

**Circuits  
from the Lab™**  
Reference Circuits  
実用回路集

Circuits from the Lab®実用回路デザインは今日のアナログ・ミックスド・シグナル、RF回路の設計上の課題の解決に役立つ迅速で容易なシステム統合を行うために作製、テストされました。詳しい情報と支援については [www.analog.com/jp/CN0337](http://www.analog.com/jp/CN0337) をご覧ください。

接続/参考にしたデバイス

AD8608	高精度、低ノイズ、CMOSのレールtoレール入/出カクワッド・オペアンプ
AD7091R	1 MSPS、超低消費電力12ビットADC
ADuM5401	DC/DCコンバータ内蔵の4チャンネル、2.5kVアイソレータ

## 3線補償機能を備えた12ビット、300kSPS、単電源、完全絶縁のRTD温度計測システム

### 評価および設計サポート

#### 回路評価ボード

CN0337 回路評価ボード (EVAL-CN0337-PMD)  
SDP/PMD インターポーザ・ボード (SDP-PMD-IB1Z)  
システム・デモ用プラットフォーム (EVAL-SDP-CB1Z)

#### 設計と統合ファイル

回路図、レイアウト・ファイル、部品表

### 回路の機能とその利点

図1の回路は、3個のアクティブ・デバイスのみを使用する、完全絶縁型12ビット、300kSPS RTD温度計測システムです。このシステムはPt100 RTDの出力を処理するもので、標準3線接続を使ってリード線補償を行うための先進的回路を搭載しています。この回路は3.3V単電源で動作します。室温でキャリブレーションを行う

た後の総合誤差は±10°Cの温度変化に対して±0.24% FSR未満なので、各種工業用温度計測に最適です。

この組み合わせは回路のフットプリントが小さいので、精度、コスト、サイズが重要な温度計測に対する業界最先端のソリューションとなります。データと電源の両方が絶縁されているので、この回路は高電圧、さらには多くの場合過酷な産業分野の環境で発生するグラウンド・ループ干渉に対しても堅牢です。

この3線RTDリード線補償用の新しい回路は、ブルガリアのヴァルナにあるヴァルナ工科大学の電気電子工学部の准教授Hristo Ivanov Gigov博士と、技術者で博士課程の学生Stanimir Krasimirov Stankov氏によって開発されたものです。

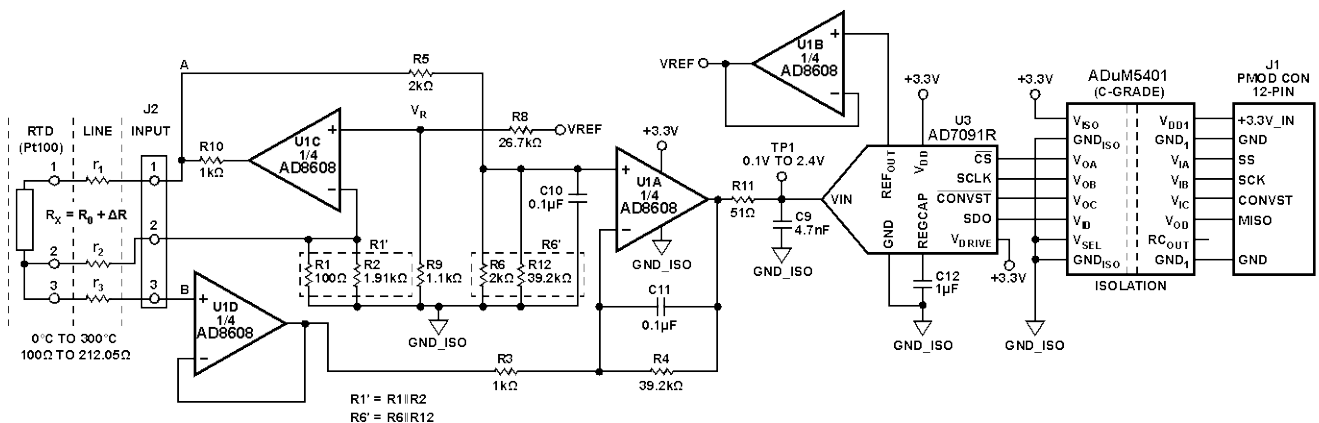


図1. Pt100 RTD センサーを使用した絶縁機能を備えた抵抗偏移からデジタルへの変換 (全接続の一部およびデカップリングは省略されています)

アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本誌記載の商標および登録商標は、それぞれの所有者の財産です。※日本語資料は REVISION が古い場合があります。最新の内容については、英語版をご参照ください。

©2015 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

Rev. 0

**アナログ・デバイセズ株式会社**

本社 / 〒105-6891 東京都港区海岸 1-16-1 ニューピア竹芝サウスタワービル  
電話 03 (5402) 8200  
大阪営業所 / 〒532-0003 大阪府大阪市淀川区宮原 3-5-36 新大阪トラストタワー  
電話 06 (6350) 6868

