

PGA と統合しダイナミック・レンジが 125dB を超える オーバーサンプリング逐次比較レジスタ (SAR) ADC

回路の機能とその利点

図 1 に示すように、この回路は、低ノイズで比較的高いゲインを持つ柔軟なセンサー・シグナル・コンディショニング・ブロックで、広いダイナミック・レンジを維持しながらも性能に影響することなく入力レベルの変化に応じてゲインを動的に変更する能力を備えています。既存のシグマデルタ技術は、多くのアプリケーションで必要とされるダイナミック・レンジを実現しますが、更新レートが低い場合に限られます。この回路は、

16 ビット、2.5MSPS の PulSAR[®]逐次比較型 ADC である AD7985 を、オートレンジの iCMOS[®]プログラマブル・ゲイン計装アンプ (PGA) フロントエンドである AD8253 と組み合わせて使用する代替手法を提供しています。アナログ入力値に基づいてゲインを自動的に変更し、オーバーサンプリングとデジタル処理を用いてシステムのダイナミック・レンジを 125dB 以上に拡大します。

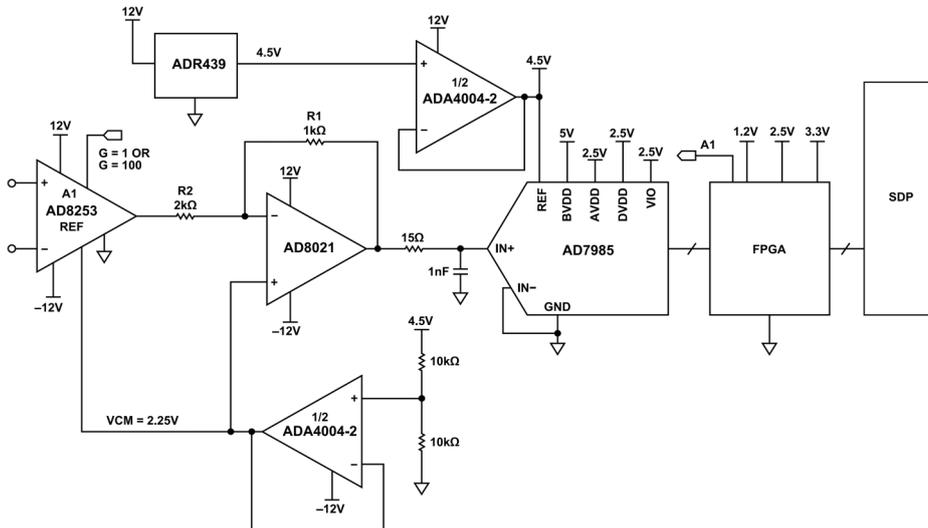


図 1. オートレンジ PGA およびオーバーサンプリング SAR ADC を用いた
 広ダイナミック・レンジのシグナル・コンディショニング回路
 (注: 接続およびデカップリングの一部は省略されています)

目次

回路の機能とその利点	1	システム全体の性能	5
回路の説明	3		

改訂履歴

7/2024—Rev. 0 to Rev. A

Converted Document from CN-0260 to AN-2540.....	1
Deleted Evaluation and Design Support Section	1
Changes to Circuit Function and Benefits Section.....	1
Deleted Common Variations Section, Circuit Evaluation and Test Section, Learn More Section, and Data Sheets and Evaluation Boards Section	5

1/2012—Revision 0: Initial Version

回路の説明

広いダイナミック・レンジを必要とするアプリケーションは多数あります。重量計システムは通常、最大フルスケール出力が1mV~2mVのロードセル・ブリッジ・センサーを用います。このようなシステムでは、2mVフルスケールの入力に換算すると1,000,000対1程度の分解能が必要になる場合があります。高性能、低ノイズ、高ゲインのアンプおよびシグマ・デルタ・モジュレータが必要になります。また、医療用アプリケーションの化学分析や血液分析ではフォト・ダイオード・センサーがよく使用されていますが、この場合も微小電流を高精度で測定しなければなりません。振動モニタリング・システムなど一部のアプリケーションでは、ACとDCの両方の情報が含まれているため、小信号と大信号の両方を正確にモニタできる能力が重要となりつつあります。シグマデルタADCは多くの場合この条件を満たしますが、AC測定とDC測定に両方が必要でしかも高速のゲイン切替えが求められる場合には、限定されてしまいます。

