

MCP3551 の重量計アプリケーション

Author: Jerry Horn, Gordon Gleason
Lynium, L.L.C.

はじめに

Wheatstone ブリッジを使用して感知するセンサーには、さまざまな種類があります。ストレーン ゲージはこうしたセンサーの 1 つです。材料に圧力が加わると、それに応じて抵抗値が変化します。多くの場合、抵抗値が上下に変化することで、Wheatstone ブリッジの各辺がこの圧力に反応します (図 1 参照)。

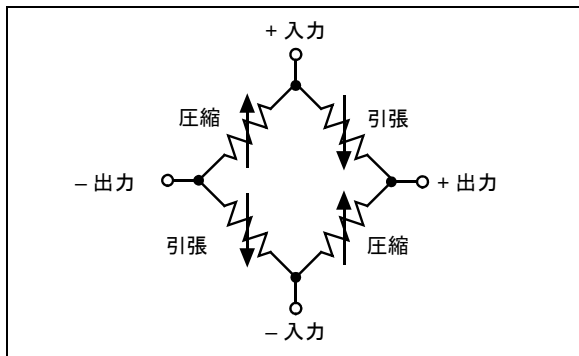


図 1: 一般的なストレーン ゲージに用いられる Wheatstone ブリッジ

図 1 の場合、ブリッジはフル アクティブと呼ばれます。ブリッジの半分のみがアクティブの場合もあります (ハーフ アクティブ)。一部のセンサーでは、ブリッジの 1 素子のみが刺激に反応して変化する場合があります。

本書では、一般に重量計測に使用されるストレーン ゲージのロード セルに特に焦点を当てて説明を行います。具体的には、フル アクティブの温度補償ロード セルについて主に説明します。ここでは、定格負荷時の差動出力電圧は励起 1 ボルト当たり 2 ~ 4 mV で変化します (励起電圧はロード セルの + 入力と - 入力間の差を示します)。

本書は、こうした変化を A/D コンバータ (ADC) を介して数値化できる各種回路の開発を目指します。ADC には MCP3551 (22 ビット デルタシグマ ADC) を使用します。回路ごとの分析は、他の抵抗ブリッジ型センサーにも適用できます。コストと性能のいずれを重視するかに応じてさまざまな回路を使用できます。本書で紹介する回路は MCP355X Sensor Developer's Board で製作しました。そのブロック図を図 2 に示します。この基板には 2 種類のマイクロコントローラが使用されています。PIC16F877 は基本的な重量計として機能し、PIC18F4550 は分析・デバッグ用データを PC に送ります。また、表示器および入力スイッチが基板に取り付けられています。これは、ロード セルの零点とフルスケール点の較正や各種処理オプションの設定に使用します。現在選択している ADC からの変換結果が USB バス経由で PC に送られます。参考回路に付属する DataView ソフトウェアを用いると、PC でデータを表示できます。本書に記載されているテストと結果の出力は、すべて MCP355X Sensor Developer's Board、DataView ソフトウェア、各種ロードセルやロードセルシミュレータを使用して行いました。これらのロードセルやロードセルシミュレータは本書で説明されているか、簡単に購入できるものばかりです。

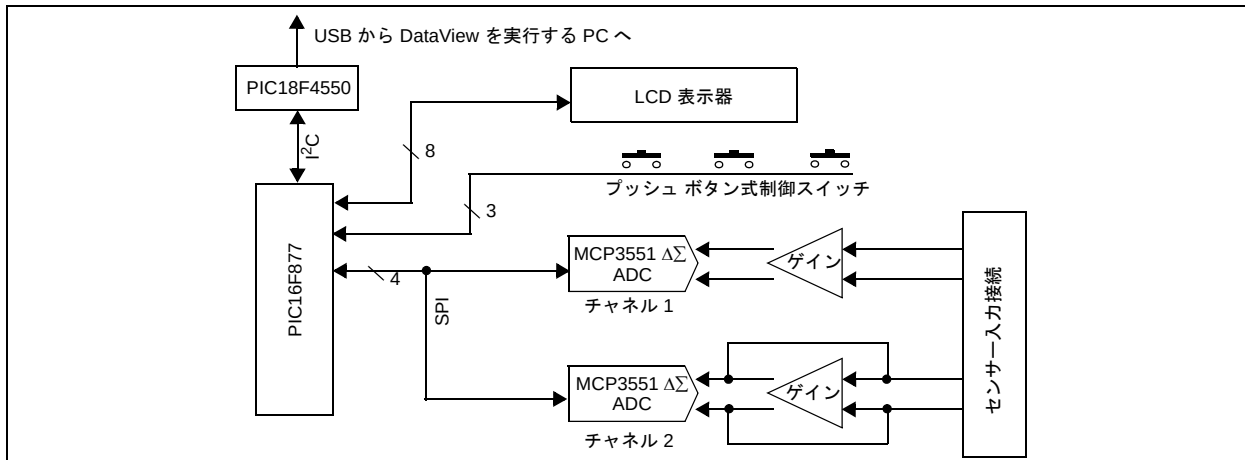


図 2: MCP355X Sensor Developer's Board の機能ブロック図

ロードセル

ロードセルには、多様な形状、サイズ、容量、価格のものがああります。本書では、フルアクティブ、温度補償付きの超小型サブクラスロードセルに焦点を当てます。温度補償ロードセルは、図1より多少複雑な構成になります。つまり、ブリッジの上部に複雑な直列抵抗が加わる場合があります。温度が変化すると、この抵抗によってブリッジにかかる電圧が変化します。実際の配置はそれほど重要ではありませんが、入力と出力が明確に規定されているロードセルがあること、入力インピーダンスと出力インピーダンスが異なる場合があることに注意してください。

ロードセルには多数の重要なパラメータがあります。前述のように、入力インピーダンスは出力インピーダンスとともに重要です。また、励起1ボルト当たりの出力電圧変化、無負荷時の温度に対する出力電圧変化、最大負荷時の温度に対する出力電圧変化を把握する必要があります。

ロードセルには最終的なアプリケーションに重要な補助パラメータがありますが、それらは本書においてはそれほど重要ではありません。例えば、ロードセルには、許容過負荷限界と最大過負荷限界があります。負荷が最大過負荷を超えると、ロードセルが完全に破損する場合があります。

また、ロードセルには、非直線性エラー、ヒステリシス、繰返し性、クリープなどの仕様が含まれます（または、含まれる場合があります）。当然、これらすべては最終アプリケーションに必要であり、これによってロードセルの極限值が決まります。本書では、これらのパラメータのみが重要であり、ADCに必要な最大分解能を求める際に役立ちます。

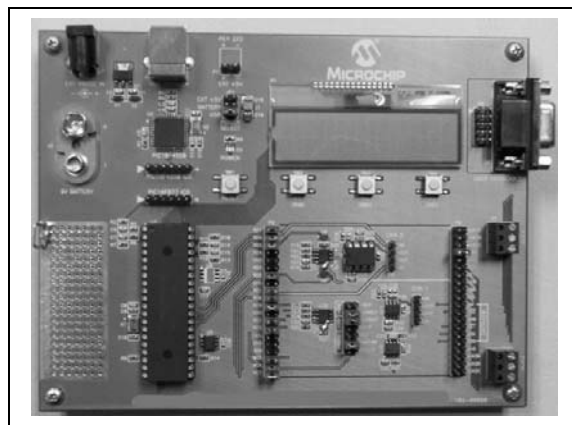


図3: MCP355X Sensor Developer's Board の写真

表1に、電子重量計アプリケーション用の標準的なビーム型ロードセルの仕様を示します。このファミリのロードセルは、3 ~ 100 kg の定格容量（RC）に対応します。この仕様はファミリ全体で共通です。また、定格容量 10 kg と励起電圧 5V のロードセルに関する仕様も記載しています。

表 1: ロードセルの仕様の一例

仕様項目	仕様値	10 kg（例）
許容過負荷	150%RC	15 kg
最大絶対過負荷	200%RC	20 kg
定格出力（RO）	2 mV/V $\pm$ 0.2 mV/V	9 ~ 11 mV
非直線性	0.015%RO	$\pm$ 1.5g
ヒステリシス	0.015%RO	$\pm$ 1.5g
繰返し性	0.02%RO	$\pm$ 2g
クリープ	0.02%RO/20 分	$\pm$ 2g
クリープ回復	0.02%RO/20 分	$\pm$ 2g
励起	12V 未満	5V
最大絶対励起	20V	-
零バランス	$\pm$ 0.1 mV/V	$\pm$ 0.5 kg
入力抵抗	420 Ω $\pm$ 30 Ω	-
出力抵抗	350 Ω $\pm$ 5 Ω	-
補償温度範囲	-10 ~ 50 $^{\circ}$ C	-
零点の温度影響	0.04%RO/10 $^{\circ}$ C	$\pm$ 0.4 g/ $^{\circ}$ C
出力の温度影響	0.012% 負荷 /10 $^{\circ}$ C	$\pm$ 0.12 g/ $^{\circ}$ C

表 1 の各仕様と数値は、温度補償ロードセルに対して共通です。このロードセルは高精度アプリケーション向けのものであり、安価ではありませんので注意して下さい。なお、さらに高価で精密なロードセルや安価で精度の低いロードセルも入手可能です。

表 1 にはいくつか指摘すべき項目があります。5V 励起時におけるロードセルの理想的フルスケール出力範囲は 0 ~ 10mV になります。ロードセルは力やひずみの計測に使用でき、出力は -10 ~ +10 mV になります。それに対して、ここではロードセルを重量計測に使用するものと想定しています。

ワーストケースの出力範囲は -0.5 ~ +22 mV になります。この場合、計器の定格容量の 2 倍まで計測できる計器にロードセルが使用されるものと仮定しています。（計器容量は、ロードセルと同じように過剰容量が可能になるようにして下さい）。計測結果を計器の最大容量 2 倍まで表示しないで下さい。最大表示値に達するまで重力の計測を行うと計器が破損することがあります。最大表示値はソフトウェアで制限できますが、回路はフルスケールの 1.5 ~ 2 倍まで対応できるように設計して下さい。

また、ロードセルの出力範囲については、重量計に皿や台が組み込まれていることを考慮しておいて下さい。こうした付加重量は必ずロードセルにかかります。その結果、負荷の出力は無荷重の状態でも数ミリボルト以上を示す場合があります。その場合でも最大出力は 22 mV のままです（定格出力の 2 倍）。皿や台の付加重量によって最大出力が増えることはありません。計器の荷重範囲が制限されるだけです（繰り返ししますが、負荷が定格出力の 2 倍を超えると計器が破損する場合があります）。

少し異なる視点で表 1 の仕様を検討してみることも必要です（表 2 参照）。この仕様を定格出力の比率ではなく、「ビット」で表示できます。一例として、最大 5 kg まで計量する計器があり、1g 単位で重量を表示するとします。計器の分解能は最大重量の 1/5000 です。この精度では、ロードセル出力をデジタル値に変換する A/D コンバータ（ADC）に 13 ビット以上の分解能が必要になります。13 ビット ADC では必要以上の高分解能が得られますが（8,192 分の 1）、余分な分解能はロードセルのばらつきのほか、皿や台の重量に割り当てる際に使用されます。後述しますが、高精度コンバータを検討するにはそれなりの理由があります。

表 2: 表 1 の基本仕様のビット換算

仕様項目	仕様値
非直線性	12.7 ビット
ヒステリシス	12.7 ビット
繰り返し性	12.3 ビット
クリープ	12.3 ビット
クリープ回復	12.3 ビット
零点の温度影響	14.6 ビット “レベル” / °C
出力の温度影響	16.3 ビット “レベル” / °C

他に注目すべき点として、ロードセルに固有の非直線性（約 13 ビット）があります。この非直線性は、約 8,000 分の 1 になります（非直線性仕様の 0.015% は 6,667 分の 1 です）。ロードセルのヒステリシスも同様で、セルの繰り返し性とクリープ（約 5,000 分の 1）よりは若干高精度になります。実際に、ロードセルは約 12 ビットの分解能を備えており、エラー（誤差）をどの程度組み入れるかによって多少ビットが少なくなる可能性があります。ここで重要なのは、約 13 ~ 14 ビットの分解能に対してロードセルの出力を数値化する場合、設計の主な限界はロードセルによって決まることです。

分解能の高い ADC と併用するのには理由があります。例えば、ロードセルの非直線性は、一般にロードセルの無負荷時出力電圧と最大負荷時出力電圧間に引いた直線からの「滑らかな」偏差になります。この偏差が判明した場合は補正できますが、必要な数式には通常 13 ビット以上の分解能が必要です。

その他のヒステリシスや繰り返し性などの仕様は最終設計に関係しない場合があります。ヒステリシスは、所定の重量に対して軽い重量から近づけるか、重い重量から近づけるかによって発生するエラーです。軽い重量に比べ、重い重量は一時的なロードセルの「変化」が大きいためにエラーが発生します。この変化はロードセルの機械的なひずみや機械的応力で誘発される加熱に起因する場合があります。したがって、目標重量に達したとき（重い負荷の一部を除外した後）の表示は、重量を計器に加えていただけの場合（または、重量を複数に分けてゆっくりと計器に加えた場合）と異なります。この仕様は、重量を計器に継続して加えている状態からそれをすべて取り除く場合についてほとんど考慮していません。繰り返し性はヒステリシスに類似しており、所定の重量を複数回計測する場合の計器表示のばらつきを規定します。

クリープとクリープ回復の仕様項目は、明確に規定されています。重量を計器に加えた状態にすると、時間とともにロードセルの出力電圧が変化します。出力電圧の変化は理想的にはゼロですが、実際は十分な時間経過に応じて微小な変化を示します（通常、この仕様は 10 分または 20 分にわたり規定）。大半の計器では、計量対象を長期間計器に放置することはありません。しかし、クリープ仕様を規定する理由の 1 つとして、ロードセルの「問題のない動作」を確認することがあります。ロードセルの構成が適切でない場合、クリープが極めて大きくなり、さらにはロードセルの出力が完全に安定しない可能性があります。極めて低価格のひずみやすい材料で作られたロードセルを想像して下さい。ロードセルのひずみは、長時間が経過した後も続く場合があります。重量を取り除いた後、数時間または数日が経過してもロードセルが完全に元に戻らないこともあります。クリープは、主にこの現象が発生していないことを確認するための仕様です。図 4 にクリープ回復の一例を示します。また、ここにはヒステリシス / 繰り返し性も含まれる可能性があります（すべて根本原因が共通していると考えられるため）。本書で後述する高精度重量計回路を用いて、200 kg 用ロードセルで作られた 200 kg 計器をモニタしました。無負荷時に、重量計回路の出力（実際の MCP3551 ADC 出力）は平均で約 7,575 コードを示しました。計器に 1 分間 100 kg の負荷をかけ、その後それを取り除きました。図 4 のグラフは、1 時間経過時のロードセル出力（重量計回路で数値化）を示しています。ロードセルが完全に元に戻るまでには、さらに 1 時間かかります。グラフに示されるエラーは、このロードセル固有の仕様に合致しています。

