

## 大電流バッテリー・モニタ回路: 0~10A、 0~10kHz、18 ビット

Luis Chioye

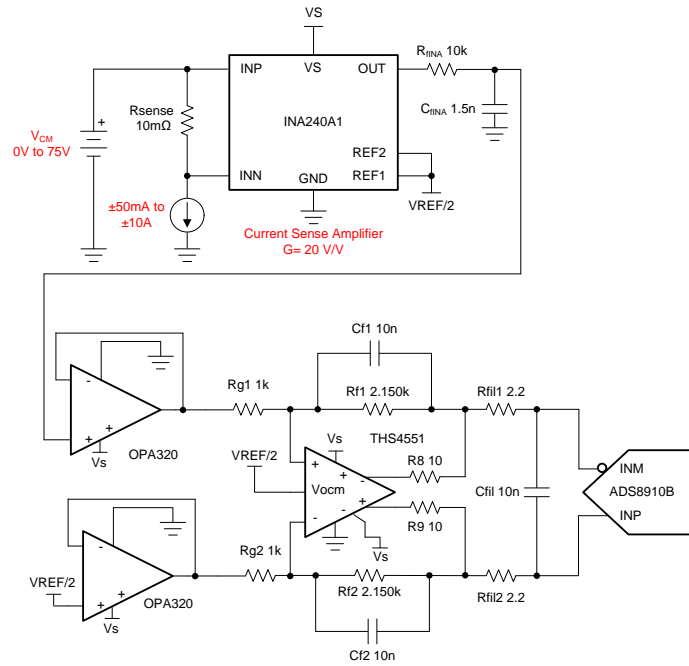
センス抵抗電流	INA Out、アンプ入力	ADC入力	デジタル出力ADS8910B
MinCurrent = $\pm 50\text{mA}$	Out = $\pm 10\text{mV}$	VoutDif = $\pm 21.3\text{mV}$	233 <sub>H</sub> 563 <sub>10</sub> , 3FDCB <sub>H</sub> -564 <sub>0</sub>
MaxCurrent = +10A	Out = $\pm 2\text{V}$	VoutDif = $\pm 4.3\text{V}$	1B851 <sup>H</sup> 112722 <sub>10</sub> 247AE <sub>H</sub> -112722 <sub>10</sub>

電源およびリファレンス			
Vs	Vee	Vref	Vcm
5.3V < Vs < 5.5V	0V	5V	2.5V

### 設計の説明

この単一電源電流センシング・ソリューションは、シャント抵抗の両端の  $\pm 50\text{mA}$  ~  $\pm 10\text{A}$  の範囲の電流信号を測定できます。この電流センス・アンプは、0V ~ 75V の広い同相電圧範囲にわたってシャント抵抗を測定できます。完全差動アンプ (FDA) はシングルエンドから差動への変換を実行し、1MSPS のフル・データレートでフルスケール  $\pm 5\text{V}$  の SAR ADC 差動入力を駆動します。「部品選定」の値を調整することで、さまざまな電流レベルを実現できます。

この回路はバッテリー管理システム、バッテリー・アナライザ、[バッテリー試験用機器](#)、[ATE](#)、無線基地局のリモート無線ユニット(RRU)といった高精度の電圧測定に適しています。



**仕様:**

誤差解析	計算結果	シミュレーション結果	測定結果
ADC過渡入力電圧セトリング	> 1LSB > 38 $\mu$ V	6.6 $\mu$ V	N/A
ノイズ(ADC 入力時)	221.8 $\mu$ V rms	207.3 $\mu$ V rms	227 $\mu$ V rms
帯域幅	10.6kHz	10.71kHz	10.71kHz