オーバーサンプリングは、入力信号をナイキスト周波数よりもはるかに高いレートでサンプリングするプロセスです。一般的なルールとして、サンプリング周波数が2倍になると、元の信号帯域幅の範囲内のノイズ性能は約3dB向上します。オーバーサンプリングADCは、図2に示すように、後段でデジタル後処理を実施することで信号帯域幅外のノイズを除去します。

最大のダイナミック・レンジを実現するには、フロントエンドPGA段を追加して、微小な信号入力の実効S/N比を増加させます。次に、システムのダイナミック・レンジに対する要件が126dBを超える場合について検討します。まず、このダイナミック・レンジを実現するのに必要な最小実効値ノイズを計算します。例えば、入力範囲が3V(6V p-p)の場合は2.12Vのフルスケール実効値(6/√2)となります。システムの最大許容ノイズは次式で計算できます。

$$126 \text{ dB} = 20 \log (2.12 \text{ V/rms noise})$$

したがって、実効値ノイズはおよそ1μV rmsとなります。

ここで、システム更新レートについて検討します。これによってオーバーサンプリング比とシステムが許容可能な最大の入力換算(RTI)ノイズ量が決まります。例えば、16ビット、

2.5MSPSのPulSAR ADCであるAD7985を600kSPSのサンプリング・レート(11mWの消費電力)とオーバーサンプリング比72で動作させると、平均化およびデシメーション後のシステムの実効スループット・レートは、600kSPS ÷ 72 = 8.33kSPSとなります。そのため、入力信号は約4kHzの帯域幅に制限されます。

合計実効値ノイズは、単純にノイズ密度(ND)に√fを乗じただけなので、許容可能な最大入力スペクトル・ノイズ密度(ND)は次式のようになります。

$$1 \mu\text{V rms} = \text{ND} \times \sqrt{4 \text{ kHz}}$$

$$\text{または、ND} = 15.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

RTIシステム入力ノイズに対するこの性能指数から、必要な126dBを実現するのに十分なアナログ・フロントエンド・ゲイン(付随するオーバーサンプリング比を用いてADCのS/N比を合計した場合)を備えた最適な計装アンプを選択できます。AD7985の場合、代表的なS/N比は89dBで、72倍のオーバーサンプリングを行うと更に約18dB改善されます(72は約2⁶で、2倍すごごとに3dB増加します)。126dBのDRを達成するには更に20dB以上高める必要がありますが、これは、アナログPGA段のゲインで実現できます。計装アンプのゲインは20以上(あるいはノイズ密度が15.8nV/√Hzの規定値を超えない値)を確保する必要があります。

上述のフロントエンドPGAおよびADCオーバーサンプリングを実現するためのシステムレベル・ソリューションを図1に示します。入力段では、10nV/√Hzと非常に低ノイズのデジタル制御計装アンプであるAD8253を使用します。ゲイン・オプションは、G=1、10、100、1000です。

AD8021は、2.1nV/√Hzの低ノイズ、高速のアンプでAD7985を駆動できます。またこのデバイスは、AD8253の出力をレベル・シフトして減衰します。AD8253およびAD8021はどちらも、2.25Vの外部コモンモード・バイアス電圧で動作し、両者が組み合わせられてADCの入力で同じコモンモード電圧を維持します。4.5Vのリファレンスを用いた場合、ADCの入力範囲は0V~4.5Vになります。