## 回路説明

回路の入力段は、RTD に対する 3 線接続補償を使った RTD シグナル・コンディショニング回路です。この回路は、RTD の入力抵抗の範囲 ( $0^{\circ}\text{C}\sim 300^{\circ}\text{C}$  の温度範囲に対して  $100\Omega\sim 212.05\Omega$ ) を ADC の入力範囲 ( $0\text{V}\sim 2.5\text{V}$ ) に対応する電圧レベルに変換します。

RTD の励起電流は、AD8608 クワッド・オペアンプの 4 つのうちの 1 つのオペアンプ U1C から供給されます。100mV のリファレンス電圧  $V_R$  は、2.5V の ADC リファレンスによって駆動される R8/R9 分圧器から生成されます。これにより、 $V_R/(R1\parallel R2)$  の RTD 励起電流 (約 1.05mA) が発生します。

この励起電流により、 $0^{\circ}\text{C}$  から  $300^{\circ}\text{C}$  への温度変化に対して RTD 両端に約 117.6mV (105mV から 222.6mV) の電圧変化が生じます。オペアンプ U1A はこの電圧変化を 19.6 倍増幅し、2.3V の出力スパンを生成します。オペアンプ U1A の出力が、直線性を維持するためのヘッドルームを 100mV とした場合に ADC の入力範囲 ( $0\text{V}\sim 2.5\text{V}$ ) に一致する  $0.1\text{V}\sim 2.4\text{V}$  になるように、抵抗 R1 と並列に抵抗 R2 を接続して出力をシフトしています。この回路ノートで後述するように、抵抗値は他の一般的な温度範囲に合わせて変更することができます。

この回路は単一電源動作が可能な設計になっています。AD8608 の最小出力電圧の仕様は、負荷電流を 10mA とした場合、 $-40^{\circ}\text{C}\sim +125^{\circ}\text{C}$  の全温度範囲に対して、2.7V 電源では 50mV、5V 電源では 290mV です。電源が 3.3V、負荷電流が 1mA 未満で温度範囲がこれより狭い場合は、最小出力電圧は控えめに見積もって 45mV  $\sim$  60mV になります。

部品の許容誤差を考慮し、安全マージンを確保するために最小出力電圧 (範囲の下限) は 100mV に設定されます。出力範囲の上限は、ADC 入力側の振幅に対して 100mV のヘッドルームを与えるため 2.4V に設定されます。したがって、オペアンプの公称出力電圧範囲は  $0.1\text{V}\sim 2.4\text{V}$  になります。

オペアンプ U1B は、AD7091R (U3) ADC の 2.5V の内部電圧リファレンスをバッファするために使用されています。

クワッドの AD8608 オペアンプがこのアプリケーションに選択された理由は、低オフセット電圧 (最大 75 $\mu\text{V}$ )、低バイアス電流 (最大 1pA)、低ノイズ (最大 12nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ) であるからです。消費電力は 3.3V 電源でわずか 18.5mW です。

オペアンプ U1D は、リード線の抵抗  $r_1$  と  $r_2$  によって生じる誤差を補償する 3 線補正信号を備えています。ポイント A から TP1 までのゲインは +19.6、ポイント B から TP1 までのゲインは -39.2 です。ポイント A の電圧には、 $r_1$  と  $r_2$  両端の電圧降下に等しい正の誤差項が含まれています。ポイント B の電圧には、 $r_2$  両端の電圧降下に等しい正の誤差項が含まれており、 $r_3$  両端の小さな電圧降下は無視できます。ポイント B から TP1 までのゲインは負の値であり、ポイント A から TP1 ま

でのゲインの 2 倍になるので、 $r_1 = r_2$  と仮定すると、 $r_1$  と  $r_2$  両端の電圧降下による誤差はキャンセルされます。

帯域外ノイズを低減するため、オペアンプの出力段の後に単極 RC フィルタ (R11/C9) が接続されます。RC フィルタのカットオフ周波数は 664kHz に設定されます。産業分野における低周波数ノイズに備えて、フィルタのカットオフ周波数を下げるために追加の 2 次フィルタ (コンデンサ C10 と C11 を追加したもの) が使用されます。この場合、AD7091R は最大スループット・レートでは動作していません。変換速度を上げるためには、C10 と C11 を未実装のままにする必要があります。

AD7091R 12ビット 1MSPS SAR ADC が選択された理由は、消費電力が 3.3V で 349 $\mu\text{A}$  (1.2mW) ときわめて低いからです。これは市販のどの競合製品よりも大幅に低い値です。また、AD7091R は標準的なドリフトが  $\pm 4.5\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$  の 2.5V リファレンスを内蔵しています。入力帯域幅は 7.5MHz で、高速シリアル・インターフェースは SPI 互換です。AD7091R はフットプリントの小さな 10ピン MSOP パッケージで供給されます。

この回路 (ADuM5401 アイソレータを除く) の総消費電力は、3.3V 電源での動作時に約 20 mW になります。

ADuM5401 (C グレード) クワッド・チャンネル・デジタル・アイソレータにより、ガルバニック絶縁が行われます。絶縁された出力データに加えて、ADuM5401 は絶縁された +3.3V も回路に供給します。絶縁が不要な場合には、通常の回路動作に ADuM5401 は必要ありません。DC/DC コンバータを内蔵した 4 チャンネル、2.5kV アイソレータの ADuM5401 は、小型 16 ピン SOIC パッケージを採用しています。ADuM5401 のクロックが 7MHz のときの消費電力は約 140mW です。