**デザイン・ノート**

1. 入力電流範囲と入力同相電圧の要件に基づいて、シャント・センス抵抗値を決定し電流センス・アンプを選択します。これについては「[部品選定](#)」で述べます。
2. 電流センス・アンプの出力、ADC の入力電圧範囲 (FSR)、完全差動アンプの出力振幅の仕様に基づいて、完全差動アンプのゲインを決定します。これについては「[部品選定](#)」で述べます。
3. 歪みを最小限に抑えるために、COGコンデンサを選定します。
4. 適切な精度と低ゲイン・ドリフトを実現し、歪みを最小限に抑えるために、0.1% 20ppm/°C以下の薄膜抵抗を使用します。
5. 「TI プレシジョン・ラボ」トレーニング・ビデオ・シリーズで、誤差解析の方法を説明しています。ゲイン、オフセット、ドリフト、ノイズの誤差を最小化する方法については、『[Error and Noise](#)』(英語) をご覧ください。
6. 『[TI Precision Labs – ADCs](#)』(英語) トレーニング・ビデオ・シリーズで、電荷バケツ回路の  $R_{\text{fit}}$  と  $C_{\text{fit}}$  の選択方法を説明しています。これらの部品の値はアンプの帯域幅、データ・コンバータのサンプリング・レート、データ・コンバータの設計に依存します。ここに示す値は、この例のアンプ、ゲイン設定、データ・コンバータで適切なセトリングと AC 性能を実現します。設計を変更する場合は、別の RC フィルタを選択します。最高水準のセトリングと AC 性能を実現する RC フィルタの選択方法については、『[Introduction to SAR ADC Front-End Component Selection](#)』(英語) を参照してください。

### 電流センス回路の部品選定

1.  $R_{sense}$  抵抗を選択し、電流センス・アンプ (双方向電流) のゲインを求めます。

$$R_{sh} = \frac{V_{sh(max)}}{I_{load(max)}} = \frac{100mV}{10A} = 0.01\Omega$$

$$\pm V_{out(range)} = \pm \frac{V_{REF}}{2} = \pm \frac{5V}{2} = \pm 2.5V$$

$$G_{INA} = \frac{\pm V_{out(range)}}{I_{load(max)} \cdot R_{sh}} = \frac{\pm 2.5V}{10A \cdot 0.01\Omega} = 25V / V$$

2. 電流センス・アンプの出力範囲を計算します。

$$V_{ina\_outmax} = G_{INA} \cdot (I_{load(max)} \cdot R_{sh}) + \frac{V_{ref}}{2} = (20V / V) \cdot (10A \times 0.01\Omega) + \frac{5V}{2} = 4.5V$$

$$V_{ina\_outmin} = G_{INA} \cdot (I_{load(max)} \cdot R_{sh}) + \frac{V_{ref}}{2} = (20V / V) \cdot (-10A \cdot 0.01\Omega) + \frac{5V}{2} = 0.5V$$

3. ADC のフルスケール入力電圧範囲 (FSR) を求めます。

$$ADC_{Full-Scale Range} = \pm V_{REF} = \pm 5V$$

4. FDA の線形動作の最大/最小出力電圧を求めます。

$$0.23V < V_{out} < 4.77V \text{ from THS4551 output low / high specification for linear operation}$$

$$V_{out\_FDA\_max} = 4.77V - 0.23V = 4.54V \text{ Differential max output}$$

$$V_{out\_FDA\_min} = -V_{out\_FDA\_max} = -4.54V \text{ Differential min output}$$

5. ADC のフルスケール入力電圧範囲 (FSR)、FDA の出力電圧範囲、ステップ 3 の結果に基づいて差動ゲインを求めます。

$$Gain = \frac{V_{out\_FDA\_max} - V_{out\_FDA\_min}}{V_{INA\_outmax} - V_{INA\_outmin}} = \frac{4.54V - (-4.54V)}{4.5V - 0.5V} = 2.77V / V$$

