

## 電流検出(センス)回路集

電流の意味(センス)を読み取る

Tim Regan (編集者)

### はじめに

電流の検出や制御は多くの電子装置の基本要件で、それを実現する手法はアプリケーション自体と同じほど多様です。このアプリケーションノートでは、電流検出のソリューションを集め、それらを一般的なアプリケーションの種類ごとに整理してあります。これらの回路は様々なリアテクノロジー社のドキュメントから抜粋しました。

### 一般的アプリケーション別に整理された回路

各章には、ハイサイド電流検出や負電源検出など、似通った一般的問題を解決するアプリケーションが集められています。それに従って、各章にはタイトルが付けられています(下の「回路集目次」を参照)。そのため、読者は特定の問題に対する多くの可能なソリューションを1箇所で見ることができます。

示されている特定の回路が特定の設計の要件をそのまま満たすことは少ないでしょうが、提示されている多くの回路技法とデバイスはきっと役立つでしょう。用途が広い回路の場合、いくつかの章に現れることがあります。

### このアプリケーションノートは変化する

このアプリケーションノートは成長し、変化をとげていくドキュメントです。下に示されている章の多くは、まもなく追加される資料のための収納場所です。章が追加されるにつれ、それらのリンクがイネーブルされます。

### 本アプリケーションノートの利用法

下の「回路集目次」の章の名前をクリックするとその章のPDF版が表示されます。

### 寄稿者

Jon Munson, Alexi Sevastopoulos,  
Greg Zimmer, Michael Stokowski

LT、LTC、LTM、LT、Burst Mode、OPTI-LOOP、Over-The-TopおよびPolyPhaseはリアテクノロジー社の登録商標です。Adaptive Power、C-Load、DirectSense、Easy Drive、FilterCAD、Hot Swap、LinearView、μModule、Micropower SwitcherCAD、Multimode Dimming、No Latency ΔΣ、No Latency Delta-Sigma、No RSENSE、Operational Filter、PanelProtect、PowerPath、PowerSOT、SmartStart、SoftSpan、Stage Shedding、SwitcherCAD、ThinSOT、UltraFastおよびVLDOはリアテクノロジー社の商標です。他の製品名はその製品を製造する会社の商標であることがあります。

### 回路集目次

- 電流検出の基本事項
- ハイサイド
- ローサイド
- 負電圧
- 一方向
- 双方向
- AC
- DC
- レベルシフト
- 高電圧
- 低電圧
- 高電流(100mAから数アンペア)
- 低電流(ピコアンペアからミリアンペア)
- モーターと誘導性負荷
- バッテリ
- 高速
- フォールト検出
- デジタル化
- 電流制御
- 高精度
- 広範囲



## 電流検出の基本事項

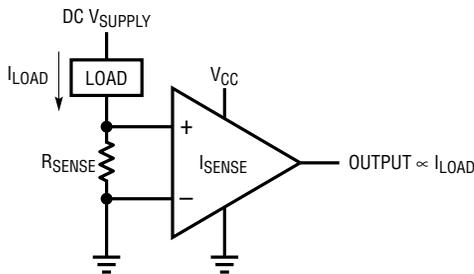
この章では電流検出に使われる基本的手法を紹介します。常用される用語の定義としても役立ちます。各手法には長所と短所があり、それらについて説明します。回路を実装するのに使われるアンプの種類が示されます。

このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

### ローサイド電流検出

モニタされる負荷への電力接続のグラウンド・リターン経路で検出される電流

電流は一般に一方方向にだけ流れます(一方方向)。スイッチングはすべてモニタの負荷側で行われます。



#### ローサイドの長所

- 低入力同相電圧
- グラウンドを基準にした出力電圧
- 簡単な単一電源デザイン

#### ローサイドの短所

- 負荷が直接のグラウンド接続から浮いている
- ランド端の負荷スイッチの短絡事故により負荷が作動する
- 短絡によって生じる高負荷電流が検出されない

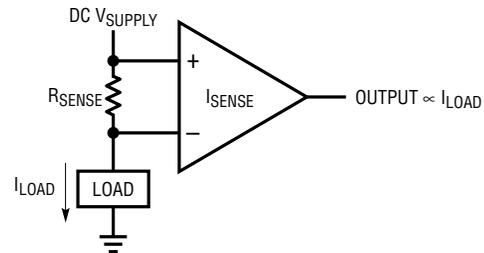
#### ローサイドの実装のためのアンプの種類

- 高精度ゼロドリフト・オペアンプ: LTC2050、LTC2054
- 計装アンプ: LTC2053、LT1990、LTC6943
- レール・トゥ・レール入力のオペアンプ: LT1677

### ハイサイド電流検出

モニタされる負荷への電力接続の電源経路で検出される電流

電流は一般に一方方向にだけ流れます(一方方向)。スイッチングはすべてモニタの負荷側で行われます。



#### ハイサイドの長所

- 負荷が接地されている
- 電力接続の短絡事故により負荷が作動することはない
- 短絡によって生じる高負荷電流が検出される

#### ハイサイドの短所

- 高入力同相電圧(多くの場合、非常に高い)
- 出力をレベルシフトしてシステムの動作電圧レベルまで下げる必要がある

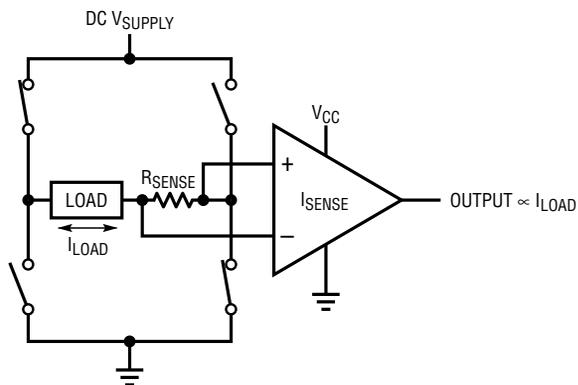
#### ハイサイドの実装のためのアンプの種類

- 電流検出専用アンプ: LT6100、LTC6101、LT1787
- Over-the-Top™ オペアンプ: LT1637
- フライング・コンデンサ・アンプ: LTC6943

# アプリケーションノート 105

## フルレンジ(ハイサイドとローサイド)電流検出

ブリッジでドライブされる負荷で検出される双方向電流、または電源側スイッチとの一方向ハイサイド接続



### フルレンジの長所

- 双方向検出に電流センス抵抗が1個だけ必要
- 誘導性負荷の負荷電流オン/オフのプロファイルの検出に便利

### フルレンジの短所

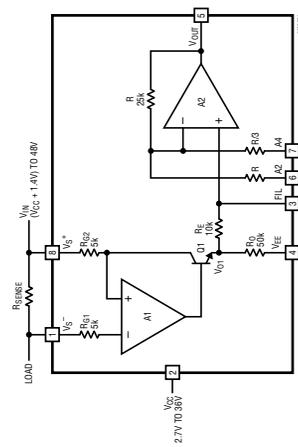
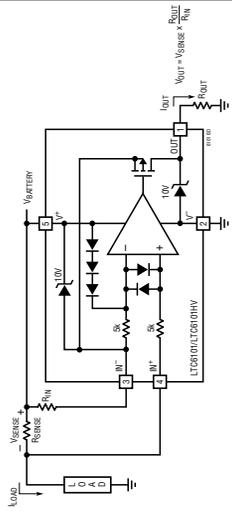
- 広い入力同相電圧振幅
- 同相除去により、PWMアプリケーションの高周波数精度が制限されることがある

### 双方向の実装のためのアンプの種類

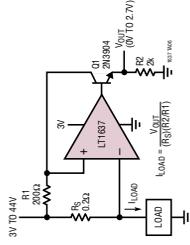
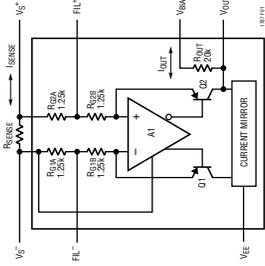
- 差動アンプ: LT1990、LT1991、LT1995、LT1996
- 計装アンプ: LTC2053
- フライング・コンデンサ・アンプ: LTC6943

## 電流検出ソリューションのまとめ

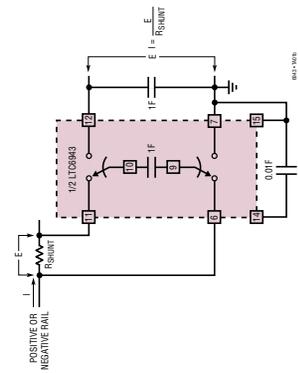
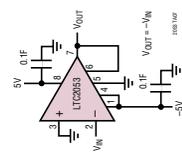
次の数ページには電流検出ソリューションと対応するデバイスの表が含まれています。アプリケーションの一般的説明のための「種類/回路」の列と「利得」の列を最初に見てください。次に、対応するデバイスとそれらの仕様の列に目を通してください。

種類 / 回路	利得 (V/V)	デバイスとパッケージ	精度		速度		差動 $V_{IN}$ 範囲 (絶対最大定格)
			オフセット電圧 ( $V_{OS}$ )	入力電流 ( $I_{BIAS}$ )	帯域幅	スループレート	
<p>■ ハイサイド</p> <p>■ 一方方向</p> <p>■ 電圧出力</p> 	10 to 50	LT6100 MSOP-8 DFN	300 $\mu$ V	5 $\mu$ A	100kHz	0.05V/ $\mu$ s	$\pm 48$ V
<p>■ ハイサイド</p> <p>■ 一方方向</p> <p>■ 電流出力</p> 	抵抗比	LTC6101 LTC6101HV SOT23-5 MSOP-8	350 $\mu$ V 350 $\mu$ V	250nA 250nA	200kHz 200kHz	2.5V/ $\mu$ s 2.5V/ $\mu$ s	$\pm 70$ V $\pm 105$ V

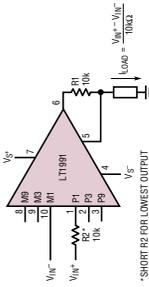
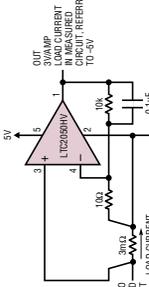
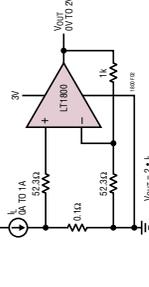
種類 / 回路	利得 (V/V)	デバイスとパッケージ	精度		速度		V <sub>IN</sub> の範囲 (VCM)	差動 V <sub>IN</sub> 範囲 (絶対最大定格)
			オフセット電圧 (V <sub>OS</sub> )	入力電流 (I <sub>BIAS</sub> )	帯域幅	スループレート		
<ul style="list-style-type: none"> <li>■ ハイサイド</li> <li>■ 双方向</li> <li>■ 電流または電圧 (R<sub>OUT</sub> = 20k)</li> </ul>	8 に固定 または スケラブル	LT1787 LT1787HV  SO-8 MSOP-8	75μV	20μA	300kHz	0.1V/μs	2.5V to 36V	±10V
			75μV	20μA	300kHz	0.1V/μs	2.5V to 60V	±10V
<ul style="list-style-type: none"> <li>■ ハイサイド</li> <li>■ 一方向</li> <li>■ 電圧出力</li> <li>■ Over the Top アンプ</li> </ul>	抵抗比	LT1494 LT1636 LT1637 LT1672 LT1782 LT1783 LT1784  DIP-8 MS-8 SO-8 DFN SOT23-5 SOT23-6	150μV	250pA	3kHz	0.001V/μs	0 to VS+ (36V-VS)	36V
			50μV	5nA	200kHz	0.07V/μs	0 to VS+ (44V-VS)	44V
			100μV	20nA	1MHz	0.35V/μs	0 to VS+ (44V-VS)	44V
			150μV	250pA	12kHz	0.005V/μs	0 to VS+ (36V-VS)	36V
			400μV	8nA	200kHz	0.07V/μs	0 to VS+ (18V-VS)	36V
			400μV	45nA	1.25MHz	0.42V/μs	0 to VS+ (18V-VS)	36V
			1500μV	250nA	2.5MHz	2.4V/μs	0 to VS+ (18V-VS)	36V



種類 / 回路	利得 (V/V)	デバイスとパッケージ	精度		速度		差動 $V_{IN}$ 範囲 (絶対最大定格)
			オフセット電圧 ( $V_{OS}$ )	入力電流 ( $I_{BIAS}$ )	帯域幅	スループレート	
<ul style="list-style-type: none"> <li>■ ハイサイド</li> <li>■ 一方方向</li> <li>■ 電圧出力</li> <li>■ 計装アンプ</li> </ul>	抵抗比	LTC2053 LTC6800  DFN MS-8	5 $\mu$ V	4nA	200kHz	0.2V/ $\mu$ s	5.5V
			5 $\mu$ V	4nA	200kHz	0.2V/ $\mu$ s	5.5V
<ul style="list-style-type: none"> <li>■ ハイサイドまたはローサイド</li> <li>■ 一方方向</li> <li>■ コンデンサ電圧の出力</li> <li>■ フライイング・コンデンサ</li> </ul>	ユニティ	LTC6943 TSSOP-16		6pA	90kHz		18V



# アプリケーションノート105

種類 / 回路	利得 (V/V)	デバイスとパッケージ	精度		速度		V <sub>IN</sub> の範囲 (VCM)	差動 V <sub>IN</sub> 範囲 (絶対最大定格)		
			オフセット電圧 (V <sub>OS</sub> )	入力電流 (I <sub>BIAS</sub> )	帯域幅	スループレート				
<ul style="list-style-type: none"> <li>■ ハイサイドまたはローサイド</li> <li>■ 双方向</li> <li>■ 電圧出力</li> <li>■ 差動アンプ</li> </ul>  <p>*SHORT RZ FOR LOWEST OUTPUT OFFSET CURRENT. INCLUDE RZ FOR HIGHEST OUTPUT IMPEDANCE.</p>	1 and 10 1 to 13 1 to 7 9 to 117	LT1990 LT1991 LT1995 LT1996  SO-8 DFN MS-10	900μV 15μV 1000μV 15μV	2.5nA  2.5nA	105kHz 110kHz 32MHz 38kHz	0.55V/μs 0.12V/μs 1000V/μs 0.12V/μs	-250V to 250V -60V to 60V 0V to 36V -60V to 60V	±250V ±60V VS+0.3V ±60V		
	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ ローサイド</li> <li>■ 一方向</li> <li>■ 電圧出力</li> <li>■ ゼロドリフト・アンプ</li> </ul> 	抵抗比	LTC2050 LTC2054 LTC2054HV  SO-8 SOT23-5 SOT23-6	0.5μV 0.5μV 0.5μV	75pA 0.6pA 0.6pA	3MHz 500kHz 500kHz	2V/μs 0.5V/μs 0.5V/μs	0V to (VS-1.3V) 0V to (VS-0.7V) 0V to (VS-0.7V)	VS+0.3V VS+0.3V VS+0.3V	
		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ ローサイド</li> <li>■ 一方向</li> <li>■ 電圧出力</li> <li>■ レール・トゥ・レール I/O アンプ</li> </ul>  <p><math>V_{OUT} = 2 \cdot V_{IN}</math> UNCERTAINTY DUE TO V<sub>OS</sub> IS &lt;math&gt;e^{-4}&lt;/math&gt;</p>	抵抗比	LT1218 LT1677 LT1800 LT1806 LT6200 LT6220  SO-8 DIP-8 SOT23-5 SOT23-6	25μV 20μV 75μV 100μV 1400μV 70μV	30nA 2nA 25nA 1μA 10μA 15nA	300kHz 7.2MHz 80MHz 325MHz 110MHz 60MHz	0.1V/μs 2.5V/μs 25V/μs 125V/μs 50V/μs 20V/μs	0V to VS 0V to VS 0V to VS 0V to VS 0V to VS 0V to VS	VS+0.3V VS+0.3V VS+0.3V VS+0.3V VS+0.3V VS+0.3V

## 電流検出の基本事項-6

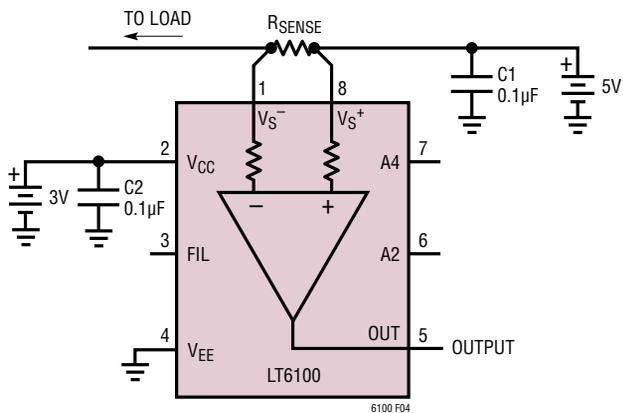


ハイサイド

この章ではハイサイド電流検出のソリューションについて説明します。これらの回路では、負荷に供給される全電流は正電源ラインでモニタされます。

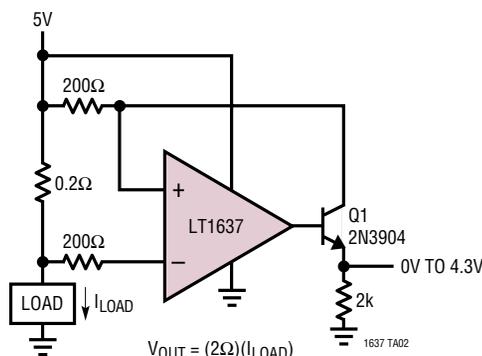
このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

LT6100負荷電流モニタ



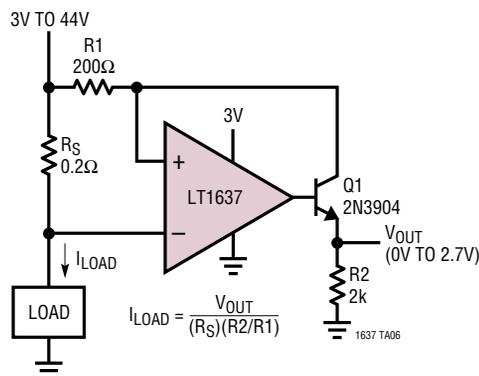
これは基本的なLT6100の回路構成です。出力バッファを含む内部回路は一般に(図に示されている3Vのような)低電圧電源で動作します。モニタされる電源はVCC + 1.4Vから最大48Vの範囲です。A2ピンとA4ピンを様々な方法で結線して、広い範囲の内部固定利得を与えることができます。VCCへの給電が停止されると、(たとえばバッテリーから流出させないように)入力リードは非常に高インピーダンスになります。内部信号ノード(ピン3)へのアクセスにより、コンデンサを1個追加してフィルタ機能を含めるオプションもあります。小信号レンジは単一電源動作ではVOLによって制限されます。

「古典的」正電源レール電流検出



この回路は汎用デバイスを使ってLTC6101に似た機能を構成します。入力電圧はちょうど上側のレールになるので、レール・トゥ・レール入力タイプのオペアンプが必要です。ここに示されている回路は最大44Vのアプリケーションをモニタすることができます。追加部品が必要になることに加えて、電源電圧でのオペアンプのVOS性能は一般に製造時に微調整されていないので、他のソリューションに比べて精度が落ちます。バイポーラ・トランジスタの電流利得は有限なので、小さな利得誤差の原因になります。

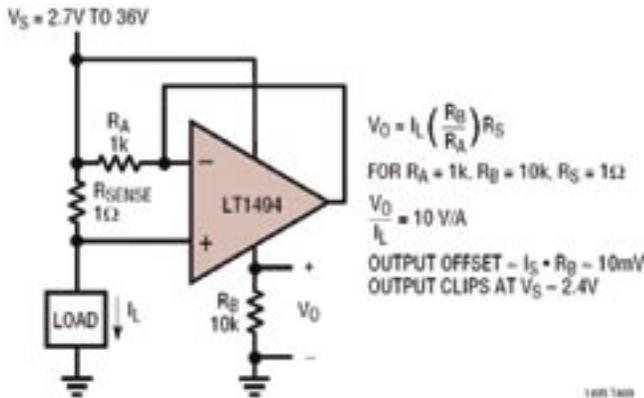
Over-The-Top電流検出



この回路は「古典的」ハイサイド回路の変種ですが、Over-the-Top入力機能の利点を利用して低電圧レールからデバイスに別個に給電します。これは、低電圧電源によって設定される制限された出力振幅のおかげで、下流の回路をフォールトから保護する手段を与えます。短所は、Over-the-TopモードのVOSは一般に他のモードより劣っているので、精度が下がることです。バイポーラ・トランジスタの電流利得は有限なので、小さな利得誤差の原因になります。

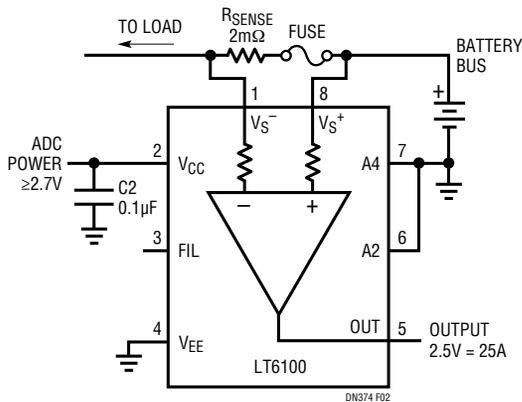
# アプリケーションノート 105

## 自己給電型ハイサイド電流検出



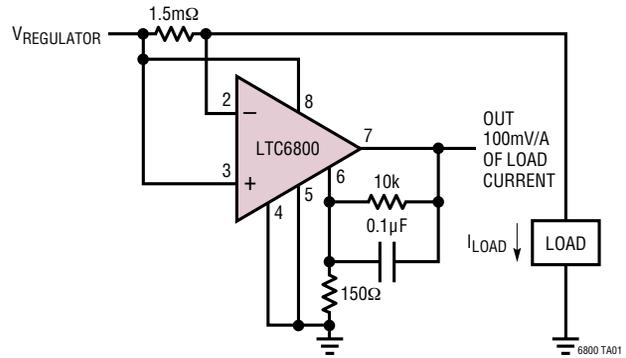
この回路はLT1494のマイクロアンペア電源電流とレール・トゥ・レール入力の利点を利用しています。電源電流は本質的に $R_A$ によって生じる負荷電流に等しいので、この回路はシンプルです。この電源電流は単純に $R_B$ を通して流れ、適切に増幅された出力電圧を生じます。

## ハイサイド電流検出とヒューズのモニタ



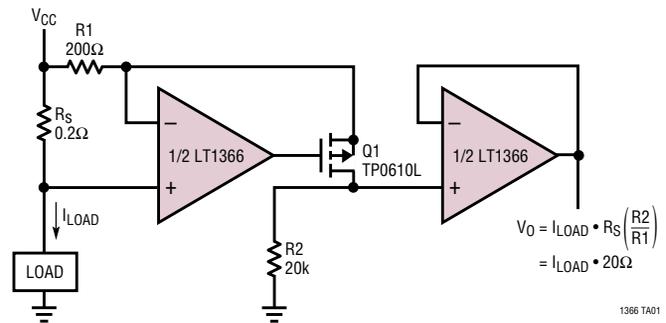
LT6100は電流センサとヒューズ・モニタの組合せとして使うことができます。このデバイスは出力バッファを内蔵しており、(自動車のデータ収集システムに一般的な)低い電源電圧(2.7V以上)で動作しながら、センス入力はもっと高いバッテリー・バスの電位の信号をモニタするように設計されています。LT6100の入力は大きな入力差に耐えますので、ヒューズが切れた動作状態(これは出力のフルスケール表示で検出されます)を許容します。また、LT6100はセンス入力を高インピーダンスに保ちながらパワーダウンすることが可能で、バッテリー・バスからは $1\mu A$ 以下の電流しか流出しません。

## 高精度ハイサイド電源電流検出



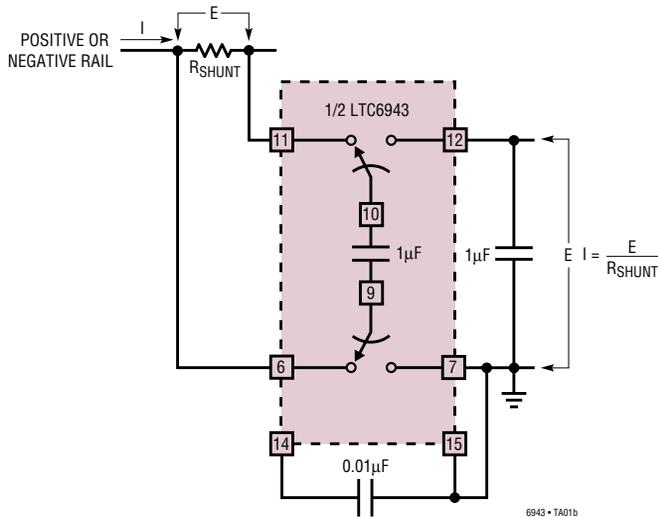
これは、レール・トゥ・レールの入力と出力を与えるゼロドリフト計装アンプ(IA)を備えた、低電圧、超高精度モニタです。電圧利得は帰還抵抗によって設定されます。この回路の精度はユーザーが選択する抵抗の品質によって定まります。小信号レンジは単一電源動作の $V_{OL}$ によって制限されます。このデバイスの電圧定格により、このソリューションは $<5.5V$ のアプリケーションに限定されます。このIAはサンプルされるので、入力の変化にとまない出力が不連続になります。そのため、周波数の非常に低い測定にだけ適しています。

## 正電源レールの電流検出



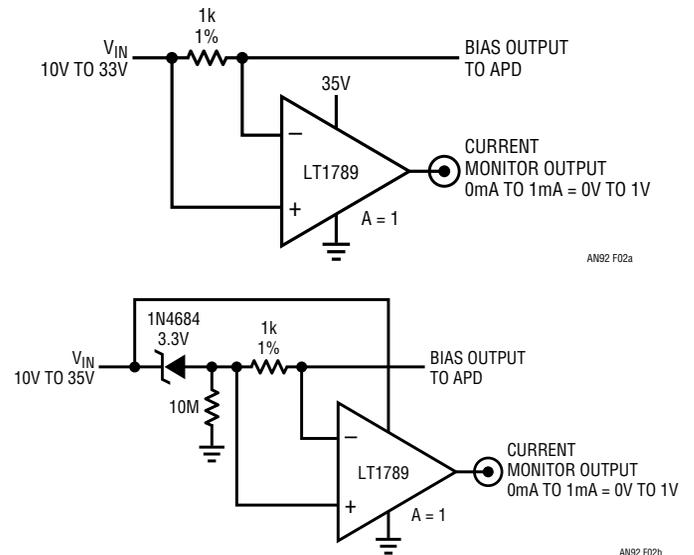
これは、汎用部品で実装されたLT6100に似た構成です。レール・トゥ・レールまたはOver-the-Top入力のオペアンプが(最初の部分に)必要です。最初の部分は古典的ハイサイドの変種で、P-MOSFETが(BJTに比べて)精確な出力電流を $R_2$ に供給します。二番目の部分はADCのポートなどのドライブを可能にするバッファで、必要なら利得をもたせて構成することができます。示されているように、この回路は最大36Vの動作を扱うことができます。小信号レンジは単一電源動作では $V_{OL}$ によって制限されます。

## 電源レールでの高精度電流検出



これはLTC2053やLTC6800のフロントエンドに使われるのと同じサンプリング・アーキテクチャですが、オペアンプの利得段がありません。この特定のスイッチは18Vまで扱えるので、上述の完全に集積化されたICよりも高い電圧で超高精度の方式を利用することができます。この回路は単に電荷をフライング・センス・コンデンサからグランドを基準にした出力コンデンサに伝えるので、DC入力条件では、シングルエンドの出力電圧はセンス抵抗両端の差動電圧と正確に同じです。LTC2054などの高精度バッファ・アンプは一般にこの回路に従います。伝達速度はピン14に接続されたコンデンサを使ってユーザーによって設定されます。負電源モニタの場合、ピン15をグランドではなく負レールに接続します。

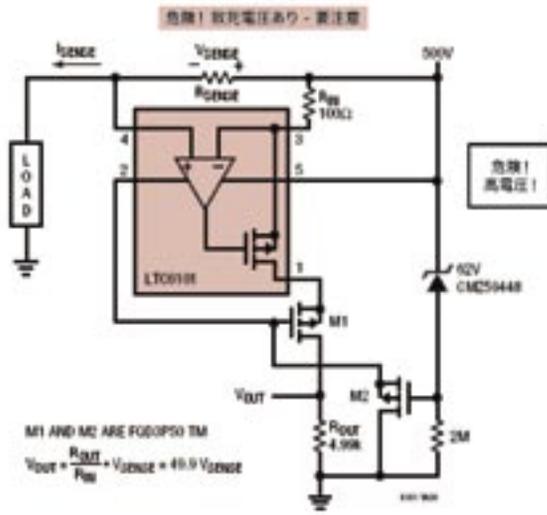
## 計装アンプを使ったなだれフォトダイオード (APD) へのバイアス電流の測定



上の回路には ( $V_{IN}$ より1V上を超える)別のレールから給電される計装アンプ (IA) が使われており、 $1k\Omega$ の電流シャントの両端を測定します。下の図は似ていますが、その電源をAPDバイアス・ラインから得ています。これらの回路の制限は35Vの最大APD電圧ですが、APDの中には90V以上必要とするものがあります。示されている単一電源構成では、 $V_{OL}$ によるダイナミックレンジの制限も考慮する必要があります。このアプローチの利点はIAで高精度を利用できることです。

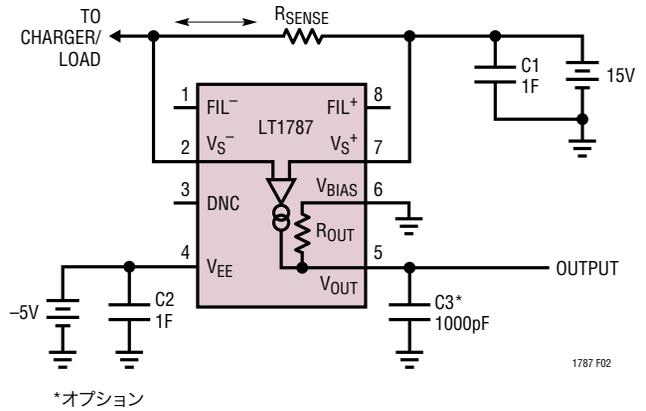
# アプリケーションノート 105

## 簡単な500V電流モニタ



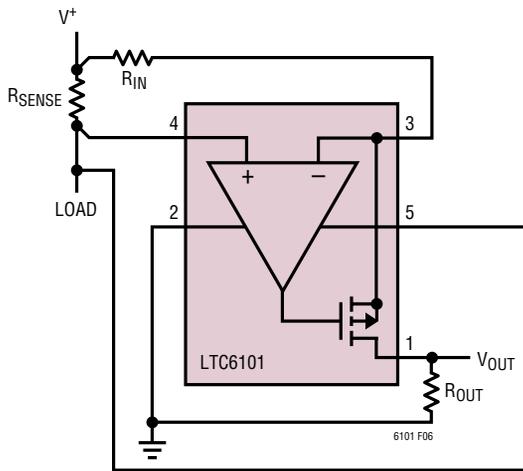
2個の外部MOSFETを追加して電圧を阻止すると、LTC6101を非常に高い電位に接続して電流をモニタすることができます。(検出された入力電圧に比例する) LTC6101からの出力電流はM1を通して流れ、グラウンドを基準にした出力電圧を発生します。

## 双方向バッテリー電流モニタ



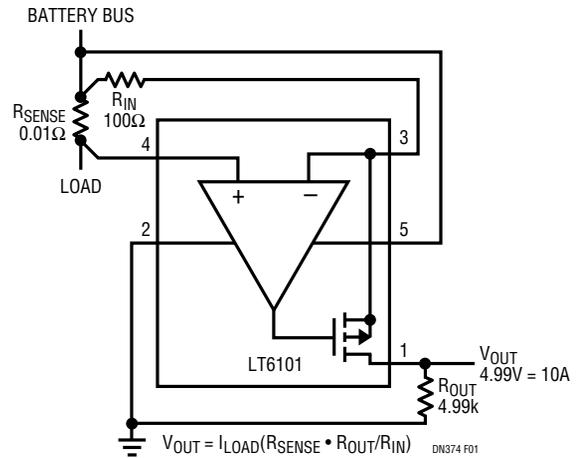
この回路はセンス抵抗を流れるどちらの方向の電流でもモニタすることができます。負出力が充電電流を表すことができるように、 $V_{EE}$ は小さな負電源に接続されています。単一電源動作では( $V_{EE}$ はグラウンド)、正のリファレンス・レベル(たとえば、1.25V)を $V_{BIAS}$ に与えることにより、出力範囲を上方にオフセットすることができます。C3は、デバイスの出力抵抗( $R_{OUT}$ )と組み合わせて、フィルタを構成するのに使うことができます。このソリューションは優れた精度(非常に低い $V_{OS}$ )と8の固定公称利得を与えます。

