ inch}$ のトレースによるものです。接続トレースが5本あり、その抵抗の合計は、 $0.125\text{m}\Omega$ ($[0.015\text{ inch}/0.15\text{ inch}] \cdot 0.25\text{m}\Omega \cdot 5$)になります。

温度の誤差

25°Cにおける初期誤差に加え、温度変化による誤差を含める必要があります。LT6110とワイヤの周囲温度の変化には、次のものがあります。LT6110とワイヤが同じ温度である場合と、LT6110とワイヤの温度が大きく異なる場合と、LT6110回路の温度は既知でワイヤの温度は近似計算のみが可能である場合です。設計手順では、最大負荷電流において負荷電圧が $V_{REG}(\text{NOM})$ に等しくなることを目標とし、 $I_{IOUT} \cdot R_F = V_{DROP}$ に設定することで V_{DROP} を打ち消します。指定された温度範囲にわたって、 $\{I_{IOUT} \cdot R_F - V_{DROP}\}$ が0ボルトでない場合、最大負荷電流において期待される負荷電圧に誤差が生じます(たとえば、25°Cで $V_{LOAD} = 5\text{V}$ で、75°Cにおいて $\{I_{IOUT} \cdot R_F - V_{DROP}\}$ が5mVの場合、 V_{LOAD} の誤差は $100 \cdot (5\text{mV}/5\text{V}) = 0.1\%$)。

$I_{IOUT} = V_{SENSE}/R_{IN}$ であるため、温度誤差には、 R_{IN} 、 R_{SENSE} 、および V_{OS} による誤差を含める必要があります。

温度に起因するLT6110回路の誤差要因には、次のものがあります。

I_{IOUT} 電流誤差に対する温度係数は、 $-50\text{ppm/}^{\circ}\text{C}$ です。

V_{OS} 温度係数は、 $\pm 1\mu\text{V/}^{\circ}\text{C}$ です。

R_{IN} 抵抗と R_F 抵抗の温度係数は、 $\pm 100\text{ppm/}^{\circ}\text{C}$ です。

内部 R_{SENSE} 抵抗の温度係数は、 $+3400\text{ppm/}^{\circ}\text{C}$ です。

追加の温度誤差は、 R_{WIRE} によるものです。銅ワイヤの温度係数は、 $+3900\text{ppm/}^{\circ}\text{C}$ です。

I_{IOUT} 電流、 V_{OS} 、 R_{IN} 、および R_F の誤差は、内部 R_{SENSE} および R_{WIRE} の誤差と比較すると小さくなります。50°Cの温度上昇では、 I_{IOUT} 電流の誤差は0.25%、 V_{OS} の誤差は $50\mu\text{V}$ 、 R_{IN} 抵抗および R_F 抵抗の誤差は0.5%で、内部 R_{SENSE} の誤差は17%、 R_{WIRE} の誤差は19.5%です。

例として、 $V_{LOAD}=5\text{V}$ 、 $I_{LOAD}=2\text{A}$ 、 $I_{IOUT}=71.2\mu\text{A}$ 、 $R_F=10\text{k}$ 、 $R_{IN}=562\Omega$ 、 $R_{WIRE}=0.336\Omega$ とすると、次の3つの場合による V_{LOAD} 誤差が計算できます。

アプリケーション情報

ケース1: LT6110とワイヤが75°Cで、V_{LOAD}の誤差が-0.36%の場合。RSENSEの温度係数がワイヤの温度係数3900ppm/°Cと一致すると、V_{LOAD}誤差が低減されます。インダクタの銅ワイヤ抵抗を外付けのRSENSEとして使用すると、V_{LOAD}誤差は-0.025%に低減されます。

ケース2: LT6110が75°Cで、ワイヤが25°Cで、V_{LOAD}誤差が2.3%の場合。2.3%の誤差の大部分は、内部RSENSEの温度係数によるものです。外付けの±100ppm/°CのRSENSEを使用することで、V_{LOAD}誤差は±0.05%に削減されます。さらに、R_{IN}をまたぐようにサーミスタを使用してI_{OUT}電流が温度上昇とともに増加するようにすると、温度に起因するV_{LOAD}誤差を削減できます。

ケース3: LT6110が25°Cで、ワイヤが75°Cで、V_{LOAD}誤差が-2.6%の場合。誤差はすべて、温度に対する銅ワイヤ抵抗の増加によるものです。ケース3の誤差は、指定された温度の最大R_{WIRE}に対して設計することで削減できます。信頼できるメーカによる銅ワイヤの仕様が必要になります。

ワイヤ1本当たりの最大電流は、電流によるワイヤ温度の上昇、最大ワイヤ断熱温度、およびケーブル・ワイヤの本数の関数です（「銅ワイヤの情報」セクションを参照）。

表4は、研究室での測定に基づく、電流に対するAWGワイヤ抵抗のランダムなリストです。

表4.20°Cにおけるワイヤ抵抗と電流のランダム・リスト

	AWG 18 STRANDS/GAUGE 16/30	AWG 20 STRANDS/GAUGE 7/28	AWG 22 STRANDS/GAUGE 7/30	AWG 24 STRANDS/GAUGE 19/36	AWG 26 STRANDS/GAUGE 19/38	AWG 28 STRANDS/GAUGE 7/36	AWG 30 STRANDS/GAUGE 7/38
Current (AMPS)	R _{WIRE} (mΩ/ft)	R _{WIRE} (mΩ/ft)	R _{WIRE} (mΩ/ft)	R _{WIRE} (mΩ/ft)	R _{WIRE} (mΩ/ft)	R _{WIRE} (mΩ/ft)	R _{WIRE} (mΩ/ft)
1	6.53	9.61	15.42	22.47	37.97	62.31	102.36
2	6.54	9.63	15.51	22.66	38.41	63.32	109.14
3	6.56	9.68	15.66	22.99	39.08	65.23	
4	6.59	9.73	15.84	23.38	40.21		
5	6.62	9.82	15.99	23.78			
6	6.65	9.90	16.32				
7	6.71	10.02					
8	6.79	10.15					
9	6.83						
10	6.91						

銅ワイヤの情報

電子装置の電力配分に使われるワイヤは、焼きなまし（加熱して冷却した）銅ワイヤで、単位長当たりの抵抗、単位質量当たりの重量、電流容量が指定されます。米国ワイヤ・ゲージ規格において、AWGはゲージ番号で、単線の直径に対応しています（ゲージ番号が大きくなるとワイヤの直径は小さくなり、ワイヤ抵抗は大きくなり、電流容量は小さくなります）。標準の銅ワイヤは、メッキなし单線を束状により合わせ、絶縁されたバンドルにしたもので、その抵抗、重量、またはコストは、被覆（スズ、銀、またはニッケル）および、より構成（より線をまとめ、編む方法）によって決まります。より線の柔軟性は、ワイヤ・ハーネスを作り、配線するのに役立ちます。銅ワイヤの電流容量は、ゲージ番号、ワイヤ導線の本数、および動作温度に反比例します（ゲージ、導線、温度が増加すると、電流容量が低下します）。さらに、ワイヤ断熱温度の定格により、最大動作電流（標準的な断熱定格の範囲は、80°C～200°C）が決まります。

銅ワイヤの抵抗は、動作温度に正比例して増加します。銅の温度係数 α は、20°Cで0.0039/°Cです（0°C～100°Cの便利な線形近似）。R_{LOW}が温度T_{LOW}における抵抗で、R_{HIGH}が

アプリケーション情報

温度 T_{HIGH} における抵抗だとすると、温度に対するワイヤの抵抗は、次のようにになります。

$$R_{HIGH} = R_{LOW} \cdot (1 + \alpha \cdot (T_{HIGH} - T_{LOW}))$$

電流によるワイヤ内の温度上昇の近似値は、ワイヤ抵抗上昇と安全動作電流の関係を使用して、ワイヤ抵抗の抵抗値と温度の式により導き出せます。 R_{LOW} が低電流におけるワイヤ抵抗で、 R_{HIGH} が高電流におけるワイヤ抵抗で、 T_{RISE} が $T_{HIGH} - T_{LOW}$ の場合、ワイヤ内の温度上昇は次のようにになります。

$$T_{RISE} (\text{°C}) = 256.4 \cdot (R_{HIGH}/R_{LOW} - 1)$$

表4は、18AWG ~ 30AWG ワイヤの任意のグループについて、20°Cにおける測定された銅ワイヤの抵抗と電流を示しています。

例：28AWG ワイヤに 3A の電流を流す場合のワイヤ温度の上昇を求めます。表4の28AWG ワイヤの抵抗は、1A で $62.31\text{m}\Omega/\text{ft}$ R_{LOW} であり、3A で $65.23\text{m}\Omega/\text{ft}$ R_{HIGH} です。

