

## 使用したリファレンス・デバイス

AD8606	オペアンプ、デュアル、高精度、ローノイズ、入/出力レール to レール、CMOS
AD7091R	A/D コンバータ、1MSPS、12 ビット、超低消費電力、
ADuM5401	2.5 kV アイソレータ、クワッドチャンネル、DC/DC コンバータ内蔵

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

テスト済み回路設計集“Circuits from the Lab™”は共通の設計課題を対象とし、迅速で容易なシステム統合のために製作されました。さらに詳しい情報又は支援は <http://www.analog.com/jp/CN0336> をご覧ください。

## 4mA~20 mA 入力用の 12 ビット、300 kSPS、単電源、完全絶縁の データ・アキュイジション・システム

### 評価および設計サポート環境

#### 回路評価ボード

CN0336 回路評価ボード (EVAL-CN0336-PMDZ)  
SDP/PMD インターポーザ・ボード (SDP-PMD-IB1Z)  
システム・デモンストレーション・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に示す回路は、わずか3個のアクティブ・デバイスを使用する完全に絶縁された12ビット、300 kSPSデータ・アキュイジション・システムです。

このシステムは3.3Vの単電源を使用して4mA~20mAの入力信号を処理します。室温でキャリブレーションした後の総合誤差が $\pm 10^{\circ}\text{C}$ の温度変化に対して $\pm 0.06\%$  FSRなので、各種工業測定に最適です。

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、速度、コスト、サイズが重要な役割を果たす4mA~20mAデータ・アキュイジション・システムの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強固です。

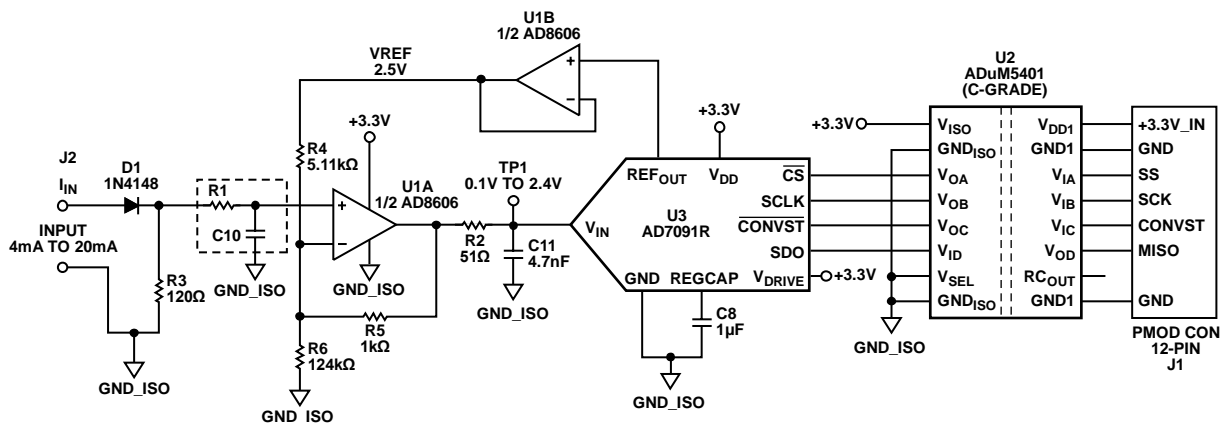


図 1. 絶縁された 4mA~20mA 入力、単電源の A/D 変換 (全接続の一部およびデカップリングは省略されています)

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。本紙記載の商標および登録商標は、各社の所有に属します。※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。

## 回路説明

回路は入力電流/電圧コンバータ、レベル・シフト回路、ADC段、出力アイソレーション段で構成されています。4mA~20mAの入力信号が抵抗 R3 によって電圧に変換されます。R3 = 120Ω で、入力電流が 4mA~20mA の場合、レベル・シフト回路の入力電圧は 0.48V~2.4V になります。誤って入力電流源を逆向きに接続したときの保護のために、ダイオード D1 が使用されています。

R3 両端の電圧はレベル・シフトされ、デュアル・オペアンプ AD8606 の片方のオペアンプ U1A で減衰されます。オペアンプの出力は 0.1V~2.4V で、直線性を維持するためのヘッドルームを 100mV とした場合、ADC の入力範囲 (0V~2.5V) に一致します。AD7091R ADC から得られるバッファされた電圧リファレンス (V<sub>REF</sub> = 2.5V) を使って、必要なオフセットを生成します。この回路ノートに後ほど記載するように、抵抗値は他の一般的な入力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。AD8606 の最小出力電圧の仕様は、負荷電流を 10mA とした場合、40°C ~+125°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には、最小出力電圧は控えめに見積もって 45mV~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 に設定します。出力範囲の上限は、ADC 入力の正側の振幅に対して 100mV のヘッドルームを与えるため 2.4V に設定します。したがって、入力オペアンプの公称出力電圧範囲は 0.1V~2.4V になります。

