

高感度測定ハンドブック



微小電流、微小電圧、および抵抗の
効果的な測定方法

KEITHLEY

A Tektronix Company

高感度測定 ハンドブック

微小電流、微小電圧、および抵抗の
効果的な測定方法

第 6 版

KEITHLEY

A GREATER MEASURE OF CONFIDENCE

目次

第1章 高感度 DC 測定器

1.1	はじめに.....	1-3
1.2	理論上の測定限界	1-3
1.3	測定器の定義.....	1-5
1.3.1	エレクトロメータ	1-5
1.3.2	DMM	1-7
1.3.3	ナノボルトメータ	1-7
1.3.4	ピコアンメータ.....	1-8
1.3.5	ソース・メジャー・ユニット	1-8
1.3.6	ソースメータ	1-9
1.3.7	微小電流プリアンプ	1-9
1.3.8	マイクロオームメータ	1-9
1.4	測定器の仕様について	1-10
1.4.1	用語の定義.....	1-10
1.4.2	確度.....	1-10
1.4.3	ディレーティング.....	1-13
1.4.4	ノイズおよびノイズ除去	1-14
1.4.5	速度.....	1-15
1.5	回路設計の基本	1-16
1.5.1	電圧計回路.....	1-16
1.5.2	電流計回路.....	1-17
1.5.3	クーロンメータ回路	1-22
1.5.4	高抵抗オームメータの回路.....	1-22
1.5.5	低い抵抗値を測定するオームメータの回路	1-25
1.5.6	測定器全体.....	1-29

第2章 高抵抗測定

2.1	はじめに.....	2-2
2.2	高抵抗信号源の電圧測定.....	2-2
2.2.1	負荷誤差とガード	2-2
2.2.2	絶縁抵抗	2-11
2.3	微小電流測定.....	2-14
2.3.1	リーク電流とガード	2-14

2.3.2	ノイズとソースインピーダンス	2-19
2.3.3	ゼロ・ドリフト	2-21
2.3.4	発生電流	2-22
2.3.5	電圧負荷	2-28
2.3.6	過負荷保護	2-30
2.3.7	AC 干渉と減衰	2-32
2.3.8	クーロンメータを使用した微小電流の測定	2-33
2.4	高抵抗測定	2-36
2.4.1	定電圧法	2-36
2.4.2	定電流法	2-37
2.4.3	高抵抗の特殊な特性	2-43
2.5	電荷測定	2-44
2.5.1	誤差発生源	2-44
2.5.2	ゼロチェック	2-45
2.5.3	エレクトロメータの電荷測定レンジ拡大	2-46
2.6	エレクトロメータの一般的注意事項	2-47
2.6.1	接続方法	2-47
2.6.2	静電干渉とシールド	2-49
2.6.3	環境ファクタ	2-52
2.6.4	速度に関する注意事項	2-53
2.6.5	ジョンソンノイズ	2-58
2.6.6	試料の接続	2-62
2.6.7	アナログ出力	2-66
2.6.8	フローティング入力信号	2-67
2.6.9	エレクトロメータの検定	2-68

第 3 章 微小抵抗測定

3.1	はじめに	3-2
3.2	微小電圧測定	3-2
3.2.1	オフセット電圧	3-2
3.2.2	ノイズ	3-10
3.2.3	コモン・モード電流と反転誤差	3-15
3.3	微小抵抗測定方式	3-16
3.3.1	リード線抵抗と 4 線方式	3-16
3.3.2	熱起電力とオフセット補正方式	3-19
3.3.3	非オーム接触	3-23

3.3.4	デバイスの発熱.....	3-24
3.3.5	ドライ・サーキット・テスト.....	3-25
3.3.6	誘導性デバイスの試験.....	3-26

第4章 アプリケーション

4.1	はじめに.....	4-2
4.2	高インピーダンス電圧測定アプリケーション.....	4-2
4.2.1	キャパシタの誘電吸収.....	4-2
4.2.2	電気化学測定.....	4-5
4.3	微小電流測定アプリケーション.....	4-9
4.3.1	キャパシタの漏れ測定.....	4-9
4.3.2	微小電流半導体測定.....	4-11
4.3.3	光電子増倍管を使用する光測定.....	4-14
4.3.4	イオンビーム測定.....	4-16
4.3.5	アバランシェ光ダイオードの逆バイアス電流測定.....	4-18
4.4	高抵抗測定アプリケーション.....	4-20
4.4.1	プリント回路基板の表面絶縁抵抗テスト.....	4-20
4.4.2	絶縁材料の抵抗率測定.....	4-22
4.4.3	半導体の抵抗率測定.....	4-26
4.4.4	高抵抗の電圧係数のテスト.....	4-35
4.5	電荷測定アプリケーション.....	4-36
4.5.1	キャパシタンス測定.....	4-37
4.5.2	ファラデーカップを使用して物体中の 静電荷を測定する.....	4-38
4.6	微小電圧測定アプリケーション.....	4-39
4.6.1	標準電池の比較.....	4-39
4.6.2	高分解能温度測定と微小熱量測定.....	4-42
4.7	微小抵抗測定アプリケーション.....	4-44
4.7.1	接触抵抗.....	4-44
4.7.2	超伝導体の抵抗測定.....	4-47
4.7.3	導電性材料の抵抗率測定.....	4-50

第 5 章 高感度測定器の選択ガイド

5.1	はじめに.....	5-2
5.2	測定器とアクセサリの選択ガイド.....	5-2

付録 A 高感度測定の問題シューティング

付録 B ケーブルおよびコネクタ・アセンブリ

付録 C 用語集

付録 D 安全上の注意事項

第 1 章

高感度 DC 測定器

図 1-1: 本書で使用する標準記号

接頭辞		
記号	接頭辞	指数
y	yocto-	10^{-24}
z	zepto-	10^{-21}
a	アト	10^{-18}
f	フェムト-	10^{-15}
p	ピコ-	10^{-12}
n	ナノ-	10^{-9}
μ	マイクロ-	10^{-6}
m	ミリ-	10^{-3}
(なし)	(なし)	10^0
k	キロ-	10^3
M	メガ-	10^6
G	ギガ-	10^9
T	テラ-	10^{12}
P	ペタ-	10^{15}
E	エクサ-	10^{18}
Z	zetta-	10^{21}
Y	yotta-	10^{24}

数量		
記号	単位	数量
V	ボルト	EMF
A	アンペア	電流
Ω	オーム	抵抗
C	クーロン	電荷
s	秒	時間
W	ワット	電力
F	ファラッド	キャパシタンス
Hz	サイクル/秒	周波数
K	度	温度

1.1 はじめに

ほとんどの場合、DC 電圧、DC 電流、抵抗は、デジタル・マルチメータ (DMM) を使用して測定されます。通常、これらの測定器は、信号レベルが $1\mu\text{V}$ または $1\mu\text{A}$ 以上、あるいは $1\text{G}\Omega$ 以下の測定には十分です。(本書で使用する標準記号については、図 1-1 を参照してください。) ただし、これらの測定器は、理論上の感度限界に近い測定はできません。高感度信号には、エレクトロメータ、ピコアンメータ、ナノボルトメータなどの感度の高い測定器を使用する必要があります。

第 1 章では DC 測定とその測定に使用する装置の理論的限界について説明します。装置の説明では基本的な測定回路例を挙げて具体的に説明します。参照を容易にするため、この章はその内容にしたがって次の各項に分かれています。

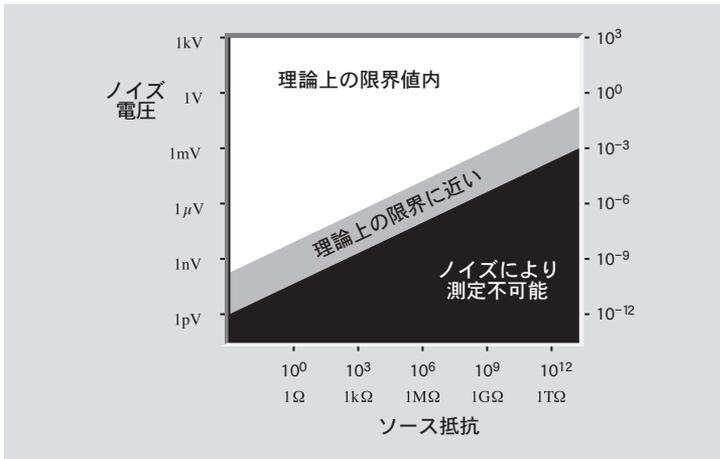
- 1.2 測定の理論的限界：高感度測定における理論的、および装置に起因する限界を説明します。
- 1.3 測定器の定義：エレクトロメータ、DMM、ナノボルトメータ、ピコアンメータ、ソース・メジャーユニット、ソースメータ装置、低電流プリアンプ、マイクロオームメータの定義と内容を説明します。
- 1.4 測定器の仕様について：測定器の仕様に現れる用語の意味を説明します。測定の確度(分解能、感度、トランスファ安定性)、ディレーティング(温度係数、時間ドリフト)、ノイズ(NMRR、CMRR)、および速度に関連した用語について説明します。
- 1.5 回路設計の基本：電圧計(エレクトロメータ、ナノボルトメータ)と電流計(シャント電流計、フィードバック・ピコアンメータ、高速ピコアンメータ、対数ピコアンメータ)が使用する基本的な回路設計について説明します。

1.2 理論上の測定限界

測定の理論上の感度限界は、回路内に存在する抵抗により生じる理想ノイズによって決まります。2.6.5 および 3.2.2 項で説明するように、電圧ノイズは、抵抗、帯域、および絶対温度の平方根に比例します。応答時間が $0.1 \sim 10$ 秒の場合の、室温 (300k) における電圧測定の理論上の限界を図 1-2 に示します。ソース抵抗が高い場合には、電圧測定における理論上の感度が制限されることに注意してください。 1Ω のソース抵抗を持つ $1\mu\text{V}$ の信号を測定することは確かに可能ですが、 $1\text{T}\Omega$ のソースから同じ $1\mu\text{V}$ の信号レベルを測定することはできません。それよりもソース抵抗が大幅に低い $1\text{M}\Omega$ の場合でも、 $1\mu\text{V}$ の測定は「理論上の限界に近く」、そのために通常の DMM を使用して測定を行うことは非常に困難になります。

DMM は、電圧または電流感度が十分でないだけでなく(ほとんどの DMM の感度は、 $1\mu\text{V}$ または 1nA /桁以下)、高感度 DC 測

図 1-2: 電圧測定の理論上の限界



定用の感度の高い測定器に比べると、入力オフセット電流¹が大きく（電圧測定時）、また入力抵抗が低くなっています。このような特性のために、測定誤差が発生します。これらの点について、第2章および第3章で詳細に説明します。

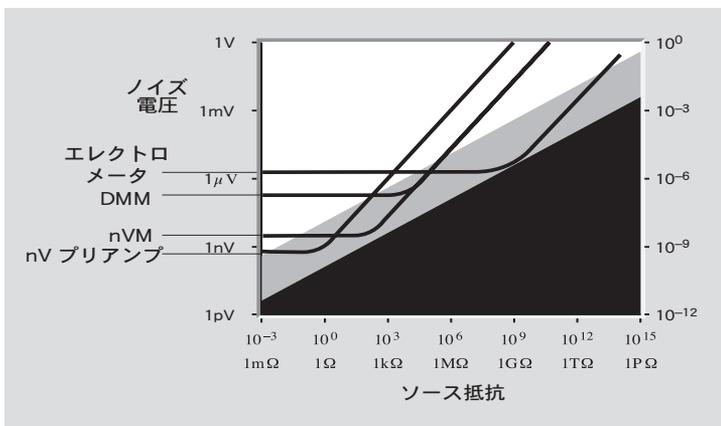
これらの DMM の特性からわかるように、DMM を使用して、理論上の測定限界に近い信号レベルを測定することは不可能です。これを図 1-3 に示します。ソース抵抗が $1\text{M}\Omega$ 以下の場合には、あるいは必要な分解能が $0.1\mu\text{V}$ 以下の（かつソース抵抗が低い）場合は、信号レベルは「理論上の限界に近く」ないために DMM で十分です。ただし、高い感度が必要であり、かつソース抵抗が低い場合には（理論上の限界のためソース抵抗は低くしなければならない）、ナノボルトメータが、理論上の測定限界にきわめて近いレベルを測定するための手段となります。ソース抵抗値が非常に高い場合（例えば $1\text{T}\Omega$ ）には、DMM を電圧計として使用するの是不適切です。DMM の入力抵抗レンジ、 $10\text{M}\Omega \sim 10\text{G}\Omega$ はソース抵抗 $1\text{T}\Omega$ より数桁小さいので、重大な入力負荷誤差を引き起こします。また、通常は入力電流が数ピコアンペアであるため、大きい電圧オフセットを生成します。ただし、エレクトロメータは DMM に比べて入力抵抗が非常に高いため、理論上の限界に近いレベルの測定を実行することができます。高感度電流測定でも同様です。通常、DMM の入力

1 能動デバイスまたは測定器の入力リードには入力電流が流れ込みます。電圧測定では、入力電流はゼロであることが理想です。したがって、どのような入力電流も誤差となります。電流測定では、信号電流が測定器の入力電流となります。ただし、測定器の入力に信号電流をまったく印加していない場合にも、バックグラウンド電流が常に存在します。この不要な電流が、測定器の入力オフセット電流です（多くの場合、略してオフセット電流と呼ばれる）。

不要なオフセット電流とオフセット電圧は、ソース接続やテスト接続によっても発生します。

リーク電流も、望ましくない抵抗パス（リーケージ抵抗と呼ばれる）にかかる電圧によって発生する望ましくない誤差電流のひとつです。この電流は、オフセット電流と相まって完全な誤差電流となります。

図 1-3: 各種のソース抵抗における代表的なデジタル・マルチメータ (DMM)、ナノボルトプリアンプ (nV PreAmp)、およびエレクトロメータの測定限界



電圧降下(負荷)は大きく、これが、エレクトロメータやピコアンメータに比べて高感度電流測定に大きい影響を与えます。また、一般にDMMの分解能は 1 nA より良くありません。したがって、入力負荷が低くまた高感度なエレクトロメータやピコアンメータは、高感度電流測定の理論上(および実用上)の限界に非常に近いレベルで動作します。

1.3 測定器の定義

DC測定には、エレクトロメータ、DMM、ナノボルトメータ、ピコアンメータ、SMU(ソース・メジャー・ユニット)、ソースメータ装置、微小電流プリアンプ、マイクロ・オームメータなど、各種の測定器を使用できます。以降の項で、これらの測定器の重要な特性について説明し、比較していきます。

1.3.1 エレクトロメータ

エレクトロメータは、高度の機能を持つDCマルチメータです。したがって、従来のDCマルチメータが行う測定タスクには、事実上すべての場合に使用できます。さらに、特殊な入力特性と高い感度を備えているため、エレクトロメータは、従来のDMMの範囲を大きく超えた電圧、電流、抵抗、および電荷測定を実行できます。

以下のいずれかの条件が存在している場合にはエレクトロメータを使用しなければなりません。

- 以下の範囲の電流や抵抗の検出や測定のように、従来の測定器のレンジを超える測定レンジが必要な場合
 - 10 nA (10^{-8} A) 未満の電流
 - $1 \text{ G}\Omega$ ($10^9 \Omega$) を超える抵抗

2. 以下の測定など、回路の負荷を最小限に抑えなければならない場合
 - ソース抵抗が $100\text{M}\Omega$ 以上の場合の電圧測定
 - 入力電圧降下（負荷）が数百 mV 未満であることが必要な場合の電流測定（数 V 以下のソースから電流を測定する場合）
3. 電荷測定が必要な場合
4. ジョンソン・ノイズ限界付近での信号測定（図 1-2 に示す）

このように多機能であるにもかかわらず、エレクトロメータは操作が簡単で、信頼性が高く堅牢です。

電圧計機能

エレクトロメータ電圧計の入力抵抗はきわめて高く、通常は $100\text{T}\Omega$ ($10^{14}\Omega$) 以上です。さらに、入力オフセット電流は 3fA ($3 \times 10^{-15}\text{A}$) 未満です。これらの特性からわかるように、この測定器は回路にごくわずかの負荷をかけるだけで電圧を測定することができます。

入力抵抗が高く、オフセット電流が低いいため、エレクトロメータ電圧計が被測定回路に与える影響は最小限です。その結果、エレクトロメータを使用すると、従来のマルチメータでは不可能な電圧測定を実行できます。例えば、エレクトロメータはデバイスを大きく放電させることなく、 500pF のキャパシタの電圧を測定できます。また、圧電結晶や高インピーダンスの pH 電極の電位を測定することもできます。

電流計機能

エレクトロメータは、電流計として、理論上の限界または測定器の入力オフセット電流だけによって制限されるきわめて微小な電流を測定することができます。また、従来の DMM に比べると電圧負荷が小さくなります。

入力オフセット電流がきわめて低く、入力電圧降下が最小限に抑えられるため、エレクトロメータは 1fA (10^{-15}A) の低い電流を測定できます。感度が高いため、光電子増倍管やイオン・チャンバの出力電流の測定や、半導体、質量分析計やその他のデバイスの微小電流の測定に適しています。

抵抗測定機能

定電流または定電圧法を使用すればエレクトロメータで抵抗値を測定することも可能です。定電流法ではエレクトロメータの高い入力インピーダンスと低いオフセット電流を利用して最高 $200\text{G}\Omega$ までの抵抗を測定することができます。定電圧法ではエレクトロメータから未知の負荷に一定の電圧を印加した状態で電流を測定し、両者の値から抵抗値を計算します。既知電圧を印加した状態で未知抵抗を測定できることから、後者の方が一般的には好ましいとされています。この方法を使用すればエレクトロメータを使用して最高 $10\text{P}\Omega$ ($10^{16}\Omega$) 程度までの抵抗値を測定することができます。

クーロンメータ機能

電流の積分と電荷の測定は、マルチメータには見られないエレクトロメータ・クーロンメータの機能です。エレクトロメータ・クーロンメータは、最小で 10fC (10^{-14}C) までの電荷を検出できます。この機能はアクティブ積分器と同等であるため電圧負荷が低くなります (標準的には $100\mu\text{V}$ 未満)。

クーロンメータ機能は、電流計機能よりも低い電流を測定できます。これは、内部抵抗によって生じるノイズがないからです。この機能を使用すると、 1fA (10^{-15}A) の低電流を検出できます。詳細については、第 2.3.8 項を参照ください。

1.3.2 DMM

$3\frac{1}{2}$ 桁低コスト・ハンドヘルド・ユニットから、高精度システム DMM まで、デジタル・マルチメータにはさまざまな形式のものがああります。各メーカーから数多くのモデルが販売されていますが、これまでに述べた理論上の測定限界に近いレベルで測定を実行できるものはありません。このような制限は、DMM が測定器として不十分であることを示しているわけではなく、単に、大部分の測定が理論上の限界から大きく離れたレベルで行われており、DMM がこれらの一般的な測定に合わせて設計されていることを示しているだけです。

定義によれば、高感度測定とは理論上の限界に近い測定のことであり、そのために DMM の測定レンジを超えてはいますが、技術の進歩によって、DMM と専用の高感度測定器のギャップが小さくなりつつあります。例えば、最高の感度を備えた DMM は、 10nV ほどの微小な DC 電圧を検出でき、 10pA の低い DC 電流を測定可能で、最高 $1\text{G}\Omega$ の抵抗を測定できます。これらの特性は、上記のエレクトロメータなど感度の高い測定器に対応する機能には遠く及びませんが、本書で述べるすべての測定理論および確度に関する注意事項は、ナノボルトメータ、ピコアンメータ、エレクトロメータ、または SMU 測定だけではなく、DMM 測定にも適用されます。その違いは単なる程度の問題です。すなわち、理論上の限界に近い測定を実行する場合には、測定に関するすべての注意事項がいずれもきわめて重要になります。これに対し、理論上の限界から大きく離れたレベルで測定を行う場合は、通常、いくつかの基本的な注意事項だけ (確度、負荷など) が問題となります。

1.3.3 ナノボルトメータ

ナノボルトメータは非常に感度の高い電圧計です。図 1-3 に示したように、このタイプの測定器は、ソース抵抗が低い場合に理論上の限界に近い測定を実行できるように最適化されています。これに対してエレクトロメータは、ソース抵抗が高い測定に使用するように最適化されています。エレクトロメータと比較すると、電圧ノイズと電圧ドリフトは非常に低く、電流ノイズと電流ドリフトは非常に高くなっています。通常、入力抵抗は DMM の入力抵抗と同等であり、エレクトロメータよりも低くなっています。

エレクトロメータの場合と同じように、今日のナノボルトメータは、DMMと同様に信頼性が高く、操作が簡単です。ナノボルトメータのきわだった特性は、最高1pVの電圧感度です。ほとんどのナノボルトメータは単一機能の測定器であり、そのためエレクトロメータほど複雑ではありません。

1.3.4 ピコアンメータ

ピコアンメータは、エレクトロメータの電流測定ファンクションにならって作られた電流計です。通常ピコアンメータは、エレクトロメータと同程度かそれより低い電圧負荷と、エレクトロメータと同程度かそれより速い速度を備えており、エレクトロメータほど高感度ではなく、低価格です。また、高速対数レスポンスや内蔵式電圧ソースなどの特殊機能を備えたものもあります。

1.3.5 ソース・メジャー・ユニット

その名前が示すとおり、ソース・メジャー・ユニット (SMU) は、測定器としての機能と電源としての機能の両方を備えています。測定器に電流源および電圧源機能が付加されたためさらに多機能になり、多くの高感度測定アプリケーションに対応します。例えば、試料に電圧を印加し、その結果得られる電流を測定することにより、きわめて高い抵抗値を調べることができます。ソース機能が追加されているため、半導体やその他のタイプのデバイスのI-Vカーブ作成などのアプリケーションには、独立した測定器よりも便利で、多くの測定が可能になります。

代表的なSMUには、以下の4つの機能があります。

- 電圧測定
- 電流測定
- 電圧源
- 電流源

これらの機能は個別に使用することも、以下のような組み合わせで使用することもできます。

- 電圧源となり、同時に電流を測定する
- 電流源となり、同時に電圧を測定する

今日のSMUは、エレクトロメータ並みの特性を数多く備えており、そのため高感度測定に適した機器となっています。入力抵抗が非常に高いため (通常は100TΩ以上)、高インピーダンス・ソースの電圧を測定する際に、回路の負荷を最小限に抑えます。電流測定感度も、エレクトロメータ・ピコアンメータの項で説明した値に近い値 (通常は10fA) になっています。

その他に、多くのソース・メジャー・ユニットが備えている重要な特長に、スイープ機能があります。電圧または電流を、指定した増分ずつ希望のレンジでスイープし、その結果得られた電流または電圧を各ステップで測定することができます。内蔵のソース・ディレイ・メジャー・サイクルにより、測定の完全性を保つために十分な回路セトリング時間を維持しながら、測定速度を最適化します。

1.3.6 ソースメータ

ソースメータは、電流、電圧の印加や測定が 1 台で行え、スイープも行えるなど多くの点でソース・メジャー・ユニットに非常に類似しています。さらにソースメータは電流、電圧に加え、抵抗値も直接表示できます。

一般的なソースメータはソース・メジャー・ユニットのように高い入力インピーダンスや微小電流測定機能はありません。ソースメータは、汎用用途や高速製造試験用に設計されています。ソースメータは中ないし高感度測定、および研究用アプリケーションの信号源としても使用することができます。

一点測定のための DMM と違い、ソースメータは内蔵ソースを持っているのでカーブファミリを作成することができます。半導体デバイス研究と材料物性評価に最適です。

ソースメータを電流源とし、ナノボルトメータと併用することで、微小抵抗測定が行えます。電源の極性が自動的に反転され、オフセットを補正します。

1.3.7 微小電流プリアンプ

何種類かの SMU とソースメータ装置には微小電流プリアンプを外付けして使用することができます。このような構成を用いれば敏感な増幅回路を SMU や ソースメータ本体から離れた位置に配置することができます。装置の最も感度の高い部分を被試験デバイスのすぐ近くに配置することにより、エラーの主要な発生源であるノイズやケーブル自体からの漏れを大きく低減することが可能になります。

1.3.8 マイクロオームメータ

マイクロオームメータは特殊なタイプのオームメータで、高感度抵抗測定用に特に設計されています。抵抗測定用の技術は DMM で使用されている技術と類似していますが、マイクロオームメータ回路は、高感度測定用に最適化されています。代表的なマイクロオームメータは、 $10\mu\Omega$ の微小抵抗を測定可能です。

マイクロオームメータを使用する測定は、テスト・リードおよび接続によって生じる誤差を最小限に抑えるために、常に 4 線式技術を用いて行います。また、代表的なマイクロオームメータは、オフセット補正やドライ・サーキット・テストなど、微小抵抗測定を最適化するための付加機能を備えています。オフセット補正は、テスト電流をパルス化して加え、熱起電力によるオフセットをキャンセルします。ドライ・サーキット・テスト・モードでは、試料にかかる電圧を非常に小さい値（通常 20mV 未満）に制限することにより、リレーやコネクタ接点、スイッチなどをテストする際の酸化膜のホールの発生を防止します。

1.4 測定器の仕様について

優れた高感度測定を実行するためには、測定器の仕様を正しく理解することが重要です。これらの仕様の中でも、測定器の確度がおそらく最も重要な仕様ですが、仕様にも目を通す際には、ノイズ、ディレーティング、速度など、その他のファクタについても考慮しなければなりません。

1.4.1 用語の定義

測定器の仕様を定義する際に頻繁に使用されるいくつかの用語を以下に簡単にまとめておきます。これらの用語のいくつかについては、以降の項で詳細に説明します。測定器に関する各種の仕様の変換係数を表 1-1 にまとめます。

感度 - 測定において検出可能な最も小さい変化量。

分解能 - 信号の観察可能な最も小さい部分。

繰り返し性 - 同じ条件で連続して測定を行った場合に、それらの結果が一致する度合。

再現性 - 条件を一定の値だけ変化させて同じ量を測定した結果が一致する度合。

絶対確度 - 測定の結果と、その真の値あるいは承認された標準値との近さの度合。多くの場合、確度はゲインとオフセットの項に分けられます。

相対確度 - 測定が、未知の値と基準値との関係を正確に反映している度合い。

誤差 - 測定値と真の値の偏差（差または比）。真の値は本質的に不確かなものであることに注意してください。

偶然誤差 - 偶然誤差の影響を受けた数多くの測定値を平均した値は、真の値に一致します。

系統誤差 - 系統誤差の影響を受けた数多くの測定値を平均した値は、真の値からはずれています。

不確かさ - 測定において発生する可能性のある誤差の推定値。つまり、発生する可能性のある、実際の値からの偏差の推定値のことです。これは確度の反意語になります。

精度は、上記の多くの用語よりも定性的な用語です。これは、測定における不確かさの自由度を指します。多くの場合、この用語は繰り返し性あるいは再現性について説明する場合に使用され、「確度」の代わりに使用することはできません。