$$Gain \approx 2.15V / V \text{ for margin}$$

6. 差動ゲインに応じて標準抵抗値を求めます。

$$Gain_{FDA} = \frac{R_f}{R_g} = 2.15V / V$$

$$\frac{R_f}{R_g} = 2.15V / V = \frac{2.15k\Omega}{1.00k\Omega} = 2.15V / V$$

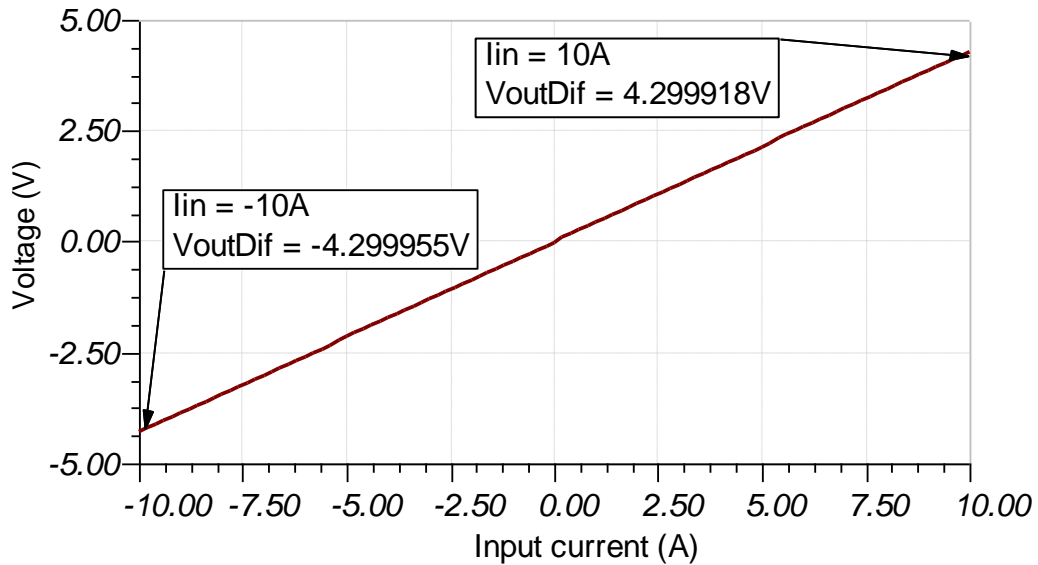
7. カットオフ周波数に応じて  $R_{fINA}$ 、 $C_{fINA}$  を求めます。

$$C_{fINA} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_{fINA}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10kHz \cdot 10k\Omega} = 1.591nF \text{ or } 1.5nF \text{ for standard value}$$

$$f_{fina} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{fINA} \cdot R_f} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1.5nF \cdot 10k\Omega} = 10.6kHz$$

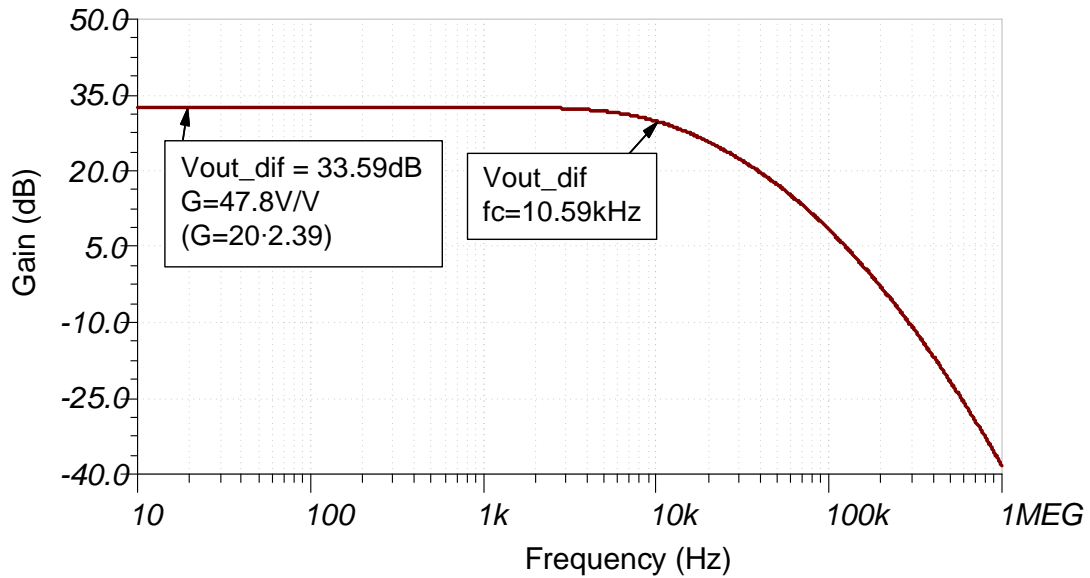
完全差動の DC 伝達特性

以下のグラフに、-10A~+10A の入力に対する出力の線形応答を示します。



AC 伝達特性

帯域幅のシミュレーション結果は 10.5kHz であり、ゲインは 32.66dB (線形ゲインは 43V/V ( $G = 20 \cdot 2.15V/V$ )) です。