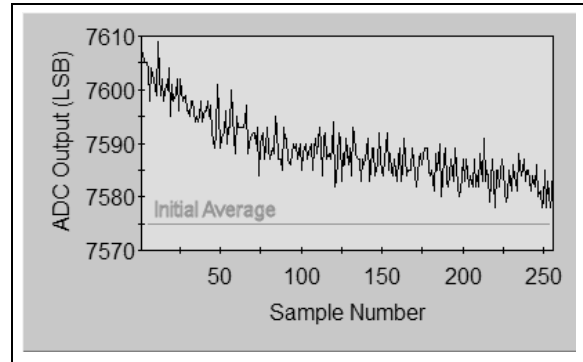


図 4: 1 分間 100 kg の重量を加えて取り除いた後の 200 kg 用ロードセルの回復（加重前の平均出力は 7,575）

通常、この仕様はロードセルに規定されませんが、ロードセルの出力ノイズに関連する問題が存在します。ノイズの仕様が存在しないのは、ロードセルが単純な受動デバイスであり、ノイズが実質的に低インピーダンス抵抗のノイズ（表 1 のロードセル仕様に記載される 350Ω）であるからです。これは、通常、無視できるほどの小さな値です。また、システムのノイズは能動回路に限定されます。他の抵抗型ブリッジセンサーでは、出力インピーダンスがさらに大きい可能性があります、その場合はノイズが問題になります。

MCP3551

抵抗型ブリッジ センサーからデジタル値を取り出すにはさまざまな方法があり、長年の間、各種の回路が使用されてきました。近年は、低速かつ高分解能のオートキャリブレーションデルタシグマ ADC が重量計などの多彩なセンサー アプリケーションでよく使われています。

デルタシグマ ADC には多くの利点があります。極めて低い直線性エラー、低消費電力、ゲイン / オフセットの自動内部キャリブレーション、低リファレンス電圧動作機能、幅広い電源範囲の動作が挙げられます。また通常、デルタシグマ ADC は微小レベルの信号を直接数値化する場合に使用でき、信号を増幅する必要はありません。

以下に MCP3551 の主な仕様を示します。

分解能	22 ビット
出力ノイズ	2.5 μ Vrms
差動入力範囲	$-V_{REF} \sim +V_{REF}$
コモンモード入力範囲	$-0.3V \sim V_{DD} + 0.3V$
変換時間	72.37 ms $\sim$ 73.09 ms
最大積分 非直線性 ($V_{REF} = 2.5V$)	6 ppm
最大オフセット エラー (25 $^{\circ}C$)	$-12 \sim +12 \mu V$
オフセット ドリフト	0.04 ppm/ $^{\circ}C$ ($V_{REF} = 5V$ の場合 400 nV)
正のフルスケール エラー (25 $^{\circ}C$)	$-10 \sim +10$ ppm
負のフルスケール エラー (25 $^{\circ}C$)	$-10 \sim +10$ ppm
正 / 負のフルスケール エラー ドリフト	0.028 ppm/ $^{\circ}C$ ($V_{REF} = 5V$ の場合 280 nV)
電源電圧範囲	2.7 $\sim$ 5.5V
電源電流 ($V_{DD} = 5V$)	120 μA
電源電流 ($V_{DD} = 2.7V$)	100 μA

コンバータ最終段での連続オート キャリブレーション (スループットへの影響なし) により、オフセットエラーおよびゲイン エラーの双方についてドリフトが低く抑えられます。逐次比較型レジスタ (SAR) ADC に見られるドリフトよりも低くなります。17 ビットコンバータに比べ、直線性に優れ、非常に「滑らかな」積分非直線性 (INL) を示します。これを図 5 に示します。INL が滑らかであることは、小さい入力範囲に対してコンバータの非直線性が標準仕様より優れていることを意味します (この現象は SAR ADC には見られません)。また、非直線性の特性を評価したり、補正したりすることが可能です。

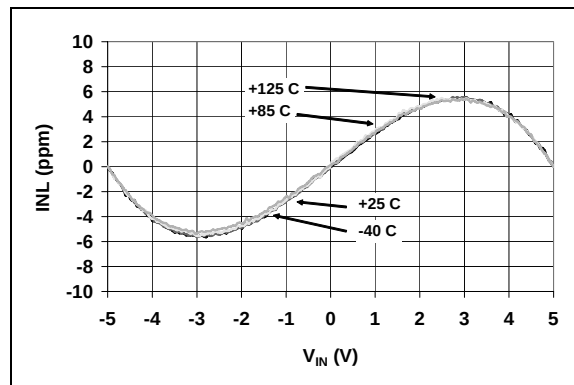


図 5: MCP3551 の入力電圧に対する INL エラー ($V_{DD} = 5.0V$, $V_{REF} = 5V$)

MCP3551 の直線性

図 5 は、MCP3551 ADC の標準 INL を示しています。本書では、オプションの 1 つとして、MCP3551 を使用してロードセル出力と ADC 入力間でアンプを介在せずにロードセルの出力電圧を直接変換する方法を詳しく説明します。

ロードセルのワーストケース差動出力電圧範囲はすでに測定されており、 $-0.5 \sim 22$ mV でした。MCP3551 の直線性の調査では、 $-6 \sim 26$ mV の範囲を計測することにしました。この範囲を選択した理由は、リファレンス電圧が 4.096V の場合、範囲の理想出力コードは $-3,072 \sim 13,312$ であり、範囲全体では 16,384 コードまたは最下位ビット (LSB) になるからでした。したがって、実質的に MCP3551 を 14 ビットコンバータとして 32 mV の入力範囲で確認しています。図 6 に、LSB サイズとともに INL の結果を示します。

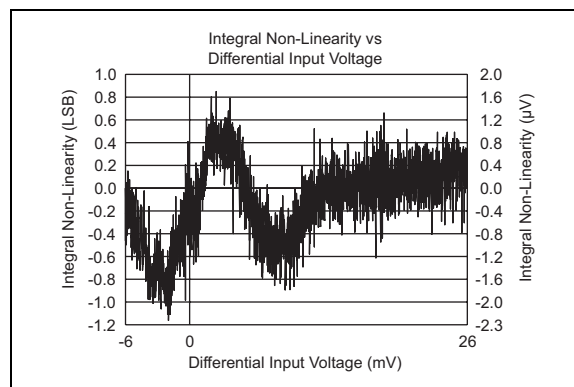


図 6: 4.096V リファレンス電圧を使用時の $-6 \sim 26$ mV に対する MCP3551 の INL

テスト電圧範囲が極めて小さく、LSB は 2 マイクロボルト以下になるため、「動きの激しい」結果を示しています。また、テスト対象の個々のポイントは多数の平均から結果が出力されていることも注意すべき点です。

非直線性のみを検討するのであれば、図 6 の結果は、-6 ~ 26 mV の入力範囲で MCP3551 が「14 ビット」コンバータとして使用可能であることを示しています。後述するように、ここでは MCP3551 とロードセルの直接接続を重量計の最適ソリューションとみなしていません。ただし、ソリューションとして直接接続を許容できるアプリケーションもあります。

興味深い話を追記しておきます。MCP3551 は 22 ビットデルタシグマ ADC であり、さらに高分解能のコンバータも必要に応じて入手できます。これらのコンバータが MCP3551 よりも直線性に優れているかどうかについて、図 7 に他社の 24 ビットコンバータでの -6 ~ 26 mV 範囲における結果を示します。図に示すように、他社のコンバータは MCP3551 よりも僅かに優れた結果を示しています。このデバイスはリファレンス電圧と同じ入力範囲を持ちますが、MCP3551 の入力範囲はリファレンス電圧の 2 倍に相当します。このため、24 ビット デバイスはテスト範囲において MCP3551 より実際には分解能が 3 ビット多いことになります。高分解能に関わらず、ロードセルの電圧出力の直接変換に関する非直線性エラーについては同等です。

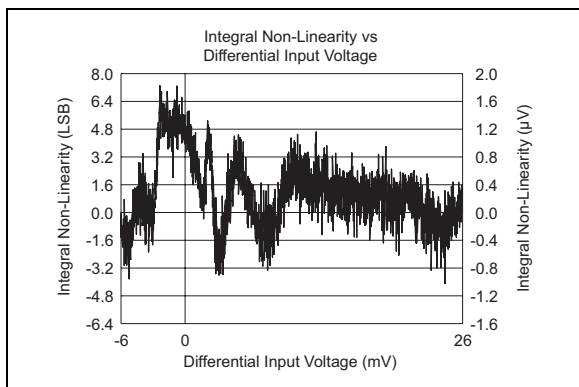


図 7: 4.096V リファレンス電圧を使用時の -6 ~ 26 mV に対する 24 ビットコンバータの INL

MCP3551 の入力帯域幅

図 8 に示すように、MCP3551 のデジタル フィルタは高周波領域の入力を減衰します。

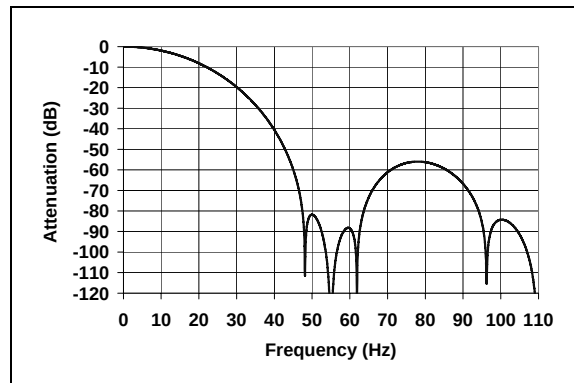


図 8: MCP3551 のデジタル フィルタ応答

抵抗型ブリッジ アプリケーションでは、通常、ADC の周波数応答は重要ではありません。センサーで生成される電圧は主に励起電圧に依存します。また、励起電圧は ADC のリファレンス入力を駆動します。回路が完全にレシオメトリックである場合、どのような周波数が存在しても構いません。しかし、さまざまな方法で外部信号がセンサー ケーブルと結合し、センサー出力が劣化する可能性があります。例えば、近接する電源ラインの 50 Hz/60 Hz 信号がセンサーの信号と結合する場合があります。図 8 に示すように、MCP3551 はこれらの周波数を極めて効果的に除去します。MCP3551 の入力帯域幅に関連する非常に重要な問題があります。モジュレータのサンプリング レートに非常に近い信号が ADC に入力されると、デジタル フィルタの通過帯域にエイリアスとして入り込み、ADC の出力データに現れます。MCP3551 の場合、モジュレータは標準周波数である 28,160 Hz $\pm$ 1% で動作します。この周波数領域またはこの領域の整数倍に存在する信号は、ADC で完全に除去されない可能性があります。都合のよいことに、一般にカットオフ周波数が 100 ~ 1 kHz の単極ローパス フィルタはこれらの信号を除去できるだけの十分な減衰性を備えています。

MCP3551 のアナログ入力

ADC アプリケーションでは、ADC の入力回路特性を検討することが重要です。状況によっては、ADC の駆動が困難な場合もあります。入力容量が大きい、入力インピーダンスが比較的低いからです。また、ADC のサンプリング スイッチから電荷が流入すると、駆動アンプのリングングの原因になります。

ただし、MCP3551 を駆動するのは非常に簡単です。差動入力間や入力とグランド間に外部キャパシタを挿入する必要はありません。差動入力インピーダンスは $2.4\text{ M}\Omega$ で十分大きく、一般にブリッジ センサーをコンバータの入力に直接接続できます（ゲインやフィルタ用にオペアンプが必要になる場合もあります）。

MCP3551 の出力ノイズ

一般に、ロード セルの差動出力電圧はかなり小さく、ノイズに特に注意が必要です。また、ノイズは、センサー出力を数値化するうえで多くの主要決定項目に影響します。中でも ADC の出力ノイズが主な要因として挙げられます。

MCP3551 の出力ノイズは $2.5\text{ }\mu\text{V RMS}$ です。この数値はコンバータの内部熱雑音を示し、リファレンス電圧に依存しません。したがって、MCP3551 の入力に「ノイズフリー」の安定した DC 電圧が印加される場合、実際の電圧入力を表す出力コード分布は平均値周辺に集まると考えられます。多数の変換に対して各出力コードの頻度を表すヒストグラムを作成できます。図 9 は 16,384 回の変換に対する MCP3551 の出力結果のヒストグラムを示しています。このデータは、 2.5V のリファレンス電圧を使って求めました。つまり、ADC の最下位ビット (LSB) は $1.19\text{ }\mu\text{V}$ を意味します。数千回の変換結果から作成したヒストグラムに表示される出力コードの総本数を求めるには、経験則としてコンバータの出力ノイズに 6.6 を掛ければよいとされています。この $16.5\text{ }\mu\text{V}$ の範囲には少なくとも 13 ~ 14 の異なる出力コードが生成されるはずですが、図 9 は、14 の出力コードを示しています。

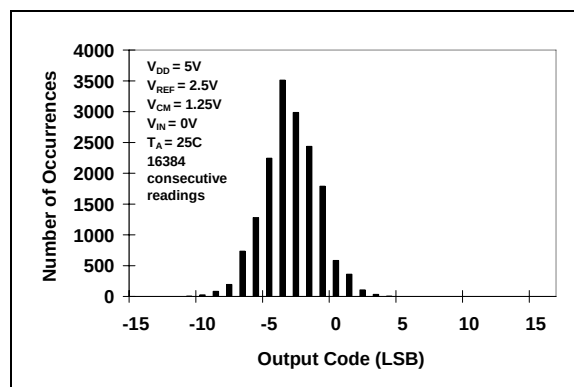


図 9: MCP3551 の出力ノイズ ヒストグラム

また、図 9 のヒストグラムは、MCP3551 のノイズが相関であるか、非相関（ランダム）であるかという基本的な情報を示しています。非相関ノイズやランダム ノイズはガウス分布または正規分布になります。通常、相関ノイズはノイズの種類に応じて形状的に異なる分布が作成されます。

図 9 のノイズ分布は非相関のように見えるため、いずれの変換も前回の結果に依存していません。この事実に基づき、アベレージング（平均化）機能を用いて出力ノイズを低減することが可能です。2 回の変換を平均化すると、出力ノイズは 2 の平方根だけ減少します。4 回の変換を平均化すると、出力ノイズは半減します。一般に、出力ノイズは次式で求めることができます。

EQUATION 1:

$$\text{MCP3551 Output Noise} = \frac{2.5\text{ }\mu\text{V RMS}}{\sqrt{N}}$$

ここで、N = 変換回数

特にロード セル アプリケーションの場合、これが役立ちます。MCP3551 は毎秒 13.5 回の変換を実行できます。また、重量計がこの頻度で表示を更新する必要はないものと考えられます。毎秒 2、3 回の更新で十分でしょう。この場合、更新時に少なくとも 4 回の変換を平均化でき、MCP3551 の出力ノイズは $1.25\text{ }\mu\text{V RMS}$ まで減少します。

本書で後述するように、このノイズ低減処理は他のランダムなノイズ源でも全く同様に適用されます。その結果、アベレージング機能により MCP3551 の出力ノイズが低減されるだけでなく、抵抗とオペアンプをセンサー信号の増幅に使用する場合に、これらのノイズも低減されます。

最終的に、MCP3551 で可能な出力ノイズの低減には限界があります。一定の時点で、主なノイズ源がコンバータ内の相関ノイズ源になります。この時点が不明であると、長時間の変換中に DC 入力の安定を維持し、必要なテストを完結するのが困難になります。また、コンバータ入力に印加できる「ノイズフリー」の DC 電圧というものはありません。入力を束ね、直接「接地」したとしても不可能です。