1.4.2 確度

どのような測定状況においても最も重要な注意事項のひとつは、読みの確度です。どのような試験条件においても、多くのファクタが確度に影響を与えます。最も重要なファクタは測定器自体の確度です。これはフル・スケールのパーセンテージ、読みのパーセンテージ、あるいはその両方の組み合わせで指定することができます。測定器の確度については、以降の項で説明します。

表 1-1: 仕様の変換係数

パーセント	PPM	桁	ビット	dB	10V を基準にした表現	RC 時定数を単位とし表現したセトリング時間
10%	100000	1	3.3	-20	1 V	2.3
1%	10000	2	6.6	-40	100mV	4.6
0.1%	1000	3	10	-60	10mV	6.9
0.01%	100	4	13.3	-80	1mV	9.2
0.001%	10	5	16.6	-100	100 μ V	11.5
0.0001%	1	6	19.9	-120	10 μ V	13.8
0.00001%	0.1	7	23.3	-140	1 μ V	16.1
0.000001%	0.01	8	26.6	-160	100 nV	18.4
0.000001%	0.001	9	29.9	-180	10 nV	20.7

このほかに、入力負荷、リーク抵抗やリーク電流、シールドやガーディングなどのファクタも総合的な確度に大きな影響を与えます。これらの重要な測定上の注意事項については、第 2 章および第 3 章で詳細に説明します。

測定器の仕様

通常、測定器の確度は指示値に対するパーセント値とレンジに対するパーセント値（または最下位桁のカウント数）で指定されます。例えば、DMM の典型的な確度使用は次のように表現されます：±（指示値の 0.005% + レンジの 0.002%）。指示値がフルスケールに近ければ指示値に対するパーセント値の方が大きな意味を持ち、指示値がフルスケールの小さな部分だけで変化する場合は、レンジに対するパーセント値の方が大きな意味を持ちます。

確度は ppm（100 万分の 1）で指定することもできます。通常、この確度仕様は、±（読みの ppm + レンジの ppm）で与えられません。例えば、DMM の DCV 確度は、±（読みの 25ppm + レンジの 5ppm）と指定することができます。

分解能

デジタル測定器の分解能は表示できるカウント数によって決まり、表示できるカウント数はディスプレイの桁数によって決まります。代表的なデジタル・エレクトロメータの桁数は $5\frac{1}{2}$ です。これは、5 つの完全な桁（それぞれが 0 - 9 の値を表すことができるもの）と、その前の 0 または ± 1 を表示できる桁を $\frac{1}{2}$ で表しています。したがって、 $5\frac{1}{2}$ 桁のディスプレイは 0 から 199,999 を、つまり合計で 200,000 カウントを表示できます。ディスプレイの分解能は、最小のカウントと最大のカウントの比となります（ $5\frac{1}{2}$ 桁のディスプレイでは $1/200,000$ あるいは 0.0005%）。

例えば、10.000Vを読み取る4¹/₂桁のデジタル・マルチメータの仕様、±(0.05%+1カウント)は、10Vに対する総合誤差、±(5mV+1mV)、あるいは、±(読みの0.05%+読みの0.01%)、つまり合計で±0.06%に対応します。一般に、分解能が高くなるほど確度は向上します。

感度

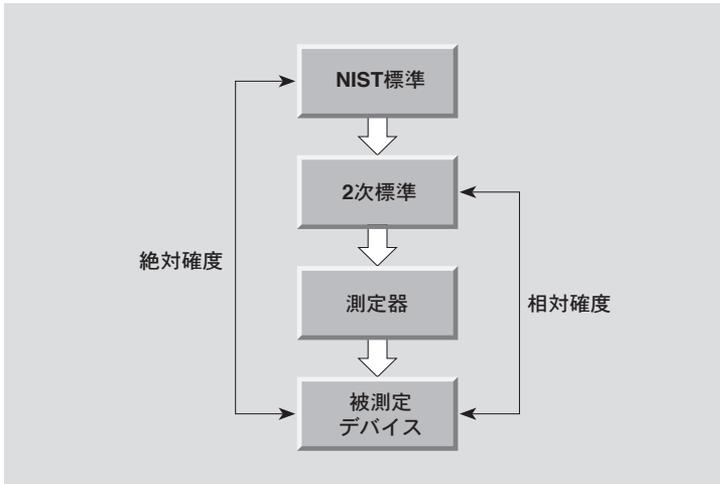
測定感度は、信号の検出可能な最も小さい変化量のことです。例えば、電圧感度が1 μ Vの場合、これは、入力信号の変化量のうち1 μ V未満のものは読みに現れないということを意味しています。同様に、10fAの電流感度は、この値を超える電流変化だけが検出されるということを意味しています。

測定器の基本的な感度は、分解能と最も低い測定レンジによって決まります。例えば、200mVの測定レンジを持つ5¹/₂桁DDMの感度は1 μ Vとなります。

絶対確度と相対確度

図1-4に示すように、絶対確度は、NIST(National Institute of Standard and Technology)の1次標準に直接トレーサブルな測定器の確度の尺度です。絶対確度は、±(読みの%+カウント)で指定することも、±(読みのppm+レンジのppm)で表すこともできます。ここで、ppmは100万分の1の誤差を表します。

図 1-4: 絶対確度と相対確度の比較



相対確度は(図1-4を参照)、何らかの2次標準を基準にして測定器の確度を指定したものです。絶対確度と同様、相対確度も±(読みの%+カウント)で指定することも、±(読みのppm+レンジのppm)で指定することもできます。

トランスファー安定度

特殊な相対精度としてトランスファー安定度があります。これは、非常に短い時間ときわめて狭い周囲温度範囲を設定して（通常は5分間、 $\pm 1^\circ\text{C}$ ）、2次標準に対する測定器の精度を定義するものです。トランスファー安定度の仕様は、既知の2次標準を基準にしてきわめて高精度の測定を実行しなければならない場合に有用です。

精度仕様に基づく誤差項の計算

測定器の仕様から測定誤差を計算する方法の例として、以下の測定パラメータを仮定します。

精度： \pm （読みの25ppm + 読みの5ppm）

レンジ：2V

入力信号：1.5V

誤差は、以下のように計算されます。

$$\begin{aligned}\text{誤差} &= 1.5(25 \times 10^{-6}) + 2(5 \times 10^{-6}) \\ &= (37.5 \times 10^{-6}) + (10 \times 10^{-6}) \\ &= 47.5 \times 10^{-6}\end{aligned}$$

したがって、読みは、 $1.5\text{V} \pm 47.5\mu\text{V}$ 、誤差 $\pm 0.003\%$ の範囲内の値となります。

1.4.3 デイレーティング

以降の項で説明するように、精度仕様は、温度および時間ドリフトによるデイレーティングの影響を受けます。

温度係数

動作環境の温度は、精度に影響を与えることがあります。このため測定器の仕様は、通常は定義された温度範囲内の値として指定されます。Keithley社の最近のエレクトロメータ、ナノボルトメータ、DMM、およびSMUの精度仕様は、通常 $18 \sim 28^\circ\text{C}$ の温度範囲におけるものです。この範囲を超える温度については、 $\pm (0.005\% + 0.1 \text{ カウント}) / ^\circ\text{C}$ または \pm （読みの5ppm + レンジの1ppm）などの温度係数が指定されています。精度仕様と同様に、この値も、デジタル測定器の読みのパーセンテージに最下位桁のカウント数を加えたもの（あるいは、読みのppm + レンジのppm）として表されます。 $18 \sim 28^\circ\text{C}$ の温度範囲外の温度で測定器を動作させた場合、この値を考慮に入れる必要があり、誤差は上記の方法で計算することができます。

時間ドリフト

エレクトロメータ、ピコアンメータ、ナノボルトメータ、DMM、SMU、ソースメータなどのほとんどの電子測定器では、機器の動作の有無にかかわらず、精度やその他のパラメータが長い期間のうちに変化します。これらの変化のために、通常測定器の仕様には、その測定器の精度を保証できる期間が含まれています。この期間は仕様の中に記載されており、90日間や1年間などが代表的な期間です。前述のように、トランスファー安定度の仕様は、これよりも大幅に短い期間（通常は5分または10分間）について指定されています。

1.4.4 ノイズおよびノイズ除去

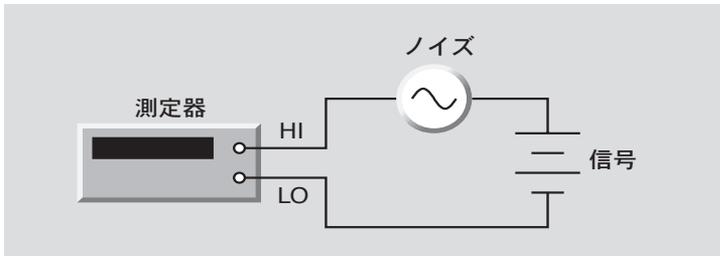
事実上どのようなタイプの電子測定を行う場合でもノイズについては考慮しなければなりません。高感度測定では、ノイズは特に大きな問題となります。したがって、測定器のノイズ性能を評価する場合には、ノイズ仕様とノイズ項目についての正しい理解が重要になります。

NMRR

NMRR はノーマル・モード除去比 (nomal-mode rejection ratio) を表しており、HI および LO 入力端子間に発生するノイズを測定器が除去あるいは減衰できる程度を規定します。ノイズを大きく低減させるには低周波数成分や DC ノーマルモード信号はそのまま通過させながら 積分型 A/D コンバータを使用することで特定の周波数 (通常は 50 または 60Hz) におけるノイズを減衰させる方法が有効です。図 1-5 に示すように、ノーマル・モード・ノイズは、必要な入力信号に加わる誤差信号です。ノーマル・モード・ノイズは、DC 信号におけるピーク・ノイズまたはピーク偏差として検出され、NMRR は以下のように計算されます。

$$\text{NMRR} = 20 \log \left[\frac{\text{ピーク・ノーマル・モード・ノイズ}}{\text{ピーク測定偏差}} \right]$$

図 1-5: ノーマル・モード・ノイズ

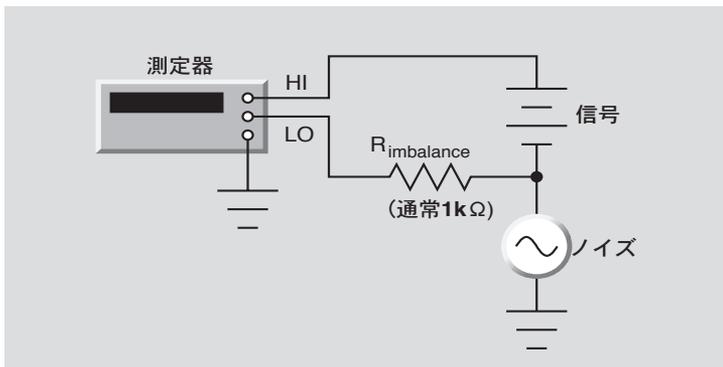


ノーマル・モード・ノイズは、その影響を最小限に抑えるための措置をとらないと、測定に大きな影響を与えることがあります。注意してシールドを行えば、通常はノーマル・モード・ノイズは減衰します。また、多くの測定器では、さらにノイズを低減するための内部フィルタを備えています。

CMRR

CMRR (common-mode rejection ratio : コモン・モード除去比) は、図 1-6 に示すように、入力 HI 端子、入力 LO 端子とシャーシ・グラウンドの間に発生するノイズ信号を測定器が除去する度合いを指定します。通常の場合、CMRR は、入力リード線の 1 つを 1kΩ の抵抗で不平衡にして測定します。

図 1-6: コモン・モード・ノイズ



通常、コモン・モード・ノイズの影響はノーマル・モード・ノイズほど大きくありませんが、このタイプのノイズは、高感度測定では測定を左右するファクタの1つになります。コモン・モード・ノイズを最小限に抑えるためには、テスト・システム内の1カ所だけにシールドを接続します。

ノイズ仕様

NMRR と CMRR のいずれも、一般には 50Hz および 60Hz における db として指定されます。これらの周波数は、最も重要なノイズ周波数です。(多くの場合、CMRR は DC でも指定されます。) NMRR および CMRR の代表値は、それぞれ 80db 以上および 120db 以上です。

ノイズ除去比が 20db 増加すると、ノイズ電圧またはノイズ電流は $1/10$ に減少します。例えば、80db の NMRR はノイズが $1/10,000$ に減少することを、120db の CMRR はコモン・モード・ノイズが $1/10^6$ に減少することを示しています。したがって、1V のノイズ信号は、除去比が 80db の場合は $10\mu\text{V}$ に、除去比が 120db の場合は $1\mu\text{V}$ に減少することになります。

1.4.5 速度

多くのテストでは、測定器の測定速度がしばしば重要なファクタとなります。測定速度を指定する場合には、通常、測定器の特定の動作条件における1秒当たりの読み取りの回数です。積分周期やフィルタリング量などのファクタが、測定器の総合的な測定速度に影響を与えることがあります。ただし、これらの動作モードを変更すると分解能や精度も変わるため、多くの場合、測定速度と精度の間にはトレードオフがあります。

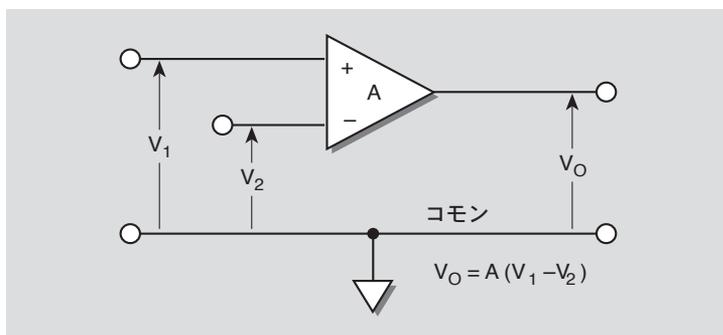
測定器の速度は、低インピーダンス系の測定を行う際には、しばしば問題となります。高いインピーダンス・レベルでは回路のセットリング時間の方が重要になり、通常は、総合的な測定速度を決定する際の最優先のファクタとなります。第 2.6.4 項では、回路のセットリング時間に関する注意事項について詳細に説明します。

1.5 回路設計の基本

多くの高感度測定用機器の設計には、その測定器がボルトメータ、電流計、オームメータ、またはクーロンメータであっても、一般にオペアンプと見なせる回路を使用しています。図 1-7 に基本的なオペアンプを示します。出力電圧は次式で与えられます。

$$V_0 = A(V_1 - V_2)$$

図 1-7: 基本的なオペアンプ



アンプのゲイン A は最小で 10,000 ~ 100,000 と非常に大きく、多くの場合 1,000,000 にもなります。アンプは、コモン・リードを基準とした電源（図には示していない）を持っています。

オペアンプに入力される電流は理想的にはゼロです。フィードバックを適切に作用させると、入力電圧の差 ($V_1 - V_2$) がゼロにまで下がります。

1.5.1 電圧計回路

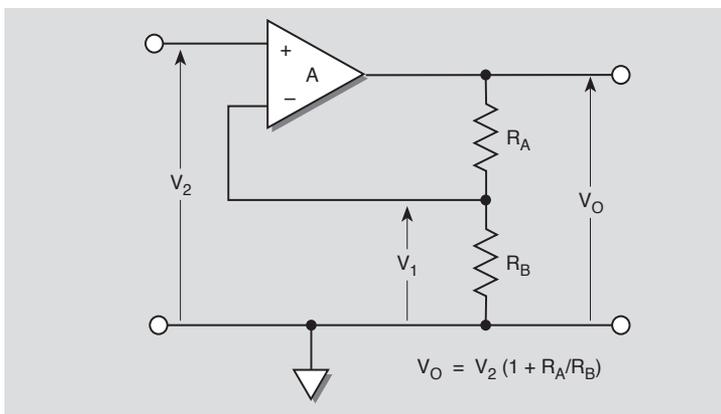
エレクトロメータ電圧計

図 1-8 のように接続すると、オペアンプは電圧増幅器となります。オフセット電流が低いため、 R_A および R_B を流れる電流の大きさは同じです。ゲイン A が非常に高いと仮定すると、回路の電圧ゲインは以下のように定義されます。

$$V_0 = V_2(1 + R_A/R_B)$$

すなわち、低インピーダンス出力電圧 V_0 は、入力電圧 V_2 と、抵抗 R_A および R_B によって設定されるアンプのゲインの両方によって決まります。 V_2 はアンプの入力リードにかかる電圧であり、オペアンプの高い入力抵抗だけが V_2 の負荷であり、また、ソースからの電流は、オペアンプの非常に低い入力オフセット電流だけです。多くのエレクトロメータ電圧計では、 R_A が短絡され R_B がオープンになっており、ユニティ・ゲインになっています。

図 1-8: 電圧増幅器



ナノボルトメータ・プリアンプ

図 1-8 に示した基本回路構成と同じものを、ナノボルトメータの入力プリアンプとして使用することができます。ただし、非常に高い電圧ゲインが必要なため、 R_A と R_B の値はそれにしたがって設定します。ナノボルトメータ・プリアンプの代表的な電圧ゲインは 1,000 です。

エレクトロメータとナノボルトメータの特性が異なるため、この 2 種類の測定器に使用するオペアンプの条件は多少異なります。エレクトロメータ電圧計のオペアンプの最も重要な特性が、低い入力オフセット電流と高い入力インピーダンスであるのに対して、ナノボルトメータの入力プリアンプの最も重要な条件は、低い入力ノイズ電圧です。

1.5.2 電流計回路

電流測定の実行には、2 つの基本的な技術があります。これらの測定では、シャント電流計とフィードバック電流計技術を使用します。DMM や以前のエレクトロメータはシャント方式を使用していましたが、ピコアンメータや新しいエレクトロメータの電流測定機能は、フィードバック電流計構成だけを使用しています。

シャント電流計

図 1-9 に示すように、抵抗を使用してボルトメータの入力を分路すると、シャント電流計になります。入力電流 I_{IN} はシャント抵抗 R_S を流れます。出力電圧は以下のように定義されます。

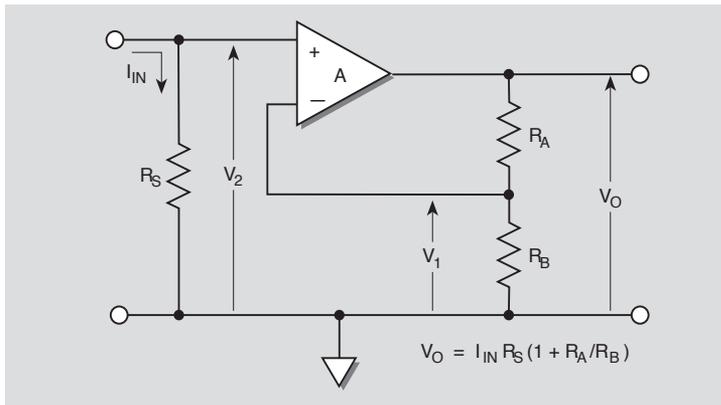
$$V_O = I_{IN} R_S (1 + R_A/R_B)$$

いくつかの理由により、 R_S にはできる限り小さい値を使用して、ボルトメータの感度を上げることが一般に有効です。

第 1 に、抵抗値が低い方が高い場合よりも、確度、時間安定度および温度安定度、電圧係数が優れています。第 2 に、抵抗値が低

いと入力時定数が小さくなり、その結果、測定器の応答時間が速くなります。最後に、回路の負荷について考えると、電流計の入力抵抗 R_S が小さくなるため、電圧負荷 V_2 が小さくなります。ただし、シャント抵抗を減らすと信号対ノイズ比も劣化しますから注意が必要です。

図 1-9: シャント電流計



フィードバック電流計

図 1-10 に示したこの構成では、入力電流 I_{IN} はフィードバック・抵抗 R_F を流れます。アンプ A の低いオフセット電流による電流 I_{IN} の変化量は、無視できる程度のもです。アンプの出力電圧は、以下のように計算されます。

$$V_O = -I_{IN}R_F$$

したがって、出力電圧は入力電流の尺度となり、総合的な感度はフィードバック・抵抗 R_F によって決まります。高ゲインのオペアンプによって V_1 は強制的にゼロ近くまで下げられ、電圧負荷 V_1 が減少することにより、それに対応して高速の立ち上がり時間が達成されます。

図 1-10: フィードバック電流計

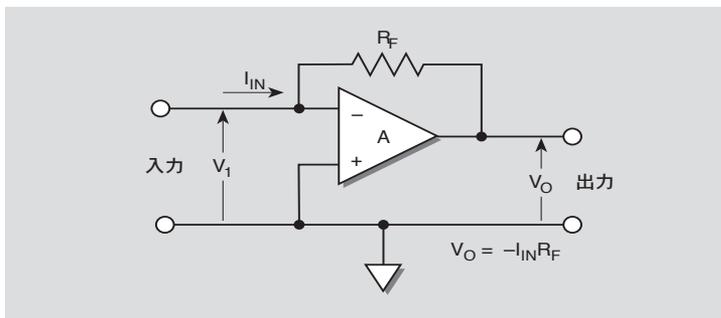
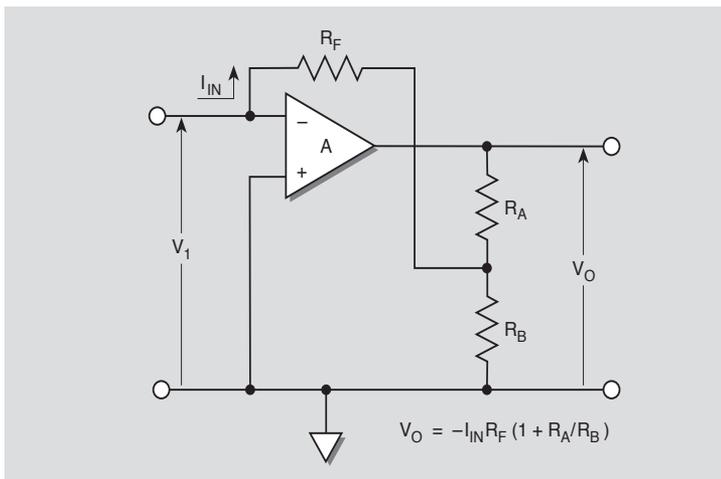


図 1-11 に示した組み合わせを使用することによって、ピコアンメータ・アンプのゲインを、電圧計回路の場合と同様に変更できます。ここでは、 R_A と R_B が加わることによって「乗算器」が形成され、出力電圧は以下のように定義されます。

$$V_O = -I_{IN}R_F(1 + R_A/R_B)$$

図 1-11: 選択式の電圧ゲインを持つフィードバック電流計



高速ピコアンメータ

通常、フィードバック・ピコアンメータの立ち上がり時間は、フィードバック・抵抗 R_F とシャント・キャパシタンス C_F の時定数によって制限されます。高速測定に対する基本的なアプローチは、ピコアンメータの機械的設計に細心の注意を払うことにより、浮遊シャント・キャパシタンスを最小限に抑えることです。

残りのシャント・キャパシタンスは、図 1-12 に示すようにフィードバック・ループをわずかに変更することにより、効果的に打ち消すことができます。時定数 $R_I C_I$ を時定数 $R_F C_F$ と同一にすると、回路の影を付けた部分が、ゼロの C_F を持つ抵抗 R_F とまったく同様に動作します。この場合の時定数の一致は、関連するキャパシタンスがすべて一定であり入力キャパシタンスの影響を受けないため、非常に簡単です。

ログ・ピコアンメータ

ログ・ピコアンメータは、図 1-13 に示すように、対数で表せる電圧-電流の関係を持つダイオードまたはトランジスタでピコアンメータのフィードバック・抵抗を置き換えることにより形成できます。ここでは、出力電圧（およびメータの表示）は入力電流の対数に等しくなります。その結果、フィードバック素子を変更することなく、電流の数値分をメータ上に表示できます。

図 1-12: シャント・キャパシタンスの打ち消し

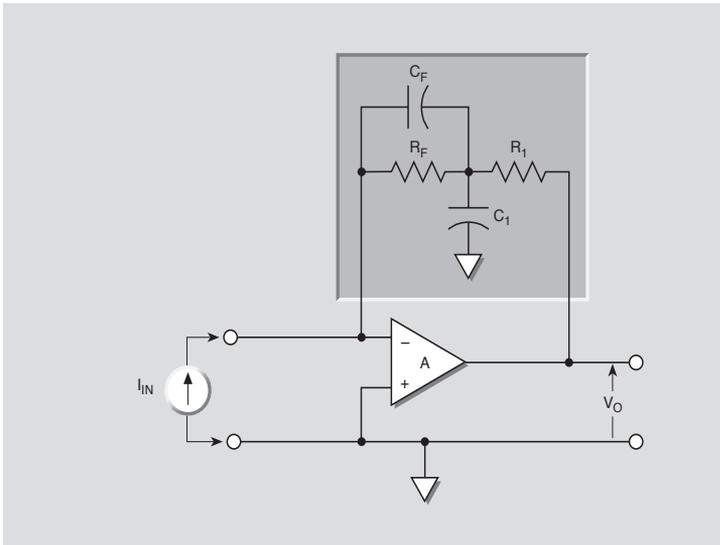
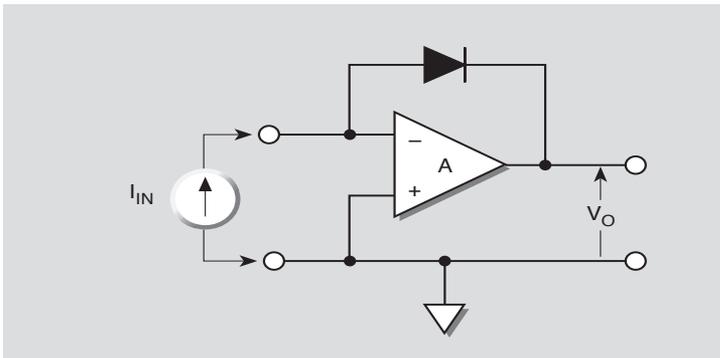