3A のときの T_{RISE} は、 $256.4 \cdot (65.23/62.31 - 1) = 12\text{°C}$ になります。

LT6110 のワイヤ電圧降下補償を設計するには、ワイヤ抵抗と電流容量について信頼できる情報が必要です。公開されている銅ワイヤの表は、銅ワイヤ情報のクリックスタートガイドとして役立ちます。しかし、高精度な銅ワイヤデータは、定評あるメーカーで製造された使用予定の銅ワイヤのサンプルを実際に測定することで得られます。銅ワイヤの統計的に小さいサンプルは、測定のために十分です(銅ワイヤの大きなサンプルに対する、測定された質量抵抗率のずれは平均で、わずか $\pm 0.26\%$ です)。

国際軟銅規格(IACS)の質量抵抗率は、次のとおりです。

$$\text{メートル法: } 153.28 \cdot 10^{-6} (\Omega\text{-kg})/\text{m}^2$$

$$\text{英単位系: } 31.39 \cdot 10^{-6} (\Omega\text{-lb})/\text{ft}^2$$

質量抵抗率は、抵抗/長さと質量/長さの積で、必要な銅ワイヤの重量とそのコストを概算するのに役立ちます(銅ワイヤのコストは、その重量と、商品市場における銅の物価変動によって決まります)。

銅ワイヤの重量は、次のとおりです。

kg 単位の場合、 $153.28 \cdot 10^{-6}$ (長さ(m^2))/(抵抗(Ω))、ポンド単位の場合、 $31.39 \cdot 10^{-6}$ (長さ(ft^2))/(抵抗(Ω))

例: 10万フィートの 18AWG ワイヤの重量を求め、24AWG ワイヤの重量と比較します。

表4によると、18AWG では $6.5\text{m}\Omega/\text{ft}$ 、24AWG では $22.43\text{m}\Omega/\text{ft}$ です。

18AWG ワイヤの重量は、次のようにになります。

$$(31.39 \cdot 10^{-6}) \cdot [(100000)^2 / (6.5 \cdot 10^{-3} \cdot 100000)] = 483 \text{ ポンド}$$

24AWG ワイヤの重量は、次のようにになります。

$$(31.39 \cdot 10^{-6}) \cdot [(100000)^2 / (22.43 \cdot 10^{-3} \cdot 100000)] = 141 \text{ ポンド}$$

18AWG は、 $3.4 \times 24\text{AWG}$ の重量になります。

LT6110 を使用すると、ワイヤ電圧降下補償を単純化し、最もサイズが小さく低コストな銅ワイヤを指定する選択肢が得られます。

米商務省の『National Bureau of Standards Handbook 100』は、銅ワイヤ情報を網羅する情報源です。

電力損失

LT6110 の電力損失は、 I_{+IN} $100\mu\text{A}$ 未満で最小になります。 I_{+IN} 電流が仕様最大値の 1mA もしくはそれ以上の場合、最大電力損失および動作温度を考慮する必要があります。LT6110 の電力損失は、次の3つの要素の和になります。

$$V_{IOUT} \cdot I_{IOUT},$$

$$V_{REG} \cdot (I_{+IN} + I_{SUPPLY}),$$

$$I_{LOAD}^2 \cdot R_{SENSE} \text{ (内部 } R_{SENSE} \text{ を使用した場合)}$$

極端な電力損失のケースの例:

$$V_{REG} = 50\text{V}, I_{+IN} = 1\text{mA},$$

$$V_{IOUT} = 36\text{V}, I_{IOUT} = 1\text{mA},$$

$I_{SUPPLY} = 2.7\text{mA}$ (I_{SUPPLY} は I_{+IN} の関数。「標準的性能特性」の I_{SUPPLY} と I_{+IN} のプロットを参照)。

$$I_{LOAD} = 2\text{A} \text{ および } R_{SENSE} = 20\text{m}\Omega$$

LT6110 の電力損失を計算します。

$$\text{電力} = 36 \cdot 0.001 + 50 \cdot (0.001 + 0.0027) + 2^2 \cdot 0.02$$

$$\text{電力} = 0.301 \text{ ワット}$$

アプリケーション情報

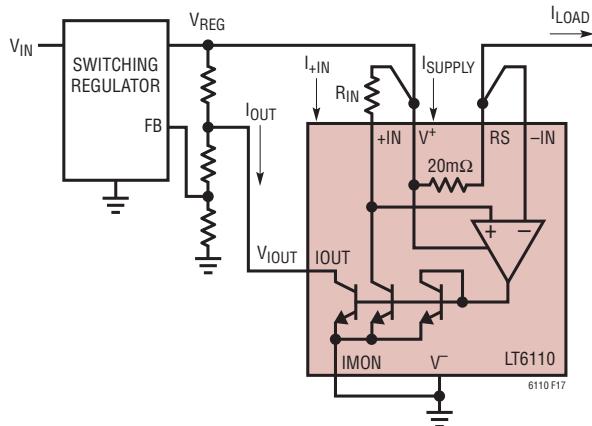
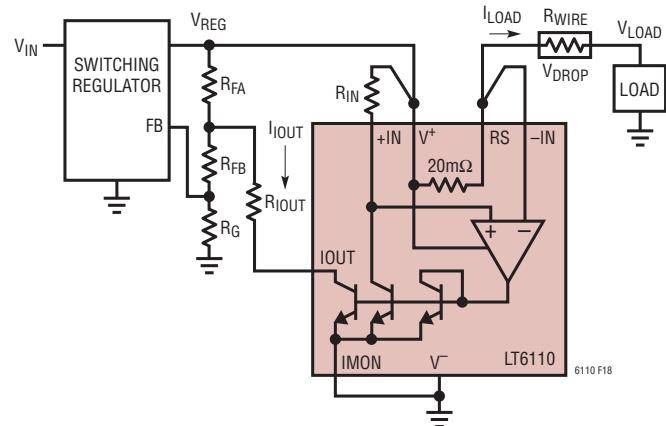


図17.LT6110の電力損失

図18.レギュレータのBOOST電圧(V_{REGMAX})の制限

最大動作周囲温度(T_{AMAX})は、 $T_{JMAX} - \theta_{JA} \cdot \text{電力}$ です。

TSOT-23パッケージの場合、 T_{JMAX} は150°Cで、 θ_{JA} は195°C/Wです。

DFNパッケージの場合、 T_{JMAX} は150°Cで、 θ_{JA} は80.6°C/Wです。

TSOT-23パッケージの場合、 $T_{AMAX} = 150^{\circ}\text{C} - 0.301\text{W} \cdot 195^{\circ}\text{C}/\text{W} = 91^{\circ}\text{C}$ です。

DFNパッケージの場合、 $T_{AMAX} = 150^{\circ}\text{C} - 0.301\text{W} \cdot 80.6^{\circ}\text{C}/\text{W} = 126^{\circ}\text{C}$ です。

レギュレータのBOOST電圧(V_{REGMAX})の制限

一部のワイヤ電圧降下補償アプリケーションでは、負荷回路全体の安全な動作を保証するために、レギュレータの出力における最大電圧を制限する必要がある場合があります。出力ピンと直列な抵抗(R_{IOUT})を追加することで、最大補償電流を制限できます。これにより、レギュレータの出力の最大BOOST電圧(V_{REGMAX})が制限されます。R_{IOUT}を流れるI_{IOUT}電流が増加することで、I_{OUT}ピンの電圧が最低レベルまで低下し、最大I_{OUT}電流が制限されます(「標準的性能特性」の「最小I_{OUT}～IMON電圧と温度」のグラフを参照)。制限されたI_{OUT}電流が1mAより大きい場合、0.1μFコンデンサをI_{OUT}ピンからグランドの間に設けて、動作を安定させる必要があります。R_{IOUT}抵抗は、レギュレータの電圧をV_{LOAD} + R_{FA} • I_{IOUT}より大きい任意の値に制限します。

