

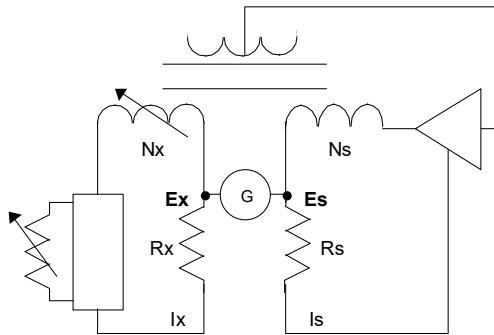
2.0 抵抗比計測 – 二つの技術

2.1 電流比: 直流電流コンパレータ – DCC

個々の抵抗器に発生する電圧値が一致するまで、既知(比)の電流を流します。

$$E_x = E_s$$

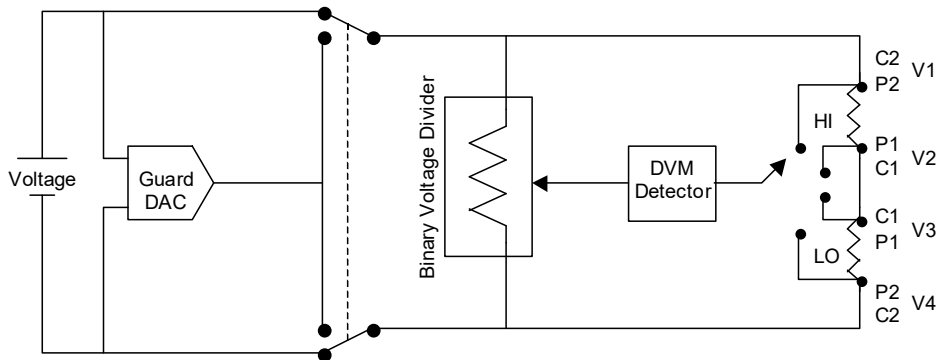
$$R_x = N_x/N_s \times R_s$$



2.2 電圧比: バイナリー電圧分圧器 – BVD

直列に接続した2つ以上の抵抗器に電流を流し、抵抗器の両端に発生する電圧値から比を求めます。

$$R = \frac{R_x}{R_s} = \frac{V_1 - V_2}{V_3 - V_4} = \frac{V_1/E - V_2/E}{V_3/E - V_4/E} = \frac{r_1 - r_2}{r_3 - r_4}$$



BVD方式とDCC方式の両方で、平衡状態では計測器と接続する測定線には電流は流れません。したがって、4端子接続を使用して計測する場合、リード線の抵抗は重要ではありません。電位差測定法(ポテンシオメトリック法)では、測定の分解能と精度はDVM検出器の仕様(安定性)で決まります(それ以上にはなりません)。



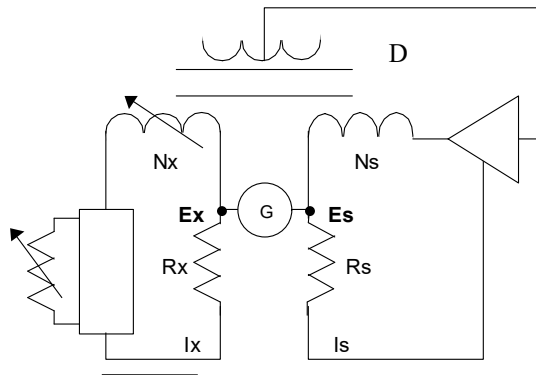
BVDブリッジ方式には、抵抗を10単位でスケーリングし、同じ電流を両方の抵抗に流さなければならず、電力消費が大きなのは大きな抵抗器の方で消費することになります。これにより、BVDのサブppmの精度で測定できる範囲が1000Ω以上に制限されます。一方、DCC方式では、電力消費が大きなのは小さな抵抗器の方で消費され、サブppmの精度で測定できる範囲は、DCCコンパレータの電流ノイズによって10,000Ω以下に制限されます。DCC方式には、10,000Ωを超える2端子測定では使用することはできません。

2.3 電流比較器 (DCC)の説明

2.3.1 ブロック図 & 原理

$$I_s N_x = I_x N_s, I_x / I_s = N_x / N_s \text{ and } R_x / R_s = I_s / I_x = N_x / N_s$$

$$\text{Then } R_x = (N_x / N_s) R_s$$



ここで:

- I_x – マスター電流源 (固定) master current source
- I_s – スレーブ電流源 (可変) Slave or variable current source
- N_x – 可変プライマリ回路ターン variable primary windings
- N_s – 固定スレーブ回路ターン fixed slave winding
- D – 電流 × 巻数 バランスピーク検出器 ampere turn balance peak detector
- R_x – 抵抗値未知の被校正抵抗器 unknown resistor being measured
- R_s – 抵抗値既知の抵抗器 known or standard resistor.
- N_v – 電圧検出器 voltage detector