どの時点で相関ノイズが懸念材料になるかは不明であるにしても、16 回または 32 回の変換を平均化して、コンバータの出力ノイズを低減し、結果を式 1 の推定ノイズにほぼ等しくすることも確かに可能です。表示の更新が毎秒 1 回程度になるため、にどのような重量計アプリケーションでもおそらく 16 回の平均化が限界といえます。ただし、中間結果で表示を更新しながら、32 回、さらには 64 回の変換を平均化して、最終的に「確定した」結果を表示することも可能です。

MCP3551 のリファレンス入力

レシオメトリックではないアプリケーションの場合、MCP3551 のリファレンス入力に 10 Hz 以下の低周波信号は除去されません。低周波数のリファレンス入力は、コンバータの入力から信号が入力されたかのように（振幅の 2 倍）、そのままコンバータを通過します。一方、レシオメトリック アプリケーションの場合、リファレンスの低周波信号によってセンサーの差動出力も変化するので、コンバータの結果には影響しません。ADC のリファレンス入力に高周波信号が流れる場合、2 つの重要事項を検討する必要があります。第 1 は、1 ~ 10 kHz（以上）の周波数領域の信号およびノイズに伴うリファレンス フィードスルーです。これについては次項で説明します。第 2 は、さまざまな理由のためレシオメトリック構成で除去されない 10 ~ 100 Hz の周波数領域のノイズです（変調レートの整数倍に近い周波数の信号やノイズも問題です。この信号やノイズはデジタル フィルタの通過帯域でエイリアスとなります）。

レシオメトリック アプリケーションでは、通常、低周波ノイズは除去されます。高周波ノイズについては、ケーブルの容量など、センサーに伴う各種の位相シフトにより除去は相当困難になります。また、低周波の信号とノイズでも完全に切り除くことはできません。10 ~ 100 Hz のノイズに関する主な問題は、レシオメトリック構成で除去されないノイズが出力表示の 1% 程度で出力結果に影響することです。

例えば、MCP3551 のリファレンス入力に PC の +5V USB バス電源に接続される超低価格アプリケーションの場合があります。この電源でブリッジ センサーも駆動します（実際のアプリケーションについては、後ほど本書で詳しく説明します）。PC 電源に詳しいユーザーならば、USB バス電源のノイズがどれほど大きいか予測できるでしょう。しかし、レシオメトリック アプリケーションを使用しノイズを大幅に除去できません。

残存する低周波ノイズは（大半は 100 Hz 以下）入力電圧の 1% 程度で ADC の変換結果に影響を与えます。ADC の差動入力範囲は $\pm V_{REF}$ です。入力電圧が V_{REF} の 1/2 の場合、 V_{REF} のノイズの 1/2 以下が出力データに現れます（ノイズは半減し、デジタル フィルタで一部が除去されます）。ADC 入力の入力電圧が 0V の場合は、ノイズ量に関係なく（妥当な範囲内で）、ADC の出力結果に作用しません。

このことは重量計の設計全体に大きな影響を及ぼします。ノイズが ADC のリファレンス入力に存在しても、ADC で可能な限り小さい入力範囲を使用したうえ、この範囲を 0V 近辺に定めるようにすると、システム性能に対するノイズの影響を最小限に抑えることが可能です。

その結果、センサーの電圧出力が小さいために増幅する必要がある場合でも、最小のゲイン量で十分です。信号のゲインを上げすぎると、他のノイズ源がエラー（誤差）を引き起こす危険性があります。超低ノイズの電源でリファレンスとブリッジを駆動することでも、この危険性を低減できることは明らかです。ただし、最終的な設計コストが上昇する場合があります。

MCP3551 リファレンス フィードスルー

MCP3551 のリファレンス入力は、別の面においても ADC の入力とは異なり、高周波信号は完全には除去されません。一見、これは重要でないように見えるかもしれませんが、通常は重要ではありません。MCP3551 のリファレンス電圧を供給する部品は、優れた性能を持ち、ADC 近辺に取り付けることが必要になります。また、50 Hz/60 Hz 電源や高周波ノイズ源などで信号があまり劣化しないことが必要です。

しかし、リファレンスとレギュレータは 1 ~ 10 kHz の周波数領域で非常に大きいノイズを発生することが分かっています。一般に、ノイズ全体の RMS 電圧は大きくありませんが、数百マイクロボルト相当の可能性もあります。図 10 に示すように、MCP3551 のリファレンス入力はこのノイズを完全に除去するわけではありません。このグラフは、MCP3551 のリファレンス入力におけるデジタル出力結果への信号フィードスルーを 100 ~ 10 kHz の周波数領域で表示しています。

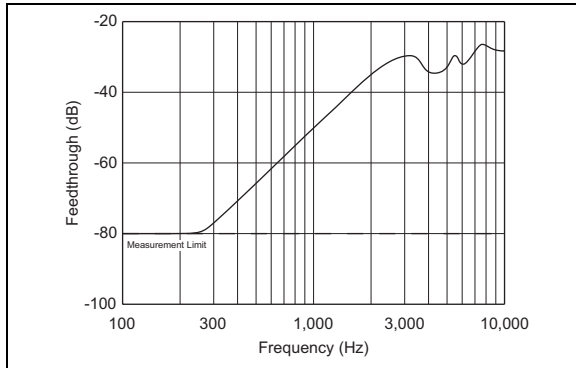


図 10: MCP3551 のリファレンスフィードスルー
一例として、図 10 のグラフに示された問題を詳しく説明します。MCP3551 のリファレンス入力に、リファレンス電圧とともに 3 kHz、100 μ V RMS の信号が存在していると仮定します。3 kHz 信号は、約 30 dB で減衰します。この減衰された信号は、ADC の通過帯域にはエイリアスとして現れません。つまり、コンバータの出力データのパワー スペクトルに離散階調が表示されることはありません。その代わりに、信号によってコンバータ全体のノイズが底上げされることになります。したがって、3 kHz、100 μ V RMS の離散信号は、MCP3551 の総出力ノイズに 3.16 μ V RMS のノイズを新たに加え、ノイズは 2.5 μ V RMS から 4.03 μ V RMS に上昇します。

つまり、MCP3551 のリファレンス入力に存在する高周波数の信号とノイズによって コンバータの出力ノイズ全体が増加します。これは、ブリッジセンサー アプリケーション開発時のデバッグ環境を一段と困難にする可能性があります。

また、図 10 に示されるリファレンス フィードスルーは、ADC の入力電圧に関係なく発生する点に注意して下さい。前項で説明したように、MCP3551 のリファレンス入力においてリファレンス電圧の低周波信号やノイズ (10 ~ 100 Hz) のみが、入力電圧の 1% でコンバータの出力に影響します (これは、デジタル フィルタを通過する信号部分に限られます)。リファレンス フィードスルーの場合は、この限りではありません。入力電圧が 0V でもフィードスルーは発生します (入力電圧の結果としてフィードスルーがわずかに変化することはありますが、グラフの形状全体はあまり影響を受けません)。

リファレンス電圧源の情報に基づいて決定を行う場合、または問題の対策について重要な設計上の決定を行う場合など、図 10 から必要な情報を得ることができます。MCP3551 のリファレンス電圧が超低ノイズの動作性に優れたソースであれば、問題になるような 1 ~ 10 kHz のノイズは発生しません。しかし、こうしたデバイスは一般的に高価です。別の解決策として、リファレンス電圧にフィルタをかけて、高周波ノイズを除去する方法があります。これは極めて効果がありますが、特にレシオメトリック アプリケーションについては別の注意が必要になります。リファレンス電圧のフィルタ通過に起因する問題については後述します。

最後に、図 10 の問題は MCP3551 固有の問題ではないということを追記しておきます。高周波信号を除去できないことは、業界全体で使用される標準のデルタシグマ設計の限界と考えられます。図 11 は、競合製品の 24 ビット デルタシグマ ADC のリファレンス フィードスルーを示しています。

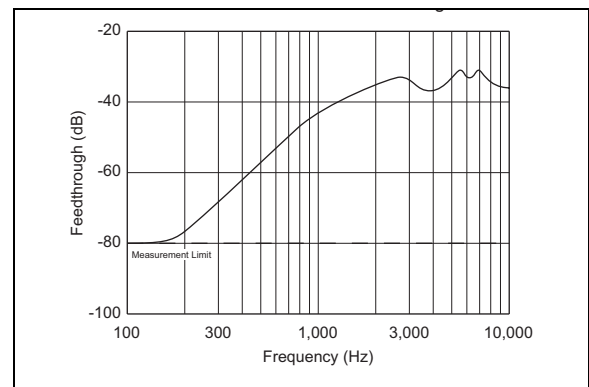


図 11: 競合製品の 24 ビット ADC におけるリファレンスフィードスルー

基本的なレシオメトリック重量計

図 12 は、本書で詳述する基本的な重量計回路のブロック図を示しています。これは必ずしも推奨回路というわけではありませんが、出発点の役割を十分果たします。

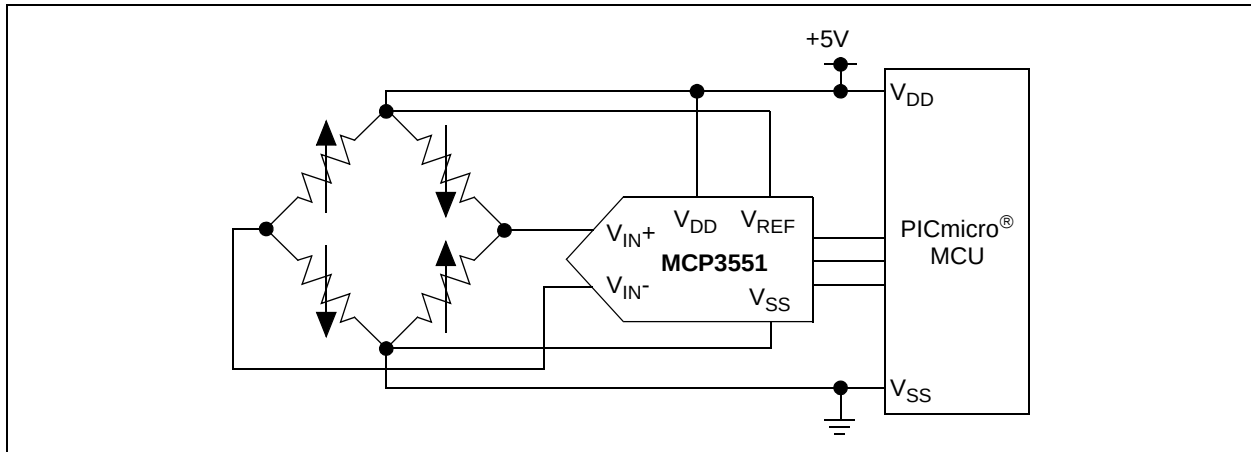


図 12: 基本的な重量計のブロック図

図 12 のブロック図では、5V ソースから PICmicro MCU、ロード セル、および MCP3551 に電源を供給します。また、この 5V ソースは、MCP3551 にリファレンス電圧も供給します。MCP3551 Sensor Developer's Board に示した LCD 表示器と PC との USB インターフェースは省略しています。

また、ブロック図から、コンバータのグラウンドピン (V_{SS}) と V_{REF} ピンはともにロードセルに可能な限り直結する必要があることが分かります。ケーブル配線によっては直結が難しい場合もありますが、図示されている接続にするためにセンサー接続部を備えるロードセルもあります。

この回路の基本的な分析は、「レシオメトリック」の意味を理解することから始めます。レシオメトリック回路を使用し、目的の出力（この場合は、ロードセルの出力電圧）を励起電圧に完全に比例させることができます。励起電圧が変化すると、比率を維持するために出力も変化します。

図 12 では、励起電圧をコンバータのリファレンス電圧と兼用することで、ADC をレシオメトリックの概念に組み入れています。この方法で、リファレンス電圧に対する入力電圧の比率を表すデジタル値が ADC から出力されます。

例えば、ロードセル出力が励起電圧の 1/5、つまり 1V の差動電圧を示すものと仮定します。理想的には、この入力電圧で $V_{REF} = 5V$ の場合、MCP3551 はフルスケール デジタル値の 1/5、つまり 419,430 を出力します。

5V 電源を 6V に変更すると、ロードセルの出力は 1.2V に変化することになります。これは、 V_{REF} の 1/5 でもあり、MCP3551 は引き続き 419,430 を出力します。これがレシオメトリック回路の利点であり、多くの A/D コンバータ回路で求められる安定したリファレンス電圧は必要ありません。

ブリッジ本体の洗練された特徴を確認するうえでも同様の説明が当てはまります。ブリッジは、励起電圧によって出力電圧が直接変化するばかりでなく、共通モード出力も変化します。例えば、ロードセルに応力が加えられていない場合、両出力は 5V の励起電圧で通常 2.5V になります。6V で励起すると、両出力は 3V になります。いずれの場合も出力は励起電圧の 1/2 です。

MCP3551 の V_{DD} が励起電圧とともに変化しなかった場合でも、コンバータは十分な共通モード除去特性を備えるため、2.5V から 3V への入力の変化を除去します。また、その結果、デジタル出力コードも変化しません（標準の DC の共通モード除去比は -135 dB です）。ただし、 V_{DD} もその後変化するため、ADC の入力における共通モード電圧は V_{DD} の 1/2 に維持されます。

したがって、実際に ADC の入力に発生する現象を考えた場合、ADC とロードセルのレシオメトリック構成は優れた共通モード除去とノーマルモード除去の特性を備えることになります。

直接接続型重量計

これまで、実際に試すことになるロード セル、MCP3551、および基本的なレシオメトリック重量計についてあらゆる観点から説明しました。図 13 に図 12 を少し拡張した回路を示します。

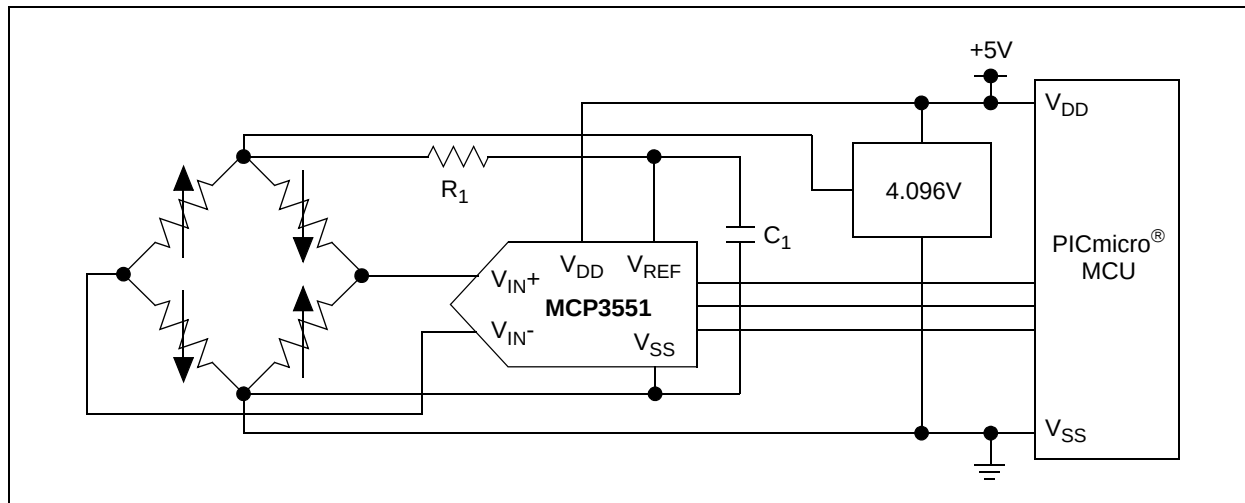


図 13: 直接接続型重量計

4.096V リファレンス電圧に National Semiconductor® LM4140 および Analog Devices REF198 の 2 種類を使用して、図 13 に示す回路を実際にテストしました。図 13 を変更した 2 種類の回路のほか、図 14 と 15 に示す回路構成に対して後述するすべてのテストを実施しました。