設計の手順:

1. V_{REGMAX}電圧として、V_{LOAD} + R_{FA} • I_{IOUT}より大きい値を選択します。

2. R_{IOUT}を、次の式で計算します。

$$R_{IOUT} = \frac{\left(V_{LOAD} - \frac{R_{FA} \cdot V_{FB}}{R_G} \right) \cdot R_{FA}}{V_{REGMAX} - V_{LOAD}}$$

例:5Vレギュレータの出力を6V未満に制限します。

V_{LOAD} = 5V, I_{LOADMAX} = 2A, I_{IOUT} = 100μA。

R_{FA} = 6.49k, R_{FB} = 422kおよびR_G = 80.6k, R_{IN} = 402Ω, V_{FB} = 0.79V(図4)。

R_{IOUT}を、次の式で計算します。

$$R_{IOUT} = \frac{\left(5 - \frac{6490}{80600} \cdot 0.79 \right) \cdot 6490}{6 - 5}$$

R_{IOUT} = 32kおよび5.649V ≤ V_{REGMAX} ≤ 6V。

V_{IOUT}の制限

I_{OUT}ピン(V_{IOUT})の絶対最大電圧は、36Vです。V_{IOUT}が36Vより大きい場合、I_{OUT}ピンからレギュレータの抵抗の間にツエナー・ダイオードを挿入し、I_{OUT}ピンからV₋の間に抵抗を挿入することで、V_{IOUT}電圧を36V以下に制限できます。ツエナー・ダイオードの電圧(V_{ZENER})は、通常、最小値と最大値を持つ定格電圧として指定されます。V_{IOUT}を制限するには、ツエナーの最小定格電圧(V_{ZENERMIN})を使用します。V_{ZENERMIN}は、通常、2mA～5mAの電流およびLT6110の低いI_{OUT}電流(≤1mA)で指定され、実際のV_{ZENERMIN}は、ダイオードのデータシートに記載されている最小電圧の

アプリケーション情報

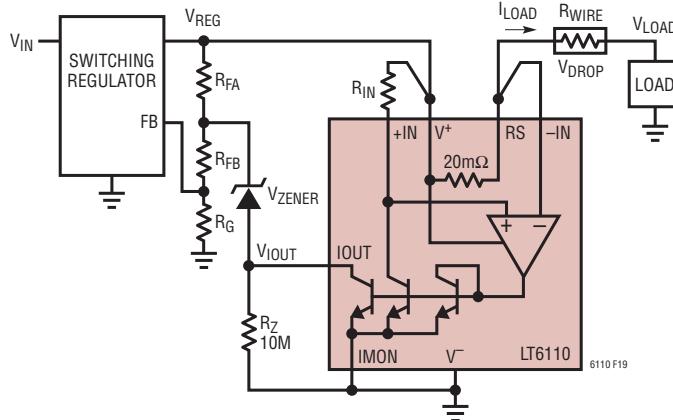


図19.IOUTピンで電圧を制限($V_{OUT} \leq 36V$)

2V以下の値を取ることができます。そのため、計算された $V_{ZENERMIN}$ 電圧より最低でも2V大きい最小電圧を持つツェナー・ダイオードを選択します。

$$V_{ZENERMIN} \geq V_{REGMAX} - \left(\frac{R_{FA} \cdot V_{FB}}{R_G} + \left(V_{IOUT} + I_{IOUT} \cdot R_{FA} + \right) \right)$$

$$V_{REGMAX} = V_{LOAD} + I_{LOADMAX} \cdot (R_{SENSE} + R_{WIRE})$$

例: V_{IOUT} を20Vに制限します。

$$V_{LOAD} = 48V \text{ and } I_{LOADMAX} = 2A, R_{WIRE} = 1\Omega.$$

$$R_{SENSE} = 20m\Omega, R_{FA} = 20.5k, R_{FB} = 453k, R_G = 12.4k, R_{IN} = 402\Omega, V_{FB} = 1.223V, I_{IOUT} = 100\mu A.$$

$$V_{REGMAX} = 48 + 2(0.02 + 1) = 50.04V \text{ を計算します。}$$

$V_{ZENERMIN}$ を次の式で計算します。

$$V_{ZENERMIN} \geq 50.04 - \left(\frac{20 + (100 \cdot 10^{-6}) \cdot}{(20.5 \cdot 10^3) +} \right) \left(\frac{20.5 \cdot 10^3}{12.4 \cdot 10^3} \cdot 1.223 \right)$$

$$V_{ZENERMIN} = 26V \text{ となります。}$$

ツェナー・ダイオードの最小電圧は、28Vである必要があります。

ワイヤ補償しきい値の設定

軽負荷電流の場合、ワイヤ電圧降下補償が適切でない場合があります。 $+IN$ ピンからグランドに追加の抵抗(R_{IN2})を

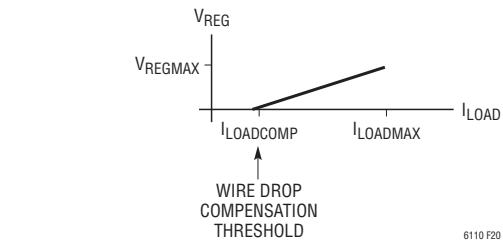
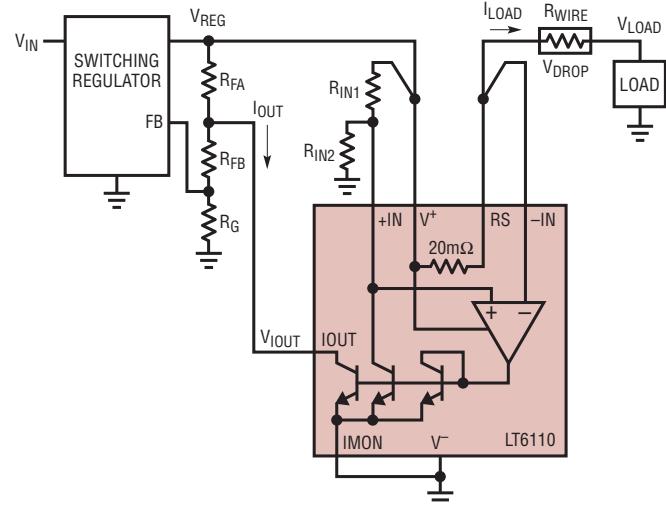


図20.ワイヤ電圧低下補償のしきい値の設定

入れることで、ワイヤ電圧降下補償を開始する負荷電流しきい値($I_{LOADCOMP}$)を設定できるようになります。負荷電流が $I_{LOADCOMP}$ のとき、負荷における電圧誤差が最大になります。 I_{LOAD} が $I_{LOADCOMP}$ より大きい場合、負荷における電圧誤差は、 $I_{LOADMAX}$ で0に減少します。

設計の手順:

1. しきい値電流を選択します。
2. R_{IN1} と R_{IN2} を次の式で計算します。

$$R_{IN1} = \frac{I_{LOADMAX} \cdot R_{SENSE}}{I_{IOUT}} - \frac{I_{IOUT}}{\frac{V_{LOAD}}{I_{LOADCOMP} \cdot R_{SENSE}} - 1}$$

$$R_{IN2} = \left(\frac{V_{LOAD}}{I_{LOADCOMP} \cdot R_{SENSE}} - 1 \right) \cdot R_{IN1}$$

例: 1Aでワイヤ電圧低下補償が開始するよう設計します。

$V_{LOAD} = 5V, I_{LOADMAX} = 3.5A, R_{WIRE} = 0.25\Omega, R_{SENSE} = 25m\Omega$ および $I_{IOUT} = 100\mu A$ です。