図 1-13: ログ・ピコアンメータ



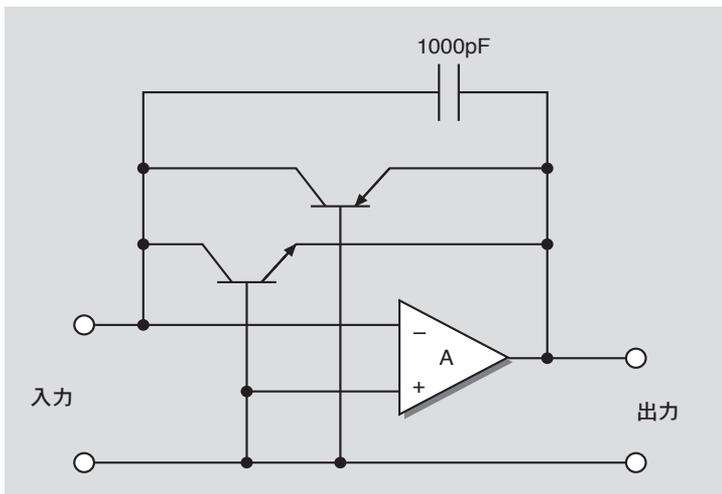
ログ・ピコアンメータの主な利点は、レンジを変更することなく電流の大きな変化を追跡できる点にあります。

大きな欠点は低い確度と分解能ですが、オートレンジ切り換えとデジタル・ログ変換を組み合わせることによって、優れた確度とダイナミック・レンジを兼ね備えたデジタル・ピコアンメータもあります。

2 個のダイオードを平行に、正逆方向の組み合わせで接続すると、この回路は入力信号がどちらの極性を持っていても機能するようになります。

ダイオードの代わりに小信号トランジスタを使用した方が性能は若干向上します。図 1-14 に示すのは帰還回路に NPN トランジスタと PNP トランジスタを使用して両極性動作を実現した例です。

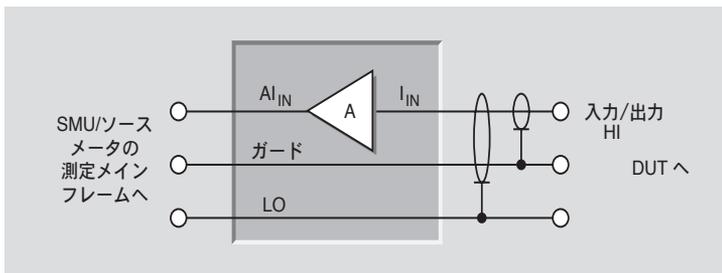
図 1-14: 両極性の電流 - 電圧対数変換回路



リモートプリアンプ回路 (ソース V、メジャー I モード)

典型的なプリアンプ回路の例を図 1-15 に示します。ソース V、メジャー I モードに設定すると、SMU はプログラムされた電圧を印加しながら電圧源から流れ出す電流を測定します。敏感な入力部はガードで囲まれています。測定の完全な保護するためにはガードする部分を延ばして DUT まで完全にカバーしなければなりません。しかし、プリアンプを切り離して DUT のそばに置くことができれば DUT を流れる微小電流信号をその場で増幅して、プリアンプとメインフレームを接続するケーブルには高レベル信号だけに乗せることができますから、ケーブルノイズの影響を減らすために非常に有効です。

図 1-15: ソース V、メジャー I モードのリモートプリアンプ



1.5.3 クーロンメータ回路

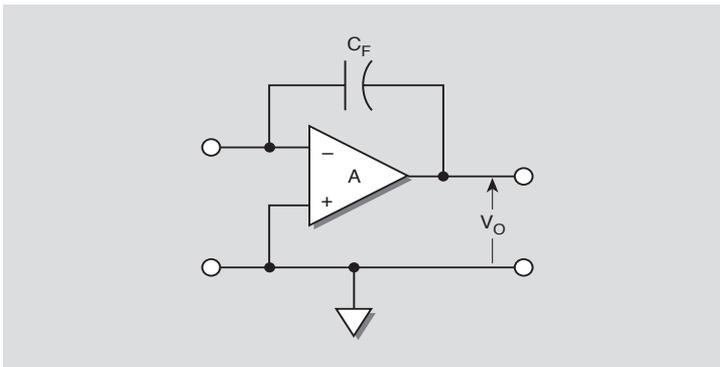
クーロンメータは、キャパシタに蓄積された、あるいはある種の電荷生成デバイスによって生成された電荷を測定します。

充電されたキャパシタでは、 $Q = CV$ となります。ここで、 Q はキャパシタ上の電荷（クーロン）、 C はキャパシタンス（ファラッド）、 V はキャパシタ両端の電位差です。この関係を利用した基本的な電荷測定方式では、既知の値を持つキャパシタに測定対象の電荷を転送し、その既知のキャパシタの電圧を測定して、 $Q = CV$ という式を使用します。

明らかに、エレクトロメータは電荷測定に理想的な機器です。すなわち、オフセット電流が低いために、転送された電荷を短期間に変化させることがなく、また、入力抵抗が高いために、電荷を放電させることがありません。

エレクトロメータは図 1-16 に例を示す帰還回路を使用して電荷を測定します。この回路構成の入力キャパシタンスは AC_F で表されますから、 C_F として適当な容量のキャパシタを選択することによって大きな有効入力キャパシタンスを持つ回路を実現することができます。

図 1-16: フィードバック・クーロンメータ



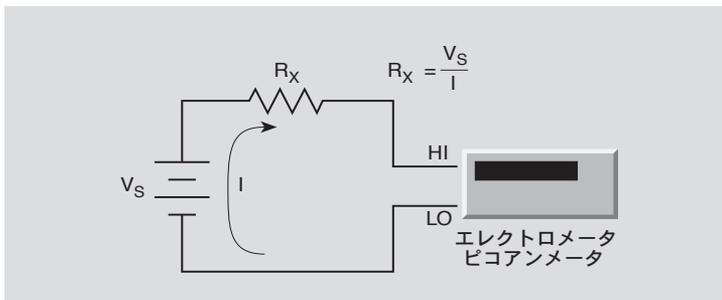
1.5.4 高抵抗オームメータの回路

エレクトロメータ・ピコアンメータと電圧源

この構成（図 1-17）では、電圧源 V_S が、未知の抵抗 R_X およびエレクトロメータ・ピコアンメータと直列に配置されています。ピコアンメータの電圧降下が小さいために、事実上すべての電圧が R_X に印加され、ソース電圧と測定電流 I からこの未知の抵抗を計算することができます。

この方法の利点は、高速であること、および電源電圧と絶縁体によってはきわめて高い抵抗を測定できる点にあります。また、可変電圧源を使用すると、被測定抵抗の電圧依存性を直接求めることができます。

図 1-17: 外部電圧源を使用した高抵抗測定

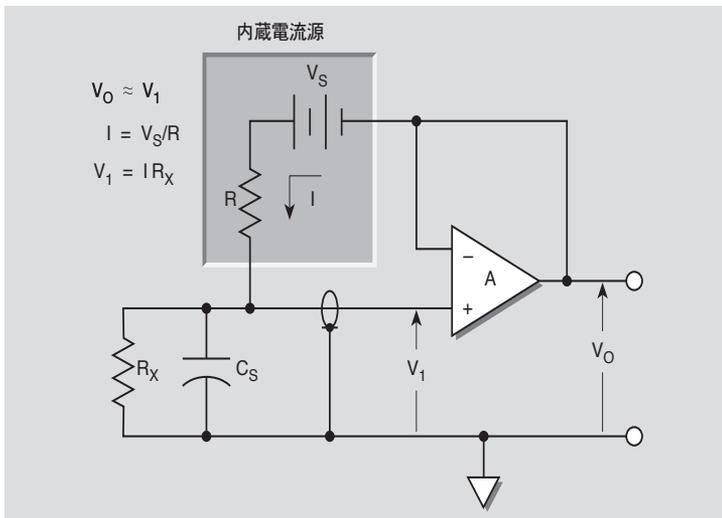


この方法には通常2つの測定器、すなわち電圧源とピコアンメータ、あるいはエレクトロメータが必要です。ただし、エレクトロメータとピコアンメータには内蔵の電圧源を備え、抵抗を直接計算できるものもあります。

内蔵電流源を使用したエレクトロメータ・オームメータ

図 1-18 はエレクトロメータを使用してオームメータを実現する別な方法の基本構成を示します。V_s と R で構成した定電流源を組み込むことにより、この回路は未知抵抗 R_x に値の分かった電流を流し込みます。その結果生ずる電圧降下は未知抵抗の値に比例しますから、計測器は測定値を電圧ではなく抵抗値として表示することができます。

図 1-18: 内蔵電流源を備えたエレクトロメータ・オームメータ

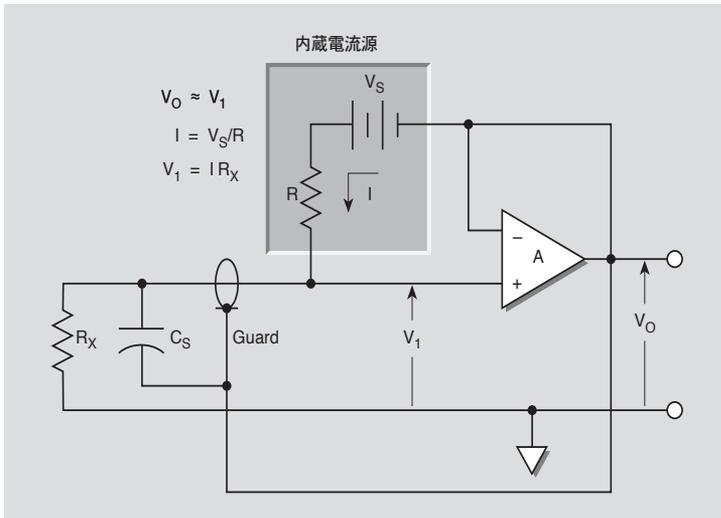


この方法の不利な点は、未知抵抗の両端に発生する電圧が抵抗値に比例するため電圧を簡単にコントロールすることができないことです。抵抗値が非常に大きければそれだけ電圧係数も大きくなり、この観点からは定電圧測定の方がより有意義と言うことができます。さらに、 $10G\Omega$ を超えるような高抵抗を測定しようすると応答時間が非常にかかるという問題がありますが、この問題は適切なガードを施すことで、ある程度まで解消が可能です。

ガード付きオーム・モードを備えたエレクトロメータ・オームメータ

図 1-19 に、図 1-18 の方法に変更を加えた例を示します。この設計では、感度の高い HI 入力ノードの周囲をオペアンプ出力からガード電圧で囲みます。オペアンプはユニティ・ゲインであるため、ガード電圧の電位は V_1 と同じになり、入力ケーブルのキャパシタンス C_S は、ほとんど中和されます。この方法の利点は、抵抗値が $10G\Omega$ を超える測定の測定速度が向上することです。

図 1-19: エレクトロメータ・オームメータのガード付きオーム構成

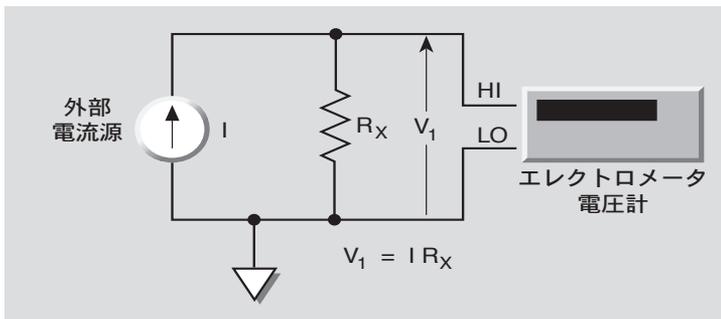


また、ガード付きオーム・モードは、2.4.2 項で説明するように、入力ケーブルにおけるリーク抵抗の影響を大幅に低減します。

エレクトロメータ電圧計および外部電流源

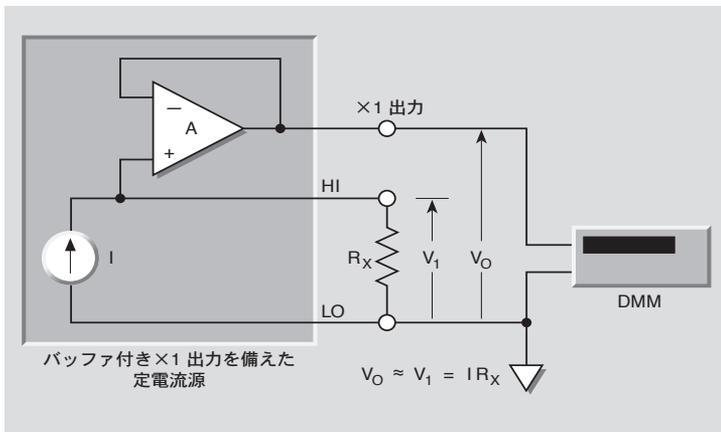
図 1-20 に示したこの方法では、電流源が電流 I を生成し、これが未知の抵抗 R_X を流れます。その結果発生した電圧降下をエレクトロメータ電圧計で測定し、電圧および電流から R_X の値を計算します。

図 1-20: 外部電流源を使用し、エレクトロメータ電圧計で行う高抵抗測定



電流源がバッファ付き×1出力を持っている場合は、DMMなどの低インピーダンス・ボルトメータを使用して R_X の電圧を読み取ることができます。この配置を図 1-21 に示します。

図 1-21: 定電流源を使用し、DMMで行う高抵抗測定



1.5.5 低い抵抗値を測定するオームメータの回路

ナノボルトメータと外部電流源

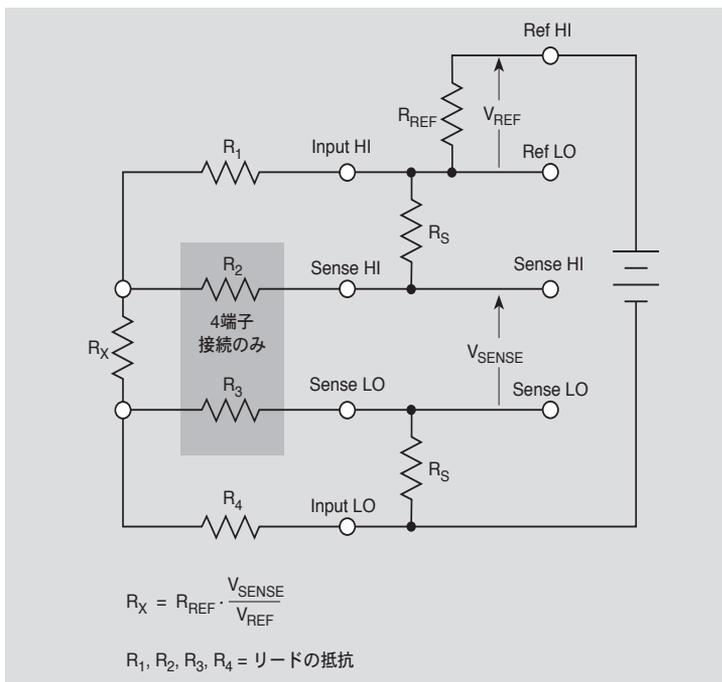
図 1-20 に示すエレクトロメータをナノボルトメータで置き換えることにより、この回路を非常に低い抵抗値 ($< \mu\Omega$) の測定に使用できるようになります。測定からリード抵抗の影響を除くために 4 線式測定を行います。また、オフセット補正が必要な場合は極性自動切換え機能を持つ電流源を使用します。オフセット補正を行うにはまず正極性の試験電流を流して電圧を測定し、次に負極性の試験電流を流すことによりもう一度電圧測定を行い、2 回の読み取値の差を平均化することによってオフセットをキャンセルします。

DMM オームメータ

代表的な DMM は、図 1-22 に示した比率測定技術を使用して抵抗測定を行います。抵抗ファンクションを選択すると、オーム電圧源 V_{Ω} から基準抵抗 R_{REF} 、および測定対象の抵抗 R_X を通る直列回路が形成されます。直列抵抗 R_{REF} および R_X にかかる電圧によって、2つの抵抗に電流が流れます。この電流は両方の抵抗に共通であるため、未知の抵抗の値は、基準抵抗と未知の抵抗の電圧を測定し、以下のように求めることができます。

$$R_X = R_{REF} \cdot \frac{\text{SENSE HI} - \text{SENSE LO}}{\text{REF HI} - \text{REF LO}}$$

図 1-22: 比率抵抗測定

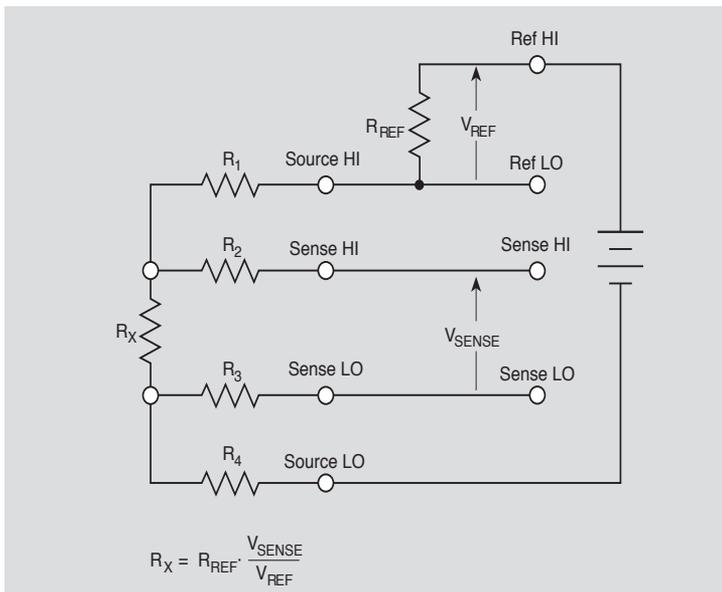


抵抗 R_S により、2線式または4線式のどちらの抵抗測定にも自動的に対応できます。2線式で使用するときはリード抵抗（図の R_1 と R_4 ）も同時に測定値に含めることになります。未知抵抗の値が小さい（多くの場合 $<100\Omega$ ）場合は4線式の方がはるかに良い精度が得られます。検出用リード線の抵抗（ R_2 、 R_3 ）は検出回路のインピーダンスが非常に大きいいため重大な誤差の原因とはなりません。

マイクロ・オームメータ

マイクロ・オームメータは図 1-23 に示す構成を用いて 4 線式比率測定を行うことも可能です。この方式では DMM のような内部抵抗 R_S がありませんから、4 本のリード線全部を測定のための接続に使用します。Source HI および Source LO というラベルの付いた端子から未知抵抗へ試験電流を供給します。

図 1-23: マイクロ・オームメータを使用する抵抗測定



マイクロ・オームメータを図 1-24 に示すパルス駆動モードで動作させることにより、測定対象である未知抵抗に存在する浮遊オフセット電圧をキャンセルすることができます。この方法では測定サイクル中に未知抵抗両端の電圧を 2 回 (1 回は駆動電圧 ON、1 回は駆動電圧 OFF) 測定します。駆動電圧 OFF の状態で検出される電圧はオフセット電圧を表していますから、この値を駆動電圧 ON で測定した値から引き去ることにより、抵抗値のより確度の高い値が得られます。

図 1-25 に示すドライ回路試験モードは、ソース端子間に抵抗を付加することによって回路の開放電圧を 20mV 未満に抑えます。これにより被試験デバイスの絶縁皮膜破壊を防止するとともに、微小信号が印加されたときのデバイスの性能をより良く把握できるようになります。測定器はこの状態で基準抵抗と未知抵抗の両端に発生する電圧を測定し、さらに抵抗 R_{SH} の両端電圧も同時に測定します。ドライ回路試験について更に詳しくは 3.3.5 項の説明をご覧ください。

図 1-24: パルスモードで動作するマイクロ・オームメータ

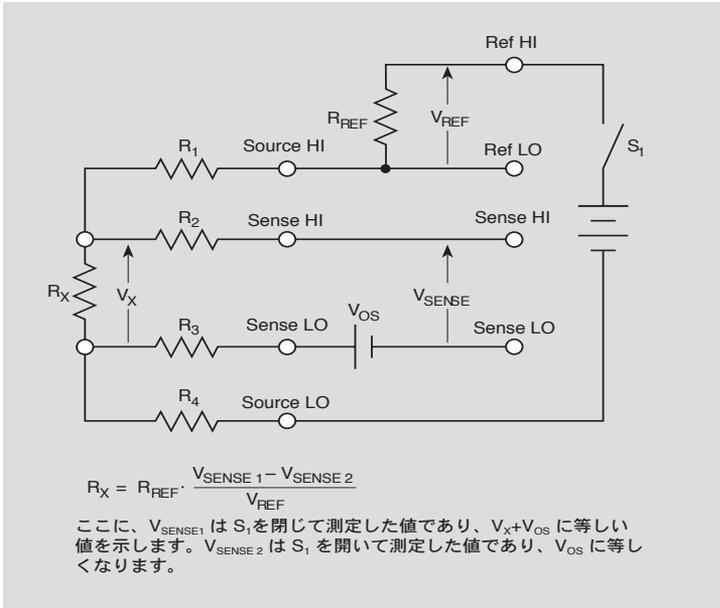


図 1-25: ドライ回路を ON にしたマイクロ・オームメータ

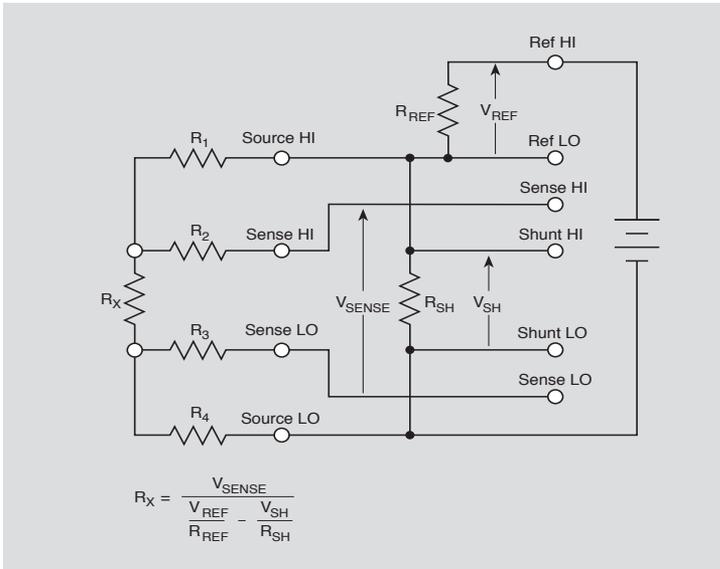
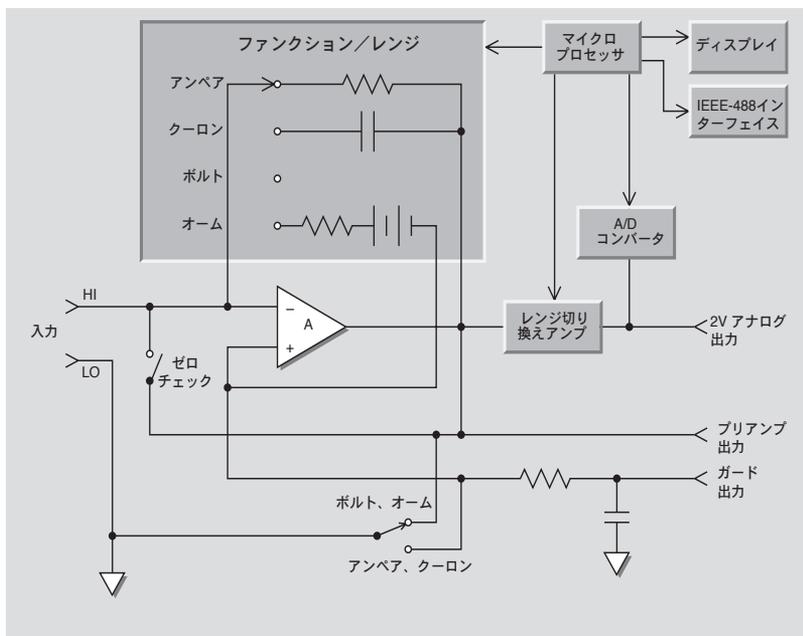


図 1-26: 代表的なデジタル・エレクトロメータ



1.5.6 測定器全体

デジタルエレクトロメータ

図 1-26 に示すのは典型的なデジタルエレクトロメータのブロック図です。アナログセクションはこれまでに検討した回路によく似ています。入力の感度を高めて入力抵抗を大きくする目的で、エレクトロメータ用プリアンプが使用されています。メインアンプの出力はアナログ出力と A/D 変換器の両方へ接続されています。レンジとファンクションは直接切替えるのではなく、マイクロプロセッサによってコントロールされます。

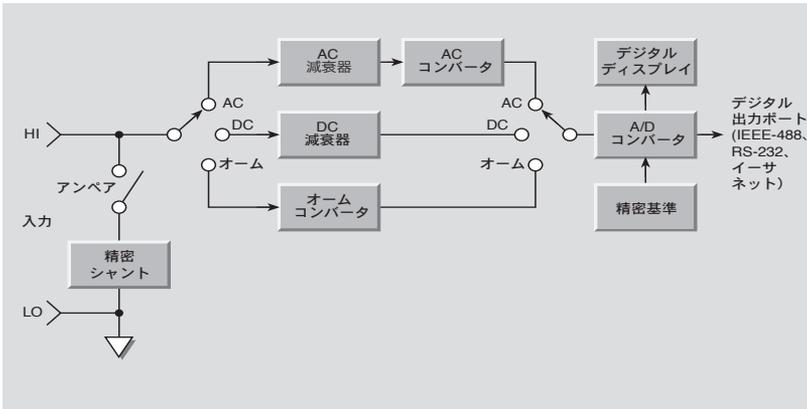
マイクロプロセッサはこの他に A/D 変換器や計測器のその他の動作全般をコントロールします。A/D 変換器への入力信号レベルは一般的に 0 ~ 2 VDC 程度です。変換後のデジタルデータはディスプレイとデジタル出力ポート (IEEE-488 または RS-232) へ送られます。

DMM

ほとんどの DMM は、DC 電圧、AC 電圧、オーム、DC 電流、および AC 電流の 5 つの測定ファンクションを備えています。図 1-27 に示すように、各種の信号処理回路を使用して、入力信号を DC 電圧に変換します。これを、A/D コンバータによってデジタル情報に変換することができます。

DC および AC 減衰回路は、AC および DC ファンクションのレンジ切り換えを行います。AC コンバータは AC 信号を DC に変換し、オーム・コンバータは抵抗測定に使用する DC アナログ信号を提供します。精密シャントは、電流ファンクション用に電流を電圧に変換するために使用されています。