AD8606 のもう一方のオペアンプ (U1B) は、ADC (U3) の AD7091R に内蔵されている 2.5V 電圧リファレンスをバッファするために使用されます。

AD8606 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 65μV)、低バイアス電流 (最大 1pA)、低ノイズ (最大 12nV/√Hz) であるからです。消費電力は 3.3V 電源でわずか 9.2 mW です。

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 (R2/C11) を接続します。RC フィルタのカットオフ周波数は 664kHz に設定します。工業環境の低周波ノイズの場合、オプションのフィルタ (R1/C10) を追加することにより、フィルタのカットオフ周波数をさらに下げることができます。このような場合には、信号帯域幅が低くなるので、AD7091R のサンプリング・レートを下げることができます。

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 349μA (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 ±4.5ppm/°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 は小フットプリントの 10ピン MSOP パッケージを採用しています。

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 10.4 mW になります。

ADuM5401 (C グレード) クラッド・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 は必要としません。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 1/120ns = 8.3MHz 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<sub>S</sub> 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<sub>1</sub> 遅延 + t<sub>QUIET</sub> 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用ボードに接続できます。

## 回路デザイン

図 2 に示す回路は、適切なゲインとレベル・シフトを与えて、0.48V~2.4V の信号を ADC の入力範囲である 0.1V~2.4V にシフトします。

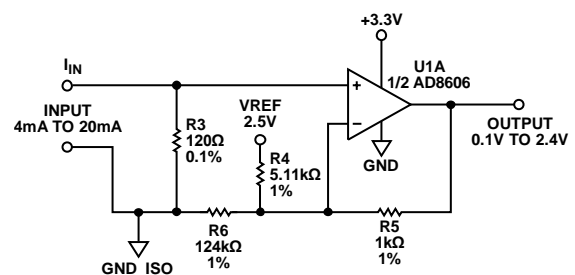


図 2. 電流/電圧コンバータとレベル・シフト回路

伝達関数は重ね合わせの原理から得られます。

$$V_{OUT} = I_{IN} R3 \left( 1 + \frac{R5}{R4 \parallel R6} \right) - V_{REF} \frac{R5}{R4} =$$

$$I_{IN}^* R3 \left( 1 + \frac{R5}{R4 \parallel R6} \right) + 4 \text{ mA} \times R3 \left( 1 + \frac{R5}{R4 \parallel R6} \right) - V_{REF} \frac{R5}{R4} \quad (1)$$

ここで、

$$I_{IN} = I_{IN}^* + 4 \text{ mA} \quad (2)$$

$$I_{IN}^* = 0 \text{ mA to } 16 \text{ mA} \quad (3)$$

$$R4 \parallel R6 = \frac{R4 R6}{R4 + R6} \quad (4)$$

### ゲインと抵抗値の計算

この回路のゲインは、

$$GAIN = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{IN}} = \frac{(2.4 - 0.1) \text{ V}}{(I_{IN}^*)_{MAX}} = \frac{2.3 \text{ V}}{16 \text{ mA}} = 143.75 \left[ \frac{\text{V}}{\text{mA}} \right] \quad (5)$$

$$= R3 \left( 1 + \frac{R5}{R4 \parallel R6} \right)$$

入力範囲が 0 mA ~ 20 mA の場合、回路はレベル・シフトを必要とせず、オペアンプはフォロウとして動作します。このとき、R3 の電圧降下は出力範囲の上限 (2.4 V) を超えてはならず、次式から計算できます。

$$R3 \times (I_{IN})_{MAX} = R3 \times 20 \text{ mA} \leq 2.4 \text{ V} \quad (6)$$

R3 = 120 Ω の場合、比率 R5/(R4∥R6) は式 5 から次のように計算できます。

$$\frac{R5}{R4 \parallel R6} = \frac{GAIN}{R3} - 1 = \frac{143.75}{120} - 1 = 0.198 \quad (7)$$

I<sub>IN</sub> = 4 mA の場合、回路の出力オフセットは式 1 から次のように計算できます。

$$OFFSET = \quad (8)$$

$$V_{OUT} (I_{IN} = 4 \text{ mA}) = 0.1 \text{ V}$$

$$= 4 \text{ mA} \times R3 \left( 1 + \frac{R5}{R4 \parallel R6} \right) - V_{REF} \frac{R5}{R4}$$

