



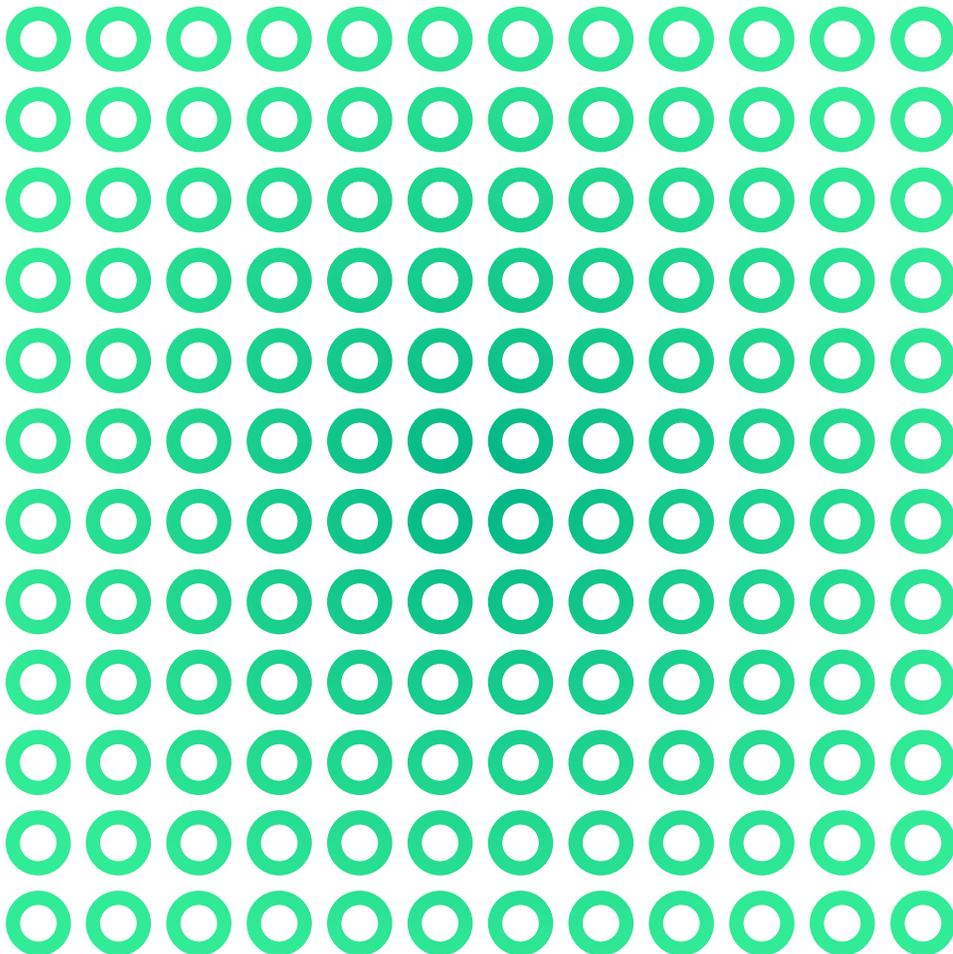
NI is now part of Emerson.



EMERSON™

ホワイトペーパー

DC計測のパフォーマンスを 最大化するための実践ガイド





目次

03 概要

03 SMUの基本概念

SMUの動作理論

06 確度

確度と速度

パルス生成

10 DC測定のベストプラクティス

リモートセンスを使用してリード線抵抗の影響を補正する

オフセット電圧を補正する

外部ノイズを最小限に抑える

ガードで漏れ電流から保護する

キャリブレーションの重要性を理解する

19 まとめ

概要

正確なDC測定値の集録は、多くのアプリケーションに共通するニーズですが、高確度で高感度の計測器を購入するだけでは不十分です。さまざまな要因による誤差が読み取りの確度に影響を与える可能性があります。また、計測器の設定を微調整すると、異なる結果が得られる場合もあります。最大限の確度を引き出すには、計測器を十分に理解し、誤差の要因に対処するためのあらゆる方法を駆使する必要があります。

このガイドでは、ソースメジャーユニット (SMU) を使用してDC測定を行う方法を説明します。最初に計測器の基本概念を確認して、SMUの使用方法を学習し、計測器の設定に役立つ機能を見ていきます。次に、DC測定時に発生するさまざまな誤差を軽減するために、テストセットアップに適用できる主なベストプラクティスを紹介します。このガイドでは、これらのベストプラクティスを一般的な測定シナリオの中で検討しながら、ここで取り上げる概念を最も効果的に適用できる状況や機会について学習します。

SMUの基本概念

SMUとは、電圧の供給と測定、および電流の供給と測定の機能を備えた高精度の電力供給型計測器です。この電圧と電流の制御により、オームの法則を使用して抵抗と電力を柔軟に計算できます。また、バイポーラ電圧と電力のシンク機能の両方を組み込んだ4象限出力が搭載されています。このようにさまざまな機能があるため、SMUを使用して必要な測定を行う方法を理解することは、必ずしも簡単ではありません。

SMUの動作理論

SMUの主な特長の1つは、4象限出力の柔軟性です (図1)。出力は正電圧と正電流、負電圧と正電流、負電圧と負電流、正電圧と負電流に対応しています。

第1象限と第3象限では、SMUは電力をソースし、第2象限と第4象限では電力をシンクします。ソース電力は回路への刺激を意味します。シンク電力は、電圧レギュレータの出力など、外部のアクティブコンポーネントによって印加される損失電力を指します。図1に示すIV境界は、実際の計測器のIV境界を簡略化したものです。実際のSMUでは、パルスモード用にIV境界が拡張されます (「パルス生成」セクションを参照)。

ほとんどのSMUは、定電圧モードまたは定電流モードで動作可能です。定電圧モードでは、SMUは電圧源として動作し、電流出力が変化する間、出力端子間の電圧を一定に保ちます。このモードでは、SMUが検査対象デバイス (DUT) に過剰な電流を流さないよう電流制限を設定できます。たとえば、SMUが20 kΩの負荷に接続され、電流制限を1.5 mAに設定した場合は、図2に示すように、電流制限に達することなく0 Vから20 Vまで電圧をスイープできます。

