

## 信頼のおける高確度抵抗測定を低パワー/ 低電圧アプリケーションで実現する

低電圧測定は高い伝導性を示す半導体材料やデバイスの抵抗測定でしばしば関係します。これらの試験は、通常既知の電流を印加して発生する電圧降下を測定し、オームの法則から抵抗を算出します。試料自身が低抵抗であることから、発生する電圧は非常に小さく、普段もっと大きな信号を測定する時には無視できたオフセット電圧やノイズを減らすことに苦心しなければなりません。

しかしながら、非導電性の材料・部品の抵抗測定が低電圧測定になることもあります。高速で豊富な機能を、より小さな製品にすることを求められるエレクトロニクスでは絶えず機器が小型化しています。その小さなサイズのため、現今の電子部品はパワーを扱える範囲に限度があるのが普通になっています。その結果、それらの部品の電気特性評価をするときに試験信号を小さくして部品の破損やダメージを防ぐ必要があります。抵抗測定では、抵抗値がゼロからほど遠くても、印加電流値を小さくする必要から測定電圧が非常に小さくなることがよくあります。よって低抵抗測定のみならず非導電性の材料・部品の抵抗測定においても低電圧測定技術が重要になります。研究者や電子産業の試験エンジニアにとって、このパワーの制約によって最近のデバイスや材料の特性評価が困難になっています。

低電圧測定を難しくする要因はたくさんあります。様々なノイズ源が真の電圧の抽出を困難にします。

加えて、熱起電力がオフセットエラーをもたらす電圧の読み値をドリフトさせます。前述のように、試験要求により印加できる最大電流値が制限されるため、印加電流値を常に上げられるとは限りません。他の事例では、試験電流値を上げるとデバイスを発熱させデバイスの抵抗値を変えてしまいます。正確で一貫した測定をする鍵は測定エラーに寄与する要因を取り除くことです。低電圧測定では、そのエラーの大半は、ホワイトノイズ（全周波数帯にランダムに分布）と $1/f$ ノイズです。熱起電力（一般的には $1/f$ 分布）は多くの試験環境で重大な問題で、回路中の温度差から発生します。このペーパーでは熱起電力を取り除く技術を

論じ、より正確な抵抗測定ができるよう、低パワー/低電圧アプリケーションのための3ステップ・デルタ測定法を紹介します。

## 測定の障害

温度の変動は低電圧測定の最大の敵です。測定回路の中に含まれる異種金属の接合のすべてが熱電対を形成します。異なる温度で対向する接合があるときに電圧エラーが生じます。図1はこのエラーの一例を示しています。

