



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/CN0350> をご覧ください。

使用したリファレンス・デバイス

AD8608	高精度、低ノイズ、クワッド、CMOSのレール to レール入/出力オペアンプ
AD7091R	1 MSPS、超低消費電力 12 ビット ADC

圧電センサー用 12 ビット、1MSPS、単電源、2 チップ、
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
回路評価ボード

- CN0350 評価用ボード (EVAL-CN0350-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、2個のアクティブ・デバイスだけを用いた 12ビット、1MSPS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単電源を使って圧電センサーからの電荷入力信号を処理します。キャリブレーション後の総合誤差が±10°Cの温度範囲に対して0.25% FSR未満なので、実験用や工業用の各種測定に最適です。

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、コストおよびサイズが重要なデータ・アキュイジション・システムに対する業界最先端のソリューションとなります。

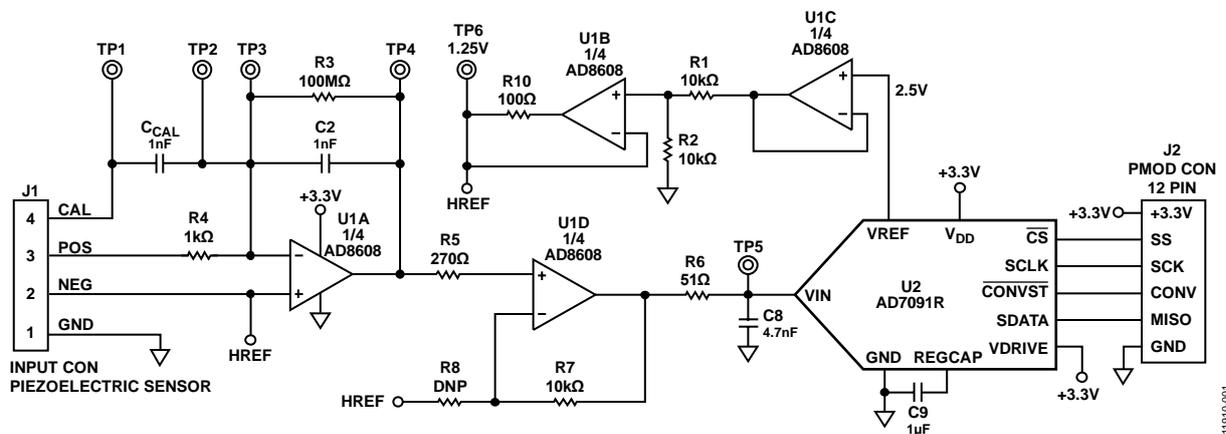


図 1. 圧電センサー用の電荷入力、単電源データ・アキュイジション・システム
(全接続の一部およびデカップリングは省略されています)

アナログ・デバイス社は、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・デバイス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

この回路は入力信号処理段と ADC 段で構成されています。電流入力信号は、電荷/電圧コンバータ (オペアンプ U1A とコンデンサ C2 のチャージ・アンプ) によって電圧に変換され、非反転アンプ (オペアンプ U1D、抵抗 R7 および R8) によって増幅されます。ADC からの電圧リファレンス ($V_{REF} = 2.5V$) を (オペアンプ U1B、U1C と抵抗 R1、R2 によって) バッファし、減衰することにより、センサーからの AC 信号を ADC の入力範囲に調整するための $1.25V$ のオフセット H_{REF} を発生します。オペアンプ U1A、U1B、U1C、および U1D はクワッドの AD8608 の中の 1 つです。オペアンプ U1D の出力は $0.1V \sim 2.4V$ 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 ($0V \sim 2.5V$) に一致します。この回路ノートに記載されているように、抵抗とコンデンサの値は他のセンサーの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、 $-40^{\circ}C \sim +125^{\circ}C$ 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 $45mV \sim 60mV$ 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 $100mV$ に設定します。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 $0.1V \sim 2.4V$ になります。