USB 電源を用いて PC に接続する場合、図 13 の回路を MCP355X Sensor Developer's Board に実装可能です。USB インターフェースは +5V 電源を供給するため、この回路に関する各構成オプションの性能を十分に比較することができました。1 つは、USB インターフェースの +5V 電源に対してロード セルを直接接続することでした (図 14 参照)。他に、PICmicro MCU の 1 ピンまたは 2 ピンの出力を High をセットし、これらのピンからロード セルを駆動しました (図 15 参照)。

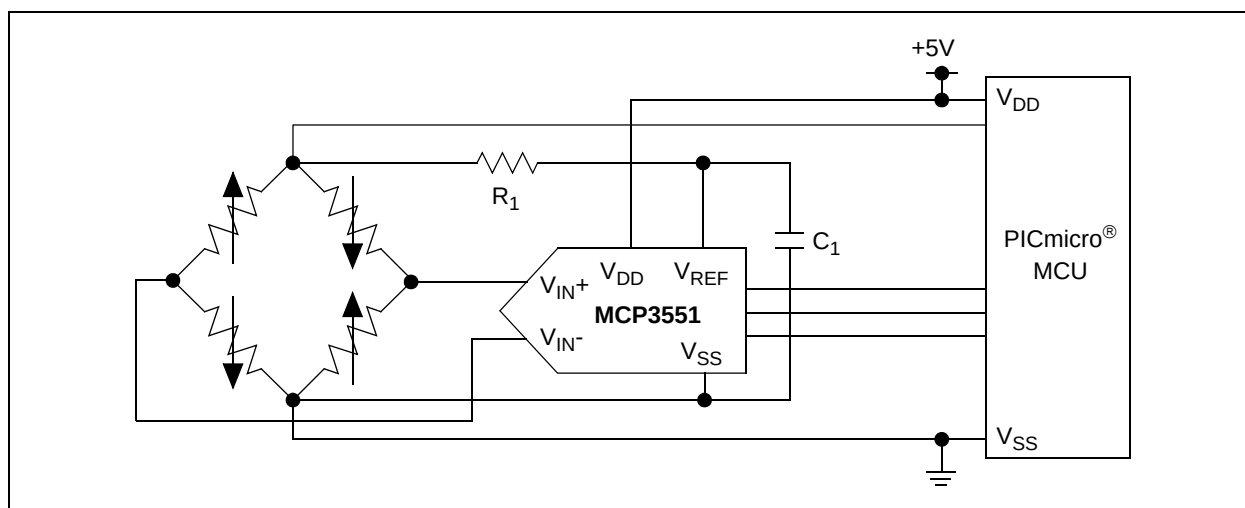


図 14: +5V USB 電源からロードセルを駆動した直接接続型重量計

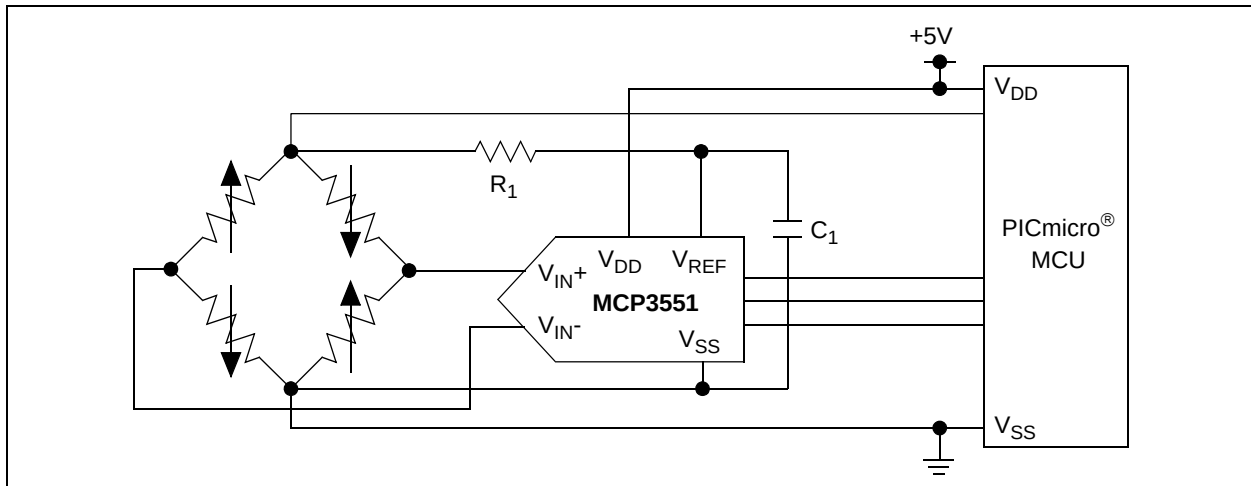


図 15: PICmicro MCU からロード セルを駆動した直接接続型重量計

図 15 の回路では、消費電力を低減するためにマイクロコントローラでロードセルの電源オフを簡単に行うことができます。ロードセルの消費電力は少なくありません。350Ω のブリッジ構成および 5V 励起電圧では、消費電力が 70 mW になります（ロードセルは 14 mA の電流を消費します）。

MCP3551 の電源が PICmicro MCU から供給されていないことに注意して下さい。その代わりに、5V ソースに直接接続されています。このように接続することを強く推奨します。MCP3551 の消費電力は、変換を処理していない場合、1 μA 以下に低下するため、電源をオフにする必要がありません。また、PICmicro MCU の内部出力インピーダンスによりロードセルへの印加電圧が 4V に低下する可能性があります。MCP3551 はこのような電圧でも十分に動作しますが、シリアルインターフェースに接続される他のデジタル出力によってコンバータ内部の ESD ダイオードが導通する可能性があります。

まず、マイクロコントローラのデジタル出力ピンからロードセルおよびコンバータのリファレンス電圧を駆動しますが、これは少し奇異に映るかもしれません。実際には、ロードセルと MCP3551 の V_{REF} ピンは、オン抵抗が標準で 30 ~ 50Ω の FET スイッチを介して 5V 電源に接続されています。このスイッチのオン抵抗は温度で変化するため、ピンの出力電圧も変化します。ただし、テストではこの正否を明らかにしますが、レシオメトリックアプリケーションのため、変化しても問題になりません。

では、MCP3551 でロードセルの出力を直接数値化する場合の実際の問題を検討します。目標は、ボードで対応可能な無理のない数値を使用することです。表 1 から、ロードセルの最小出力範囲は、無負荷から最大負荷の間で 0.5 ~ 9 mV になります。マイクロコントローラのデジタル出力ピンの FET スイッチは、オン抵抗時で 50Ω にすぎません（ただし、オン抵抗を 1/2 にするために 2 ピンを使用できます）。ロードセルの抵抗のばらつきは僅か数パーセント以下のため、ロードセルの標準入力インピーダンスはこれで十分に合

ます。つまり、電流 12.5 mA が流れる全抵抗が 400Ω の回路を 5V で駆動するという事です。したがって、MCP3551 の V_{REF} ピンのリファレンス電圧は、4.375V になります。

MCP3551 の LSB サイズは、約 2.1 μV になります。ロードセルの出力範囲は、4,074 コードに及びます。こうした簡単な分析から、ロードセルの出力は大体 12 ビットで数値化できると考えられます。また、図 6 で示した INL データから正確な数値（計器の零点とフルスケール点で実施した較正による）の ±1 LSB 以内で結果を出力できることが十分に分かります。残念なことに ADC の出力ノイズから予測すると、1 回の変換のみで ±4 LSB の範囲に至ります。1 回の結果では 10 ビット近くまで精度を落とすことになります。4 個の連続する変換結果を平均化できれば、結果のエラー（誤差）は僅か ±2 LSB になり、1 ビット分向上して約 11 ビットの精度が得られます（アベレージングの詳細については、「MCP3551 の出力ノイズ」の説明を参照して下さい）。

図 13 と 14 に示す回路でも同様の分析が可能です。図 13 の場合、ADC の V_{REF} ピンに 4.096V 電圧が供給され、LSB のサイズは 2.0 μV になります。図 14 のリファレンス電圧は約 5V、LSB サイズは 2.4 μV です。これらの数値から、図 15 で分析したエラーとほとんど同じ結果を得ることになります。

ここまでの説明の主旨は、図 13、14、15 に示す回路がいずれも重量計の出発点として適しているということではなく、こうした回路の性能を考える演習を手早く経験できるということです。図 15 の性能についておおよその推定を行いました、実際の結果と一致するでしょうか？ また、ロードセルや MCP3551 のリファレンス入力をマイクロコントローラのデジタルピンから駆動するために何か犠牲を払う必要があるでしょうか？あるいは、最適リファレンスを使用すれば、良好な結果が出力されるのでしょうか？

テストの開始時では、 R_1 を 10Ω に設定し、 C_1 を $0.1\mu\text{F}$ に設定しました（リファレンス電圧に対してカットオフ周波数が 160kHz のローパス フィルタが、この 2 素子から作られます）。これらの数値は、開始時の「標準」

値として選択しました。重量計設計の複雑さに不慣れであるにしてもアナデジ混在設計には一応精通しているユーザーが使用すると想定しています。

テストに関する注記

重量計回路の開発とテストに大いに役立つ項目がいくつかあります。第 1 に、未加工の ADC データを直接 PC の解析に入力することが必要です。本書に記載するテストについては、PICmicro MCU のほか、未加工の ADC データを USB バス経由で PC に送信する別のマイクロコントローラをテスト基板に搭載しました。また、MCP355X Sensor Developer's Board を用いて、Microchip の DataView ソフトウェアでデータの解析と表示を行いました。本書に示すほとんどのテスト結果はこのソフトウェアから作成しました。

第 2 に、「ロードセル シミュレータ」の購入または製作を推奨します。本書に記載するテストでは、2 種類のロードセル シミュレータをそれぞれ小型のプリント基板に製作し、テスト基板に接続しました。一方のシミュレータで無負荷時の 350Ω ロードセルのシミュレーション（0V 差動出力）を実行しました。もう一方のシミュレータで 25mV 、ワーストケース負荷時の 350Ω ロードセルのシミュレーションを実行し、定格出力の 2.5 倍の負荷をかけて解析しました。

標準的な抵抗でこうしたシミュレータを製作するのは、大きな誤りです。高品質ロードセルの抵抗は抵抗温度係数（TCR）の整合性が高く、 $0.1 \sim 0.01\text{ppm}$ のオーダーです。 100ppm TCR の抵抗でシミュレータを製作した場合、最も初歩的なテストでなければ機能しません。少なくとも TCR が 25ppm の抵抗を使用し、テスト基板にタオルを被せる準備をして下さい。 0.2ppm に匹敵する TCR の抵抗を入手可能です。こうした抵抗の入手は簡単でも安価でもありませんが、結局は労力と費用に見合う価値があります。

最後に、実際のロードセルで重量計をテストするのが理想的ですが、残念ながら、特に 10kg 範囲以下のロードセルは優れた地震検知器として作動しやすくなっています。衝突、さらに気流によっても出力が大きく変化し、基本回路の実際の性能を判定できなくなります。実際のロードセルを使うテストはいずれかの時点で必ず必要ですが、まずロードセル シミュレータで問題を解消して下さい。

直接接続型重量計をテストする前に、テスト方法の定義および結果の表示方法の調整が必要です。DataView ソフトウェアは、コンバータのフルスケール デジタル出力範囲（ 2^{22} ）の 100 万分の 1 （PPM）RMS でノイズを表示します。そのため実際には、LSB で出力ノイズが表示されます。ここで、 $1\text{PPM} = 4.2\text{LSB}$ です。しかし、DataView ソフトウェアには MCP3551 のリファレンス電圧値が不明なため、コンバータに備わる実際の LSB のサイズが分かりません。それでも、デジタル フルスケールの PPM で提示される結果は実際に極めて有用です。このデジタル値によって、リファレンス電圧に関係なく、精度（または分解能）の比較が容易になります。

一方、ノイズ源を突き止め、結果を解析する場合、 μV RMS で結果を表示するのも非常に便利です。一般には、両方の結果を表示します。相互に単位変換を行うには、MCP3551 のリファレンス電圧値を知る必要があります。

ここで、図 13、14、および 15 に示した回路から作成した 4 通りの構成を簡単に確認します。図 13 に示した回路では、ロードセルの励起電圧と MCP3551 のリファレンス入力に電圧を供給するために、National Semiconductor LM4140 の 4.096V リファレンスを使用しています。また、同じ回路に対してリファレンスを Analog Devices REF198 に変更しました。ここでも電圧は 4.096V です。これらのリファレンス品は共に性能がよく、価格も手ごろです。3 番目の構成では、励起電圧と MCP3551 のリファレンス入力を 5V ソースに直接接続しています（図 14 参照）。 5V ソースはラップトップ コンピュータの USB 電源です。コン

ピュータ電源用のため適度に低ノイズですが、他の 2 つのリファレンスよりもノイズが大幅に上昇します。デスクトップ コンピュータの USB 電源は高ノイズのため注意が必要です。また、本書で後述する別の回路構成でこの点を説明します。4 番目の回路は図 15 の構成です。PICmicro MCU からロードセルの励起電圧と MCP3551 のリファレンス入力に接続します。ここでも、 5V ソースは同じラップトップ コンピュータの USB 電源を使用しました。

実際には、数値より特性グラフ形状が目立つ結果が表示される場合もありますが、これも興味深い結果です。大半のテスト構成では、 5g ステップが表示されます。このテストは実際のロードセルを使用して実施しました。 5kg 用ロードセルに 5g を加重した際の ADC の出力データを示します。このステップはフルスケールの $1/1000$ になります。また、常にデータ表示の中心に示します。

それでは、テストに移ります。以下の 4 つのテスト結果のすべてに PICmicro MCU が表示され、アクティブな状態を示していますが、データ収集時には使用しませんでした（データは USB 用マイクロコントローラで収集しました）。ほとんどの場合、0V のロードセル シミュレータをテストに使用しました（2 出力の共通モード電圧は、ロードセルに対する電圧差の約 $1/2$ でした）。

4.096V リファレンスに使用する LM4140 デバイスは、実際の出力電圧が約 4.09V でした。ノイズ源が他に存在しない状態であれば、DataView ソフトウェアは 0.31 PPM の出力ノイズを記録するはずです。REF198 出力電圧は 4.096 に近い値を示しましたが、結果の出