アプリケーション情報

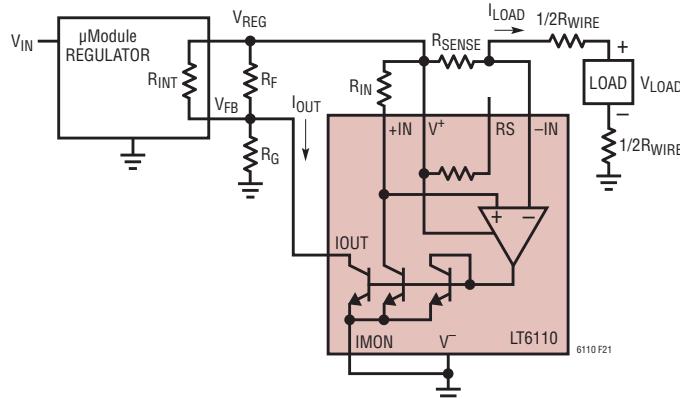


図21.μModule レギュレータとLT6110

1. $I_{LOADCOMP} = 1A$ 。
2. R_{IN1} と R_{IN2} を次の式で計算します。 $R_{IN1} = 576\Omega$ および $R_{IN2} = 115k\Omega$ 。
 $I_{LOAD} = 1A$ において $V_{LOAD} = 4.75V$ で、 $I_{LOAD} = 3.5A$ において $V_{LOAD} = 5V$ です。

μModule レギュレータを使用したワイヤ電圧降下補償

一般的に、μModule® レギュレータは、レギュレータの出力とエラーアンプの入力との間に抵抗 (R_{INT}) を持っています。この μModule 抵抗は、アクセス不可能で、LT6110 でワイヤ電圧降下補償のために必要な外付けの帰還抵抗 (R_F) と並列です (R_{INT} の値は、μModule レギュレータのデータシートに記載されています)。

設計の手順：

1. 補償電流 I_{IOUT} を選択します(標準で $100\mu A$)。

2. R_F 、 R_G 、および R_{IN} を計算します。

$$R_F = \frac{R_{INT} \cdot \frac{I_{LOAD}}{I_{IOUT}} \cdot (R_{SENSE} + R_{WIRE})}{R_{INT} - \frac{I_{LOAD}}{I_{IOUT}} \cdot (R_{SENSE} + R_{WIRE})}$$

$$R_G = \frac{R_F \cdot R_{INT}}{(R_F + R_{INT})} \cdot \frac{V_{FB}}{(V_{REG} - V_{FB})}$$

$$R_{IN} = \frac{I_{LOAD} \cdot R_{SENSE}}{I_{IOUT}}$$

例：24 フィートの 18AWG ワイヤと、LTM4600 μModule レギュレータを使用して、3V、10A 負荷を安定化します。

LTM4600 の R_{INT} は $100k\Omega$ で、帰還電圧 (V_{FB}) は $0.6V$ です。

24 フィートの 18AWG の R_{WIRE} は、 0.15Ω です。

R_{SENSE} 抵抗は、 $6m\Omega$ の PCB トレースです。

$I_{LOAD} = 10A$ で、 $I_{IOUT} = 100\mu A$ を設定します。

R_F 、 R_G 、および R_{IN} を計算します。

$I_{IOUT} = 100\mu A$ の場合、 $R_{IN} = (10 \cdot 0.006) / 0.0001 = 600\Omega$ で、最も近い 1% 抵抗 $R_{IN} = 604\Omega$ です。

$R_{IN} = 604\Omega$ の場合、 $I_{IOUT} = 99.34\mu A$ [$I_{IOUT} = (I_{LOAD} \cdot R_{SENSE} / R_{IN})$] となります。

$$R_F = \frac{10^5 \cdot \frac{10}{99.34 \cdot 10^{-6}} \cdot (0.006 + 0.15)}{10^5 - \frac{10}{99.34 \cdot 10^{-6}} \cdot (0.006 + 0.15)}$$

$R_F = 18.7k\Omega$ (最も近い 1% 値)。

$$R_G = \frac{(18.7 \cdot 10^3) \cdot 10^5 \cdot 0.6}{(18.7 \cdot 10^3 + 10^5) \cdot (3 - 0.6)}$$

$R_G = 3.92k\Omega$ (最も近い 1% 値)。

レギュレータのループ安定性

レギュレータの制御ループ応答は、さまざまな負荷、入力電圧、および温度条件に対して最適化されています。LT6110をレギュレータ回路に追加しても、制御ループの安定性を乱しません。しかし、LT6110によって追加される極により、ループの位相マージンが減少します。LT6110の極がループに与える効果は、帰還分周器の零点によって簡単に補償できます。

図22は、制御ループにLT6110を持つ、電流モード降圧レギュレータに対する小信号モデルを示しています。エラーアンプ出力 (V_C) からモジュレータ出力 (V_{REG})、帰還分周器出力 (V_{FB}) への開ループ伝達関数は、 $(V_{REG}/V_C) (V_{FB}/V_{REG}) (V_C/V_{FB})$ になります。

このループのDC利得は、モジュレータの利得 ($g_m \cdot R_{LOAD}$)、エラーアンプの利得 ($g_e \cdot R_e$)、および帰還率 (V_{REF}/V_{REG}) の積に等しくなります。

レギュレータの全体的な制御ループ周波数応答は、いくつかの極と零点の組み合わせによって決定されます。ループ補償は、エラーアンプの出力における R_1 と C_1 の零点によって提供されます。この零点は、ループのクロスオーバ周波数の近くに正方向の位相を追加し、最適な位相マージンを実現するために調

LT6110

アプリケーション情報

BUCK REGULATOR MODEL

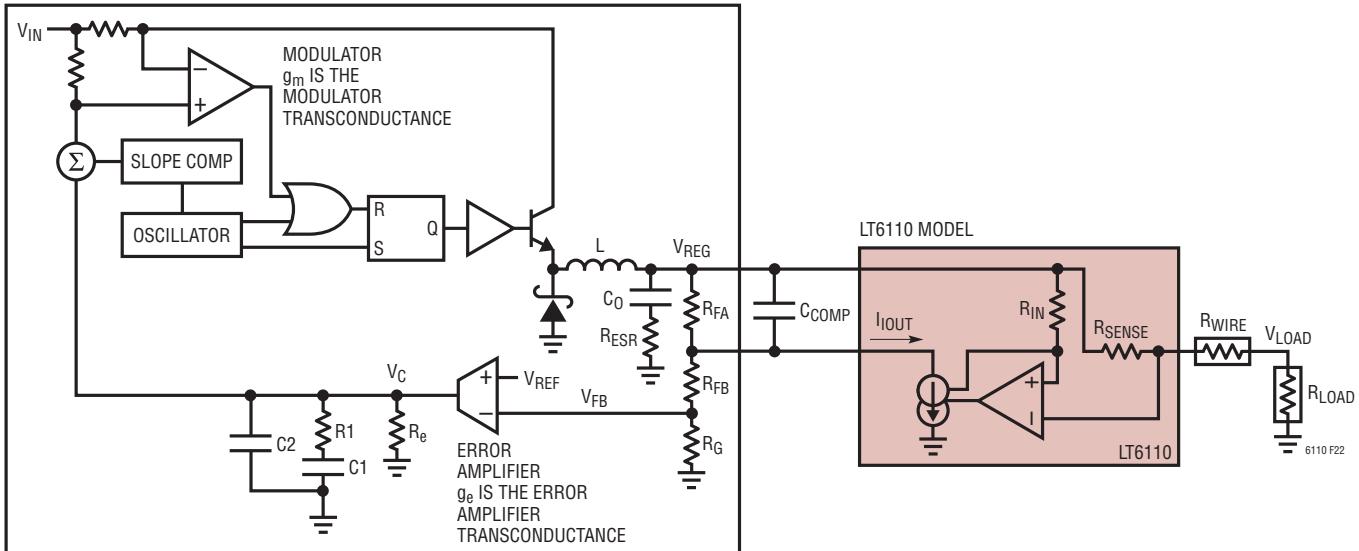


図22. 小信号モデル:LT6110と電流モード降圧レギュレータ

整されます。レギュレータのループ補償、トランジエント応答、および安定性については、AN76に詳細に記述されています。

制御ループ内のLT6110は、160kHzの近くに極を導入します（「標準的性能特性」のグラフより）。この極により、ループの最適化された位相マージンが減り、負荷過渡オーバーシュートと、場合によってレンギングが生じます。レギュレータの帰還抵抗(R_{FA})と並列にコンデンサ(C_{COMP})を追加すると、零点が導入され、LT6110の極の効果を補償できます。 R_{FA} と C_{COMP} の零点の周波数は、負荷過渡テスト中に、最もうまく調整できます。