AD8608 をこのアプリケーションに選択した理由は、低バイアス電流 (最大 $1pA$)、低ノイズ (最大 $12nV/\sqrt{Hz}$)、低オフセット電圧 (最大 $65\mu V$) だからです。消費電力は $3.3V$ 電源でわずか $15.8mW$ 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 (R6/C8) 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。

AD7091R 12ビット 1MSPS SAR ADC を選択した理由は、消費電力が $3.3V$ で $349\mu A$ ($1.2mW$) 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 はドリフトが標準 $\pm 4.5ppm/^{\circ}C$ 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 パッケージを採用しています。

この回路の総消費電力は、 $3.3V$ 電源動作時に約 $17mW$ 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。ほとんどの圧電センサーのアプリケーションでは、これより低いサンプリング・レートを使用することができます。

この回路ノートのテストデータは、 $30MHz$ の SCLK と $300kSPS$ のサンプリング・レートで得られました。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、入力電荷を電圧に変換して ADC の $0.1V \sim 2.4V$ の入力範囲にレベル・シフトします。

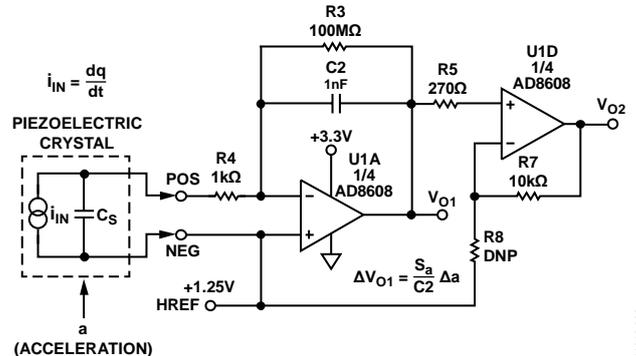


図 2. 電荷入力信号処理回路

加速度と振動の測定には一般に圧電素子が使用されます。ここでは、圧電水晶振動子が振動質量 m と併用されています。質量が加速度 a の影響を受けると、その結果として、慣性力 $F = m \times a$ が生じて振動質量と圧電水晶振動子に作用します。これにより、水晶振動子は電荷 $q = d \times F$ を捕捉します。ここで、 d (クーロン/ニュートン C/N 単位で測定) は水晶振動子の慣性力に対する電荷感度です。

この結果生じる圧電加速度センサーの定常状態の電荷感度 S_a は、 $S_a = \Delta q / \Delta a$ ($C \times s^2/m$ 単位で測定) になります。

加速度は $1g = 9.81 m/s^2$ の関係を使って g に変換できることに注意してください。

図 2 に示されているように、加速度センサーが帰還容量 $C2$ を備えたチャージ・アンプと併用されている場合、電荷 Δq によって $C2$ 両端に生じる電圧は $\Delta V = \Delta q / C2$ になります。これに対応する定常状態の電圧感度は次式のとおりで

$$S_V = \Delta V / \Delta a = S_a / C2 \quad \text{式 1}$$

図 1 の信号処理回路の最初の段はチャージ・アンプ (U1A とコンデンサ $C2$) です。ここで、出力電圧は式 1 に従って変化します。この回路の出力は、バイポーラ入力信号の処理 (たとえば、振動測定) を行うためにシフトされます。回路のゼロ点は、 $1.25V$ のリファレンスを使って ADC の入力範囲の中央にシフトされます。チャージ・アンプの出力電圧は次式のとおりで

$$V_{O1} = V_{HREF} + \frac{1}{C2} \int i_N dt = V_{HREF} + \frac{q}{C2} = V_{HREF} + \frac{S_a}{C2} a \quad \text{式 2}$$

図 1 の信号処理回路の 2 番目の段は、出力電圧が次の値の非反転アンプです。

$$V_{O2} = V_{HREF} + \left(1 + \frac{R7}{R8}\right) \frac{S_a}{C2} \Delta a \quad \text{式 3}$$