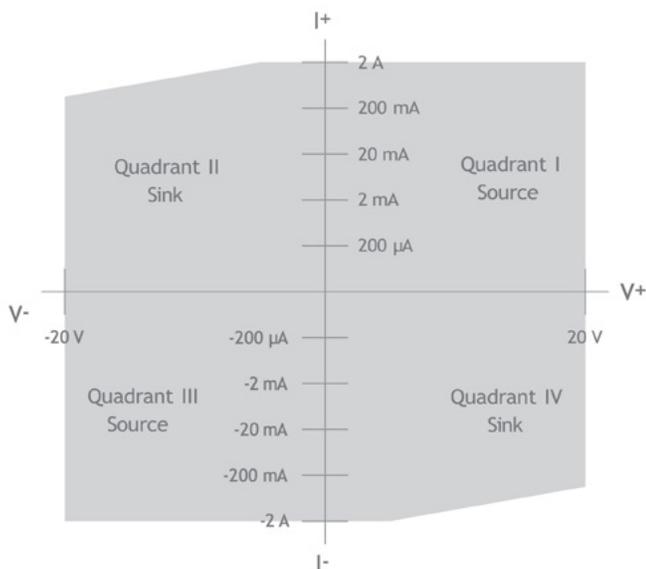


図1
簡略化されたSMUのIV動作境界

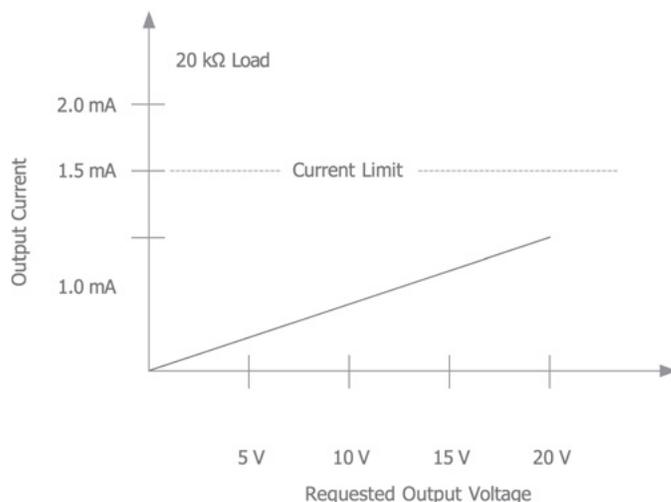


図2
20 kΩ負荷で電流制限が1.5 mAに設定された定電圧モードで動作中のSMU出力

ただし、負荷が10 kΩの場合には、電流制限を超過せずに電圧を0 Vから20 Vまでスイープすることはできません。SMUがいつ1.5 mAの電流制限に達するかは、オームの法則を使用して計算できます。

$$V = IR$$

$$V = 1.5 \text{ mA} * 10 \text{ k}\Omega$$

$$V = 15 \text{ V}$$

これらの計算により、電圧出力が15 Vのとき、SMUは1.5 mAの電流制限に達します。電流制限に達すると、そのチャンネルはコンプライアンス状態になります。プログラミングされた制限に達して、要求された出力レベルを満たせない場合、チャンネルはコンプライアンス状態で動作します。SMUがコンプライアンス状態で動作している間は、要求された出力電圧が15 V以上であっても、実際の出力電圧は15 Vを超えません。この概念を示したものが図3です。SMUの出力が1.5 mAの電流制限に達すると、SMUはコンプライアンス状態になります。要求された電圧は15 V以上ですが、実際の電圧は15 Vを超えません。この機能は、SMUが過剰な電力を供給してDUTを破損しないようにするためにきわめて有用です。

SMUが定電流モードの場合も、同様な原理が適用されます。SMUは電流ソースとして動作し、電圧が変化する間、出力端子間の電流を一定に保ちます。この場合、電圧制限を設定することができ、チャンネルがその制限に達するとコンプライアンス状態になります。

このSMUが定電圧モードと定電流モードで動作する原理を、一般的な測定シナリオに適用することができます。たとえば、SMUで電圧を測定する場合には、デバイスを電流モードにして電流レベルをゼロに設定し、できるだけ低い電流レンジを使用します。これにより、SMUはモジュールに流れる電流の量を最小限に抑えながら端子の電圧を検出でき、実質的に高インピーダンス負荷として機能します。同様に、SMUで電流を測定する場合は、デバイスを電圧モードにし、できるだけ低い電圧レンジを使用して0 Vを供給する必要があります。SMUは実質的に短絡として機能します。これにより、SMUを電圧計または電流計のように使用することができます。

SMUを電圧計として使用:

- SMUはDC電流モード
- 最低電流レンジに設定
- 0 Aを供給

SMUを電流計として使用:

- SMUはDC電圧モード
- 最低電圧レンジに設定
- 0 Vを供給

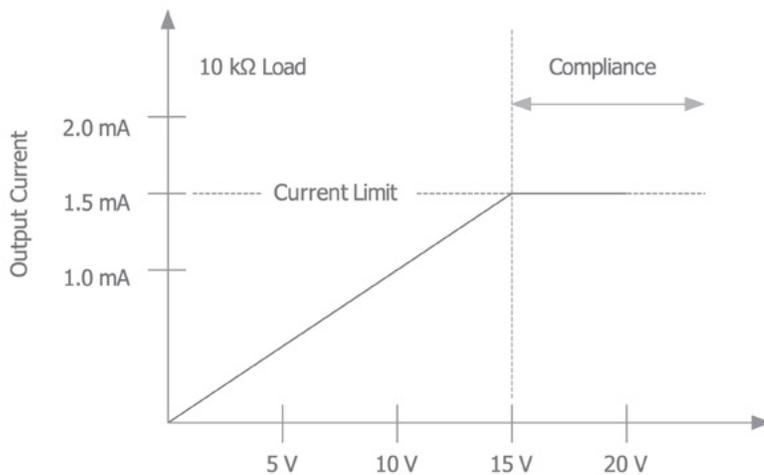


図3 10 kΩ負荷に対してコンプライアンス動作を示す定電圧動作中のSMU出力

確度

SMUと電源の主な違いは、それぞれで達成できる確度のレベルです。SMUを最大限に活用するには、確度の仕様とその意味をよく理解しておく必要があります。ほとんどのSMUでは、確度はオフセット誤差とゲイン誤差の組み合わせとして表されます。オフセット誤差は1つの点における実際の出力と理想出力の差を示し、ゲイン誤差は実際の伝達関数と理想伝達関数の間の勾配の差を示します。この2つの誤差が加算され、特定の測定における全体の確度仕様が決定されます。NIのSMUでは通常、オフセット誤差を絶対単位 (mVまたは μA) で指定し、ゲイン誤差は読み取り値または要求値に対するパーセントで指定します。これは、オフセット誤差の影響が出力値によって変化しない一方、ゲイン誤差は勾配の差を表すため、出力値が増加するにつれて誤差も大きくなるからです。

NI PXIe-4139 SMUの仕様に基づき、5 mAの電流を測定する場合の確度計算の例を見てみましょう。この測定を行うには、SMUで10 mAの測定レンジを使用します。PXIe-4139の仕様によると、10 mAレンジでのSMUの確度は、(読み取り値の0.022%) + 200 nAです。この確度仕様で、0.022%はゲイン誤差を表し、200 nAはオフセット誤差を表します。この2つを加算すると、完全な確度仕様が得られます。

$$\begin{aligned} \text{確度} &= \text{ゲイン誤差} + \text{オフセット誤差} \\ \text{確度} &= (0.022\% * 5 \text{ mA}) + 200 \text{ nA} = 1.3 \mu\text{A} \end{aligned}$$

電流の読み取り値を代入すると、確度は1.3 μA となり、5 mAの読み取り値は実際の電流の $\pm 1.3 \mu\text{A}$ 以内であることがわかります。

計測器の確度に影響する主な要素の1つは、計測器の温度です。前の計算例で使用した確度仕様は、ボード温度が、前回のセルフキャリブレーション終了時のボード温度の1°C以内である場合にのみ有効です。たとえば、セルフキャリブレーション実行時のボード温度が25°Cであった場合、確度仕様は現在のボード温度が24~26°Cの場合にのみ有効です。

ボード温度がセルフキャリブレーション温度の5°C以内の場合には、ゲイン誤差とオフセット誤差の両方が増加し、確度仕様は(読み取り値の0.03%) + 600 nAになります。この新しい仕様を使用して、5 mAの測定値の確度を再計算できます。

$$\text{確度} = (0.03\% * 5 \text{ mA}) + 600 \text{ nA} = 2.1 \mu\text{A}$$

電流の読み取り値を代入すると、確度は1.3 μA となり、5 mAの読み取り値は実際の電流の $\pm 1.3 \mu\text{A}$ 以内であることがわかります。

このわずかな温度差により、計測器の確度が0.8 μA 低下しました。低レベルの電流または電圧を測定する場合は、定期的にセルフキャリブレーションを実行して温度の影響を補正する必要があります (「[キャリブレーション](#)」セクションを参照)。