## 測定に負荷として含まれるLTC6101の消費電流



これは基本的なLTC6101ハイサイド検出電源モニタ構成で、ICの消費電流は読取信号に含まれます。この構成は、低電力バッテリー駆動アプリケーションなど、引き出される全体の電流から見てデバイスの電流が無視できないとき有用です。最高の直線性を得るには、電圧降下を<500mVに制限するようにR<sub>SENSE</sub>を選択します。負荷モニタの場合のように、デバイスの電流を読取值に含めたくない場合、ピン5を負荷ではなくV<sup>+</sup>に直接接続することができます。この回路の利得精度はユーザーが選択した抵抗の精度によってだけ制限されます。

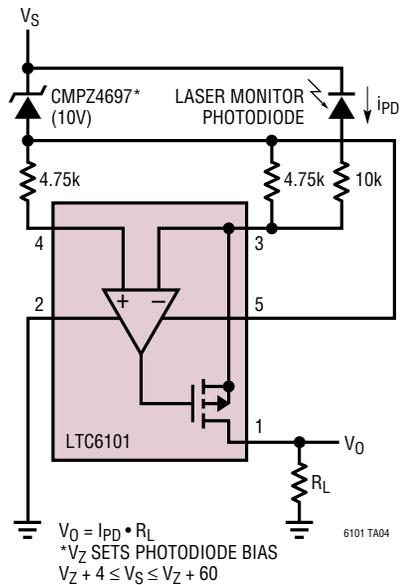
## LTC6101を使った簡単なハイサイド電流検出



これはLTC6101を使った基本的なハイサイド電流モニタです。R<sub>IN</sub>とR<sub>OUT</sub>を選択することにより、バッテリー・バスから直接給電されているこの回路の望みの利得が設定されます。LTC6101には電流出力が備わっているため、R<sub>OUT</sub>から遠く離れた場所に置くことができます。したがって、グラウンド低下の誤差なしに、アンプを直接シャントに配置することができ、他方、R<sub>OUT</sub>はモニタ装置の近くに配置します。この回路の応答時間は1μsと高速なので、MOSFET負荷スイッチの保護に最適です。スイッチ素子はセンス抵抗と負荷の間に接続したハイサイド・タイプ、負荷とグラウンドの間のローサイド・タイプまたはHブリッジのどれでも可能です。この回路はプログラム可能で、最大1mAのフルスケール出力電流をR<sub>OUT</sub>に流しますが、負荷がオフしているときはわずか250μAの消費電流しか流しません。

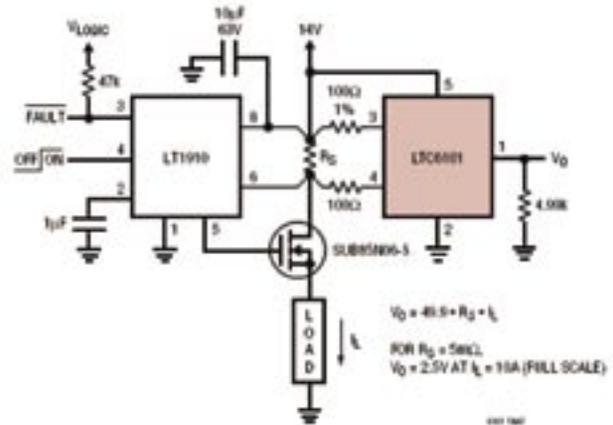
# アプリケーションノート 105

## ハイサイドのトランスインピーダンス・アンプ



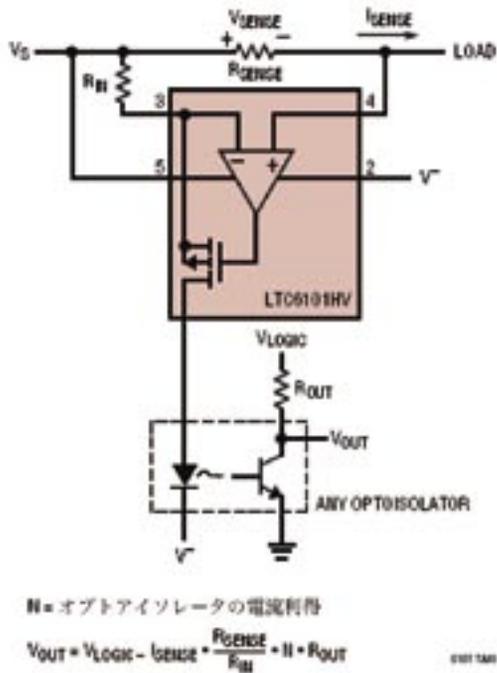
逆バイアス電位が大きなフォトダイオードを流れる電流は、直接LTC6101によってグラウンドを基準にした出力電圧に変換されます。電源レールは最高70Vまで高くすることができます。IからVへの変換利得(トランスインピーダンス)は抵抗 $R_L$ を選択して設定します。

## インテリジェント・ハイサイド・スイッチ



LT1910は専用のハイサイドMOSFETドライバで、保護機能を内蔵しています。標準ロジック電圧レベルからパワースイッチのゲートをドライブします。スイッチを流れる電流をモニタして、短絡した負荷を保護します。LTC6101を同じ回路に追加して、同じ電流センス抵抗を共有すると、追加のインテリジェント制御のために負荷電流に比例したリニアな電圧信号を与えます。

絶縁された出力と105V耐性を備えた48V電源電流モニタ



LTC6101のHVバージョンは105Vの合計電源電圧で動作可能です。高い電源電圧レールを流れる電流は、直接に、またはこの回路に示されているように絶縁された状態でモニタすることができます。回路の利得とLTC6101からの出力電流レベルは使われる特定のオプトアイソレータに依存します。

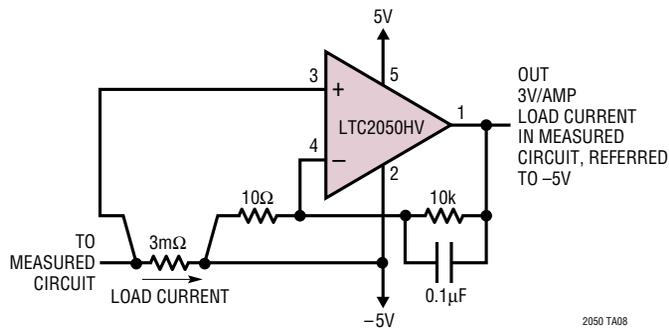


## ローサイド

この章ではローサイド電流検出のソリューションについて説明します。これらの回路では、グラウンド・リターンまたは負電源ラインを流れる電流がモニタされます。

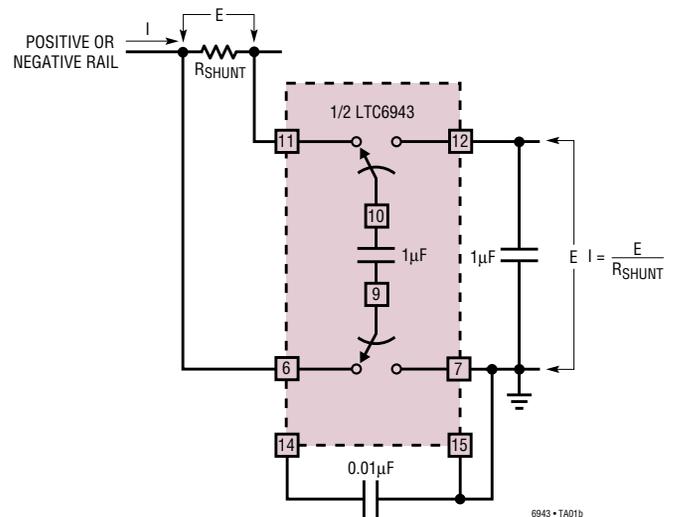
このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

### 「古典的な」高精度ローサイド電流検出



この構成は基本的に標準的非反転アンプです。使われるオペアンプは下側レールでの同相動作をサポートする必要があり、(示されているように)ゼロドリフト型を使うと優れた精度が得られます。この回路の出力は下側のケルビン接続を基準にしており、この接続は単一電源アプリケーションではグラウンドのことがあります。小信号レンジは単一電源デザインでは $V_{OL}$ によって制限されず、スケール精度はユーザーが選択する抵抗の品質によって定まります。

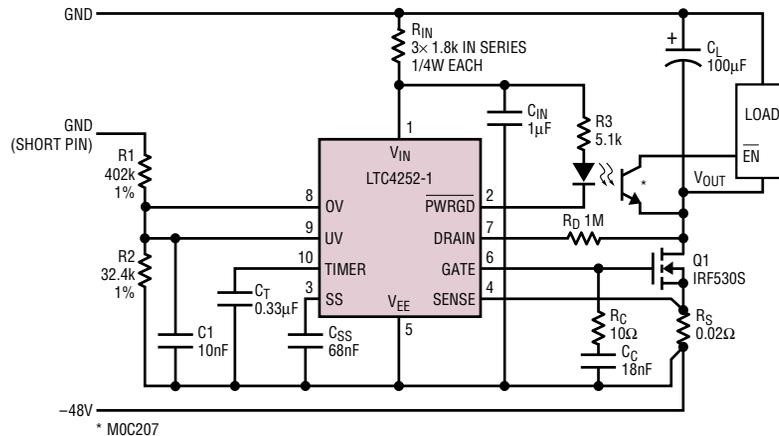
### 電源レールでの高精度電流検出



これはLTC2053やLTC6800のフロントエンドに使われるのと同じサンプリング・アーキテクチャですが、オペアンプの利得段がありません。この特定のスイッチは18Vまで扱えるので、上述の完全に集積化されたICよりも高い電圧で超高精度の方式を利用することができます。この回路は単に電荷をフライング・センス・コンデンサからグラウンドを基準にした出力コンデンサに移すので、DC入力条件では、シングルエンドの出力電圧はセンス抵抗両端の差動電圧と正確に同じです。高精度バッファ・アンプ(LTC2054など)が一般にこの回路の後に続きます。伝達速度はピン14に接続されたコンデンサを使ってユーザーによって設定されます。負電源モニタの場合、ピン15をグラウンドではなく負レールに接続します。

# アプリケーションノート 105

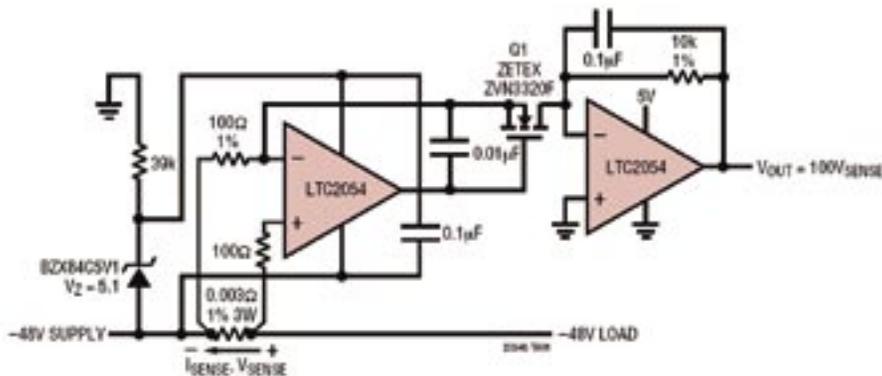
## -48Vホットスワップ・コントローラ



この負荷保護回路にはローサイド電流検出が採用されています。N-MOSFETを制御して、負荷をソフトスタートさせるか(電流ランプ)、または電源や負荷のフォールト

が生じた場合に負荷を切り離します。内部のシャント・レギュレータがローカルの動作電圧を発生します。

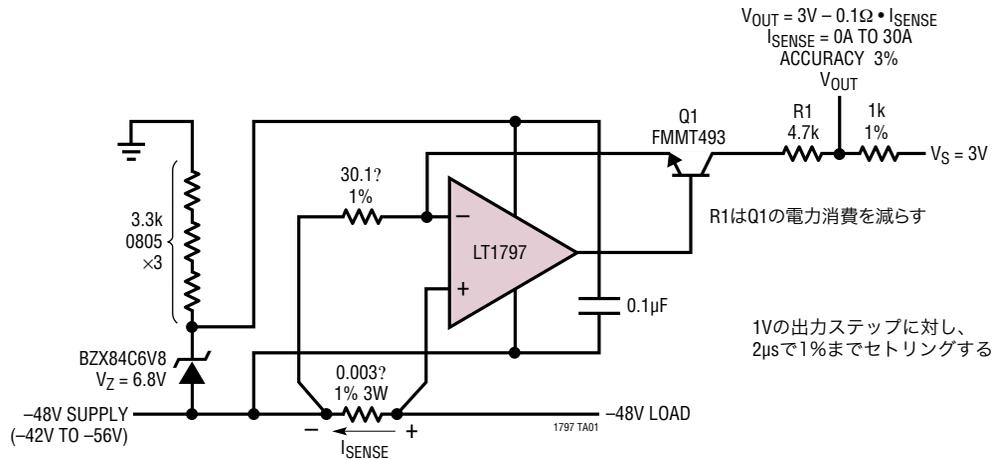
## -48Vローサイドの高精度電流検出



初段のアンプは基本的に「古典的」ハイサイド電流検出の相補形で、テレコムの高電圧で動作するように設計されています。ツェナー・ダイオードが最初のオペアンプの安価な「フロートした」シャント・レギュレータ電源を形成します。N-MOSFETのドレインが測定された電流を(トランスインピーダンス・アンプ(TIA)として構成された)2段目の仮想グラウンドに供給します。2番目のオペアン

プは正電源から給電され、負荷電流を増やすため、正出力電圧を供給します。各段の電源電圧が異なるため、デュアル・オペアンプはこの実装には使えません。この回路はゼロドリフト・オペアンプを使うので、並外れて精密です。スケール精度はユーザーが選択する抵抗の品質によって決まります。小信号レンジは2段目の単一電源動作では $V_{OL}$ によって制限されます。

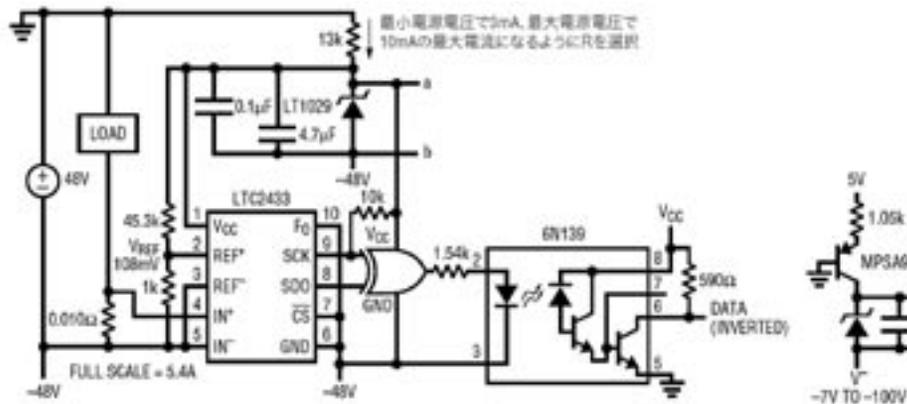
高速で小型の-48V電流検出



このアンプの構成は本質的に古典的なハイサイド構成の相補形の実装です。使われるオペアンプはその低い方のレールの同相動作をサポートする必要があります。「フロートしている」シャント・レギュレータによるローカル電源がツェナー・ダイオードによって与えられ、トラン

ジスタが測定された電流を出力負荷抵抗(この回路では1kΩ)に供給します。この回路では、出力電圧は正電位を基準にしており、増加していく-48V負荷を表すとき下に向かって変化します。スケール精度は使われる抵抗の品質とNPNトランジスタの性能によって定まります。

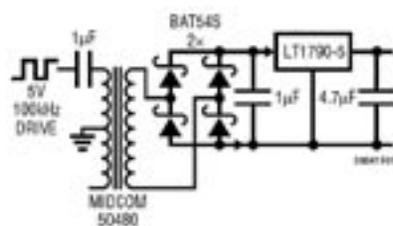
-48V電流モニタ



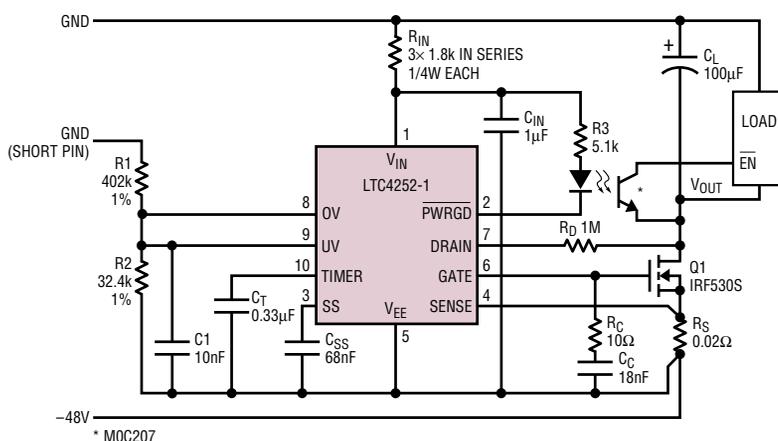
# アプリケーションノート 105

この回路では、経済的なADCが使われ、センス抵抗の電圧降下を直接収集します。コンバータは「フロートしている」高精度シャント・レギュレータによる電源から給電され、連続変換を行うように構成されています。ADCのデジタル出力がオプトアイソレータをドライブし、シリアル・データ・ストリームをグラウンドにレベルシフトします。電源電圧が広いアプリケーションでは、13kのバイアス抵抗を、右側に示されているようなアクティブ4mA電流源で置き換えることができます。誘電体による完全な絶縁や

高効率動作を実現するには、下に示されているような小型トランス回路からADCに給電することができます。



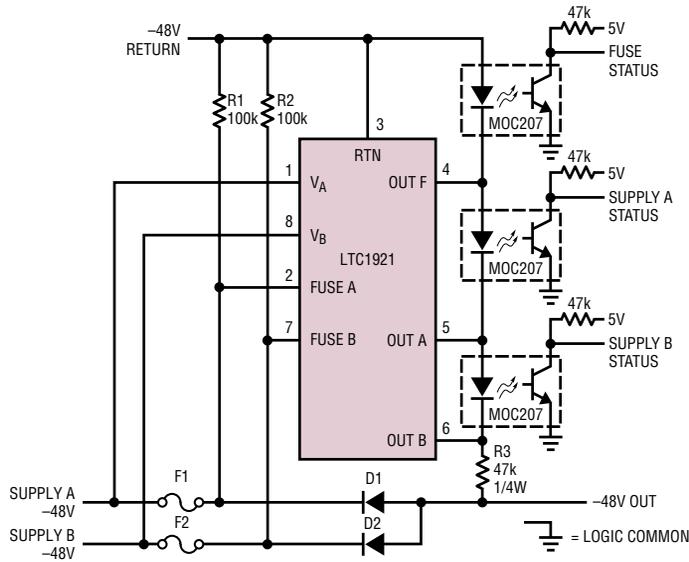
## -48Vホットスワップ・コントローラ



この負荷保護回路にはローサイド電流検出が採用されています。N-MOSFETを制御して、負荷をソフトスタートさせるか(電流ランプ)、または電源や負荷のフォールト

が生じた場合に負荷を切り離します。内部のシャント・レギュレータがローカルの動作電圧を発生します。

簡単なテレコム電源のヒューズ・モニタ



V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	SUPPLY A STATUS	SUPPLY B STATUS
OK	OK	0	0
OK	UV OR OV	0	1
UV OR OV	OK	1	0
UV OR OV	UV OR OV	1	1

OK: WITHIN SPECIFICATION  
 OV: OVERVOLTAGE  
 UV: UNDERVOLTAGE

V <sub>FUSE A</sub>	V <sub>FUSE B</sub>	FUSE STATUS
= V <sub>A</sub>	= V <sub>B</sub>	0
= V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	1
V <sub>A</sub>	= V <sub>B</sub>	1
V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	1*

0: LED/PHOTODIODE ON  
 1: LED/PHOTODIODE OFF  
 \* 両方のヒューズ(F1とF2)がオープンするとR3に給電されないで、全ての状態出力が"H"になる

LTC1921はテレコムのヒューズと電源電圧のモニタ機能のすべてを一体化して提供します。電源とヒューズの

状態を表示する3つの光絶縁された状態フラグを発生します。

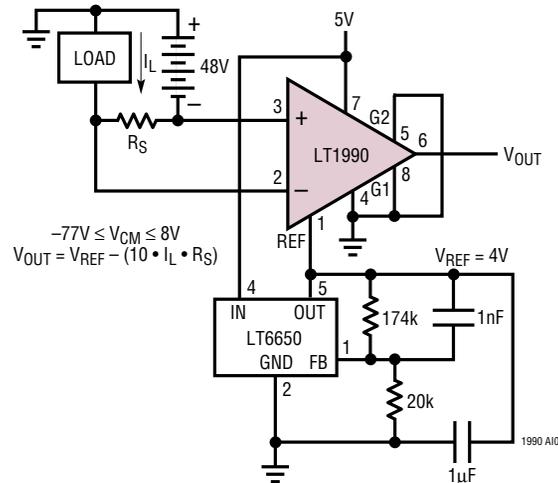


## 負電圧

この章では負電圧の電流検出のソリューションについて説明します。

このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

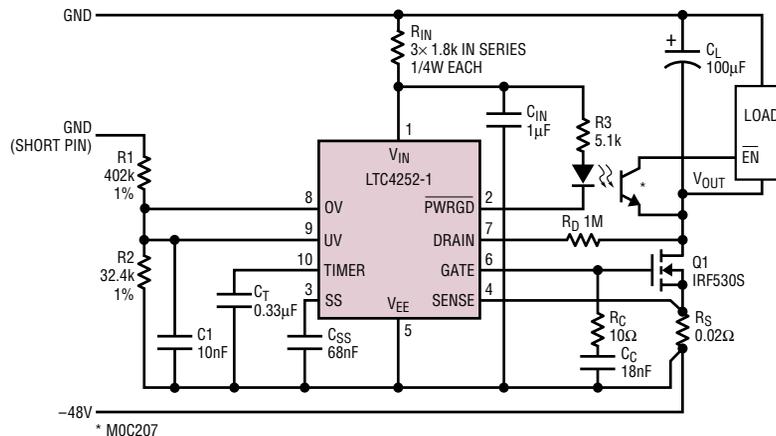
### テレコム用電源の電流モニタ



LT1990は同相範囲の広い差動アンプで、ここではセンス抵抗の電圧降下を10倍に増幅します。単一5V電源を使う場合に望みの入力範囲を与えるため、基準電位は

LT6650によって約4Vに設定されます。大きな出力振幅が得られるように、この接続方式では出力信号は基準電位から下に向かって変化します。

### -48Vホットスワップ・コントローラ

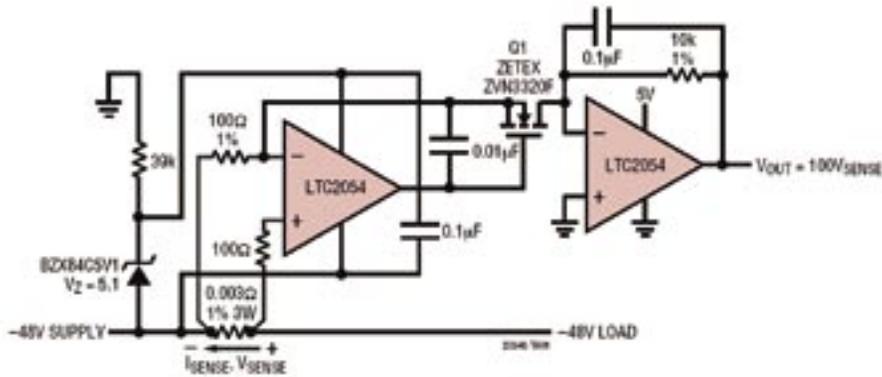


この負荷保護回路にはローサイド電流検出が採用されています。N-MOSFETを制御して、負荷をソフトスタートさせるか(電流ランプ)、または電源や負荷のフォー

ルトが生じた場合に負荷を切り離します。内部のシャント・レギュレータがローカルの動作電圧を発生します。

# アプリケーションノート 105

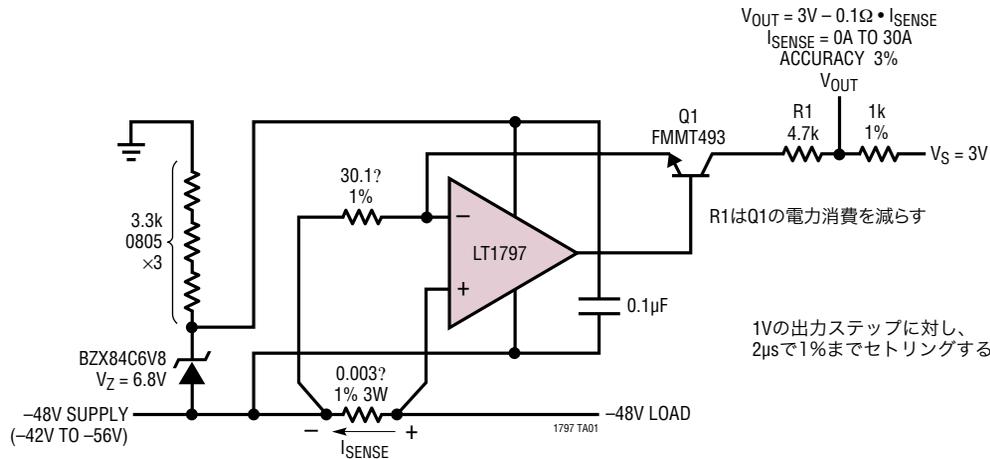
## -48Vローサイドの高精度電流検出



初段のアンプは基本的に「古典的」ハイサイド電流検出の相補形で、テレコムの高電圧で動作するように設計されています。ツェナー・ダイオードが最初のオペアンプの安価な「フロートした」シャント・レギュレータ電源を形成します。N-MOSFETのドレインが測定された電流を(トランスインピーダンス・アンプ(TIA)として構成された)2段目の仮想グラウンドに供給します。2番目のオペアンプ

は正電源から給電され、負荷電流を増やすため、正出力電圧を供給します。各段の電源電圧が異なるため、デュアル・オペアンプはこの実装には使えません。この回路はゼロドリフト・オペアンプを使うので、並外れて精密です。スケール精度はユーザーが選択する抵抗の品質によって決まります。小信号レンジは2段目の単一電源動作では $V_{OL}$ によって制限されます。

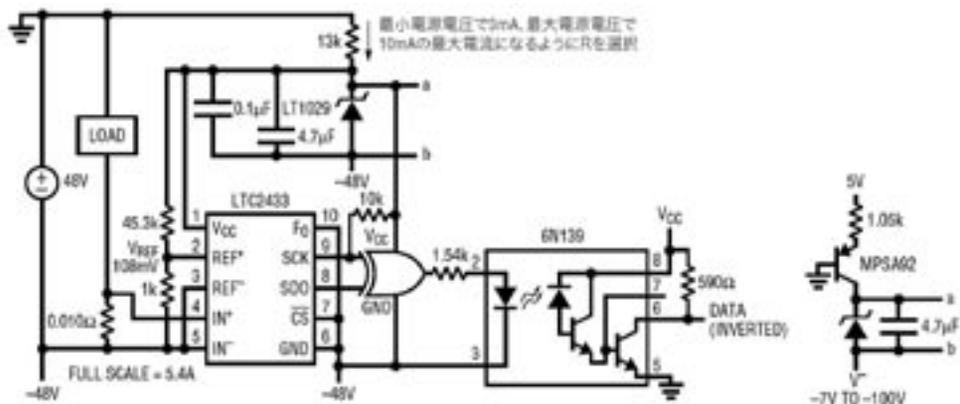
## 高速で小型の-48V電流検出



このアンプの構成は本質的に古典的なハイサイド構成の相補形の実装です。使われるオペアンプはその低い方のレールの同相動作をサポートする必要があります。「フロートしている」シャント・レギュレータによるローカル電源がツェナー・ダイオードによって与えられ、トランジ

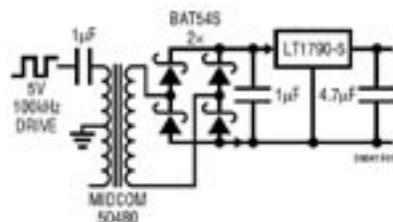
スタが測定された電流を出力負荷抵抗(この回路では $1k\Omega$ )に供給します。この回路では、出力電圧は正電位を基準にしており、増加していく-48V負荷を表すとき下に向かって変化します。スケール精度は使われる抵抗の品質とNPNトランジスタの性能によって設定されます。

-48V電流モニタ

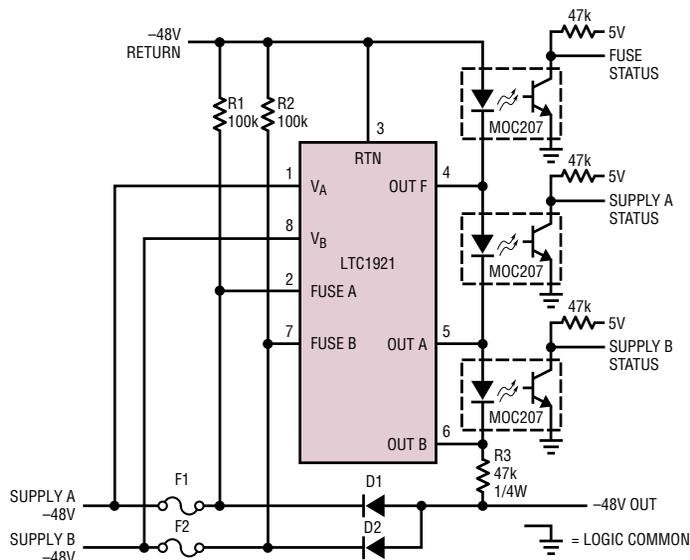


この回路では、経済的なADCが使われ、センス抵抗の電圧降下を直接収集します。コンバータは「フロートしている」高精度シャント・レギュレータによる電源から給電され、連続変換を行うように構成されています。ADCのデジタル出力がオプトアイソレータをドライブし、シリアル・データ・ストリームをグラウンドにレベルシフトします。電源電圧が広いアプリケーションでは、13kのバイアス抵抗を、右側に示されているようなアクティブ4mA電流源で置き換えることができます。誘電体による完全な絶縁や

高効率動作を実現するには、下に示されているような小型トランス回路からADCに給電することができます。



簡単なテレコム電源のヒューズ・モニタ



V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	SUPPLY A STATUS	SUPPLY B STATUS
OK	OK	0	0
OK	UV OR OV	0	1
UV OR OV	OK	1	0
UV OR OV	UV OR OV	1	1

OK: WITHIN SPECIFICATION  
OV: OVERVOLTAGE  
UV: UNDERVOLTAGE

V <sub>FUSE A</sub>	V <sub>FUSE B</sub>	FUSE STATUS
= V <sub>A</sub>	= V <sub>B</sub>	0
= V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	1
V <sub>A</sub>	= V <sub>B</sub>	1
V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	1*

0: LED/PHOTODIODE ON  
1: LED/PHOTODIODE OFF  
\* 両方のヒューズ (F1とF2) がオープンすると R3に給電されないため、全ての状態出力が "H"になる

LTC1921はテレコムのヒューズと電源電圧のモニタ機能のすべてを一体化して提供します。電源とヒューズの

状態を表示する3つの光絶縁された状態フラグを発生します。

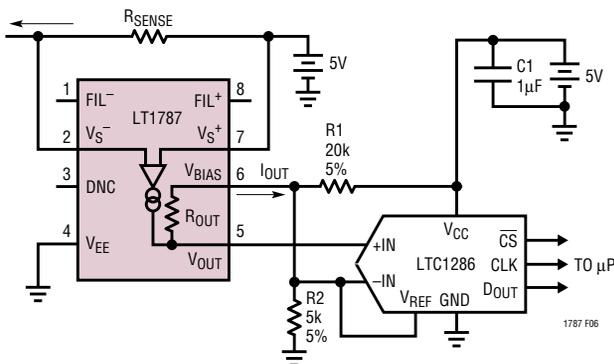


## 一方向

一方向電流検出では、センス抵抗を通して一方向にだけ流れる電流をモニタします。

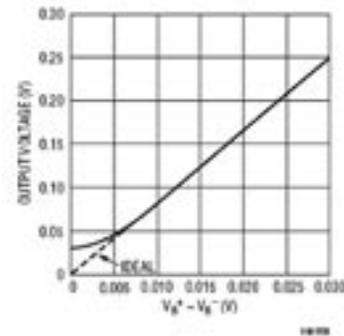
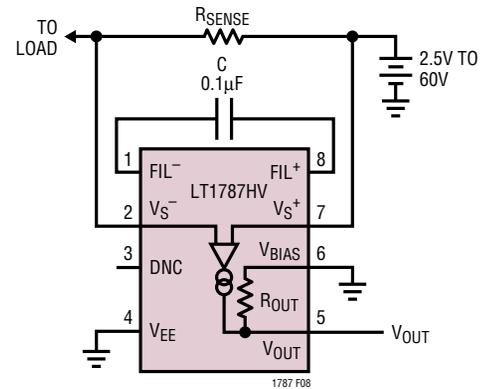
このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