抵抗 R3 (セラミック・センサーでは 100MΩ~10GΩ、水晶振動子センサーでは 10GΩ~10TΩ) は、オペアンプの DC 帰還と入力バイアス電流を与えます。この抵抗は測定周波数が最小になるようにできるだけ小さくする必要があります。また、この抵抗で入力周波数範囲の下限値が決まります。低い周波数では、コーナー周波数 f_{CL} はほぼ次式のようになります。

$$f_{CL} = \frac{1}{2\pi R3 C2} \quad \text{式 4}$$

抵抗 R4 (1kΩ~10kΩ) をオペアンプの反転入力と直列に接続することにより、安定性が向上し、偶発的な高入力電圧による入力電流を制限します。R4 の値をもっと大きくすると、高周波数応答が遅くなります。高周波数では、R4 はセンサーのインピーダンス Z_s ($1/\omega C_s$ 、ここで、 C_s は圧電センサーの容量) と同等の値にすることができます。

高周波数でのコーナー周波数 f_{CH} は次式のようになります。

$$f_{CH} = \frac{1}{2\pi R4 C_s} \quad \text{式 5}$$

式 1~式 5 を使って、特定のアプリケーション用に回路のパラメータ ($C2$ 、 $R7$ 、 $R8$ 、 f_{CL} 、 f_{CH}) を計算することができます。

たとえば、キスラーの 8002K 型クオーツ衝撃加速度センサーの仕様は次のとおりです。

- 範囲: ±1000 g
- 感度: 1 pC/g
- 容量: 90 pF (typ)
- 周波数応答: -1%, +5% ≈ 0 Hz~6000 Hz
- 絶縁抵抗: >10¹³Ω

V_{O1} の出力電圧振幅が ±1V の場合、式 1 を使って $C2$ を計算します。

$$C2 = S_a A_a / \Delta V = (1 \text{ pC/g} \times 1000 \text{ g}) / 1 \text{ V} = 1 \text{ nF}$$

ADC の入力電圧振幅が 0.1V~2.4V (1.25V ± 1.15V) の場合には、非反転アンプのゲインを 1.15 にし、抵抗比を $R7/R8 = 0.15$ にする必要があります。R7 = 10kΩ の標準抵抗値を選択し、次いで R8 = 66.67kΩ を選択します。

R3 = 100MΩ を選択し、オペアンプの入力抵抗と圧電センサーの絶縁抵抗は無視します。低周波数でのコーナー周波数は次のようになります (式 4 参照)。

$$f_{CL} = \frac{1}{2\pi R3 C2} = \frac{1}{2\pi \times 10^8 \times 10^{-9}} = 1.6 \text{ Hz}$$

R4 = 1kΩ を選択すると、高周波数でのコーナー周波数は次のようになります (式 5 参照)。

$$f_{CH} = \frac{1}{2\pi R4 C_s} = \frac{1}{2\pi \times 10^3 \times 90 \times 10^{-12}} = 1.77 \text{ MHz}$$

このように、センサーの上側の周波数応答がわずか 6kHz なので、R4 = 1kΩ の保護抵抗がハイパス周波数応答に影響を与えることはありません。

抵抗とリファレンス電圧の許容誤差によるゲインとオフセットの誤差

式 3 から、信号処理回路のゲインは次式のようになります。

$$GAIN = \left(1 + \frac{R7}{R8}\right) \frac{1}{C2} \quad \text{式 6}$$

相対ゲイン誤差は次のとおりです。

$$\frac{dGAIN}{GAIN} = \delta_G$$

対数の演算規則により次のようになります。

$$\ln GAIN = \ln(R8 + R7) - \ln R8 - \ln C2$$

$\ln GAIN$ の導関数を以下のように求めます。

$$\frac{dGAIN}{GAIN} = \frac{dR8}{R7 + R8} + \frac{dR7}{R7 + R8} - \frac{dR8}{R8} - \frac{dC2}{C2}$$