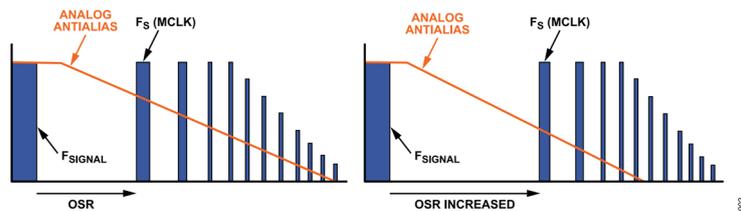


図2. オーバーサンプリング比(OSR)の増加によるノイズ低減

AD8021 の出力は高速 ADC を用いて測定します。PGA ゲインは入力信号の振幅に基づき動的に設定できます。小信号入力の場合、ゲイン 100 がプログラムされます。入力が大きくなると、ゲインは 1 まで減少します。

デジタル後処理は、QFN パッケージに収められた 16 ビット、2.5MSPS の PuLSAR ADC (消費電力 11mW) である AD7985 を用いて行われます。このデバイスはサンプリング・レートが高いため、入力帯域幅が狭いアプリケーションに比率が高いオーバーサンプリングを行うのに使用できます。システム全体のノイズ・パジェットは入力換算 (RTI) で最大 $15.8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ であるため、各ブロックの主なノイズ源を計算することは、この $15.8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ の厳格な制限を確実に超えないようにする上で有用です。AD8021 の入力換算ノイズ仕様は $3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 未満であり、ゲイン 100 の AD8253 の入力段で換算した場合、無視できる程度の大きさです。AD7985 の S/N 比の仕様は 89dB で、4.5V の外部リファレンスを使用すると $45\mu\text{V rms}$ 未満のノイズ分解能になります。

ADC のナイキスト帯域幅が 300kHz であることを考えると、帯域幅全体で約 $83\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ が加算されます。AD7985 の入力を基準にすると、システムにおいては二乗和平方根計算を用いて RTI ノイズ源を合計しますが、それによれば $1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 未満のノイズは無視できる程度の値と見なせます。

AD8253 を使用する更なる利点は、デジタル・ゲイン制御が可能であることです。これにより、入力の変化に応じてシステム・ゲインを動的に変更できます。これは、システムのデジタル信号処理機能を使用することでインテリジェントに実行できます。このアプリケーションにおけるデジタル処理の主な機能は、AD7985 による 16 ビット変換結果を用いて、より高分解能な出力を得ることです。この機能は、データの平均化とデジメーションを行い、入力振幅に応じてアナログ入力ゲインを自動的に切り替えることで実現できます。オーバーサンプリング処理により、出力データ・レートは ADC のサンプル・レートより低くなりますが、ダイナミック・レンジは大幅に増加します。

このアプリケーションのデジタル側をプロトタイプ化するために、FPGA (フィールド・プログラマブル・ゲート・アレイ) をデジタル・コアとして使用しました。システムを短時間でデバッグするため、図 3 に示すように、システム・デモンスト

レーション・プラットフォーム (SDP) のコネクタ標準を用いてアナログ回路と FPGA を 1 枚のボード上に構成し、PC への USB 接続を容易にしました。SDP は再利用可能なハードウェアとソフトウェアを組み合わせたもので、一般的に用いられている部品インターフェースを使用して、ハードウェアの制御とデータ・キャプチャを容易に行うことができます。

このモジュールは、現在のゲイン設定値、2 つの未加工 ADC サンプル、いくつかのハードコードされたスレッショルド値に基づいて新しいゲイン設定値を出力します。このシステムでは 4 つのスレッショルドを使用しています。システムのアナログ入力範囲を最大化し、できる限り広い信号範囲で $G=100$ モードを使用できるようにしながら、ADC 入力のオーバードライブを防ぐには、これらのスレッショルドの選択が極めて重要となります。このゲイン・ブロックは正規化されたデータではなく、ADC の未加工データの各結果に基づいて動作する点に注意してください。この点を考慮した上で、このようなシステムで使用されるスレッショルドの例をいくつか示します (ミッドスケールがゼロのバイポーラ・システムを想定)。

T1 (正側下限スレッショルド) : +162

(ミッドスケールより 162 コード分上)

T2 (負側下限スレッショルド) : -162

(ミッドスケールより 162 コード分下)