AD7091R は、1MSPS のサンプリング・レートを実現するために 50MHz のシリアル・クロック (SCLK) を必要とします。ただし、ADuM5401 (C グレード) アイソレータの最大データレートは 25Mbps で、12.5MHz の最大シリアル・クロック周波数に相当します。さらに、SPI ポートでは SCLK の立下がりエッジでデータをプロセッサにクロック出力する必要があるため、ADuM5401 を介した総合往復伝搬遅延 (最大 120ns) によって上限のクロック周波数が  $1/120\text{ns} = 8.3\text{MHz}$  に制限されます。

AD7091R は 12 ビット ADC ですが、プロセッサのシリアル・ポートの要件に対応させるため、シリアル・データは 16 ビット・ワードにフォーマットされています。したがって、サンプリング周期  $T_s$  は、AD7091R の 650ns の変換時間、58ns (データシートから要求される予備時間の  $t_1$  遅延 +  $t_{\text{QUERY}}$  遅延)、SPI インターフェースのデータ転送用 16 クロック・サイクルで構成されます。

$$T_s = 650\text{ ns} + 58\text{ ns} + 16 \times 120\text{ ns} = 2628\text{ ns}$$

$$f_s = 1/T_s = 1/2628\text{ ns} = 380\text{ kSPS}$$

安全マージンを確保するため、7MHz の最大 SCLK と 300kSPS の最大サンプリング・レートを推奨します。デジタル SPI インターフェースは、12 ピン Pmod 互換

コネクタ (Digilent Pmod 仕様) を使ってマイクロプロセッサの評価ボードに接続できます。

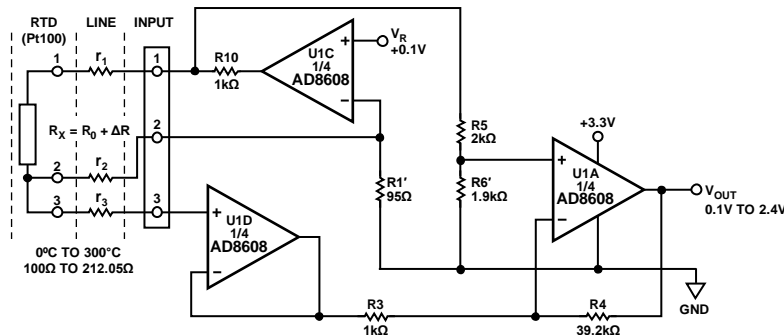


図 2.3 線接続を使用した RTD シグナル・コンディショニング回路

## 回路設計

図 2 に示す回路は、100Ω～212.05Ω の RTD 抵抗の変化を ADC の入力範囲に対応する 0.1V～2.4V の出力電圧変化に変換します。さらに、この回路は配線抵抗  $r_1$  と  $r_2$  に伴う誤差を除去します。

図 2 の回路の伝達関数は、重ね合わせの原理を使って次のように求められます。

$$V_{OUT} = \frac{V_R}{R1'}(r_1 + R_X + r_2 + R1') \frac{R6'}{R5 + R6'} \left( 1 + \frac{R4}{R3} \right) - \frac{V_R}{R1'}(r_2 + R1') \frac{R4}{R3} \quad (1)$$

ここで、

$$R_X = R_0 + \Delta R$$

$$R1' = R1 \parallel R2 = R_0, R6' = R6 \parallel R12$$

$r_1 = r_2$ 、そして  $r_3$  両端の電圧降下は無視します。

式 1 を拡張して  $r_1$  を含む項をゼロに設定し、 $R6'$  を以下のように求めます。

$$R6' = R5 \frac{R4/R3}{2 + R4/R3} \quad (2)$$

式 2 の条件を満たすことにより、リード線の抵抗  $r_1 = r_2$  による誤差が除去されます ( $r_3$  は UID の高インピーダンス入力に接続されているため対象外)。

式 2 を式 1 に代入すると、次の伝達関数が得られます。

$$V_{OUT} = \frac{V_R}{2R_0} \times \frac{R4}{R3} \Delta R \quad (3)$$

式 3 から、式 2 が満たされた場合にリード線の抵抗が完全に補償されることが分かります。 $R4/R3$  の比率を調整することにより、ゲインが所定の値に設定されます。

## ゲイン、出力オフセット、および抵抗の値と許容誤差の計算

0°C～300°C の温度範囲では、RTD の Pt100 抵抗の範囲は 100Ω～212.05Ω、図 2 の回路の入力抵抗の変化  $\Delta R$  は 0Ω～112.05Ω です。したがって、回路のゲインは式 3 から次のようになります。

$$Gain = \frac{V_R}{2R_0} \times \frac{R4}{R3} = \frac{V_{OUT}}{\Delta R} = \frac{2.4V - 0.1V}{112.05\Omega - 0\Omega} = 20.53 \text{ mA} \quad (4)$$