160kHz未満の零点に対するC_{COMP}の値(LT6110の極)から開始し、最小限のオーバーシュートまたはリンギングで安定化する負荷過渡を目標に、C_{COMP}を増やしていきます。

図23は、トランジエント応答テスト用に使用するLT6110回路を持ち、ループの位相マージンを回復するために零点を追加したLT3980降圧レギュレータを示しています。回路の負荷過渡テスト中、 C_{COMP} の値が1nFのとき、オーバーシュートやリンギングなしに安定化する負荷過渡が得られます(10%の C_{COMP} 許容差が適切です)。 C_{COMP} を接続するもう1つの方

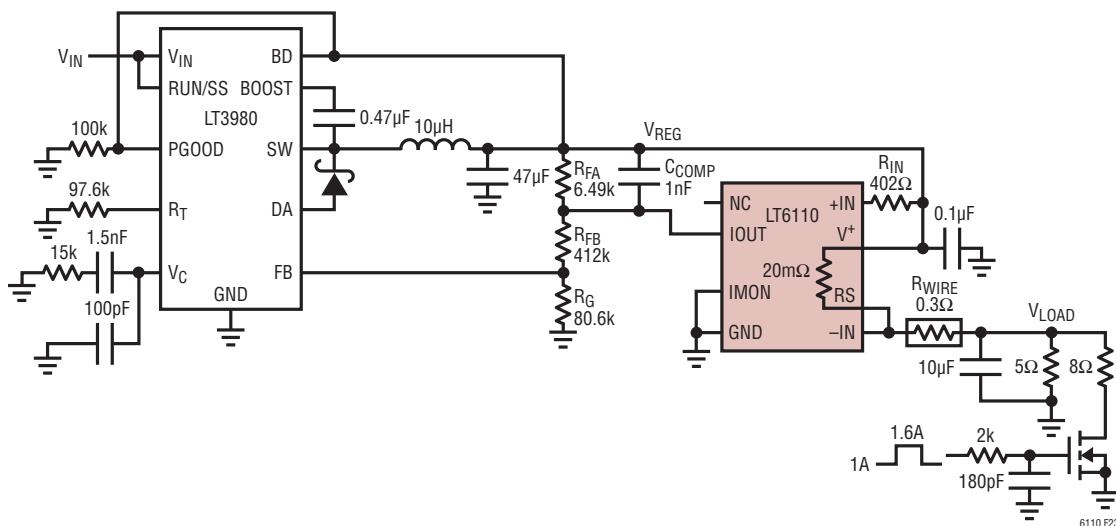


図23.LT6110と降圧レギュレータLT3980を使用した負荷トランジエント応答テスト回路

アプリケーション情報

法は、 R_{FA} と R_{FB} に並列(V_{REG} から V_{FB})に接続し、コンデンサのサイズを最小化するために、 C_{COMP} の値を小さくすることです。

図24a～24cは、LT6110がレギュレータのループに含まれているときの標準のループ最適化手順を示しています。

図24aは、ライン電圧低下補償なしで最適な位相マージンを持つLT3980降圧レギュレータの負荷トランジエント応答を示しています。負荷過渡は、オーバーシュートなしで安定化します。

図24bは、LT6110のライン電圧低下補償された負荷電圧を持つLT3980降圧レギュレータの負荷トランジエント応答を示しています。負荷過渡は、LT6110が位相マージンを減らすことによるオーバーシュートを示します。

図24cは、LT6110と、ループ内のLT6110を補償するために追加した C_{COMP} コンデンサを持つ、LT3980降圧レギュレータの負荷トランジエント応答を示しています。負荷過渡は、位相マージンが修復されるため、オーバーシュートなしで安定化します。

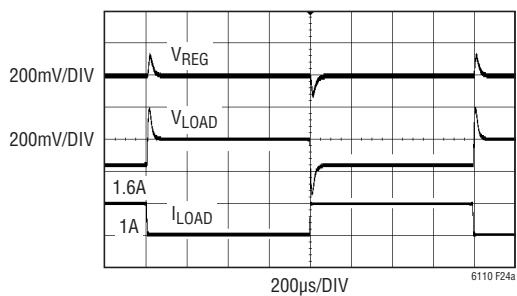


図24a.LT6110のライン電圧低下補償がない場合の
降圧レギュレータのトランジエント応答

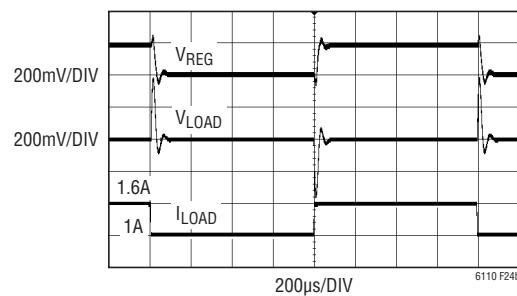


図24b. ループ内にLT6110を入れた場合の
降圧レギュレータのトランジエント応答

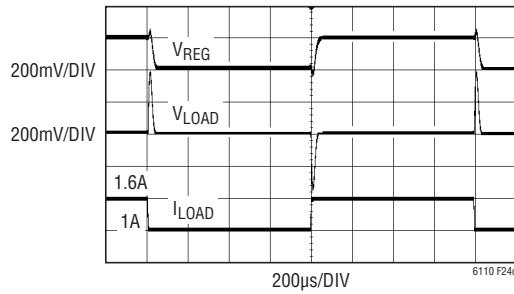
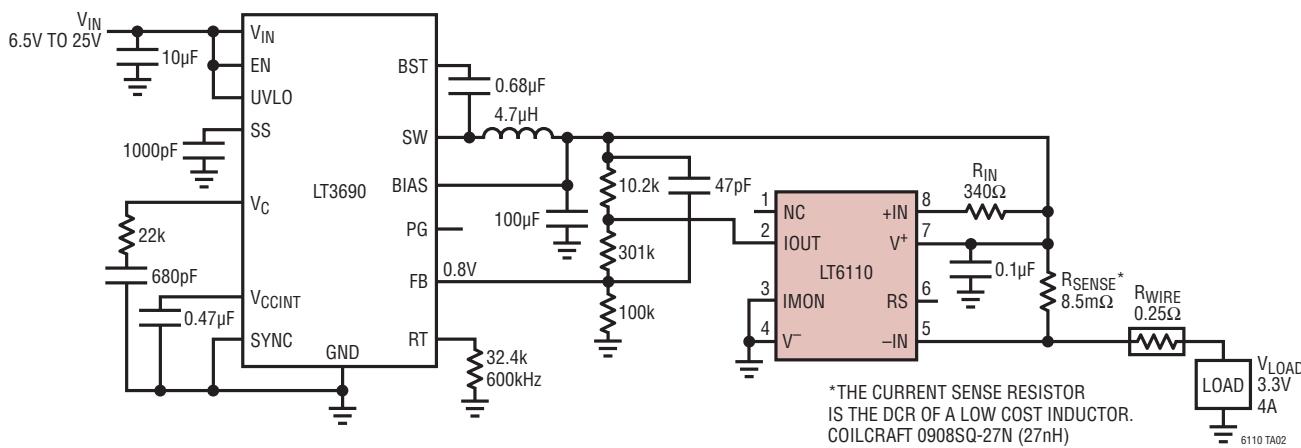


図24c. コンデンサ C_{COMP} でレギュレータのループ内のLT6110を補償

LT6110

標準的応用例

外付け R_{SENSE}を持つ LT6110 と降圧レギュレータ LT3690 (3.3V)