確度と速度

SMUの測定速度は、アパーチャ遅延を使用して決定します。アパーチャ遅延は、SMUでA/D変換器 (ADC) が電圧または電流を読み取るのにかかる時間です。図4に示すように、アパーチャ遅延によって測定時間の長さが決まります。計測器のアパーチャ遅延を変更することで、高精度な測定のために集録ウィンドウを延長したり、高速集録のためにウィンドウを短縮したりする柔軟性が得られます。アパーチャ遅延を長くすると、計測器でサンプリングと平均化を行うための時間を長く確保でき、測定ノイズが減少します。

SMUの仕様は、アパーチャ遅延が測定ノイズに与える影響に関する定量的データを提供します。参考までに、PXIe-4139 SMUのアパーチャ遅延と測定ノイズの関係を示すグラフを図5に示します。ご覧のように、アパーチャ遅延を長くするとノイズレベルは大幅に減少します。また、高電圧レンジではノイズレベルが高くなります。アプリケーションで低電圧または低電流の測定が必要な場合は、できるだけ低い測定レンジを使用するよう計測器を設定する必要があります。

図6は、3つの異なるアパーチャ遅延設定で60 Vレンジを使用した場合のPXIe-4139 SMUの実際のノイズ性能を示しています。グラフの最初の部分では、アパーチャ遅延を100 μ sに設定しています。アパーチャ遅延が短いとノイズが大きくなるのがわかります。2番目の部分では、アパーチャ遅延を1 msに設定し、読み取り値のノイズは大きく減少しました。最後の部分では、アパーチャ遅延を16.7 msに設定しました。これは電源の1周期に相当します。この設定では、ノイズは軽微で、ほとんど目立ちません。

一般的なベストプラクティスは、アパーチャ遅延を電源周期の整数倍に設定することです。グリッド電力の周波数が60 Hzである国では、1電源周期が16.67 msに相当しますが、周波数が50 Hzの国では、1電源周期が20 msに相当します。電源周期の整数倍の時間でサンプリングを行うと、60 Hzまたは50 Hzのノイズが平均化されてDC測定値から除去されます。



図4 サンプル信号に対するSMUのアパーチャ遅延の図

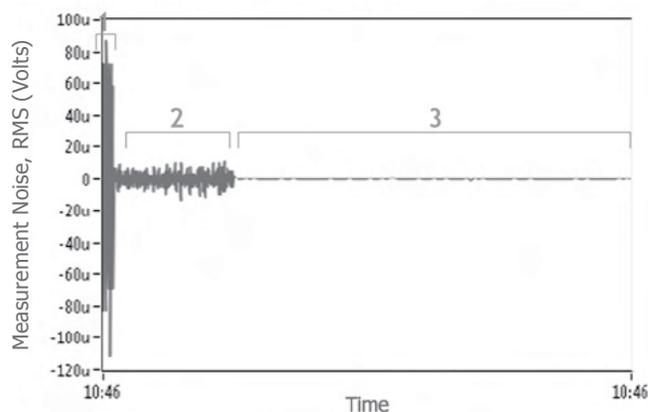


図5 電圧測定ノイズ vs. 測定のアパーチャ遅延

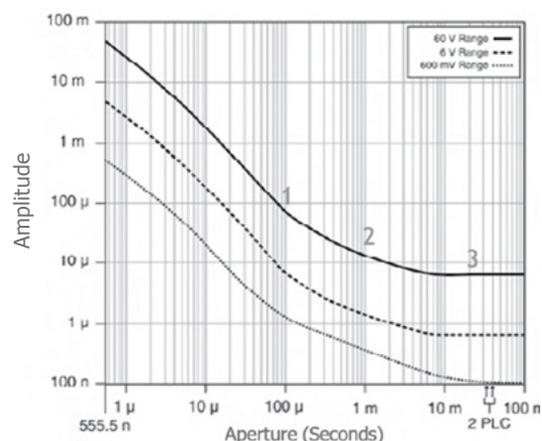


図6 時間

多くのアプリケーションでは、テスト時間の最適化、つまりアパーチャ遅延の最小化が必要となります。ただし、アパーチャ遅延が短いと測定のノイズが増加し、読み取り値の確度が制限される可能性があります。逆に、負荷の過渡応答を検証する際など、確度が重要でない場合には、SMUで短いアパーチャ遅延を使用して信号をデジタル化できます。たとえば、PXIe-4139 SMUは最大1.8 MS/sでサンプリングできます。これにより、信号の詳細な過渡特性を観察することができます。アプリケーションを開発する際には、速度と確度のトレードオフを考慮する必要があります。

パルス生成

多くのSMUが備えている便利な機能の1つが、パルス生成です。パルス生成を使用すると、計測器が提供できる最大電力レベルを短時間だけ超過することができます。このため、パルスモードを使用した場合とDCモードを使用した場合とでは、SMUのIV境界が異なります(図7に示す詳細なIV境界グラフを参照)。

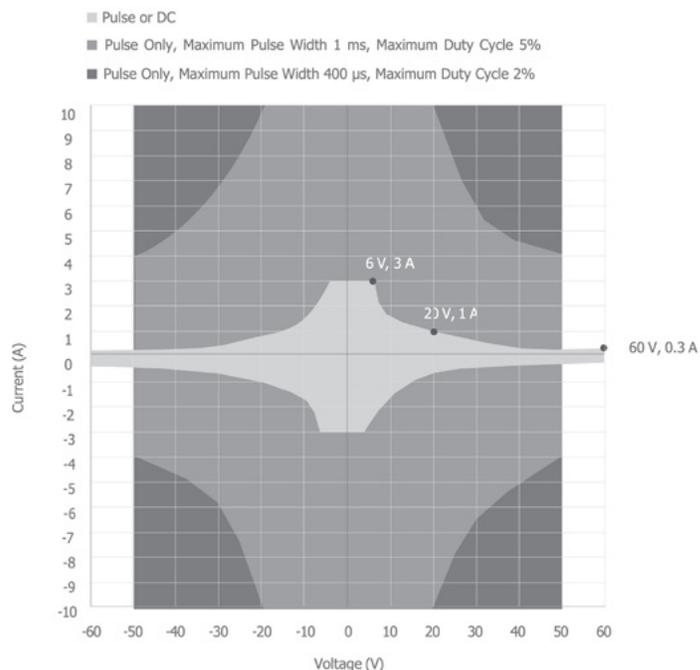


図7 パルス生成を使用したSMUのIV境界の例

パルス生成が可能なSMUは、定格DC境界を超える電力を得るために独自の出力アーキテクチャを備えています。これらのデバイスには内部コンデンサが搭載され、デバイスが電力を供給していない間、このコンデンサが充電されます。デバイスがパルスを出力するときには、このコンデンサを放電して、標準仕様を超える電力を供給します。これらのSMUでは一時的に、電源からの供給電力を超える電力を出力することになるため、その電力を出力できる速さと時間には制限があります。SMUが過剰な電力をシンクして過熱することなく、所望の電力を均一に出力できるように、パルス出力の主な仕様には制限が設けられています。これらの仕様には、デューティサイクル、最大電力、最大パルスON時間、最小パルスON時間、および最小パルス周期が含まれます。