センサーを流れる電流が 1mA に等しく、 $R_0 = 100\Omega$  と仮定すると、必要なリファレンス電圧  $V_R$  は次のようになります。

$$V_R = 100\Omega \times 1 \text{ mA} = 0.1V$$

次いで、式 4 を解いて  $R4/R3$  を求めます。

$$\frac{R4}{R3} = 2 \times \frac{100\Omega}{0.1V} \times 20.53 \text{ mA} = 41.06$$

$R3 = 1k\Omega$  を選択すると  $R4 = 41k\Omega$  になります。

抵抗  $R5$  に 2kΩ の標準値を選択することで、式 2 から抵抗  $R6'$  を計算することができます。

$$R6' = R5 \frac{R4/R3}{2 + R4/R3} = 2k\Omega \times \frac{41.06}{2 + 41.06} = 1.907k\Omega$$

式 2 が満たされていることを確認する容易な方法は、図 1 に示されているように、 $R5 = 2R3$ 、 $R6' = R5 \parallel R4$  の関係を使用することです。

この条件が満たされていると、0°C で  $R1' = R_0 = 100\Omega$ 、 $V_{OUT} = 0V$  になります。

ここでは回路の出力オフセットを 0.1V に設定する必要があります。出力をシフトさせる容易な方法は、抵抗  $R1'$  を  $R_0$  よりわずかに小さくすることです。これによりゲインが比例して変わることにご注意ください。

0.1V の出力オフセットは 2.3V の総合スパンの約 4.35% なので、比率  $R1'/R_0$  を 0.9565 未満にする必要があります。高出力レベルを 2.4V に等しい値に維持するため、比率  $R4/R3$  を比例して補正することができます。たとえば、 $R4 = 0.9565 \times 41.06 \times R3 = 39.27k\Omega$  とします。図 1 に示されているように標準抵抗値を使用することによ

り、この回路は必要なゲインと出力オフセットに対して妥当な近似値を得ています。抵抗 R1'は、抵抗 R2 = 1.91kΩ を抵抗 R1 = 100Ω と並列に接続することによって形成されます。

その他の温度範囲や温度センサー（たとえば、Pt200、Pt500、Pt1000、Pt2000）では、抵抗値を以下のように再計算する必要があります。

1. R3 の値（たとえば、1kΩ）を選択し、R5 = R6 = 2R3 とします。
2. センサーによる励起電流  $I_R$  を選択し、 $V_R = I_R \times R_{X\_low}$  を計算します。  
ここで、 $R_{X\_low}$  は温度範囲の下限の RTD の抵抗です。
3. R9 の値（たとえば、R9 = 1kΩ）を選択し、R8 を次のように計算します。  
$$R8 = \frac{V_{REF} - V_R}{V_R} \times R9$$
ここで、 $V_{REF} = 2.5\text{ V}$  は ADC のリファレンス電圧です。
4.  $A = 0.0435 \times (R_{X\_high} - R_{X\_low})$  を計算します。  
ここで、  
A はこの計算手順に必要な暫定定数です。  
 $R_{X\_high}$  は温度範囲の上限の RTD の抵抗です。
5.  $R_0 = R_{X\_low} - A$  を計算します。
6.  $R_0 = R1 \times R2 / (R1 + R2)$  を計算し、R1 と R2 の値を選択します。  
R1 には  $R_{X\_low}$  に等しい標準値を選択し、R2 を計算することを推奨します。
7. 次式を計算します。  
$$B = \frac{0.2R_0}{V_R \times A}$$
ここで、B はこの計算手順に必要な暫定定数です。
8.  $R4 = B \times R3$  を計算し、R12 = R4 となるようにします。

### 精度の解析

式 1 から、全ての抵抗が総合誤差に影響を与えることがわかります。これらの値を慎重に選択すると、標準値の抵抗に置き換えることによる全体の誤差を数パーセント未満にすることができます。ただし、必要なヘッドルームが確保されていることを確認するため、式 1 を使って 100Ω 入力と 212.05Ω 入力に対するオペアンプ U1A の出力を再計算します。実際の回路では、最も近い入手可能な標準抵抗値を選択します。抵抗 R1、R2、R8、R9 は 0.1% (25ppm/°C) のものとし、回路のその他の抵抗 (R3、R4、R5、R6、R12) は 1% (100ppm/°C) のものとし、

このタイプの回路の絶対精度は主に抵抗によって決まるので、標準値への置換えと抵抗の許容誤差による誤差を除去するため、ゲインとオフセットのキャリブレーションをする必要があります。