T3 (正側上限スレッショルド) : +32507

(正側フルスケールより 260 コード分下)

T4 (負側上限スレッショルド) : -32508

(負側フルスケールより 260 コード分上)

$G=1$ のモードでは、内部制限値の T1 と T2 を使用します。ADC の実際の結果が T1 から T2 までの値の場合、ゲインが $G=100$ のモードに切り替わります。これにより、ADC が受信するアナログ入力電圧は、できる限り短時間で最大化されます。 $G=100$ のモードでは、外部制限値の T3 と T4 を使用します。図 4 に示すように、ADC の結果が T3 を上回るか、T4 を下回ると予想される場合、ADC 入力のオーバーレンジを防ぐため、ゲインが $G=1$ のモードに切り替わります。

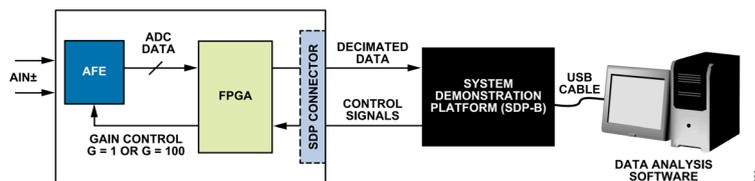


図 3. システム性能の測定に使用するテストのセットアップ

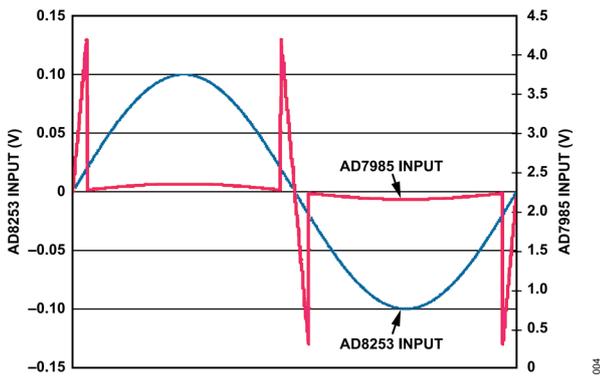


図 4. A/D コンバータ入力がスレッショルド制限値を超えると予想される場合、アンプ入力からコンバータ入力までのゲインが 100 減少します (青線：アンプ入力、赤線：コンバータ入力)

G = 100 のモードのとき、次の ADC サンプルが外部スレッショルドからわずかに外れ、ADC の結果が+32510 になるとアルゴリズム (極めて基本的な線形予測を使用) が予測した場合、ゲインは G = 1 に切り替えられ、次の ADC 結果は+32510 ではなく+325 になります。

システム全体の性能

ゲインとデシメーションのアルゴリズムの最適化がすべて完了したら、システム全体をテストすることができます。図 5 に、1kHz の -0.5dBFS 大信号入力トーンに対するシステム応答を示します。PGA ゲインを 100 とすると、実現されるダイナミック・レンジは 127dB となります。同様に、図 6 に示すように、-46.5dBFS で 70Hz の入力トーンの小信号入力についてテストした場合、129dB ものダイナミック・レンジが実現していますこの測定中にはゲイン・レンジのアクティブな切替えが行われなため、小さい入力トーンでの性能の改善が期待できます。

システムの性能は、小信号と大信号のどちらの入力でも処理できるように、ゲインを動的に切り替えられる能力に依存しています。シグマデルタ技術が優れたダイナミック・レンジを実現するのにに対し、SAR ベースのソリューションは、入力信号に応じてフロント・エンド・ゲインを動的に変更する方法を提供するため、システム性能を損なうことがありません。それによって、小信号および大信号のどちらの AC 入力および DC 入力も、ゲイン変更が遅れることによりシステムがセトリングするまで待機したり大きなグリッチが発生したりすることなく、リアルタイムで測定できます。