カノイズは同じく 0.31 PPM になります。USB 電源は完全に 5V というわけではありませんでしたが、それに十分近いものでした。DataView は最後の 2 つテストで 0.25 PPM に近い出力ノイズを記録するはずです。表 3 はテスト結果の数値を示しています。

表 3: 直接接続型重量計のテスト結果 ($R_1 = 10\Omega$ 、 $C_1 = 0.1 \mu F$)

ロードセルおよび MCP3551 の V_{REF} に対するソース	出力ノイズ	
	FS PPM	μV RMS
LM4140	0.83	6.8
REF198	1.23	10.0
USB +5V 電源	3.12	31.2
PICmicro MCU (USB +5V 電源使用)	3.23	32.3

あまりよくない結果であることは確かです。4.096V リファレンスを使用しても、ほとんど予測していたほどよい結果は得られません。それでも、USB 電源のノイズが他のリファレンスより高いと仮定すると、ノイズの作用が想定されるデータの中に解決の糸口があります。

オーディオ スペクトル アナライザで 2 つのリファレンスと USB 電源のノイズを計測しました。これで面白い結果が明らかになりました。確かに USB 電源はいずれのリファレンスよりも高いノイズを示しましたが、両リファレンスも想定より高いノイズを高い周波数領域で示しました。リファレンス用にさまざまなバイパス構成を試みましたが、ノイズを低減できませんでした。また、これらの構成は USB 電源の問題解消にも役立ちませんでした。

図 10 に示したリファレンス フィードスルーについて、リファレンスと USB 電源のパワー スペクトルを解析しました。MCP3551 の V_{REF} ピンのノイズがデジタル データに影響を与えていることは確実でした。MCP3551 の V_{REF} 入力に対するローパス フィルタのカットオフ周波数を大幅に下げることによってノイズを低減できる可能性があると考えました。

V_{REF} 入力のフィルタには 2 つの問題が想定されます。1 つは、ロードセルの励起電圧と MCP3551 のリファレンス入力に位相遅延が生じ、共通の電源から両者を駆動することで達成できるレシオメトリック除去特性が低下している可能性があります。また、リファレンス入力は約 2.4 M Ω 相当の入カインピーダンスを持つた

め（この値は温度で変化します）、 R_1 の温度による変動がゲイン エラーを引き起こす可能性があります。ロードセルには本来、一定のゲイン エラーがあります。そのため、 R_1 によるゲイン エラーがロードセルのゲイン エラーと同じか、それより小さいかを確認する必要があります。

一方、MCP3551 のリファレンス入力における 1 kHz 領域より高いノイズがコンバータの出力ノイズに大きな影響を与えないように、フィルタのカットオフ周波数を十分下げる必要があります。このフィルタは単極フィルタであるため、1 kHz の相当手前で減衰を始めて 1 kHz を超えるノイズを大幅に減衰する必要があります。

第 1 段階として、 R_1 を 332 Ω 、 C_1 を 10 μF に変更することにしました。変更後のローパス フィルタのカットオフ周波数は、48 Hz になります。おそらく、 V_{REF} とロードセルの励起電圧間のレシオメトリック関係が壊されず、MCP3551 の V_{REF} ピンにおける高周波ノイズを上手く減衰できる程度に、カットオフ周波数の高さが設定されていると考えます。ワーストケース解析によると、コンバータ入力のフルスケール範囲を使用した場合でも、 R_1 の 332 Ω 抵抗が持つ温度によるゲイン エラーはロードセルより小さくなります（直接接続のみでなく、すべての構成に使用可能な回路を提案することが目的でした）。

表 4 は、変更後の回路の結果を示しています。すべての構成で大幅な改善が見られました。

表 4: 直接接続型重量計のテスト結果 ($R_1 = 332\Omega$ 、 $C_1 = 10 \mu F$)

ロードセルおよび MCP3551 の V_{REF} に対するソース	出力ノイズ	
	FS PPM	μV RMS
LM4140	0.28	2.3
REF198	0.27	2.2
USB +5V 電源	0.23	2.3
PICmicro MCU (USB +5V 電源使用)	0.26	2.6

結果は極めて明白です。あらゆる場合に、 V_{REF} に現れるノイズがコンバータの出力ノイズを押し上げていました。 V_{REF} のローパスフィルタのカットオフ周波数を下げると、結果が劇的に改善されました。

実際に出力ノイズは予測値より僅かに低い値を示しています。これは驚くにはあたりません。DataView の結果は ADC の 256 サンプルに基づいており、出力ノイズはコンバータの実際の LSB サイズに極めて近いものです。この 2 つの条件が同時に満たされると、確実なテスト結果が出力されます。実際には、PICmicro マイクロコントローラからロードセルの励起電圧と MCP3551 のリファレンス電圧に電源を供給する最後のテストでは少し高いノイズを示しましたが、特に支障はありません。

図 16 および 17 を比較することで、特性に関する分析が可能です。図 16 は、 $R_1 = 10\Omega$ 、 $C_1 = 0.1\mu F$ の条件で、USB バス電源からロードセルと MCP3551 のリファレンス入力を駆動する直接接続型回路の結果です。図 17 は、 $R_1 = 332\Omega$ 、 $C_1 = 10\mu F$ の条件でフィルタを改良した場合の結果です。ロードセルの定格出力は、5 kg の負荷に対して 4 mV/V でした。5g ステップは RO の 0.1% であり、出力電圧では 20 μV の変化が発生しました。

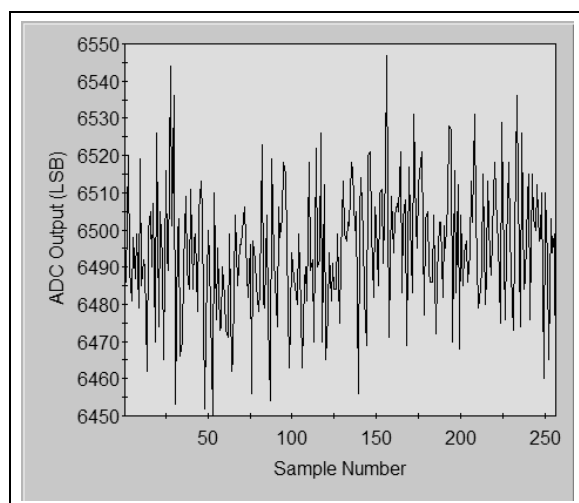


図 16: $R_1 = 10\Omega$ 、 $C_1 = 0.1\mu F$ における直接接続型重量計の 5g 変化 (0.1%) (グラフ中央部に変化を表示)

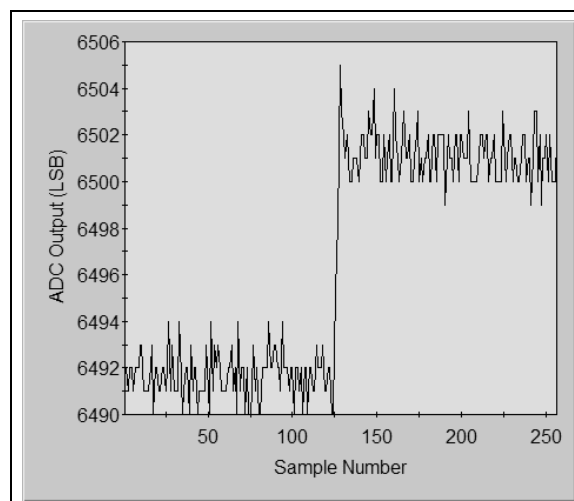


図 17: $R_1 = 332\Omega$ 、 $C_1 = 10\mu F$ における直接接続型重量計の 5g 変化 (0.1%)

高精度重量計

図 17 で示した結果に不都合はありませんが、このロードセルは大半のロードセルより大きな定格出力を持ちます（標準値の 2 mV/V に対して 4 mV/V）。また、図 17 から 0.1% より小さい変化の識別が困難であることも明らかです。ほとんどのロードセルの場合、直接接続型重量計では 10 ビット（1000 分の 1）～ 11 ビット（2000 分の 1）レベルが上限です。

高精度重量計は、図 18 に示す回路が出发点として適しています。この回路では、Cirrus Logic（CS3002）の高精度、低ドリフト、5V オペアンプを使用してロードセル出力を増幅します。2 個のオペアンプの差動構成で可能になるゲイン 101 によって重量計の分解能が 7 ビット分増加し、17 ～ 18 ビットの分解能に対応する計器を構成します。

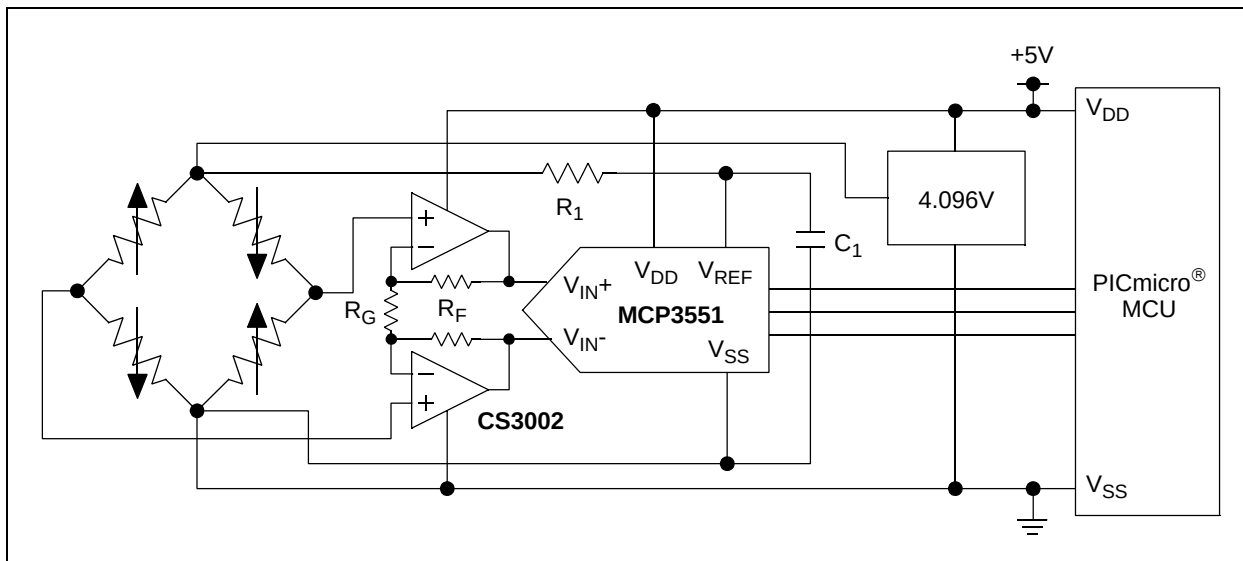


図 18: 高精度重量計

3 つの理由で CS3002 を選択しました。デュアル アンプであること、0.1 ～ 10 Hz 帯域幅でピーク ツー ピーク 125 nV の超低ノイズであること、最大オフセットドリフトが非常に小さく、 $\pm 0.05 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ であることです。このオフセットドリフト仕様は、アンプのオフセットドリフトがロードセルのオフセットドリフト以下であり、オフセットドリフトに対してロードセルが主要因子になることを意味します。差動アンプのゲイン 103 は、アンプのノイズが A/D コンバータのノイズ以上になるように選択しました。 $R_F = 5.1 \text{ k}\Omega$ 、 $R_G = 100 \Omega$ でこれを実現しています。回路のゲインは、 $2R_F/R_G + 1$ です。これで、回路の分解能を最大に引き上げます。ただし、ゲインを大きくしすぎないで下さい。大きくすると、電源レール（+5V およびグランド）近辺でアンプのクリッピングが生じるか、ヘッドルームの問題に陥ることになる場合があります。ここでは、MCP3551 と同等のノイズレベルを維持しながら、ひずみやクリッピングが発生せず、さまざまなロードセルを処理できる十分なヘッドルームが回路で得られました。2 個のアンプのノイズは、ADC の $2.5 \mu\text{V RMS}$ に対して約 $2.7 \mu\text{V RMS}$ になります。この問題について追記情報があります。重量計を設計する場合、アンプステージのノイズ解析を利用する際にどのような仕様が適しているかについて疑問がよく生じます。一般に、アンプのノイズは入力ノイズ電圧

密度（通常、ナノボルト / 周波数平方根）および 0.1 ～ 10 Hz 帯域幅に対するピーク ツー ピーク入力ノイズ電圧合計として規定されます。重量計アプリケーションおよび重量計の結果に最適な仕様は、0.1 ～ 10 Hz 帯域幅に対する入力電圧ノイズです。アンプのデータシートに記載される数値をそのままノイズ解析の開始時に使用して下さい。実際のノイズの結果は僅かに高くなる場合もありますし、低くなる場合もあります。図 18 に示した回路で求めたノイズの結果は想定より僅かに高く、大幅な違いは見られませんでした（20 ～ 30% ほど高い）。このような結果となった理由は不明です。しかし、すべてのノイズ源が完全に解明されたわけではなく、期待どおりにも減少しなかった可能性があります。図 18 の回路は、プリント基板に実装し、USB インターフェース経由でコンピュータに接続しました。USB インターフェースは +5V 電源を供給するため、図 18 に関するさまざまな構成オプションの性能を興味深く比較することができました。1 つは、USB インターフェースの +5V 電源に対してロードセルを直接接続することでした（図 19 参照）。他に、PICmicro MCU の 1 ピンまたは 2 ピンの出力を High をセットし、これらのピンからロードセルを駆動しました（図 20 参照）。