### $V_S^+$ に固定された電源を使ったA/Dへの一方向出力



ここでは、LT1787はLTC1286 A/Dコンバータと組み合わされて動作します。A/Dコンバータの-INピンは抵抗分割器(R1とR2)によって1Vにバイアスされます。この電圧は検出電流が増加するにつれて増加し、増幅された検出電圧がA/Dコンバータの-INと+INの端子間に現れます。LTC1286コンバータはその-INと+INの入力をシーケンシャルにサンプリングします。サンプリング間隔の間に入力が増加すると精度が低下します。変換サイクルの間に検出電流が1LSBを超えて変化する場合、 $V_{BIAS}$ から $V_{OUT}$ へのフィルタ・コンデンサとともに $FIL^+$ から $FIL^-$ へのフィルタ・コンデンサが必要になることがあります。

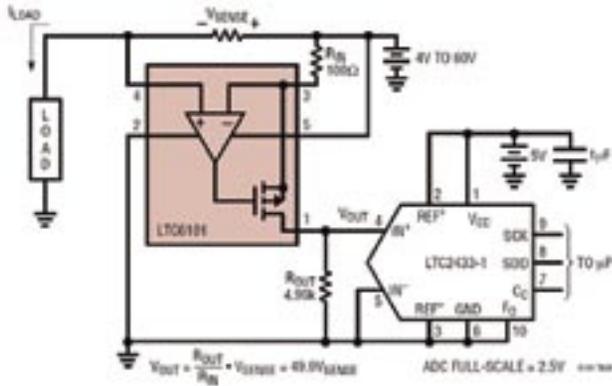
### 一方向電流検出モード



これはLT1787を使用できるきわめて簡単な接続方式です。 $V_{BIAS}$ ピンはグラウンドに接続されており、 $V_{OUT}$ ピンは検出電流の増加とともに正方向に振幅します。出力は30mVまで下方に振幅することができます。小さな出力レベルでは精度が犠牲になりますが、保護回路の用途または検出電流が大きく変化しない用途ではこれは制約とはなりません。 $V_{BIAS}$ をグラウンドより上にレベルシフトさせることにより、低レベルでの精度を上げることができます。レベルシフトは、抵抗分割器、電圧リファレンスまたは簡単なダイオードを使って行うことができます。出力信号が $V_{BIAS}$ と $V_{OUT}$ の間で差動で検出される場合、精度は保証されます。

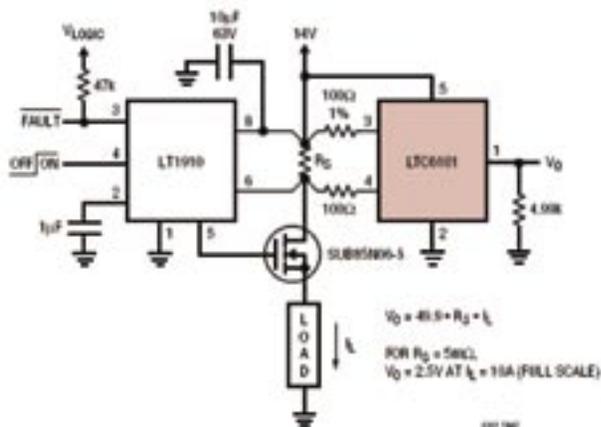
# アプリケーションノート 105

## LTC2433 ADCへの16ビット分解能の一方向出力



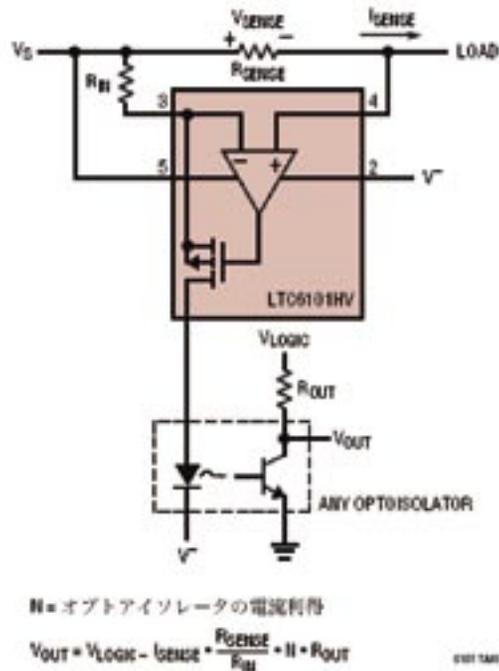
LTC2433-1はソース・インピーダンスが5kΩまでの信号を正確にデジタル化することができます。このLTC6101電流検出回路には4.99Ωの出力抵抗が使われていてこの要件を満たすので、追加のバッファは不要です。

## インテリジェント・ハイサイド・スイッチ



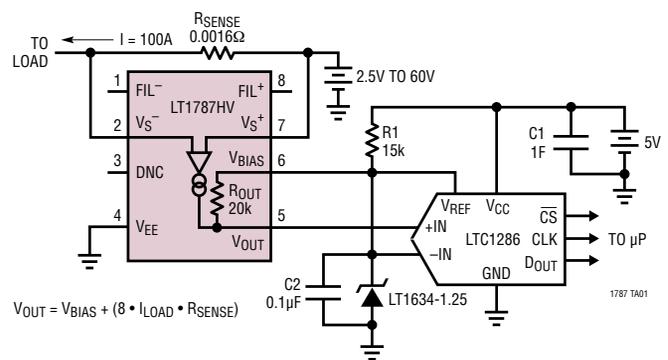
LT1910は専用のハイサイドMOSFETドライバで、保護機能を内蔵しています。標準ロジック電圧レベルからパワースイッチのゲートをドライブします。スイッチを流れる電流をモニタして、短絡した負荷を保護します。LTC6101を同じ回路に追加して、同じ電流センス抵抗を共有すると、追加のインテリジェント制御のために負荷電流に比例したリニアな電圧信号を与えます。

## 絶縁された出力と105V耐性を備えた48V電源電流モニタ



LTC6101のHVバージョンは105Vの合計電源電圧で動作可能です。高い電源電圧レールを流れる電流は、直接に、またはこの回路に示されているように絶縁された状態でモニタすることができます。回路の利得とLTC6101からの出力電流レベルは使われる特定のオプトアイソレータに依存します。

## LTC1286 ADCへの12ビット分解能の一方向出力



LT1787は双方向の出力を与えることができますが、このアプリケーションでは、一方向測定をデジタル化するのに経済的なLTC1286が使われています。LT1787の公称利得は8で、約100Aの負荷電流で1.25Vのフルスケール出力を与えます。

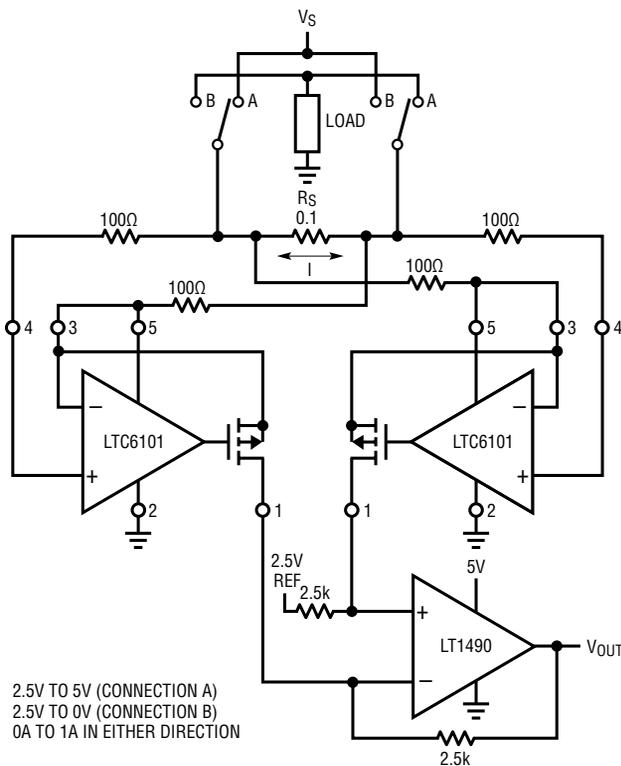


## 双方向

双方向電流検出では、センス抵抗を流れる両方向の電流をモニタします。

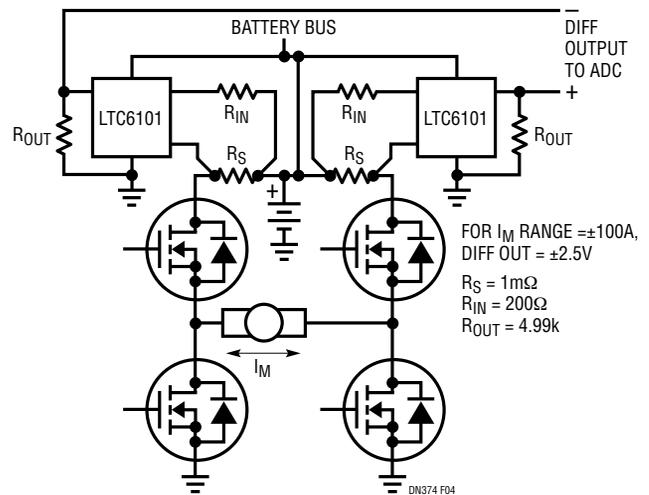
このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

### シングルエンド出力を使った双方向電流検出



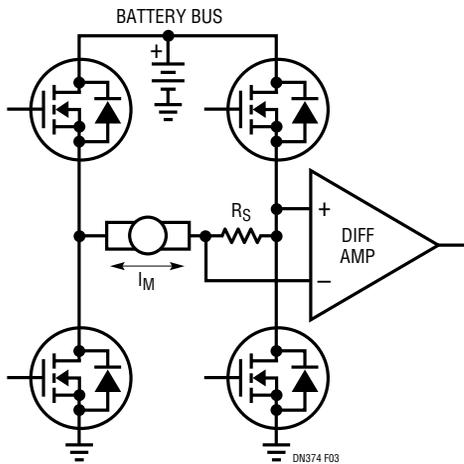
LTC6101はどちらの方向の負荷電流をモニタするのにも使われます。別のレール・トゥ・レール・オペアンプを使って2つの出力を結合するとシングルエンドの出力が得られます。電流が流れていないと、出力はリファレンス電位（出力振幅を最大にするため、示されているように電源電圧の半分、つまり2.5V）になります。接続Aを通して負荷に給電すると、出力は2.5VとV<sub>CC</sub>の間で上方に変化します。接続Bでは、出力は2.5Vと0Vの間で下方に変化します。

### フォールト検出と双方向の負荷情報を与える 実際のHブリッジ電流モニタ



この回路は双対の一方方向センス測定方式を使って、ADCのための差動負荷測定方法を実装しています。各LTC6101は、負荷の短絡やMOSFETの故障など、フォールト状態に迅速に反応するハイサイド検出をおこないます。(図には示されていない)スイッチ・モジュール内部のハードウェアに保護ロジックを搭載して、状態フラグを制御システムに与えることができます。差動として取り出された2つのLTC6101の出力により、サーボ制御のための双方向負荷測定が行われます。グラウンドを基準にしたこの信号はほとんどの $\Delta\Sigma$  ADCに適合します。 $\Delta\Sigma$  ADC回路は測定結果からPWM成分を除去する積分機能も「無償で」与えます。また、この方式では、スイッチ保護のために必要な速度でアナログ-デジタル変換をおこなう必要がないので、コストと複雑さが減少します。

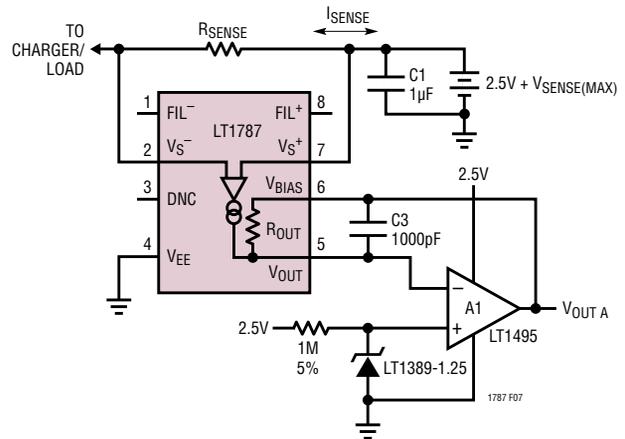
## 通常のHブリッジ電流モニタ



ステアリング補助機能など、最新のオートドライブ機能の多くは本来双方向です。これらの機能は一般にパルス幅変調 (PWM) を使ってHブリッジMOSFETアレイによってドライブされ、指示されたトルクを変えます。これらのシステムの電流モニタには2つの主な目的があります。1つは負荷の電流をモニタして望みのコマンド(つまり、閉ループのサーボ制御則)に対する実際の動作をトラッキングすることであり、もう1つはフォールト検出と保護です。

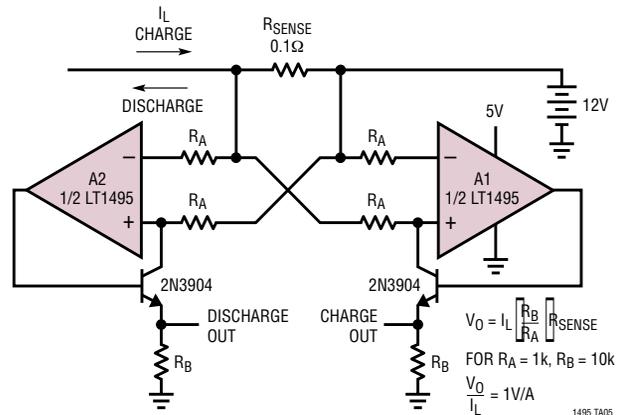
これらのシステムに共通なモニタ手法では、示されているように、「フライング」センス抵抗の電圧が増幅されます。残念なことに、モーター端子の単純なグランドへの短絡のような、いくつかの潜在的に危険なフォールトのシナリオが検出されません。別のやっかいな問題はPWM動作によって生じるノイズです。PWMノイズはサーボ則の目的のためにフィルタ処理することができますが、保護のために役立つ情報が不明瞭になります。最善策は単純に各半ブリッジを個々に保護する2つの回路を用意して双方向の負荷電流を通知することです。場合によっては、スマートMOSFETブリッジ・ドライバにセンス抵抗が既に内蔵されていて、必要な保護機能を提供することもあります。そのような場合、最善策は最小の追加回路を使って負荷の情報を得ることです。

## 外部電圧リファレンスとI/Vコンバータを備えた単一電源の2.5V双方向動作



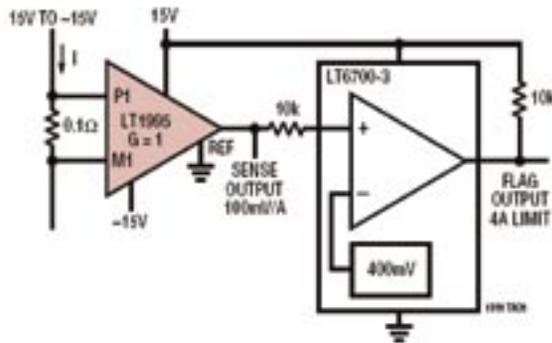
LT1787の出力は、I/Vコンバータとして構成されたLT1495レール・トゥ・レール・オペアンプによってバッファされます。この構成は電圧の非常に低い電源のモニタに最適です。LT1787のV<sub>OUT</sub>ピンはオペアンプの非反転入力に現れるリファレンス電圧に等しく保たれます。これにより、2.5Vまでの低い電源電圧をモニタすることができます。このオペアンプの出力はグランドからその正電源電圧まで振幅することができます。オペアンプの低インピーダンスの出力は、LT1787の高出力インピーダンスよりも効果的に後続の回路をドライブすることができます。I/Vコンバータの構成は両電源の電圧でも問題なく動作します。

## バッテリー電流モニタ



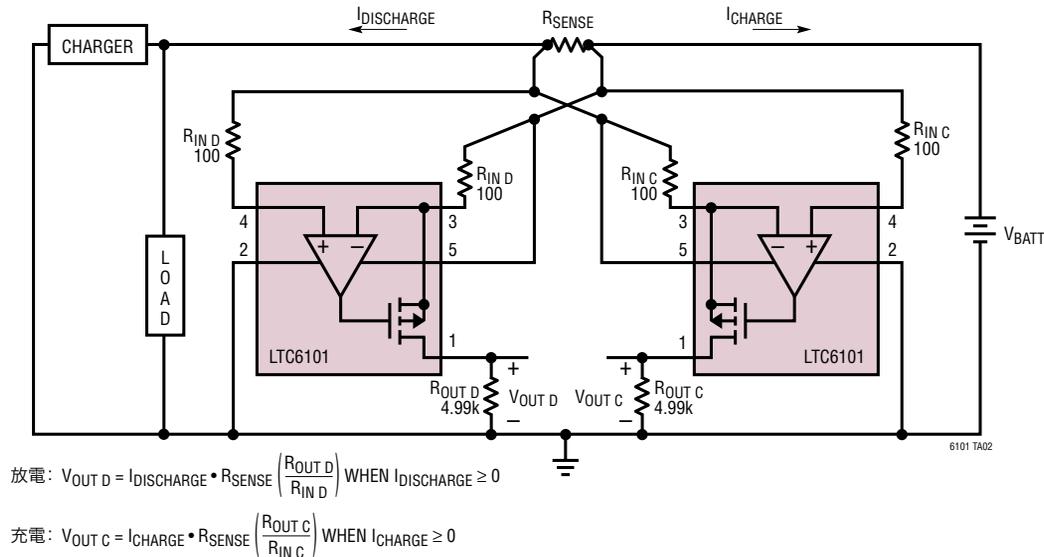
1個のLT1495デュアル・オペアンプ・パッケージを使って、充電と放電の別個の電流検出出力を構成することができます。LT1495はOver-the-Top動作を備えているので、わずか5Vのアンプ電源電圧で、最大36Vのバッテリー電位を許容します。

## アラーム付き高速電流検出



LT1995は簡単なユニティゲインの差動アンプとして示されています。両電源でバイアスされているとき、入力電流はどちらの方向にも流れることができ、100mΩのセンス抵抗両端の電圧から1アンペア当たり100mVの出力電圧を与えます。帯域幅が32MHz、スルーレートが1000V/μsなので、このセンス・アンプの応答は高速です。LT6700-3のような基準電圧回路を内蔵した簡単なコンパレータを追加して過電流フラグを発生させることができます。400mVのリファレンスを使うと、4Aでフラグが発生します。

## 別個の充電出力/放電出力付き双方向電流検出

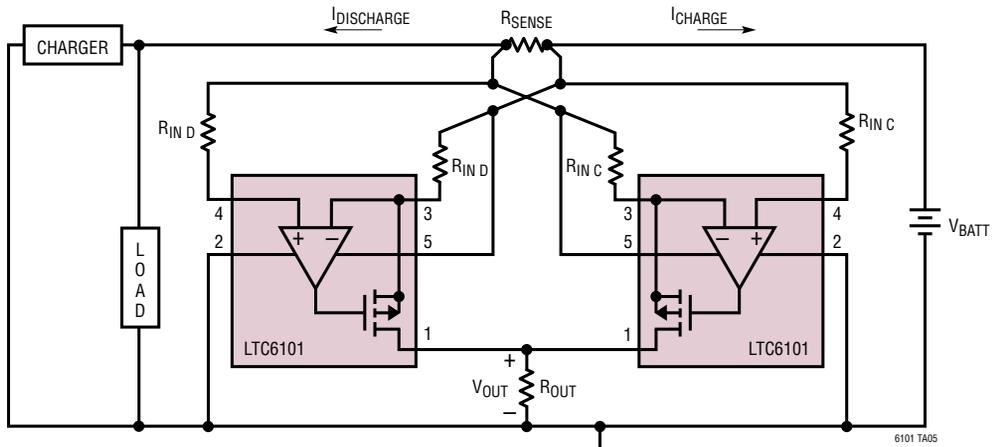


この回路では、出力は電流の方向によってイネーブルされます。充電または放電しているときのバッテリー電流は出力の1つだけをイネーブルします。たとえば、充電しているとき、そのLTC6101の出力MOSFETは完全にオフし、

他方、他のLTC6101 ( $V_{OUT C}$ )は充電電流に比例して"L"から"H"にランプするので、 $V_{OUT D}$ 信号は"L"になります。チャージャが取り去られ、バッテリーが負荷に放電すると、アクティブな出力は逆になります。

# アプリケーションノート 105

## 双方向の絶対値電流検出



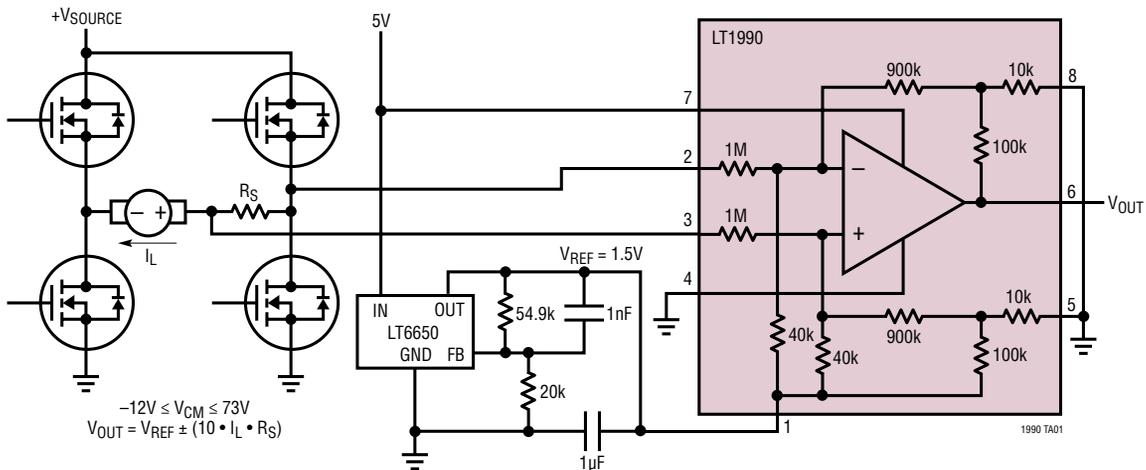
放電:  $V_{OUT} = I_{DISCHARGE} \cdot R_{SENSE} \left( \frac{R_{OUT}}{R_{IN D}} \right)$  WHEN  $I_{DISCHARGE} \geq 0$

充電:  $V_{OUT} = I_{CHARGE} \cdot R_{SENSE} \left( \frac{R_{OUT}}{R_{IN C}} \right)$  WHEN  $I_{CHARGE} \geq 0$

2個のLTC6101の高インピーダンス電流源出力は相互に直接接続することができます。この回路ではV<sub>OUT</sub>の電圧はバッテリーへ流れ込む、またはバッテリーから流れ出す電

流の大きさの絶対値を連続的に表します。電流の方向、つまり極性は区別されません。

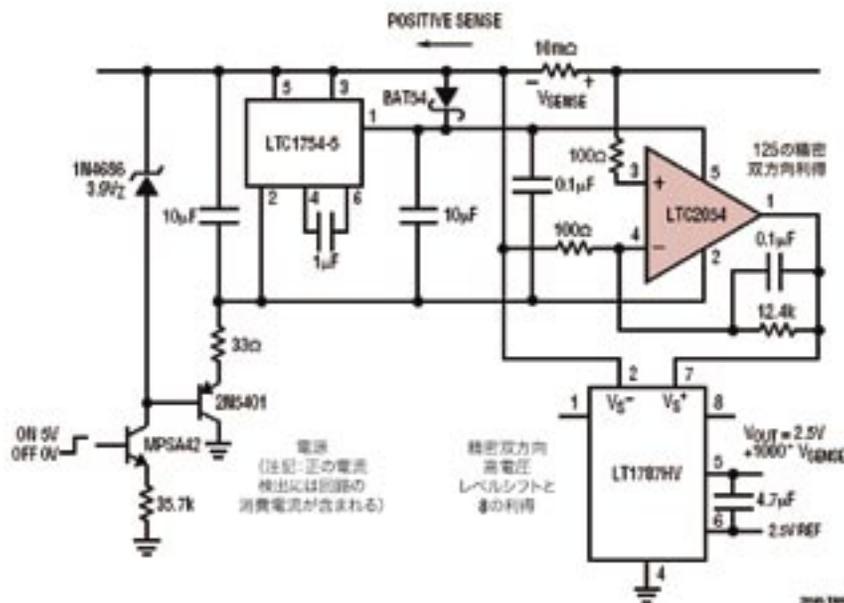
## フルブリッジ負荷電流モニタ



LT1990は差動アンプで、電源電圧自体をはるかに超えることができる非常に広い同相入力電圧範囲を持っています。これは、モーターのようなフルブリッジでドライブされる誘導性負荷の電流のモニタに使われるとき、過渡電圧を除去するのに有利です。LT6650は1.5Vの電圧リファ

レンスを備えており、出力をグラウンドから持ち上げてバイアスします。出力は負荷電流がどちらの方向に流れるかに依存して1.5Vより上または下に変化します。示されているように、アンプは抵抗R<sub>S</sub>の両端に生じる電圧に対して10の利得を与えます。

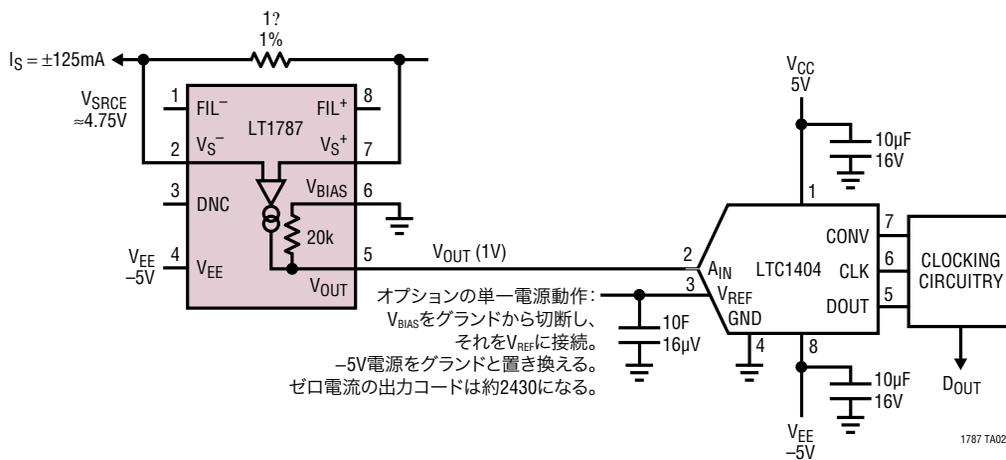
低電力、双方向60Vの高精度ハイサイド電流検出



非常に精密なゼロドリフト・アンプをプリアンプとして使うと、非常に小さなセンス抵抗を高電圧電源ラインに使うことができます。フロートしている電源が、LT1787HV回路の60Vのリミットまでの任意の電圧レ

ルのプリアンプ両端の電圧を安定化します。この回路全体の利得は1000です。10mΩセンス抵抗を流れるいずれの方向の電流の1mAの変化も、出力電圧に10mVの変化を生じます。

両電源または単一電源動作の、A/Dへの双方向出力



この回路では、LT1787とLT1404の両方に両電源動作が使われ、対称的な双方向測定が行われます。単一電源の場合(このとき、LT1787のピン6がV<sub>REF</sub>によってドライブされ

ます)、双方向の測定範囲は、V<sub>REF</sub>がADCの入力範囲の中心よりいくらか大きいため、わずかに非対称になります。

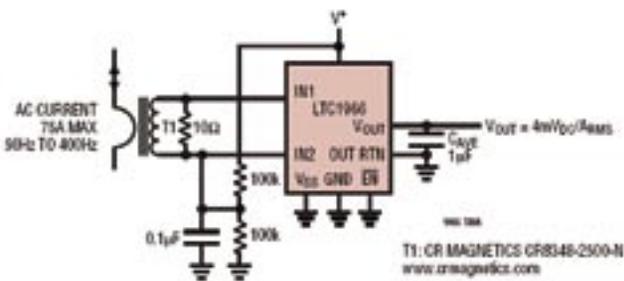


## AC

AC電源ラインの電流検出は、電流と電圧の両方が常に極性を変えているという意味で簡単には扱えません。信号をトランスで結合してグラウンドを基準にした回路をドライブするのは、多くの場合良い方法です。

このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

## 単一電源のRMS電流の測定



LT1966は真のRMSからDCへのコンバータで、レール・トゥ・レールの範囲のシングルエンドまたは差動の入力信号を受け取ります。PCBに実装した電流センス・トランスの出力を直接コンバータに接続することができます。電源から負荷への信号経路を切断することなく、最大75AのAC電流を測定することができます。回路の精確な動作範囲はトランスの終端抵抗の選択によって決まります。電流の真のrms値に比例したDC出力電圧を発生させるすべての計算機能はLTC1966に内蔵されています。これは、AC駆動のアプリケーションの電力/エネルギー消費を決定するのに役立ちます。

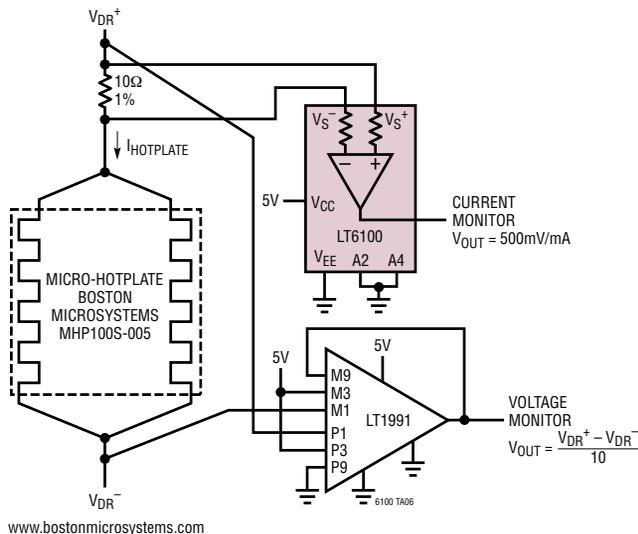


## DC

DC電流検出では非常に低速で変化する電流を測定します。

このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

### マイクロホットプレートの電圧と電流のモニタ

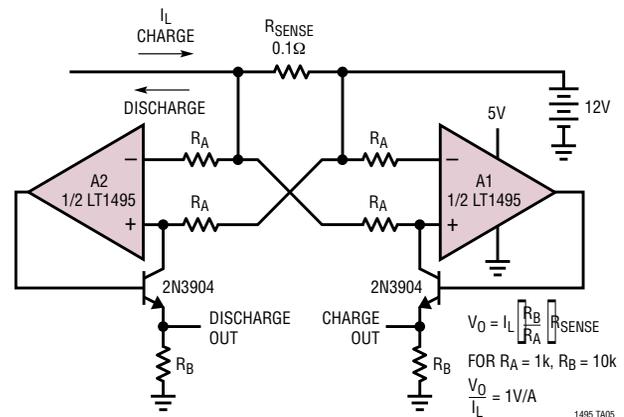


材料科学の研究では、様々な温度での素材の性質や相互作用を調べます。興味深い性質のいくつかは、ナノテクノロジーを使った局所化されたヒーターによって励起することができ、相互作用をする薄膜の存在を利用して検出することができます。

検出の正確な方法は非常に複雑で、知的所有権の対象であることが多いのですが、局所的に熱を発生させる方法は電球と同じくらい古くから知られています。示されているのは、Boston Microsystems (www.bostonmicrosystems.com) のマイクロホットプレートのヒーター素子の回路図です。この素子の物理的寸法は数十ミクロンです。それらはSiCからマイクロマシン加工され、簡単なDC電力で熱せられ、損傷を受けることなく1000°Cに達することができます。

素子に与えられる電力(したがって、その温度)は、LT6100が電流を測定し、LT1991が電圧を測定して、その電圧と電流の積から確かめられます。LT6100は10Ω抵抗の両端の電圧を測定して電流を検出し、50の利得で増幅し、グランドを基準にした出力を与えます。したがって、IからVへの利得は500mV/mAです。これは、フルスケール・ヒーター電流が10mAで、LT6100の出力振幅が5Vなので、理にかなっています。LT1991の仕事はその反対で、利得の代わりに精密な減衰を与えます。ヒーターのフルスケール電圧は合計40V(±20V)であり、それを超えると環境によってはヒーターの寿命が減少します。LT1991は10の減衰係数で設定されていますので、40Vのフルスケール差動ドライブは、LT1991の出力ではグランドを基準にして4Vになります。両方の場合とも、電圧は0V~5VのPC I/Oカードで簡単に読み取られ、システムはソフトウェアで簡単に制御されます。

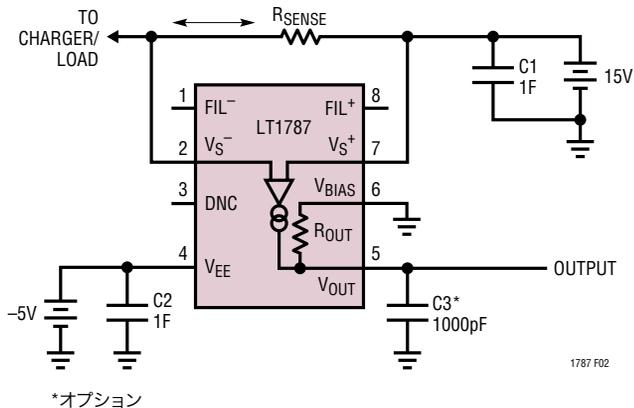
### バッテリー電流モニタ



1個のLT1495デュアル・オペアンプ・パッケージを使って、充電と放電の別個の電流検出出力を構成することができます。LT1495はOver-the-Top動作を備えているので、わずか5Vのアンプ電源電圧で、最大36Vのバッテリー電位を許容します。