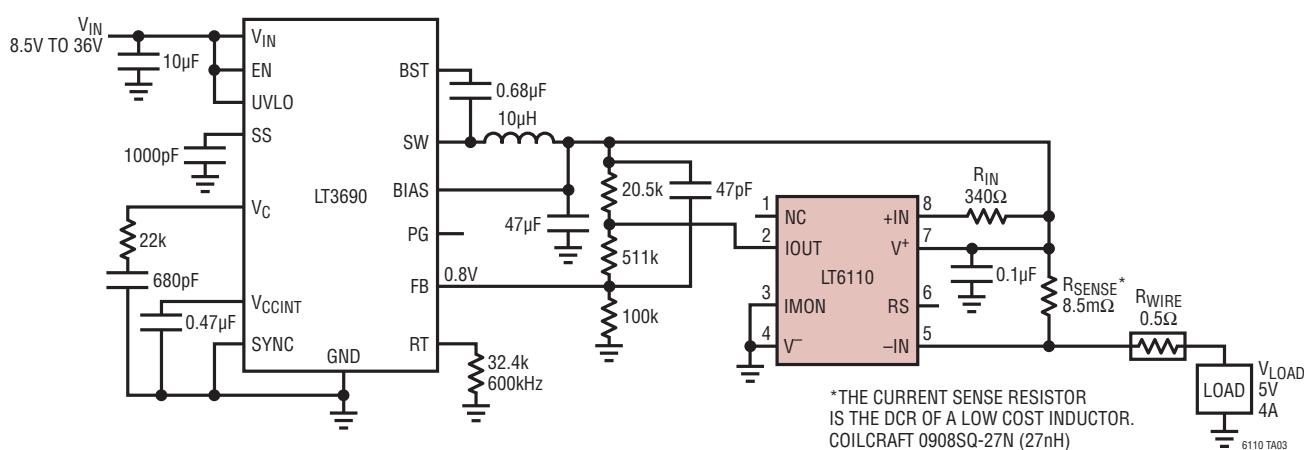
WIRE DROP COMPENSATION: $V_{LOAD} = 3.3V$, $I_{LOADMAX} = 4A$, USING 10ft, 24AWG WIRE.

MEASURED V_{LOAD} REGULATION FOR $0 \leq I_{LOAD} \leq 4A$ AT $25^\circ C$:

WITHOUT COMPENSATION: $\Delta V_{LOAD} = 1000mV$ (250mV/A)

WITH COMPENSATION: $\Delta V_{LOAD} = 16mV$ (4mV/A)

外付け R_{SENSE}を持つ LT6110 と降圧レギュレータ LT3690 (5V)



WIRE DROP COMPENSATION: $V_{LOAD} = 5V$, $I_{LOADMAX} = 4A$, USING 20ft, 24AWG WIRE.

MEASURED V_{LOAD} REGULATION FOR $0 \leq I_{LOAD} \leq 4A$ AT $25^\circ C$:

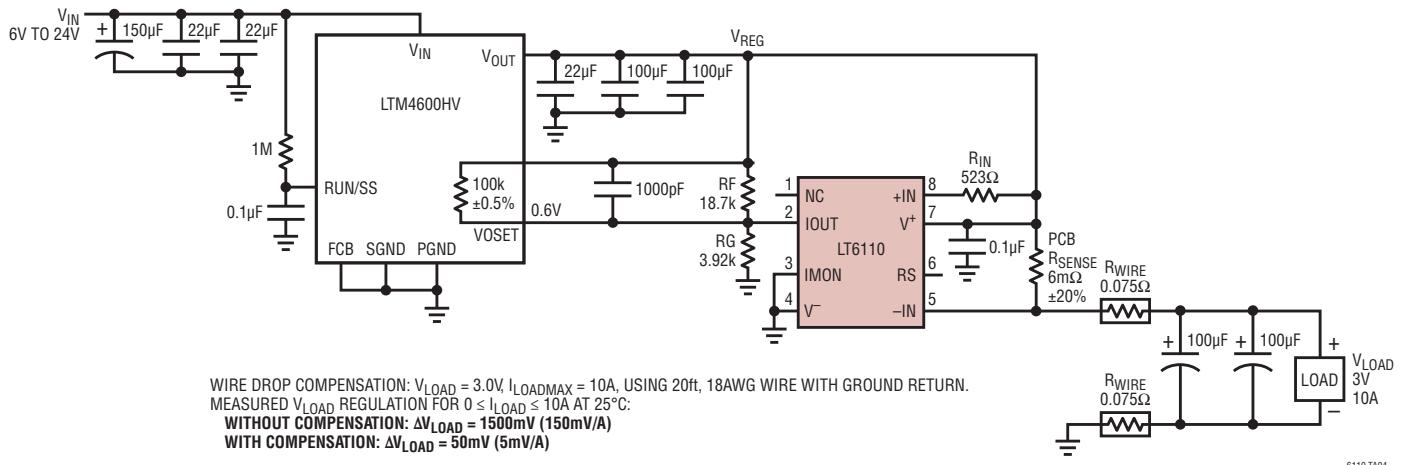
WITHOUT COMPENSATION: $\Delta V_{LOAD} = 2000mV$ (500mV/A)

WITH COMPENSATION: $\Delta V_{LOAD} = 24mV$ (6mV/A)

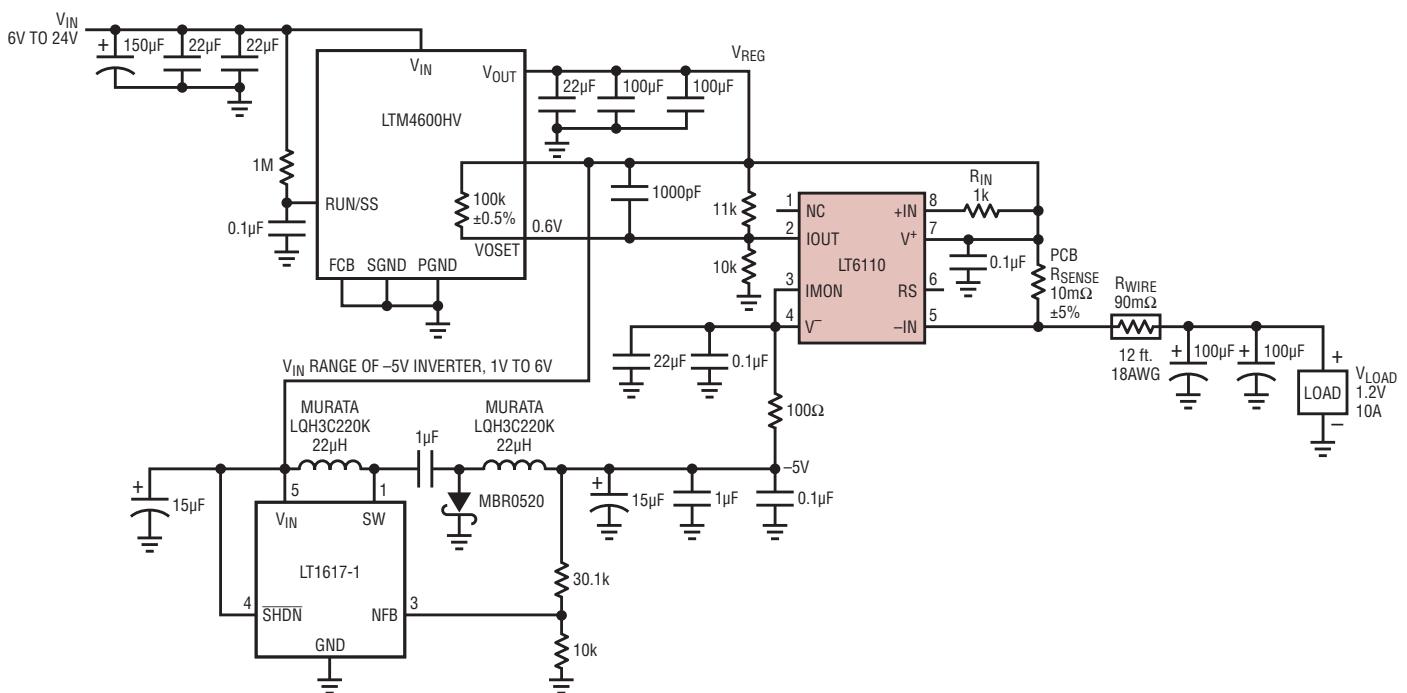
6110fa

標準的应用例

外付けPCB RSENSEを持つLT6110とμレギュレータLTM4600(3V)