$$\frac{dGAIN}{GAIN} = \frac{dR8}{R8} \frac{R8}{R7 + R8} + \frac{dR7}{R7} \frac{R7}{R7 + R8} - \frac{dR8}{R8} - \frac{dC2}{C2}$$

$$\delta_G = \delta_{R8} \frac{R8}{R7 + R8} + \delta_{R7} \frac{R7}{R7 + R8} - \delta_{R8} - \delta_{C2}$$

$$\delta_G = \delta_{R8} \left(\frac{R8}{R7 + R8} - 1 \right) + \delta_{R7} \frac{R7}{R7 + R8} - \delta_{C2}$$

$$\delta_G = \delta_{R8} \left(\frac{-R7}{R7 + R8} \right) + \delta_{R7} \frac{R7}{R7 + R8} - \delta_{C2}$$

$$\delta_G = \left(\frac{R7}{R7 + R8} \right) (\delta_{R7} - \delta_{R8}) - \delta_{C2} \quad \text{式 7}$$

許容誤差 1% の部品 R7、R8 および C2 を使用することにより、加算ゲイン誤差を推定することができます。

ワーストケースの相対ゲイン誤差は次式のようになります。

$$\begin{aligned} (\delta_G)_{\max} &= \pm \left[\frac{R7}{R7 + R8} (|\delta_{R7}| + |\delta_{R8}|) + |\delta_{C2}| \right] = \\ &= \pm \left(\frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 66.7 \text{ k}\Omega} \times 2\% + 1\% \right) = \pm (0.13 \times 2\% + 1\%) = \pm 1.26\% \end{aligned}$$

平均 2 乗誤差 (2 乗和の平方根誤差) は次式のようになります。

$$\begin{aligned} (\delta_G)_{MSqE} &= \pm \sqrt{\left(\frac{R7}{R7 + R8} \right)^2 (\delta_{R7}^2 + \delta_{R8}^2) + \delta_{C2}^2} \\ &= \pm \sqrt{2 \times 0.13^2 \times 1\%^2 + 1\%^2} = \pm 1.0168\% \end{aligned}$$

式 3 から、信号処理回路の出力オフセットは次式のようになります。

$$OFFSET = HREF = \frac{R2}{R1 + R2} V_{REF} \quad \text{式 8}$$

また、相対オフセット誤差は次式のとおりです。

$$\delta_{OS} = \frac{R1}{R1 + R2} (\delta_{R2} - \delta_{R1}) - \delta_{VREF} \quad \text{式 9}$$

許容誤差 1% の R1、R2、および V_{REF} の場合の、加算オフセット誤差を推定することができます。

ワーストケースの相対オフセット誤差は次式のようになります。

$$(\delta_{OS})_{\max} = \pm \left[\frac{R1}{R1+R2} (|\delta_{R2}| + |\delta_{R1}|) + |\delta_{VREF}| \right] = \pm 2\%$$

平均2乗オフセット誤差(2乗和の平方根誤差)は次式のようになります。

$$(\delta_{OS})_{MSqE} = \pm \sqrt{2 \times 0.5^2 \times 1\%^2 + 1\%^2} = 1.225\%$$

抵抗の許容誤差、AD8608 オペアンプのオフセット (75 μ V)、ADC 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 U1D の出力が必要とする範囲 (0.1V~2.4V) 内であることを計算して検証する必要があります。