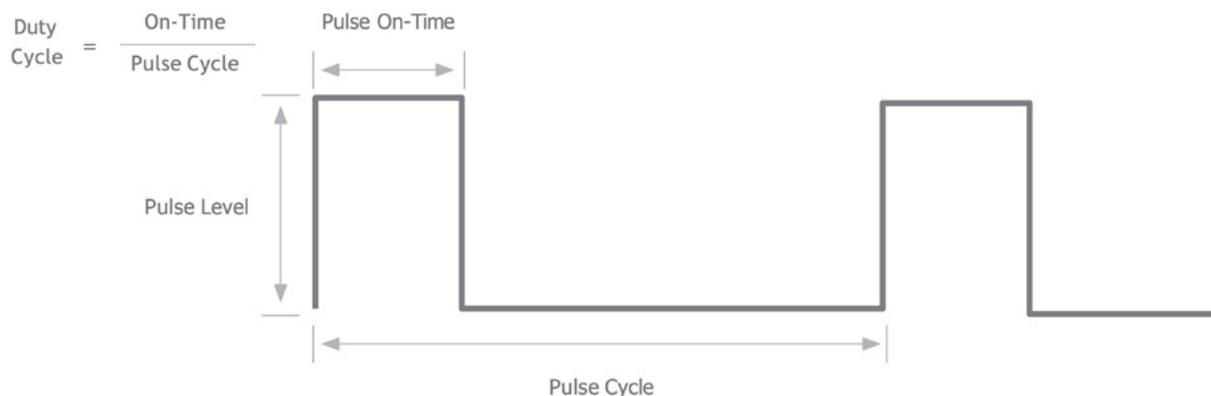


図8 SMUの主なパルス生成仕様

パルス生成は通常、高電力テスト中のDUTの発熱を抑えるために使用されます。一定の高電力DC信号がDUTに供給された場合、DUTの温度が上昇し、この温度変化によってDUTの電気的および物理的特性が変化する可能性があります。温度変化が劇的であれば、測定に影響を与えたり、DUTを破損したりする可能性もあります。しかし、パルス出力によって電力を供給すれば、DUTでの平均電力損失が低下し、自己発熱の影響を最小限に抑えることができます。

パルスモードを使用する際のもう1つの考慮事項は、SMUの過渡応答です。パルスモードでテストする場合のパルス幅は、計測器が整定測定を行うのに十分な長さであると同時に、DUTの自己発熱が最小限に抑えられるよう短くしなければなりません。これを実現するには、過渡応答を適切に減衰させる必要があります。図9のように応答が減衰不足になると、出力がオーバーシュートしたり不安定になったりするため、良好な測定値が得られず、DUTが破損する可能性もあります。一方、図10のように応答が過度に減衰している場合、パルスは必要な出力レベルまで十分に速く到達できません。図11のように応答が適切に減衰されれば、信号はすばやく整定し、パルスを測定する時間も確保されます。SMUでクリーンなパルスを生成するには、十分な速度でサンプリングできる計測器を使用して過渡応答をデジタル化する必要があります。PXIe-4139など一部のSMUにはこの機能がありますが、この機能がない場合はオシロスコープを使用する必要があります。

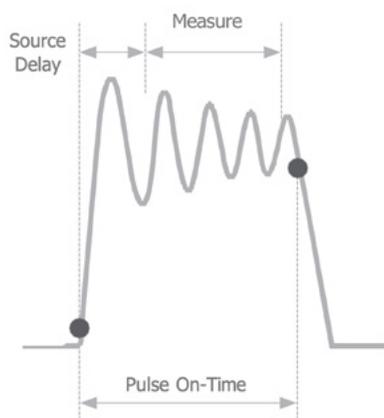


図9
不足減衰の過渡応答

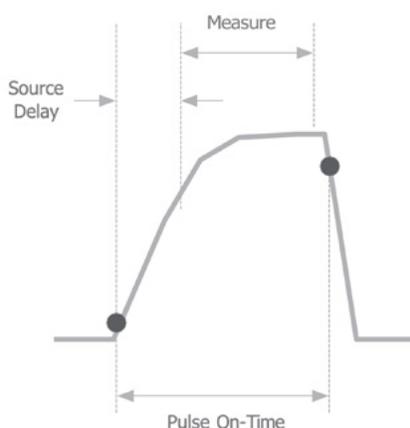


図10
過減衰の過渡応答

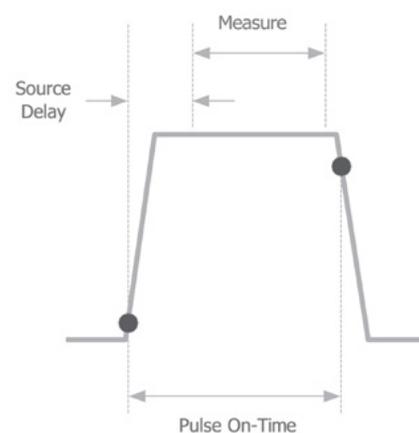


図11
臨界減衰の過渡応答

DC測定の実践ガイド

SMU計測器自体に加え、テストセットアップも測定に影響を与える重要な要素です。計測器は低い信号品質を補うことはできません。高精度のDC測定を行うには、忠実度の高い信号が必要です。対象の信号にノイズが多く含まれている場合、高品質の計測器を使用しても正確な測定を行うことはできません。さまざまなノイズや誤差の要因が信号に影響を与える可能性があります。このホワイトペーパーには、これらの問題に対処するためのさまざまな方法が記載されています。測定のタイプが異なれば、影響を受けやすい誤差のタイプも異なるため、それぞれの方法をいつどのように適用すればよいかも知っておく必要があります。このセクションで説明する各方法は、SMUだけでなく、あらゆるタイプの計測器によるDC測定に適用できます。ただし、このガイドではSMUに焦点を当てているため、掲載例の多くでは計測器としてSMUを使用しています。このセクションのベストプラクティスと前のセクションの計測器情報を組み合わせることで、高精度のDC測定を行う方法を総合的に理解できます。

リモートセンスを使用してリード線抵抗の影響を補正する

リモートセンスは、測定におけるリード線抵抗の影響を除去するための方法の1つです。標準の2線式セットアップでは、電源を5Vソースに設定した場合、リード線抵抗によって電位が低下するため、DUTから見た電圧は5Vよりわずかに低くなります。たとえば、長さ3mの24 AWGの銅線は、抵抗が約0.25Ωです。SMUから5Vおよび1Aを供給する場合、ワイヤの長さ全体にわたって電位が0.25V低下します。リモートセンスはこの影響を取り除いて、DUTから見た電圧が正確に5Vになるようにします。

リモートセンスでは、高インピーダンスのセンスラインを含む4線式セットアップを使用します。リモートセンスの実行中は、1組のリード線が出力電流を流すと同時に、もう1組のリード線がDUT端子で直接電圧を測定します。図12では、HIラインとLOラインが出力電流を流し、Sense HIラインとSense LOラインがDUT端子で電圧を直接測定します。出力リード線に大きな電流が流れると、リード線での電圧降下も大きくなりますが、高インピーダンスのセンスラインを流れる電流量はごくわずかであるため、リード線抵抗による電圧降下もごくわずかです。SMUをセンスラインとともに使用すれば、出力の電圧を上げてリード線抵抗による電圧降下を補正することで、センスリード線に必要な出力電圧を維持できます。これは、実際に定義した電圧に近い電圧をDUTに供給できることを意味します。