# アプリケーションノート 105

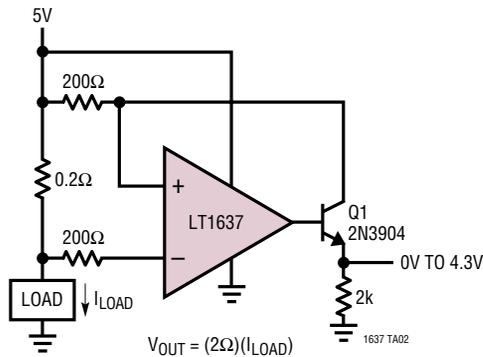
## 双方向バッテリー電流モニタ



\*オプション

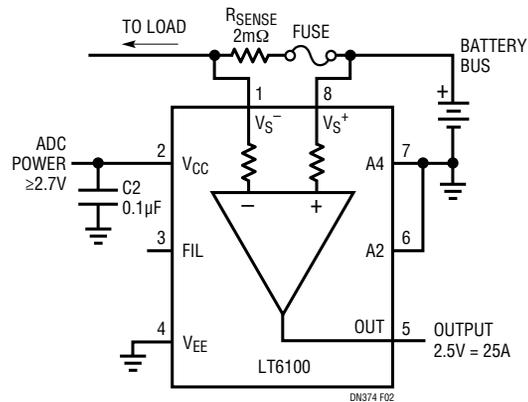
この回路はセンス抵抗を流れるどちらの方向の電流でもモニタすることができます。負出力が充電電流を表すことができるように、 $V_{EE}$ は小さな負電源に接続されています。単一電源動作では( $V_{EE}$ はグランド)、正のリファレンス・レベル(たとえば、1.25V)を $V_{BIAS}$ に与えることにより、出力範囲を上方にオフセットすることができます。 $C3$ は、デバイスの出力抵抗( $R_{OUT}$ )と組み合わせて、フィルタを構成するのに使うことができます。このソリューションは優れた精度(非常に低い $V_{OS}$ )と8の固定公称利得を与えます。

## 「古典的」正電源レール電流検出



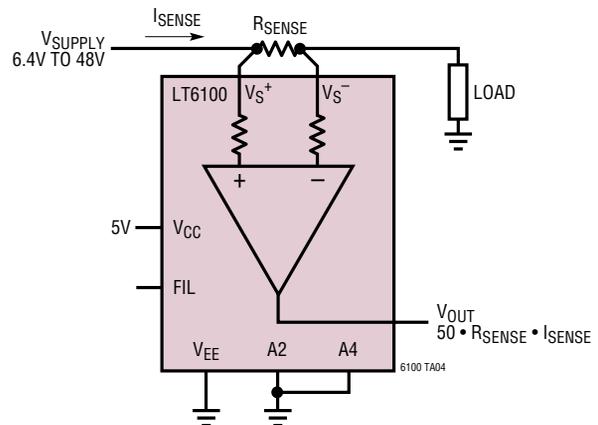
この回路は汎用デバイスを使ってLTC6101に似た機能を構成します。入力電圧はちょうど上側のレールになるので、レール・トゥ・レール入力のタイプのオペアンプが必要です。ここに示されている回路は最大44Vのアプリケーションをモニタすることができます。追加部品が必要になることに加えて、電源電圧でのオペアンプの $V_{OS}$ 性能は一般に製造時に微調整されていないので、他のソリューションに比べて精度が落ちます。バイポーラ・トランジスタの電流利得は有限なので、小さな利得誤差の原因になります。

## ハイサイド電流検出とヒューズのモニタ



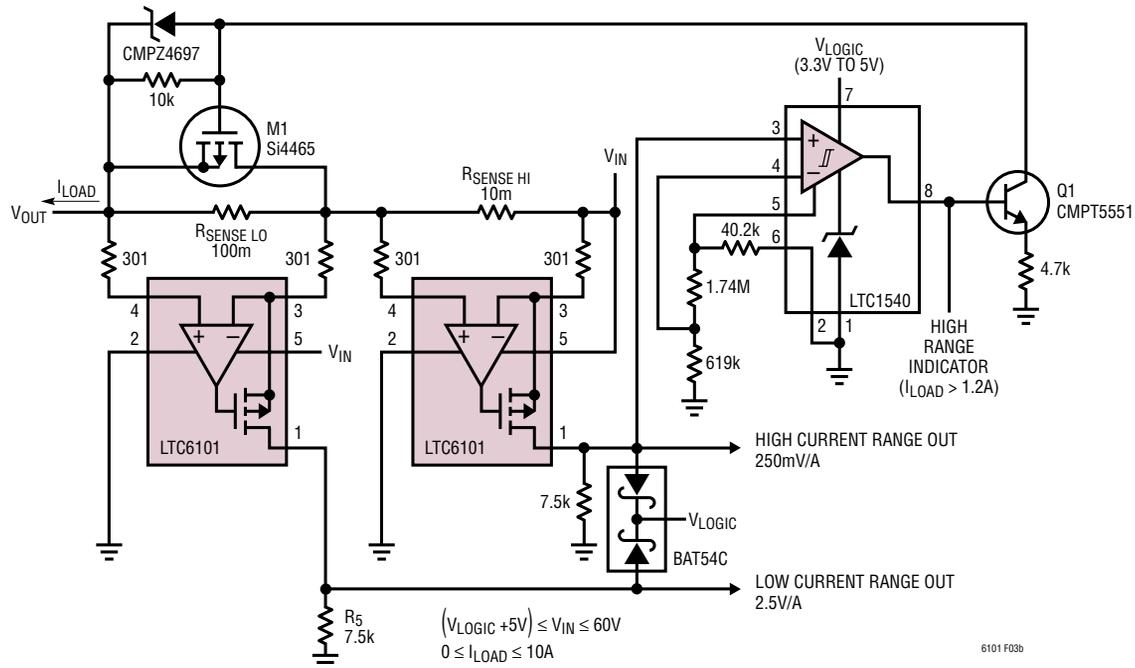
LT6100は電流センサとヒューズ・モニタの組合せとして使うことができます。このデバイスは出力バッファを内蔵しており、(自動車のデータ収集システムに一般的な)低い電源電圧(2.7V以上)で動作しながら、センス入力をもっと高いバッテリー・バスの電位の信号をモニタするように設計されています。LT6100の入力は大きな入力差に耐えますので、ヒューズが切れた動作状態(これは出力のフルスケール表示で検出されます)を許容します。また、LT6100はセンス入力を高インピーダンスに保ちながらパワーダウンすることが可能で、バッテリー・バスからは $1\mu A$ 以下の電流しか流出しません。

## 利得50の電流センス



LT6100はA2とA4の両方を接地することにより50の利得に構成されます。これは最も簡単な電流検出アンプ回路の1つで、センス抵抗しか必要としません。

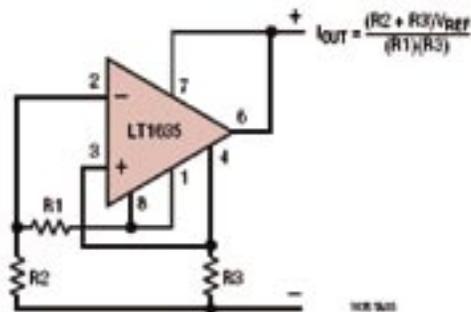
## 2個のLTC6101により高/低の電流レンジ設定が可能



広い範囲の電流を検出する簡単な方法として、2つの値のセンス抵抗を使った2個の電流センス・アンプを使います。この回路では、測定の感度と分解能は、低電流(1.2A未

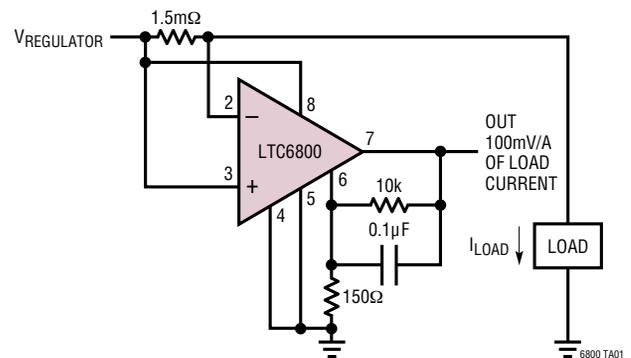
満)では高電流より10倍大きくなります。コンパレータが高電流(最大10A)を検出し、高電流回路に検出を切り替えます。

## 2端子電流レギュレータ



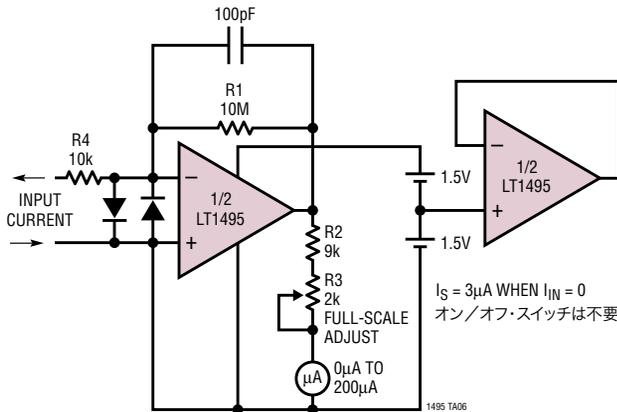
LT1635はオペアンプを200mVリファレンスと組み合わせています。このリファレンス電圧を抵抗R3の両端の電位にスケールすると、制御された量の電流が+端子から-端子に流れるよう強制します。電力はループから取られます。

## ハイサイド電源電流検出



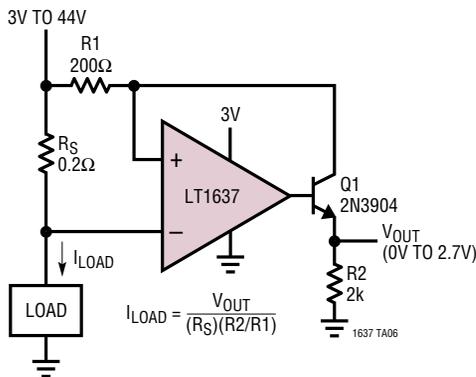
LT6800のオフセット誤差は小さいので、精度を保ったまま、並外れて低いセンス抵抗を使うことができます。

## 0nA~200nAの電流計



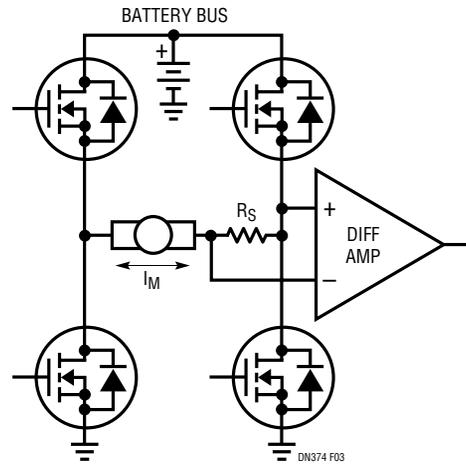
フロートしているアンプ回路は、入力に示されている方向のフルスケール200nAの電流をLT1495の出力で2Vに変換します。この電圧は200µAのメーターの変位をドライブする電流に変換されます。バッテリーを使って回路への電源をフロートさせることにより、入力にどんな電位が与えられても扱うことができます。LT1495はマイクロパワー・オペアンプなので、バッテリーから流出する消費電流は非常に低く、オン/オフ・スイッチは不要です。

## Over-The-Top電流検出



この回路は「古典的」ハイサイド回路の変種ですが、Over-the-Top入力機能の利点を利用して低電圧レールからデバイスに別個に給電します。これは、低電圧電源によって設定される制限された出力振幅のおかげで、下流の回路をフォールトから保護する手段を与えます。短所は、Over-the-TopモードのVOSは一般に他のモードより劣っているので、精度が下がることです。バイポーラ・トランジスタの電流利得は有限なので、小さな利得誤差の原因になります。

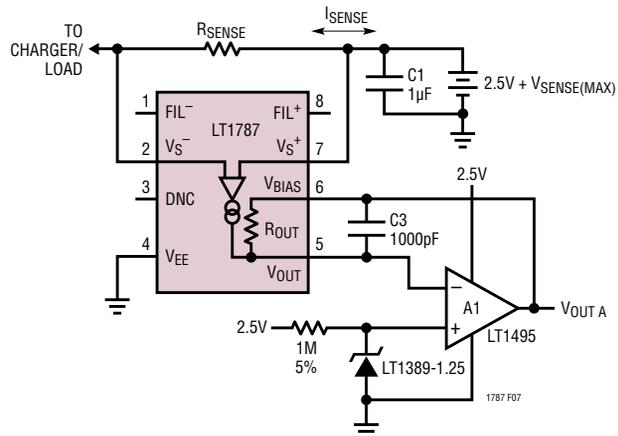
## 通常のHブリッジ電流モニタ



ステアリング補助機能など、最新のオートドライブ機能の多くは本来双方向です。これらの機能は一般にパルス幅変調 (PWM) を使ってHブリッジMOSFETアレイによってドライブされ、指示されたトルクを変えます。これらのシステムの電流モニタには2つの主な目的があります。1つは負荷の電流をモニタして望みのコマンド(つまり、閉ループのサーボ制御側)に対する実際の動作をトラッキングすることであり、もう1つはフォールト検出と保護です。

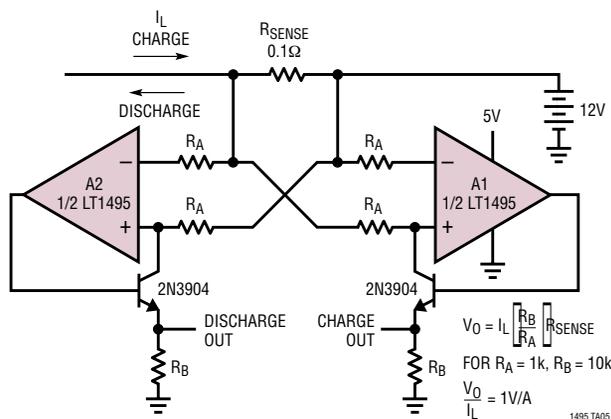
これらのシステムに共通なモニタの手法では、示されているように、「フライング」センス抵抗の電圧が増幅されます。残念なことに、モーター端子の単純なグランドへの短絡のような、いくつかの潜在的に危険なフォールトのシナリオが検出されません。別のやっかいな問題はPWM動作によって生じるノイズです。PWMノイズはサーボ側の目的のためにフィルタ処理することができますが、保護のために役立つ情報が不明瞭になります。最善策は単純に各半ブリッジを個々に保護する2つの回路を用意して双方向の負荷電流を通知することです。場合によっては、スマートMOSFETブリッジ・ドライバにセンス抵抗が既に内蔵されていて、必要な保護機能を提供することもあります。そのような場合、最善策は最小の追加回路を使って負荷の情報を得ることです。

## 外部電圧リファレンスとI/Vコンバータを備えた単一電源の2.5V双方向動作



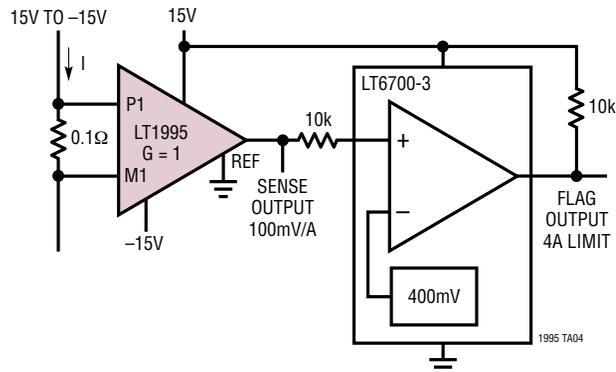
LT1787の出力は、I/Vコンバータとして構成されたLT1495レール・トゥ・レール・オペアンプによってバッファされます。この構成は電圧の非常に低い電源のモニタに最適です。LT1787のV<sub>OUT</sub>ピンはオペアンプの非反転入力に現れるリファレンス電圧に等しく保たれます。これにより、2.5Vまでの低い電源電圧をモニタすることができます。このオペアンプの出力はグラウンドからその正電源電圧まで振幅することができます。オペアンプの低インピーダンスの出力は、LT1787の高出力インピーダンスよりも効果的に後続の回路をドライブすることができます。このI/Vコンバータの構成は両電源の電圧でも問題なく動作します。

## バッテリー電流モニタ



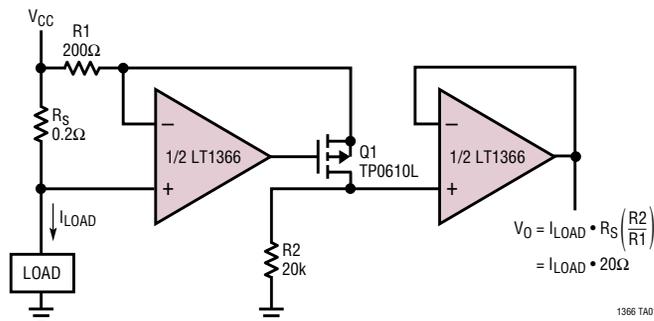
1個のLT1495デュアル・オペアンプ・パッケージを使って、充電と放電の別個の電流検出出力を構成することができます。LT1495はOver-the-Top動作を備えているので、わずか5Vのアンプ電源電圧で、最大36Vのバッテリー電位を許容します。

## アラーム付き高速電流検出



LT1995は簡単なユニティゲインの差動アンプとして示されています。両電源でバイアスされているとき、入力電流はどちらの方向にも流れることができ、100mΩのセンス抵抗両端の電圧から1アンペア当たり100mVの出力電圧を与えます。帯域幅が32MHz、スルーレートが1000V/μsなので、このセンス・アンプの応答は高速です。LT6700-3のような基準電圧回路を内蔵した簡単なコンパレータを追加して過電流フラグを発生させることができます。400mVのリファレンスを使うと、4Aでフラグが発生します。

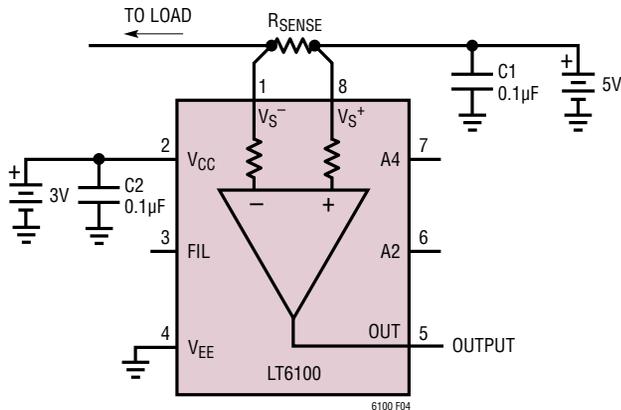
## 正電源レールの電流検出



これは、汎用部品で実装されたLT6100に似た構成です。レール・トゥ・レールまたはOver-the-Top入力のオペアンプが(最初の部分に)必要です。最初の部分は古典的ハイサイドの変種で、P-MOSFETが(BJTに比べて)精確な出力電流をR2に供給します。2番目の部分はADCのポートなどのドライブを可能にするバッファで、必要なら利得をもたせて構成することができます。示されているように、この回路は最大36Vの動作を扱うことができます。小信号レンジは単一電源動作ではV<sub>OL</sub>によって制限されます。

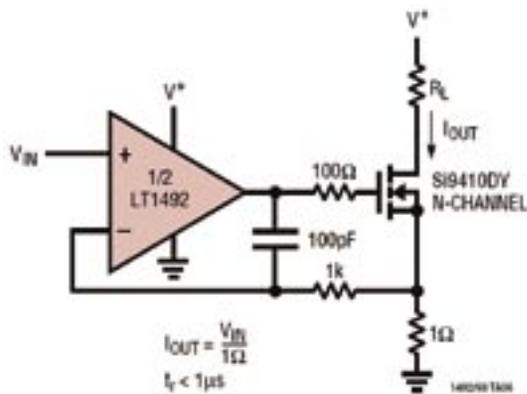
# アプリケーションノート 105

## LT6100負荷電流モニタ



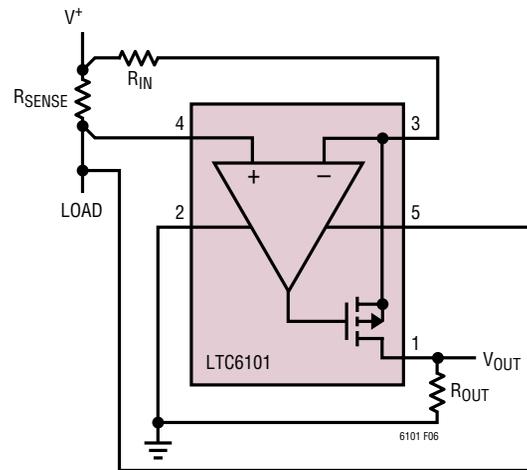
これは基本的なLT6100の回路構成です。出力バッファを含む内部回路は一般に(図に示されている3Vのような)低電圧電源で動作します。モニタされる電源はV<sub>CC</sub> + 1.4Vから最大48Vの範囲です。A2ピンとA4ピンを様々な方法で結線して、広い範囲の内部固定利得を与えることができます。V<sub>CC</sub>への給電が停止されると、(たとえばバッテリーから流出させないように)入力リードが非常に高インピーダンスになります。内部信号ノード(ピン3)へのアクセスにより、コンデンサを1個追加してフィルタ機能を含めるオプションが与えられます。小信号レンジは単一電源動作ではV<sub>OL</sub>によって制限されます。

## 1A電圧制御電流シンク



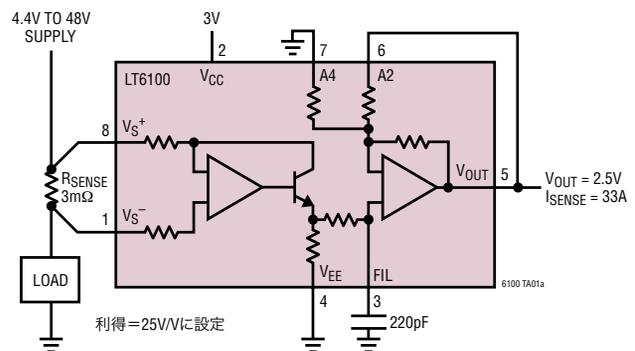
これは簡単な制御された電流シンクで、オペアンプがNMOSFETのゲートをドライブして、1Ωのセンス抵抗の電圧降下とV<sub>IN</sub>電流コマンドを整合させます。オペアンプから見た同相電圧はグラウンド電位に近いので、「単一電源」またはレール・トゥ・レールのタイプがこのアプリケーションには必要です。

## 測定に負荷として含まれるLTC6101の消費電流



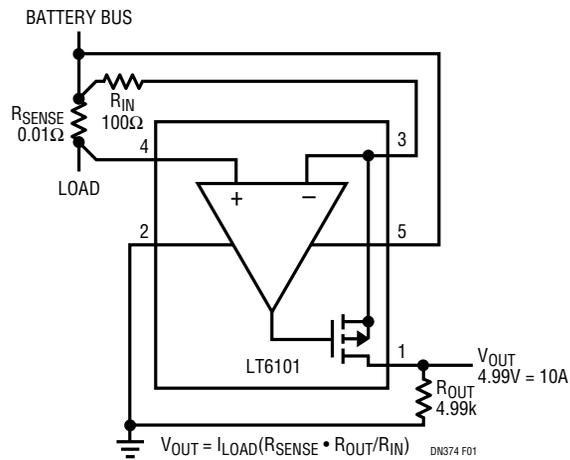
これは基本的なLTC6101ハイサイド検出電源モニタ構成で、ICの消費電流は読取り信号に含まれます。この構成は、低電力バッテリー駆動アプリケーションなど、引き出される全体の電流から見てデバイスの電流が無視できないとき有用です。最高の直線性を得るには、電圧降下を<500mVに制限するようにR<sub>SENSE</sub>を選択します。負荷モニタの場合のように、デバイスの電流を読取値に含めたくない場合、ピン5を負荷ではなくV<sup>+</sup>に直接接続することができます。この回路の利得精度はユーザーが選択した抵抗の精度によってだけ制限されます。

## 負荷電源とは別に電力を供給されるV+



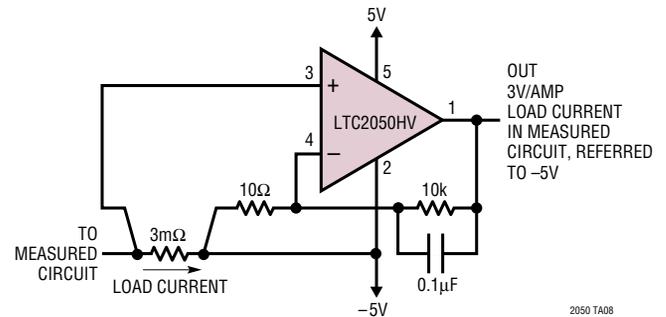
LTC6101の入力はデバイスの正電源の1.5V上から48Vまで機能することができます。この回路では、高電圧レールの電流は直接0V~3Vの範囲に変換されます。

## LTC6101を使った簡単なハイサイド電流検出



これはLTC6101を使った基本的なハイサイド電流モニターです。 $R_{IN}$ と $R_{OUT}$ を選択することにより、バッテリー・バスから直接給電されているこの回路の望みの利得が設定されます。LTC6101には電流出力が備わっているため、 $R_{OUT}$ から遠く離れた場所に置くことができます。したがって、グラウンド低下の誤差なしに、アンプを直接シャントに配置することができ、他方、 $R_{OUT}$ はモニタ装置の近くに配置します。この回路の応答時間は1 $\mu$ sと高速なので、MOSFET負荷スイッチの保護に最適です。スイッチ素子はセンス抵抗と負荷の間に接続したハイサイド・タイプ、負荷とグラウンドの間のローサイド・タイプまたはHブリッジのどれでも可能です。この回路はプログラム可能で、最大1mAのフルスケール出力電流を $R_{OUT}$ に流しますが、負荷がオフしているときはわずか25 $\mu$ Aの消費電流しか流しません。

## 「古典的な」高精度ローサイド電流検出



この構成は基本的に標準的非反転アンプです。使われるオペアンプは下側レールでの同相動作をサポートする必要があり、(示されているように)ゼロドリフト型を使うと優れた精度が得られます。この回路の出力は下側のケルビン接続を基準にしており、この接点は単一電源アプリケーションではグラウンドのことがあります。小信号レンジは単一電源デザインでは $V_{OL}$ によって制限されます。スケーリング精度はユーザーが選択する抵抗の品質によって定まります。

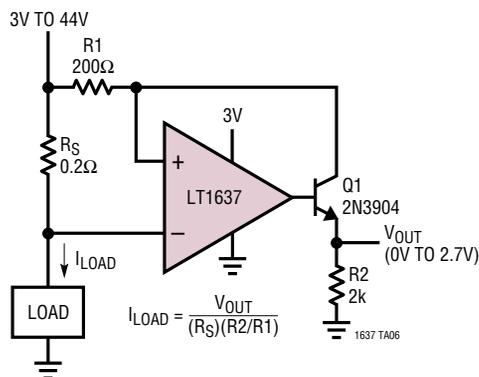


## レベルシフト

システムの電子回路の電源電圧よりはるかに高い電位の電源レールの電流検出が必要な場合がよくあります。高電圧能力を備えた電流検出回路は、情報を低電圧信号に変換して処理するのに役立ちます。

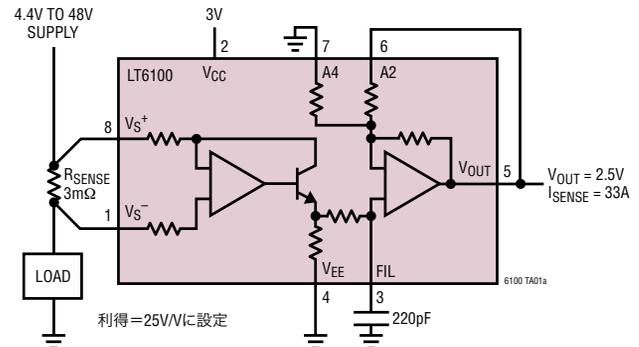
このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

### Over-The-Top電流検出



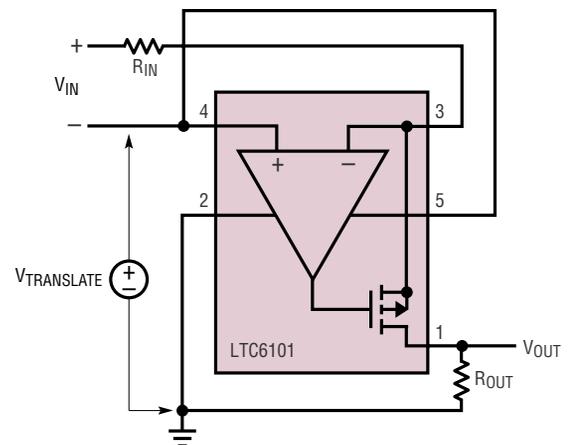
この回路は「古典的」ハイサイド回路の変種ですが、Over-the-Top入力機能の利点を利用して低電圧レールからデバイスに別個に給電します。これは、低電圧電源によって設定される制限された出力振幅のおかげで、下流の回路をフォールトから保護する手段を与えます。短所は、Over-the-Topモードの $V_{OS}$ は一般に他のモードより劣っているので、精度が下がることです。バイポーラ・トランジスタの電流利得は有限なので、小さな利得誤差の原因になります。

### 負荷電源とは別に電力を供給されるV+



LTC6101の入力はデバイスの正電源の1.5V上から48Vまで機能することができます。この回路では、高電圧レールの電流は直接0V~3Vの範囲に変換されます。

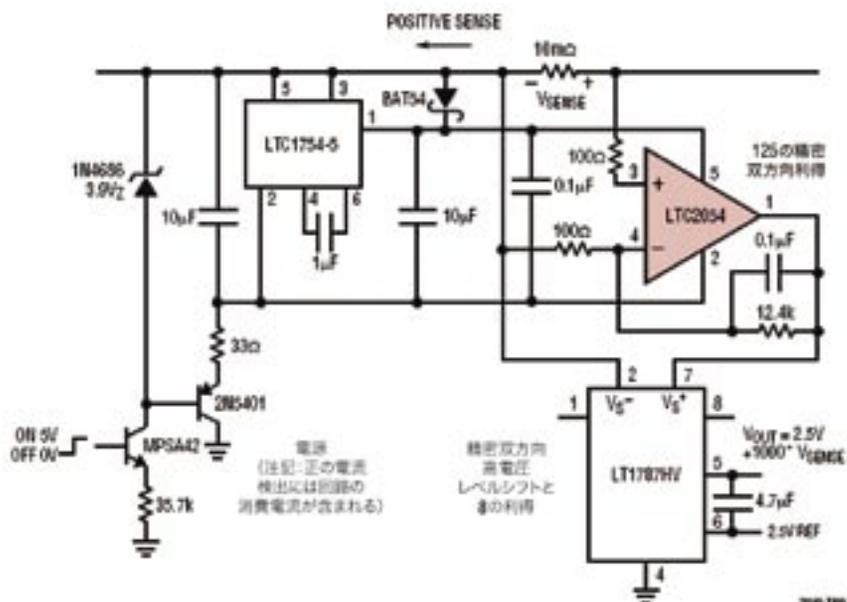
### 電圧変換器



これはLTC6101電流センス・アンプの高電圧レベル変換器としての便利な利用法です。高い同相電圧 (LTC6101HVでは最大105V) の上に乗る差動電圧信号が $R_{IN}$ を通して電流に変換され、グラウンドを基準にした $R_{OUT}$ 両端の電圧にスケールダウンされます。

# アプリケーションノート 105

## 低電力、双方向60Vの高精度ハイサイド電流検出



非常に精密なゼロドリフト・アンプをプリアンプとして使うと、非常に小さなセンス抵抗を高電圧電源ラインに使うことができます。フロートしている電源が、LT1787HV回路の60Vのリミットまでの任意の電圧レ

ルのプリアンプ両端の電圧を安定化します。この回路全体の利得は1000です。10mΩセンス抵抗を流れるいずれの方向の電流の1mAの変化も、出力電圧に10mVの変化を生じます。

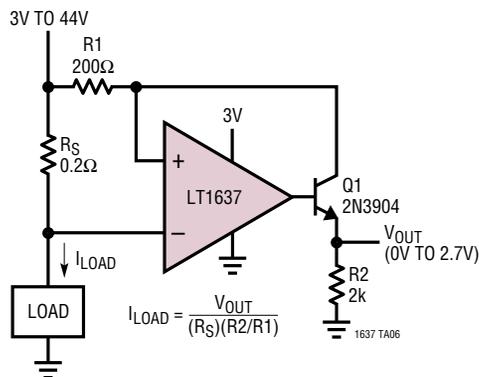


## 高電圧

高電圧ラインの電流モニタでは、多くの場合、測定回路の電源を高電位の近くまでフロートさせる必要があります。したがって、低い電圧の表示にするため、レベルシフトと絶縁部品が多くの場合使われます。