抵抗と電圧リファレンスの温度ドリフトによるゲインとオフセットの誤差

式7と式9を使って、部品の温度ドリフトによる誤差を計算することができます。たとえば、抵抗の温度ドリフトが ± 100 ppm/ $^{\circ}$ C、リファレンス電圧に対するドリフトが ± 25 ppm/ $^{\circ}$ Cの場合、ワーストケースのゲイン誤差は $\pm 0.013\%$ / $^{\circ}$ C未満、ワーストケースのオフセット誤差は約 $\pm 0.01\%$ / $^{\circ}$ Cになります。これは、 $\pm 10^{\circ}$ Cの温度変化では $\pm 0.25\%$ 未満のワーストケースの総合誤差に相当します。

全体の誤差に対する能動部品の温度係数の影響

AD8608 オペアンプの DC オフセット (75 μ V) 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。

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/ $^{\circ}$ C、最大 25ppm/ $^{\circ}$ Cです。

AD8608 オペアンプのオフセット・ドリフトは、標準 1.5 μ V/ $^{\circ}$ C、最大 6 μ V/ $^{\circ}$ Cです。

100ppm/ $^{\circ}$ 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。

キャリブレーションとテスト

システムのゲインのキャリブレーションを行えるように、チャージ・アンプをセンサーと接続する前にチャージ・アンプの感度をテストします。機械的な負荷(加速度、慣性力、圧力など)をかける必要のない電子キャリブレーション・システムを図3に示します。キャリブレーション・コンデンサ C_{CAL} と直列に接続された、振幅と周波数を調整可能な低インピーダンス出力電圧源が、電荷入力を駆動します。電圧源の出力は、1.25V の HREF 同相電圧で動作できるように、回路ボードのグラウンドに対してフロート状態にする必要があります。

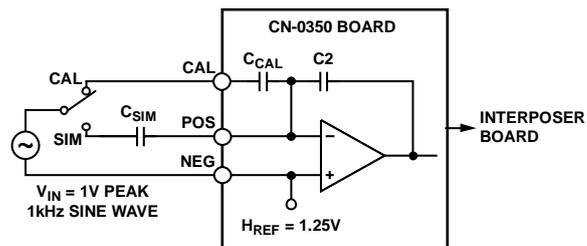


図3. キャリブレーションを行う電荷入力信号処理回路

入力電荷の量は $Q = C_{CAL} \times V_{IN}$ です。たとえば、振幅が1Vの入力サイン波電圧と1nFのキャリブレーション・コンデンサで ± 1000 pCのピーク電荷入力が発生します。これは、システムのキャリブレーションに使用することができます。誤差を最小限に抑えるため、C_{CAL}には許容誤差が1%以下のコンデンサを選択することが重要です。C_{CAL}の許容誤差がキャリブレーション精度に影響を与えることに注意してください。C₂の許容誤差は出力範囲に関係しますが、C₂の温度変化は精度に影響を与えます。

したがって、この回路は外付けのシミュレーション・コンデンサ C_{SIM} を使ってチェックと調整を行うことができます。回路をチェックするもう1つの方法は、CAL入力と調整可能な電圧源を使用することです。キャリブレーションとシミュレーションの目的で、TP1とTP2の間に値と精度が適切な外付け並列コンデンサを接続することにより、コンデンサ C_{CAL} を変更することができます。別の入力範囲にするため、TP3とTP4の間に値と精度が適切な外付け並列コンデンサを接続することにより、コンデンサ C₂ を変更することができます。