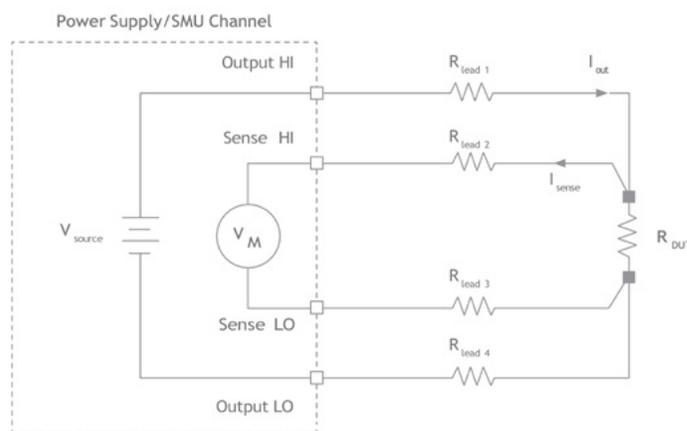


図12
4線式リモートセンス測定のセットアップ

リモートセンス機能を持つデバイスには、リモートセンス使用時の確度の計算方法に関する追加仕様があります。この確度の計算方法を詳しく理解するために、PXIe-4139 SMUの仕様に基づく例を検討してみましょう。この例では、SMUの600 mVレンジを使用した500 mV出力のリモートセンス確度を計算します。表1に、その他のセットアップ特性を示します。

600 mVレンジ使用時のSMUの確度は、0.016% + 30 μ Vです。

HIパスのリード線降下	3 V
HIセンスリード線の抵抗	2 Ω
LOパスのリード線降下	2.5 V
LOセンスリード線の抵抗	1.5 Ω

表1

リモートセンス測定セットアップの特性

この計測器のリモートセンス電圧確度仕様は、次のように記述されています。

「HIリード線降下1 Vあたり (電圧レンジの3 ppm) + 11 μ V、および
対応するセンスリード線抵抗1 Ω につきリード線降下1 Vあたり1 μ Vを、電圧確度仕様に加算する。」

リモートセンス確度は、以下の式で計算できます。

$$\begin{aligned} & \text{確度} = (\text{SMU確度、レンジ} = 600 \text{ mV}) + \text{リード線電圧降下による誤差} + \\ & \quad \text{リード線抵抗あたりのリード線電圧降下による誤差} \\ \text{確度} &= (500 \text{ mV} * 0.016\% + 30 \mu\text{V}) + \frac{600 \text{ mV} * 3 \text{ ppm} + 11 \mu\text{V}}{1 \text{ Vのリード線降下}} * 3 \text{ V} + \frac{1 \mu\text{V}}{\text{V} * \Omega} * 3 \text{ V} * 2 \Omega + \frac{1 \mu\text{V}}{\text{V} * \Omega} * 2.5 \text{ V} * 1.5 \Omega \\ \text{確度} &= (80 \mu\text{V} + 30 \mu\text{V}) + 12.8 \mu\text{V} * 3 + 6 \mu\text{V} + 3.8 \mu\text{V} \\ \text{確度} &= 158.2 \mu\text{V} \end{aligned}$$

これは、実際の出力が500 mVの158.2 μ V以内であることを意味します。上記の計算で、括弧内の部分は600 mVレンジ使用時のSMUの確度を表します。式の残りの部分は、リモートセンスの電圧確度仕様を表します。

リモートセンスを使用する場合は、センスラインをできるだけDUTの近くに接続する必要があります。それにより、センスラインがDUTでの電圧を正確に読み取ることができます。ただし、DUTがボード上の直接プローブできない領域にあるなど、センスラインをDUTに直接接続できない場合もあります。そのような場合、リモートセンス接続で得られる電圧は正確ですが、リモートセンスが接続されている場所と実際のDUTとの間に余分な抵抗があるため、電圧降下が発生します。DUTに供給される電圧レベルを正確にするには、いくつかのSMUを使用して負の出力抵抗を構成します。不要な電圧降下をなくすために、この負の出力抵抗を、リモートセンス接続とDUTとの間のパス抵抗に等しくなるようプログラミングします。それにより、リモートセンスラインをDUTに直接接続できない場合でも、計測器はDUTに正確な電圧を供給できます。

リモートセンスは特に、低抵抗測定時に役立ちます。SMUとデジタルマルチメータ (DMM) の両方を使用し、電流を供給しながら電圧を測定して抵抗値を計算することで、抵抗を測定できます。100 k Ω 未満の高精度抵抗測定を行う場合は、リード線抵抗の影響を最小限に抑えるために、2線式ではなく4線式リモートセンスのセットアップを使用する必要があります。2線式を使用した場合のリード線抵抗による電圧測定への影響については、すでに学習しました。電圧測定値から抵抗の測定値を計算するため、不正確な電圧読み取り値は不正確な抵抗読み取り値につながります。4線式を使用することで、リード線抵抗の影響を取り除き、より正確な測定値を得ることができます。

表2は、リモートセンスによる測定値の違いを示しています。このデータは、スイッチを介して抵抗を測定するDMMで生成されたものです。スイッチからのリード線抵抗により、測定値に0.522 Ω が加算され、これは5.24%の誤差に相当します。リモートセンスを使用すると、リード線抵抗による誤差がなくなり、より正確な読み取り値が得られます。

リモートセンスを使用する場合は、計測器の制限について考慮してください。SMUおよびDMMには、管理可能な最大電圧降下レベルがあります。たとえば、PXIe-4139は、リード線1本につき最大3 Vのリード線降下を補正できます。これは、デバイスがHI側で3 Vの降下、さらにLO側で3 Vの降下を補正できることを意味します。この制限に達すると、計測器がリード線抵抗を完全には補正できなくなります。リード線抵抗が補正されないと、測定の確度が低下します。

リモートセンスを使用したリード線抵抗の補正

実際の抵抗	リモートセンスなしの測定	リモートセンスを使用した測定
9.958 Ω	10.48 Ω	9.958 Ω

表2

リモートセンスの有無による測定値の違い

オフセット電圧を補正する

低電圧測定では、オフセット電圧の影響を除去する必要があります。オフセット電圧の一般的な要因の1つは接触電位です。接触電位とは、異種金属のリード線間に熱電対が形成されることで回路に生じる誤差電圧を指します。たとえば、スイッチとSMUを組み合わせて測定を行う場合、信号パス内に異なる接点が存在するため、スイッチが接触電位誤差の要因となります。多くの場合、スイッチの仕様には接触電位が含まれています。NIのPXI-2530マトリクススイッチはリードリレーを使用し、50 μ V未満の接触電位があります。測定値がmVレンジ以下の場合、スイッチからの接触電位によって大きな誤差が発生します。

オフセット補正は、接触電位の影響を除去するための方法の1つです。SMUでオフセット補正を実装するには、2つの測定を行うようデバイスをプログラミングする必要があります。これらの測定を図13に示します。

最初の測定サイクルでは、SMUの電流ソースがオンで、電圧測定には接触電位が含まれます。2番目の測定サイクルでは、SMUの電流ソースはオフです。これは、接触電位によって誘起された電圧のみを測定することを意味します。2番目の測定値を最初の測定値から差し引くことで、接触電位の影響を含まない正確な測定値を得ることができます。

次の式は、計算方法を示しています。この式で、 V_{OC} はオフセット補正が適用された後の電圧を表します。 V_{M1} は電流ソースがオンのときの電圧測定値、 V_{M2} は電流ソースがオフのときの電圧測定値です。 I_S はSMUの電流ソースからの電流、 R_X は負荷の抵抗を表します。最後に、 $V_{thermal}$ は接触電位によるオフセット電圧です。

$$V_{OC} = V_{M1} - V_{M2} = (I_S R_X + V_{thermal}) - V_{thermal} = I_S R_X$$

両方の測定値に、接触電位オフセット ($V_{thermal}$) が含まれます。オフセット電圧は両方の測定値に存在するため、最初の測定値から2番目の測定値を引くと、このオフセットが除去されます。