### ノイズ・シミュレーション

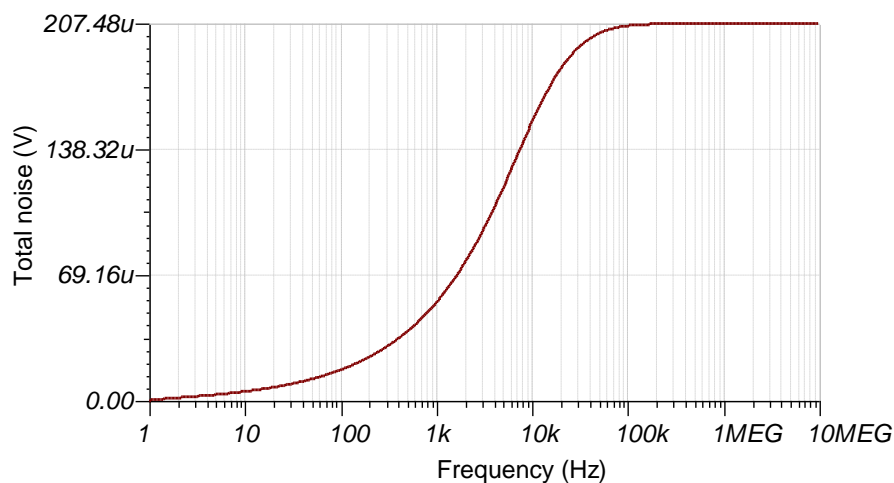
以下の簡易なノイズ計算は概算用です。電流センス・アンプ INA240 が主要なノイズ源であるため、OPA320 バッファと THS4521 によるノイズは以下のノイズの概算では除外します。抵抗のノイズは 10.6kHz を超える周波数で減衰するため、この計算では無視します。

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_{fINA} \cdot C_{fINA}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10k\Omega \cdot 1.5nF} = 10.6kHz$$

$$E_{nINA240} = e_{nINA240} \cdot G_{INA} \cdot \sqrt{K_n \cdot f_c} = (40nV / \sqrt{Hz}) \cdot (20V / V) \cdot \sqrt{1.57 \cdot 10.6kHz} = 103.2\mu V$$

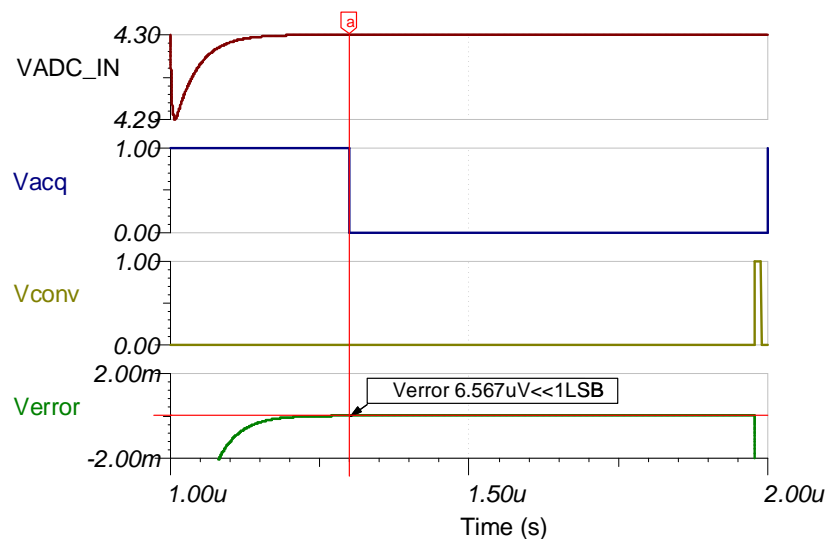
$$E_{nADCIN} = E_{nINA240} \cdot G_{FDA} = (103.2\mu V_{rms}) \cdot (2.15V / V) = 221.8\mu V_{rms}$$