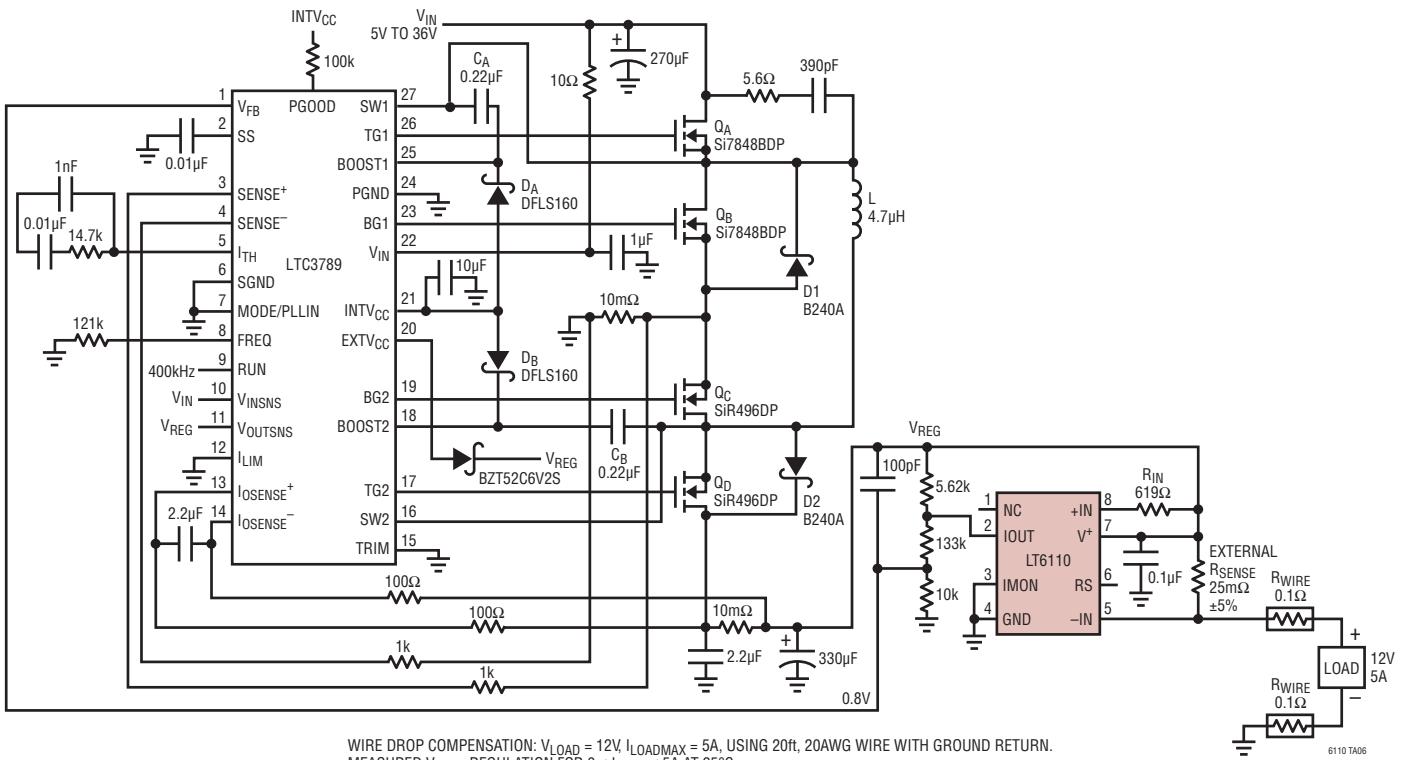
LT6110のV⁺が2V未満時のワイヤ電圧降下補償



WIRE DROP COMPENSATION: $V_{LOAD} = 1.2V$, $I_{LOADMAX} = 10A$, USING 12ft, 18AWG WIRE.
 (ONE WIRE TO A LOAD SHARING THE REGULATOR'S GROUND).
 MEASURED V_{LOAD} REGULATION FOR $0 \leq I_{LOAD} \leq 10A$ AT 25°C:
WITHOUT COMPENSATION: $\Delta V_{LOAD} = 1000mV$ (100mVA)
WITH COMPENSATION: $\Delta V_{LOAD} = 80mV$ (8mVA)

標準的応用例

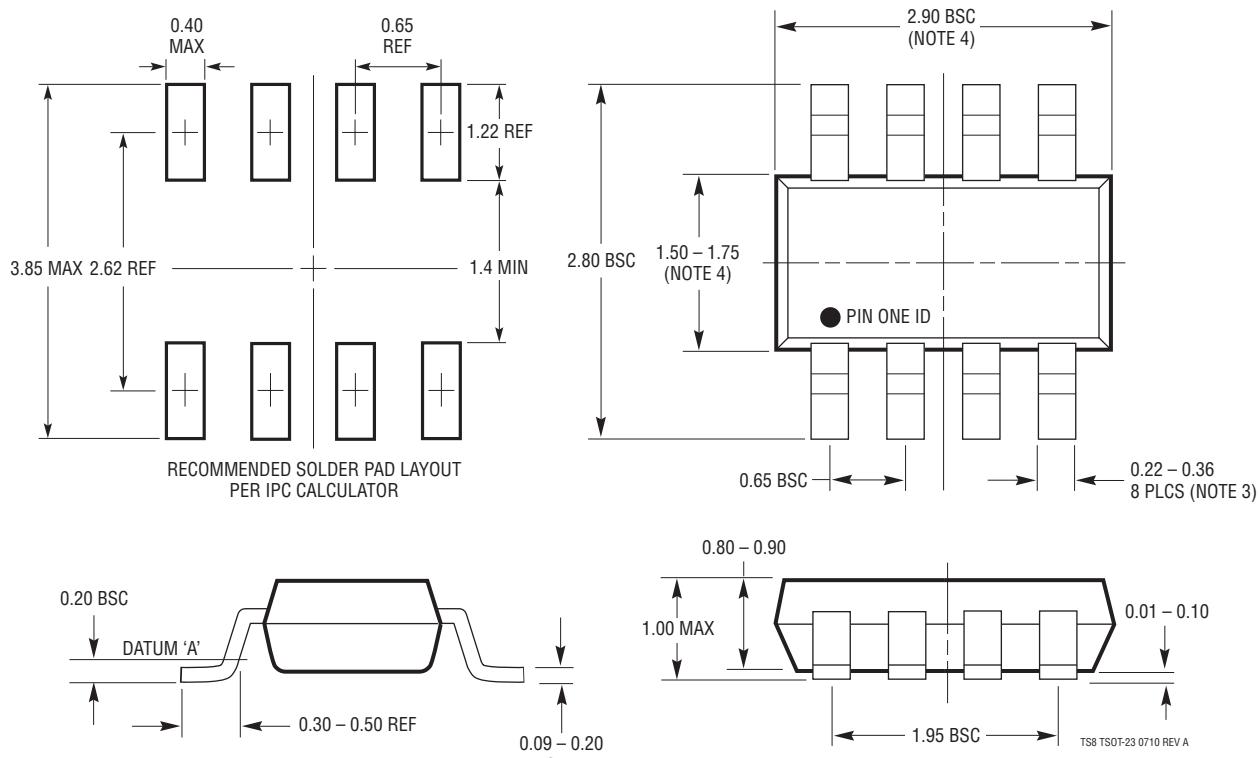
外付け RSENSE を持つ LT6110 と昇降圧レギュレータ LTC3789(12V)



パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/> を参照してください。

**TS8 Package
8-Lead Plastic TSOT-23**
(Reference LTC DWG # 05-08-1637 Rev A)

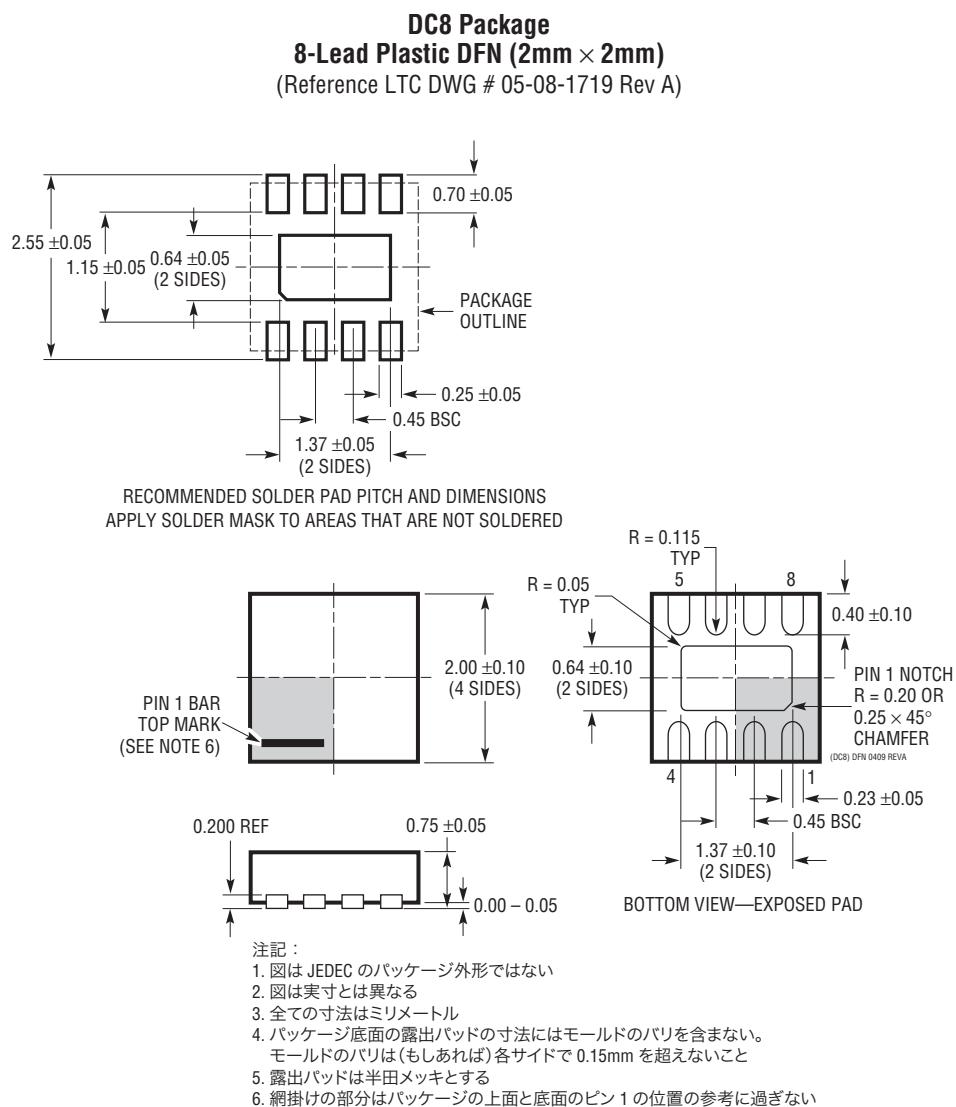


注記：

1. 寸法はミリメートル
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法はメキキを含む
4. 寸法はモールドのバリおよび金属のバリを含まない
5. モールドのバリは各サイドで 0.254mm を超えないこと
6. JEDEC パッケージリファレンスは MO-193

パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/> を参照してください。



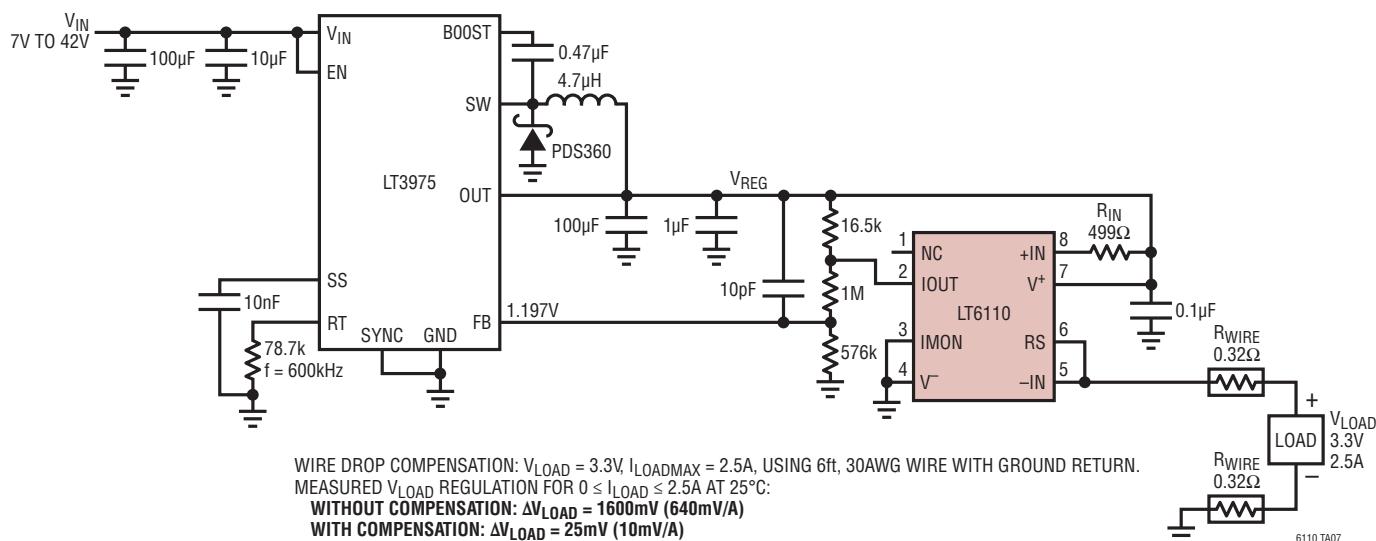
改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	11/13	Amplifier input Bias Current の最大値を 200nA から 100nA に変更。 「最小入力電圧」のグラフを追加。 「出力を基準とした可変電圧レギュレータの補償」セクションを編集。 「誤差要因」セクションを編集。 タイトルを追加: μModule レギュレータを使用したワイヤ電圧降下補償 「外付け PCB RSENSE を持つ LT6116 と μ レギュレータ LTM4600 (3V)」の図を編集。 「外付け PCB RSENSE を持つ LT6116 と μ レギュレータ LTM4600 (1.8V)」の図を「LT6110 の V ⁺ が 2V 未満時のワイヤ電圧降下補償」の図に差し替え。 「内部 RSENSE を持つ LT6116 と 降圧レギュレータ LT3975 (3.3V)」の図を編集。	3 7 16 18, 19, 20 29 33 33 38

LT6110

標準的応用例

内部 R_{SENSE}を持つ LT6110 と降圧レギュレータ LT3975 (3.3V)



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1787	双方向ハイサイド電流検出アンプ	2.7V ~ 60V、オフセット: 75µV、消費電流: 60µA、利得: 8V/V
LTC4150	クーロン・カウンタ/バッテリ・ガスゲージ	電荷の量と極性を表示
LT6100	利得選択可能なハイサイド電流検出アンプ	4.1V ~ 48V、利得設定: 10, 12.5, 20, 25, 40, 50V/V
LTC6101	高電圧、ハイサイド電流検出アンプ	最大 100V、抵抗による利得設定、オフセット: 300µV、SOT-23
LTC6102	ゼロドリフトのハイサイド電流検出アンプ	最大 100V、抵抗による利得設定、オフセット: 10µV、MSOP8/DFN
LTC6103	デュアルのハイサイド電流検出アンプ	4V ~ 60V、抵抗による利得設定、独立した2つのアンプ、MSOP8
LTC6104	双方向ハイサイド電流検出アンプ	4V ~ 60V、各方向で個別の利得制御、MSOP8
LT6105	レール・ツー・レール動作の高精度入力電流検出アンプ	入力範囲: -0.3V ~ 44V、オフセット: 300µV、利得誤差: 1%
LT6106	低コスト、ハイサイド電流検出アンプ	2.7V ~ 36V、抵抗による利得設定、オフセット: 250µV、SOT23
LT6107	高温動作のハイサイド電流検出アンプ	2.7V ~ 36V, -55°C ~ 150°C、全数テストの温度: -55°C, 25°C, 150°C
LT6700	400mVリファレンスを備えたデュアル・コンパレータ	1.4V ~ 18V、電源電流: 6.5µA
LT4180	仮想リモート・センス・コントローラ	ライン・インピーダンスを自動的に検出し、負荷レギュレーションを改善