### 全体の誤差に対する抵抗の温度係数の影響

式 1 から、出力電圧が 9 本の抵抗 (R1、R2、R3、R4、R5、R6、R8、R9、R12) の関数であることがわかります。

Rev. 0

シミュレーション・プログラムを使って、9 本の抵抗のそれぞれの小さな変化に対する TP1 でのフルスケール出力電圧の感度を計算しました。回路へ入力した RTD 抵抗は 212Ω です。それぞれの感度を計算した結果、 $S_{R1} = 1.83$ 、 $S_{R2} = 0.09$ 、 $S_{R3} = 0.94$ 、 $S_{R4} = 0.94$ 、 $S_{R5} = 1.35$ 、 $S_{R6} = 1.28$ 、 $S_{R8} = 0.97$ 、 $S_{R9} = 0.96$ 、 $S_{R12} = 0.07$  となりました。各温度係数が 2 乗和平方根 (RSS) 法を使って結合されると仮定すると、R1、R2、R8、R9 に 25ppm/°C の抵抗を、R3、R4、R5、R6、R12 に 100ppm/°C の抵抗を使用した全体のフルスケール・ドリフトはほぼ次のようになります。

フルスケール・ドリフト

$$\begin{aligned} &= 25 \text{ ppm/}^\circ\text{C} \sqrt{[(S_{R1})^2 + (S_{R2})^2 + (4S_{R3})^2 + (4S_{R4})^2 + (4S_{R5})^2 + (4S_{R6})^2 + (S_{R8})^2 + (S_{R9})^2 + (4S_{R12})^2]} \\ &= 25 \text{ ppm/}^\circ\text{C} \sqrt{(1.83^2 + 0.09^2 + 3.76^2 + 3.76^2 + 5.4^2 + 5.12^2 + 0.97^2 + 0.96^2 + 0.28^2)} \\ &= 236 \text{ ppm/}^\circ\text{C} \end{aligned}$$

236ppm/°C のフルスケール・ドリフトは 0.024% FSR/°C に相当します。±10°C の温度変化に対する誤差は ±0.24% FSR になります。

9 本全ての抵抗に 25ppm/°C の抵抗を使用すると、フルスケール・ドリフトは約 80ppm/°C、つまり 0.008% FSR/°C まで減少します。

抵抗の許容誤差、AD8608 オペアンプのオフセット (75 μV)、AD7091R のオフセットによって生じる誤差はキャリブレーション後に除去されます。ただし、オペアンプの出力が必要とする範囲内であることを、計算して検証する必要があります。

### 全体の誤差に対する能動部品の温度係数の影響

AD8608 オペアンプの DC オフセット (75 μV) と AD7091R ADC の DC オフセットは、キャリブレーションによって除去されます。

ADC AD7091R の内部リファレンスのオフセット・ドリフトは、標準 4.5ppm/°C、最大 25ppm/°C です。

AD8608 オペアンプのオフセット・ドリフトは、標準 1μV/°C、最大 4.5μV/°C です。

50 ppm/°C または 100ppm/°C の抵抗を使用した場合、抵抗のドリフトが全体のドリフトに最も影響を与え、能動部品によるドリフトは無視できることに注意してください。

### リード線の抵抗の補償

図 1 の回路では、リード線の抵抗 ( $r_1$ 、 $r_2$ 、 $r_3$ ) は全て補償されています。ただし、式 3 に不整合が存在すると、リード線  $r_1$  と  $r_2$  の測定誤差が加わります。3 本目のリード線  $r_3$  は U1D の高インピーダンス入力に接続されているため、回路に影響を与えません。

式 3 に不整合が存在しても、リード線  $r_1$  と  $r_2$  によって回路の直線性が影響されることはありません。

### RTD のリニアライゼーション

図 1 の回路は、RTD の抵抗変化に対して直線的ですが、RTD の伝達関数 (抵抗の温度特性) は非直線的です。したがって、RTD の非直線性誤差を除去するた

めにリニアライゼーションが必要です。マイクロコントローラが搭載されているシステムの場合、このリニアライゼーションは一般にソフトウェアで行われます。アプリケーションノートAN-709で、Pt100 RTDセンサーのリニアライゼーション技術について説明しています。CN0337評価用ソフトウェアでは、Pt100センサーの非直線性誤差を除去するために同様の技術が使用されています。

## 2 ポイント・キャリブレーション前後のテストデータ

2ポイント・キャリブレーションを行うには、まず100Ωの高精度抵抗を入力に接続し、ADC出力コードをCode\_1として記録します。次に212.05Ωの高精度抵抗を入力に接続し、ADC出力コードをCode\_2として記録します。ゲイン係数を次式で計算します。

$$GF = \frac{212.05\Omega - 100\Omega}{\text{Code}_2 - \text{Code}_1}$$

ここで、RTD抵抗は任意の出力コードCode\_xに応じて次式を使って計算することができます。

$$R_x = 100\Omega + GF(\text{Code}_x - \text{Code}_1)$$

キャリブレーション前の誤差は、部品の公称値を使って計算した理論上の伝達関数とキャリブレーションなしの実際の回路の伝達関数を比較することによって得られます。テスト回路は±0.1%、±25ppm/°Cの抵抗R1、R2、R8、R9を除き±1%、±100ppm/°Cの抵抗を使って作成し、テストは室温でプリント回路ボード（PCB）を使って行いました。

いくつかのボードのキャリブレーション前後のテスト結果を図3のグラフに示します（温度変化はなし）。このグラフから分かるように、キャリブレーション前の最大誤差は約0.27% FSRです。キャリブレーション後、誤差はADCの1.5LSB誤差にほぼ相当する±0.037% FSRまで減少します。