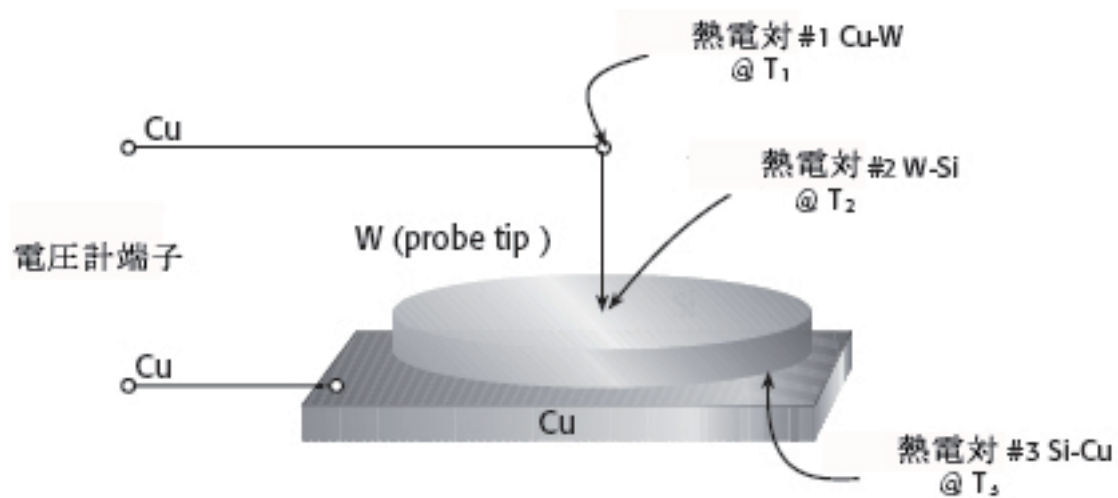


図1. 一般的な熱電対シナリオ; 一方の端子がウェーハ上のデバイス、他の端子が導電性のベースにつながる基板という2端子間に形成されたCu-Siインターフェース。

この例では、試験デバイスはシリコンウェーハ上に位置しています。タングステンプローブがデバイス的一端とコンタクトしています。他端はシリコン基板です。銅製のベースが基板との電気的コンタクトのために使われます。異種材料の接合が3つの独立した熱電対を形成します: 銅-タングステン接合、タングステン-シリコン接合、シリコン-銅接合です。2つの材料間の接合に温度差があると電圧計端子に電圧を発生させます。各接合における熱起電力の総和が電圧計端子に現れるトータルエラー電圧になります。

測定エラーを減らす第一ステップは試験環境の温度変化を最小にすることで、図1の $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ 間の温度差を減らします。試験のセットアップは通気、空調、熱源から隔離されるべきです。結線は各接合を近くして温度差が最小になるようにします。セットアップの設計者は、可能な限り同じ材料で結線し、ケーブルや接合を取り囲む絶縁材は熱伝導率の高いものにすべきです。

マルチメータ/抵抗計

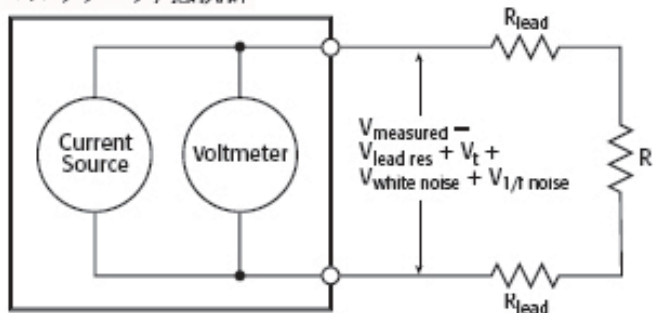


図 2a

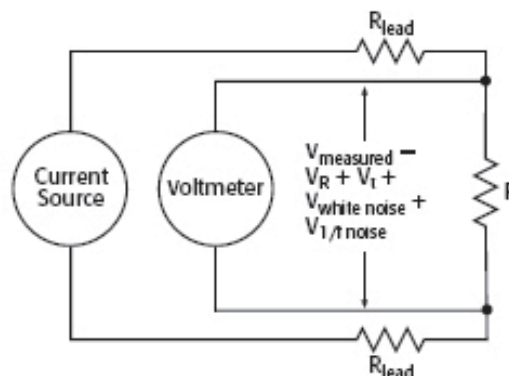


図2b

### 従来の抵抗測定

どんなに温度問題を最小にしても全てを取り除くことは事実上不可能です。標準のDC抵抗測定法ではこれらのエラーを除去できません。抵抗はオームの法則により算出されます。すなわち抵抗を求めるには、試料両端の測定された電圧値をDC励起電流で割ります（図 2 a参照）。電圧の読み値は試料両端に誘起された電圧 ( $V_R$ )、リード線と接触の抵抗 ( $V_{\text{lead res}}$ )、熱により発生する電圧 ( $V_t$ )、その他の1/fノイズ ( $V_{1/f \text{ noise}}$ )、ホワイトノイズ ( $V_{\text{white noise}}$ ) の総和です。リード抵抗を除去するには、4つの別々のリードを使って電圧計および電流源を試料へつなぎます。こうして電圧計は電流印加のリード線両端に発生する電圧降下を測定しなくなります。しかしホワイトノイズ、1/fノイズ、温度差は依然として残ります（図 2 b参照）。フィルタを施し適切な試験機器を選ぶことでホワイトノイズや1/fノイズを劇的に減らせるでしょう。しかし大抵これらの要素が測定のノイズフロアを決定します。温度は少し異なる障害を示します。というのも、温度が変わるとその結果である  $V_t$  も変わってしまうからです。熱起電力が急激に変わると、この項目が励起電流によって試料両端に誘起される  $V_R$  を超えることがあります。