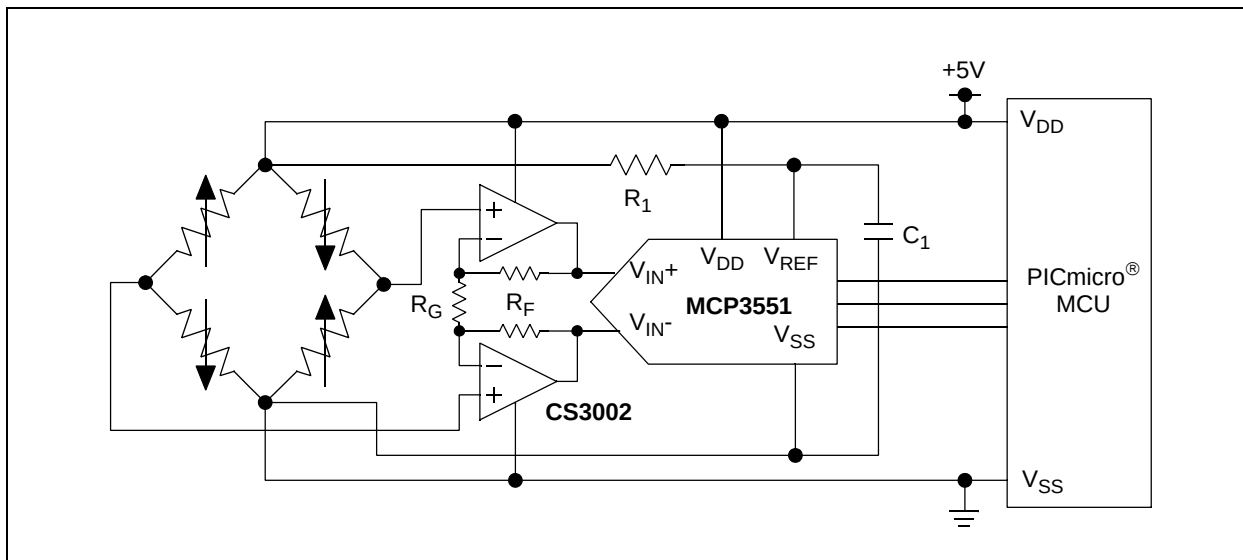


図 19: +5V USB 電源でロードセルを駆動する高精度重量計

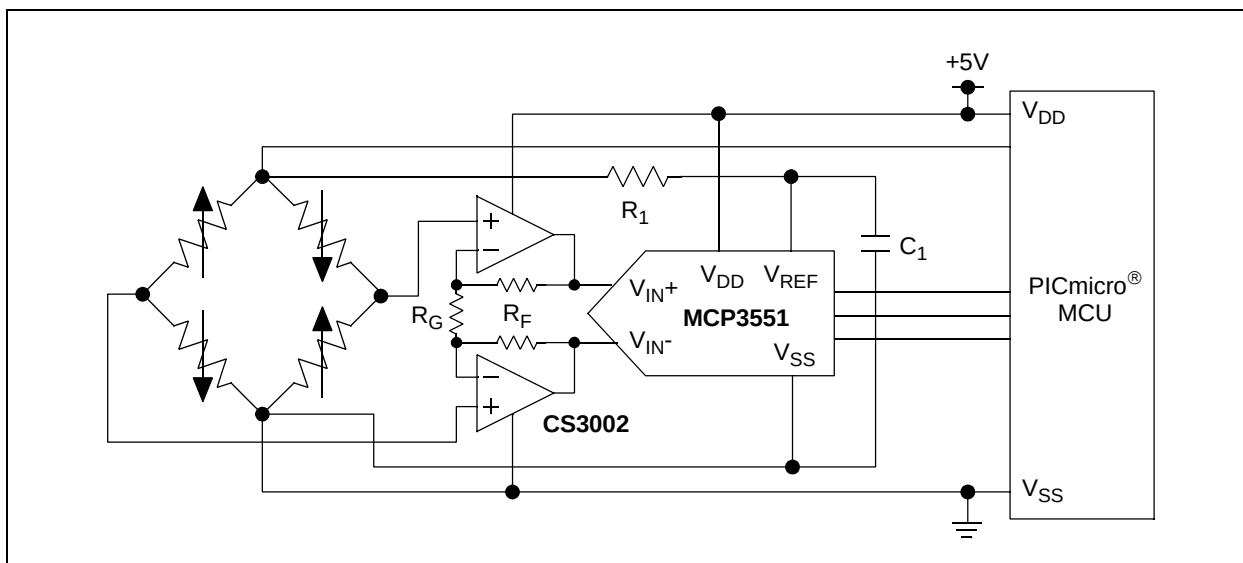


図 20: PICmicro MCU からロードセルを駆動する高精度重量計

4.096V リファレンス電圧に National Semiconductor LM4140 および Analog Devices REF198 の 2 種類を使用して、図 18 に示す回路を実際にテストしました。図 18 を変更した 2 種類の回路のほか、図 19 と 20 に示す回路構成に対して次のテストを実施しました。

直接接続型重量計で実施したのと同じテスト手順をこの回路に適用できます。つまり、 V_{REF} のローパスフィルタを $R_1 = 10\Omega$ 、 $C_1 = 0.1\mu F$ に戻す必要があります。LM4140 のリファレンスを使用すると、DataView ソフトウェアは出力ノイズ 0.49 PPM を記録するはずですが、REF198 の出力電圧は 4.096 に近い値を示しましたが、結果の出力ノイズは同じく 0.49 PPM になります。USB 電源は完全に 5V というわけではありませんでしたが、それに十分近いものでした。DataView は最後の 2 つのテストで 0.39 PPM に近い出力ノイズを記録するはずですが、表 5 はテスト結果の数値を示しています。

表 5: 高精度重量計のテスト結果 ($R_1 = 10\Omega$ 、 $C_1 = 0.1\mu F$)

ロードセルおよび MCP3551 の V_{REF} に対するソース	出力ノイズ	
	FS PPM	μV RMS
LM4140	1.04	8.5
REF198	1.27	10.4
USB +5V 電源	3.27	32.7
PICmicro MCU (USB +5V 電源使用)	4.21	42.1

これらの結果は、直接接続型重量計で得た結果とほぼ一致しています。ここでも、 $R_1 = 332\Omega$ 、 $C_1 = 10\mu F$ に設定することで、 V_{REF} のローパスフィルタのカットオフ周波数を 48 Hz まで下げます。 R_1 を大きな抵抗値に設定することによるゲインエラー発生の可能性については、図 13 の回路に比べ、図 18 の回路の方

が大きな影響を受けます。図 18 の回路の場合、コンバータをフルスケール範囲で利用することが多く、 V_{REF} の変化が変換結果により大きく影響します。 332Ω 抵抗は、温度によるゲインエラーよりもロードセルの実際のドリフトに影響するはずでず。表 6 は、変更後の回路の結果を示しています。すべての構成で大幅な改善が見られました。

表 6: 高精度重量計のテスト結果 ($R_1 = 332\Omega$ 、 $C_1 = 10\mu F$)

ロードセルおよび MCP3551 の V_{REF} に対するソース	出力ノイズ	
	FS PPM	μV RMS
LM4140	0.62	5.1
REF198	0.59	4.8
USB +5V 電源	0.53	5.3
PICmicro MCU (USB +5V 電源使用)	0.53	5.3

直接接続型重量計と同様に、図 21 および 22 を比較することで、特性に関する分析が可能です。図 21 は、 $R_1 = 10\Omega$ 、 $C_1 = 0.1\mu F$ の条件で、USB バス電源からロードセルと MCP3551 のリファレンス入力を駆動する回路の結果です。図 22 は、 $R_1 = 332\Omega$ 、 $C_1 = 10\mu F$ の条件でフィルタを改良した場合の結果です。このロードセルの 5 kg 用定格出力では、励起に対する 4 mV/V の出力特性を備えていました。5g ステップは RO の 0.1% であり、出力電圧では 20 μV の変化が発生しました。

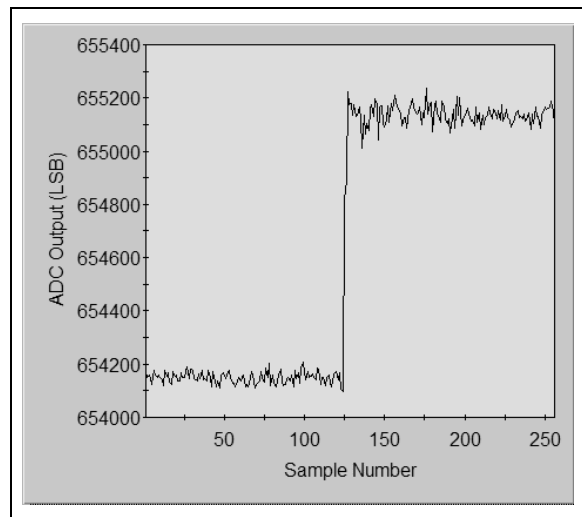


図 21: $R_1 = 10\Omega$ 、 $C_1 = 0.1\mu F$ における高精度重量計の 5g 変化 (0.1%) (グラフ中央部に変化を表示)

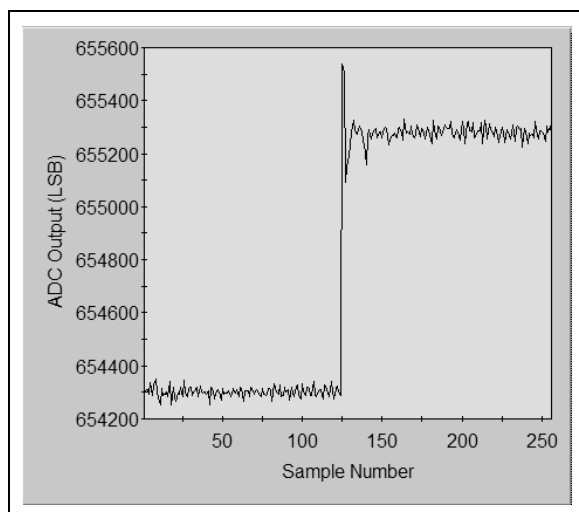


図 22: $R_1 = 332\Omega$, $C_1 = 10\ \mu\text{F}$ における高精度重量計の 5g 変化 (0.1%)

図 21 と 22 の相違は、図 16 と 17 ほど大きくありませんが、それでも両図には顕著な違いがあります。また、図 17 と 22 を比較するのも一考です。

高精度回路には、直接接続型重量計で懸念にならなかった別の問題があります。 V_{REF} のローパス フィルタが、重量計のレシオメトリック特性に影響を与えています。直接接続型重量計では、このフィルタには何の問題もありませんでした。一方、高精度重量計では、別の問題がテストで判明しました（ロードセル出力がほぼフルスケールの場合の出力ノイズの上昇）。ただし、USB バス電源使用時のみにこの問題が発生しました。

表 7 は、2 台の異なるコンピュータを使用し、差動出力電圧 25 mV（RO の 2.5 倍のシミュレーション）でロードセルシミュレータから求めたテスト結果を示しています。また、差動出力電圧 0V のシミュレーションから求めた結果と比較しています。ここでも、ロードセルと MCP3551 のリファレンス入力ピンを駆動する USB バス電源についてのデータを集めました。

表 7: 無負荷および定格出力 2.5 倍のシミュレーションを使用した高精度重量計の出力ノイズ比較

シミュレーションに使用する負荷	出力ノイズ	
	FS PPM	$\mu\text{V RMS}$
無負荷 (0V)、ラップトップ USB +5V 電源	0.53	5.3
定格出力の 2.5 倍 (25 mV)、ラップトップ USB +5V 電源	0.87	8.7
定格出力の 2.5 倍 (25 mV)、デスクトップ USB +5V 電源	18.22	182.2

ロードセルと MCP3551 のリファレンス入力を駆動する USB +5V 電源使用時のみに出力ノイズが上昇することをここでも強調しておきます（PICmicro MCU を使用したときも実質的に同様であり、この結果に該当しました）。これは、テスト結果を改善する手がかりとなりました。MCP3551 の V_{REF} ピンにおけるローパスフィルタは、周波数が 10 ~ 50 Hz 領域の信号で位相遅延が発生していたため、この周波数領域ではレシオメトリック回路として動作していないことが想定

されました。ロードセル出力に対してキャパシタを追加することで、遅延がこれらの信号に加わり、リファレンス入力のローパスフィルタによる遅延と合致することになります。これで、回路のレシオメトリックバランスが復帰します。

表 8 と 9 は、ラップトップ USB 電源およびデスクトップ USB 電源についてロードセル出力に各種キャパシタを接続したテスト結果を示しています。

表 8: ラップトップコンピュータの USB +5V 電源使用時、ロードセル出力への各種キャパシタ接続における高精度重量計の出力ノイズ比較

ロードセルのキャパシタ	出力ノイズ	
	FS PPM	$\mu\text{V RMS}$
なし	0.87	8.7
3.0 μF	0.54	5.4
3.6 μF	0.55	5.5
5.8 μF	0.79	7.9
7.2 μF	1.02	10.2

表 9: デスクトップコンピュータの USB +5V 電源を使用した場合、およびロードセルの出力で各種キャパシタ使用した場合の高精度重量計の出力ノイズ比較

ロードセルのキャパシタ	出力ノイズ	
	FS PPM	$\mu\text{V RMS}$
なし	18.22	182.2
2.8 μF	3.45	34.5
3.0 μF	1.63	16.3
3.6 μF	3.77	37.7
5.8 μF	18.77	187.7
7.2 μF	29.39	293.9

図 18 の重量計回路の結果を改善するために、ロードセル出力に対してキャパシタを配置するように指摘するのは、この演習の主旨ではありません。むしろ、これを設計の検討事項として使用します。ノイズが存在する場合、 V_{REF} に配置するローパスフィルタがレシオメトリックの問題を引き起こします。ノイズが深刻な場合（デスクトップ電源のように）、正しい結果が得られない場合があります。それほど深刻でない場合は、適度に広い許容差を持つ小容量のキャパシタで問題を解消できます。また、別の解決策としては、ロードセルと MCP3551 のリファレンス入力の駆動用に適切なリファレンスを使用することです。特に高精度アプリケーションの場合、これが最も確実な解決策と考えられます。

低価格重量計

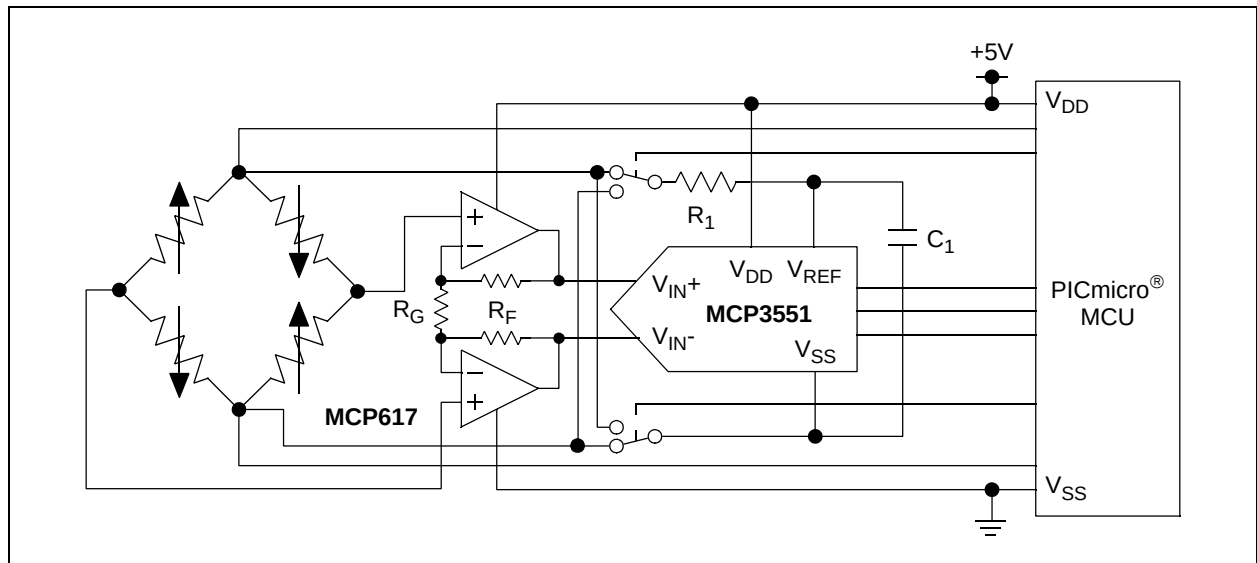


図 23: 低価格重量計

図 23 に示す回路は、オフセット ドリフトが高いオペアンプの使用を可能にするためのものです。一般に、これは低価格のアンプを意味します。ここでは MCP617 を選び、差動ゲインが 21 を示すように設定しました。MCP617 は、 $\pm 2.5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ のオフセット ドリフトと $0.1 \sim 10 \text{ Hz}$ 帯域幅で入力電圧ノイズのピーク ツー ピークが $2.2 \mu\text{V}$ を持つデュアル アンプです。ゲイン 21 は、電圧ノイズが MCP3551 の入力で約 $10 \mu\text{V RMS}$ になることを意味します。このノイズは ADC 本体の $2.5 \mu\text{V RMS}$ ノイズを大幅に超えるため、ゲインを上げてこれ以上改善は見込めません。高ドリフトのアンプを使用するコツは、ロード セルを駆動するソースを切り替えることです。「ノーマル」でロード セルを駆動して変換を実行し、次は「反転」構成で駆動して変換します。2 番目の変換結果が反転して、最初の結果に加算され、2 つの結果の平均が計算されます（平均計算はマイクロコントローラの単純なシフト オペレーションです）。この手法により、アンプのオフセット エラーとオフセット ドリフトのほか、ADC のオフセット エラーとオフセット ドリフトを効果的に排除できます。