図 1-27: DMM のブロック図

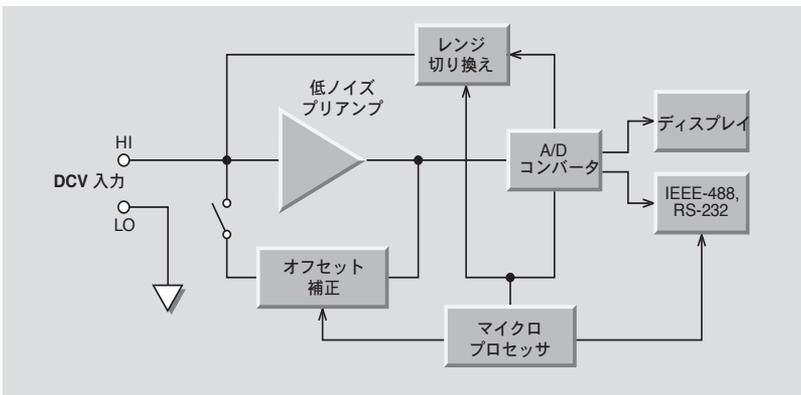


入力信号が適切に処理されると、これは A/D コンバータによってデジタル情報に変換されます。次に、デジタル・データがディスプレイと測定器のデジタル出力ポートに転送されます。(IEEE-488、RS-232 またはイーサネット)。

ナノボルトメータ

ナノボルトメータは、微小電圧を測定するために最適化された感度の高いボルトメータです。図 1-28 に示すように、ナノボルトメータには低ノイズ・プリアンプが組み込まれています。このプリアンプは、A/D 変換に適したレベル (通常は、2 ~ 3V フル・スケール) まで信号を増幅します。特別に設計されたプリアンプ回路によって、不要なノイズ、熱起電力、およびオフセットを最小限に抑えています。

図 1-28: 代表的なナノボルトメータ



内部オフセットを打ち消すために、オフセットまたはドリフト補正回路によって、プリアンプのオフセット電圧を測定サイクル中の特定のフェーズで測定することができます。ここで得られたオフセット電圧を測定信号から差し引いて、測定精度を高めず。

プリアンプによって増幅された信号は、A/D コンバータによってデジタル情報に変換されます。次に、このデジタル・データがディスプレイと IEEE-488 インターフェイスに転送されます。

SMU

ソース・メジャー・ユニットは、1つの測定器の中に、電圧測定、電流測定、電圧源、および電流源の4つの機能を備えたものです。一般に、このような測定器は、電圧を印加しながら電流を測定し、あるいは、電流を印加しながら電圧を測定することができます。

ソース I、メジャー V モード (図 1-29 参照) に設定にすると、SMU は電圧測定 (および電圧リミット) 機能を持つ高インピーダンス電流源として機能します。

センスモードとしてローカルまたはリモートのいずれを選択するかによって電圧測定が行われる位置が決まります。ローカルセンスを選択した場合は SMU の出力における電圧を測定しますが、リモートセンスを選択した場合には被測定デバイス両端の電圧を測定しますから、リード線抵抗による電圧降下の影響を排除することができます。

ガード (×1 Buffer) が駆動されることにより Guard と Output HI 端子が常に等電位であることが保証されます。このように、Guard を適切に使用することによってケーブルや試験治具、コネクタからリーク電流が生ずる経路を実質的に根絶することができます。ソース V、メジャー I モード (図 1-30 参照) に設定にすると、SMU は電流測定 (および電流リミット) 機能を持つ低インピーダンス電圧源として機能します。

ソースメータ

SMU のように、ソースメータは電流印加、電圧印加、電流測定、電圧測定ができます。さらに、ソースメータはガードセンスという 6 番目の端子を備えており、ネットワーク回路の測定がより高精度に行えます。図 1-31 のように電流印加として設定される時、ソースメータは電圧リミット付き高インピーダンス電流源となり、電流、電圧、抵抗を測定できます。

電圧測定では、センス選択 (2 線式ローカル、4 線式リモート) により、どこで測定されるのかが決まります。2 線式測定の場合、計測器の IN / OUT 端子で電圧測定されます。4 線式測定では、センス端子を使い試験対象デバイスを直接測定します。この方法ではリード線抵抗による電圧降下が排除され、正確に試料を測定できます。

図 1-32 のように電圧印加として設定される時は、ソースメータは電流リミット付き低インピーダンス電圧源となり、電流、電圧、抵抗を測定できます。センス回路は連続して出力電圧をモニタし、必要に応じて電圧を調整するのに使われます。

図 1-29: SMU の電流印加

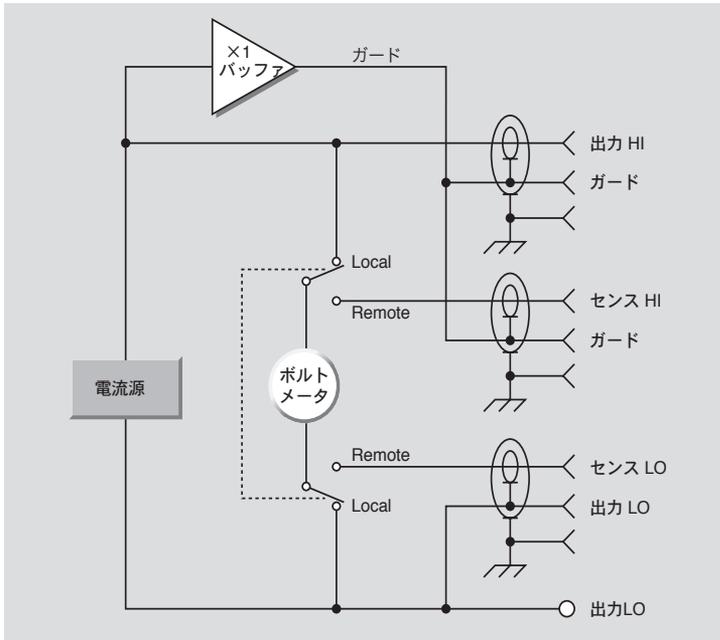


図 1-30: SMU の電圧印加

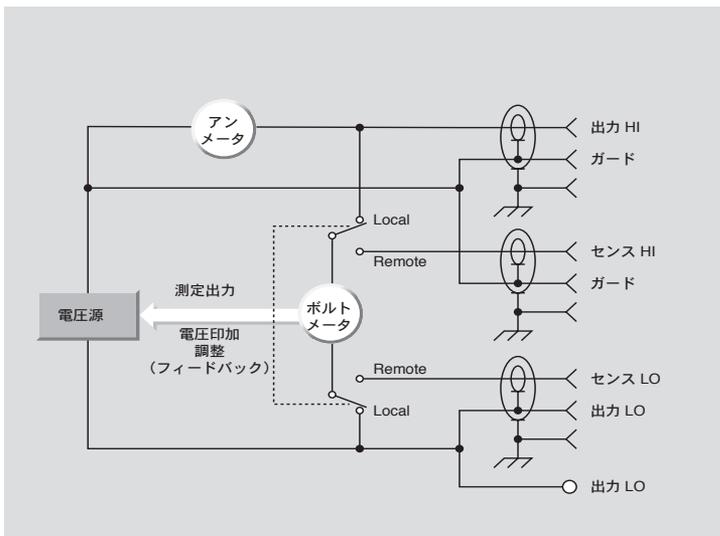


図 1-31: ソースメータの電流印加

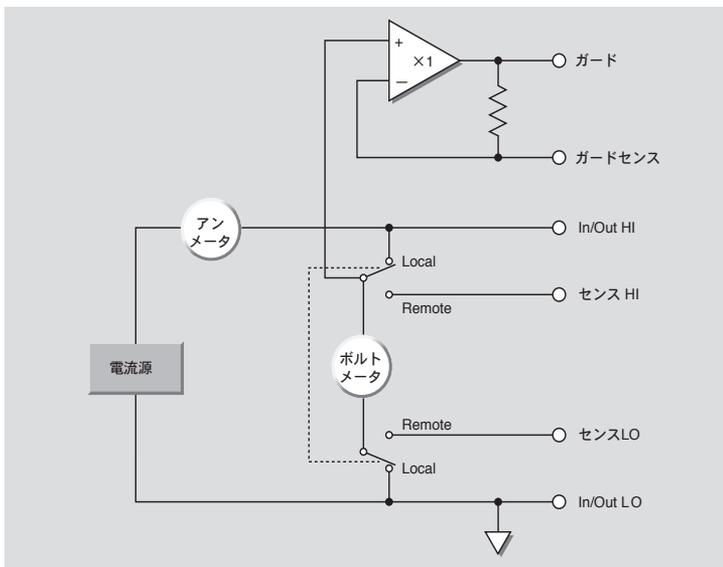
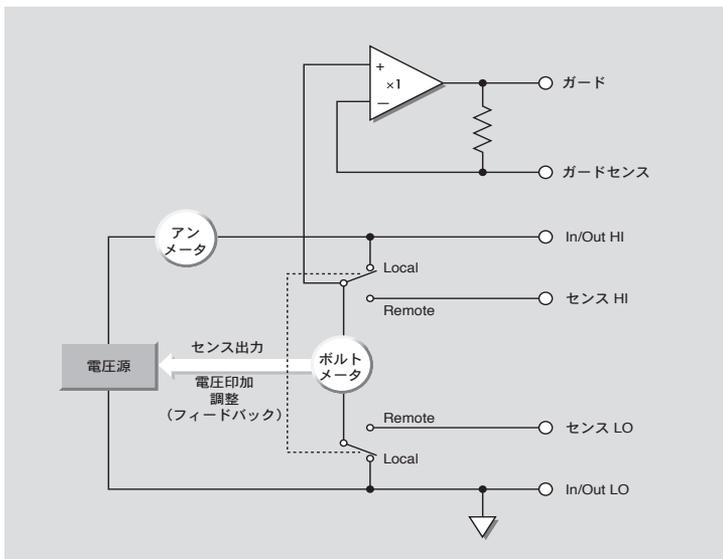


図 1-32: ソースメータの電圧印加



第 2 章

高抵抗測定

2.1 はじめに

このハンドブックの第1章で説明したように、高抵抗ソースの測定は微小DC電圧、微小DC電流、高抵抗、および電荷の測定がその要素として含まれます。高インピーダンス測定に使用できる測定器としてはエレクトロメータ、ピコアンメータ、ソースメジャーユニットなどがあります。第1章ではこれらの測定器の基本回路と測定機能について説明しましたが、第2章ではこれらの機能および各種の干渉、誤差発生源をより詳しく説明し、高抵抗信号源を最高の確度で測定する方法について解説します。参照を容易にするため、第2章では内容を以下のサブセクションに分けて説明します。

- 2.2 高インピーダンス電圧測定：負荷誤差と、この誤差を最小にするためのガードの使用法を説明すると共に、高インピーダンス測定に使用できる絶縁材料について解説します。
- 2.3 微小電流測定：微小電流測定を成功させるための様々な項目について説明します。これらの項目にはリーク電流とガードの施し方、ノイズと信号源インピーダンス、ゼロドリフト、発生電流、電圧負荷、過負荷保護、および微小電流測定にクローンメータを応用する方法などが含まれます。
- 2.4 高抵抗測定：高抵抗を測定するための定電圧法と定電流法について説明します。また、高抵抗抵抗器の性質や使い方についても解説します。
- 2.5 電荷測定：各種の誤差発生源について説明し、誤差を最小化する方法やゼロチェック、電荷測定の範囲を拡大する方法について解説します。
- 2.6 エレクトロメータの一般的注意事項：高インピーダンス測定一般に影響をおよぼす誤差発生源や、それを回避する測定テクニックについて説明します。取り上げる項目には測定回路の接続方法、静電気干渉と遮蔽、環境的因子、および速度の考察などが含まれます。

2.2 高抵抗信号源の電圧測定

高い内部抵抗を持つ信号源の電圧測定は何種類もの誤差の影響を蒙ります。これらの誤差には電圧計の入力抵抗と入力バイアス電流に起因する負荷誤差や、外付けシャント抵抗やキャパシタンスに起因する誤差などが含まれます。以下の節ではこれらの誤差発生源について解説するとともに、影響を最小限に抑えるための方法を検討します。回路の不適切な接続や静電気の影響については2.6項で詳しく説明します。

2.2.1 負荷誤差とガード

入力抵抗負荷

高抵抗信号源の電圧測定では、計器の入力抵抗や接続ケーブルのリーク抵抗が原因となって発生する負荷誤差が問題になります。図2-1に示すように、実際の電圧計は、理想的な無限の入力抵抗を持つ電圧計 V_M として表すことができます。ここで、この電圧計は、指定された入力抵抗 R_{IN} と等しい抵抗と並列に配置されています。テブナン等価回路 V_s が R_S と直列に配置されている電圧源が入力に接続されている場合、メータの入力端子間

の電圧 V_M は、 R_S および R_{IN} の電圧分割回路としての働きによって、以下のように減少します。

$$V_M = V_S \left(\frac{R_{IN}}{R_S + R_{IN}} \right)$$

例: $R_S = 100k\Omega$, $R_{IN} = 10M\Omega$ と仮定します。 $V_S = 5V$ であれば、メータによって測定される実際の電圧は以下ようになります。

$$V_M = 5 \left(\frac{10^7}{10^5 + 10^7} \right)$$

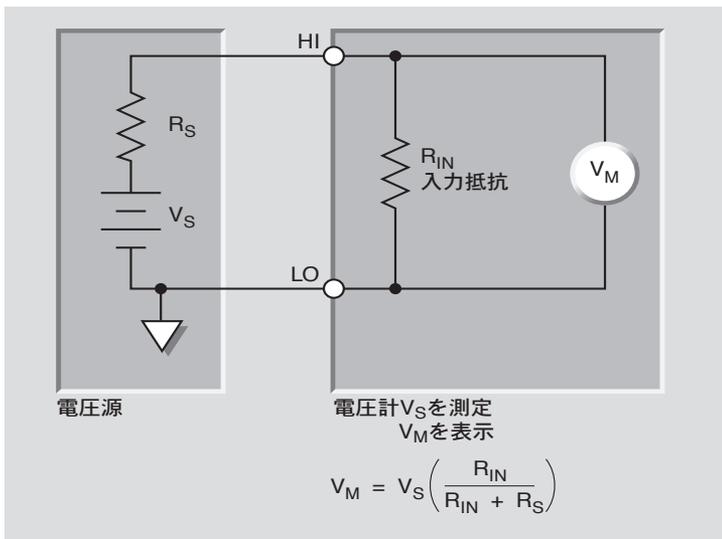
$$V_M = 4.95V$$

したがって、この例では、入力抵抗負荷によって約 1% の誤差が発生します。

計器の入力抵抗は信号源抵抗よりもはるかに高くなければなりません。例えば、希望する精度が 1% であったとすれば計器の入力抵抗は信号源抵抗よりも少なくとも 100 倍高くなければなりません。要求精度が高くなるほど、この比率も大きくなってゆきます。

通常の測定では接続ケーブルが問題になることはありませんが、信号源抵抗が非常に高い ($>10G\Omega$) 場合、あるいは極端な環境条件に曝される場合は重大な負荷誤差発生の原因になることがあります。測定におよぼす負荷誤差の影響を小さくする方法の 1 つとして、ケーブルヘガードを施す

図 2-1: 電圧測定精度に対する入力抵抗負荷の影響



ことが考えられます。この方法について詳しくは「シャント抵抗負荷とガード」の節で考察します。

入力バイアス電流負荷

高抵抗信号源の電圧測定でもう 1 つ考慮しなければならない項目は電圧計の入力バイアス電流です。入力バイアス電流とは装置内部の回路と内部のバイアス電圧によって計器の入力に流れる電流を意味します。図 2-2 に示すように、入力バイアス電流 I_{BIAS} によって、ソース抵抗 R_S に誤差電圧が発生します。したがって、実際に測定される電圧 V_M とソース電圧 V_S との差は以下のようになります。

$$V_M = V_S \pm I_{OFFSET}R_S$$

例えば、動作パラメータを以下のように仮定します。

$$I_{OFFSET} = 1\text{pA} \quad R_S = 10\text{G}\Omega \quad V_S = 10\text{V}$$

メータによって実際に測定される電圧は、以下のようになります。

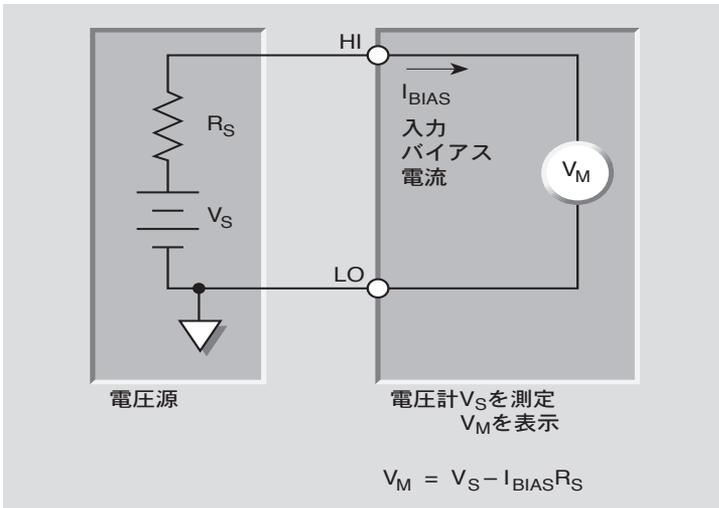
$$V_M = 10 \pm (10^{-12} \cdot 10^{10})$$

$$V_M = 10 \pm 0.01$$

$$V_M = 9.99\text{V} \text{ または } 10.01\text{V} \text{ (電流の極性によって異なる)}$$

したがって、この例では、入力オフセット電流によって生じる誤差は約 0.1% となります。

図 2-2: 電圧測定精度に対する入力バイアス電流の影響



DMM およびナノボルトメータは $1\text{pA} \sim 1\text{nA}$ のバイアス電流を持っていますが、DMM のバイアス電流は常に規定されているわけではありません。エレクトロメータは、入力バイアス電流が微小なことで知られており、

通常数フェムトアンペアです。ピコアンメータやSMUも非常に微小な入力バイアス電流を持っていますが、通常のエレクトロメータほどは微小ではありません。

入力バイアス電流は、このタイプの誤差の一般的な原因となりますが、外部回路電流によってもソース抵抗の電圧降下による誤差が発生することがあります。そのようなオフセット電流の代表的な原因は絶縁体とケーブルです。

シャント抵抗付加とガーディング

漏れやすいケーブルや汚い絶縁体のような外部シャント抵抗は、負荷誤差を引き起こす場合があります。

電圧源に外部シャント抵抗があると、図 2-3 に示すように、測定される電圧が減衰することがあります。入力抵抗電圧負荷の場合と同様に、シャント抵抗 R_{SHUNT} とソース抵抗 R_S が電圧分割回路を形成し、これが測定される電圧 V_M を以下のように下げます。

$$V_M = V_S \left(\frac{R_{SHUNT}}{R_{SHUNT} + R_S} \right)$$

例えば、 $R_S = 10G\Omega$ 、 $R_{SHUNT} = 100G\Omega$ と仮定します。 V_S の値が 10V である場合には、測定される電圧 V_M は以下ようになります。

$$V_M = 10 \left(\frac{10^{11}}{10^{11} + 10^{10}} \right) \quad V_M = 9.09V$$

この例では、シャント負荷による誤差は約 9% となります。

図 2-3: 電圧測定精度に対するシャント抵抗の影響

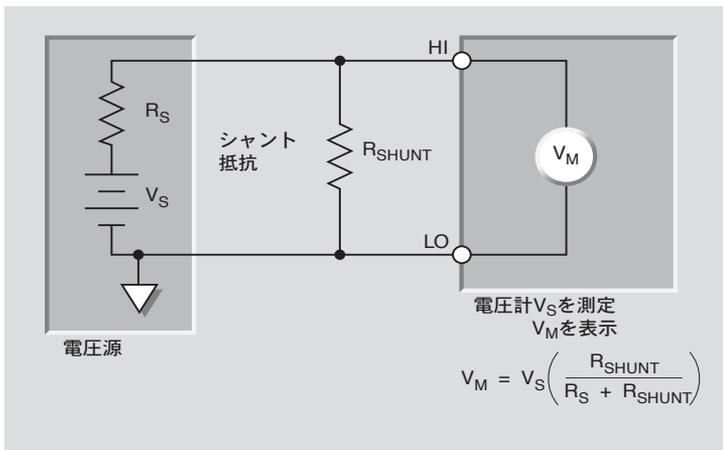
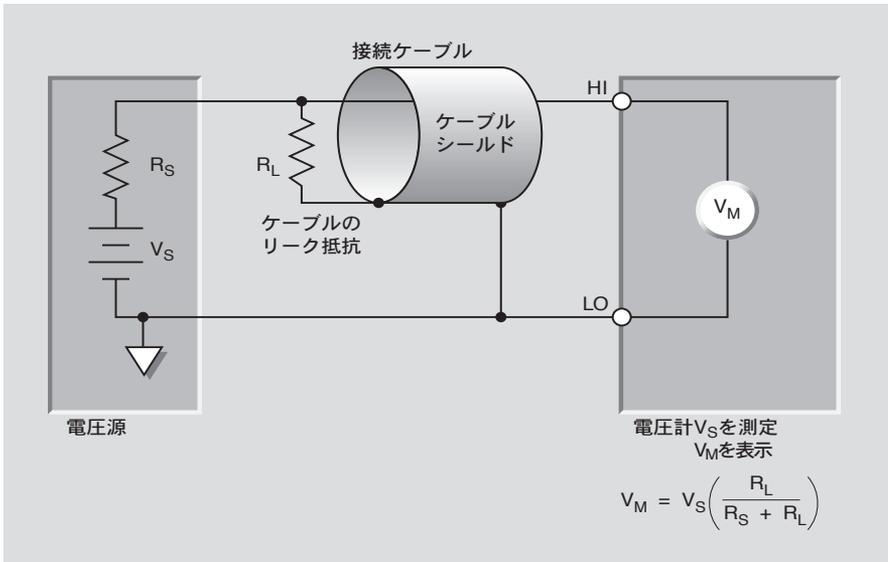


図 2-4 に示すように、シャント抵抗負荷の一般的な原因はケーブル・リーク抵抗です。この場合、測定される電圧 V_M は、 R_S とケーブル抵抗 R_L によって形成される電圧分割回路によって減衰します。

$$V_M = V_S \left(\frac{R_L}{R_S + R_L} \right)$$

シャント抵抗に起因する誤差を減らすには可能な限り高い絶縁抵抗を持つケーブルやコネクタ、試験治具を使用する必要があります。さらにガードを使用することで残留誤差を無くすることができます。

図 2-4: 電圧測定精度に対するケーブルのリーク抵抗の影響

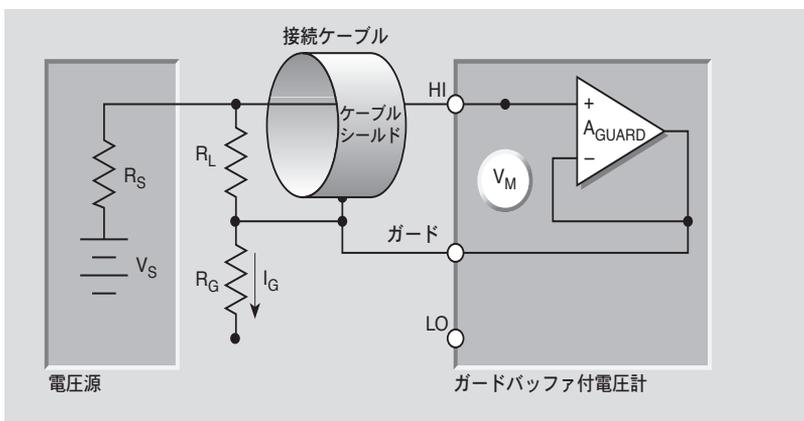


ケーブルからのリーク電流に起因する誤差は図 2-5 に示すようなガードの使用によって大幅な低減が可能です。図に示すガードではケーブルシールドを計器の LO 端子ではなくガードバッファの出力に接続しています。 R_G はケーブルシールドから計器 LO 端子までの抵抗を表し、 I_G はシールドを駆動して入力 HI 端子と等電位に保つために R_G を流れる電流を表します。この電流を供給するのはガードバッファであって電圧源ではありません。ガードを施すことで R_L の両端に発生する電圧は何桁も低い値になりますから、リーク電流はほとんどのケースで無視できるレベルまで小さくなります。

当然のことながらガードは回路の低インピーダンスポイントであり、高インピーダンス入力端子とほぼ同じ電位にあります。

比較的新しいエレクトロメータではプリアンプ出力端子がこのようなポイントですから、これを使用してケーブルからの漏れの影響を小さくすることができます (図 2-5 参照)。さらに実効ケーブルキャパシタンスを小

図 2-5: ガードを使用する構成



さくして、回路の応答速度をはるかに速くすることができるというメリットも得られます。この点については「シャントキャパシタンス負荷とガード」の項で更に詳しく考察されています。

高抵抗信号源の電圧測定に ソースメジャーユニットを使用することも可能ですが、この場合にも Guard 端子を利用すれば同様の性能向上を実現することができます。

電圧計として使用するときのエレクトロメータ回路は実際には図 2-6 に示すように機能し、ガードアンプはゲイン 1 の非常に高い入力インピーダンスを持つアンプとして働きます。開ループゲイン A_{GUARD} は 10^4 から 10^6 程度の値になります。このゲインの値がリーク抵抗 R_L へ倍率として乗算されますから、実測される電圧は下式で表されます。

$$V_M = V_S \left(\frac{A_{\text{GUARD}} R_L}{R_S + A_{\text{GUARD}} R_L} \right)$$

例: R_S の値が $10\text{G}\Omega$ 、 R_L が $100\text{G}\Omega$ であると仮定します。 A_{GUARD} をミッドレンジ値 10^5 、 V_S を 10V とすると、メータによって測定される電圧は以下ようになります。

$$V_M = 10 \left(\frac{10^{16}}{1.000001 \times 10^{16}} \right)$$

$$V_M = 9.99999\text{V}$$

したがって、ガーディングを使用したときの負荷誤差が 0.001% 未満になることがわかります。これに対し、同じソースとシャント抵抗の組み合わせでガーディングを使用しない場合には、誤差電圧は約 9% となります。

シャント・キャパシタンス負荷とガーディング

電圧測定の設定時間は、等価ソース抵抗と、電圧計の入力における実効キャパシタンスによって決まります。この入力キャパシタンスは、メータの入力キャパシタンスと入力ケーブルのキャパシタンスで構成されてい