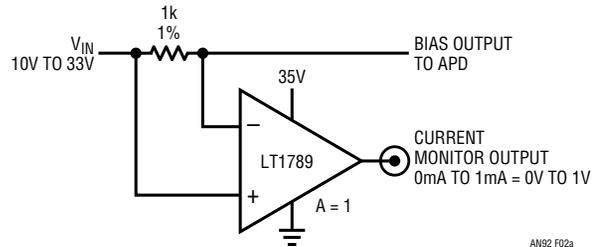
このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

### Over-The-Top電流検出

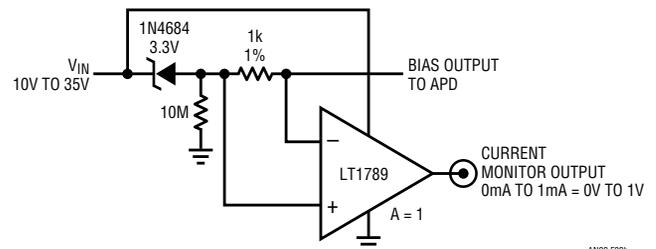


この回路は「古典的」ハイサイド回路の変種ですが、Over-the-Top入力機能の利点を利用して低電圧レールからデバイスに別個に給電します。これは、低電圧電源によって設定される制限された出力振幅のおかげで、下流の回路をフォルトから保護する手段を与えます。短所は、Over-the-Topモードの $V_{OS}$ は一般に他のモードより劣っているため、精度が下がることです。バイポーラ・トランジスタの電流利得は有限なので、小さな利得誤差の原因になります。

### 計装アンプを使ったただれフォトダイオード (APD) へのバイアス電流の測定



AN92 F02a

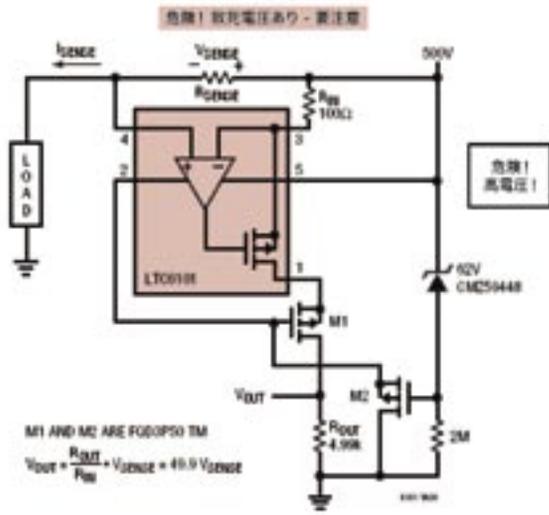


AN92 F02b

上の回路には ( $V_{IN}$ より1V上を超える)別のレールから給電される計装アンプ (IA) が使われており、 $1k\Omega$ の電流シャントの両端を測定します。下の図は似ていますが、その電源をAPDバイアス・ラインから得ています。これらの回路の制限は35Vの最大APD電圧ですが、APDの中には90V以上を必要とするものがあります。示されている単一電源構成では、 $V_{OL}$ によるダイナミックレンジの制限も考慮する必要があります。このアプローチの利点はIAで高精度を利用できることです。

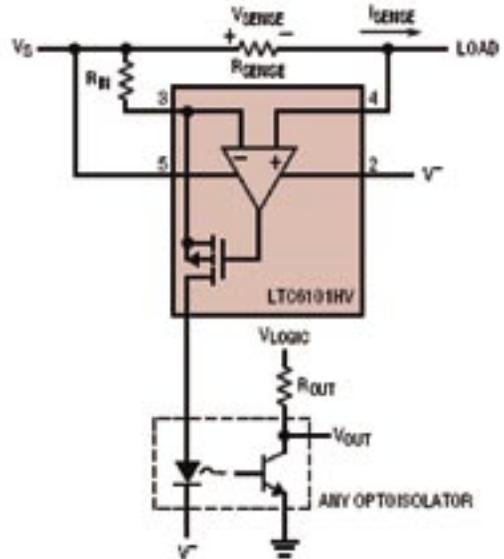
# アプリケーションノート 105

## 簡単な500V電流モニタ



2個の外部MOSFETを追加して電圧を阻止すると、LTC6101を非常に高い電位に接続して電流をモニタすることができます。(検出された入力電圧に比例する) LTC6101からの出力電流はM1を通して流れ、グラウンドを基準にした出力電圧を発生します。

## 絶縁された出力と105V耐性を備えた48V電源電流モニタ

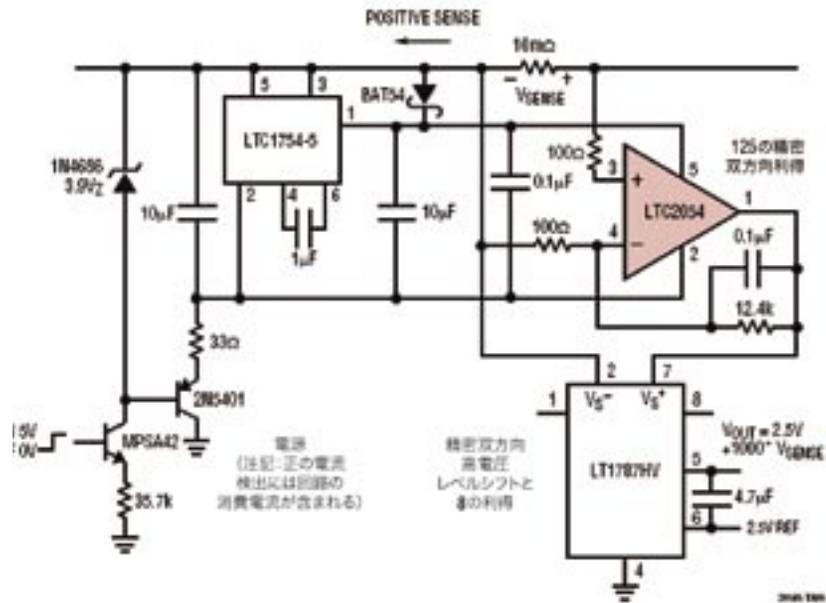


$N$  = オプトアイソレータの電流利得

$$V_{OUT} = V_{LOGIC} - I_{SENSE} \cdot \frac{R_{SENSE}}{R_{IN}} + N \cdot R_{OUT}$$

LTC6101のHVバージョンは105Vの合計電源電圧で動作可能です。高い電源電圧レールを流れる電流は、直接に、またはこの回路に示されているように絶縁された状態でモニタすることができます。回路の利得とLTC6101からの出力電流レベルは使われる特定のオプトアイソレータに依存します。

低電力、双方向60Vの高精度ハイサイド電流検出



非常に精密なゼロドリフト・アンプをプリアンプとして使うと、非常に小さなセンス抵抗を高電圧電源ラインに使うことができます。フロートしている電源が、LT1787HV回路の60Vのリミットまでの任意の電圧レ

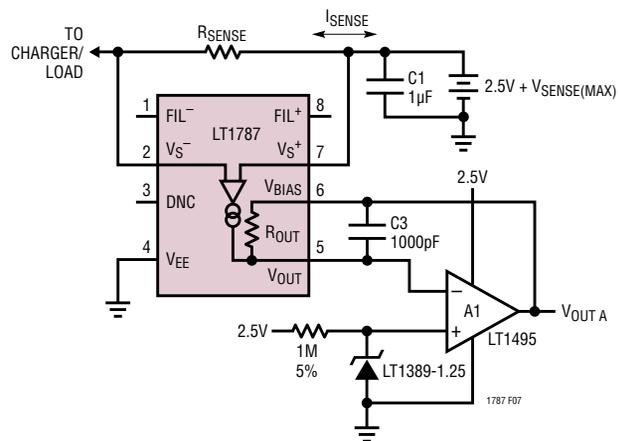
ルのプリアンプ両端の電圧を安定化します。この回路全体の利得は1000です。10mΩセンス抵抗を流れるいずれの方向の電流の1mAの変化も、出力電圧に10mVの変化を生じます。



低電圧

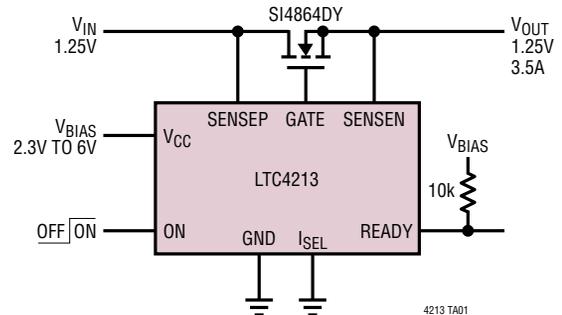
このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

外部電圧リファレンスとI/Vコンバータを備えた単一電源の2.5V双方向動作



LT1787の出力は、I/Vコンバータとして構成されたLT1495レール・トゥ・レール・オペアンプによってバッファされます。この構成は電圧の非常に低い電源のモニタに最適です。LT1787のV<sub>OUT</sub>ピンはオペアンプの非反転入力に現れるリファレンス電圧に等しく保たれます。これにより、2.5Vまでの低い電源電圧をモニタすることができます。このオペアンプの出力はグラウンドからその正電源電圧まで振幅することができます。オペアンプの低インピーダンスの出力は、LT1787の高出力インピーダンスよりも効果的に後続の回路をドライブすることができます。このI/Vコンバータの構成は両電源の電圧でも問題なく動作します。

1.25V電子回路ブレーカ



LTC4213はNMOSFETのドレインからソースへの電圧降下を検出して、保護機能と自動回路ブレーカ機能を実現します。センス入力の同相範囲はレール・トゥ・レールなので、回路ブレーカは0V~6Vのバス電圧を保護することができます。ロジック信号が(READY出力信号を使って)トリップ状態の合図を出し、ブレーカを(ON入力を使って)再度初期化します。ON入力は「スマート・スイッチ」アプリケーションではコマンドとしても使うことができます。

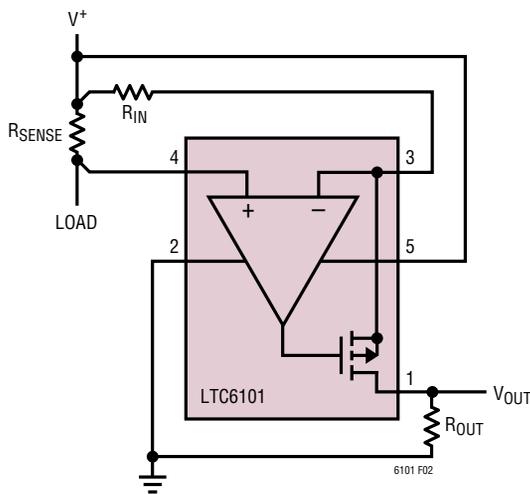


## 高電流 (100mAから数アンペア)

高電流を精確に検出するには、(損失を最小に抑えるため一般に非常に小さな値の)センス抵抗と測定回路のダイナミックレンジの優れた制御が必要です。

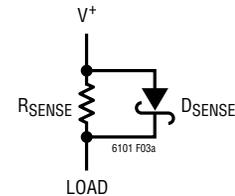
このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

### 大きな負荷電流に対するケルビン入力接続による精度の維持



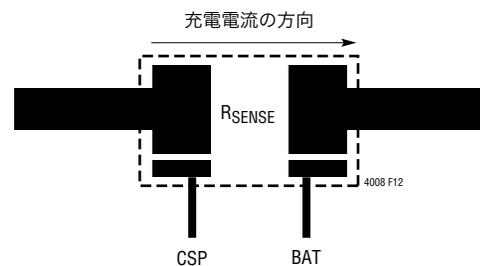
非常に低電力のアプリケーションを除き、すべてのアプリケーションでケルビン接続を使ってIN<sup>-</sup>入力とIN<sup>+</sup>入力をセンス抵抗に接続します。高電流が流れる半田接続やPCボードの相互配線には比較的大きな抵抗があるので、大きな測定誤差を生じることがあります。センス・トレースを高電流経路から絶縁することにより、この誤差を何桁も減らすことができます。ケルビン・センス端子を内蔵したセンス抵抗により最良の結果が得られます。

シャント・ダイオードが最大入力電圧を制限するのでLTC6101にオーバーレンジを生ずることなく低い入力の分解能を向上させる



ダイナミックレンジが非常に広いシステムで低い検出電流の分解能を精確に上げる必要がある場合、R<sub>IN</sub>に小さな値を使って、センス・アンプの利得を上げることができます。これにより、(R<sub>SENSE</sub>両端にショットキー・ダイオードを使うなど)別の方法で最大電流を制限しない限り、許容される最大電流の規定値より動作電流が大きくなります。これにより、結果が制限されるため高電流測定の精度が下がりますが、低電流測定の分解能が上がります。この手法は時々生じる大きな電流バーストを無視できる場合役立ちます。

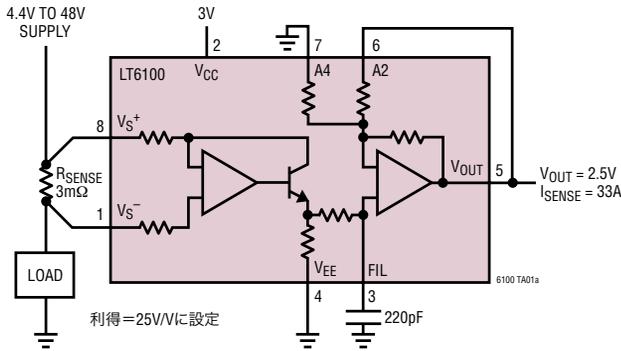
### ケルビン検出



1Aを超えるどんな高電流アプリケーションでも、センス抵抗へのケルビン接続は精度を保つのに重要です。バッテリー・チャージャ・アプリケーションのこの簡単な図は、電流センス抵抗のパッドに接続された2本の電圧検出トレースを示しています。高インピーダンスのアンプ入力で電圧が検出されると、I×R電圧降下誤差は生じません。

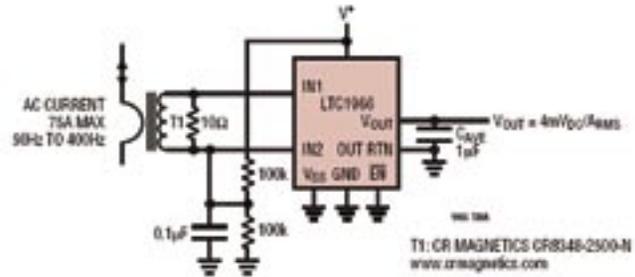
# アプリケーションノート 105

## フィルタ付き0A~33Aのハイサイド電流モニタ



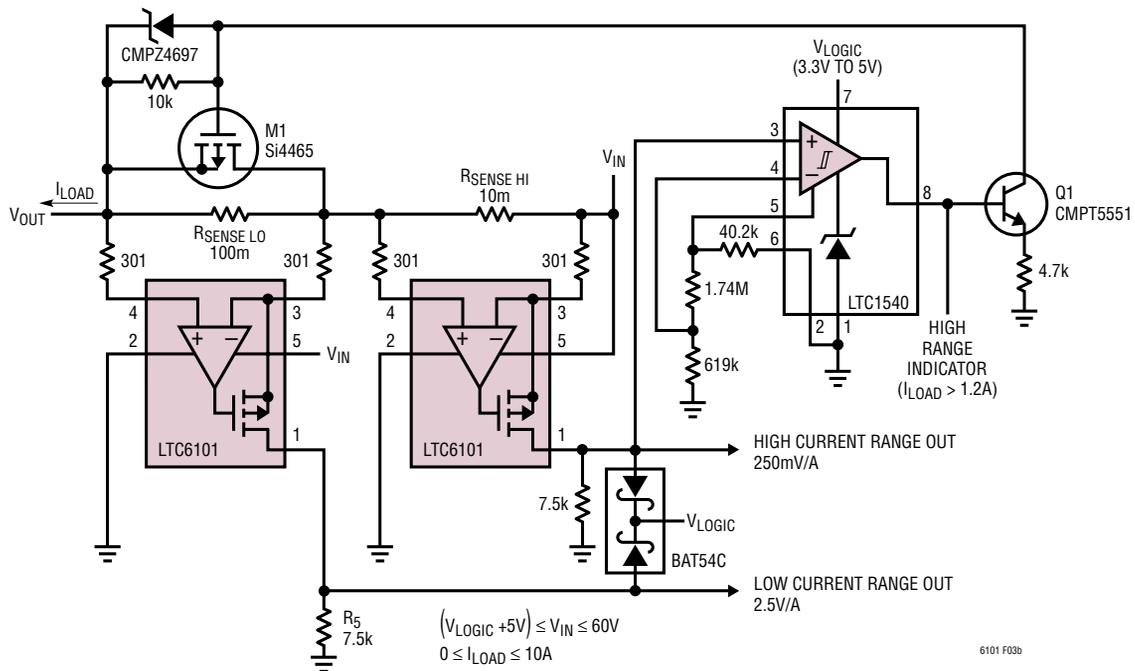
高電圧電源レールの高電流検出はLT6100を使って簡単に実現できます。センス・アンプは3Vの低電圧電源でバイアスされ、ピン・ストラッピングにより25V/Vの利得に設定されており、電流のフルスケール読取値の2.5Vを出力します。FILピンからグランドに接続したコンデンサによりシステムのノイズが除去されます(220pFでローパス・コーナー周波数が12kHzになります)。

## 単一電源のRMS電流の測定



LT1966は真のRMSからDCへのコンバータで、レール・トゥ・レールの範囲のシングルエンドまたは差動の入力信号を受け取ります。PCBに実装した電流センス・トランスの出力を直接コンバータに接続することができます。電源から負荷への信号経路を切断することなく、最大75AのAC電流を測定することができます。回路の精確な動作範囲はトランスの終端抵抗の選択によって決まります。電流の真のrms値に比例したDC出力電圧を発生させるすべての計算機能はLTC1966に内蔵されています。これは、AC駆動のアプリケーションの電力/エネルギー消費を決定するのに役立ちます。

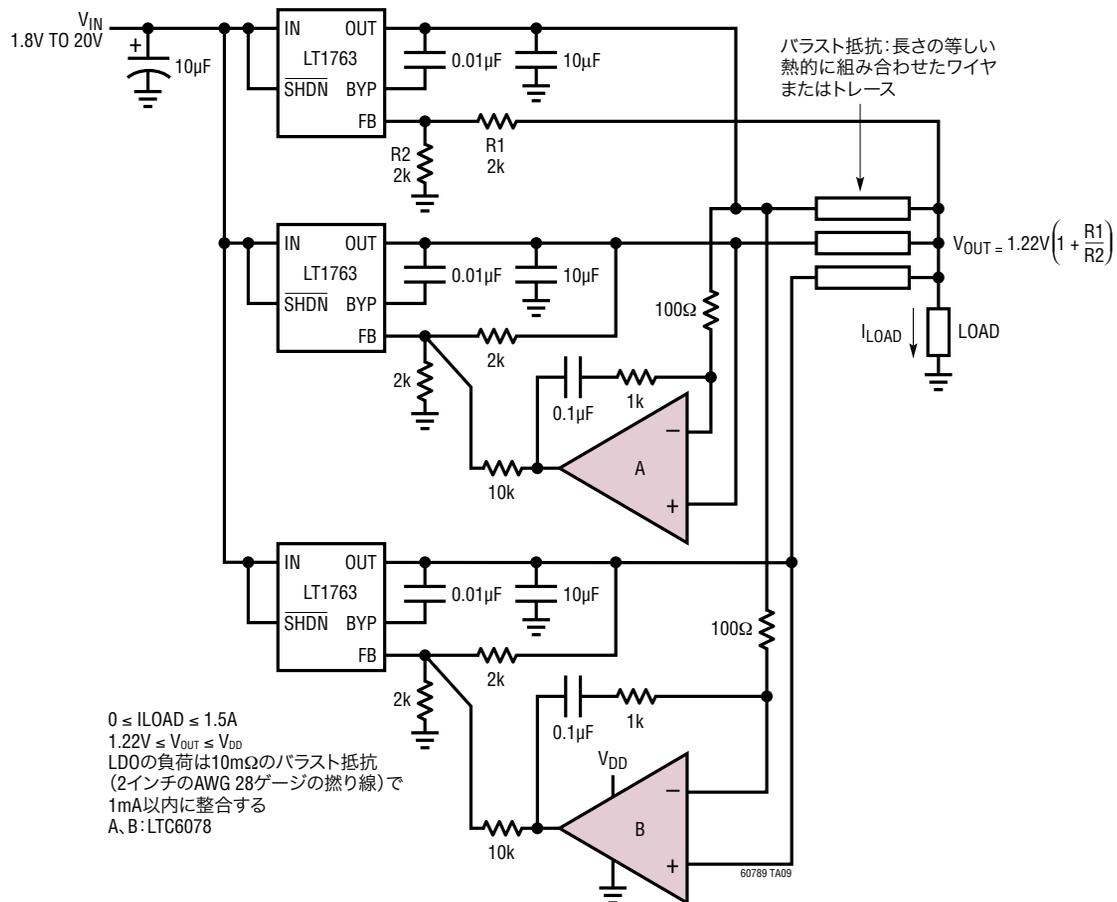
## 2個のLTC6101により高/低の電流レンジ設定が可能



広い範囲の電流を検出する簡単な方法として、2つの値のセンス抵抗を使った2個の電流センス・アンプを使います。この回路では、測定感度と分解能は、低電流(1.2A未

満)では高電流より10倍大きくなります。コンパレータが高電流(最大10A)を検出し、高電流回路に検出を切り替えます。

## LDO負荷のバランス調整

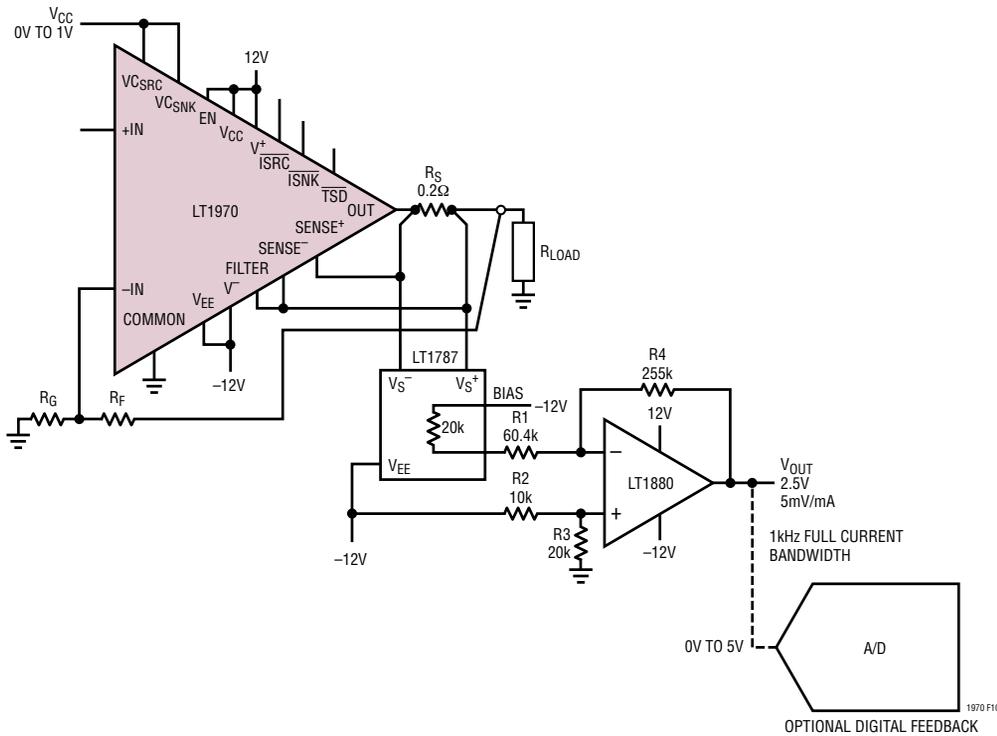


システムの設計が強化され、当初の予想を超えた電流を負荷に供給する必要があることがよくあります。パワーアンプや電圧レギュレータを手直しの簡単な方法は、ここに示されているように、デバイスを並列に使うことです。デバイスを並列に使う場合、各デバイスが全体の負荷電流を等量ずつ分担することが望まれます。この回路では、2つの調節可能な「スレーブ」レギュレータの出力電圧が検出され、マスタ・レギュレータの出力電圧に一致

するようにサーボ制御されます。LTC6078デュアル・オペアンプの精密低オフセット電圧(10µV)により、各レギュレータによって供給される電流は1mA以内にバランスがとられます。これは、各出力に直列に接続した非常に小さな10mΩ電流センス抵抗を使って達成されます。このセンス抵抗はPCBの銅トレースまたは細いゲージワイヤを使って実装することができます。

# アプリケーションノート 105

## 出力電流の検出



LT1970は電圧でプログラム可能な出力電流制限を備えた500mAパワー・アンプです。別個のDC電圧入力と出力電流センス抵抗により、ソースおよびシンクの最大電流値が制御されます。これらの制御電圧はマイクロプロセッサで制御されるシステムのDAコンバータによって与え

ることができます。負荷への電流の閉ループ制御のため、LT1787は出力電流をモニタすることができます。LT1880オペアンプは、5mV/mAの帰還信号のために、ADコンバータに与えられる電圧をスケールリングし、レベルシフトします。

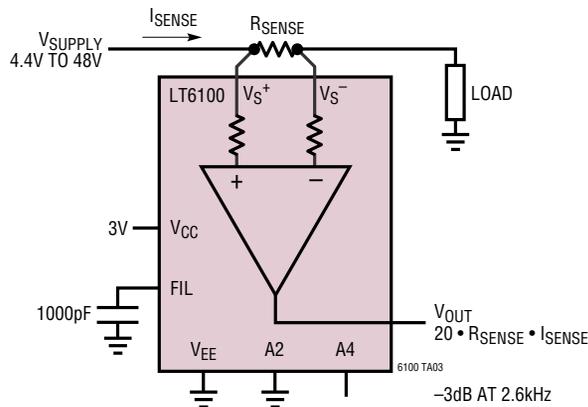


## 低電流(ピコアンペアからミリアンペア)

低電流アプリケーションでは、電流検出の最も簡単な方法は大きなセンス抵抗を使うことです。ただし、これは検出されるラインに大きな電圧降下を生じるので、許容できないことがあります。小さなセンス抵抗を使い、センス・アンプ段で増幅するのが多くの場合もっと良い方法です。低電流は高いソース・インピーダンスの測定を意味し、このような測定はノイズのピックアップにさらされ、多くの場合何らかの種類のフィルタを必要とします。

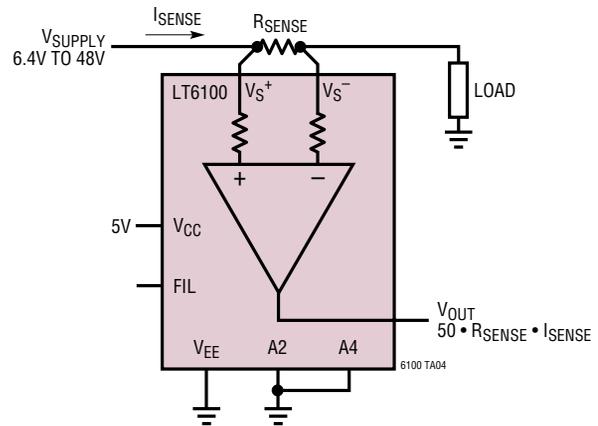
このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

### フィルタをかけた利得20の電流センス



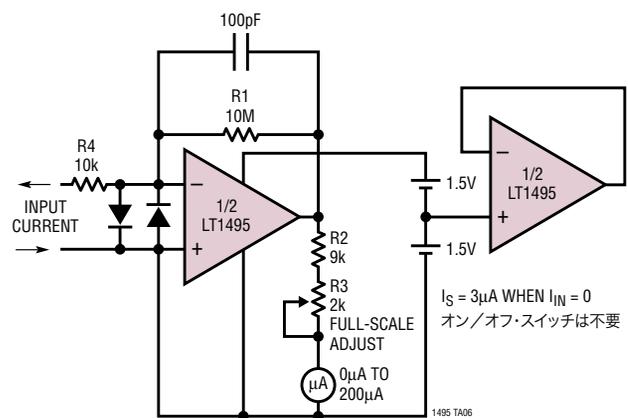
LT6100は、外付け部品を使わずに精度の高い多様な利得設定を行うためのピン・ストラップ接続を備えています。この回路では、A2を接地し、A4をオープンのままにして、20の利得を設定します。外部コンデンサを1個FILピンに追加すると、信号経路にローパス・フィルタが形成されます。示されているような1000pFのコンデンサはフィルタのコーナー周波数を2.6kHzに設定します。

### 利得50の電流検出



LT6100はA2とA4の両方を接地することにより50の利得に構成されます。これは最も簡単な電流検出アンプ回路の1つで、センス抵抗しか必要としません。

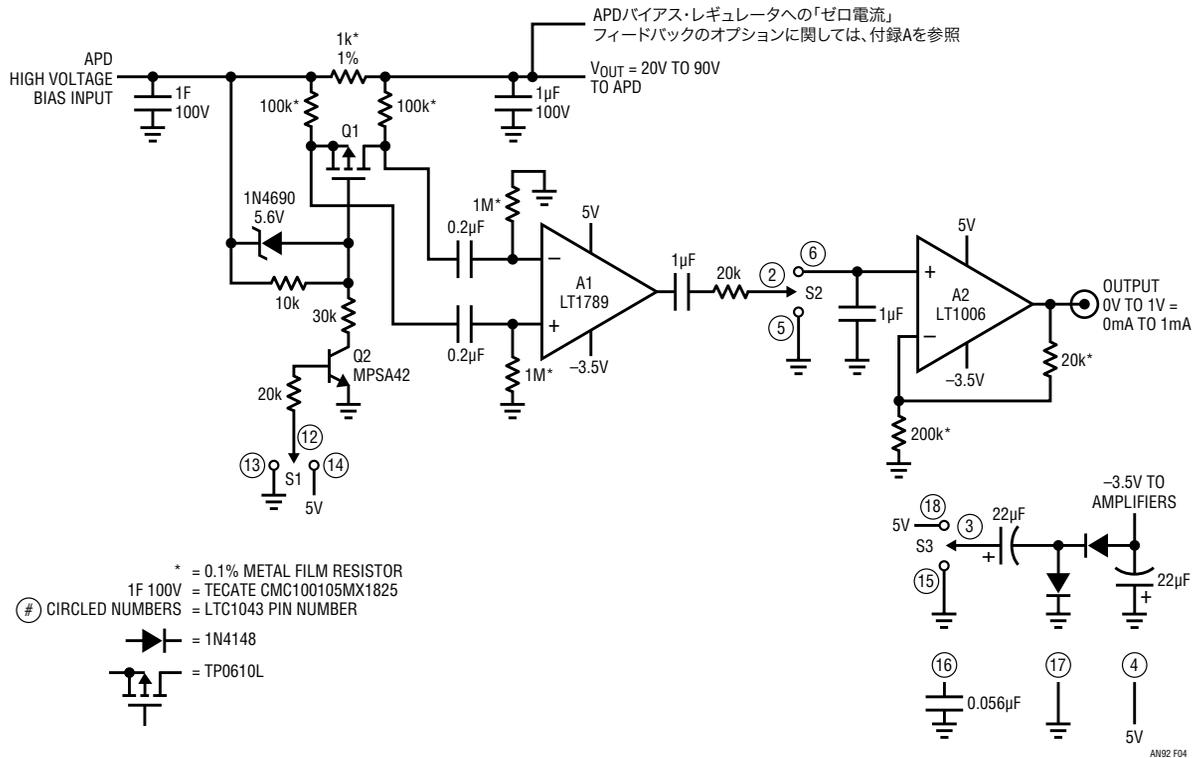
### 0nA~200nAの電流計



フロートしているアンプ回路は、入力に示されている方向のフルスケール200nAの電流をLT1495の出力で2Vに変換します。この電圧は200μAのメーターの変位をドライブする電流に変換されます。バッテリーを使って回路への電源をフロートさせることにより、入力にどんな電位が与えられても扱うことができます。LT1495はマイクロパワー・オペアンプなので、バッテリーから流出する消費電流は非常に低く、オン/オフ・スイッチは不要です。

# アプリケーションノート 105

## 100nA~1mAの範囲で1%精度のAPD電流測定を可能にするロックイン・アンプの手法



なだれフォトダイオード (APD) は高電圧電源から少量の電流を必要とします。ダイオードに流れ込む電流は光信号の強度を表すので、高い精度でモニタする必要があります。すべてのサポート回路を単一5V電源から給電するのが望ましいことです。

この回路はACキャリア変調技法を利用して、APD電流モニタの要件を満たします。検出電流範囲にわたり0.4%の精度を備えており、5V電源で動作し、キャリアをベースにした「ロックイン」測定の高いノイズ除去特性を備えています。