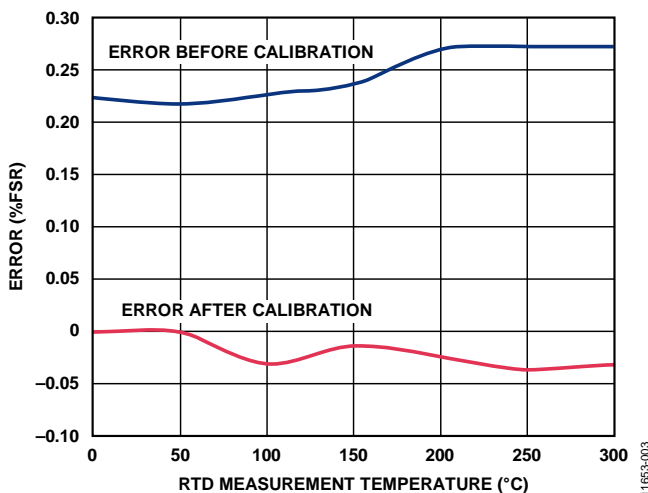


図3. キャリブレーション前後の回路の誤差

## PCB レイアウトに関する検討事項

高精度が不可欠な回路では、ボード上の電源とグラウンド・リターンのレイアウトを検討することが重要です。PCBでは、デジタル部とアナログ部をできるだけ

分離する必要があります。このシステムのPCBはシングルな2層構造ですが、4層構造にすると良好なEMSが得られます。レイアウトとグラウンディングの詳細な説明についてはチュートリアルMT-031を、デカップリング技術の情報についてはチュートリアルMT-101を参照してください。適切にノイズを抑え、リップルを下げるため、AD8608への電源を10μFと0.1μFのコンデンサでデカップリングします。これらのコンデンサはできるだけデバイスの近くに配置し、0.1μFコンデンサには低ESR値のものを使用します。全ての高周波数デカップリングにはセラミック・コンデンサを推奨します。電源ラインは、できるだけ幅の広いパターンの低インピーダンス経路とし、電源ライン上のグリッチによる影響を減らす必要があります。DC/DCコンバータを内蔵したisoPowerデバイスADuM5401は、入力と出力の電源ピンに電源バイパスを必要とします。ピン1とピン2の間およびピン15とピン16の間には、チップ・パッドのできるだけ近くに低ESRのバイパス・コンデンサを設置する必要があります。ノイズとリップルを抑えるときは、少なくとも2個のコンデンサの並列組み合わせが必要です。V<sub>DD1</sub>およびV<sub>ISO</sub>のコンデンサの推奨値は0.1μFと10μFです。小さい方のコンデンサは低ESRでなければなりません。たとえば、セラミック・コンデンサを使用することを推奨します。低ESRコンデンサの両端と入力電源ピンの間の合計リード長は2mmを超えてはなりません。バイパス・コンデンサを2mmより長いパターンで設置すると、データ破損を生じることがあります。両方の共通グラウンド・ピンがパッケージの近くで相互接続されていない場合は、ピン1とピン8の間およびピン9とピン16の間のバイパスを検討します。詳細についてはADuM5401のデータシートを参照してください。

回路図、ボード・レイアウト、部品表（BOM）などが完備された文書パッケージについては、[www.analog.com/CN0337-DesignSupport](http://www.analog.com/CN0337-DesignSupport)をご覧ください。

## 高電圧耐性

このPCBは2500Vに対する基本的な絶縁方法に沿って設計されています。2500Vを超える高電圧テストは推奨しません。この評価ボードを高電圧で使用する際には適切な注意を払う必要があります。また、評価ボードは高電圧試験（hipot試験または絶縁耐圧試験としても知られている）も安全性の認定も行われていないため、安全機能に関してはこのボードに依存しないでください。

## バリエーション回路

この回路は、図に示された部品の値を使うことで、優れた安定性と高精度を提供します。この構成で他のオペアンプやADCを使用して、抵抗変化の入力範囲をデジタル出力に変換したり、他のさまざまな応用が可能です。

0°C ~ 300°C 以外の入力温度範囲に対応するには、図1の回路を「回路デザイン」のセクションで説明した推奨事項に従って設計変更します。Pt100 RTD センサーを使用した場合の標準的な温度範囲の計算値をいくつか表1に示します。

表 1. 一般の温度範囲での抵抗値<sup>1</sup>

温度範囲	R1	R2	R4, R12
-50°C ~ 50°C	79.4 Ω	7.82 kΩ	93.1 kΩ
0°C ~ 50°C	100 Ω	11.7 kΩ	237 kΩ
0°C ~ 100°C	100 Ω	5.83 kΩ	118 kΩ
0°C ~ 200°C	100 Ω	2.91 kΩ	59 kΩ
0°C ~ 300°C	100 Ω	1.91 kΩ	39.2 kΩ
0°C ~ 400°C	100 Ω	1.45 kΩ	29.4 kΩ
0°C ~ 500°C	100 Ω	1.17 kΩ	23.7 kΩ
0°C ~ 600°C	100 Ω	976 Ω	19.6 kΩ
0°C ~ 700°C	100 Ω	837 Ω	16.9 kΩ
0°C ~ 800°C	100 Ω	723 Ω	14.7 kΩ