図 2-6: リーク抵抗対策としてガードを施す

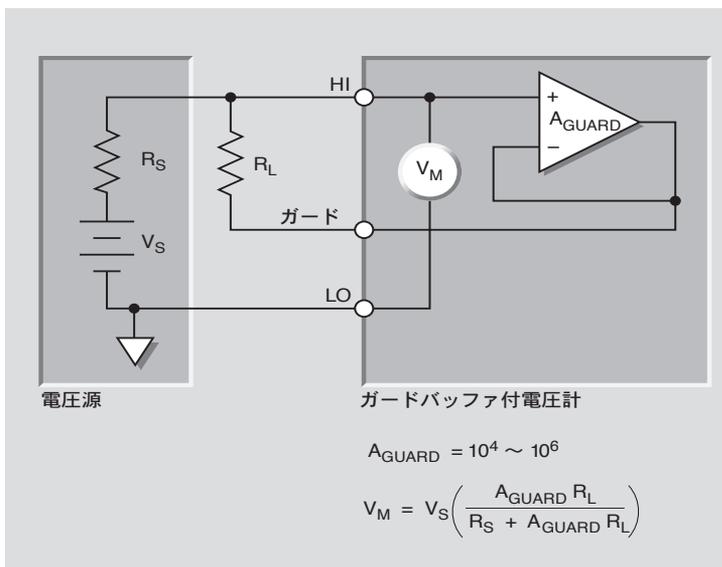
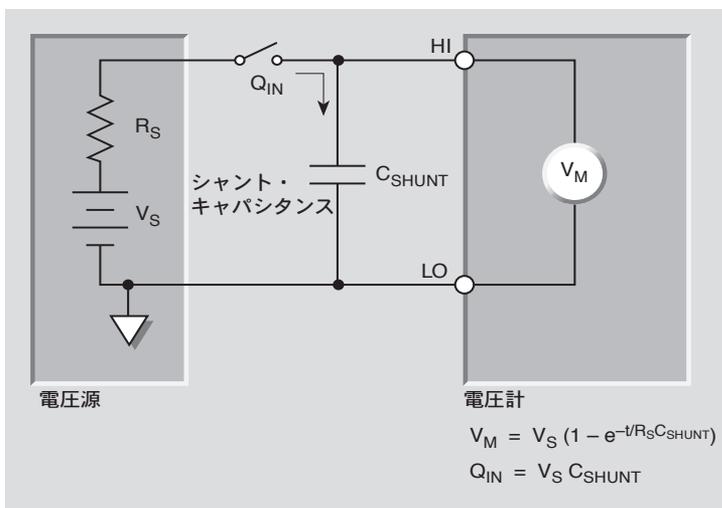


図 2-7: シャント・キャパシタンス負荷



ます。したがって、高抵抗測定では、シャント・キャパシタンスが小さい場合でもセトリング時間が長くなることがあります。例えば、シャント・キャパシタンスが 100pF（入力ケーブルも含む）で、ソース抵抗が 20GΩ の場合には、RC 時定数は 2 秒になります。測定が最終値の 1%に落ち着くまでの時間は、10 秒間となります。

図 2-7 に、代表的な高インピーダンス電圧計の入力に与えるシャント・キャパシタンス負荷の影響を示します。信号源は V_S および R_S で表され、シャント・キャパシタンスは C_{SHUNT} 、また、測定される電圧は V_M です。最初はスイッチが開いているため、 C_{SHUNT} の電荷はゼロとなります。

スイッチを閉じると、ソース電圧 V_S が入力に印加されますが、 C_{SHUNT} で測定される電圧は、直ちに最終値まで上がるわけではありません。電圧は、以下のように指数的に上がります。

$$V_M = V_S (1 - e^{-t/R_S C_{SHUNT}})$$

また、キャパシタに転送される電荷 Q_{IN} は、以下のようになります。

$$Q_{IN} = V_S C_{SHUNT}$$

C_{SHUNT} の荷電により、図 2-8 に示すような一般的な指数曲線が得られます。1 時定数 ($\tau = RC$) 後に、測定される電圧は最終値の 63%まで上がります。いくつかの時定数に対する最終値を表 2-1 に要約します。

図 2-8: シャント・キャパシタンス両端の電圧の指数的な応答

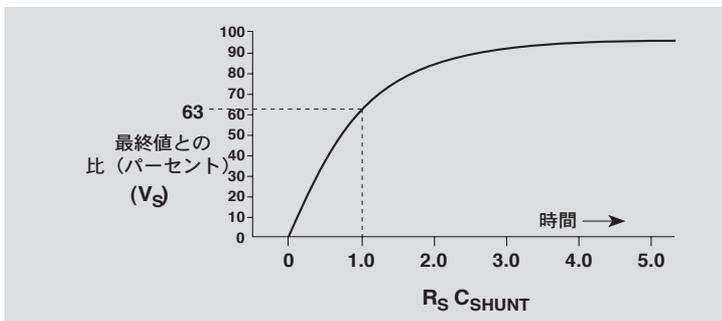


表 2-1: セトリング時間と、その時点での最終値との比（パーセント）

時定数 (τ)	最終値との比（パーセント）	
1	63	%
2	86	%
3	95	%
4	98	%
5	99.3	%

* $\tau = RC$ 、ここで R = 抵抗 (ohms)、C = キャパシタンス (farads)

例： $R_S = 10G\Omega$ 、 $C_{SHUNT} = 100pF$ とすると、この組み合わせの RC 時定数は 1 秒となり、したがって回路が最終値の 1% 以内に整定するまでに 5 秒を要します。 V_S が 10V 変化すると全部で $1nC$ の電荷が C_{SHUNT} へ移動することになります。

ガードを施すことの第 1 の利点はシャント抵抗の影響を減らせることですが、それに加えてシャントキャパシタンスの影響を減らせることも重要な要素です。図 2-9 に示すように、ガードバッファは標準的に 10^4 から 10^6 程度のオープンループゲインを持つため、 C_{SHUNT} の充電時間を著しく短縮する効果があります。

ガードを施した場合、測定電圧 V_M の上昇時間は次式のように変化します。

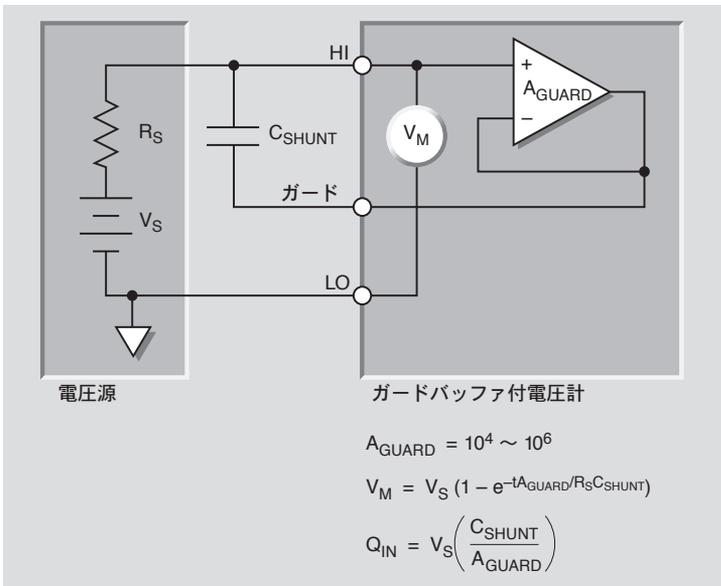
$$V_M = V_S (1 - e^{-tA_{GUARD}/R_S C_{SHUNT}})$$

また、 C_{SHUNT} へ移動する電荷は下式で表されます。

$$Q_{IN} = \left(\frac{V_S C_{SHUNT}}{A_{GUARD}} \right)$$

例：前に説明したガードを施さない例と同様に $R_S = 10G\Omega$ 、 $C_{SHUNT} = 100pF$ とします。公称オープンループゲイン 10^5 を持つ A_{GUARD} を組み込むことによりガードを施した後の RC 整定時間は約 $5s/10^5 = 50\mu s$ へ短縮されます。これは、装置が測定値を 1 回読み取って処理を行うのに標準的に要する時間と比較して全く問題とならない短い時間です。 V_S が 10V 変化したときに移動する電荷 Q_{IN} も、 $10^5 : 1$ の割合で減少しますから僅か $10fC$ です。

図 2-9: シャントキャパシタンスへガードを施す



2.2.2 絶縁抵抗

エレクトロメータやボルトメータのような SMU の特長は、高い入力インピーダンスにあります。テスト回路内の絶縁体が高い抵抗を持っていることは、エレクトロメータで正しい測定を行うための第 1 の条件です。したがって、絶縁材料について、またその使用方法について理解しておくことが特に重要です。高抵抗ソースの電圧を正確に測定するためには、試験治具、テスト用リード線、および測定用電圧計の絶縁リーク抵抗が、被測定回路のテブナン等価抵抗よりも数桁大きくなければなりません。この桁数は、必要な精度、分解能、または精度の桁数によって決まります。絶縁抵抗が数桁分大きくなければ、以下に説明するように、不良絶縁によるシャント効果によって測定対象のソース電圧が低下します。

誤差を含む読みも正しく安定しているように見えるため、テスト接続内で不良絶縁を検出することは困難です。したがって、エレクトロメータ・オームメータを使用し、試験治具やケーブルの絶縁抵抗を定期的に測定して、安全性を確認することをお勧めします。不良が検出されたら、欠陥のある絶縁体をクリーニングするか交換します。

最適な絶縁体の選択

絶縁材料の評価を行う際には、その材料が持つ以下の 6 つの特性について考慮しなければなりません。

- 体積抵抗率：絶縁材料から直接漏れるリーク電流。
- 表面抵抗率：表面からの漏れ。主に、表面の汚染の関数となります。
- 吸水率：絶縁体に吸収された水の量に依存する漏れ。
- 圧電または電荷効果：機械的応力による電荷の不均衡の発生（また、そのための電流または電圧シフトの発生）。
- 摩擦電気効果：材料が互いにこすれ合ったときの摩擦効果による電荷の不均衡の発生。
- 誘電吸収：絶縁体が長期間に電荷を蓄積／放電する傾向。

表 2-2 に絶縁体の重要な特性を要約し、図 2-10 にその相対的な抵抗のレンジを示します。絶縁体の特性については、以降の項で詳細に説明します。

テフロン®

テフロンは、 10^{-14} A を超えるエレクトロメータ測定が要求するインピーダンス・レベルを満足し、また頻繁に使用されている絶縁体です。テフロンは高い体積抵抗を備えており、また、その表面には、水蒸気が簡単に膜を形成することができません。したがって、湿度の高い空気によりその絶縁特性が大きく損なわれることはありません。テフロンは化学的に不活性で、クリーニングが簡単です。また、機械加工も容易にできます。エレクトロニクス分野で最も頻繁に使用されているテフロンは、Teflon PTFE です。

表 2-2: 各種絶縁材料の特性

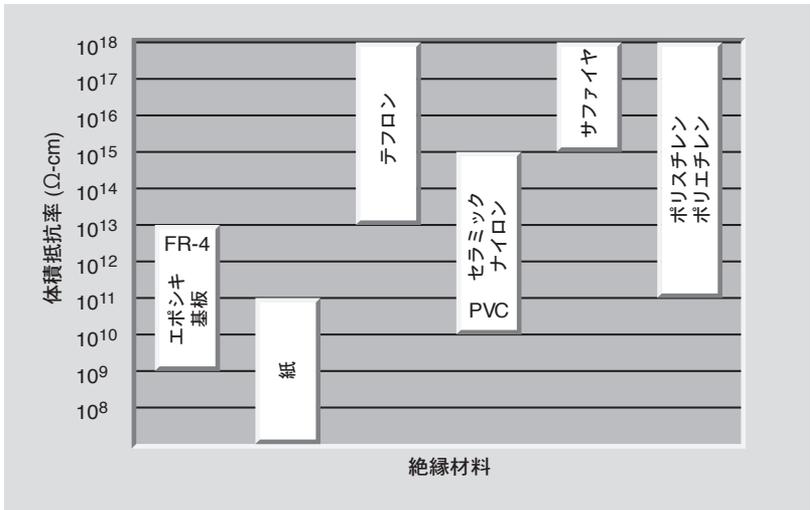
特性

材料	体積抵抗率 (Ohm-cm)	吸水に対する 抵抗率	最小圧電効果 ¹	最小摩擦電気 効果	最小誘電吸収
サファイヤ	$>10^{18}$	+	+	0	+
Teflon® PTFE	$>10^{18}$	+	-	-	+
ポリエチレン	10^{16}	0	+	0	+
ポリスチレン	$>10^{16}$	0	0	-	+
Kel-F®	$>10^{18}$	+	0	-	0
セラミック	$10^{14} \sim 10^{15}$	-	0	+	+
ナイロン	$10^{13} \sim 10^{14}$	-	0	-	-
エポキシ・ガラス	10^{13}	-	0	-	-
PVC	5×10^{13}	+	0	0	-

注：+ その特性について優れた材料
 0 その特性について中程度の材料
 - その特性について劣った材料

¹ 非圧電絶縁体では蓄電効果

図 2-10: 各種絶縁材料のおおよその抵抗



テフロンの主な欠点は、変形すると内部に電荷が生じ、スプリアス電圧や電流が発生することです。ただし、通常の取り扱いをしていれば、 10^{-13} A を超える電流レベルでこのような特性が問題になることはありません。

ポリスチレン

ポリスチレンはテフロンよりもかなり安価であり、テフロンが開発されるまでは、一般的な絶縁体の標準として使用されていました。ポリスチレンは機械加工が簡単ですが、しばしば内部にひびが発生します。この性質は、ひびが表面に達しない限り絶縁特性を損なうことはありません。ポリスチレンの体積抵抗率はテフロンと同じ程度ですが、湿度が高くなると水蒸気によって表面に膜が形成され、表面抵抗率が大きく低下します。

Kel-F®

Kel-F の体積および表面特性はテフロンと同じ程度に優れており、機械加工も簡単で、ひびが入ることもありません。

ポリエチレン

ポリエチレンは優れた体積抵抗率を備えており、表面特性はポリスチレンと同程度です。ポリエチレンは柔軟性があるため、同軸ケーブルや三軸ケーブルの絶縁に広く使用されています。これらのケーブルは、エレクトロメータでの一般的な測定に適しています。これは、このようなアプリケーションでは表面漏れが比較的重視されないからです。ここで注意しなければならないのは、ポリエチレンが比較的低い温度で融解することです。そのため、オープンに入るリード線には、ポリエチレンではなくテフロン製の絶縁体を使用しなければなりません。

ガラスおよびセラミック

ガラスおよびセラミックも高い体積抵抗率を持っていますが、湿度が高い場合には表面特性が劣り、多くの場合、圧電特性も劣っています。メタノールを使用してクリーニングし、沸騰したパラフィンに浸けて処理したガラスまたはセラミックの絶縁表面は優れていますが、耐性がありません。各種のシリコン・ワニスガラスまたはセラミックの表面に焼成または空気乾燥することも可能ですが、このような処理を行っても、取り扱いによって簡単に劣化します。ガラスやセラミックは機械加工が困難ですが、鋳造は可能です。これらの材料は、その機械特性が必須となる場合に主に使用されます。

サファイヤ

サファイヤは、最も優れた絶縁体のひとつです。機械的な応力が加わっても、内部の電荷はほとんど変化しません。サファイヤは、 10^{-18} ~ 10^{-15} A の範囲の電流測定に最も頻繁に使用されています。ただし、サファイヤの使用は、そのコストによって、また機械加工や形成が困難なために制限されています。

水晶

水晶の特性はサファイヤに類似していますが、圧電出力は非常に高くなります。このために、エレクトロメータ回路ではほとんど使用されていません。

その他の絶縁材料

事実上、その他すべての絶縁材料は、エレクトロメータでの測定用には体積抵抗率が低すぎるか、表面特性が不十分です。ビニル、ナイロン、および Lucite® も、テフロン、ポリスチレン、ポリエチレン、サファイヤ、また水晶に比べて著しく劣ります。

絶縁体をきれいな状態に維持する方法

どのような高抵抗デバイスとも同じく、絶縁体の健全性は、誤った取り扱いによって損なわれます。皮脂や皮膚の塩分により絶縁体の性能が劣化し、空気中の汚染物質が絶縁体の表面に堆積して、抵抗が低下することがあります。これらのファクタを考慮すると、絶縁体の取り扱いは最小限に抑える必要があります。また、どのようなことがあっても、手や、表面を汚染する可能性のある物質が絶縁体に触れることのないようにしてください。

誤った取り扱い、あるいは汚染物質の堆積によって絶縁体が汚染されたら、メタノールを含ませた綿棒でクリーニングします。クリーニング後は、湿度の低い場所に数時間放置して乾燥させるか、乾燥室素により乾燥させてから使用します。

2.3 微小電流測定

何種類もの誤差発生源が微小電流測定の確度に重大な影響を与えます。例えば、電流計の接続方法が適切でなかっただけでも測定誤差の原因になります。（接続に正しいシールドを施す方法について詳しくは 2.6.1 項、2.6.2 項をご覧ください。）電流計の電圧負荷と入力オフセット電流も測定確度に影響を与えます。被試験デバイスの信号源抵抗はフィードバック電流計のノイズ性能に影響を与えます。外部の誤差発生源としては例えばケーブルや測定治具からのリーク電流を始めとして、摩擦や圧電効果により発生する電流などを挙げることができます。2.3 項では微小電流測定の問題点を詳細に考察し、誤差発生源の影響を最小にするための方法の概略を説明します。その他、エレクトロメータの電荷（クーロン）測定機能を利用して非常に小さな電流測定を行う方法についても説明します。

2.3.1 リーク電流とガード

リーク電流は測定回路とその近隣の電圧源との間の浮遊抵抗パスが原因となって発生し、これらの電流は微小電流測定の確度を著しく損ないます。リーク電流を減らすためには高性能絶縁材料の使用と試験環境の湿度レベルの低減、およびガードの使用が有効です。ガードの使用はさらに測定回路のシャントキャパシタンスによる効果も減らしてくれます。

リーク電流を減らす方法の1つとして、試験回路作成時に優れた性能の絶縁材料を使用することが挙げられます。テフロンやポリエチレン、サファイヤなどは良い絶縁材料の例であり、逆にフェノール樹脂やナイロン

などは避けるべきです。最適な絶縁材料を選択する方法について更に詳しくは 2.2.2 項の解説をご覧ください。

湿度も微小電流測定に悪影響を与えます。絶縁材料が空気中から吸着する水の量は絶縁材料の種類によって異なりますから、表面に連続的な水分の膜を容易に形成しないような絶縁材料を選択することが重要です。しかし、測定対象を構成する材料自身が水分を容易に吸着するようであれば悪影響は避けられませんから、環境条件がコントロールされた部屋で測定するのが最善の策です。場合によっては絶縁体がイオン性の汚染物質を含むことがあり、このようなケースでは特に高湿度条件でスプリアス電流が発生することがあります。

ガードを施すことはリーク電流を減らすための非常に有効な方法です。ガードは回路の低インピーダンスポイントであり、ガードの対象である高インピーダンスリード線とほぼ同じ電位にあります。エレクトロメータの電流計とピコアンメータに施すガードは SMU 電流計に施すガードとは異なります。ガードの使用法の理解を容易にするため、幾つかの例を挙げて説明します。

ガードの使用法：エレクトロメータ（電流計）、ピコアンメータ

エレクトロメータ（電流計）やピコアンメータでは LO 入力端子をガード端子として使用します。ガードを使用することで電流計の高入力インピーダンス入力リード線の電圧源からのリーク電流から絶縁することができます。ガードの例を図 2-11 および図 2-12 に示します。

図 2-11 に示すのはイオン化チャンバのイオン電流 I_C 測定にガードを適用した例です。ガードが施されていないイオン化チャンバとこれに対応する等価回路を図 2-11a に示します。この等価回路が示すように、バイアス電圧全体が絶縁体のリーク抵抗 R_L 両端に現れるため、リーク電流 I_L が測定したいイオン電流に加算されます ($I_M = I_C + I_L$)。ここでのリーク抵抗はイオン化チャンバと同軸ケーブルの絶縁材料に起因します。

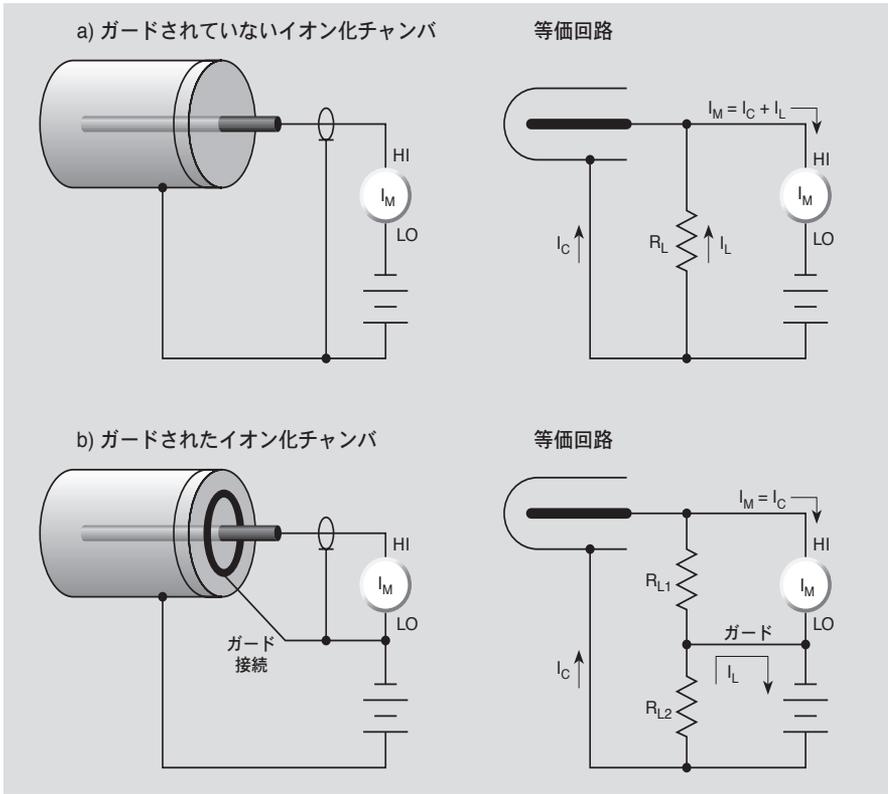
図 2-11b ではイオン化チャンバに金属製ガードリングが追加されており、ガード回路によってリーク抵抗が 2 つの部分に分割されています。この回路では R_{L1} 両端の電圧がピコアンメータの電圧負荷となりますが、通常は 1 ミリボルト未満の値であるため結果として生ずる電流は極めて小さな値となります。全バイアス電圧は R_{L2} の両端に現れますが、リーク電流はこのループの周りを流れるため測定には影響を与えません。

試験治具に起因するリーク電流防止のためにガードが必要になることもあります。図 2-12 に示すのはメガオームレベルの高抵抗 R_{DUT} を、金属製試験治具の 2 個の絶縁体上にマウントした例です。

図 2-12a はガードが施されていない回路を示します。この回路ではスタンドオフの絶縁体を通るリーク電流 I_L が測定電流 I_M に加算されます。

図 2-12b が示すように、この回路にはピコアンメータ I_M の LO を金属製取付けプレートに接続することによってガードが施されています。これにより右側の絶縁体の下端が上端とほぼ等電位に保たれます。電圧の差はピコアンメータの電圧負荷に等しくなり、この電圧負荷は $200\mu V$ 未満の非常に小さな値を示します。絶縁体の上端と下端がほぼ等電位にあるので、

図 2-11: イオン化チャンバにガードを施す例



絶縁体を通して流れる電流は問題となりませんから、希望どおり被試験デバイスからのほぼすべての電流が電流計を流れることになります。

SMU（電流計）でのガードの使用

通常、SMU のガード端子は三軸コネクタの内側のシールドに接続されており、このガードはユニティゲインの低インピーダンス増幅器によって駆動されます。定義から明らかなようにガード端子は高インピーダンス端子とほぼ同電位にありますから、したがってこのガード端子は電圧源の大きさと同じ電位にあることになります。

図 2-13 はガードをうまく駆動してケーブルのリーク抵抗発生を防止することにより、微小電流測定の実感を防止できることを示しています。ガードを施していない図 2-13a の回路では、同軸ケーブルのリーク抵抗が DUT (R_{DUT}) と平行に存在するため好ましくないリーク電流 I_L が発生します。このリーク電流が高感度電流測定に悪影響を及ぼします。