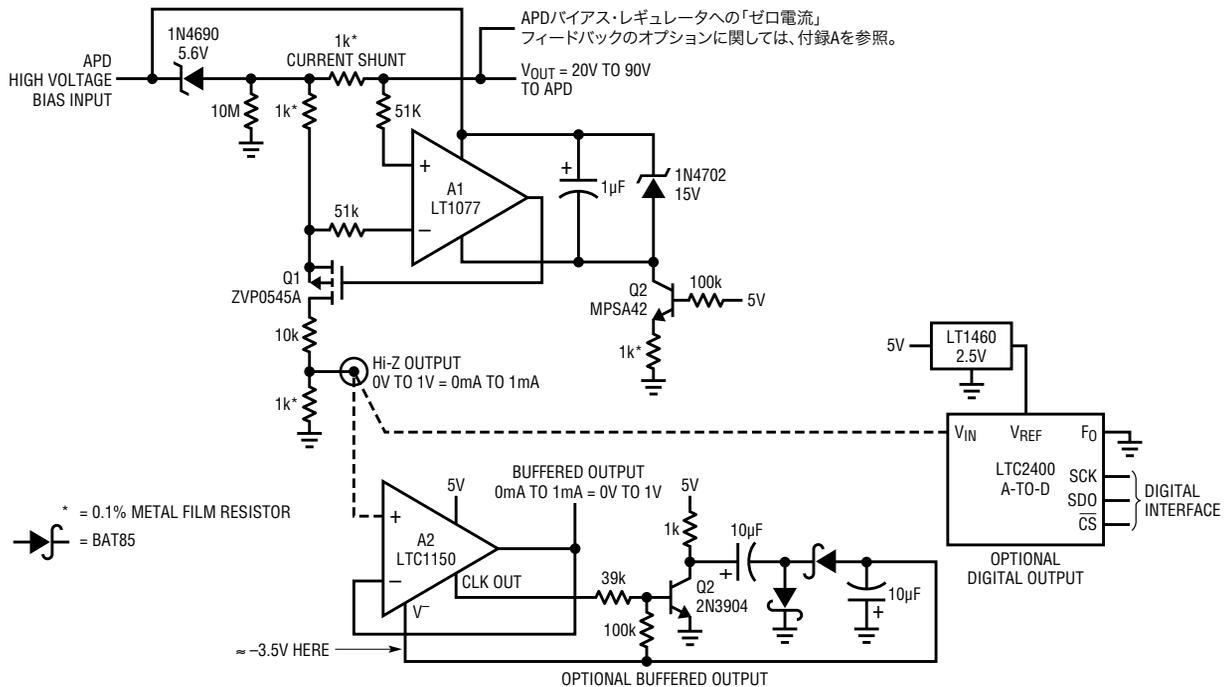
LTC1043スイッチ・アレイはその内部発振器によってクロック信号を与えられます。ピン16のコンデンサによって設定される発振器周波数は約150Hzです。S1クロッキングはレベルシフタQ2を通してQ1をバイアスします。Q1は1k電流シャント両端のDC電圧をこま切れにし、それを差動の方形波信号に変調し、0.2µFのAC結合コンデンサを通してA1に供給します。A1のシングルエンド出力は

復調器S2をバイアスし、S2はDC出力をバッファ・アンプA2に与えます。A2の出力が回路の出力です。

スイッチS3は負出力のチャージポンプにクロック信号を与え、このチャージポンプはアンプのV<sup>-</sup>ピンに給電し、ゼロボルト (およびその下) へ出力が振幅するのを可能にします。

Q1に接続されている100kの抵抗はQ1のオン抵抗誤差の寄与を最小に抑え、どちらかの0.2µFコンデンサが故障した場合、破壊的電位がA1 (および5Vレール) に達するのを防ぎます。A2の1.1の利得はA1の入力抵抗によってもたらされるわずかな減衰を補正します。実際には、APDバイアス電圧レギュレータの帰還信号を示されているポイントから得て、1kΩシャント抵抗の電圧降下を除去するのが望ましいかもしれません。精度の検証には、APDバイアス・ラインに100nA~1mAの負荷を与えて、出力が一致することを確認することが含まれます。

DC結合されたAPDの電流検出



なだれフォトダイオード (APD) は高電圧電源から少量の電流を必要とします。ダイオードに流れ込む電流は光信号の強度を表すので、高い精度でモニタする必要があります。すべてのサポート回路を単一5V電源から給電するのが望ましいことです。

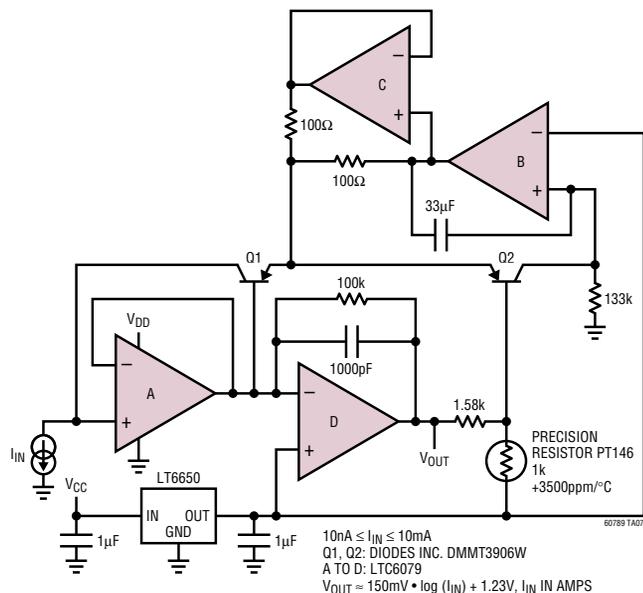
この回路のDC結合された電流モニタは前の回路の微調整を取り去りますが、APD バイアス電流からもっと多くの電流を引き出します。A1 はフロートし、APD バイアス・レールから給電されます。15V のツェナー・ダイオードと電流源 Q2 は、A1 が決して破壊的な電圧に曝されないように保証します。1kΩ 電流シャントの電圧降下により、A1 の正入力電位が設定されます。A1 は Q1 を介してその負入力を帰還制御することにより、その入力のバランスをとります。このようにして、Q1 のソース電圧は A1 の正入力電圧に等しくなり、そのドレイン電流がそのソース抵抗両端の電圧を設定します。Q1 のドレイン電流は、グランドを基準にした 1kΩ 抵抗の両端に、1kΩ 電流シャント (した

がって、APD 電流) の両端の電圧降下に等しい電圧降下を生じます。この関係は 20V ~ 90V の APD バイアス電流範囲で成り立ちます。5.6V のツェナーにより、A1 の入力は常にそれらの同相動作範囲内にあり、10MΩ 抵抗により、APD 電流が非常に低いレベルのとき、適切なツェナー電流が保たれます。

2つの出力オプションが示されています。A2 (チョップ安定化アンプ) はアナログ出力を与えます。その V<sup>-</sup> ピンは負電源から供給されるので、その出力はゼロ (以下) に振幅することができます。この電位は A2 の内部クロックを使って発生させ、チャージポンプを起動します。チャージポンプは次に A2 の V<sup>-</sup> ピンをバイアスします。2番目の出力オプションは代わりに AD コンバータを使い、シリアル形式のデジタル出力を与えます。LTC2400 A/D コンバータは入力をゼロボルト (およびそれよりわずかに下) に変換しますので、V<sup>-</sup> 電源は不要です。

# アプリケーションノート 105

## 6デカード (10nA~10mA) の電流ログアンプ



LTC6079のような高精度クワッド・アンプ(10μVのオフセットおよび<1pAのバイアス電流)を使うと、非常に広い範囲の電流検出が可能です。この回路では、回路の入力端子から引き出される6デカードの範囲の電流が対数方式の出力電圧に変換され、電流変化の1デカード毎に150mV増加します

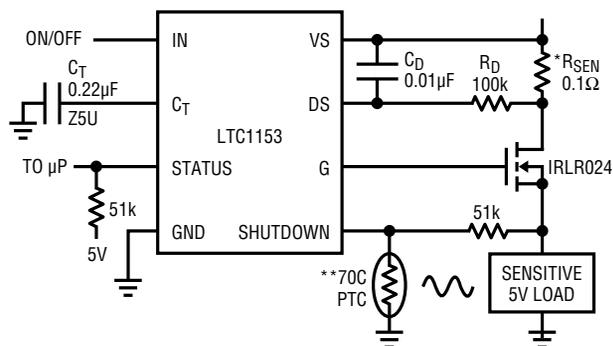


## モーターと誘導性負荷

誘導性回路を通した電流測定における最大の難題は、頻繁に発生する電圧トランジェントです。検出端子両端の電圧が極性を反転させても、電流が一方方向に流れ続けることがあります。

このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

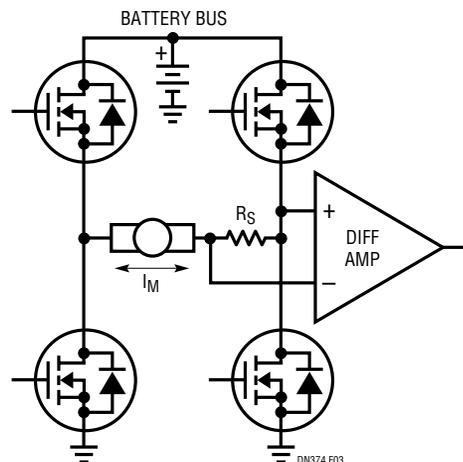
### 電子回路ブレーカ



示されている部品はすべて表面実装  
 \* IMS026 INTERNATIONAL MANUFACTURING SERVICE, INC. (401) 683-9700  
 \*\* RL2006-100-70-30-PT1 KEYSTONE CARBON COMPANY (814) 781-1591  
 LTC1153 • TA01

LTC1153は電子回路ブレーカです。電源入力( $V_S$ )とドレイン検出ピン(DS)の間に100mVが生じると、検出された負荷への電流によりブレーカがオープンします。トランジェントやブレーカの不要なトリップを防ぐため、部品RDとCDにより、動作が1ms遅らされます。また、サーミスタを使ってシャットダウン入力をバイアスし、負荷に生じる熱をモニタし、この例では温度が70°Cを超えたら給電を停止することができます。LTC1153の特長の1つはタイマ付き自動リセットで、これは示されている0.22µFのタイマ用コンデンサを使って、200ms後に負荷の再接続を試みます。

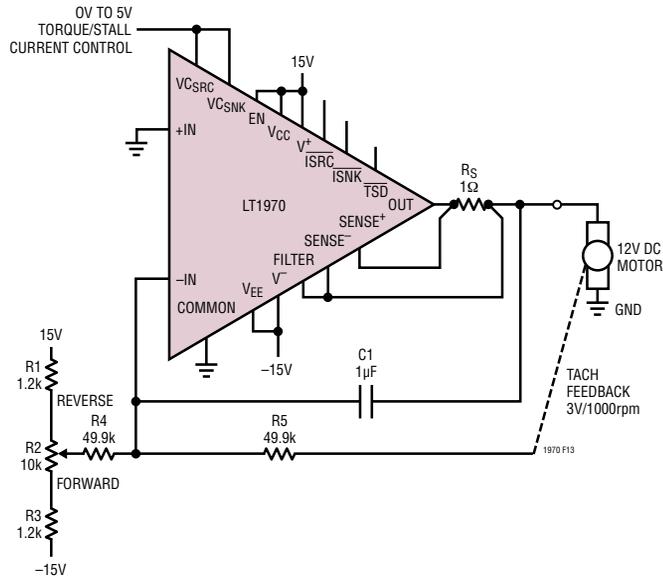
### 通常のHブリッジ電流モニタ



ステアリング補助など、最新の電子運転機能の多くは本来双方向です。これらの機能は一般に指示されたトルクに変えるのにパルス幅変調(PWM)方式を使ったHブリッジMOSFETアレイによってドライブされます。これらのシステムの電流モニタには2つの主な目的があります。1つは負荷の電流をモニタして望みのコマンド(つまり、閉ループのサーボ制御則)に対する実際の動作をトラッキングすることであり、もう1つはフォールト検出と保護です。

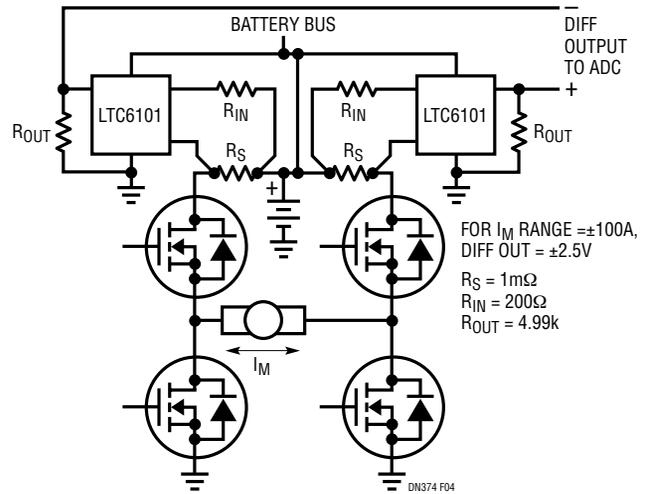
これらのシステムに共通なモニタの手法では、示されているように、「フライング」センス抵抗の電圧が増幅されます。残念なことに、モーター端子の単純なグラウンドへの短絡のような、いくつかの潜在的に危険なフォールトのシナリオが検出されません。別のやっかいな問題はPWM動作によって生じるノイズです。PWMノイズはサーボ則の目的のためにフィルタ処理することができますが、保護のために役立つ情報が不明瞭になります。最善策は単純に各半ブリッジを個々に保護する2つの回路を用意して双方向の負荷電流を通知することです。場合によっては、スマートMOSFETブリッジ・ドライバにセンス抵抗が既に内蔵されていて、必要な保護機能を提供することもあります。そのような場合、最善策は最小の追加回路を使って負荷の情報を得ることです。

## モーターの速度制御



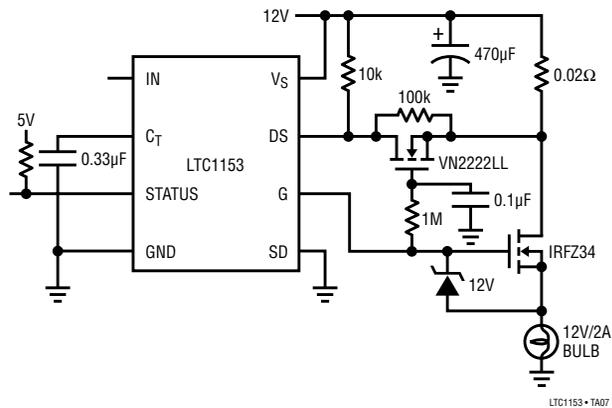
これは、速度制御付きDCモーターのリニア・ドライバとして、LT1970パワーアンプを使います。同量の出力電流をソースおよびシンクする能力により、モーターの双方向回転が与えられます。速度制御はモーターに組み込まれたタコメータの出力を検出して行われます。3V/1000rpmの標準的帰還信号は一組の望みの速度の入力電圧と比較されます。LT1970はユニティゲインで安定なので積分器として構成することができ、帰還速度信号を設定された入力信号と一致させるのに必要な電圧をもモーターに強制します。さらに、アンプの電流リミットを調節して、モーターのトルクとストールの電流を制御することができます。

## フォールト検出と双方向の負荷情報を与える 実際のHブリッジ電流モニタ



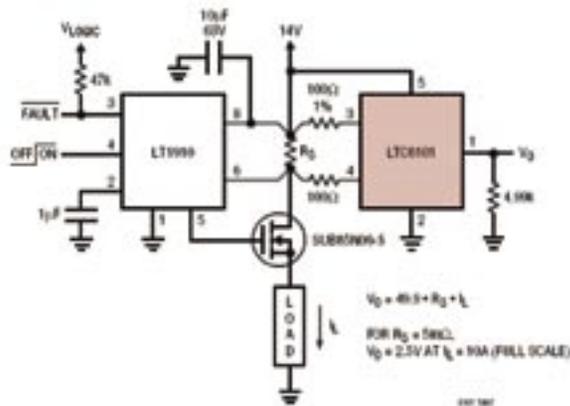
この回路は双対の片方向センス測定方式を使って、ADCのための差動負荷測定方法を実装しています。各LTC6101は、負荷の短絡やMOSFETの故障など、フォールト状態に迅速に反応するハイサイド検出をおこないます。(図には示されていない)スイッチ・モジュール内部のハードウェアに保護ロジックを搭載して、状態フラグを制御システムに与えることができます。差動として取り出された2つのLTC6101の出力により、サーボ制御のための双方向負荷測定が与えられます。グラウンドを基準にしたこの信号はほとんどの $\Delta\Sigma$  ADCに適合します。 $\Delta\Sigma$  ADC回路は測定結果からPWM成分を除去する積分機能も「無償で」与えます。また、この方式では、スイッチ保護のために必要な速度でアナログ-デジタル変換をおこなう必要がないので、コストと複雑さが減少します。

## ランプ・ドライバ



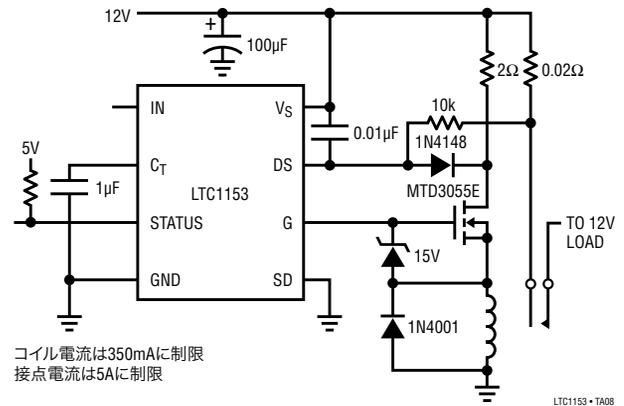
ターンオン時にランプによって生じる突入電流は定格動作電流より10倍~20倍大きくなる場合があります。この回路は、バルブがオンするとき、LTC1153電子回路ブレーカのトリップ・スレッシュホールドを100msの間11:1の割合で(30Aに)シフトさせます。突入電流が収まった後、トリップ・スレッシュホールドは2.7Aに下がります。

## インテリジェント・ハイサイド・スイッチ



LT1910は専用のハイサイドMOSFETドライバで、保護機能を内蔵しています。標準ロジック電圧レベルからパワースイッチのゲートをドライブします。スイッチを流れる電流をモニタして、短絡した負荷を保護します。LTC6101を同じ回路に追加して、同じ電流センス抵抗を共有すると、追加のインテリジェント制御のために負荷電流に比例したリニアな電圧信号を与えます。

## リレー・ドライバ

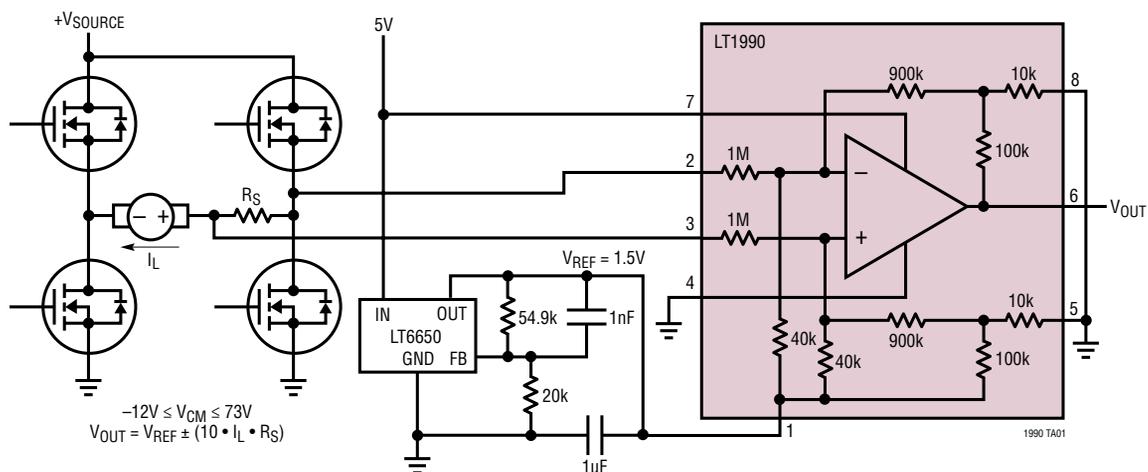


コイル電流は350mAに制限  
接点電流は5Aに制限

この回路は2レベルの過電流保護を備えた電子回路ブレーカ回路を使ってリレーを高い信頼性で制御します。電流は2個の別個の抵抗を通して検出されます。1個はリレー・コイルに流れる電流のため、他の1個はリレー接点を流れる電流のためです。VS電源ピンとドレイン・センス・ピン(DS)の間に100mVが生じると、NチャンネルMOSFETがオフして接点を開きます。示されているように、リレー・コイルの電流は350mAに制限され、接点電流は5Aに制限されます。

# アプリケーションノート 105

## フルブリッジ負荷電流モニタ



LT1990は差動アンプで、電源電圧自体をはるかに超えることができる非常に広い同相入力電圧範囲を持っています。これは、モーターのようなフルブリッジでドライブされる誘導性負荷の電流のモニタに使われるとき、過渡電圧を除去するのに有利です。LT6650は1.5Vの電圧リファ

レンスを備えており、出力をグランドから持ち上げてバイアスします。出力は負荷電流がどちらの方向に流れるかに依存して1.5Vより上または下に変化します。示されているように、アンプは抵抗 $R_S$ の両端に生じる電圧に対して10の利得を与えます。

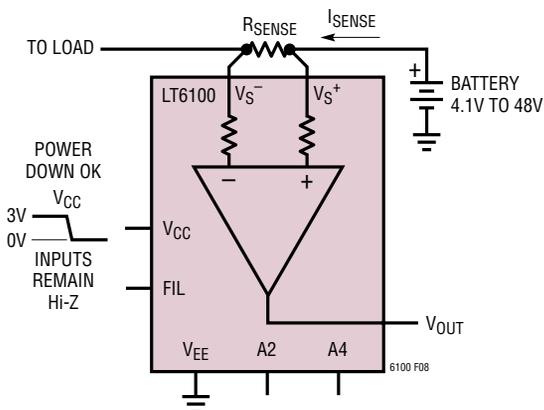


## バッテリー

バッテリーの化学的作用と充放電特性の科学はそれだけで一冊の本になってしまいます。この章は、(バッテリーの化学組成は問わず)バッテリーに流れ込む、またはバッテリーから流れ出す電流をモニタする例をいくつか与えることを意図しています。

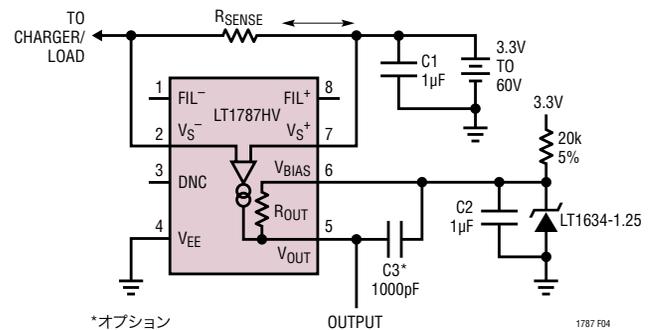
このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

### LT6100をパワーダウンしても入力をHi-Zに維持



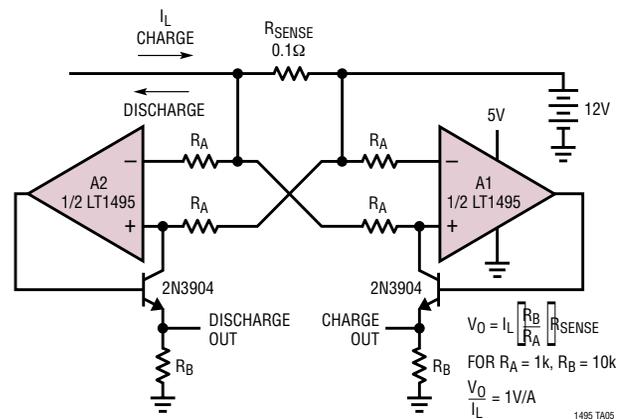
これはLT6100の標準的構成法で、バッテリーの負荷電流をモニタします。回路は、モニタされるバッテリーからではなく、低電圧電源レールから給電されます。この構成特有の利点は、LT6100がパワーダウンしたとき、そのバッテリー検出入力が高インピーダンスに保たれるので、流出する電流が1 $\mu$ Aより小さいことです。これは、リニアテクノロジー社のOver-The-Top<sup>®</sup>入力技法がフロントエンドに実装されているためです。

### シフトされたVBIASの単一電源の充放電電流のモニタ



ここでは、LT1787が単一電源モードで使われており、VBIASピンが外部LT1634電圧リファレンスを使って正方向にシフトされています。VOUT出力信号はVBIASの上下に振幅することができるので、センス抵抗を通して正負の電流をモニタすることができます。リファレンス電圧の選択は、VOUTが内部回路を飽和させることなく振幅するのに適切な空き高をVOUTに与える必要があるという注意以外、重要ではありません。示されている部品の値は、わずか3.1VのVS電源で動作を可能にします。

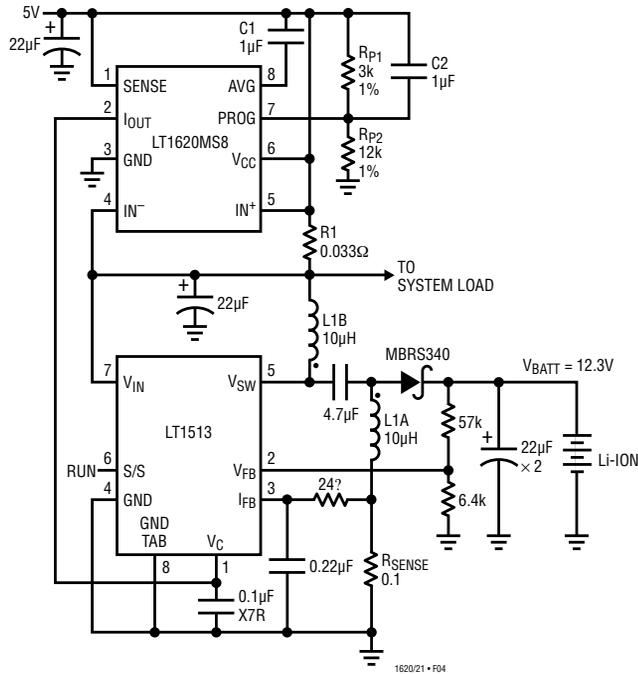
### バッテリー電流モニタ



1個のLT1495デュアル・オペアンプ・パッケージを使って、充電と放電の別個の電流検出力を構成することができます。LT1495はOver-the-Top動作を備えているので、わずか5Vのアンプ電源電圧で、最大36Vのバッテリー電位を許容します。

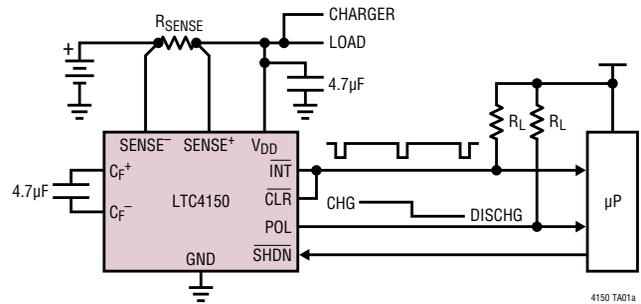
# アプリケーションノート 105

## 入力電流検出のアプリケーション



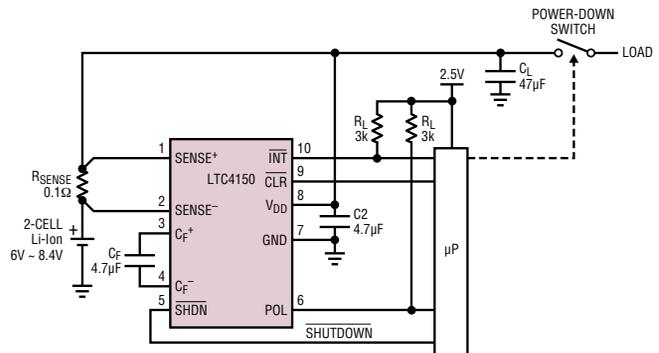
LT1620はLT1513 SEPICバッテリー・チャージャICと組み合わされて、入力の過電流保護を備えたチャージャ回路を構成します。プログラミング電圧( $V_{CC}-V_{PROG}$ )は、5V入力電源からグラウンドに接続された抵抗分割器( $R_{P1}$ と $R_{P2}$ )によって1.0Vに設定されます。この構成では、バッテリー・チャージャによって消費される入力電流とシステム負荷の必要量の合計が3Aの電流制限スレッシュホールドを超えると、合計入力電源電流が3Aに制限されるようにバッテリー・チャージャの電流がLT1620によって減らされます。

## クーロン・カウンタ



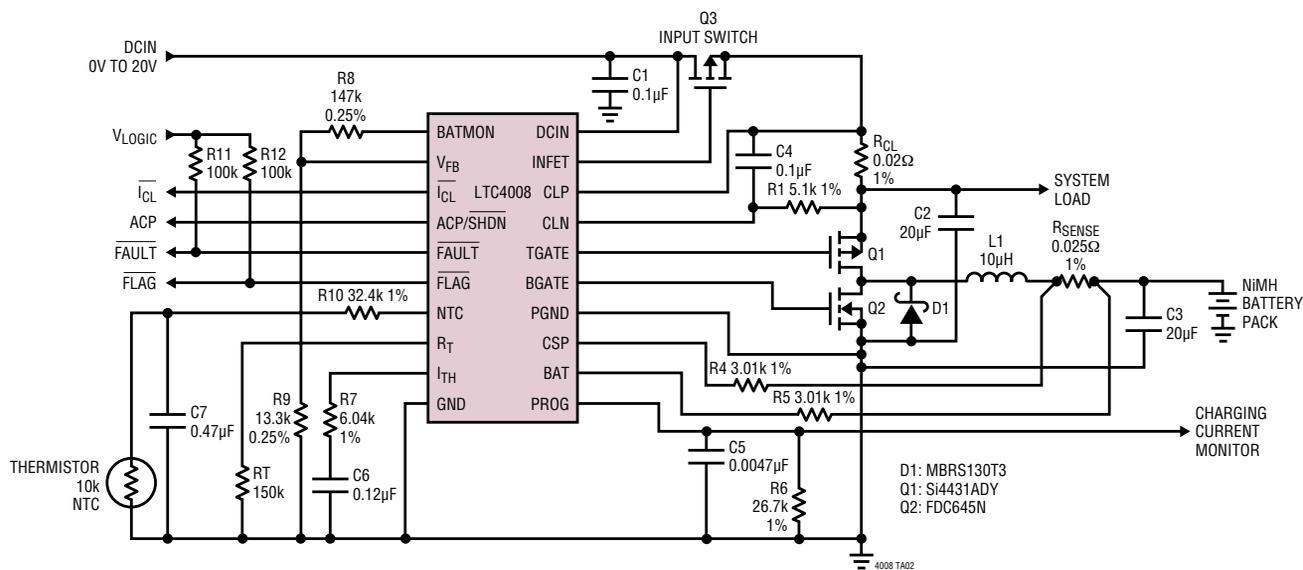
LTC4150はV/F機能を内蔵したマイクロパワーのハイサイド検出回路です。センス抵抗両端の電圧が周期的に積分され、リセットされ、バッテリーへの、またはバッテリーからの電荷の流れを表すデジタル遷移を与えます。極性ビットは電流の方向を指示します。LTC4150の電源電位は2.7V~8.5Vです。自走モードでは(示されているように、CLRとINTが相互に接続されている)、パルスは幅が約1μsで、およそ1Hzフルスケールです。

## リチウムイオン・ガス・ゲージ



これは、マイクロプロセッサが積分周期完了の状態をソフトウェアでクリアする以外は、クーロン・カウンタ回路と同じなので、比較的遅いポーリング・ルーチンを使うことができます。

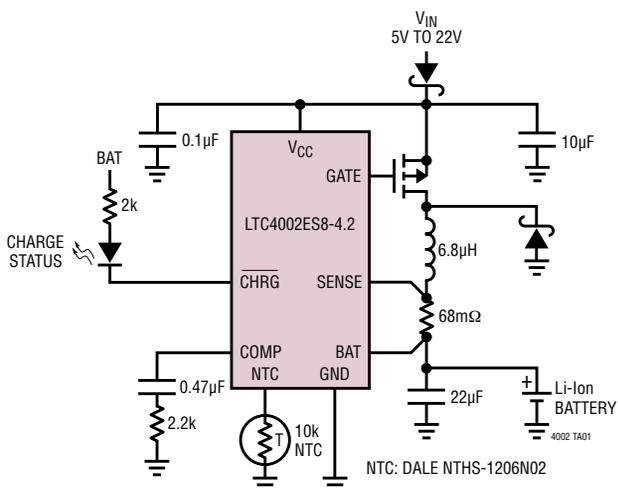
### NiMHチャージャ



LTC4008は完全なNiMHバッテリーパック・コントローラです。外部DC電源が取り去られると自動的にバッテリーに切

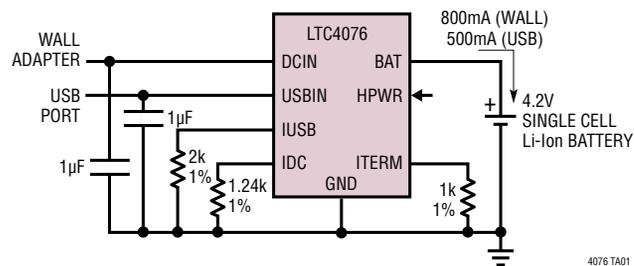
り替えます。電源が接続されていると、バッテリーパックは常に充電され、使用可能な状態に保たれます。