オフセット電圧を除去するもう1つの方法は、電流反転法です。オフセット補正法と同様に、電流反転法には2つの測定が必要です。最初の測定は正の電流で行い、2番目の測定は負の電流で行います。次の式は、これらの測定値を数学的に表現したものです。

$$V_{M1} = I_S R_X + V_{thermal}$$

$$V_{M2} = -I_S R_X + V_{thermal}$$

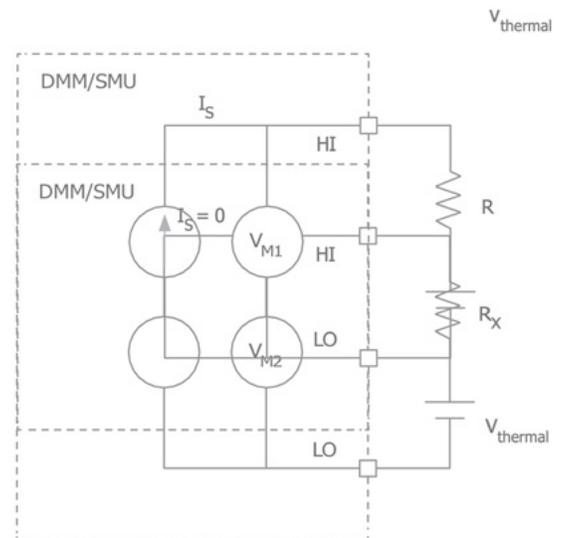


図13
オフセット補正の測定サイクル

ここでも、両方の測定値に V_{thermal} が含まれているため、この2つの測定値を以下のように組み合わせることで、このオフセットを除去できます。

$$V_{\text{CR}} = \frac{V_{M1} - V_{M2}}{2} = \frac{(I_S R_X + V_{\text{thermal}}) - (-I_S R_X + V_{\text{thermal}})}{2} = I_S R_X$$

電流反転法のメリットの1つは、オフセット補正法よりも高い確度で測定できることです。これは、2つの測定値を平均化して最終的な測定値を算出するためです。この方法の欠点は、オフセット補正法は正の電流のみを必要とするのに対し、正と負の電流を供給できるデバイスが必要であることです。

外部ノイズを最小限に抑える

敏感な測定を行う際には、読み取り値に対するノイズの影響を考慮する必要があります。ノイズは、電磁妨害や寄生キャパシタンスなど複数の要因から発生します。電磁妨害には、スペクトル全体にわたる広範囲の周波数からの妨害が含まれます。テレビ、AM/FMラジオ、電力線は、すべて電磁妨害の原因となる可能性があります。寄生キャパシタンスは、帯電した物体が測定回路の近くにあるときに発生します。電圧の異なる2つの電気伝導体が近接している場合、それらの間の電界によって電荷が蓄積されます。これは発振ノイズや測定値のオフセットとして現れる可能性があります。シールドを使用することで、電界の影響を軽減し、測定値の誤差を最小限に抑えることができます。

シールドとは、空間の電磁界を導電性材質のバリアで遮断して、その影響を低減する手法です。実際には、測定回路全体にシールドを適用する必要があるため、DUT自体に加え、DUTの接続に使用するケーブルも遮蔽する必要があります。ファラデーケージおよびシールドケーブルが広く入手可能で、DUTの周囲をリード線とともに遮蔽するために使用できます。同軸ケーブルは、一般的なタイプのシールドケーブルです。ケーブルのコアが絶縁層に囲まれ、さらにシールドで覆われています。この外部シールドが、内部コアを電氣的ノイズから保護します (図14を参照)。図に示すとおり、シールドは計測器のLO端子に接続されています。そのため、シールドで拾われた電磁妨害や寄生キャパシタンスは、計測器のHI端子ではなくグランドへと流れます。HI端子とLO端子間の寄生キャパシタンスに対処するには、ケーブルにガード層を追加します (「ガードで漏れ電流から保護する」セクションを参照)。計測器のLO端子がグランドから浮動になっている場合は、オペレータが誤ってシールドに触れないように、テストセットアップの周りに別のケージを追加する必要があります。

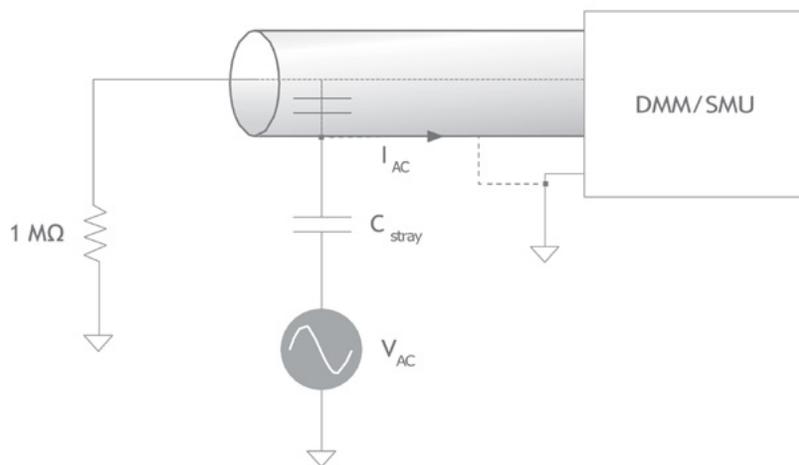


図14 空間の電磁界を導電性材質のバリアで遮断して影響を低減するシールドの回路図

シールドは、特に高インピーダンス測定で役立ちます。図14で、 I_{AC} は、ノイズ源である V_{AC} によって誘導される電流であることがわかります。シールドを使用しない場合、測定回路に誘導電流が発生します。高抵抗測定を行う場合には、この誘導電流の影響がさらに大きくなります。オームの法則により、抵抗が大きいほど、 I_{AC} によって測定値に加わる電圧誤差が大きくなります。したがって、高抵抗のDUTを使用する場合、シールドは重要です。

シールドケーブルを使用してDUTを計測器に接続する際には、計測器のグランドまたはDUTのグランドのいずれかにシールドを接続する必要がありますが、両方同時には接続できません。これは、測定のセットアップでグラウンドループが発生しないようにするためです。グラウンドループは、システムに2つのグランド基準点があり、それらの電位が異なる場合に発生します。その場合、2つのグランド基準間に電流が流れ、測定に影響します。DUTが接地されているとき、ケーブルのシールドをDUTと計測器の両方のグランドに接続すると、グラウンドループが形成される可能性があります。シールドを一方の側にのみ接続することで、この問題を回避できます。

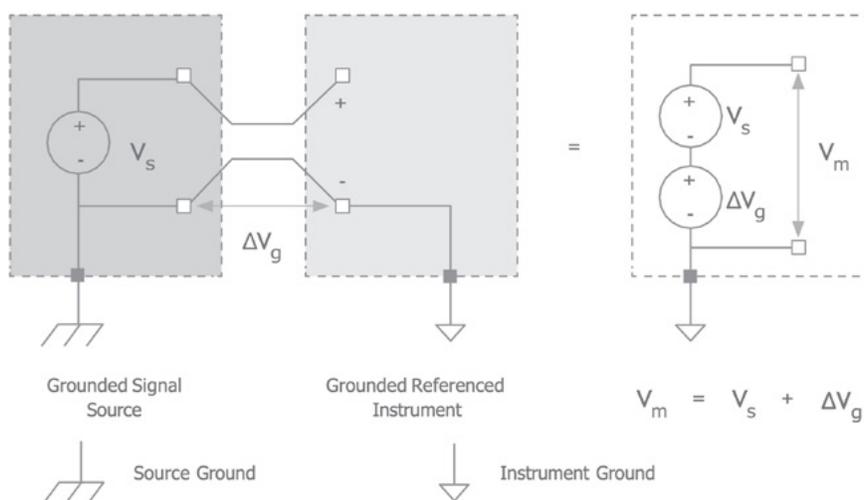


図15 接地型信号ソースをグランド基準システムで測定すると、グラウンドループと測定誤差が発生

外部ノイズのその他の要因としては、磁界が考えられます。磁界によって回路に誘起される電圧は、回路が囲む面積に比例します。測定リード線が回路内に大きなループを形成していると、磁気誘導ノイズの影響をより受けやすくなります。簡単で一般的な解決策は、代わりにツイストペアケーブルを使用することです。ツイストペアケーブルを使用すると、リード線が撚り合わされているため、回路で囲まれる面積が減少し、磁気ノイズの影響を受けにくくなります。ツイストペアケーブルの周りにシールドを追加して、リード線を外部の電磁ノイズから保護することができます。