図 2-12: ガードによるリーク電流低減

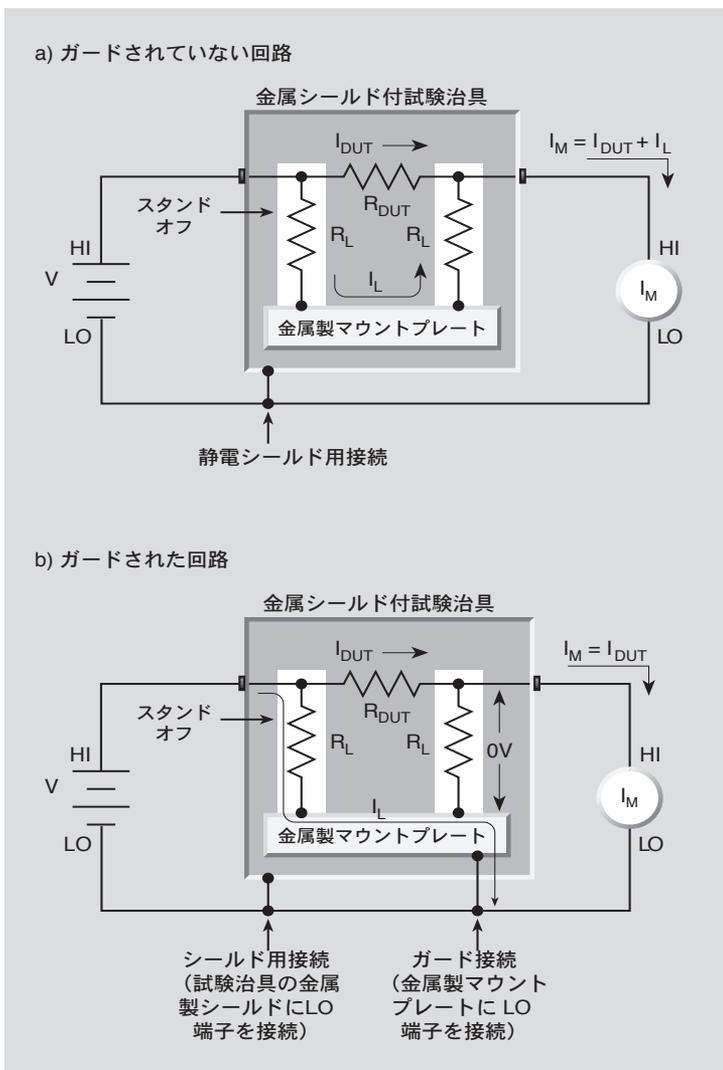
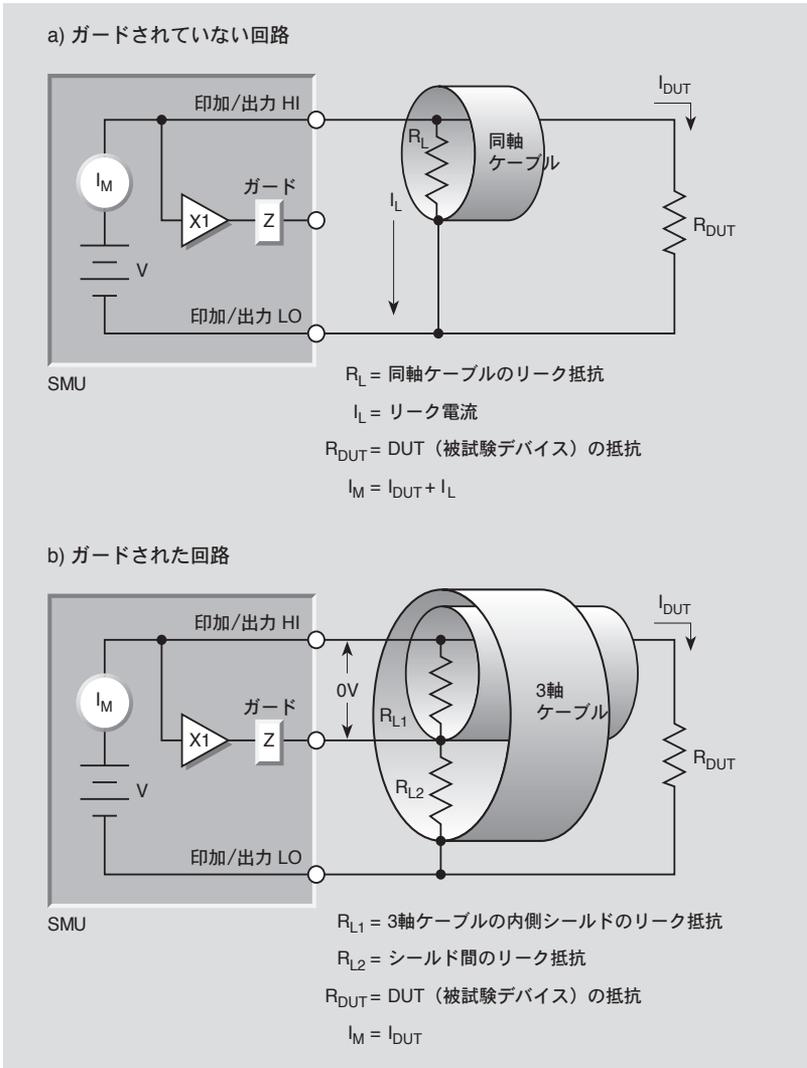


図 2-13b に示すガード付き回路では三軸ケーブルの内側シールドが SMU のガード端子に接続されており、このシールドがユニティゲインの低インピーダンス増幅器（ガード）によって駆動されています。印加／出力 HI 端子と ガード端子間の電位差はほぼ 0V に保たれますから、リーク電流 I_L も実質的にゼロとなります。

図 2-13:SMU へ接続するケーブルのリーク抵抗にガードを施す



試験治具にあるスタンドオフ絶縁材を通して流れるリーク電流が、ガードを施すことによってどのようにして除去されるのかを説明するのが図 2-14 です。図 2-14a ではスタンドオフ絶縁材 R_L を通ってリーク電流 I_L が流れています。このリーク電流が DUT (I_{DUT}) からの電流に加算されて SMU 電流計 I_M によって測定されるため、微小電流測定の確度が劣化します。

図 2-14:SMU と共に試験治具にガードを施す

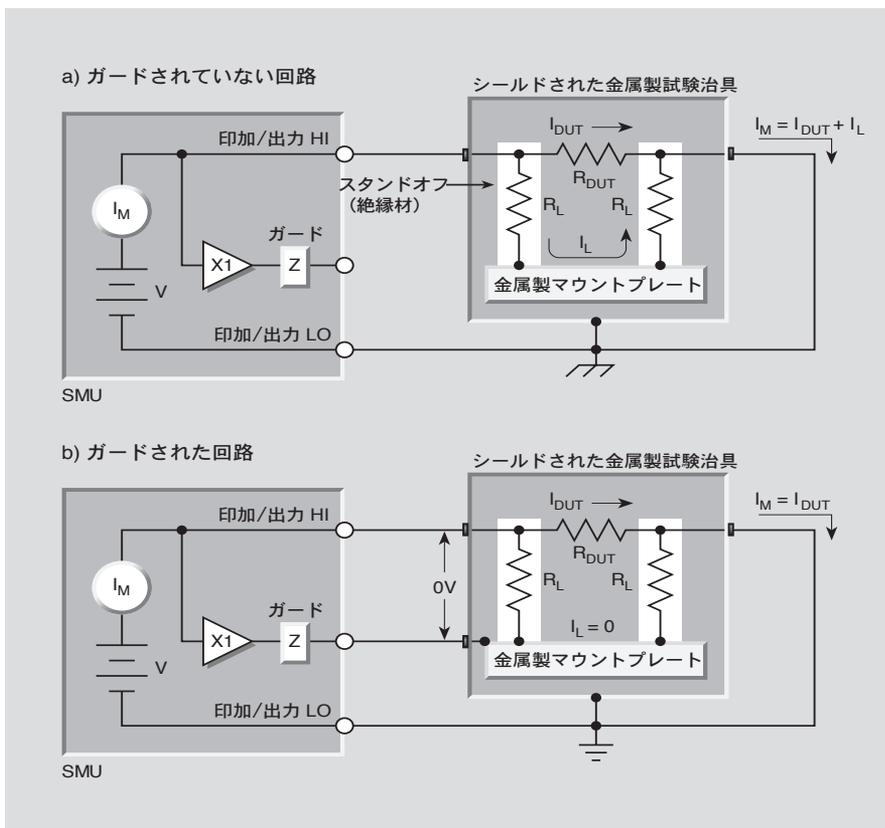


図 2-14b では金属製マウントプレートが SMU のガード端子に接続されています。これによりスタンドオフ絶縁材の上端と下端がほぼ同電位(電圧降下ゼロ)に保たれているため、スタンドオフを通してリーク電流が流れなくなり測定精度へ悪影響を及ぼすことはありません。この方式では金属製マウントプレートがガード電位に保たれるため、安全上の理由から金属シールドを必ず接地ラインへ落としてください。

2.3.2 ノイズとソースインピーダンス

ノイズは敏感な電流測定に深刻な影響を与えます。この項ではソース抵抗とソースキャパシタンスがノイズ特性に与える影響について考察します。

ソース抵抗

試料のソース抵抗は、フィードバック電流計のノイズ性能に影響を与えません。以降に説明するように、ソース抵抗が減少すると、電流計のノイズ・ゲインが増加します。

図 2-15: フィードバック電流計の簡略化モデル

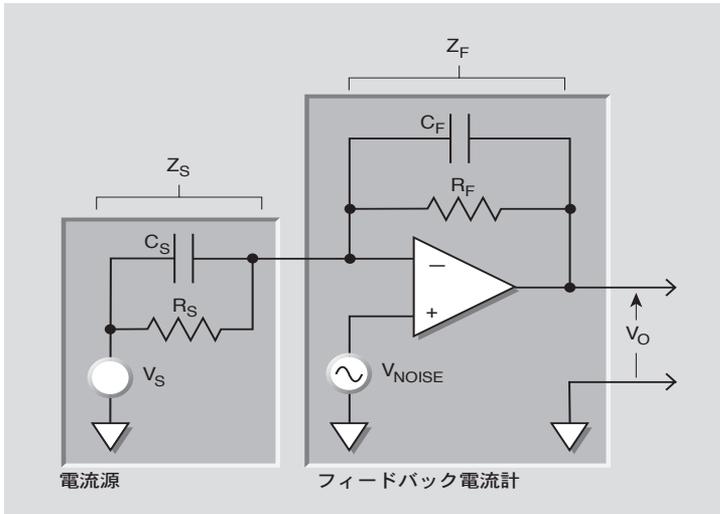


図 2-15 に、フィードバック電流計の簡略化モデルを示します。 R_S および C_S は、ソース抵抗とソース・キャパシタンスを表しており、 V_S はソース電圧、 V_{NOISE} はノイズ電圧です。最後に、 R_F と C_F は、それぞれフィードバック抵抗とキャパシタンスです。

回路のソース・ノイズ・ゲインは、以下の式によって得ることができます。

$$\text{出力 } V_{\text{NOISE}} = \text{入力 } V_{\text{NOISE}} (1 + R_F/R_S)$$

R_S の値が小さくなると出力ノイズが大きくなることに注意してください。例えば、 $R_F = R_S$ の場合は、入力ノイズは 2 倍になります。ソース抵抗が減少するとノイズ性能に悪影響を与えることがあるため、通常は、測定レンジに応じた最小のソース抵抗推奨値が用意されています。代表的なフィードバック電流計の各種の測定レンジにおける最小ソース抵抗推奨値を表 2-3 に示します。ソース抵抗推奨値が測定レンジによって変わることにご注意ください。これは、 R_F 値も測定レンジによって異なるからです。最小ソース抵抗の適切な推奨値については、使用する装置の取扱説明書を参照してください。

表 2-3: 代表的なフィードバック電流計の最小ソース抵抗推奨値

レンジ	最小ソース抵抗推奨値	
pA	1	GΩ
nA	1	MΩ
μA	1	kΩ
mA	1	Ω

ソース・キャパシタンス

試料のソース・キャパシタンスは、フィードバック・タイプの電流計のノイズ性能にも影響を与えます。一般に、ソース・キャパシタンスが増加すると、ノイズも増加します。

ソース・キャパシタンスの変化がノイズ・ゲインに与える影響を調べるために、ここで再び、図 2-15 の簡略化された電流計のモデルについて考えます。今回の説明で重要な要素は、ソース・キャパシタンス C_S とフィードバック・キャパシタンス C_F です。これらの 2 つの要素の容量性リアクタンスを考慮して、前に示したノイズ・ゲインの式を以下のように変更する必要があります。

$$\text{出力 } V_{\text{NOISE}} = \text{入力 } V_{\text{NOISE}} (Z_F/Z_S)$$

ここで、 Z_F は、 C_F と R_F からなるフィードバック・インピーダンスを表しており、 Z_S は、 R_S と C_S によって形成されるソース・インピーダンスを表します。さらに、これらのインピーダンスは以下の式で表すことができます。

$$Z_F = \frac{R_F}{\sqrt{(2\pi f R_F C_F)^2 + 1}}$$

および

$$Z_S = \frac{R_S}{\sqrt{(2\pi f R_S C_S)^2 + 1}}$$

C_S の値が大きくなると Z_S の値が小さくなり、そのためにノイズ・ゲインが増加することに注意してください。ここで再び、 $Z_S = Z_F$ の場合に入力ノイズが 2 倍になります。

ほとんどのピコアンメータでは、 C_S の最大許容値を勧告しています。ただし、通常は、電流計入力と直列に抵抗を挿入することによって、より高いソース・キャパシタンス値で測定することができます。しかし、直列抵抗によって電圧負荷が $I_N \cdot R_{\text{SERIES}}$ だけ増えることに注意してください。直列接続される抵抗値が存在する場合にも測定 RC 時定数は増加します。直列抵抗の代わりとして、直列ダイオード、または 2 つのダイオードを並列にバック・ツー・バック接続したものが有効です。このダイオードは小信号タイプのものでかまいませんが、光を遮断する箱に入っているものでなければなりません。ダイオードの直列接続する方法について更に詳しくは 4.3.1 項の説明をご覧ください。

2.3.3 ゼロ・ドリフト

ゼロ・ドリフトとは、入力信号がまったくないときに表示されるゼロ・オフセットのゆるやかな変化です。これを「ゼロ調整」によって補正しないと、その結果発生するオフセットが入力信号に加わり、誤差が発生します。

通常、ドリフトは、時間または温度の、あるいはその両方の関数として指定されています。一定の期間と温度レンジにおけるゼロ・オフセットは指定された限界内に留ります。温度を段階的に変化させたときに生じるオフセットは、仕様を超えるオーバシュートの後に落ち着きます。一般的な室温の変化速度（1°C / 15 分間）では、通常の場合オーバシュートは発生しません。

ほとんどのエレクトロメータは、ゼロ・ドリフトを補正するための機能を備えています。ZERO CHECK スイッチは、内部電圧オフセットを表示するようにエレクトロメータとピコアンメータを設定するのに使用します。この機能によって、増幅器のゼロを迅速にチェックし、調整できます。一般に、測定器のゼロ補正はゼロ・チェックを有効にした状態で行います。この手順は、周囲の条件に応じて定期的に行う必要があります。エレクトロメータでは、1つのボタンを押すだけで、またはコンピュータからのコマンドによってこの機能を実行できます。

ピコアンメータまたはエレクトロメータ電流計では、ZERO CHECK および ZERO CORRECT 機能によって内部電圧のオフセットが補正されることに注意してください。SUPPRESS または REL の制御ボタンは、外部電流オフセットの補正に使用します。最適な確度を得るためには、測定に使用するレンジと同じレンジで測定器のゼロ調整を行います。内部オフセット電流を補正する方法については 2.3.4 項を参照してください。

2.3.4 発生電流

外部で発生した電流がテスト・システムに入り測定を望む電流に加わると、誤差を引き起こします。測定器の入力オフセット電流の場合のように、電流は内部で発生することも、絶縁体やケーブルなどの外部ソースが原因で発生することもあります。以降の項では、各種の発生電流について説明します。

この項で説明するいくつかの発生電流のレンジを図 2-16 に要約します。

オフセット電流

オフセット電流は装置内部で発生することもあり（入力オフセット電流）、外部回路によって発生することもあります（外部オフセット電流）。

入力オフセット電流

理想的な電流計では、入力端子がオープンになっているときには読みは 0A のはずですが、しかし、実際の電流計では、入力端子がオープンになっている場合にも小さい電流が流れます。この電流は入力オフセット電流と呼ばれ、アクティブな測定回路のバイアス電流に加えて、測定器内の絶縁体を通るリーク電流によって発生します。ピコアンメータやエレクトロメータ、SMU 内部で発生するオフセット電流はそれぞれの装置の仕様書に記載されています。図 2-17 に示すように、入力オフセット電流が測定電流に加わるため、メータはこれらの 2 つの電流の合計を測定することになります。

$$I_M = I_S + I_{\text{OFFSET}}$$

入力オフセット電流を決定したいときは、まず入力コネクタにキャップを取付けて最低電流レンジを選択してください。この状態で約 5 分間ほど装置が安定するのを待ってから指示値を読み取ります。この値が装置仕様に記載された範囲に収まっていなければなりません。

図 2-16: 発生電流の代表的な大きさ

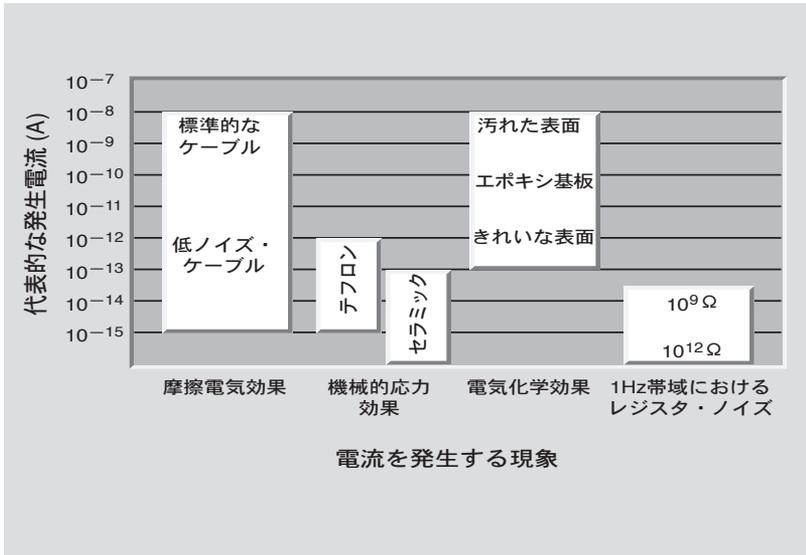
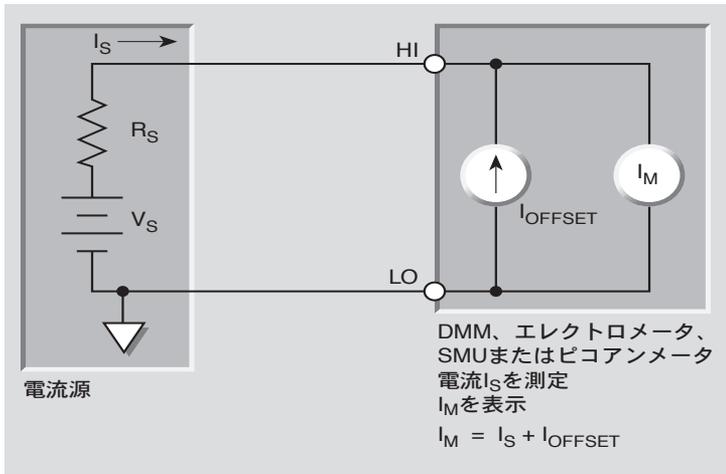


図 2-17: 電流測定精度に対する入力オフセット電流の影響



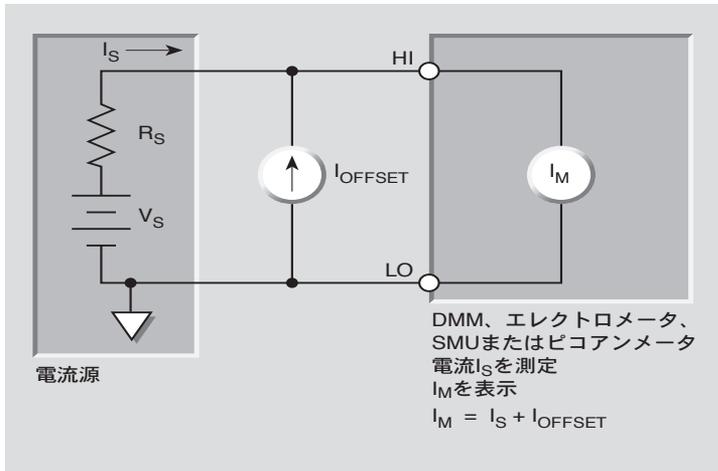
装置が電流サプレッション機能を備えている場合は、入力端子の接続を取り外して ZERO CHECK を開放にした状態でこの機能をアクティブにすることによって、入力オフセット電流を部分的にキャンセルすることができます。入力オフセット電流を測定値から引き去るもう一つの方法は、電流計の相対 (REL または ZERO) 機能を使用することです。入力回路を

開放状態にして指示値が安定するのを待ってから REL ファンクションをオンにしてください。REL 値が確定すると、それ以後の読み取り値は実際の入力値から REL 値を減算したものになります。

外部オフセット電流

外部オフセット電流は例えば電流計に接続された絶縁体がイオン性物質によって汚染されることによって発生します。それ以外にも、摩擦電気効果や圧電効果などによってもオフセット電流が発生します。図 2-18 が示すように外部オフセット電流がソース電流に加算されることもあり、計器はやはり両者を合計した値を測定します。

図 2-18: 電流測定精度に対する外部オフセット電流の影響



外部オフセット電流は、測定器の電流サプレス機能またはゼロ調整機能を使用して抑制することも、図 2-19 に示すように、十分に安定した低ノイズ外部電流源を使用することによって抑制することもできます。そのような配慮をすると、メータによって測定される電流は以下のようになります。

$$I_M = I_S + I_{OFFSET} - I_{SUPPRESS}$$

I_{OFFSET} と $I_{SUPPRESS}$ の大きさが同じで極性が異なる場合は、以下のようになります。

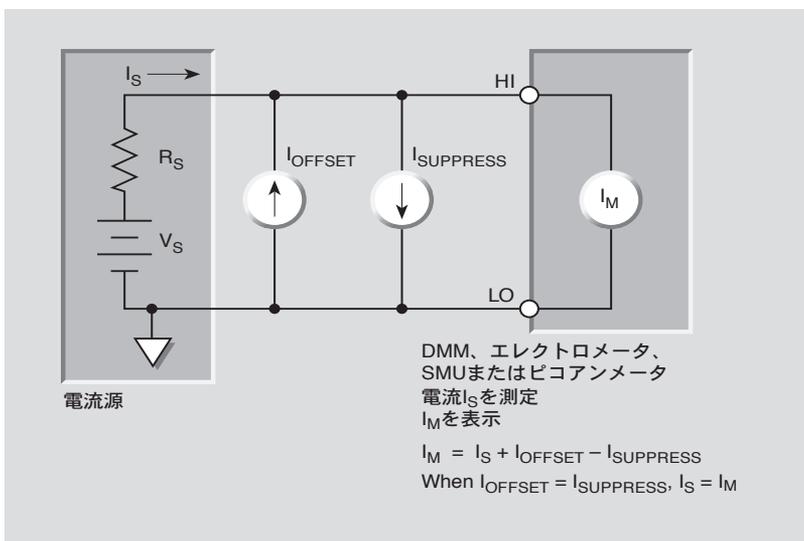
$$I_M = I_S$$

外部電流源の利点は、 I_{OFFSET} をフル・レンジ値と同じ大きさまたはそれ以上の大きさに設定でき、 $I_{OFFSET} - I_{SUPPRESS}$ だけを小さくすればよい点にあります。

摩擦電気効果

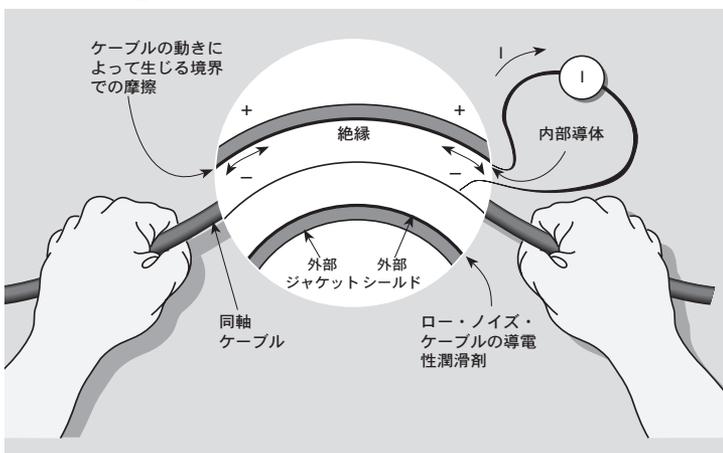
摩擦電気電流は、摩擦のために導体と絶縁体の間に生じる電荷によって生成されます。ここでは、自由電子が摩擦によって導体から離れ、電荷の不均衡が生じて電流が発生します。代表的な例として、同軸ケーブル内で絶

図 2-19: 外部電流源を使用したオフセット電流のサプレッス



縁と導体がこすり合うために生成される電流があります。これを図 2-20 に示します。

図 2-20: 摩擦電気効果



「ロー・ノイズ」ケーブルは、この影響を大幅に低減します。通常このケーブルは、外部シールドの下に、グラファイトで被覆されたポリエチレン製の内部絶縁体を使用しています。グラファイトによって滑らかになり、導電性の等電位円柱が形成されます。この円柱が電荷を等化し、ケーブル

の動きによる摩擦効果のために発生する電荷を最小限に抑えます。ただし、ロー・ノイズ・ケーブルも、振動、膨張、または収縮によってある程度のノイズを発生します。このため、すべての接続を短く保ち、温度変化（熱膨張力を発生させる）を避け、可能であれば、壁、ベンチ、または強固なポールなどの振動しない表面にケーブルをテープで留めるか固定して、接続部をサポートしなければなりません。

動きや振動の問題に対する上記以外の解決策には、以下のものがあります。

- 振動源を取り除く、または振動源の結合を機械的に解除する。モータ、ポンプ、またその他の電気機械的デバイスが一般的な振動源となります。
- テスト接続を安定させる。電子コンポーネント、ワイヤ、およびケーブルをしっかりと設置または固定する。シールドは堅牢でなければなりません。

摩擦電気効果は、互いに接触するその他の絶縁体と導体でも発生することがあります。したがって、微小電流および高インピーダンス測定用に試験治具を製作したり、結線を行う場合には、絶縁体間また導体間の接触を最小限に抑えることが重要です。

2.2.2 項の表 2-2 に、各種絶縁材料の相対的な摩擦電気効果を要約しています。

圧電効果と蓄電効果

圧電電流は、絶縁された端子や相互接続ハードウェアに使用されている結晶性材料などの絶縁材料に機械的な応力が加わると発生します。ある種のプラスチックでは、蓄積された電荷のポケットによって、絶縁材料が圧電材料と同様の挙動を示すことがあります。圧電絶縁体を使用した端子の例を図 2-21 に示します。

この効果によって発生する電流を最小限に抑えるために、絶縁体から機械的応力を取り除き、圧電効果が最小で蓄電効果のある絶縁材料を使用することが重要です。各種絶縁材料の圧電特性を 2.2.2 項の表 2-2 に要約しています。

この効果は、プレートと端子間の容量変化には依存しません。電荷が動き回り、その結果電流が発生します。

実際には、(端子における)蓄積された電荷の効果を圧電効果と区別することは非常に困難です。発生する現象にかかわらず、優れた絶縁材料を選択し、接続構造をできるかぎり強固にすることが重要です。

汚染と湿度

誤差電流は電気化学効果からも生じ、イオン性化学物質により回路基板上の 2 つの導体の間に弱い電池が生成された場合にも発生します。例えば、頻繁に使用されるエポキシ・プリント回路基板のエッチング溶液、はんだ、またはその他の材料を十分に洗浄していない場合、導体間に数ナノアンペアの電流が発生することがあります (図 2-22 を参照)。