式 7 を式 8 に代入して、R5/R4 を求めます。

$$\frac{R5}{R4} = \frac{1}{V_{REF}} \left[ 4 \text{ mA} \times R3 \left( 1 + \frac{R5}{R4 \parallel R6} \right) - 0.1 \text{ V} \right] = 0.19 \quad (9)$$

抵抗 R4、R5、R6 は、そのうちの 1 つの値が与えられれば、式 7 と式 9 から計算できます。たとえば、R5 = 1000Ω とすると、R4 = 5,263Ω、R6 = 125,310Ω になります。

実際の回路では R4 と R6 に最も近い利用可能な標準値を選択しました。選択した値は R4 = 5.11kΩ、R6 = 124kΩ です。

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を確保するため、式 1 を使って、入力電流が 4mA ~ 20mA の場合の U1A オペアンプの出力を再計算する必要があります。

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調整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、出力電圧は 4 個の抵抗 (R3、R4、R5、R6) の関数であることがわかります。シミュレーション・プログラムを使って、4 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。回路の入力電流は 20mA です。各々の感度を計算した結果、S<sub>R3</sub> = 1.2、S<sub>R4</sub> = 0.01、S<sub>R5</sub> = 0.00、S<sub>R6</sub> = 0.01 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、R3 に 25ppm/°C の抵抗を、R4、R5、R6 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。

$$\begin{aligned} & \text{フルスケール・ドリフト} \\ &= 100 \text{ ppm/}^\circ\text{C} \sqrt{(0.25 \times S_{R3})^2 + S_{R4}^2 + S_{R5}^2 + S_{R6}^2)} \\ &= 100 \text{ ppm/}^\circ\text{C} \sqrt{(0.25 \times 1.2)^2 + 0.01^2 + 0.00^2 + 0.01^2)} \\ &= 30 \text{ ppm/}^\circ\text{C} \end{aligned}$$

30ppm/°C のフルスケール・ドリフトは 0.003%FSR/°C に相当します。

### 全体の誤差に対する能動部品の温度係数の影響

AD8606 オペアンプの DC オフセットと 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。

AD8606 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。

U1A オペアンプ AD8606 の入力オフセットによる誤差は 2.4V - 0.48V = 1.92V の入力電圧範囲を基準とするので、2.3ppm/°C です。リファレンス・バッファ U1B による誤差は 2.5V を基準とし、これも約 2ppm/°C です。

総合ドリフト誤差を表 1 にまとめました。これらの誤差には AD7091R の積分非直線性誤差 ±1 LSB は含まれていません。

表 1. 温度ドリフトによる誤差

Error Source	Total Error
Resistors (1%, 100 ppm/°C)	±0.0030 %FSR/°C
AD7091R (ΔV <sub>REF</sub> /ΔT = 25 ppm/°C)	±0.0025 %FSR/°C
AD8606, U1A (ΔV <sub>OS</sub> /ΔT = 4.5 μV/°C), 2 ppm/°C, Referenced to 1.92 V	±0.0002 %FSR/°C
AD8606, U1B (ΔV <sub>OS</sub> /ΔT = 4.5 μV/°C), 2 ppm/°C, Referenced to 2.5 V	±0.0002 %FSR/°C
Total FSR Error Temperature Coefficient	±0.0059 %FSR/°C
Total %FSR Error for ΔT = ±10°C	±0.059 %FSR

## 2点キャリブレーション前後のテストデータ

2点キャリブレーションを行うには、まず入力に4mAを与え、その時のADCの出力コードをCode\_1として記録します。次に入力に20mAを与え、その時のADCの出力コードをCode\_2として記録します。ゲイン係数を次式で計算します。

$$GF = \frac{16 \text{ mA}}{\text{Code}_2 - \text{Code}_1} \quad (10)$$

入力電流は任意の出力コード (Code\_x) に対応して、次の式を使って計算することができます。

$$I_{IN} = 4 \text{ mA} + GF (\text{Code}_x - \text{Code}_1) \quad (11)$$

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。テストした回路は許容誤差±1%の抵抗を使用して作成しました。テスト結果には温度変化は含まれません。

図3のグラフは、テスト結果を室温でのキャリブレーションの前と後のパーセント誤差 (FSR) で示しています。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0.25% FSRです。キャリブレーションの後では、誤差はほぼADCのILSB誤差に相当する±0.02% FSRまで減少します。