熱起電力のグラフ

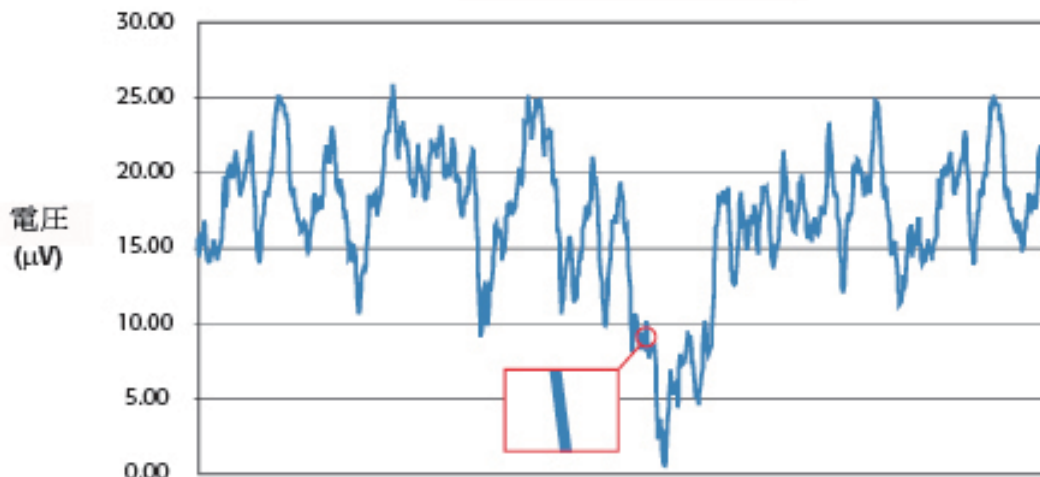


図3

## 抵抗測定デルタ法

測定の障害を乗り越え確度を改善するには試験方法の変更が必要です。正と負の試験電流を印加して電圧測定をすることで、一定の熱起電力はキャンセルできます。これをデルタ読み取りと言います。試験電流を交流にするとS/N比を上げホワイトノイズに対する耐性も上げられます<sup>1</sup>。同様のテクニックが、変化する熱起電力を補償するのに用いられます(図3参照)。短期的には熱起電力のドリフトは一次近似できます(図3拡大部分参照)。一連の電圧測定値の差は熱起電力の変化レートの傾きで一定ですから、印加電流を3回交代させ、立ち下がりステップと立ち上がりステップそれぞれでデルタ測定を行うことでキャンセルできます。一次近似を有効にするため、電流源は素早く交代し電圧計は短い時間内に正確な測定を行わなければなりません。これらの条件が満たされれば、3ステップ・デルタ法により熱起電力オフセットやドリフトに妨害されず、測定したい正確な電圧値が得られます。

このテクニックを詳しく検証することで、どのように測定エラーが除かれるかを明らかにしましょう。3ステップ・デルタのひとつのサイクルを数学的に解析することで、このテクニックがいかに回路中の温度差を補償するかが明らかになります。図4の例をご覧ください。