図 2-21: 圧電効果

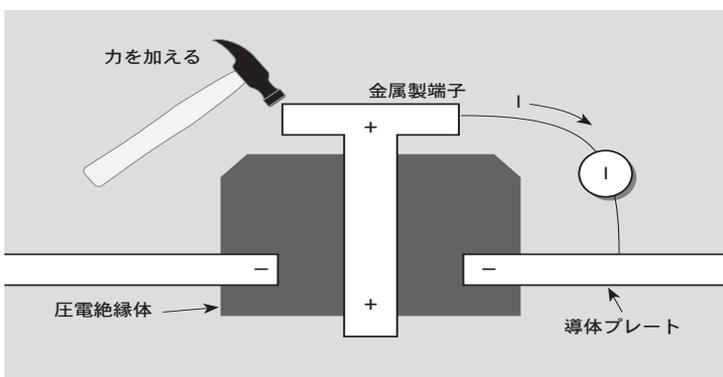
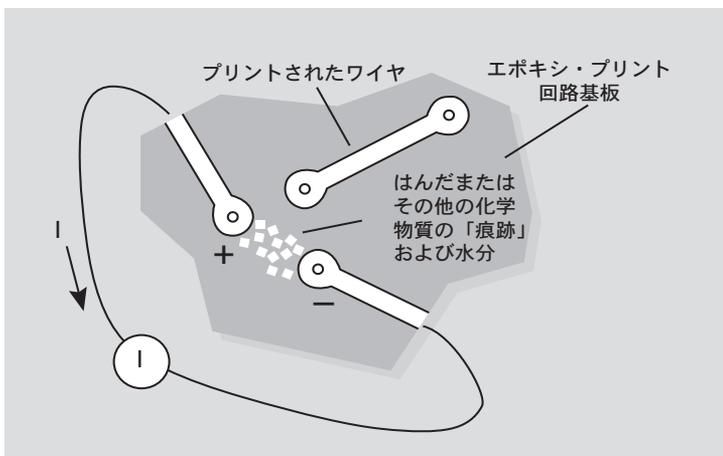


図 2-22: 電気化学効果



絶縁抵抗は、高い湿度やイオンによる汚染によって大きく低下することがあります。高湿度状態は凝縮または吸水によって発生し、イオンによる汚染は皮脂、塩分、またははんだによって発生します。

これらの汚染により主に絶縁抵抗が低下しますが、高湿度とイオン汚染の組み合わせによって導電性パスが生じることや、ときには、高直列抵抗を持つ電気化学電池として動作することもあります。このように生成された電池は、ピコアンペアまたはナノアンペア程度の電流を長期にわたって発生することがあります。

汚染や湿度の影響を避けるために、水分を吸収しない絶縁体を選び、湿度を適度なレベルに維持します。また、すべての絶縁体をきれいな状態に保ち、汚染のないようにします。

絶縁体が汚染されたら、すべての内部回路にメタノールなどの洗浄剤を使用しなければなりません。一度溶剤に解けた汚染物質をすべて流し、再び堆積しないように注意することが重要です。クリーニングには純粋な溶剤だけを使用します。グレードの低い溶剤は汚染物質を含んでいる場合があります、それが電気化学膜となって残ることがあります。

誘電吸収

絶縁体の誘電吸収は、その絶縁体の電圧により、絶縁体内部の正および負の電荷が分極することによって生じます。これは、各種の極性分子が異なる速度で緩和するためです。電圧を取り除くと、分極した電荷が元に戻る際に、その絶縁体に接続された回路に減衰する電流が発生します。

電流測定における誘電吸収の影響を最小限に抑えるために、高感度電流測定に使用されている絶縁体に数ボルトを超える電圧を印可しないようにします。この電圧を印加しなければならない場合には、誘電吸収によって発生した電流が消滅するまでに数分間、また、ときには数時間かかることもあります。

各種絶縁材料の相対的な誘電吸収を 2.2.2 項の表 2-2 に要約しています。

2.3.5 電圧負荷

図 2-23 に示すように、実際の電流計は、ゼロではない抵抗 R_M と直列に配置された、内部抵抗がゼロの理想的な電流計 I_M として表すことができます。そのテブナン等価回路が電圧 V_S とソース抵抗 R_S の直列接続で表わされる電流源が、電流計の入りに接続されている場合には、電流 I_S は理想電流計 ($R_M = 0\Omega$) の場合よりも小さくなります。この電流の減少は内部抵抗 R_M によって生じるものであり、これが電圧負荷 V_B と呼ばれる電圧降下をさらに引き起こします。

電圧負荷はフルスケール入力に対して指定される値です。したがって、ある与えられた電流値に対応する電圧負荷は次式によって計算されます。

$$V_{B(I)} = V_B \left(\frac{I_S}{I_{FS}} \right)$$

ここで、 I_{FS} はフルスケール電流であり、 I_S は電流源の大きさを表します。

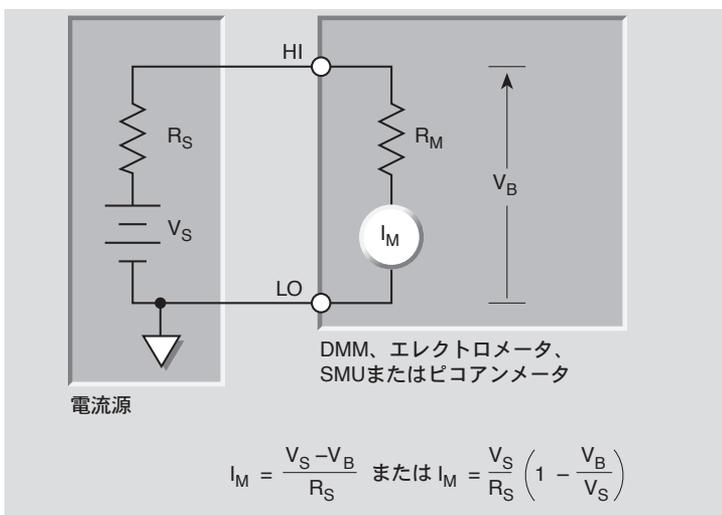
電圧負荷を考慮に入れた測定誤差は次式によって計算されます。

$$I_M = \frac{V_S - V_B \left(\frac{I_S}{I_{FS}} \right)}{R_S}$$

電圧負荷によって生じる測定読みのパーセントで表した誤差は以下のようになります。

$$\% \text{ error} = \frac{V_B \left(\frac{I_S}{I_{FS}} \right)}{V_S} \times 100\%$$

図 2-23: 電流測定精度に対する電圧負荷の影響



例：この回路では $V_S=0.7V$ 、 $I_S = 100\mu A$ 、 $I_{FS} = 200\mu A$ です。
 $R_S=10k\Omega$ 、フルスケールにおける電圧負荷を $200mV$ と仮定すれば：

$$I_M = \frac{0.7V - 0.2V \left(\frac{100\mu A}{200\mu A} \right)}{10k\Omega} = 60\mu A$$

これを理想的な状況における以下の電流と比較します。

$$I_M = \frac{0.7V}{10k\Omega} = 70\mu A$$

したがって、DMM の読みは、理想値の $70\mu A$ に対して $60\mu A$ となります。誤差は 14% です。

比較のために、ピコアンメータを使用し、電圧負荷を $200\mu V$ とした場合の電流を求めると、以下のようになります。

$$I_M = \frac{0.7V - 0.0002V \left(\frac{100\mu A}{200\mu A} \right)}{10k\Omega} = 69.99\mu A$$

したがって、ピコアンメータの読みは、理想値の $70\mu A$ に対して $69.99\mu A$ となります。誤差はわずか 0.01% です。

フィードバック・ピコアンメータまたはエレクトロメータ（電流計）の入力抵抗は、指定された電圧負荷をフルスケール電流で除算した値よりも小さくなります。

$$\text{入力抵抗} < \frac{\text{電圧負荷}}{\text{フルスケール電流}}$$

SMU の電圧負荷を決定するときは、使用する電圧源のレンジにかかるオプセット電圧を含めて計算しなければなりません。したがって、可能な限り最小の電圧源レンジを使用して誤差を最小化するのが最も良い方法です。

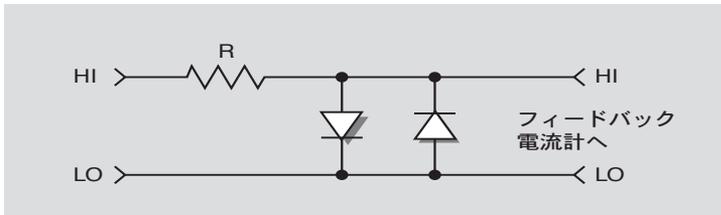
2.3.6 過負荷保護

エレクトロメータ、ピコアンメータおよび SMU のいずれも、入力に過大電圧が印加されると装置を破損する恐れがあります。多くの装置は仕様の中で許容最大入力電圧を規定しています。しかし、アプリケーションによっては、入力がこの最大電圧を不可避的に超えてしまうケースがあり得ます。例えば、部品や材料が破壊すると全電圧が電流計の入力にかかりますから装置の破損を招くことがあります。このような事が起こり得るアプリケーションの例としてキャパシタのリーク電流、ダイオードの逆方向の漏れ、ケーブルや膜などの絶縁抵抗測定などを挙げることができます。これらのケースに対応するには、装置の入力回路の損傷を防止するための過負荷保護を追加しなければなりません。

エレクトロメータ/ピコアンメータの過負荷保護

図 2-24 に示すのはエレクトロメータ（電流計）またはピコアンメータに使用できる保護回路であり、抵抗器と 2 個のダイオード（1N3595）から構成されています。1N3595 ダイオードのリーク電流は 1mV の順方向バイアスをかけたときであっても一般に 1pA 未満ですから、この回路が 10pA またはそれ以上の測定に干渉することはありません。このダイオードは定格上では 225mA (450 mA の反復サージ) を流すことができます。エレクトロメータ電流計またはピコアンメータの電圧負荷は 1mV 未満ですから、ダイオードが導通領域へ入ることはありません。2 個のダイオードを逆極性で並列接続することにより、この回路はどちらの極性の信号に対しても保護回路として機能します。

図 2-24: エレクトロメータとピコアンメータへ使用できる過負荷保護回路



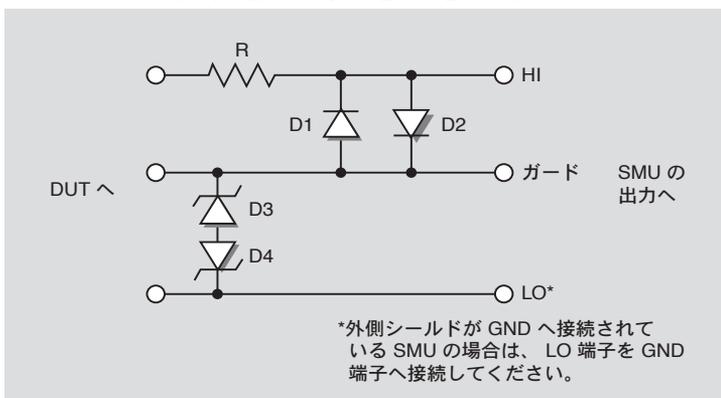
ダイオードへ流れる電流を制限してダイオードの破損を防止するため、十分に大きな値を持つ抵抗器 R を使用する必要があります。同時に、供給電圧に耐えるだけ十分に大きな値を持つ必要があります。抵抗値選択のための良い経験則は、測定する最大電流における電圧降下が 1V となる程度の抵抗を選択することです。

ダイオードは光に対して感度を持ちますから、光を通さないシールドで保護回路を囲むことが重要です。このシールドは電流計の LO へ接続してください。

SMU の過負荷保護 (強制電圧、電流測定モード)

図 2-25 に示すのは電流計モードに設定した SMU で使用できる過負荷保護回路例です。この回路はガードと LO (または Common) 端子間に接続した 2 個のツェナーダイオード (D3、D4) と、HI 端子に直列に接続された電流制限抵抗 R、および HI とガード端子間に接続された 2 個の低リーク電流ダイオード (D1、D2) から構成されています。

図 2-25: SMU の過負荷保護回路 (強制電圧、電流測定モード)



2 個のツェナーダイオードはガードを LO (または Common 端子) のレベルへクランプする目的で使用されています。これらのレベルは SMU の最大測定電圧よりも若干高めに設定する必要があります。ツェナーダイオードを通して流れるリーク電流は抵抗器両端での電圧降下をもたらしますから、リーク電流の小さなツェナーダイオードを選択して使用してください。

抵抗器 R を使用する目的はダイオード (D1、D2) を通って流れる電流を制限することにあります。抵抗の値としては、ダイオードに流れる電流が順方向定格電流の 1/10 に制限されるように十分に大きな値を選択して、ダイオードの損傷を防止します。また、この抵抗器はツェナーダイオードが導通状態になったときの電力損に耐える十分な定格のものを選択する必要があります。

過負荷状態が発生すると、どちらか一方 (D1 または D2) のダイオードが導通して入力の損傷を防止します。この目的に使用するダイオードとしては、たとえ 1mV の順方向バイアスが印加されても非常に小さなリーク電流 (典型値 1pA 未満) を示す、1N3595 ダイオードが良い選択肢です。

回路を実際に作成するときは、テフロン製スタンドオフのような高インピーダンス部品を使用する必要があります。保護回路全体を遮光性の良い金属製シールドに収め、シールドを SMU の LO 端子へ接続してください。

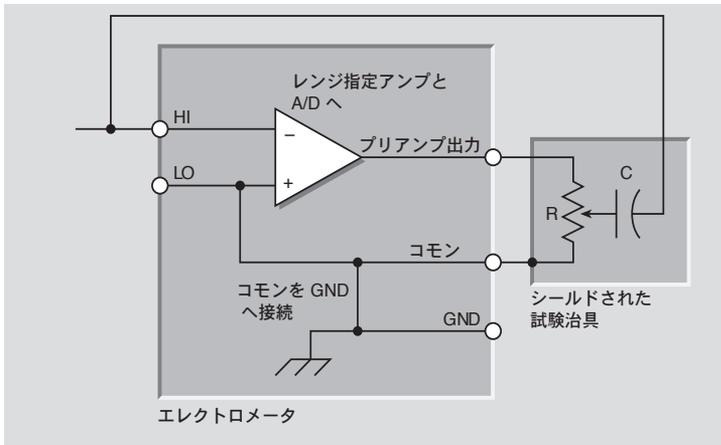
2.3.7 AC 干渉と減衰

微小電流測定における AC 干渉に起因するノイズを低減させる最も一般的な方法は静電シールド (2.6.2 項で解説します) を施すことです。しかし、場合によっては被試験デバイスや接続ケーブルにシールドを施すのが実用的ではないこともあります。そのようなアプリケーションに対しては、減衰量を調節できる要素を導入して AC 成分の拾い込みを減らすことにより、有効な測定を可能にすることができます。

減衰回路は一種の低域通過フィルタであり、エレクトロメータの AC 応答を低下させることによって、微小 DC 電流を正確に測定できるようにします。エレクトロメータが減衰回路を内蔵していることもあります。外付けで使用することもあります。個々のエレクトロメータが内蔵している減衰回路について詳しくは、その装置の取扱い説明書をご覧ください。減衰回路が内蔵されている場合であっても、さらに減衰機能を強化するために回路の外付けが必要となることもあります。

外部減衰回路の例を図 2-26 に示します。この回路は漏れの少ないポリスチレンまたはポリエステルキャパシタ C とポテンショメータ R から構成されています。ポテンショメータは電流計のプリアンプ出力と Common (または LO) 端子間に接続され、キャパシタは電流計の HI 入力端子とポテンショメータの移動端子との間に接続されます。キャパシタの値は電流計が取り扱う電流のレンジに依存し、レンジが高くなるとより大きな容量のキャパシタを使用する必要があります。一般的には数百 PF 程度の範囲のキャパシタが使用されます。ポテンショメータとしては、プリアンプ出力の負荷にならず、かつノイズ低減効果を発揮できるように十分大きな値 (>50k Ω) を選択します。

図 2-26: 外部減衰回路



キャパシタと抵抗の最適値を決定するためには数回の実験が必要となります。アナログ出力にオシロスコープを接続してスクリーン上で AC 波形を観察しながら、AC 信号ができるだけ小さくなるようにポテンショメータを調節してください。現在のポテンショメータでは十分にノイズを抑制できない場合は、さらに大きな値のキャパシタを使用する必要があります。

減衰回路は必ずシールドされた筐体内に組み込んでください。

2.3.8 クーロンメータを使用した微小電流の測定

ほとんどの場合、電流の測定には電流計やピコアンメータを使用します。しかし、フェムトレベルの電流では、エレクトロメータのクーロン機能を用いて電荷の変化を測定し、これらの電荷測定を使用して電流を求めた方がよい場合があります。電荷測定の詳細については2.5章で説明します。

基本的な電荷測定方法

電荷を直接測定することは困難です。電荷は、容易に測定できる量に関連付けなければなりません。このタイプの測定を行う方法として最も頻繁に使用されているものの1つに、既知の値を持つキャパシタの電圧を測定する方法があります。電荷とキャパシタ電圧との関係は以下のとおりです。

$$Q = CV$$

ここで： Q = キャパシタの電荷 (C)

C = キャパシタの値 (F)

V = キャパシタの電圧 (V)

電荷の変化速度が分かったら、電荷測定から電流を簡単に求めることができます。ある瞬間の電流 i は、以下の簡単な式によって表されます。

$$i = \frac{dQ}{dt}$$

長期間の平均電流は、以下のように定義されます。

$$I_{AVG} = \frac{\Delta Q}{\Delta t}$$

したがって、電荷の測定が可能であり、一連の電圧測定によって電流を簡単に求めることができることが分かりました。

フィードバック・クーロンメータを使用した電流の測定

フィードバック・クーロンメータを使用して、電荷を直接測定することができます。フィードバック・タイプのクーロンメータの簡略化モデルを図2-27に示します。回路の入力電流は I_S 、出力電圧は V_{OUT} 、また、フィードバック・キャパシタは C_F です。

電流 I_S が、フィードバック・クーロンメータの入力に印加されます。回路が積分器であるため、電荷は、以下のように電流を積分することにより求められます。

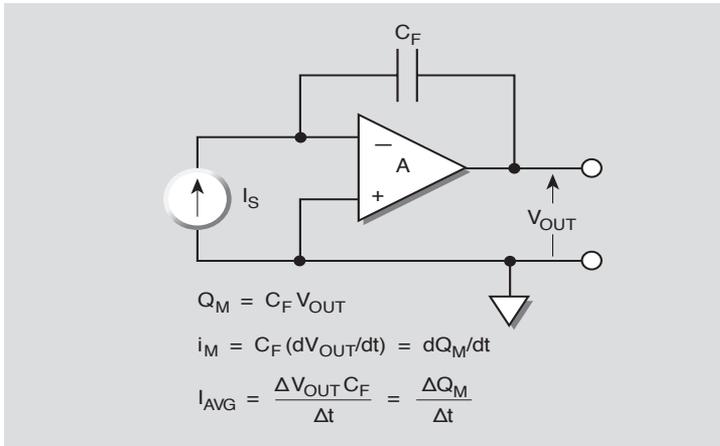
$$Q_M = \int i dt$$

クーロンメータでは、出力電圧とフィードバック・キャパシタの値から電荷を求めることができます。

$$Q_M = C_F V_{OUT}$$

測定された電荷 Q_M から、電流を計算できます。

図 2-27: フィードバック・クーロンメータの等価回路



$$i_M = C_F (dV_{OUT}/dt) = dQ_M/dt$$

長期間の平均電流 I_{AVG} は、特定の期間における出力電圧の変化から計算することができます。

$$I_{AVG} = \frac{\Delta V_{OUT} C_F}{\Delta t} = \frac{\Delta Q}{\Delta t}$$

計算を簡単にするためにワンショット・トリガモードの測定間隔として 1 秒を選択し、エレクトロメータの“REL”またはゼロ機能を使用して、読み取り値をリセットしてください。

固定積分時間方式

電流を求める際に使用できるように上記の方式に変更を加えたものが、図 2-28 に示した固定積分時間方式です。この例では、増加する電荷値を、同じ長さの特定の固定期間で測定します。ある期間の平均電流 I_{AVG} は、直線の傾きから求めることができ、以下のように計算されます。

$$I_{AVG} = \frac{\Delta Q}{\Delta t}$$

この方式では、その時間間隔における平均電流を求め、積分周期によって決まる安定した速度で読みを生成します。この方法は、ソフトウェアで毎回の読み取値の差を逐次決定してゆくことにより自動処理が可能です。

固定スレッシュホールド方式

図 2-29 に示した固定スレッシュホールド方式は、前述の固定積分時間方式に多少類似しています。ただし、この場合には、電荷測定は時間 t_1 で始まり、電荷の値があらかじめ定義したスレッシュホールド値に達するまで（時間 t_2 ）続きます。ここで、電流は以下のように計算されます。

図 2-28: 固定積分時間方式による電荷からの電流測定

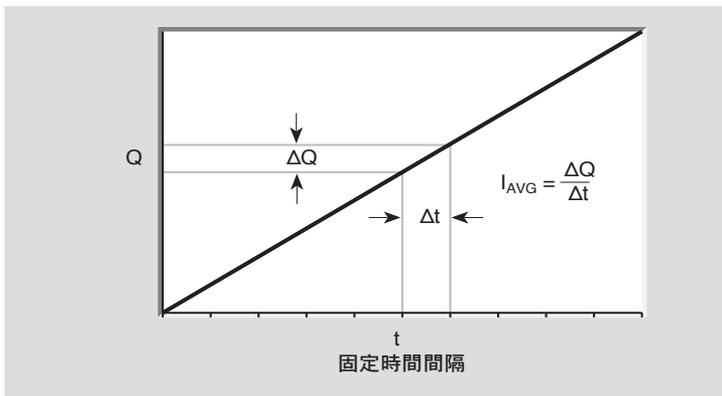
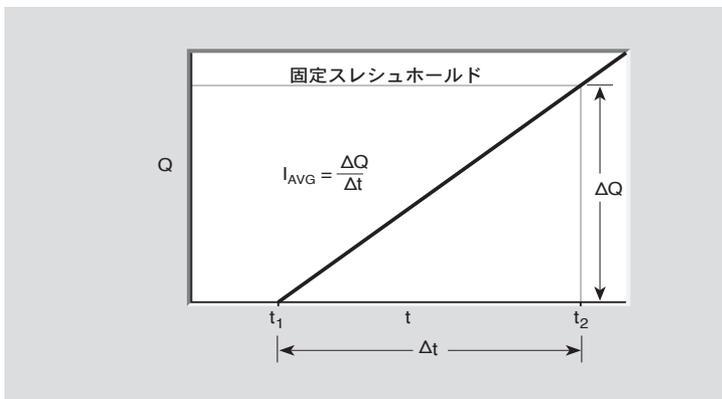


図 2-29: 固定スレッシュホールド方式による電荷からの電流測定



$$I_{AVG} = \frac{\Delta Q}{\Delta t} \text{ where } \Delta t = t_2 - t_1$$

クーロンメータ・キャパシタの電圧係数が電流測定の総合的な確度に与える影響がほとんどないことに注意してください。スレッシュホールド・ポイントと時間周期が正確に分かっている限り、電流測定の確度はきわめて良好です。ただし、電流レベルが変化する場合には読み取りは平均的な間隔で行われず、特定の時間周期における平均電流が小さい場合には、読み取りの間隔は非常に長くなります。

クーロンメータを用いた電流測定の利点

ある状況では、電流計の代わりにクーロンメータを使用して電流を測定すると、いくつかの面で有利です。これらの利点のうち、最も重要なものを以下に挙げます。

- **低い電流ノイズ**：電流計はフィードバック抵抗を使用しますが、これがジョンソンノイズの大きな発生源となります。電荷測定では理論的にジョンソンノイズを発生させないキャパシタによってこの抵抗が置き換えられます。このため、電荷方式の電流測定では、フィードバック電流計を使用して直接電流を測定する場合よりもノイズが低くなります。したがって、1fAp-p 以下の電流ノイズ性能が必要な場合には電荷方式をお勧めします。(2.6.5 項の図 2-52 を参照して、 $10^{12}\Omega$ を超えるフィードバック抵抗が実際的ではないことに注意してください。)
- **高速のセトリング時間**：フィードバック電流計の速度は、そのフィードバック回路の時定数 ($R_F C_F$) によって制限されます。例えば、フィードバック抵抗が $10G\Omega$ を超える場合には、浮遊容量によって応答時間が数十ミリ秒に制限されます。これに対して、フィードバック積分器は即座に応答し、この応答時間はオペアンプの速度だけによって制限されます。
- **ランダム・パルスの積分が可能**：ランダム・パルス列の単位時間あたりに転送される平均電荷は、指定された時間で電流パルス列を積分することによって求められます。ここで、平均電流の大きさは、測定に必要な時間で総電荷を割った値として表すことができます。この技術は、非常に小さい不安定な電流の平均を求める際に特に有効です。デューティ・サイクルが分かっている場合には、パルスの高さを求めることもできます。
- **入力シャント・キャパシタンスのノイズの影響を最小限に抑えることが可能**：ノイズ・ゲインが主に C_{IN} / C_F によって決まり、クーロンメータの C_F が電流計の C_F よりも大幅に大きいため、電流計よりもかなり大きい入力キャパシタンス値が許されます。この特性は、高キャパシタンス・ソースから測定を行う場合や長い接続ケーブルを使用している場合に有効です。

2.4 高抵抗測定

$1G\Omega$ を超えるような高抵抗を測定するときは通常、エレクトロメータ、SMU、あるいはピコアンメータ/電圧源などが必要となります。エレクトロメータを使用して高抵抗を測定するには、定電圧法または定電流法を適用します。エレクトロメータの機種によってはユーザがどちらの方法でも選択できる機能を備えています。定電圧法が電流計と電圧源を使用するのに対して、定電流法はエレクトロメータ・電圧計と電流源を使用します。以下の項ではこれらの方法について更に詳しく説明します。

2.4.1 定電圧法

定電圧法を使用して高抵抗を測定するには、微小電流値と DC 定電圧源を正確に測定できる装置が必要となります。エレクトロメータやピコアン

メータの機種によっては電圧源を内蔵して未知抵抗を自動的に計算する機能を備えています。

エレクトロメータまたはピコアンメータを使用する定電圧法の基本構成を図 2-30a に示します。また、図 2-30b に示すように、SMU を使用する定電圧法によって高抵抗を測定することも可能です。

この方法では定電圧源 V を未知抵抗 R および電流計 I_M と直列に接続します。電流計による電圧降下は無視できますから、実質的にすべての試験電圧が R の両端に現れます。

この系に流れる電流を電流計で測定してオームの法則 ($R = V/I$) を適用することによって抵抗値が計算されます。

高抵抗は印加する電圧の関数である場合が多いため、一般的には定電圧法が定電流法よりも好ましい測定法です。何通りかの電圧を選択して抵抗値を測定することにより電圧と抵抗値の相関曲線を作成することができますから、この関係をもとに「抵抗の電圧係数」を決定します。