ガードで漏れ電流から保護する

シールドは外部の電磁妨害による測定への影響を防ぎますが、シールドと測定回路間の漏れ電流や寄生キャパシタンスから測定を保護するのがガードです。同軸ケーブルのようなガードなしのケーブルを使用すると、ケーブルの絶縁被覆が負荷と並列になるため、HI端子とLO端子の間に漏れ電流が流れます。図16で、 I_L は、HIとLOの間に流れる漏れ電流を表します。これは、SMUデバイスで測定される電流が、負荷電流 (I_{Load}) と漏れ電流 (I_L) の合計であることを意味します。

低電流および超低電流の測定を行う場合には、ガードが特に重要となります。これを説明するために、同軸ケーブルを使用して50 Vを供給する場合の、測定に影響を与える漏れ電流を計算します。同軸ケーブルでは、内部コアと外部シールドの間が絶縁被覆の層で分離されています。理想的には絶縁被覆の抵抗は無量大ですが、実際の抵抗は有限です。絶縁被覆の抵抗は同軸ケーブルごとに異なりますが、このケーブルでは抵抗が100 G Ω であると仮定します。これにより、絶縁被覆を介した漏れ電流を計算できます。

$$I_L = \frac{50 \text{ V}}{100 \text{ G}\Omega} = 0.5 \text{ nA}$$

この計算に基づくと、アプリケーションでフェムトアンペア単位の測定が必要な場合、同軸ケーブルは使用できません。また、電圧レベルが高くなるほど、漏れ電流の量も増加します。

このような低レベルの電流測定を行うには、代わりに3軸ケーブルを使用する必要があります。図18に、3軸ケーブルの図を示します。3軸ケーブルでは、ケーブルのコアとシールドの間にガードと呼ばれる追加の導電シース層があります。

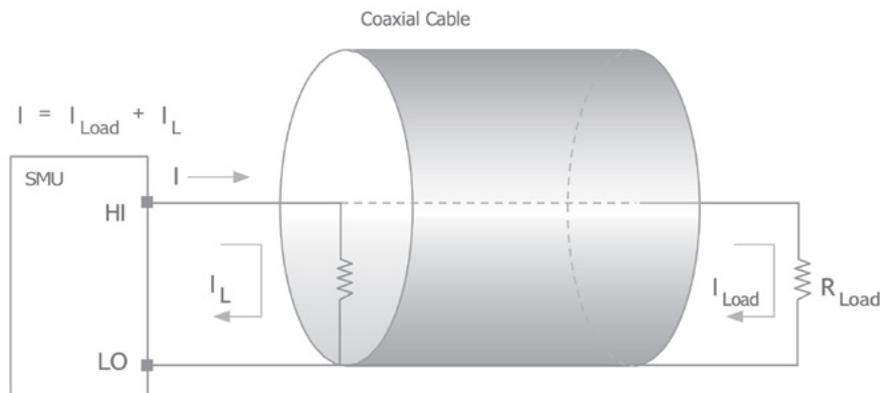


図16
同軸ケーブルの漏れ電流

この中間層がSMUのガード端子に接続されます。SMUのガード端子は、HI端子の電圧に追従するユニティゲインバッファによって駆動されます。ユニティゲインバッファは負帰還オペアンプであり (図17を参照)、オペアンプの出力 (V_{out}) がそれ自身の負入力端子に接続されています。オペアンプの正入力端子 (V_{in}) をSMUのHI端子に接続すると、オペアンプの出力電圧はSMUのHI端子の電圧と一致します。

3軸ケーブルのガード層はこのユニティゲインバッファに接続されているため、ガード層はHI端子と同じ電位にあり、HI端子とガード端子の間の電圧降下は実質的に0Vです (図18を参照)。

電位差がないため、HIとガードの間には漏れ電流が流れません。ガード出力からLOには多少の漏れ電流 (I_{Guard}) が流れますが、電流はHI端子ではなくユニティゲインバッファから供給されるため、この漏れ電流は出力および測定に影響しません。その結果、3軸ケーブルは漏れ電流の影響を除去し、より正確な電流測定値を提供します。

ガードを使用すると、SMUのHI端子とLO端子間の寄生キャパシタンスも減少します。電位の異なる2つの電気伝導体が近接している場合、それらの間の電界によって電荷が蓄積されます。この効果が寄生キャパシタンスです。同軸ケーブルの場合、内部コア (HI) が外部シールド (LO) に近接しているため、寄生キャパシタンスが発生します。HIとLOの電位差が大きく、キャパシタンスの充電時間が長いため、信号の整定には時間がかかります。ガードを使用する場合は、HIとガードの電位が同じであるため、それらの間のキャパシタンスを充電するのにそれほど時間はかかりません。そのため、信号の整定時間も短くなります。

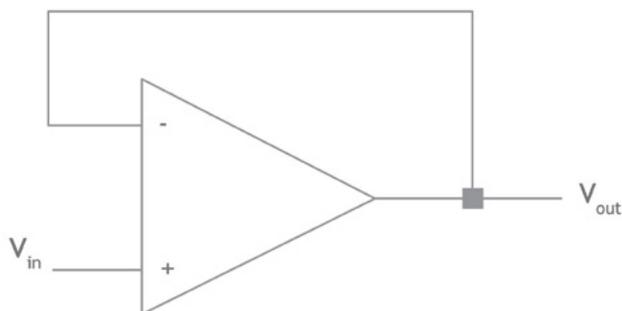


図17
ユニティゲインバッファ

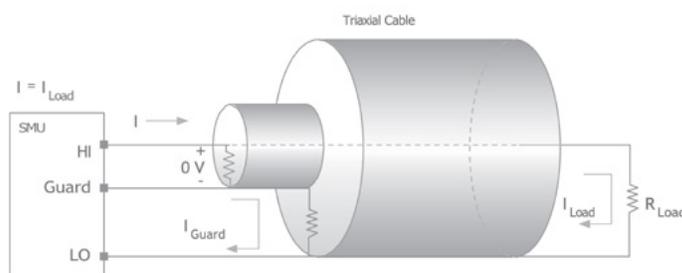


図18
ガードを使用した場合の効果

ガードの使用を必要とする一般的なアプリケーションの1つに、入力漏れテストがあります。入力漏れテストは、チップ上の高インピーダンス入力ピンに流れる電流の量を測定することで実行します。理想的な入力ピンではインピーダンスが無窮大であるため、電流は流れません。しかし、実際のDUTでは、インピーダンスは大きいものの有限であり、通常はマイクロアンペア以下の電流が流れます。電圧の供給と電流測定を同時に行えることから、このテストには通常、SMUが使用されます。