計算結果とシミュレーション結果はよく一致しています。アンプのノイズ計算の詳しい理論については『[Op Amps: Noise 4](#)』(英語) を、データ・コンバータのノイズについては『[Calculating Total Noise for ADC Systems](#)』(英語) を参照してください。



### ADC 過渡入力電圧セリングのシミュレーション

以下のシミュレーションに、DC 10A の入力信号のセリングを示します (ADC 差動入力信号 +4.3V)。このようなシミュレーションは、サンプル/ホールド・キックバック回路が適正に選定されていることを示します。この件に関する理論の詳細は、『[Final SAR ADC Drive Simulations](#)』(英語) を参照してください。



## 使用デバイス

デバイス	主な特長	リンク	類似デバイス
<a href="#">ADS8910B<sup>(1)</sup></a>	分解能 18ビット、サンプル・レート 1Msps、リファレンス・バッファ搭載、完全差動入力、Vref 入力電圧範囲 2.5V~5V	<a href="http://www.ti.com/product/ADS8910B">www.ti.com/product/ADS8910B</a>	<a href="http://www.ti.com/adcs">www.ti.com/adcs</a>
<a href="#">INA240</a>	ハイサイド/ローサイド、双方向、ゼロドリフト電流センス・アンプ、ゲイン誤差 = 0.20%、ゲイン = 20V/V、広い同相電圧範囲 = -4V~80V	<a href="http://www.ti.com/product/INA240">www.ti.com/product/INA240</a>	<a href="http://www.ti.com/inas">www.ti.com/inas</a>
<a href="#">THS4551</a>	完全差動アンプ (FDA)、帯域幅 150MHz、レール・ツー・レール出力、VosDriftMax = 1.8μV/°C、e <sub>n</sub> = 3.3nV/rtHz	<a href="http://www.ti.com/product/THS4551">www.ti.com/product/THS4551</a>	<a href="http://www.ti.com/opamp">www.ti.com/opamp</a>
<a href="#">OPA320</a>	帯域幅 20MHz、レール・ツー・レール、ゼロ・クロスオーバー歪み、VosMax = 150μV、VosDriftMax = 5μV/°C、e <sub>n</sub> = 7nV/rtHz	<a href="http://www.ti.com/product/OPA320">www.ti.com/product/OPA320</a>	<a href="http://www.ti.com/opamp">www.ti.com/opamp</a>
<a href="#">REF5050</a>	ドリフト 3 ppm/°C、初期精度 0.05%、ノイズ 4μVpp/V	<a href="http://www.ti.com/product/REF5050">www.ti.com/product/REF5050</a>	<a href="http://www.ti.com/vref">www.ti.com/vref</a>

<sup>(1)</sup> ADS8910B にはリファレンス・バッファが内蔵されているため、バッファなしで REF5050 と直接接続できます。また REF5050 は、高精度 SAR アプリケーションで必要とされる低ノイズ・低ドリフトという特長を備えています。INA240 は、電流センシング・ソリューションで広い同相電圧範囲と低いゲイン誤差を実現します。THS4551 は、ADC 入力サンプリングによる電荷のキックバック過渡電圧を安定化するのに十分な帯域幅を備えているため、高速かつ高精度の完全差動 SAR によく使用されます。OPA320 は、FDA の入力の残留電荷キックバックから INA240 を絶縁するために必要です。

## 設計の参照資料

TIの総合的な回路ライブラリについては、「[アナログ・エンジニア向け回路クックブック](#)」を参照してください。

### 主要なファイルへのリンク

ADS8900B のデザイン・ファイル – <http://www.ti.com/lit/zip/sbam340>

## 重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス・デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションが適用される各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、またはその他の要件を満たしていることを確実にする責任を、お客様のみが単独で負うものとします。上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、TI の販売約款 (<https://www.tij.co.jp/ja-jp/legal/terms-of-sale.html>)、または [ti.com](https://www.ti.com) やかかる TI 製品の関連資料などのいずれかを通じて提供する適用可能な条項の下で提供されています。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。

日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ合同会社  
Copyright © 2021, Texas Instruments Incorporated