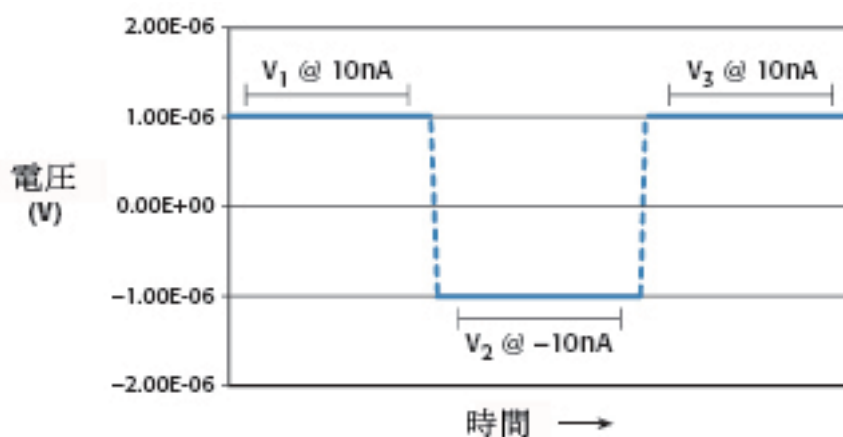


図4a (熱起電力は示されていない)

熱起電力エラーを無視すると、各ステップでの測定電圧は：

$$V_1 = 1 \mu\text{V}$$

$$V_2 = -1 \mu\text{V}$$

$$V_3 = 1 \mu\text{V}$$

温度がある短い時間に渡って直線的に上昇し、それによって図4bに示したような電圧プロファイルが生成されると仮定しましょう。

<sup>1</sup> 詳細はホワイトペーパー「Reducing Resistance Measurement Uncertainty; DC Current Reversal vs. Classic Offset Compensation」をご参照ください。

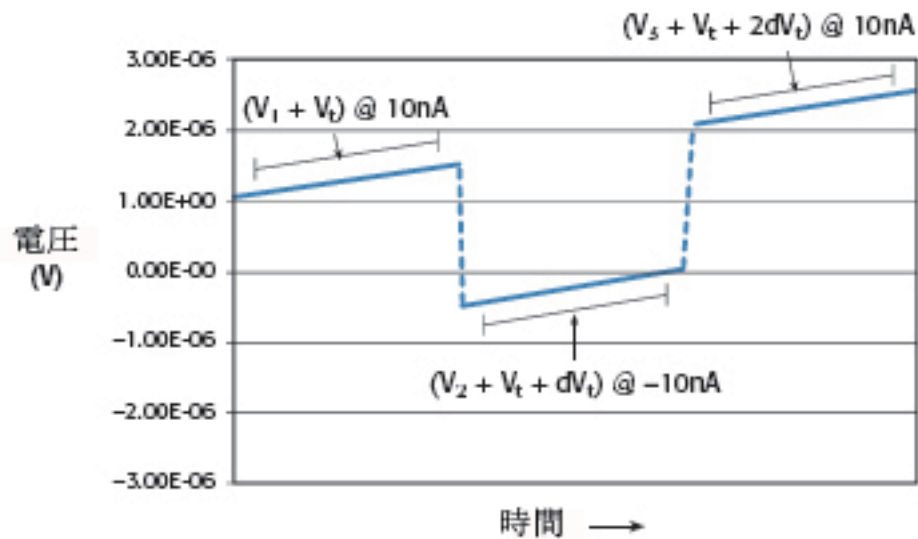


図4b(熱起電力エラーが示されている)

ここで、 $V_t = 100\text{nV}$ で、読み値毎に逐次 $100\text{nV}$ 上昇します。

図4bの通り、ここでの電圧計の読み値には回路中の熱気電力上昇によるエラーが含まれています；よって各読み値は同じではありません。しかし測定値間の絶対差は一定のエラー値 $100\text{nV}$ ですから、それらはキャンセルできます。第一ステップとしてデルタ電圧を求めます。第一のデルタ電圧 ( $V_a$ ) は：

$$V_a = \text{負に向かうステップ} = \frac{(V_1 - V_2)}{2} = 0.95 \mu\text{V}$$

第二のデルタ電圧 ( $V_b$ ) は印加電流の立ち上がりで得られ：

$$V_b = \text{正に向かうステップ} = \frac{(V_3 - V_2)}{2} = 1.05 \mu\text{V}$$

熱起電力は $V_a$ に負のエラー、 $V_b$ に正のエラーを付加します。ここで熱起電力のドリフトが直線的ならば、これらのエラーは同じ大きさになります。従って $V_a$ と $V_b$ の平均を取ることでエラーをキャンセルできます：

$$V_f = \text{最終電圧値} = \frac{(V_a + V_b)}{2} = \frac{1}{2} - \left[ \left( \frac{V_1 - V_2}{2} \right) + \left( \frac{V_3 - V_2}{2} \right) \right] = 100 \mu\text{V}$$