### 1セル・リチウムイオン・チャージャ



リチウムイオン・バッテリー・チャージャの電流制御は、本質的に安全のため、およびバッテリーの寿命を延ばすためです。インテリジェント・バッテリー・チャージャICをかなり簡単な回路に使い、高速で安全な充電のため、電流、電圧、さらにバッテリーパックの温度さえモニタして制御することができます。

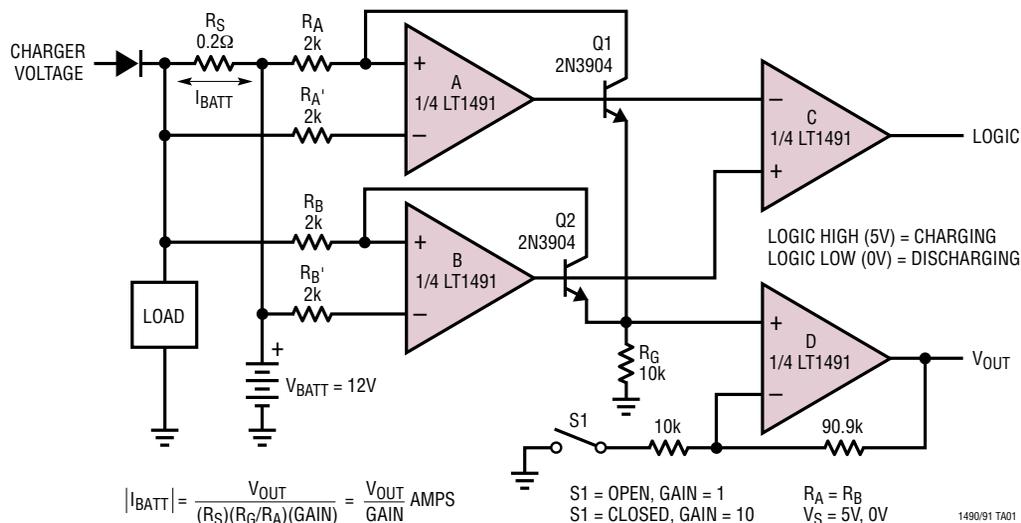
### リチウムイオン・チャージャ



この1セル・リチウムイオン・バッテリー・チャージャにはわずかな外部部品しか必要ありません。チャージャの電力はACアダプタまたはコンピュータのUSBポートから取ります。

# アプリケーションノート 105

## バッテリー・モニタ



オペアンプのセクションAおよびBはそれぞれQ1およびQ2と組み合わされて、古典的ハイサイド検出回路を形成します。各セクションはバッテリー電流の異なる極性を扱い、測定された電流を負荷抵抗RGに供給します。セクションCはコンパレータとして動作し、電流が充電電流

なのか、それとも放電電流なのかを示すロジック信号を与えます。S1はセクションDのバッファ・オペアンプの利得を+1または+10に設定します。この回路には、この例のLT1491クワッドのようなレール・トゥ・レールのオペアンプが必要です。

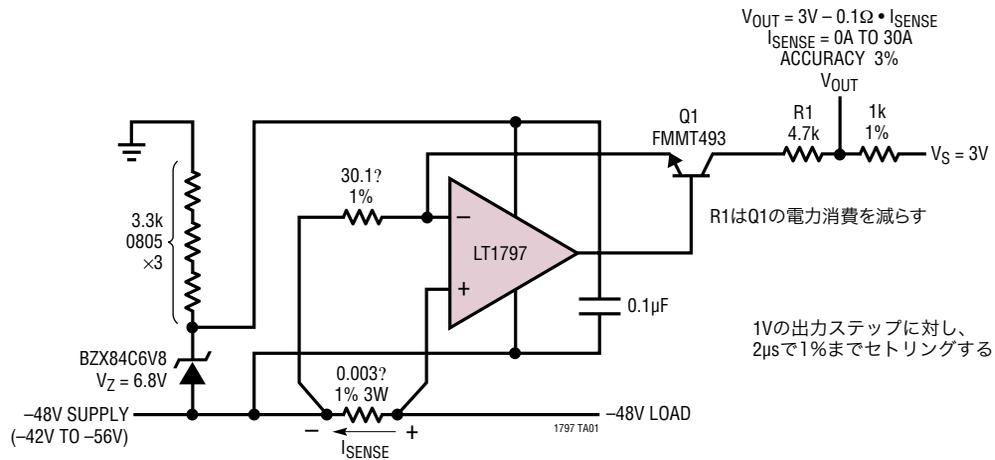


## 高速

電流モニタは、何らかのフォールトによって過度の電流が生じない限り、通常は特に高速である必要はありません。通常の電流検出回路では、高速アンプを使えば望みの応答時間を得るのに十分です。

このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

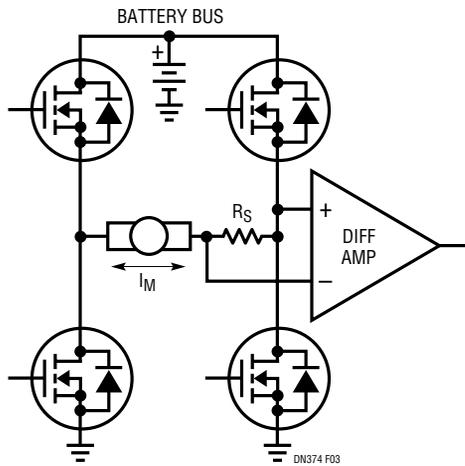
### 高速で小型の-48V電流検出



このアンプの構成は本質的に古典的なハイサイド構成の相補形の実装です。使われるオペアンプはその低い方のレールの同相動作をサポートする必要があります。「フロートしている」シャント・レギュレータによるローカル電源がツェナー・ダイオードによって与えられ、トランジスタが測定された電流を出力負荷抵抗(この回路

では1kΩ)に供給します。この回路では、出力電圧は正電位を基準にしており、増加していく-48V負荷を表すとき下に向かって変化します。スケーリング精度は使われる抵抗の品質とNPNトランジスタの性能によって設定されます。

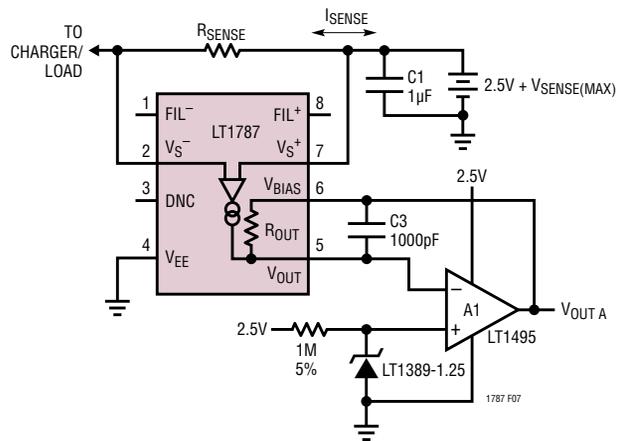
## 通常のHブリッジ電流モニタ



ステアリング補助など、最新の電子運転機能の多くは本来双方向です。これらの機能は一般に指示されたトルクに変えるのにパルス幅変調(PWM)方式を使ったHブリッジMOSFETアレイによってドライブされます。これらのシステムの電流モニタには2つの主な目的があります。1つは負荷の電流をモニタして望みのコマンド(つまり、閉ループのサーボ制御則)に対する実際の動作をトラッキングすることであり、もう1つはフォールト検出と保護です。

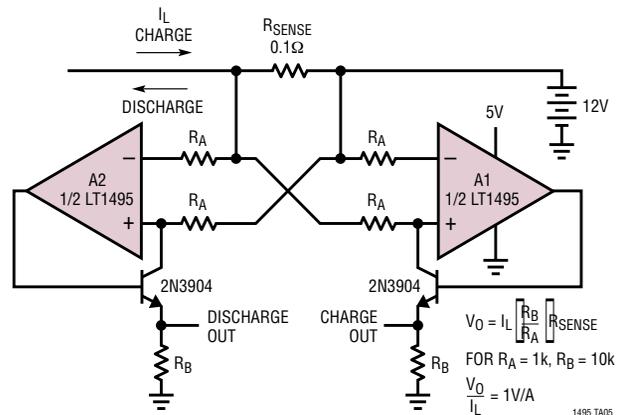
これらのシステムに共通なモニタの手法では、示されているように、「フライング」センス抵抗の電圧が増幅されます。残念なことに、モーター端子の単純なグラウンドへの短絡のような、いくつかの潜在的に危険なフォールトのシナリオが検出されません。別のやっかいな問題はPWM動作によって生じるノイズです。PWMノイズはサーボ則の目的のためにフィルタ処理することができますが、保護のために役立つ情報が不明瞭になります。最善策は単純に各半ブリッジを個々に保護する2つの回路を用意して双方向の負荷電流を通知することです。場合によっては、スマートMOSFETブリッジ・ドライバにセンス抵抗が既に内蔵されていて、必要な保護機能を提供することもあります。そのような場合、最善策は最小の追加回路を使って負荷の情報を得ることです。

## 外部電圧リファレンスとI/Vコンバータを備えた単一電源の2.5V双方向動作



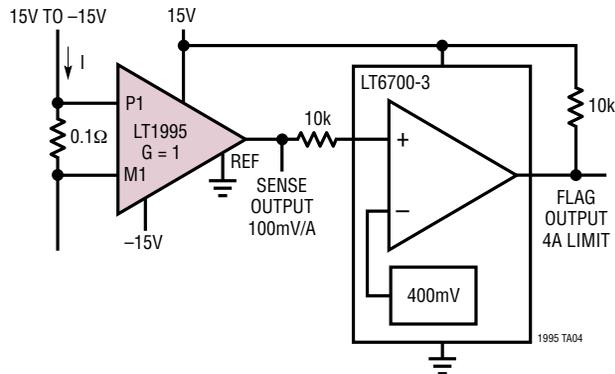
LT1787の出力は、I/Vコンバータとして構成されたLT1495レール・トゥ・レール・オペアンプによってバッファされます。この構成は電圧の非常に低い電源のモニタに最適です。LT1787のVOUTピンはオペアンプの非反転入力に現れるリファレンス電圧に等しく保たれます。これにより、2.5Vまでの低い電源電圧をモニタすることができます。このオペアンプの出力はグラウンドからその正電源電圧まで振幅することができます。オペアンプの低インピーダンスの出力は、LT1787の高出力インピーダンスよりも効果的に後続の回路をドライブすることができます。このI/Vコンバータの構成は両電源の電圧でも問題なく動作します。

## バッテリー電流モニタ



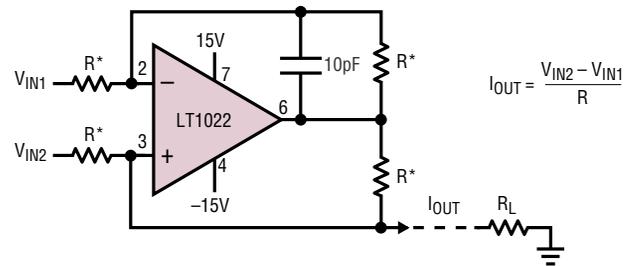
1個のLT1495デュアル・オペアンプ・パッケージを使って、充電と放電の別個の電流検出出力を構成することができます。LT1495はOver-the-Top動作を備えているので、わずか5Vのンプ電源電圧で、最大36Vのバッテリー電位を許容します。

## アラーム付き高速電流検出



LT1995は簡単なユニティゲインの差動アンプとして示されています。両電源でバイアスされているとき、入力電流はどちらの方向にも流れることができ、100mΩのセンス抵抗両端の電圧から1アンペア当たり100mVの出力電圧を与えます。帯域幅が32MHz、スルーレートが1000V/μsなので、このセンス・アンプの応答は高速です。LT6700-3のような基準電圧回路を内蔵した簡単なコンパレータを追加して過電流フラグを発生することができます。400mVのリファレンスを使うと、4Aでフラグが発生します。

## 高速差動電流源



\*MATCH TO 0.01%  
 FULL-SCALE POWER BANDWIDTH  
 = 1MHz FOR  $I_{OUT}R = 8V_{P-P}$   
 = 400kHz FOR  $I_{OUT}R = 20V_{P-P}$   
 MAXIMUM  $I_{OUT} = 10mA_{P-P}$   
 COMMON-MODE VOLTAGE AT LT1022 INPUT =  $\frac{I_{OUT-P} \cdot R_L}{2}$

LT1022 • TA07

これはHowland構成の変種で、ここでは負荷電流が実際には(表に表れないセンス抵抗としての)帰還抵抗を通して流れます。実効センス抵抗は比較的大きいので、このトポロジーは小さな制御された電流を発生させるのに適しています。

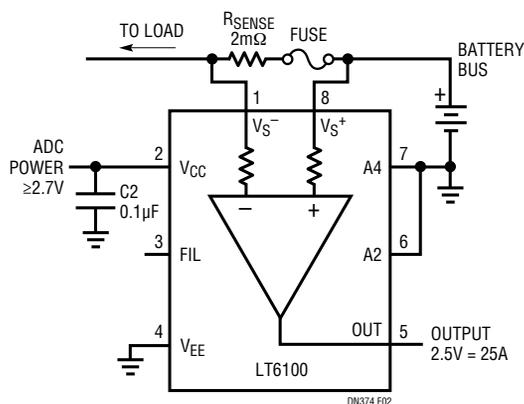


## フォールト検出

電流の欠如や電流の急激な増加は多くの場合システムのフォールトを表しています。これらの回路では、その状態を検出するだけでなく、検出回路自体の安全動作を保証することが重要です。システムのフォールトは、多くの予測し難い形で破壊的になることがあります。

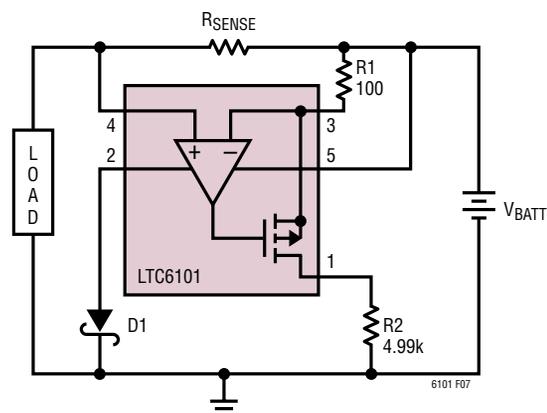
このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

## ハイサイド電流検出とヒューズのモニタ



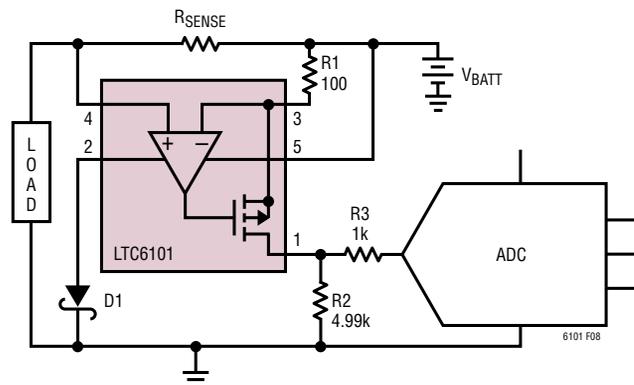
LT6100は電流センサとヒューズ・モニタの組合せとして使うことができます。このデバイスは出力バッファを内蔵しており、(自動車のデータ収集システムに一般的な)低い電源電圧(2.7V以上)で動作しながら、センス入力をもっと高いバッテリー・バスの電位の信号をモニタするように設計されています。LT6100の入力は大きな入力差に耐えますので、ヒューズが切れた動作状態(これは出力のフルスケール表示で検出されます)を許容します。また、LT6100はセンス入力を高インピーダンスに保ちながらパワーダウンすることが可能で、バッテリー・バスからは1μA以下の電流しか流出しません。

## ショットキー・ダイオードによる逆電源時の損傷の防止



LTC6101は電源の極性の外部での反転に対して内部では保護されていません。この状態で生じるおそれのある損傷を防ぐには、ショットキー・ダイオードをV<sup>-</sup>に直列に追加します。これにより、LTC6101を流れる逆電流が制限されます。このダイオードはデバイスへの電源電圧をV<sub>D</sub>だけ実効的に減らすので、LTC6101の低電圧性能が制限されることに注意してください。

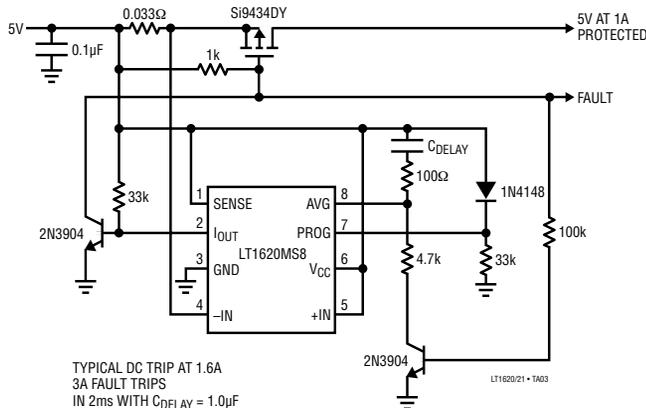
## 追加抵抗R3による逆電源時の出力保護



(ESD保護クランプを介する場合など)逆電源状態のあいだ出力を別のレールまたはグラウンドに実効的に短絡する独立に給電されるデバイスにLTC6101の出力を配線する場合、LTC6101の出力を抵抗またはショットキー・ダイオードを介して接続し、過度のフォールト電流を防止します。

# アプリケーションノート 105

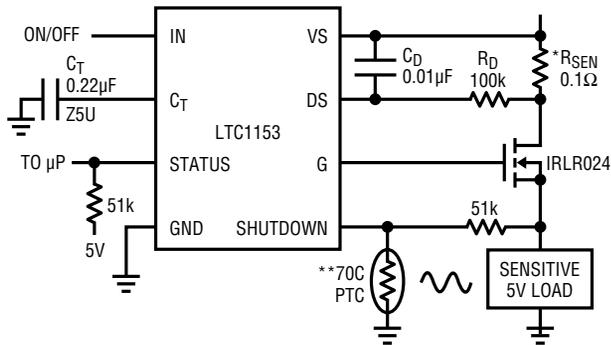
## 電子回路ブレーカ



TYPICAL DC TRIP AT 1.6A  
3A FAULT TRIPS  
IN 2ms WITH  $C_{DELAY} = 1.0\mu\text{F}$

LT1620I電流センス・アンプは過電流状態を検出してP-MOSFET負荷スイッチをオフするのに使われます。フォールト・フラグが過電流状態で出力され、自己リセット・シーケンスが開始されます。

## 電子回路ブレーカ



示されている部品はすべて表面実装

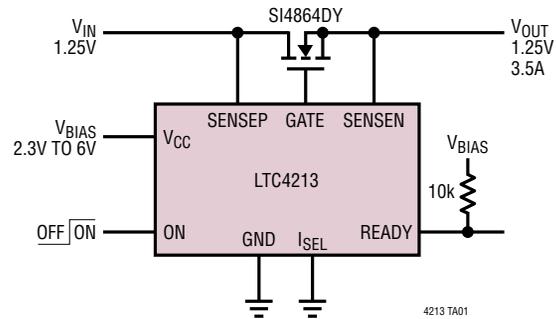
\* IMS026 INTERNATIONAL MANUFACTURING SERVICE, INC. (401) 683-9700

\*\* RL2006-100-70-30-PT1 KEYSTONE CARBON COMPANY (814) 781-1591

LTC1153 • TA01

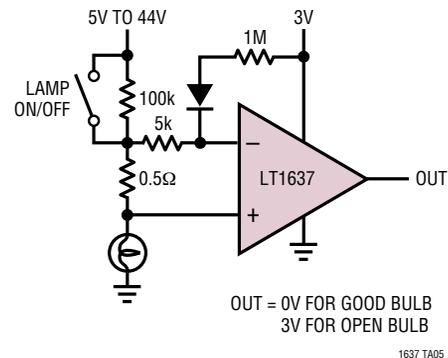
LTC1153は電子回路ブレーカです。電源入力 ( $V_S$ ) とドレイン検出ピン (DS) の間に100mVが生じると、検出された負荷電流によりブレーカがオープンします。トランジエントやブレーカの不要なトリップを防ぐため、部品RDとCDにより、動作が1ms遅らされます。また、サーミスタを使ってシャットダウン入力をバイアスし、負荷に生じる熱をモニタし、この例では温度が70°Cを超えたら給電を停止することができます。LTC1153の特長の1つはタイマ付き自動リセットで、これは示されている0.22μFのタイマ用コンデンサを使って、200ms後に負荷の再接続を試みます。

## 1.25V電子回路ブレーカ



LTC4213はNMOSFETのドレインからソースへの電圧降下を検出して、保護機能と自動回路ブレーカ機能を実現します。センス入力の同相範囲はレール・トゥ・レールなので、回路ブレーカは0V~6Vのバス電圧を保護することができます。ロジック信号が(READY出力信号を使って)トリップ状態の合図を出し、ブレーカを(ON入力を使って)再度初期化します。ON入力は「スマート・スイッチ」アプリケーションではコマンドとしても使うことができます。

## ランプ切れ検出

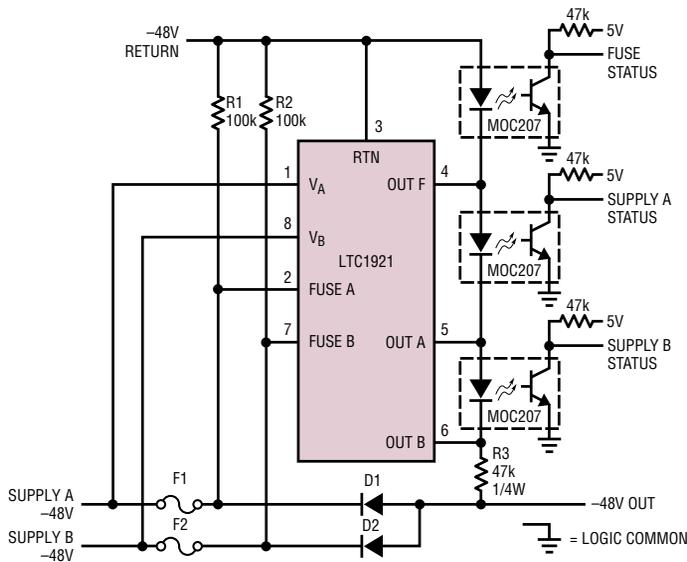


OUT = 0V FOR GOOD BULB  
3V FOR OPEN BULB

1637 TA05

この回路では、ランプはオンとオフの両方で連続性をモニタされます。オフ状態では、フィラメントのプルダウン動作により、5kΩに小さなテスト電流が流れ、それが検出されてランプに問題がないことを示します。ランプがオープンしていると、100kΩのプルアップ(つまり、リレー接点)により、5kΩに極性が反対のオペアンプ・バイアス電流が流れます。ランプに電力が与えられ、フィラメントに電流が流れると、0.05Ωのセンス抵抗の電圧降下が5kΩの電圧降下を超え、依然としてランプに問題がないことが検出されます。この回路にはオペアンプのための特定のOver-the-Top入力特性が必要なので、デバイスの置換えは推奨できません(ただし、この同じ回路はLT1716コンバータ(これもOver-the-Topデバイスです)を使って適切に動作します)。

簡単なテレコム電源のヒューズ・モニタ



V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	SUPPLY A STATUS	SUPPLY B STATUS
OK	OK	0	0
OK	UV OR OV	0	1
UV OR OV	OK	1	0
UV OR OV	UV OR OV	1	1

OK: WITHIN SPECIFICATION  
OV: OVERVOLTAGE  
UV: UNDERVOLTAGE

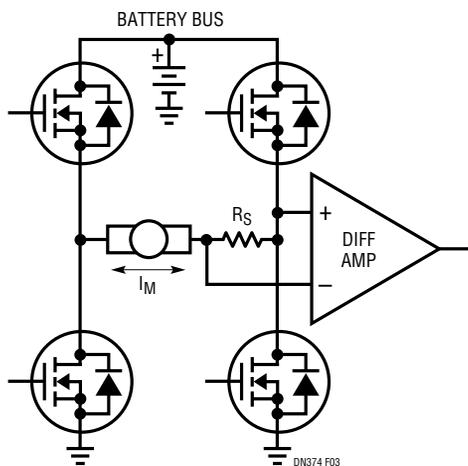
V <sub>FUSE A</sub>	V <sub>FUSE B</sub>	FUSE STATUS
= V <sub>A</sub>	= V <sub>B</sub>	0
= V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	1
V <sub>A</sub>	= V <sub>B</sub>	1
V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	1*

0: LED/PHOTODIODE ON  
1: LED/PHOTODIODE OFF  
\* 両方のヒューズ (F1とF2) がオープンすると R3に給電されないで、全ての状態出力が "H"になる

LTC1921はテレコムのヒューズと電源電圧のモニタ機能のすべてを一体化して提供します。電源とヒューズの状態

を表示する3つの光絶縁された状態フラグを発生します。

通常のHブリッジ電流モニタ

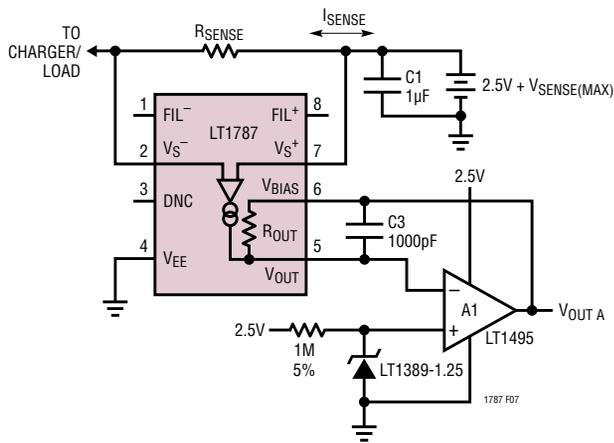


ステアリング補助など、最新の電子運転機能の多くは本来双方向です。これらの機能は一般に指示されたトルクに変えるのにパルス幅変調 (PWM) 方式を使ったHブリッジMOSFETアレイによってドライブされます。これらのシステムの電流モニタには2つの主な目的があります。1つは負荷の電流をモニタして望みのコマンド (つまり、閉ループのサーボ制御則) に対する実際の動作をトラッキングすることであり、もう1つはフォールト検出と保護です。

これらのシステムに共通なモニタの手法では、示されているように、「フライング」センス抵抗の電圧が増幅されます。残念なことに、モーター端子の単純なグランドへの短絡のような、いくつかの潜在的に危険なフォールトのシナリオが検出されません。別のやっかいな問題はPWM動作によって生じるノイズです。PWMノイズはサーボ則の目的のためにフィルタ処理することができますが、保護のために役立つ情報が不明瞭になります。最善策は単純に各半ブリッジを個々に保護する2つの回路を用意して双方向の負荷電流を通知することです。場合によっては、スマートMOSFETブリッジ・ドライバにセンス抵抗が既に内蔵されていて、必要な保護機能を提供することもあります。そのような場合、最善策は最小の追加回路を使って負荷の情報を得ることです。

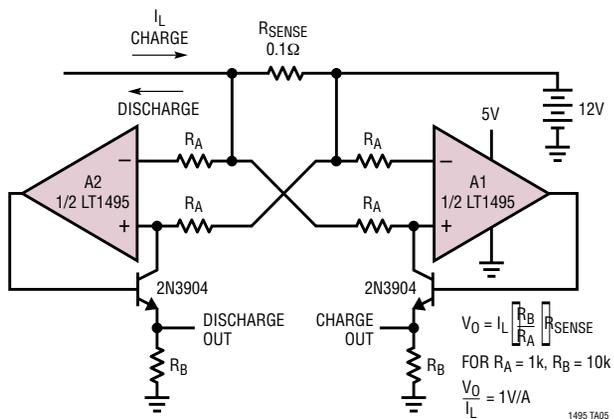
# アプリケーションノート 105

## 外部電圧リファレンスとI/Vコンバータを備えた単一電源の2.5V双方向動作



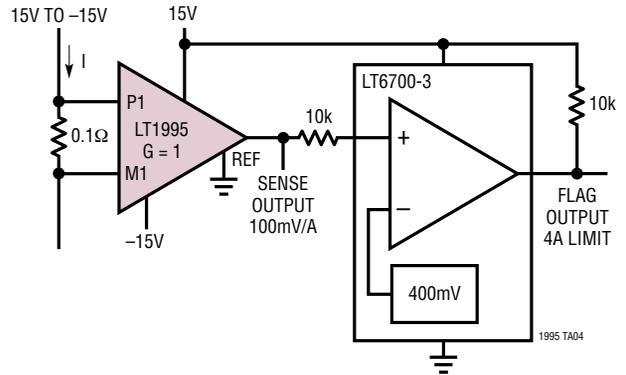
LT1787の出力は、I/Vコンバータとして構成されたLT1495レール・トゥ・レール・オペアンプによってバッファされます。この構成は電圧の非常に低い電源のモニタに最適です。LT1787のV<sub>OUT</sub>ピンはオペアンプの非反転入力に現れるリファレンス電圧に等しく保たれます。これにより、2.5Vまでの低い電源電圧をモニタすることができます。このオペアンプの出力はグラウンドからその正電源電圧まで振幅することができます。オペアンプの低インピーダンスの出力は、LT1787の高インピーダンスの出力よりも効果的に後続の回路をドライブすることができます。このI/Vコンバータの構成は両電源の電圧でも問題なく動作します。

## バッテリー電流モニタ



1個のLT1495デュアル・オペアンプ・パッケージを使って、充電と放電の別個の電流検出出力を構成することができます。LT1495はOver-the-Top動作を備えているので、わずか5Vのアンプ電源電圧で、最大36Vのバッテリー電位を許容します。

## アラーム付き高速電流検出



LT1995は簡単なユニティゲインの差動アンプとして示されています。両電源でバイアスされているとき、入力電流はどちらの方向にも流れることができ、100mΩのセンス抵抗両端の電圧から1アンペア当たり100mVの出力電圧を与えます。帯域幅が32MHz、スルーレートが1000V/μsなので、このセンス・アンプの応答は高速です。LT6700-3のような基準電圧回路を内蔵した簡単なコンパレータを追加して過電流フラグを発生させることができます。400mVのリファレンスを使うと、4Aでフラグが発生します。

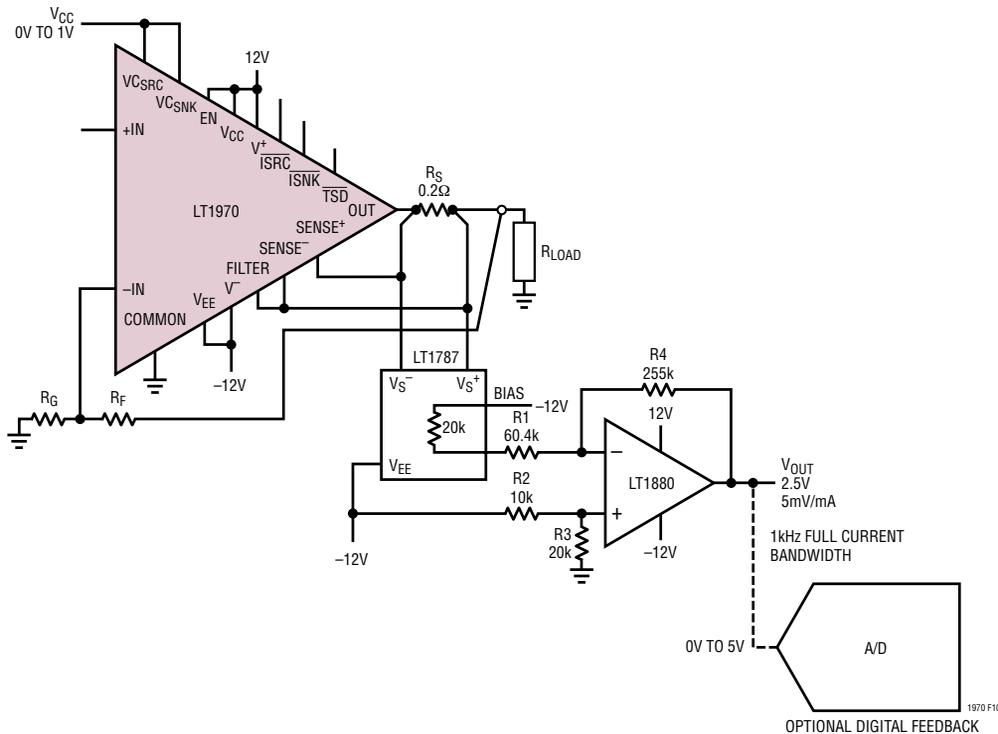


## デジタル化

多くのシステムで、電流を示すアナログ電圧の大きさはシステム・コントローラに入力する必要があります。この章では、電流センス・アンプのA/Dコンバータへの直接のインタフェースの例をいくつか示します。

このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

### 出力電流の検出

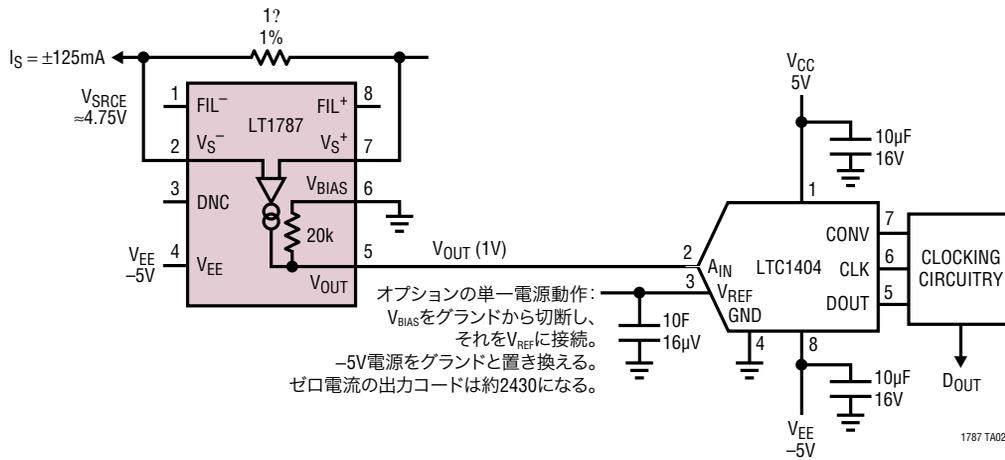


LT1970は電圧でプログラム可能な出力電流制限を備えた500mAパワーアンプです。別個のDC電圧入力と出力電流センス抵抗により、ソースおよびシンクの最大電流値が制御されます。これらの制御電圧はマイクロプロセッサで制御されるシステムのDAコンバータによって与え

ることができます。負荷への電流の閉ループ制御のため、LT1787は出力電流をモニタすることができます。LT1880オペアンプは、5mV/mAの帰還信号のために、ADコンバータに与えられる電圧をスケールリングし、レベルシフトします。

# アプリケーションノート 105

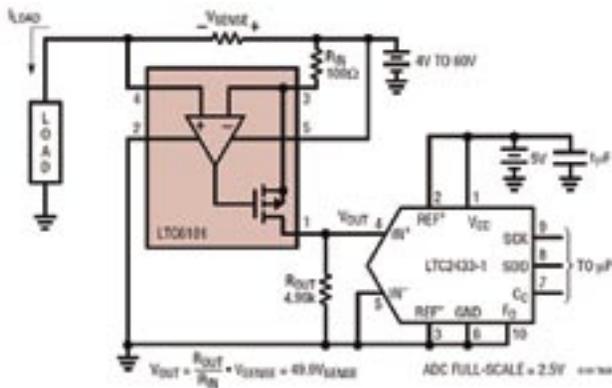
## 両電源または単一電源動作の、A/Dへの双方向出力



この回路では、LT1787とLTC1404の両方に両電源動作が使われ、対称的な双方向測定が行われます。単一電源の場合（このとき、LT1787のピン6がV<sub>REF</sub>によってドライブされ

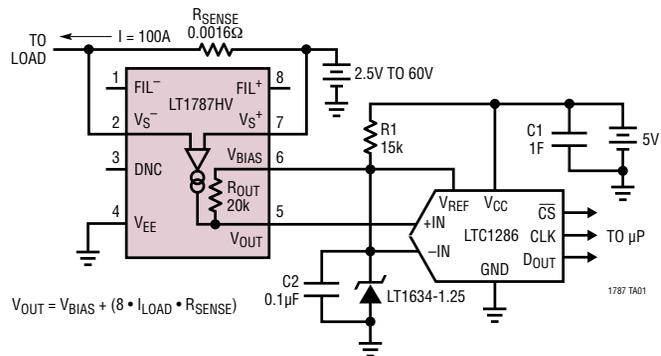
ます)、V<sub>REF</sub>がADCの入力範囲の midpoint よりいくらか大きいため、双方向の測定範囲はわずかに非対称になります。

## LTC2433 ADCへの16ビット分解能の一方方向出力



LTC2433-1はソース・インピーダンスが5kΩまでの信号を精確にデジタル化することができます。このLTC6101電流検出回路には4.99Ωの出力抵抗が使われていてこの要件を満たすので、追加のバッファは不要です。

## LTC1286 ADCへの12ビット分解能の一方方向出力



LT1787は双方向の出力を与えることができますが、このアプリケーションでは、一方方向測定をデジタル化するのに経済的なLTC1286が使われています。LT1787の公称利得は8で、約100Aの負荷電流で1.25Vのフルスケール出力を与えます。

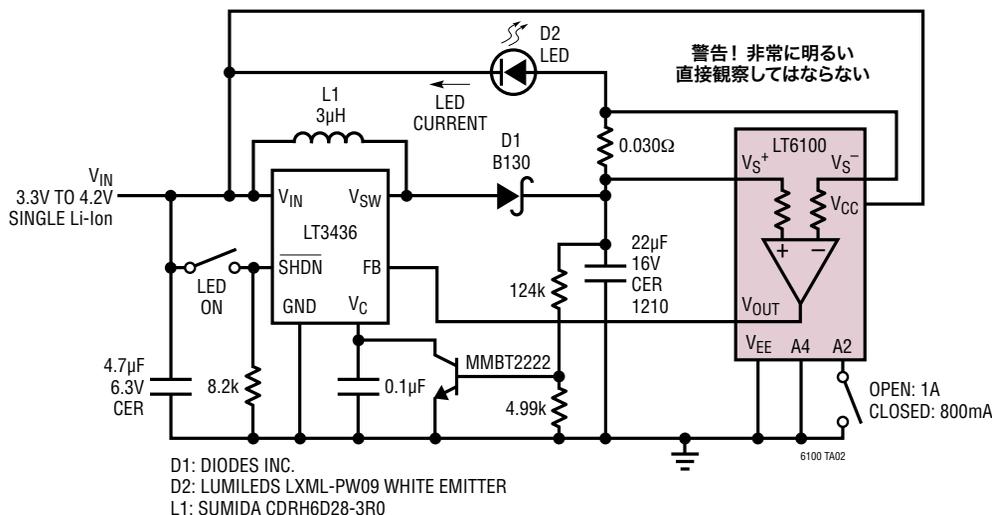


## 電流制御

この章には、制御されたレベルの電流を回路に発生するのに役立つ多様な技法が集めてあります。

このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

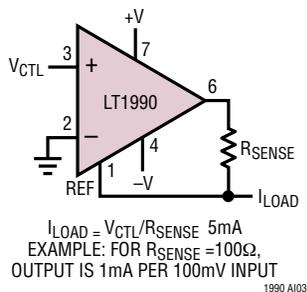
### 800mA/1A白色LED用電流レギュレータ



LT6100は、A2とV<sub>EE</sub>の間のスイッチが閉じているか開いているかによって、40V/Vまたは50V/Vのどちらかの利得に構成されます。スイッチが開いているとき (LT6100の利得は40V/V)、1AがLEDに供給されます。スイッチが閉じているとき (LT6100の利得は50V/V)、800mAが供給され

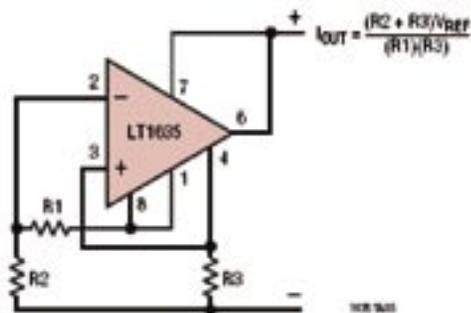
ます。LT3436は昇圧スイッチング・レギュレータで、LEDに供給される電圧/電流を支配します。SHDNピンに接続されたスイッチ"LED ON"により、LEDのオン/オフ状態を外部から制御することができます。

### 双方向電流源



LT1990は高精度抵抗を内蔵した差動アンプです。示されている回路は古典的Howland電流源で、単にセンス抵抗を追加して実装されています。

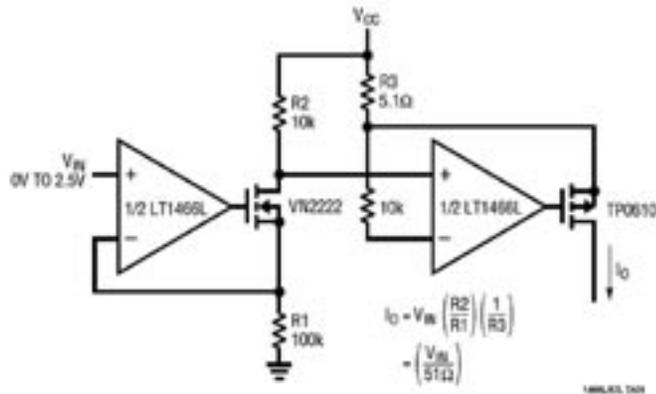
### 2端子電流レギュレータ



LT1635はオペアンプを200mVリファレンスと組み合わせています。このリファレンス電圧を抵抗R3の両端の電位にスケールすると、制御された量の電流が+端子から-端子に流れるように強制します。電力はループから取られます。

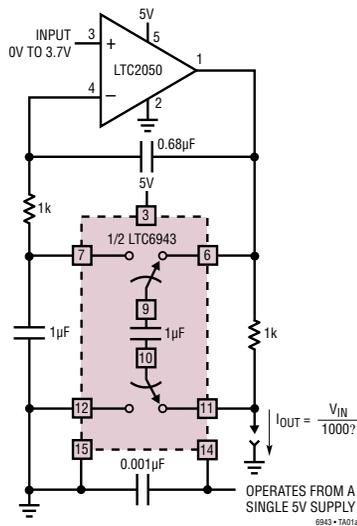
# アプリケーションノート 105

## 可変電流源



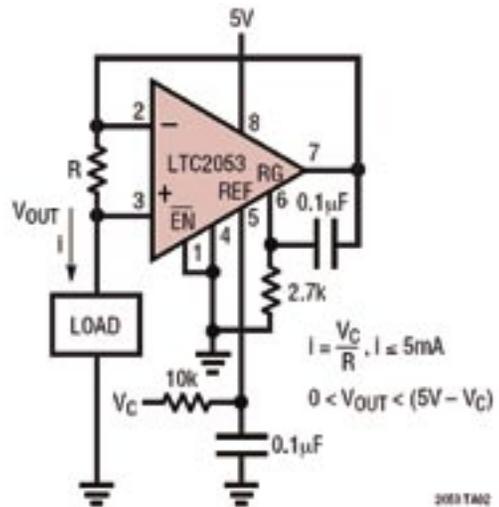
基本的なハイサイド電流源は出力に実装されますが、入力変換アンプのセクションは柔軟な入力のスケーリングを行います。入力段の同相範囲はグラウンドに近く、2番目のセクションはV<sub>CC</sub>の近くで動作しますので、両方のアンプを単一のパッケージに収めるにはレール・トゥ・レール入力能力が必要です。

## グラウンドを基準にした入力と出力を備えた高精度電圧制御電流源



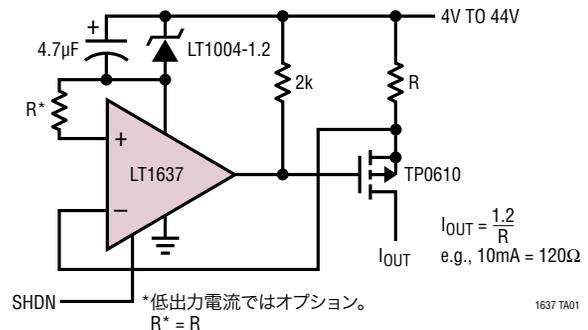
LTC6943を使って1kΩのセンス抵抗両端の電圧を正確にサンプルし、1μFのコンデンサの電荷をバランスさせることにより、その電圧をグラウンド・リファレンスに変換します。LTC2050は検出電圧と入力のコマンド電圧の差を積分し、適切な電流を負荷にドライブします。

## 精密電圧制御電流源



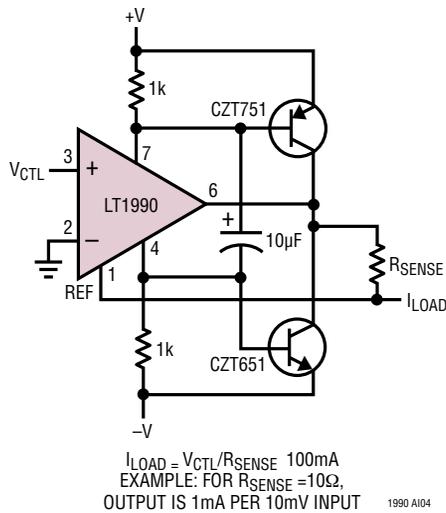
超精密LTC2053計装アンプは、センス抵抗Rの電圧降下をサーボ制御してコマンドV<sub>C</sub>に一致させるように構成されています。LTC2053の出力能力のため、この基本的構成は低電流アプリケーションに制限されます。

## 切替え可能な高精度電流源



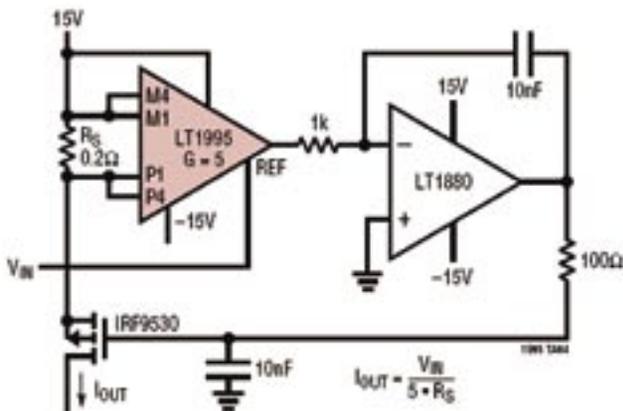
これは簡単な電流源構成で、オペアンプがサーボ制御を行い、センス抵抗の電圧降下と1.2Vリファレンスを一致させます。この特定のオペアンプはシャットダウン機能を備えていますので、ロジック・コマンドで電流源機能をオフすることができます。2kΩのプルアップ抵抗により、出力MOSFETはオペアンプがシャットダウン・モードのときオフします。

## ブーストされ制御された双方向電流源



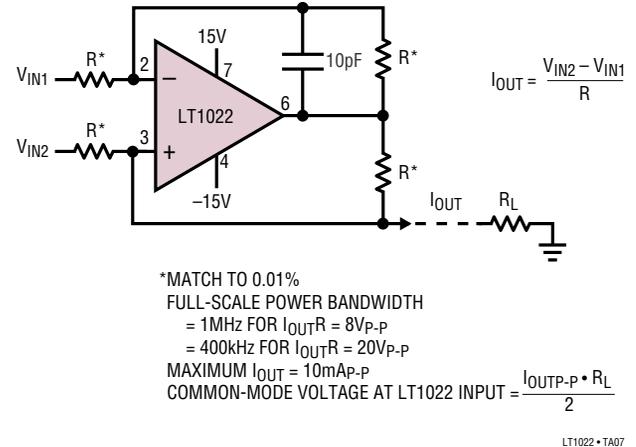
これはLT1990差動アンプを使って実装された古典的なHowland双方向電流源です。オペアンプ回路はRSENSE電圧降下が入力コマンドVCTLに一致するようにサーボ制御します。負荷電流がどちらの方向でも約0.7mAを超えると、昇圧トランジスタの1つが導通し始め、指示された追加電流を供給します。

## 0A~2Aの電流源



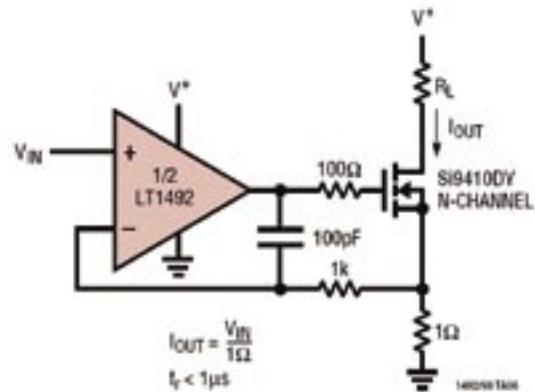
LT1995はセンス抵抗の電圧降下を5V/Vだけ増幅し、それをV<sub>IN</sub>から差し引いて、誤差信号をLT1880積分器に与えます。積分された誤差は必要なだけPMOSFETをドライブし、指示された電流を供給します。

## 高速差動電流源



これはHowland構成の変種で、ここでは負荷電流が実際には(表に表れないセンス抵抗としての)帰還抵抗を通して流れます。実効センス抵抗は比較的大きいので、このトポロジーは小さな制御された電流を発生させるのに適しています。

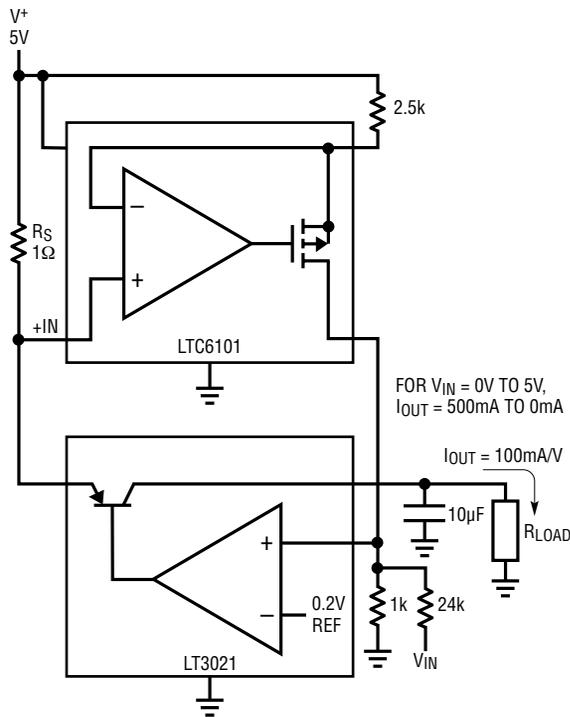
## 1A電圧制御電流シンク



これは簡単な制御された電流シンクで、オペアンプがNMOSFETのゲートをドライブして、1Ωのセンス抵抗の電圧降下とV<sub>IN</sub>電流コマンドを一致させます。オペアンプから見た同相電圧はグラウンド電位に近いので、「単一電源」またはレール・トゥ・レールのタイプがこのアプリケーションには必要です。

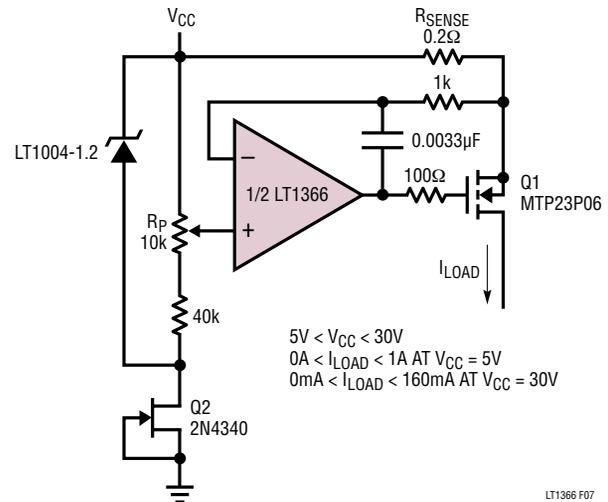
# アプリケーションノート 105

## 電圧制御電流源



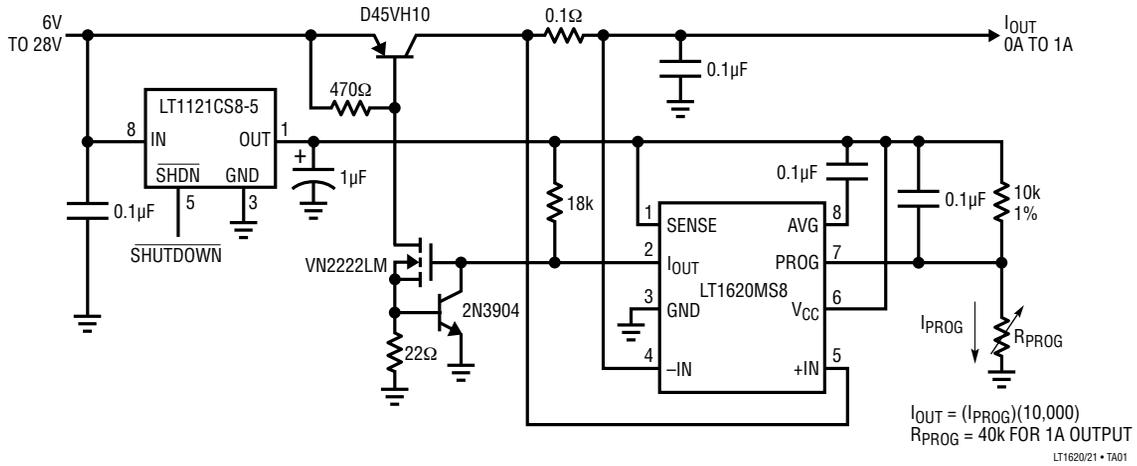
調節可能な低ドロップアウト電圧レギュレータの帰還ループに電流検出アンプを追加すると、簡単な電圧制御電流源になります。この回路によってソースされる出力電流の範囲は、電圧レギュレータの電流能力によってだけ設定されます。電流センス・アンプは出力電流を検出し、レギュレータの誤差アンプの加算点に電流をフィードバックします。次に、レギュレータは必要などんな電流でもソースして、内部リファレンス電圧を加算点に維持します。示されている回路では、0V~5Vの制御入力により500mA~0mAの出力電流が生じます。

## 可変ハイサイド電流源



示されている、適応範囲の広い電流源はLT1366の正電源レール近くの小信号測定能力の利点を利用しています。LT1366はQ1のゲート電圧を調節して、センス抵抗 ( $R_{SENSE}$ ) 両端の電圧が  $V_{DC}$  とポテンショメータのワイパーの間の電圧に等しくなるように強制します。センス抵抗両端の電圧は  $V_{DC}$  とほとんど同じなので、レール・トゥ・レールのオペアンプが必要です。Q2は定電流シンクとして機能し、電源電圧が変化してもリファレンス電圧の誤差を最小に抑えます。低い入力電圧では、回路動作はQ1のゲート・ドライブの要件によって制限されます。高い入力電圧では、回路動作はLT1366の絶対最大定格によって制限されます。

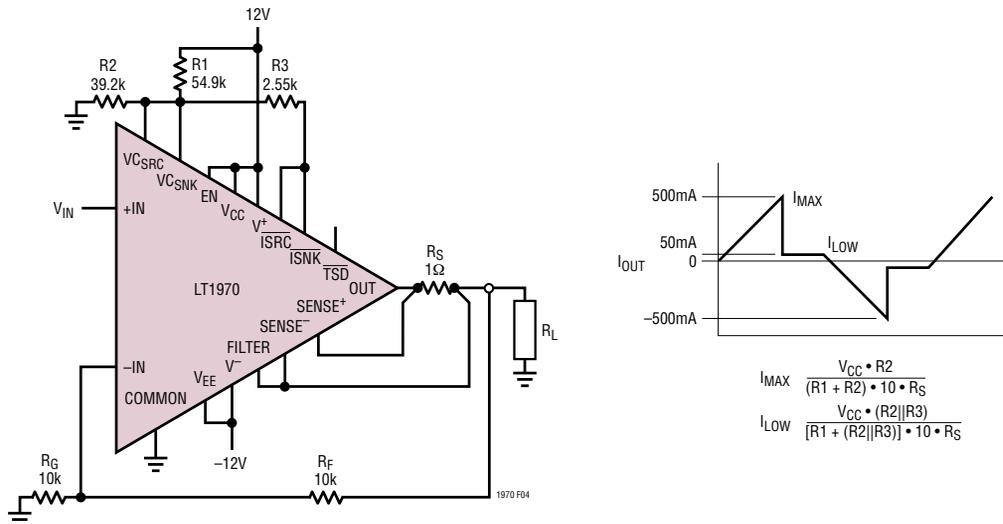
## プログラム可能な定電流源



電流出力はLT1620のPROGピンからグラウンドに接続した可変抵抗(R<sub>PROG</sub>)によって制御することができます。LT1121は低ドロップアウト・レギュレータで、LT1620のために電圧を一定に保ちます。LT1121にシャットダウン・コ

マンドを与えると、LT1620への給電が停止し、電流安定化パス・トランジスタのベース・ドライブが取り去られるので、I<sub>OUT</sub>がオフします。

## スナップバック電流制限



LT1970は電流検出と電流制限の機能を内蔵しています。この回路では、電流制限が発生すると出力されるロジック・フラグが帰還部分に接続されており、それが電流制限

コマンドを低いレベルに下げます。負荷条件により電流が制限レベルより下に下がると、フラグがクリアされ、最大電流ドライブ能力が自動的に回復されます。

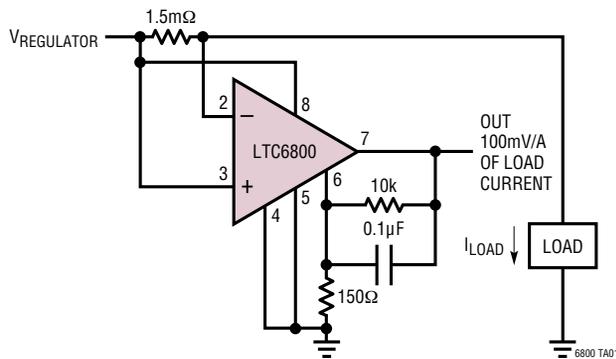


## 高精度

オフセット電圧とバイアス電流は電流検出アプリケーションの誤差の主要原因です。高精度動作を維持するには、ゼロドリフト・アンプを使うとオフセット誤差の項が実際上除去されます。

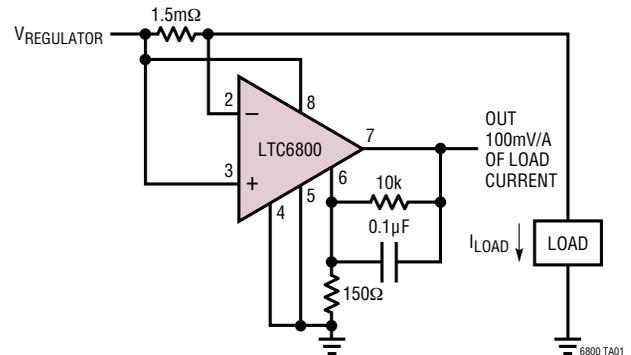
このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

## 高精度ハイサイド電源電流検出



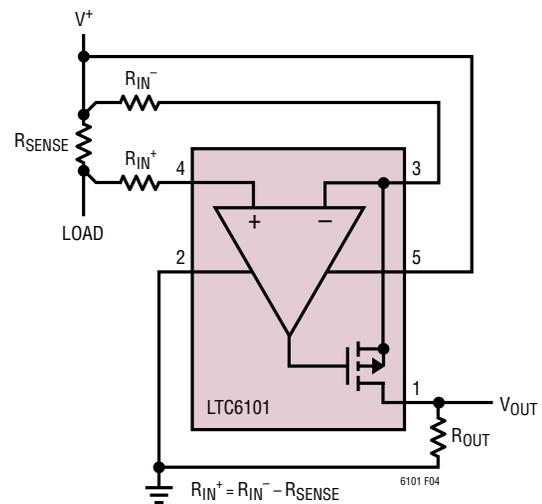
これは、レール・トゥ・レールの入力と出力を与えるゼロドリフト計装アンプ (IA) を備えた、低電圧、超高精度モニタです。電圧利得は帰還抵抗によって設定されます。この回路の精度はユーザーが選択する抵抗の品質によって設定されます。小信号レンジは単一電源動作の  $V_{OL}$  によって制限されます。このデバイスの電圧定格により、このソリューションは  $<5.5V$  のアプリケーションに限定されます。この IA はサンプルされるので、入力の変化にともない出力が不連続になります。そのため、周波数の非常に低い測定にだけ適しています。

## ハイサイド電源電流検出



LT6800のオフセット誤差は小さいので、精度を保ったまま、並外れて低いセンス抵抗を使うことができます。

## 入力バイアス電流による誤差を最小に抑える 2番目の入力R



2番目の入力抵抗により、入力バイアス電流によって生じる入力誤差が減少します。 $R_{IN}$ の値が小さいと、これは重要な検討事項ではなくなります。

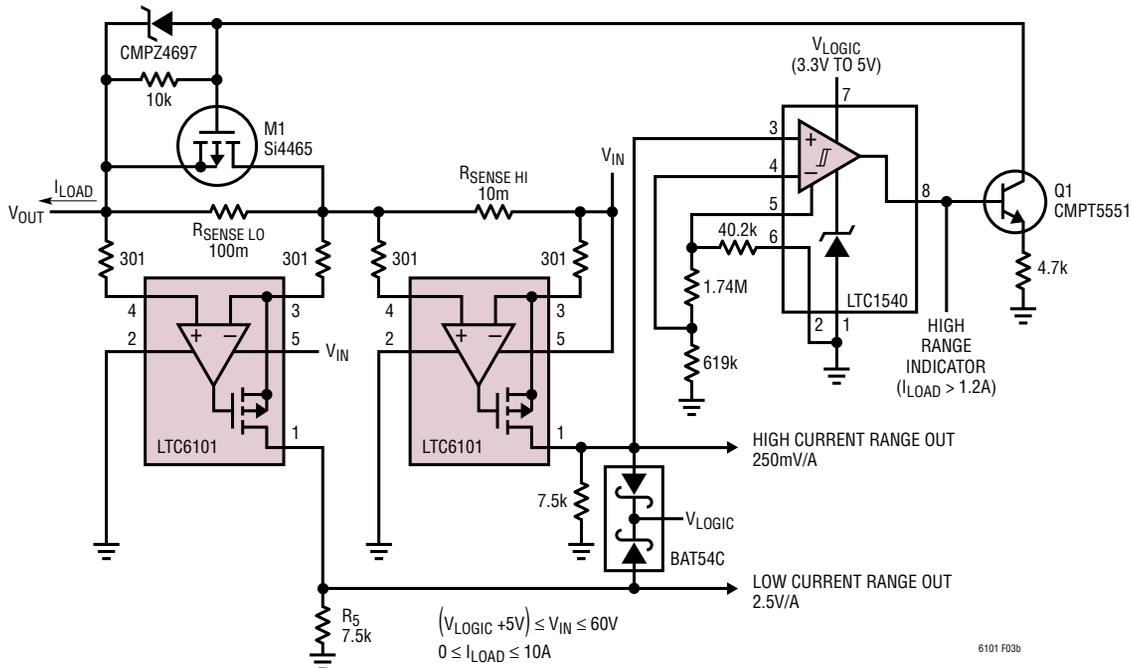


## 広範囲

広い範囲の電流値を測定するには、電流検出アンプの利得を変える必要があります。これにより、単一のセンス抵抗値を使うことができます。代わりにの方法として、センス抵抗の値を切り替えます。両方の方法とも広い範囲の電流検出に使えます。

このアプリケーションノートの他の章を参照するには、「はじめに」に戻ってください。

### 2個のLTC6101により高/低の電流レンジ設定が可能

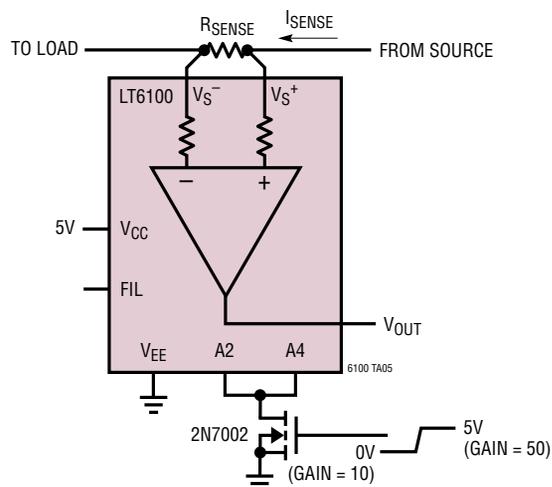


広い範囲の電流を検出する簡単な方法として、2つの値のセンス抵抗を使った2個の電流センス・アンプを使います。この回路では、測定の感度と分解能は、低電流(1.2A未

満)では高電流より10倍大きくなります。コンパレータが高電流(最大10A)を検出し、高電流回路に検出を切り替えます。

# アプリケーションノート 105

## レンジ拡大のための動的利得調節



10、12.5、20、25、40および50の固定利得の代わりに、この回路では2つの利得設定のどちらかを選択することができます。NMOSFETスイッチを2つの利得設定端子(A2とA4)とグランドの間に置き、ゲート・ドライブの状態に従って、利得=10または利得=50を選択します。これにより、1個のセンス抵抗だけで可能な範囲よりも広い測定範囲が与えられます。