この手順の詳細について以下に説明します。

- ステップ 1. ロード セルを駆動する PICmicro MCU の 2 本の出力を Low にセットします。
- ステップ 2. MCP3551 のグラウンドをロード セルの「下部」に切り替え、MCP3551 のリファレンスをロード セルの「上部」に切り替えます。
- ステップ 3. ロード セルの「上部」を駆動する PICmicro MCU の出力を High にセットします。
- ステップ 4. 変換を実行して結果を保存します。

- ステップ 5. ロード セルを駆動する PICmicro MCU の 2 本の出力を Low にセットします。
- ステップ 6. MCP3551 のグラウンドをロード セルの「上部」に切り替え、MCP3551 のリファレンスをロード セルの「下部」に切り替えます。
- ステップ 7. ロード セルの「下部」を駆動する PICmicro MCU の出力を High にセットします。
- ステップ 8. 変換を実効し、結果を反転して最初の変換結果に加算します。次にこれを 2 で割り、実際の示数として結果を保存します。

いずれの回路構成にもいくつかの危険が潜んでいると考えられます。第 1 に、MCP3551 のグラウンドピンとリファレンス ピンをロード セルに接続するスイッチには低いオン抵抗が必要になります。オン抵抗が高すぎると、温度によるオン抵抗の変動がゲイン エラーの原因となります。図 23 のスイッチに必要なオン抵抗は、 10Ω 以下です。他に、アンプと ADC については、2 回の変換処理中に温度変化の小さいものが必要です。変換時間は少なくとも 150 ミリ秒です。

図 23 に示す回路では、Fairchild Semiconductor の SPDT アナログ スイッチを選びました。このデバイスのパーツ番号は FSA4157 です。また、約 1Ω のオン抵抗を持ちます。これは目標のオン抵抗の $1/10$ です。ノーマル、反転、スイッチの 3 種類の構成で図 23 をテストしました。最初の 2 つの構成では、ロード セルの上部が High または Low のいずれかに（底部はその逆に）セットされて回路が動作しました。結果をそのまま収集し、ノーマル時の処理を実行しました。スイッチ構成では、ロード セルの励起電圧を 2 回の変換中に切り替え、結果を平均化しました。また、結果の平均値が DataView の解析に送られました。

これまでに確認した結果に比べ、この結果にはほとんど注目すべき点がありません。CS3002 で求めた結果と非常に類似しています。ただし、ノイズが大きくなります（想定約 2.5 倍のノイズ）。また、ノーマル構成と反転構成で高ドリフトが観察されました。前述のテストと同様に、MCP3551 の V_{REF} ピンの前に 48 Hz ローパスフィルタが必要であることを確認しました ($R_1 = 332\Omega$ 、 $C_1 = 10\mu F$)。

この主な目的は、アンプのオフセットドリフトが実際に減少しているかを確認することです。次図の DataView のスクリーンショットでこの減少を確認できます。図 24 で示す図 23 の回路はノーマル構成であり、スイッチング動作はありません。図は、「フィンガテスト」の結果を示しています。アンプのウォーミングアップのためにアンプのパッケージ上に指を乗せています。アンプのリード線に触れないように注意して下さい。ここで使用するデバイスは DIP パッケージであり、パッケージのリード線に触れないようにするのは簡単でした。

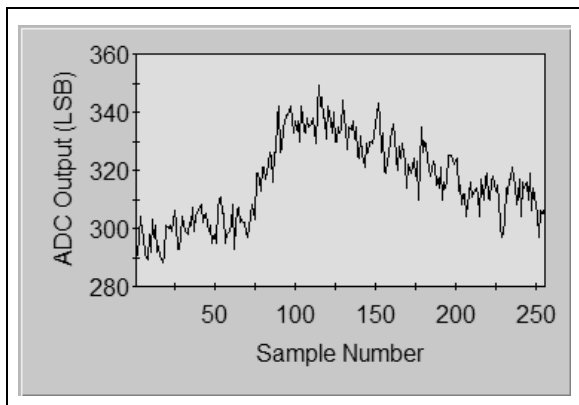


図 24: オフセットドリフト除去用のスイッチングを行わずに MCP617 をウォーミングアップした結果（サンプル 75 でフィンガテストを適用、サンプル 125 で解除）

図 25 では、図 23 の回路をスイッチ構成に変更し、ロードセルへの励起電圧を切り替え、2 回の変換結果を平均しています。オフセットドリフトが完全に排除されるとともに、アンプのオフセットエラーが大幅に減少しています（図 24 と比較）。ロードセルにかかる励起電圧は各条件で（ノーマル対反転）異なるため、オフセットエラーを完全に排除することはできません。2 つの構成では、MCP3551 のフルスケールが一致していないことによるアンプオフセットの残留値が僅かに発生します。各構成の励起電圧は温度とともにドリフトが生じるため、「残留」オフセットは実際にはそれほど問題にはなりません。また、MCP617 の場合、残留値の変化は数マイクロボルト/°C 以下であり、温度によるロードセルのドリフトより小さい値を示します（ゲイン 21 で増幅されています）。

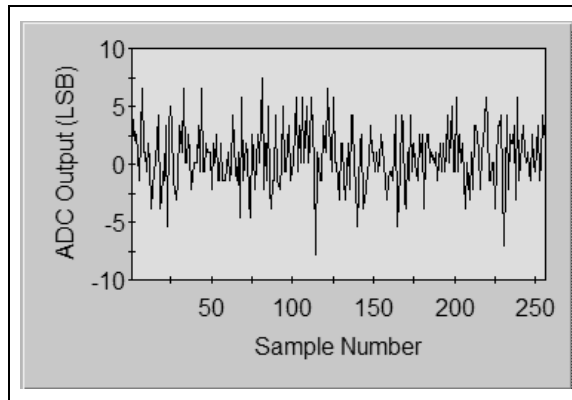


図 25: オフセットドリフトを除去するスイッチング構成で MCP617 をウォーミングアップした結果（サンプル 75 でフィンガテストを適用、サンプル 125 で解除）

MCP617 でスイッチング手法を使用すると、CS3002 で確認される結果より実際にドリフトが減少します。図 26 は、CS3002 で「フィンガテスト」を実施した結果を示しています（ここで CS3002 の小型 SOIC パッケージに触れる際は、パッケージのリード線に接触しないように特別な注意が必要でした）。MCP617 のゲイン 21 に対してこの回路のゲインは 101 でした。

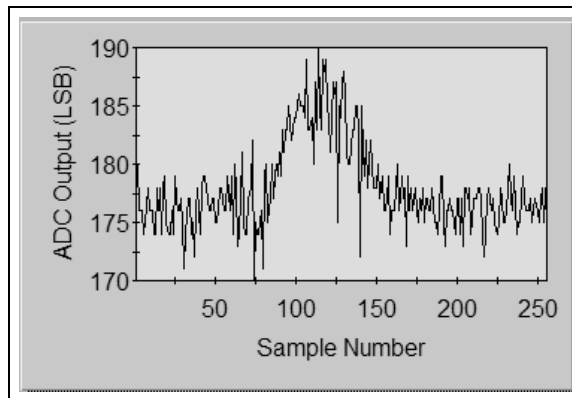


図 26: CS3002 をウォーミングアップした結果（サンプル 75 でフィンガテストを適用し、サンプル 125 で解除）

最後に、図 23 の回路についての注意があります。MCP3551 の V_{SS} ピンは $1 \sim 10\mu F$ のキャパシタでバイパスして接地して下さい。これは奇妙な行為のように見えるかもしれませんが、MCP3551 の V_{SS} ピンは事実上、グランド電位ではありません。PICmicro MCU を通過する電流の流れにより、MCP3551 の V_{SS} ピンは実際にグランドより大きい数百ミリボルトを示します。ノーマル動作時に微小の電流が MCP3551 に引き込まれると、 V_{SS} ピンの電圧変化とともにロードセルにかかる電圧が変化する可能性があります。バイパスキャパシタはこの問題を取り除きます。

ノイズについて

ここまでに取り上げていない問題の 1 つに、さまざまな重量計回路の総ノイズがあります。このノイズには、A/D 変換処理のノイズのほか、アンプ、抵抗、ロードセルのノイズが含まれます。

簡単に確認すると、直接接続型重量計のノイズは主に $2.5\ \mu\text{V}$ RMS の ADC ノイズで決まります。CS3002 を使用する高精度重量計回路のノイズは、ADC ノイズ、アンプのゲイン ノイズ、少量の抵抗ノイズの組み合わせであり、総ノイズは約 $4\ \mu\text{V}$ RMS になります。MCP617 を使用する低価格重量計のノイズは、アンプのノイズが占め、ゲイン 21 に達した後は約 $10\ \mu\text{V}$ RMS です。

以上の 3 構成のいずれにおいても、ノイズはガウス分布を示すと考えられます。MCP617 の場合、温度ドリフトに関係する成分がノイズに含まれると考えられます（一般の規則として、温度により発生する可能性のあるドリフトと低周波ノイズを区別するのは非常に困難です）。

ノイズはガウス分布を示すため、前述したように複数の変換を平均化することによって簡単にノイズを低減できます。 $1/\sqrt{n}$ （平均した結果の総数の平方根）でノイズが減少します（式 1 参照）。したがって、4 個の平均値によりノイズが $1/2$ になり、16 個の平均値では $1/4$ になります。

一部のアプリケーションでは、アベレーシングが極めて単純なデジタル フィルタとして働くため、高速に変化する信号の振幅が影響を受ける場合もあります。一方、標準的な重量計アプリケーションの場合、アベレーシングに関する主な問題は、計器表示の更新レートに影響することです。アベレーシングが多すぎると、表示の変化が非常に遅くなります。

MCP3551 は十分な高速性を備えているため、アベレーシングを十分利用できます。変換時間が約 73 ミリ秒であると、MCP3551 は毎秒 13.5 回の変換を実行できます。標準的重量計は、毎秒 1、2 回の割合で表示を更新します。つまり、4 個または 8 個の平均値を十分に含めることが可能です。それに応じて、 $1/2$ または $1/3$ でノイズが減少することになります。

除算は最終的に単純なシフト オペレーションであるため、2、4、8、16 個の連続する結果の平均は、ほとんどのマイクロコントローラでは簡単な処理です。図 27 に、CS3002 高精度重量計回路（図 18）の DataView グラフを示します。ここでは、16 個までのアベレーシングを実行しています（平均の個数を 50 サンプルごとに 2 倍に増加）。

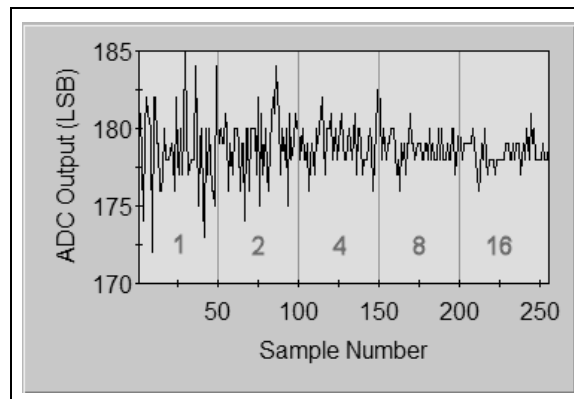


図 27: CS3002 高精度重量計回路のアベレーシング（アベレーシングは 1 から始め、50 サンプルごとに 2 倍にする）

図 28 は同様に、MCP617 低価格型重量計回路（図 23）の結果を示しています。この場合はスイッチ構成の結果であり、実際のアベレーシングは 2 個から 50 サンプルごとに 2 倍に増やし、最終的に 32 個の平均値に至ります。32 個を平均化すると、重量計の表示は 5 秒に 1 度の更新になり、かなり遅くなります。スイッチ構成ではすでにアベレーシングが使用されているため、新たに 2 個または 4 個のアベレーシングのみが行えます。

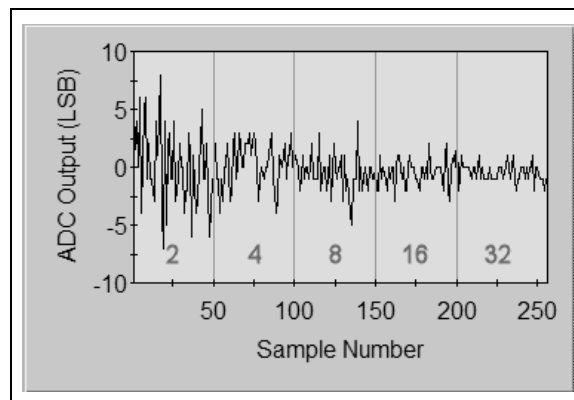


図 28: MCP617 低価格重量計回路のアベレーシング（アベレーシングは 2 から始め、50 サンプルごとに 2 倍にする）

また、スイッチ構成本来のアベレーシングには別の利点があります。スイッチングを使用せずに（「ノーマル」構成）変換結果を 2 回ごとに平均してサンプルを生成する場合の回路に発生するノイズを図 29 に示します。スイッチングを使用し、アベレーシングを追加しない場合（したがって、各サンプルは 2 個の平均値の結果に相当します）の回路に発生するノイズを図 30 に示します。

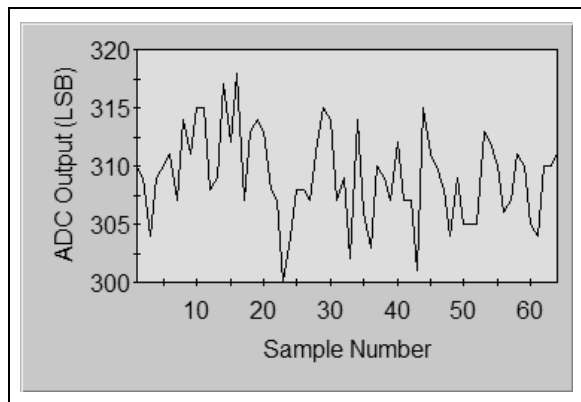


図 29: MCP617 「ノーマル」構成の低価格重量計回路 : 1 サンプル当たり 2 個の平均値 (1 シグマノイズ = $8 \mu\text{V}$)

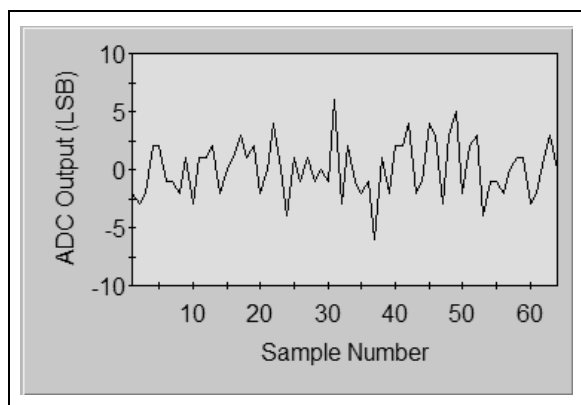


図 30: 「スイッチ」構成の MCP617 低価格重量計回路 : アベレージングなし (1 シグマノイズ = $5 \mu\text{V}$)