これは低レベルの電流測定であるため、できるだけ正確な測定を行うには、SMUでガードラインを使用する必要があります。DUTをSMUに接続したら、SMUを電圧供給に設定します。また、DUTが破損しないように電流制限を設定する必要があります。電圧を供給しながら、SMUはDUTからの電流漏れを測定します。その後、漏れ電流値をそのDUTの許容制限値と比較し、DUTが仕様範囲内であるかどうかを確認できます。このとき、SMUのHI端子とLO端子間の電流漏れも測定していないことを確認してください。このアプリケーションで同軸ケーブルを使用すると、ケーブルからの漏れ電流が測定値に加算され、DUTの実際の漏れ電流が仕様範囲内であってもDUTがテストに不合格になる可能性があります。3軸ケーブルとSMUのガードを使用することで、より正確な電流測定が可能になり、DUTが意図せず不合格になることを防止できます。

キャリブレーションの重要性を理解する

計測器を仕様に記載されたレベルで確実に動作させるには、キャリブレーションが必要です。キャリブレーションには、主に外部キャリブレーションとセルフキャリブレーションの2種類があります。外部キャリブレーションを使用して計測器のドリフトを補正し、セルフキャリブレーションを使用して温度による誤差を補正することができます。

より複雑な手順である外部キャリブレーションには、高精度の電圧源が必要です。外部キャリブレーションを実行すると、計測器のオンボードEEPROMに格納されているキャリブレーション定数が調整され、書き換えられます。これらの定数は、デバイスドライバで特定の測定に対して適切な値を返すために使用されます。外部キャリブレーションは主に、オンボード基準の長期的なドリフトや、セルフキャリブレーションではアクセスできないオフセットを補正するために使用されます。計測器の公開されている仕様を維持するには、計測器に応じて1~2年ごとに外部キャリブレーションを実行することを推奨します。

セルフキャリブレーションは、追加の装置なしで実行できる、はるかに簡単なプロセスです。この手順では、既知の内部基準をボードのすべてのチャンネルへと経路設定します。この基準電圧がさまざまなゲイン設定で読み取られ、期待値と比較されます。この温度保護された基準電圧は、温度変化による誤差を修正するためのものです。コンポーネントの特性は動作温度に依存するため、セルフキャリブレーションを使用して温度変化を補正し、計測器ができる限り正確であるようにしておく必要があります。

図19、図20、図21のグラフは、セルフキャリブレーションによる違いを示しています。これらのグラフは、恒温槽に入れた複数のデバイスの性能を監視することで作成されています。図19は、24時間にわたるボードの温度変化を示しています。図20は、同じ期間内のオフセット電圧レベルの変化を示しています。高温では電圧オフセットがわずかに正になり、低温では電圧オフセットが負になっています。ただし、各測定を行う前にセルフキャリブレーションを行った場合、温度による電圧オフセットが除去されるため、測定には影響しません (図21を参照)。

セルフキャリブレーションの確度は、オンボード基準電圧の確度と同程度にしかありません。そのため、製造元が推奨する間隔で計測器の外部キャリブレーションを実行し、基準電圧が仕様範囲内に収まるようにする必要があります。

まとめ

このガイドで説明したさまざまな方法は、DC測定を必要とするアプリケーションで確度を向上させるのに役立ちます。これらの方法を独自の測定セットアップに適用する際には、各方法がどのような誤差に対処するよう設計されているかを考慮してください。それにより、測定の問題に応じて適切なソリューションを適用できます。たとえば、低レベルの電流測定で立ち上がり時間が遅い場合は、3軸ケーブルに切り替え、ガードを追加すると効果的です。電源ノイズが発生している場合は、シールドを追加し、アパーチャ遅延を1電源周期に設定します。これらのベストプラクティスを習得することで、テスト装置を最大限に活用できるようになります。

NIのSMUとそのカスタム過渡応答または高度なシーケンス機能の詳細については、ni.com/smuを参照してください。

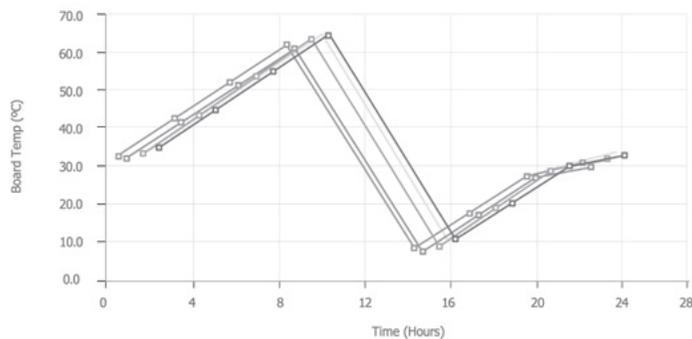


図19
24時間にわたるテストボードの温度

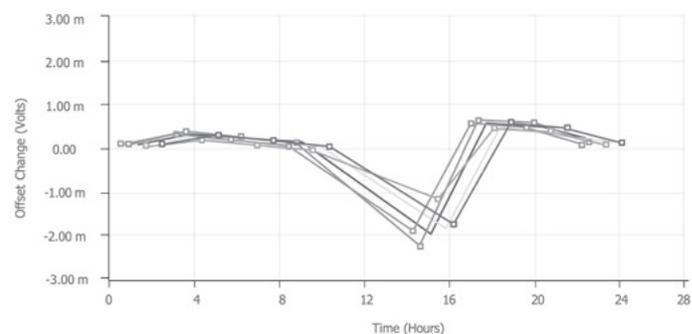


図20
セルフキャリブレーションなしの電圧ドリフト

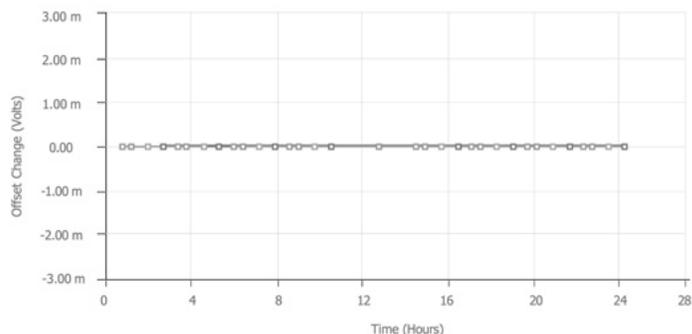


図21
セルフキャリブレーション実行後の電圧ドリフト

Emerson、Emerson Automation Solutions、およびそれらの関連事業体はいずれも、いかなる製品の選択、使用、または保守についても責任を負いません。製品の適切な選択、使用、および保守に関する責任は、購入者およびエンドユーザーのみに帰属します。

National Instruments、NI、およびNI.comは、Emerson Electric Co.のテストおよび計測事業部の1社が所有する商標です。EmersonおよびEmersonのロゴは、Emerson Electric Co.の商標およびサービスマークです。

本書の内容は情報提供のみを目的としたものであり、その正確性については万全を期しておりますが、本書に記載されている製品またはサービス、あるいはそれらの使用または適用可能性について、明示または黙示を問わず、いかなる保証も行わないものではありません。すべての販売には当社の契約条件が適用され、これは要求に応じて提供されます。当社は、当該製品の設計または仕様をいつでも予告なく変更または改善する権利を有します。

NI
11500 N Mopac Expwy
Austin, TX 78759-3504 USA



[Linkedin.com/company/niglobal/](https://www.linkedin.com/company/niglobal/)



[Twitter.com/NIglobal](https://twitter.com/NIglobal)



[Youtube.com/@NIGlobalYoutube](https://www.youtube.com/@NIGlobalYoutube)



[Instagram.com/niglobal/](https://www.instagram.com/niglobal/)



[Facebook.com/NationalInstruments](https://www.facebook.com/NationalInstruments)