1. これ例外の抵抗値は図1に記載しています (R5 = R6 = 2kΩ, R3 = 1kΩ, R8 = 26.7kΩ, R9 = 1.1kΩ)

**AD7091** は **AD7091R** の類似製品ですが、電圧リファレンスの出力を備えておらず、入力電圧範囲が電源電圧と同じです。**AD7091** は **ADR391** 2.5 V リファレンスと共に使用できます。**ADR391** はバッファリングが不要です。

**ADR391** は高精度の 2.5V バンドギャップ電圧リファレンスで、低消費電力と高精度 (温度ドリフト 9ppm/°C) を特長としており、小型 TSOT パッケージに収容されています。

**AD8605** と **AD8606** は、**AD8608** クワッド・アンプのシングルおよびデュアル・バージョンです。異なる構成が必要な場合は、これらのデバイスを **AD8608** と置き換え可能です。

**AD8601**、**AD8602**、**AD8604** はそれぞれシングル/デュアル/クワッドのレール to レール入力/出力の単電源アンプで、非常に低いオフセット電圧と広い信号帯域幅を特長としており、**AD8605**、**AD8606**、**AD8608** の代わりに使用できます。

**AD7457** は 100kSPS、低消費電力の 12 ビット SAR ADC で、300kSPS のスループット・レートは必要ない場合に、**ADR391** 電圧リファレンスと組み合わせて **AD7091R** の代わりに使用できます。

## 回路の評価とテスト

この回路には、EVAL-CN0337-PMDZ 回路ボード、SDP-PMD-IB1Z、および EVAL-SDP-CB1Z システム・デモ用プラットフォーム (SDP) 評価ボードが使用されてい

ます。SDP-PMD-IB1Z インターポーザ・ボードと EVAL-SDP-CB1Z ボードは、120 ピンのコネクタを備えています。このインターポーザ・ボードと EVAL-CN0337-PMDZ ボードは 12 ピン Pmod 対応コネクタを備えているので、短時間で組み立てて回路の性能を評価することができます。EVAL-CN0337-PMDZ ボードはこの回路ノートで説明したような評価ができる回路を備えています。SDP 評価ボードは CN0337 評価用ソフトウェアと共に使用して、EVAL-CN0337-PMDZ 回路ボードからデータを取り込みます。

## 必要な装置

- USB ポート付き PC および Windows® XP、Windows Vista® (32 ビット) または Windows® 7/8 (64 ビットまたは 32 ビット)
- EVAL-CN0337-PMDZ 回路評価ボード
- EVAL-SDP-CB1Z SDP 評価ボード
- SDP-PMD-IB1Z インターポーザ・ボード
- CN0337 評価用ソフトウェア
- 高精度の抵抗ディケード・ボックスまたは Pt100 センサー (抵抗ボックスを入手不可の場合、キャリブレーションを実行可能)

## 評価開始にあたって

CN0337 評価用ソフトウェア・ディスクを PC の CD ドライブにセットして、評価用ソフトウェアをロードします。CN0337 評価用ソフトウェアページからこのソフトウェアの最新版のコピーをダウンロードすることもできます。[マイコンピュータ] を使用して、評価用ソフトウェアのディスクが置かれたドライブを探し、setup.exe ファイルを開きます。画面上の指示に従ってインストールを終了します。全てのソフトウェア・コンポーネントをデフォルトの位置にインストールすることをお奨めします。

## 機能ブロック図

テスト・セットアップの機能ブロック図を図4に示します。

## セットアップ

1. EVAL-CFTL-6V-PWRZ (+6V DC 電源) を、DC バレルジャックを使って SDP-PMD-IB1Z インターポーザ・ボードに接続します
2. SDP-PMD-IB1Z (インターポーザ・ボード) を、120 ピンのコネクタ A を使って EVAL-SDP-CB1Z (SDP ボード) に接続します
3. EVAL-SDP-CB1Z (SDP ボード) を、USB ケーブルで PC に接続します
4. EVAL-CN0337-PMDZ 評価ボードを、12 ピンのヘッダ Pmod コネクタを使って SDP-PMD-IB1Z インターポーザ・ボードに接続します
5. 抵抗ディケード・ボックス (Pt100 センサー) を、端子ブロック J2 により EVAL-CN0337-PMDZ 評価ボードに接続します。

## テスト

評価用ソフトウェアを立ち上げます。アナログ・デバイスのシステム開発プラットフォーム・ドライバが

デバイス・マネージャに表示されていれば、ソフトウェアはSDPボードと通信を行うことができます。USB通信が確立すると、SDPボードを使ってEVAL-CN0337-PMDZボードとの間でシリアル・データの送受信およびキャプチャを行うことができます。さまざまな入力温

度（抵抗値）でのデータをコンピュータに保存可能です。データ・キャプチャ用評価ソフトウェアの使用方法については、CN0337 Software User Guideに記載されています。