デルタ法は熱起電力が変化しても、それによるエラーを取り除けます。従って、測定される電圧は励起電流により誘起される電圧のみです。試験を続けていくにつれ、各読み値は最新の3つのA/D変換の平均値であり、この3ステップ・デルタ法には移動平均フィルタが組み込まれます。その移動平均フィルタはデータの発散を

減らすことでホワイトノイズに対する耐性をさらに上げています。この3ステップ・デルタ法は、温度変化によるエラーを克服する点で、他のDC抵抗測定法に比べ顕著な利点を提供します。

他のDC抵抗測定法には、2ステップ電流反転法やその簡略形であるオフセット補償法があります。2ステップ法は3ステップ法の第一のデルタ電圧 ( $V_d$ ) のみの平均を計算します。オフセット補償法は2ステップ電流反転法の印加電流値を正值とゼロとに交代させて行います。オフセット補償法は、試験電流が変えられないもしくは反転できないデジタルマルチメータによく見られる方式です。この2ステップ法は不変の熱起電力をかなり補償できますが、温度が変化している環境では不十分です。

3ステップ・デルタ法は、高確度抵抗測定の観点で最適な選択です。図5は100Ω抵抗に10nAの試験電流を印加し100秒に渡り1000回の電圧を測定したものです。この例では、熱起電力の変化率は7μV/秒以下です。

これを2ステップ・デルタ法で行うと真値から±30Ω変動し、全読み値に対して〜30%のエラーとなるため、測定の信憑性に疑問が生じます。他方、3ステップ・デルタ法は平均値周辺によく密集しており、測定が回路の熱起電力の変動に影響されていないことがわかります。どちらの方法も同じ試験時間で完了していることに注目してください。さらには、3ステップ・デルタ法ではスピードが速く、データのデジタルアベレージングを追加できるため、2ステップ・デルタ法よりも低ノイズです。