2.4 バイナリー巻の直流電流比較器 (DCC)のブロック図と原理

MI6010抵抗ブリッジは、直流電流比較器の原理に基づいて機能しています。直流比較器は、可変のプライマリ回路ターン、固定スレーブ回路ターンと磁束検出器ターンがバイナリ形式で巻かれて構成しています。スレーブ電流値はマスター電流源(設定値)に対し、ピーク検出回路の出力にしたがって、従属した値になります。



2.5 抵抗計測

抵抗値は、抵抗器の電圧端子間の電圧差を電流端子を通過する電流値で割った値として定義します。抵抗比を求める抵抗器に発生する電圧値が等しい場合は、通電する電流値の比を測定することで抵抗比を求めます。

電流比較器 (DCC) のアンペアターンで比を求めると、コアの巻数のみに依存しますので、処理中に、この巻数データが変化することはありません。

電流比較器 (DCC) のピーク検出器回路は、一次側巻線回路と二次側巻線回路のアンペアターン(磁束)の差がゼロを維持するよう機能します。電流比較器に発生しているフラックスがゼロになる条件は、フラックス検出器(D)によって検出し、スレーブ電流 (I_s) を調整するようフィードバックします。

スレーブ電流源 (I_s) は、2つの抵抗器での発生電圧がバランスが得られるまで、一次側ターン数を変更することによって調整します。

マスター電流源 (I_x) は、 R_x の計測に必要な感度と仕様の許容電力に応じた値で設定します。スレーブ電流 (I_s) は、ナノボルト検出器 (nV) で示す2つの抵抗器間の電圧差がないように調整します。マイクロボードはナノボルト検出器 (nV) の出力電圧を監視し、 N_x ターンを自動的に調整して、2つの抵抗器での発生電圧差を0ボルトに維持するよう動作します。

バランスが取れ、ゼロフラックスの状態になった時:

$$I_s N_s = I_x N_x \quad (\text{発生磁束が等しい})$$

そして

$$\frac{I_s}{I_x} = \frac{N_x}{N_s}$$

$$\text{Ratio} = \frac{R_x}{R_s} = \frac{I_s}{I_x} = \frac{N_x}{N_s}$$

$$R_x = \frac{N_x}{N_s} \times R_s$$

平衡状態にある4端子計測の条件では電位線に電流は流れません。DCC抵抗ブリッジでは、電流値がマスター・スレーブ関係を維持しつつ、自動でアンペアターンの平衡状態を作ることから、電流値の絶対精度は必要ありません。



2.6 抵抗器の消費電力

電流比較器 (DCC)の利点は、比較する抵抗器での消費電力の比率が抵抗値の比率の逆になることです。

たとえば: $R_s = 1\Omega$ $R_x = 10\Omega$

消費電力は $P_s = I_s^2 \times R_s$ かつ $P_x = I_x^2 \times R_x$

各々に5mAの電流を流すと、 For a 1Ω to 10Ω measurement with $I_x = 5\text{mA}$:

R_x の消費電力は $P_x = 0.005^2 \times 10 = 0.00025 \text{ W}$

R_s の消費電力は $P_s = 0.05^2 \times 1 = 0.0025 \text{ W}$

2.7 電流 & 電圧ノイズ

2.7.1 電流ノイズ:

全てのトランスには、コア自体から出るノイズがあります。直流電流比較器も同じです。ただし、コアに発生するノイズが測定への影響を理解するために、意味のある単位に変換して考えます。次の式で、コアノイズをアンペアターンの単位に変換します。0.05はコアノイズを表します。

$$0.05 \times 10^{-6} \text{ AT} / I_s \times N_s \text{ (スレーブ側ターン数)}$$

ここで: 0.05×10^{-6} : コアノイズ (規定値)。

I_s : スレーブ電流値。

N_s : コンパレータ スレーブ側ターン数 (800)。

仮に、 $I_s = 1 \text{ mA}$ の場合、電流ノイズは以下のとおりです:

$$0.05 \times 10^{-6} / 10^{-3} \times 800 \text{ turns} = 0.063 \mu \text{ at}$$

1000 Ω の抵抗を測定した場合、これは0.063 PPMの読取りノイズに相当します。3mAの計測電流で1000 Ω の測定の場合、これは0.021 PPMのレベルに相当します。以上より、計測電流が大きくなるほど電流ノイズは小さくなることとなります。

6010では、読み取り値を平均化することで、電流ノイズの影響をさらに低減しています。その結果、電流ノイズの影響は、電流ノイズを測定値のデータ数で割ったものと等しくなります。

$I_n = \text{電流ノイズ}/n$ 、ここで $n = \text{読み取り数}$ 、不確かさは読み取り数 n 個の標準偏差に含まれます。



2.7.2 電圧ノイズ:

電流ノイズが高抵抗および低電流に関連付けて影響をうけると理解できます。一方、電圧ノイズはナノボルト検出器のノイズ仕様に影響を受けます。

1 Ω の抵抗器のための電圧ノイズの計算は、式で表現すると:

$$0.5 \times 10^{-9} \text{ V} / I_s R_s$$

ここで:

0.5×10^{-9} はナノボルト検出器の電圧ノイズです。

I_s はスレーブ電流

R_s は標準抵抗器の抵抗値

仮に、 $I_s = 10 \text{ mA}$ で $R_s = 1 \text{ ohm}$ とすると、電圧ノイズは次の式で求まる。

$$= 0.5 \times 10^{-9} / 10^{-2} \times 1$$

$$= 0.05 \times 10^{-6} \text{ PPM}$$

更に仮に、1 Ω の抵抗を100 mAで計測すると、次の式で求まる。

$$= 0.5 \times 10^{-9} / .1 \times 1$$

$$= 0.005 \times 10^{-6} \text{ PPM}$$

$V_n = \text{電圧ノイズ}/n$ 、ここで $n = \text{読み取り数}$ 、不確かさは読み取り数 n 個の標準偏差に含まれます。

2.8 比率誤差の検証

直流電流コンパレータの比率誤差は次の二つに分類できます:

線形エラー

インターチェンジまたはプラスマイナスエラー

電流コンパレータの比率誤差は、1 : 1 では容易に検証ができます。例えば、二つの 1 Ω を使って、以下の計測を行います:

$$R_x = \text{Resistor 1}, R_s = \text{Resistor 2.}$$

$$\text{Ratio 1} = 1.00000615$$

二つの抵抗器 R_x と R_s を交換し、

$$R_x = \text{Resistor 2}, R_s = \text{Resistor 1.}$$

$$\text{Ratio 2} = 0.99999382$$



比率誤差は以下の式で求めます： $((\text{Ratio } 1 + (1/\text{Ratio } 2))/2)$

10 : 1の比率の場合、ヘイモン抵抗器または極低温電流コンパレータ (CCC) が必要です。通常、10 Ωヘイモンと1000 Ωヘイモンの2つのヘイモン抵抗が必要です。

10 Ωヘイモンは、1 Ωから100 Ωに移送することができます。また1000 Ωヘイモンは、100 Ωから10,000 Ωに移送できます。なおヘイモン抵抗を使用する場合は、仲介抵抗が必要です。10 Ωヘイモンの場合、仲介抵抗は10 Ωです。1000 Ωヘイモンの場合、仲介抵抗は1000 Ωです。その場合、測定値は次のようになります。

10Ω Hamon: 1Ω to 10Ω

10Ω to 100Ω

| | | | | |
|----|----|------|----|-----|
| 10 | Rx | 10:1 | Rs | 1 |
| 10 | Rs | 1:10 | Rx | 100 |

Maximum Ratio - Maximum Resolution

1000Ω Hamon: 100Ω to 1000Ω

1000Ω to 10,000Ω

| | | | | |
|----|----|------|----|-----|
| 1K | Rx | 10:1 | Rs | 100 |
| 1K | Rs | 1:10 | Rx | 10K |

問題のないヘイモンと、仕様どおり機能する抵抗ブリッジ6010を使用すると、校正結果は仲介抵抗の0.1 PPM未満になるはずですが、また6010の一般的なインターチェンジ試験の結果は0.05 PPMの範囲になります。

抵抗器の両端に加える印可電圧を上げると、電流および電圧ノイズの影響を減らすことができますが、抵抗器の消費電力と電圧係数の増加によって引き起こる特性が不安定性になり、不確実性が増えます。なおヘイモン抵抗を使用する場合は、移送抵抗での消費電力に注意する必要があります。

2.9 不確かさ解析

2.9.1 線形性

6010の直線性の検証は、CALIB関数（内蔵ツール）を使用して実行します。6010の校正は、IEEE488を介して実行し、ハードコピーと履歴ファイルに保存できます。CALIB関数は、実数と分数の両方のターンの直線性をチェックします。6010のフロントパネルまたはコンピューターの印刷出力に表示されるように、すべての読み取り値は0.01 PPM未満である必要があります。



2.10 計測不確かさ

ブリッジシステムの計測不確かさは以下で計算できます:

1:1 計測では:

$$\text{Measurement Uncertainty (ppm)} = \sqrt{R_{\text{Sunc}}^2(\text{ppm}) + \text{Int}_{\text{ERR}}^2(\text{ppm}) + 6010_{\text{SD}}^2(\text{ppm})}$$

10:1 計測では:

$$\text{Measurement Uncertainty (ppm)} = \sqrt{R_{\text{Sunc}}^2(\text{ppm}) + 6010_{\text{err}}^2(\text{ppm}) + 6010_{\text{SD}}^2(\text{ppm})}$$

この式で:

R_{Sunc} = 標準抵抗器の特性に関連する不確かさ

Int_{ERR} = (インターチェンジエラーまたは比率誤差) / $\sqrt{3}$

6010_{ERR} = 6010のエラー、データシートまたは校正報告書.