1Vの1kHzサイン波入力と C_{SIM} = 1 nF に対して測定されたADC出力を図4に示します。この結果、電荷入力は ± 1000 pCになります。

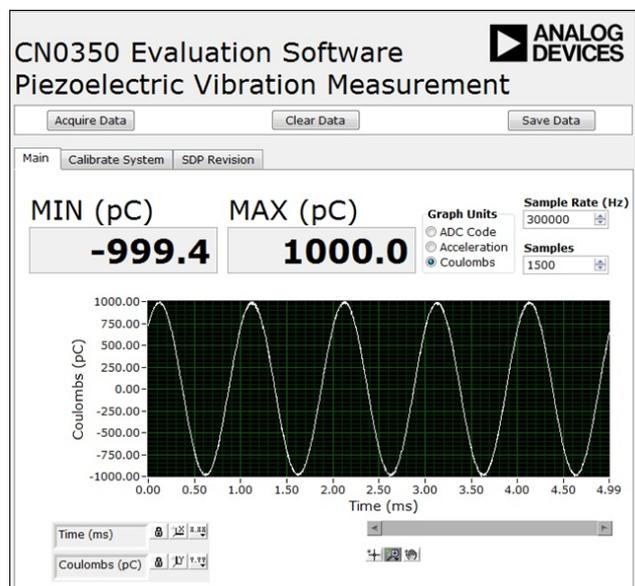


図4. ± 1000 pCの入力電荷に対するADC出力、1kHzサイン波

Loudity の LD-BZPN-2312 圧電センサーを使用し、約 120Hz のサイン波振動をするラウドスピーカーによって励起させた実際の出力を図 5 に示します。この回路では、1V のピーク入力サイン波電圧と $C_{CAL} = C2 = 10 \text{ nF}$ を使ったキャリブレーションが行われています。

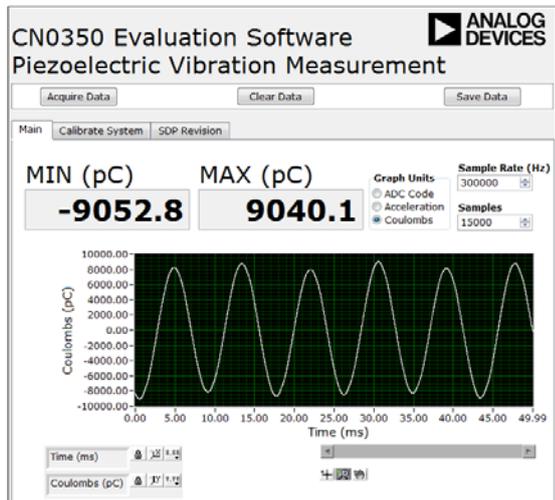


図 5. 120Hz のサイン波振動をするラウドスピーカーによって励起させた LD-BZPN-2312 圧電センサーの測定出力

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必要があります。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しい説明については [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 への電源は $10\mu\text{F}$ と $0.1\mu\text{F}$ 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、 $0.1\mu\text{F}$ コンデンサには低 ESR 値のものを使用する必要があります。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。

圧電センサーの出力を調整する高インピーダンス回路では、抵抗、絶縁体（誘電体）、およびケーブル配線に注意する必要があります。チャージ・アンプの入力回路は低インピーダンスなのでケーブル配線の問題が大幅に緩和されますが、ディスプレイ部品で構成されるチャージ・アンプにも、抵抗、絶縁体、および電位計のアンプのレイアウトに対する要件が適用されることがあります。入力リーク電流を最小限に抑えるため、プリント回路ボード両側の敏感な入力端子周囲にガード・リングを設けることを推奨します。正端子を囲むガード・リングはリファレンス（共通）電圧 HREF に接続します。

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/CN0350-DesignSupport をご覧ください。

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 ADC を使用して、 $\pm 1000\text{pC}$ の入力電荷範囲をデジタル出力へ変換したり、他の様々な応用が可能です。

$\pm 1000\text{pC}$ 以外の入力電荷範囲に対応するには、図 1 の回路を「回路デザイン」のセクションに示した式に基づきデザインすることが可能です。 $\pm 1000\text{pC}$ 以外の入力電荷範囲の回路を作成するには、コネクタ TP3 と TP4 を使って追加のコンデンサを C2 と並列に接続します。また、そのような回路を校正するには、コネクタ TP1 と TP2 を使って追加のコンデンサを C_{CAL} と並列に接続します。

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 [ADR3425](#) 2.5V リファレンスと共に使用できます。ADR3425 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](#) とデュアル・アンプの [AD8606](#) を使用可能です。