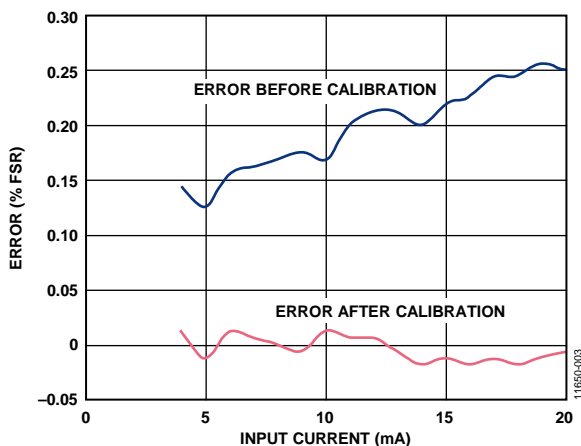


図3.室温でのキャリブレーションの前と後の回路テスト誤差

## PCB レイアウト時の考慮事項

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慎重に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ようにします。このシステムのPCBはシンプルな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については [MT-031 Tutorial](#) を、デカップリング手法については [MT-101 Tutorial](#) 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、AD8606への電源は10μFと0.1μFのコンデンサでデカップリングする必要があります。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圧するときは、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。VDD1とVISOに使用する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と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) などが全て揃った技術文書パッケージについては、[www.analog.com/CN0336-DesignSupport](http://www.analog.com/CN0336-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できません。この評価用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、評価用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、安全機能を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。この構成で他の高精度オペアンプや他のADCを使用して、4mA~20mAの入力をデジタル出力に変換したり、この回路を他の様々なアプリケーションに使用することができます。

図1の回路は、「回路デザイン」セクションで与えられている推奨事項に従って、4mA~20mA以外の入力電流範囲に合わせて再計算することができます。この場合、下限がゼロ (0mA~20mA、0mA~10mA、0mA~5mA) のときは、変換にレベル・シフトが不要なので、図4に示すように入力回路を簡略化することができます。

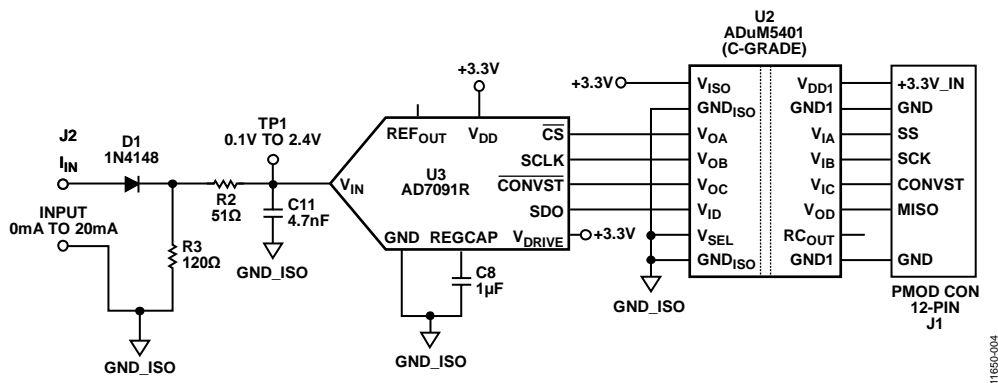


図 4. 絶縁された 0mA~20mA 入力、単電源の A/D 変換（全接続の一部およびデカップリングは省略されています）

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 2.5V リファレンス電圧では ADR391 を使用することができます。ADR391 はバッファリング不要なので、この回路ではシングル・アンプの AD8605 を使用可能です。

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、小型の TSOT パッケージに収容されています。

AD8608 は AD8605 のクワッド・バージョンで、追加の高精度オペアンプが必要な場合に AD8606 の代わりに使用できます。

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 と置き換え可能です。

AD7457 は 100kSPS、低消費電力の 12 ビット SAR ADC で、高いスループット・レートが必要ない場合に、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-CN0336-PMDZ 回路ボード、SDP-PMD-IB1Z、および EVAL-SDP-CB1Z システム・デモンストレーション・プラットフォーム (SDP) 評価ボードが使用されています。インターポーザ・ボードの SDP-PMD-IB1Z と SDP ボードの EVAL-SDP-CB1Z は 120 ピンの嵌合 (かんごう) 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-CN0336-PMDZ ボードは 12 ピンの 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-CN0336-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 CN0336 評価用ソフトウェアと共に使用し、EVAL-CN0336-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-CN0336-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
- CN0336 評価用ソフトウェア

- 電流キャリブレータ (4mA~20mA 電流源)