表 10: 3 種類の重量計回路に関するノイズ比較

重量計回路	ENOB	「ノイズフリー」 ENOB	「ノイズフリー」 精度
直接接続	13	10.4	1,350 : 1
高精度 (CS3002 使用)	18.8	16.1	70,000 : 1
低価格 (MCP617 使用)	15.8	13.1	8,800 : 1

図 31 から 33 に、各種重量計回路の性能に関する最終的な特性を示します。共に 200 kg 用ロードセルに接続され、小重量を加えた状態で、DataView を使用して MCP3551 の出力をグラフに表示しました (各グラフの中央に表示)。

直接接続型重量計回路では、100g をロードセルに加重し、定格出力の 1/2000 に相当する変化が出力電圧に発生しました (図 31 参照)。重量を加える前の高ノイズ領域は、加重後の低ノイズ領域より少し下の領域にあります。表 10 に示す回路の「ノイズフリー」精度の 1,350 : 1 より僅かに高い性能を示していると考

えられます。また、ADC による信号の量子化は明確に示されていますが、一部のノイズが隠れている可能性があります。

スイッチ構成では、アベレージングのみを実行する場合に想定されるより大きく総ノイズが減少しました。一部の低周波ノイズ (0.1 ~ 0.5 Hz 帯域) がスイッチングによって実際に取り除かれた現象を示しています。前述したように、実際にはこの「ノイズ」のいくつかは温度によるドリフト (オフセットドリフトなど) の可能性があります。これは、ロードセルの励起電圧のスイッチングによる好ましい副産物です。ノイズに関する検討事項を要約するために、3 つの基本回路構成のノイズ性能を比較します。この比較では、4 回の ADC の結果を平均するものとします。また、SN 分解能ビット (別称、有効ビット数または ENOB)、「ノイズフリー」ENOB (ENOB の 1/6.6)、ノイズフリーダイナミックレンジの 3 通りの方法で結果を表示します。この比較では、10 mV のフルスケール出力がロードセルにあると仮定します。また、CS3002 を使用する回路で観察された僅かに高いノイズ (想定より 30% 高いノイズ) のほか、MCP617 でロードセルに対する励起電圧をスイッチングした場合に観察された僅かに低いノイズ (約 30% のノイズ低下) を考慮に入れます。

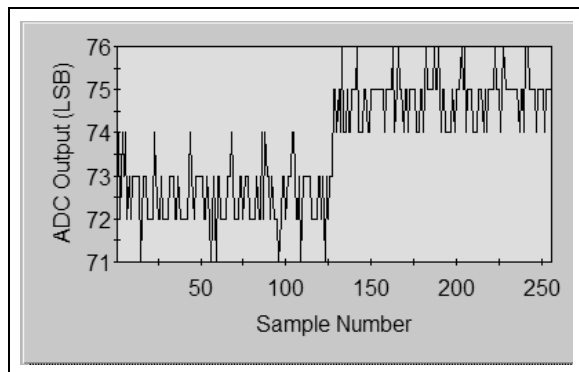


図 31: 直接接続型重量計回路 : 200 kg 用ロードセルにおける 100g の重量変化 (グラフ中央で変化)

高精度重量計回路では、2g をロードセルに加重し、定格出力の 1/100,000 に相当する変化が出力電圧に発生しました (図 32 参照)。重量を加える前の高ノイズ領域は、加重後の低ノイズ領域に少し重なり、表 10 で示される回路の「ノイズフリー」精度の 70,000 : 1 と高い相関があります。

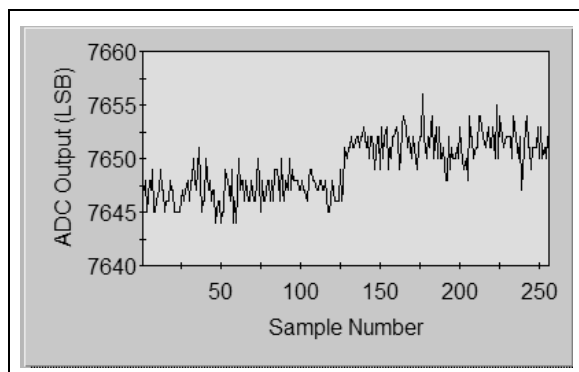


図 32: 200 kg 用ロードセルにおける 2g の重量変化 (グラフ中央で変化)

低価格重量計回路では、16g をロードセルに加重し、定格出力の 1/12,500 に相当する変化が出力電圧に発生しました (図 33 参照)。ここでも、重量を加える前の高ノイズ領域は、加重後の低ノイズ領域に少し重なり、表 10 に示される回路の「ノイズフリー」精度の 8,800 対 1 と高い相関があります。

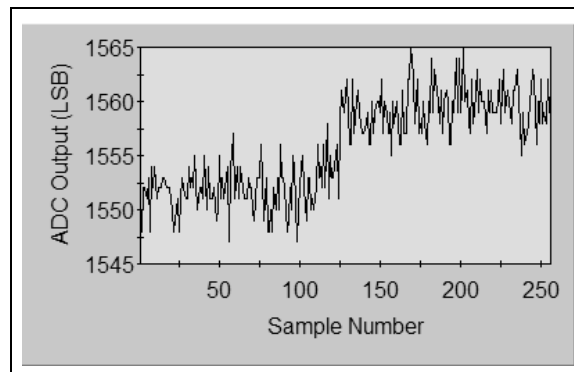


図 33: 200 kg 用ロードセルにおける 16g の重量変化 (グラフ中央で変化)

最後に

MCP3551 は、多様な抵抗型ブリッジアプリケーション向けに理想的な ADC です。センサーに直接接続したり、他のコンポーネントと併用したりでき、分解能と精度の向上を図ることが可能です。PICmicro MCU と 1 組のスイッチを追加すると、低価格のオペアンプでも優れた結果を出力できます。

本書は特に、抵抗型ブリッジセンサーのロードセルを利用する 3 種類の回路について考察しました。総合すると、これらの回路は 10 ~ 16 ビットの「ノイズフリー」精度に及ぶ性能を備えます。この精度で差動出力電圧が 0V ~ 10 mV のセンサーに対応できます。出力電圧範囲の広いセンサーについては、さらに精度を上げることが可能です。

参考文献

MCP3550/1/3 Data Sheet, *Low-Power, Single-Channel 22-Bit Delta-Sigma ADCs*, DS21950, 2005, Microchip Technology, Inc.

MCP616/7/8/9 Data Sheet, *"2.5V to 5.5V Micropower Bi-CMOS Op Amps"*, DS21613, 2005, Microchip Technology Inc.

"MCP355X Sensor Application Developer's Board User's Guide", DS51609A, 2006, Microchip Technology Inc.

AN1030

NOTES:

マイクロチップ デバイスのコード保護についての詳細

- ・ マイクロチップ製品は、マイクロチップが発行するデータシートに記載された仕様を満たしています。
- ・ マイクロチップの製品ファミリは、正常かつ通常条件下で使用される限り、現在の半導体市場で最も確実に安全な製品です。
- ・ コード保護を侵害する不正または不法な行為、または、マイクロチップが発効するデータシートに記載されている仕様範囲外でマイクロチップ製品を使用し不正または不法な行為を行った場合は、知的財産の侵害となります。
- ・ マイクロチップは、コードの完全性について懸念されるカスタマをサポートします。
- ・ マイクロチップおよびその他の半導体メーカーは、コードのセキュリティを保証しておりません。コード保護機能は、製品が破損しないことを保証するものではありません。

コード保護機能は常に改善されています。マイクロチップでは、弊社の製品のコード保護機能に対して不断な努力を重ねております。弊社のコード保護機能を侵害する行為は、デジタルミレニアム著作権法 (DMCA) に違反します。カスタマのソフトウェアまたはその他の著作物への不正アクセスが生じた場合は、この著作権法に則り訴訟を起こす場合があります。

本書に記載されているデバイスアプリケーション等に関する内容は、参考情報に過ぎず、常に最新版であるとは限りません。ご利用のアプリケーションが仕様を満たしているかどうかについては、お客様の責任にてご確認願います。“弊社は明示あるいは黙示、口答あるいは書面、法定あるいはそれ以外であるかを問わず、記載情報に関していかなる種類の説明あるいは保証を行わないものとし、これには条件、品質、性能、商品性、あるいは特定目的への適合性に対する保証を行わないことを含みますが、それに限定されるものではありません。”弊社は、記載情報およびこの情報により生じる一切の責任も負わないものとし、生命維持装置あるいは生命安全保障に弊社製品を使用することはすべて購入者のリスクとし、また購入者はこの使用により生じる一切の損害、クレーム、訴訟、あるいは費用に関し、弊社が擁護・免責され、損害を受けないことに同意するものとし、いかなる知的財産権の下でも、暗黙的か明示的かを問わず、ライセンスの譲渡は認められません。

商標

「Microchip」の名称と「M」のロゴ、Microchip ロゴ、Accuron、dsPIC、KEELOQ、microID、MPLAB、PIC、PICmicro、PICSTART、PRO MATE、PowerSmart、rfPIC、及び SmartShunt は米国及びその他の国における Microchip Technology Incorporated の登録商標です。

AmpLab、FilterLab、Migratable Memory、MXDEV、MXLAB、SEEVAL、SmartSensor、The Embedded Control Solutions Company は、米国においてマイクロチップテクノロジーインクの登録商標です。

Analog-for-the-Digital Age、Application Maestro、dsPICDEM、dsPICDEM.net、dsPICworks、ECAN、ECONOMONITOR、FanSense、FlexROM、fuzzyLAB、In-Circuit Serial Programming、ICSP、ICEPIC、Linear Active Thermistor、Mindi、MiWi、MPASM、MPLIB、MPLINK、PICKit、PICDEM、PICDEM.net、PICLAB、PICKtail、PowerCal、PowerInfo、PowerMate、PowerTool、REAL ICE、rfLAB、rfPICDEM、Select Mode、Smart Serial、SmartTel、Total Endurance、UNI/O、WiperLock、および ZENA は、米国およびその他の国における Microchip Technology Incorporated の商標です。

SQTP は米国における Microchip Technology Incorporated のサービスマークです。

ここに記載されているその他の商標は、各企業が所有しています。

© 2006, Microchip Technology Incorporated, Printed in the U.S.A., All Rights Reserved.

 Printed on recycled paper.

QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
== ISO/TS 16949:2002 ==

Microchip は、同社の世界的な拠点である設計およびウエハ製造施設 (アリゾナ州チャンドラー及びテンペ、オレゴン州グresham、カリフォルニア州マウンテンビュー) において ISO/TS-16949:2002 認証を取得しました。Microchip の品質システムプロセスと手順は PICmicro® 8 ビット MCU、KEELOQ® コードホッピングデバイス、シリアルEEPROM、マイクロペリフェラル、不揮発性メモリおよびアナログ製品を対象にしています。さらに、開発システムの設計・製造における Microchip の品質システムは、ISO 9001:2000 の認証も取得しています。



MICROCHIP

全世界の販売およびサービス拠点

アメリカ合衆国

本社

2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 480-792-7200
Fax: 480-792-7277
テクニカル サポート :
<http://support.microchip.com>

ウェブ サイト アドレス :
www.microchip.com

アトランタ

Alpharetta, GA
Tel: 770-640-0034
Fax: 770-640-0307

ボストン

Westborough, MA
Tel: 774-760-0087
Fax: 774-760-0088

シカゴ

Itasca, IL
Tel: 630-285-0071
Fax: 630-285-0075

ダラス

Addison, TX
Tel: 972-818-7423
Fax: 972-818-2924

デトロイト

Farmington Hills, MI
Tel: 248-538-2250
Fax: 248-538-2260

コーコモ

Kokomo, IN
Tel: 765-864-8360
Fax: 765-864-8387

ロサンゼルス

Mission Viejo, CA
Tel: 949-462-9523
Fax: 949-462-9608

サンタクララ

Santa Clara, CA
Tel: 408-961-6444
Fax: 408-961-6445

トロント

Mississauga, Ontario,
Canada
Tel: 905-673-0699
Fax: 905-673-6509

アジア/パシフィック

アジア パシフィック営業所

Suites 3707-14, 37th Floor
Tower 6, The Gateway
Harbour City, Kowloon
Hong Kong
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

オーストラリア - シドニー

Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

中国 - 北京

Tel: 86-10-8528-2100
Fax: 86-10-8528-2104

中国 - 成都

Tel: 86-28-8676-6200
Fax: 86-28-8676-6599

中国 - 福州

Tel: 86-591-8750-3506
Fax: 86-591-8750-3521

中国 - 香港特别行政区

Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 - 青島

Tel: 86-532-8502-7355
Fax: 86-532-8502-7205

中国 - 上海

Tel: 86-21-5407-5533
Fax: 86-21-5407-5066

中国 - 瀋陽

Tel: 86-24-2334-2829
Fax: 86-24-2334-2393

中国 - 深川

Tel: 86-755-8203-2660
Fax: 86-755-8203-1760

中国 - 順徳

Tel: 86-757-2839-5507
Fax: 86-757-2839-5571

中国 - 武漢

Tel: 86-27-5980-5300
Fax: 86-27-5980-5118

中国 - 西安

Tel: 86-29-8833-7250
Fax: 86-29-8833-7256

アジア/パシフィック

インド - バンガロール

Tel: 91-80-4182-8400
Fax: 91-80-4182-8422

インド - ニューデリー

Tel: 91-11-4160-8631
Fax: 91-11-4160-8632

インド - プーナ

Tel: 91-20-2566-1512
Fax: 91-20-2566-1513

日本 - 横浜

Tel: 81-45-471- 6166
Fax: 81-45-471-6122

韓国 - クミ

Tel: 82-54-473-4301
Fax: 82-54-473-4302

韓国 - ソウル

Tel: 82-2-554-7200
Fax: 82-2-558-5932 or
82-2-558-5934

マレーシア - ペナン

Tel: 60-4-646-8870
Fax: 60-4-646-5086

フィリピン - マニラ

Tel: 63-2-634-9065
Fax: 63-2-634-9069

シンガポール

Tel: 65-6334-8870
Fax: 65-6334-8850

台湾 - 新竹

Tel: 886-3-572-9526
Fax: 886-3-572-6459

台湾 - 高雄

Tel: 886-7-536-4818
Fax: 886-7-536-4803

台湾 - 台北

Tel: 886-2-2500-6610
Fax: 886-2-2508-0102

タイ - バンコク

Tel: 66-2-694-1351
Fax: 66-2-694-1350

ヨーロッパ

オーストリア - ベルス

Tel: 43-7242-2244-3910
Fax: 43-7242-2244-393

デンマーク - コペンハーゲン

Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

フランス - パリ

Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

ドイツ - ミュンヘン

Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

イタリア - ミラノ

Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

オランダ - ドリューネン

Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

スペイン - マドリッド

Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

英国 - ウォーキングム

Tel: 44-118-921-5869
Fax: 44-118-921-5820

02/16/06