ADR3425 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 $8\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ）を特長としており、6 ピン SOT-23 パッケージに収容されています。

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、ADR3425 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-CN0350-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。インターポータ・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。このインターポータ・ボードと EVAL-CN0350-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-CN0350-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 [CN0350 評価用ソフトウェア](#) と共に使用し、EVAL-CN0350-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-CN0350-PMDZ回路評価ボード
- EVAL-SDP-CB1Z SDP評価ボード
- SDP-PMD-IB1Zインターポータ・ボード
- [EVAL-CFTL-6V-PWRZ](#)電源
- CN0350評価用ソフトウェア
- 高精度電圧ジェネレータ

評価開始にあたって

CN0350 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。CN0350 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っ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 6 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 コネクタを使って 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-CN0350-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
- 電圧ジェネレータを、端子ブロック J1 (Test) により EVAL-CN0350-PMDZ 評価ボードに接続します

評価用ソフトウェアを立ち上げます。アナログ・デバイゼ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 ボードと通信することができます。USB による通信が確立されると、SDP ボードを使って EVAL-CN0350-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。さまざまな入力電圧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、[CN0350 Software User Guide](#)に記載されています。

EVAL-CN0350-PMDZ ボードの写真を図 7 に示します。

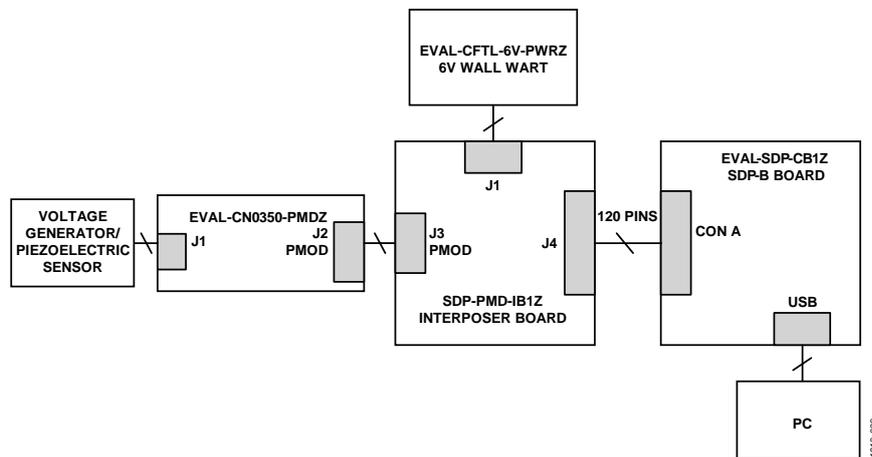


図 6. テスト・セットアップの機能図

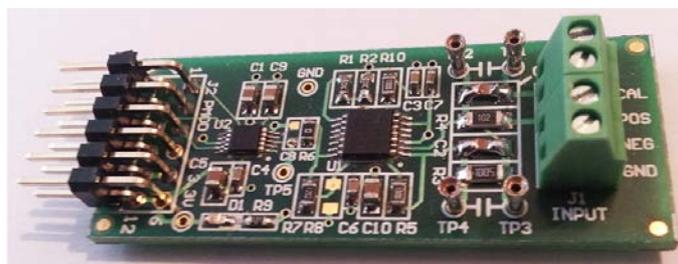


図 7. EVAL-CN0350-PMDZ ボードの写真

さらに詳しい資料

CN0350 Design Support Package :

<http://www.analog.com/CN0350-DesignSupport>

Pallas-Areny, Ramon and John G. Webster. Sensors and Signal Conditioning. Copyright © 2001, John Wiley & Sons.

MT-031 チュートリアル : 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.

MT-004 Tutorial : [The Good, the Bad, and the Ugly Aspects of ADC Input Noise—Is No Noise Good Noise?](#). Analog Devices.

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](#)

改訂履歴

5/14—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。