## 評価開始にあたって

CN0336 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。CN0336 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、評価用ソフトウェア CD のあるドライブを探し、Readme ファイルを開きます。Readme ファイルの指示に従って評価用ソフトウェアをインストールして使用してください。

## 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 5 に示します。

## セットアップ

- EVAL-CFTL-6V-PWRZ (+6VDC 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
- SDP-PMD-IB1Z (インターポーザ・ボード) を、120 ピン CON A コネクタを介して EVAL-SDP-CB1Z SDP ボードに接続します
- EVAL-SDP-CB1Z (SDP ボード) を、USB ケーブルで PC に接続します
- EVAL-CN0336-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
- 4 mA~20 mA 電流源 (電流キャリブレータ) を端子ブロック J2 を介して EVAL-CN0336-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・デバイセズ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 による通信が確立されると、SDP ボードを使って EVAL-CN0336-PMDZ ボードとの間のシリアル・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。各種入力電流値に対するデータはコンピュータに保存できます。データ取り込みのための評価用ソフトウェアの使用方法に関する情報と詳細は、CN0336 ソフトウェア・ユーザー・ガイドに記載されています。SDP ボードに関する詳細については、SDP ユーザー・ガイドを参照してください。

EVAL-CN0336-PMDZ 評価ボードの写真を図 6 に示します。

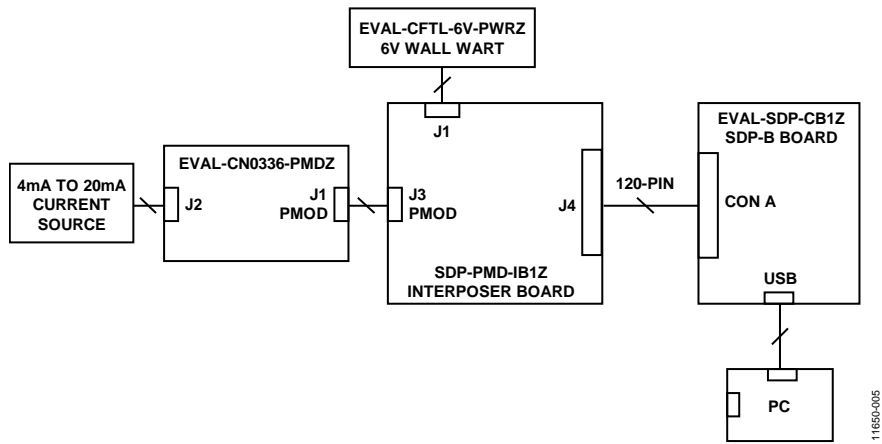


図 5. テスト・セットアップの機能ブロック図

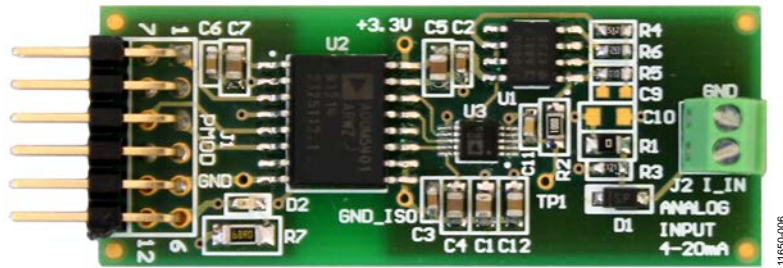


図 6. EVAL-CN0336-PMDZ ボードの写真

## さらに詳しい資料

CN0336 Design Support Package: <http://www.analog.com/CN0336-DesignSupport>

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

Krakauer, David. "Digital Isolation Offers Compact, Low-Cost Solutions to Challenging Design Problems." Analog Dialogue. Volume 40, December 2006.

MT-031 Tutorial : Grounding Data Converters and Solving the Mystery of "AGND" and "DGND," Analog Devices

MT-101 Tutorial : Decoupling Techniques, Analog Devices

Wayne, Scott. "iCoupler® Digital Isolators Protect RS-232, RS-485, and CAN Buses in Industrial, Instrumentation, and Computer Apps, Analog Dialogue, Volume 39, Number 4, 2005.

## データシートと評価ボード

AD8606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—Rev. 0 to Rev. A

Change to Circuit Function and Benefits Section..... 1

2/14—Revision 0: 初版

「Circuits from the Lab/実用回路集」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。お客さまは製品設計で「Circuits from the Lab/実用回路集」を使用することはできますが、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での暗示的許可、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で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。

©2015 Analog Devices, Inc. All rights reserved. 商標および登録商標は各社の所有に属します。