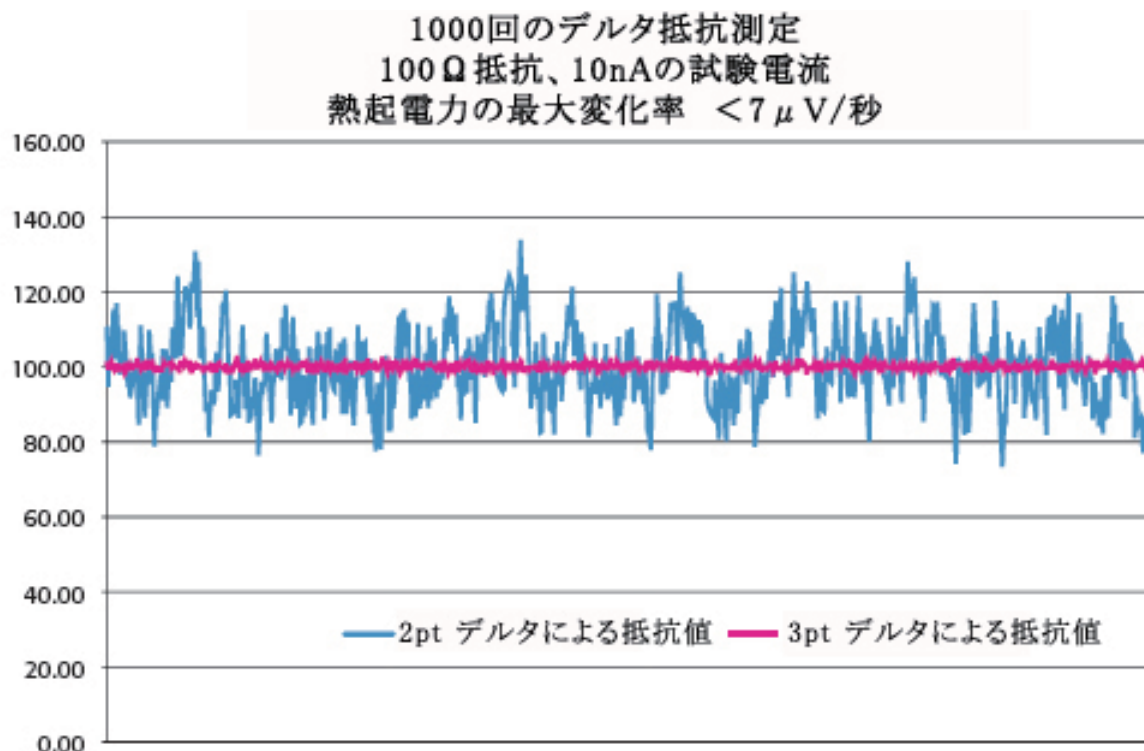


図5

## 機器の要件

3ステップ・デルタ法にとって適切な測定器を選ぶことは重要です。ケースレーは3ステップ・デルタ法による抵抗測定を実行するために6220型、6221型電流源、2182A型ナノボルトメータを開発しました。電流源とナノボルトメータを組み合わせると、使い易い一台の計測器のようなソリューションとなり、低パワー/低電圧アプリケーションに要求される確度と再現性を満たします。機器がどのように測定に影響するかを理解することで、ホワイトノイズや1/fノイズも最小にできるでしょう。

3ステップ・デルタ法が成功するかどうかは短時間での熱起電力のドリフトが一次近似できるかどうか依存しています。

この近似は測定サイクル時間が試験システムの熱時定数よりも早いことで成り立ちますから、使用する電流源や電圧計にはその要求が課せられます。

電流源は高速測定サイクルを可能にするよう、均等なステップで素早く電流を交代しなければなりません。電流ステップは、測定が一貫した間隔で行われ、熱起電力の変化が測定中一定になるよう保証しています。

電圧計は電流源と緊密に同期し、短時間に正確な測定を行えなくてはなりません。機器間の同期はハードウェアハンドシェークが望ましく、電流源がセトリングした後のみ電圧計が電圧を測定し、電圧測定が完了するまで電流源は極性を反転しません。電圧計の測定スピードはトータルのサイクル時間を決めるため重要です。高速電圧測定は短サイクル時間を意味します。信頼のおける測定のために電圧計は低ノイズ性能を犠牲にすることなしにこの測定スピードを維持しなければなりません。

6220/6221型電流源と2182A型ナノボルトメータは連繋して1 PLC（60Hz商用ラインで16.67ms、50Hzラインで20ms）の積分時間で48回ものデルタ読み値を返します。これら2つの機器はケースレートリガリンクバスを介して結合されるので、コンピュータの介在なしに独立して試験を実行できます。

低パワーアプリケーションで、電流源は試料の最大パワー定格を超えないよう低電流を出力できなければなりません。この能力は中程度もしくは高度にハイインピーダンスの試料では特に重要です。6220型や6221型は100fAまで電流値を小さくできます。いずれかの電流源と2182A型ナノボルトメータとを組み合わせると1 nVの感度で正確に電圧を測定できます。

試験電流値はパルス電流を使うことで試料の最大パワー定格を破ることなく増やすことができます。6221型は6220型とその性能が異なり、パルスデルタ測定が行えます<sup>2</sup>。6221型は50  $\mu$ s以上のパルスを100fA～100mAの範囲で出力できます。