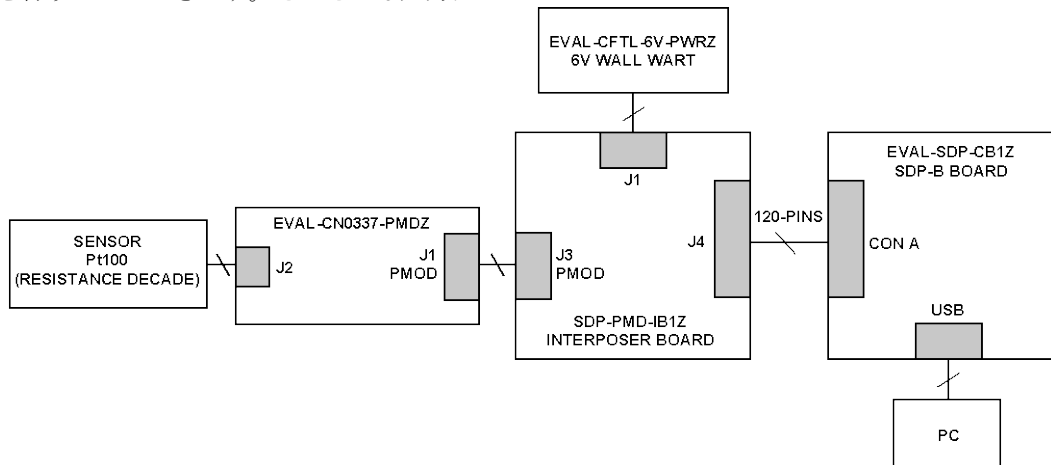


図 4. テスト・セットアップの機能ブロック図

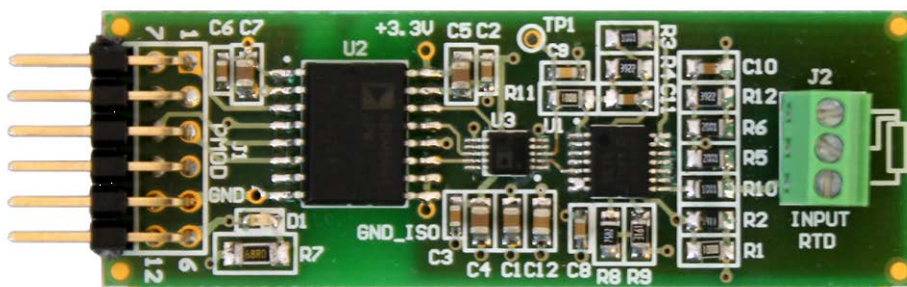


図 5. EVAL-CN0337-PMDZ 評価ボードの写真

## さらに詳しくは

CN0337 Design Support Package :

<http://www.analog.com/CN0337-DesignSupport>

AN-709 Application Note : [RTD Interfacing and Linearization Using an ADuC8xx MicroConverter](#). Analog Devices.

Chen, Baoxing, John Wynne, and Ronn Kliger. [High Speed Digital Isolators Using Microscale On-Chip Transformers](#), Analog Devices, 2003

Chen, Baoxing. [iCoupler® Products with isoPower™ Technology: Signal and Power Transfer Across Isolation Barrier Using Microtransformers](#), Analog Devices, 2006

Application Note AN-825 : [iCoupler®アイソレーション製品での電源の考慮事項](#)

Analog Dialogue. Volume 40 : [“Digital Isolation Offers Compact, Low-Cost Solutions to Challenging Design Problems.”](#)

MT-031 Tutorial : [データ・コンバータのグラウンディングと、「AGND」および「DGND」に関する疑問の解消](#)

MT-101 Tutorial : [Decoupling Techniques](#), Analog Devices

Analog Dialogue, Volume 39 : [“iCoupler® Digital Isolators Protect RS-232, RS-485, and CAN Buses in Industrial, Instrumentation, and Computer Apps.”](#)

## データシートと評価ボード

[AD8608データシート](#)

[AD7091Rデータシート](#)

[ADuM5401データシート](#)

## 改訂履歴

3/14—Revision 0: 初版

「Circuits from the Lab/実用回路デザイン集」はアナログ・デバイセズ社製品専用で作られており、アナログ・デバイセズ社またはそのライセンスの供与者の知的所有物です。お客様は製品設計で「Circuits from the Lab/実用回路デザイン集」を使用することはできませんが、その回路例を利用もしくは適用したことにより、特許権またはその他の知的所有権のもとの暗示的許可、またはその他の方法でのライセンスを許諾するものではありません。アナログ・デバイセズ社の提供する情報は正確かつ信頼できるものであることを期しています。しかし、「Circuits from the Lab/実用回路デザイン集」は現状のまま、かつ商品性、非侵害性、特定目的との適合性の暗示的保証を含むがこれに限定されないいかなる種類の明示的、暗示的、法的な保証なしで供給されるものであり、アナログ・デバイセズ社はその利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許権もしくはその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。アナログ・デバイセズ社はいつでも予告なく「Circuits from the Lab/実用回路デザイン集」を変更する権利を留保しますが、それを行う義務はありません。商標および登録商標は各社の所有に属します。