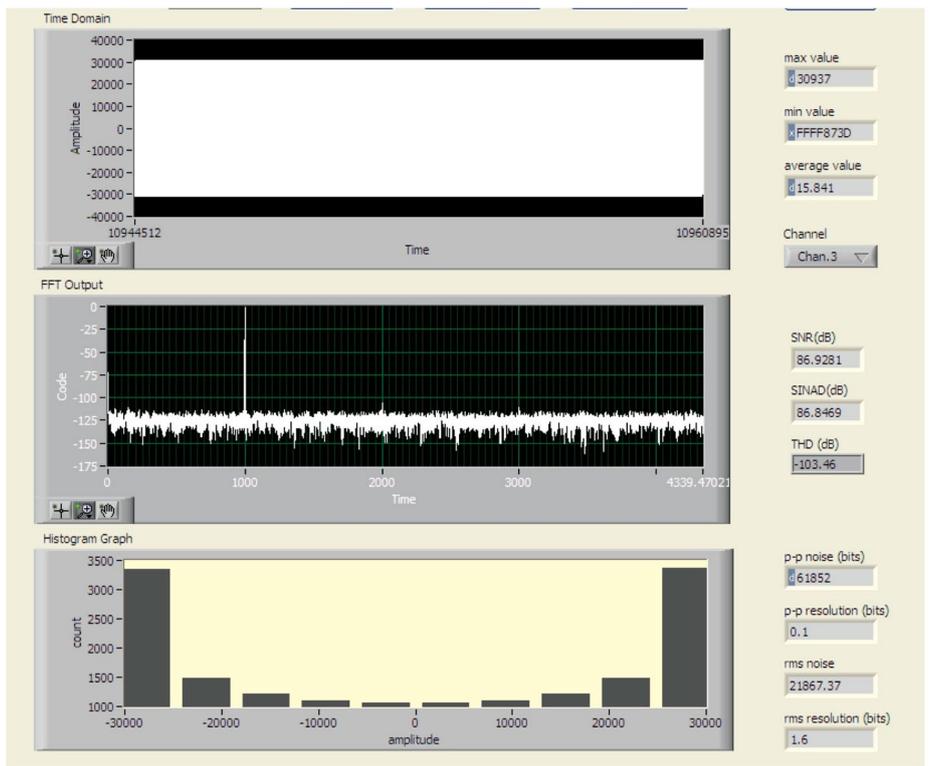


図 5. 127dB のダイナミック・レンジを示す 1kHz 大信号への応答

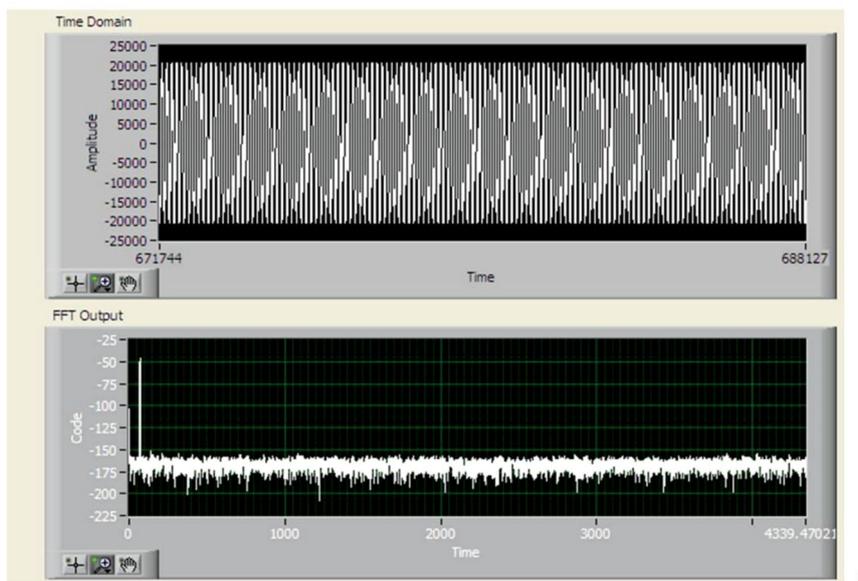


図 6. 70Hz 小入力信号への応答