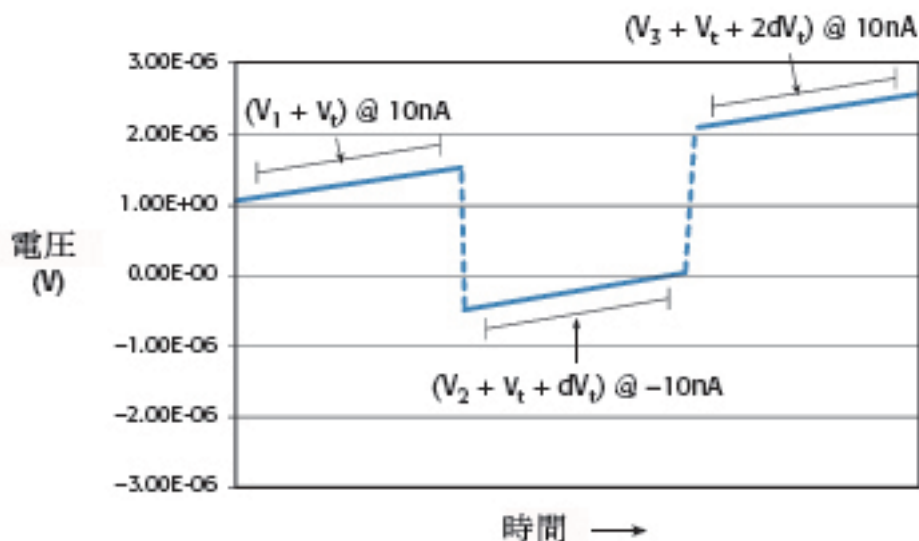
---

<sup>2</sup> その他の違いについては6220型と6221型のデータシートをご参照ください。

## 結論

熱起電力は低抵抗測定/低パワー抵抗測定でしばしば主要なエラー要因になります。このエラーは3ポイント電流反転法を使って、ほぼ完全に取り除けます。このテクニックを実行するには、6220/6221型電流源と2182A型ナノボルトメータをペアで使います。他の抵抗測定法に比べ、より高速でローノイズな測定が行えます。この改善の意味することは、抵抗測定システム中の配線に熱的に誘起される電圧ノイズを最小にすることに細心の注意を払わなくても済み、測定プロセスが大幅に簡略化されるということです。

## 付録 - 3ステップ・デルタ法の計算の詳細



$$V_a = \text{負に向かうステップ} = \frac{(V_1 + V_t) - (V_2 + V_t + dV_t)}{2} = \frac{(V_1 - V_2 - dV_t)}{2}$$

$$= \frac{(V_1 - V_2)}{2} - \frac{dV_t}{2}$$

$$V_b = \text{正に向かうステップ} = \frac{(V_3 + V_t + 2dV_t) - (V_2 + V_t + dV_t)}{2} = \frac{(V_3 - V_2 + dV_t)}{2}$$

$$= \frac{(V_2 - V_3)}{2} - \frac{dV_t}{2}$$

$$V_f = \text{最終電圧値} = \text{平均}(V_a, V_b) = \frac{(V_a + V_b)}{2} = \frac{(V_1 + V_3 - 2V_2)}{4}$$

リニアデバイスでは、 $|V_1| = |V_2| = |V_3| = V_R =$ 励起電流によって起こる抵抗の  
両端の電圧

$$\text{従って、} V_1 = \frac{1}{4} (4V_R) = V_R$$

Specifications are subject to change without notice.

All Keithley trademarks and trade names are the property of Keithley Instruments, Inc.

All other trademarks and trade names are the property of their respective companies.

**KEITHLEY**

ケースレーインストゥルメンツ株式会社

本 社： 〒105-0022 東京都港区海岸1-11-1 ニューピア竹芝ノースタワー13F

大阪オフィス： 〒564-0052 大阪市吹田市広芝町9番 第11マイダビル

Web site : [www.keithley.jp](http://www.keithley.jp) ・ Email : [info.jp@keithley.com](mailto:info.jp@keithley.com)

TEL:03-5733-7555 FAX:03-5733-7556

TEL:06-6190-0014 FAX:06-6190-0017