この方法を使用するアプリケーションとして、例えば 2 端子高抵抗デバイスの試験や絶縁抵抗測定、絶縁材料の体積抵抗率や表面抵抗率の測定などを挙げることができます。これらのアプリケーションについて詳しくは第 4 章をご覧ください。

定電圧法は微小電流測定を必要としますから、2.3 項 (微小電流測定) で説明した測定技術や誤差の原因がすべてこの方法にもあてはまります。高抵抗を測定するときに共通に問題となる 2 つの誤差発生源は静電気干渉とリーク電流です。2.6.2 項で説明したように、静電気干渉を抑える効果的な方法は高インピーダンス回路へ静電遮蔽を施すことです。一方、リーク電流による干渉を抑止するには 2.3.1 項で説明したようにガードを施すことが有効です。

2.4.2 定電流法

定電流法を用いて高抵抗を測定するにはエレクトロメータ・電圧計と電流源を組み合わせるか、またはエレクトロメータ・オームメータを使用します。高入力インピーダンスを持つ電圧計と低電流源を備えて、SMU もこの目的に使用することができます。エレクトロメータ・電圧計と独立した電流源、または SMU を使用すれば 4 線式測定が可能であり、これによりサンプルを通して流れる電流の量をコントロールすることが可能になります。エレクトロメータ・オームメータは、目的とする測定レンジに応じて決まる特定の量の試験電流を流しながら 2 線式抵抗測定を行います。

エレクトロメータ・電圧計と外部電流源の使用

定電流法の基本構成を図 2-31 に示します。電流源からの電流 I が未知抵抗 R を流れ、このとき両端に発生する電圧降下 V をエレクトロメータ・電圧計で測定します。この方法で測定できる抵抗値の範囲は最高で $10^{12}\Omega$ 程度までです。基本となる操作手順は非常に簡単に見えますが、いくつかの項目について予め確認しておかなければなりません。まず、負荷誤差を許容範囲内に収めるために、電圧計の入力インピーダンスは信号源抵抗と比較して十分に大きくなければなりません。エレクトロメータ・電圧計の標準的な入力インピーダンスは $10^{14}\Omega$ 程度です。また、リニアな測定を行うためには電流源の出力抵抗が未知抵抗よりもはるかに大きくなければなりません。定電流法ではサンプルの両端に発生する電圧はサンプル抵抗に依存

図 2-30: 高抵抗測定のための定電圧法

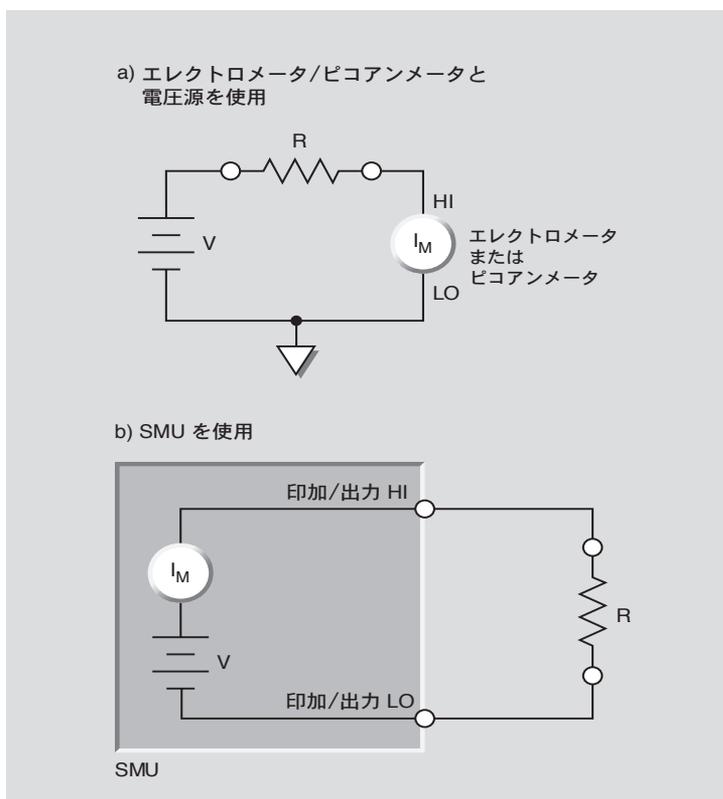
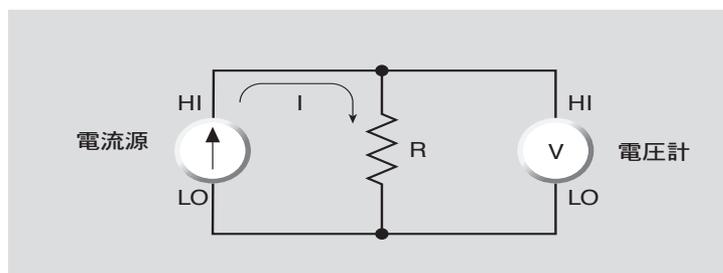


図 2-31: 相互に独立した電流源と電圧計を使用する定電流法

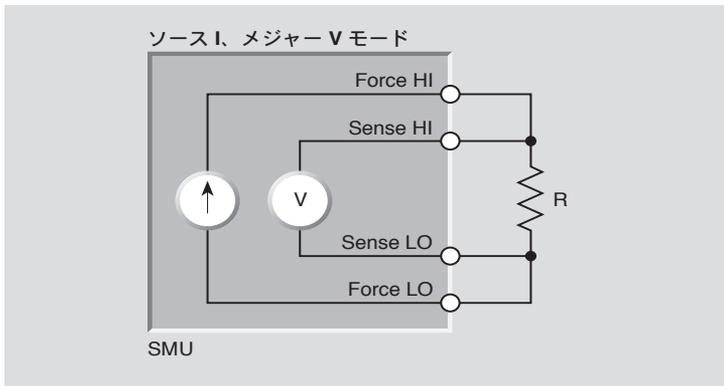


しますから、これが電圧係数の決定を難しくする原因になります。単に電圧係数を知りたいのであれば、定電圧法を使用するのが最も良い方法です。エレクトロメータ・電圧計を使用して高抵抗測定を行うのであれば、2.2項（高抵抗信号源の電圧測定）で説明した測定技術や誤差発生源がすべて同じようにあてはまります。4点プローブや Pauw 法を用いて半導体材料の持つ高い低効率を測定したい場合は、エレクトロメータ・電圧計と独立した電流源を組み合わせで使用します。半導体材料の抵抗率決定に使用されるこれらの方法については 4.4.3 項で更に詳しく解説します。

ソース I・メジャー V モード測定に SMU を使用する

SMU は電流源 / 電圧測定モードでの高抵抗測定に使用が可能であり、この目的のためには 2 線式（ローカルセンス）または 4 線式（リモートセンス）のいずれかの方法を用います。図 2-32 は SMU を用いた 4 線式測定の実例を示しています。

図 2-32: SMU を 4 線式モードで使用して高抵抗を測定する



接点およびリード線自体の抵抗の影響を取り除くためには 4 線式で測定を行います。特に半導体材料の抵抗率測定では一般に非常に微小なレベルの電圧測定が必要となるため、4 線式測定を行うことが重要です。例えば、金属プローブと半導体との接点は、意外に高い抵抗を示すことがあります。

リモートセンスを使用するときは HI Force と HI Sense 間、および LO Force と LO Sense 間の電圧の差が特定の値までに制限されるのが普通です。この電圧差を超えると測定値に誤差を生ずる原因になります。これらの電圧差に課される具体的な制限については、使用する SMU の取扱説明書をご覧ください。

電圧降下の制限に加えて、SMU の機種によっては HI Force と HI Sense 端子間、および LO Force と LO Sense 端子間に自動的にリモートセンス抵抗が配置されていることがあります。リモートモードの 1 台の SMU だけで測定を行おうとしても、このような抵抗の存在によりある種のアプリケーション（例えば半導体の抵抗率測定）には適用できないことがあります。この問題が起こる場合は SMU を電流源として 2 線測定を行うか、ま

または別な電圧計（複数必要な場合あり）を使用して電圧差を測定してください。更に詳しくは 4.4.3 項をご覧ください。

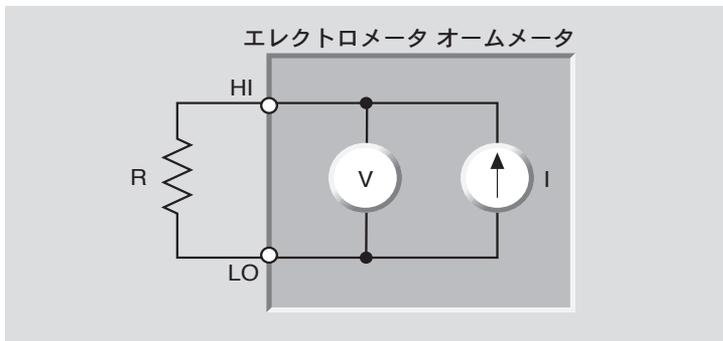
エレクトロメータ・オームメータの使用

エレクトロメータ・オームメータを使用する測定精度は、何通りもの因子によって影響を受けます。以下の節では高抵抗測定を正確に実施するために最も重要な項目について考察します。

基本構成

エレクトロメータ・オームメータを使用する抵抗 R 測定の基本構成を図 2-33 に示します。オームメータは内蔵した電流源とエレクトロメータ・電圧計を使用して測定を行い、自動的に演算を行って抵抗測定値を表示します。エレクトロメータ・電圧計と外部電流源を使用する測定が 4 線式であることに比較して、この方法は本質的に 2 線式測定であることに注意してください。2 線式となる理由は、電流源が内部で電圧計に接続されているため独立した動作をさせられないためです。

図 2-33: エレクトロメータ・オームメータを使用する高抵抗測定



ガーディング

高インピーダンス電圧測定や電流測定と同様に、高抵抗テスト接続をガーディングすることによってリーク抵抗の影響が大幅に低減され、測定精度が向上します。

図 2-34a に示すガーディングされていない抵抗測定のセットアップについて検討します。ここで、エレクトロメータ・オームメータは、未知の抵抗 R_S に電流 I_R を強制的に印加し、試料の電圧 V_M を測定しています。メータが無限の入力抵抗を持っていると仮定すると、測定される抵抗は、オームの法則により以下ようになります。

$$R_M = \frac{V_M}{I_R}$$

ケーブルのリーク抵抗 R_L が R_S と並列に配置されているため、図表 2-34b の並列等価回路に示すように、実際に測定される抵抗 R_M は小さくなります。ここで測定される抵抗は以下ようになります。

$$R_M = R_S \left(\frac{R_L}{R_S + R_L} \right)$$

ケーブル抵抗の負荷（およびその他のリーク抵抗）の影響は、図 2-34C に示すユニティ・ゲイン・アンプでケーブルのシールドを駆動することにより、実際上排除できます。 R_L の電圧が事実上ゼロであるため、ここでは、すべてのテスト電流 I_R が R_S を流れ、ソース抵抗値を正確に求めることができます。ケーブルからグランドまでのリーク・パス R_G を流れるリーク電流 I_G はかなりの大きさになりますが、この電流は、電流源 I_R ではなく、×1増幅器の低インピーダンス出力によって供給されるものです。

セトリング時間

回路のセトリング時間は、高抵抗測定を行う場合には特に重要です。測定 of セトリング時間は、ケーブルや試験治具、DUT などの接続によって生じるシャントキャパシタンスの影響を受けます。図 2-35 に示すように、シャント・キャパシタンス C_{SHUNT} を、ソース電流 I_S によってテスト電圧に荷電しなければなりません。キャパシタの荷電に必要な時間は、RC 時定数（1 時定数、 $\tau = R_S C_{SHUNT}$ ）と、図 2-36 に示す一般的な指数曲線によって決まります。したがって、正確な読みを得るために 4 または 5 倍の時定数だけ待つ必要があります。非常に高い抵抗値を測定する場合には、テスト・システム内のシャント・キャパシタンスに応じて、セトリング時間が数分間に及ぶこともあります。例えば、 C_{SHUNT} がわずか 10pF の場合には、1TΩ のテスト抵抗の時定数は 10 秒間となります。したがって、読みが最終値の 1% に落ち着くまでに必要な時間は 50 秒間となります。

高い抵抗値を測定する際のセトリング時間を最小限に抑えるためには、接続ケーブルをできる限り短く保持することによってシステム内のキャパシタンスを絶対的な最小値に抑えます。また、ガーディングを使用するとセトリング時間が大幅に短縮されます。したがって、電圧印加電流測定方式による抵抗測定は、セトリング時間が短縮されるため、一般に短時間で実行できます。

図 2-34a: 高抵抗測定に対するケーブル抵抗の影響

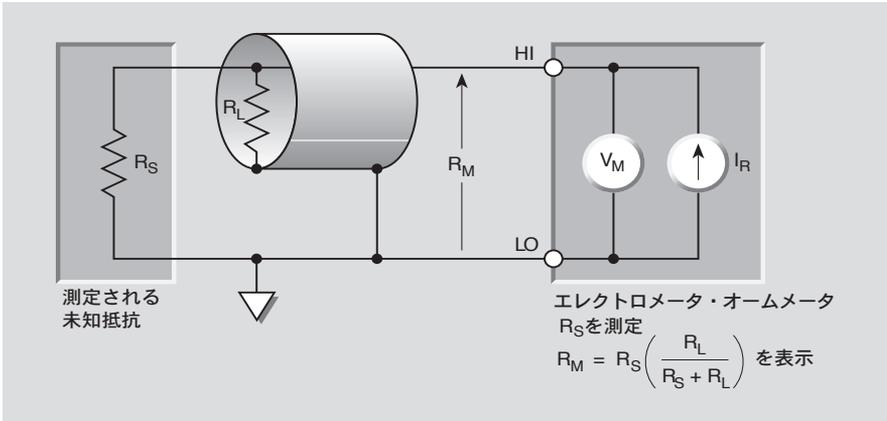


図 2-34b: ケーブルのリーク抵抗 R_L 負荷の影響を示す図 2-34a の等価回路

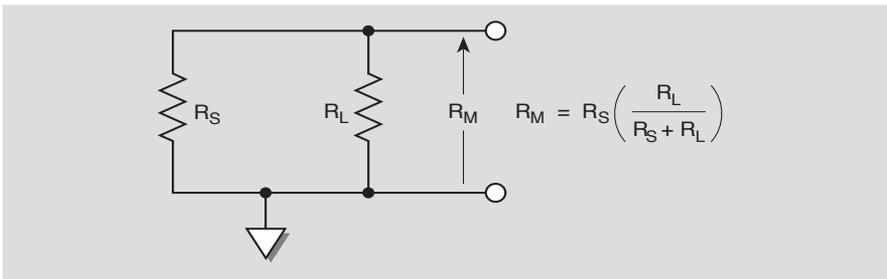


図 2-34c: リーク抵抗を排除するためのケーブル・シールドのガーディング

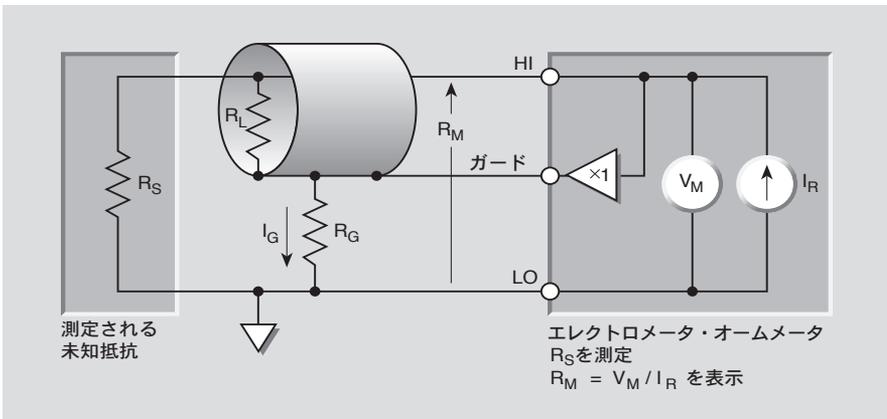


図 2-35: $R_S C_{SHUNT}$ 時定数によって決まるセtring時間

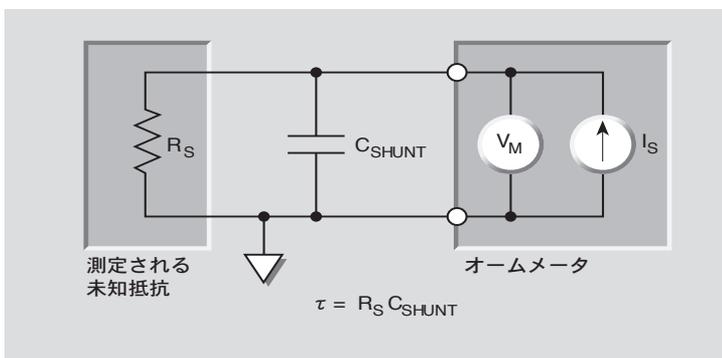
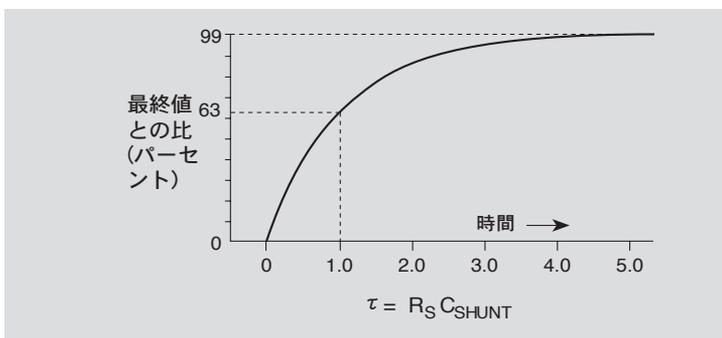


図 2-36: シャント・キャパシタンスとソース抵抗によって決まる時定数により指数的に増加するセtring時間



2.4.3 高抵抗の特殊な特性

$1G\Omega$ またはそれ以上の値を持つ抵抗は、多くの場合、高抵抗と呼ばれます。この高い抵抗のために、これらのコンポーネントは非常に変わったデバイスとなります。したがって、これらのデバイスを測定する際には、電圧および温度係数、機械的衝撃の影響、また汚染などの多くのファクタに注意しなければなりません。

炭素被膜タイプと金属酸化膜タイプの2種類の高抵抗が広く使用されています。従来の抵抗と比較すると、炭素被膜タイプの高抵抗は不安定であり、高い温度係数を持ち、高い電圧係数を示し、非常に壊れやすく、過度のノイズを持っています。最近の金属酸化膜タイプの開発により、電圧係数が大幅に低いだけでなく、温度および時間安定性の優れた抵抗が得られるようになりました。最近のデバイスは、電圧係数は $5\text{ppm}/\text{V}$ 以下であり、5年間のテスト後も大きなドリフトは見られません。温度係数は、 $100M\Omega$ において $0.01\%/^{\circ}\text{C}$ 程度、 $100G\Omega$ において $0.025\%/^{\circ}\text{C}$ 程度です。

このようなデリケートなデバイスは、取り扱いに細心の注意が必要です。機械的衝撃のために発生する誘電性材料の粒子の移動によって、抵抗が大きく変わることがあります。また、抵抗素子またはそれを覆うガラス製エンベロープに触れないことも重要です。これらに触れると、新しい電流パスの生成または電気化学的に発生した小さい電流によって抵抗が変化することがあります。

抵抗は、その表面に水の膜が形成されないように被覆されています。したがって、不注意な取り扱いによって表面に膜が形成された、または空気中の汚染物質が堆積したと考えられる場合には、メタノールまたは蒸留水を含ませた綿棒を使用してクリーニングしなければなりません。クリーニング後は、静電荷を逃がせるように、抵抗を湿度の低い空气中に数時間放置して乾燥させます。

2.5 電荷測定

電荷は電流を時間について積分することによって得られます： $q = \int idt$ 。電荷測定の対象としては例えば粒子の量や表面電荷、あるいはキャパシタのような電子部品を上げることができます。電荷の連続測定が行われることもあり、例えば 2.3.8 項で説明したクーロンメータによる極微小電流の測定はこの例にあたります。

エレクトロメータは非常に低い入力オフセット電流と高い入力抵抗を持つことから、理想的なクーロンメータとして使用することができます。クーロンメータとして機能させる場合のエレクトロメータは、入力電流を積分することによって電荷を測定します。このため、入力ステージのフィードバックループに積分キャパシタが挿入されます。エレクトロメータが含むクーロンメータ回路の更に詳しい説明については 1.5.3 項をご覧ください。

2.5.1 誤差発生源

エレクトロメータを使用する電荷測定は何種類もの誤差発生源の影響を受けますが、その代表的な項目として挙げられるのは入力オフセット電流、電圧降下、発生電流、低い信号源インピーダンスなどです。

入力オフセット電流

エレクトロメータの特徴は入力オフセット電流が非常に小さいことです。それでも小さな電荷を測定する場合には、この微小電流が無視できない誤差の原因となります。装置はオフセット電流を積分し続けますから、長い時間について考えるとこの値が電荷測定の長期的なドリフトとして結果に現れます。典型的なオフセット電流は 4fA 程度ですから、電荷測定には 1 秒あたり 4fC の変化をもたらします。オフセット電流の値が分かれば、オフセット電流に起因する電荷ドリフトを実際の読み取り値から引き去ることにより誤差を補正することが可能です。しかし、システム全体にわたるオフセット電流を正確に決定することは一般に困難です。

電圧降下

フィードバック・クーロンメータの電圧降下は、フィードバック・ピコアンメータの場合と同様に非常に小さい値 (<100μV) を示します。しかし、10μA を超えるような瞬間的なピーク電流が流れると、電圧降下も上記のレベルを瞬間的に超えることとなります。このような過負荷条件が発生すると、入力の値によっては電圧降下が数ボルトに達することもあります。

信号源電圧が少なくとも 10mV 以上あれば、標準的なエレクトロメータを電荷測定モードに設定して電流を正確に積分することができます。信号源電圧がそれよりもはるかに小さいケースでは電圧降下が問題となり、その場合には入力ステージのノイズが大きく増幅されて、正確な測定ができなくなることもあります。

発生電流

入力ケーブルから発生する電流やシールドが不十分なことにより起こる誘導電流は、電荷測定（特に 100pC 以下のレベルの電荷測定）の誤差の原因となります。このような発生電流をできるだけ小さくするにはローノイズケーブルの使用や、すべての接続部と DUT に静電遮蔽を施すことが有効です。

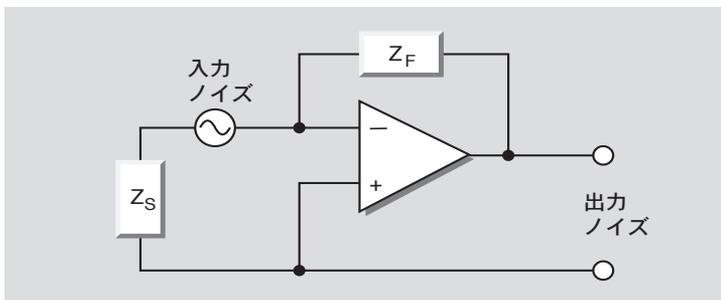
信号源インピーダンス

信号源インピーダンスの大きさはフィードバック・クーロンメータのノイズ性能に影響を与えます。図 2-37 に示すのはフィードバック回路を信号源インピーダンスへ接続した状態を示す模式図です。クーロンメータの場合はフィードバックループのインピーダンスとしてキャパシタが挿入されます。図に示すクーロンメータのノイズゲインは次式によって計算されます。

$$\text{出力ノイズ} = \text{入力ノイズ} \times (1 + Z_F/Z_S)$$

ここに： Z_S は信号源インピーダンス、
 Z_F はクーロンメータのフィードバックインピーダンスであり、
入力ノイズはエレクトロメータの入力ステージで発生するノイズを表します。

図 2-37: 一般化されたフィードバック回路



一般的には Z_F が大きくなるほどノイズゲインも大きくなります。エレクトロメータのフィードバックインピーダンスの具体的な値については、その装置のマニュアルまたは仕様書をご覧ください。

2.5.2 ゼロチェック

電圧測定とは異なり、電荷測定は場合によっては破壊測定にもなり得ます。言い換えれば、測定を行う行為自体が被試験デバイスに蓄積された電荷を奪うことがあります。

例えばキャパシタのようなデバイスの電荷測定を実施するときは、まずエレクトロメータのゼロチェック機能をオフにしておいてから、キャパシタを高インピーダンス入力端子へ接続することが重要です。ゼロチェッ

ク機能がオフになっていないと、電荷の一部がゼロチェックインピーダンスを通して失われますから、エレクトロメータの測定にかからないこととなります。このような現象が起こる理由は、ゼロチェック機能がオンになっているときの入力抵抗が $10M\Omega$ 程度まで劣化するためです。

ゼロチェック用スイッチを開くと電荷指示値がステップ状に変化します(「ゼロホップ」)。ゼロホップによる影響を取り除くためには、ゼロチェックをオフにした直後の指示値を読み取っておき、それ以後のすべての読み取り値からこの値を引き算してください。これを簡単に実行するには、ゼロチェックをオフにした後で REL 機能をオンにしてください。これによりゼロホップによる変化分が自動的に電荷読み取り値から引き算されます。

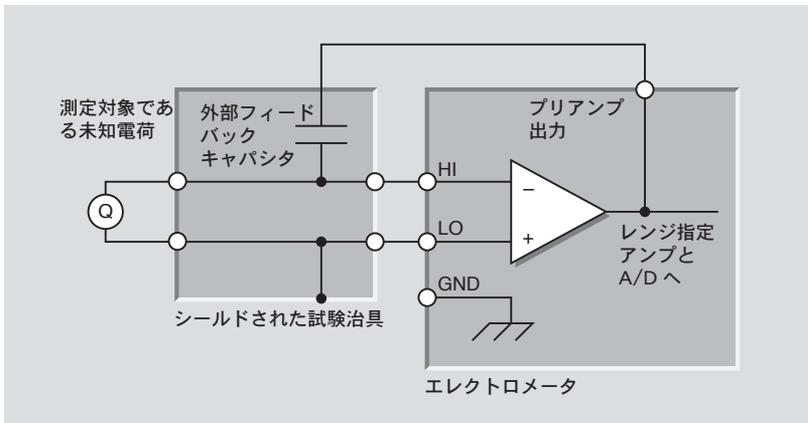
2.5.3 エレクトロメータの電荷測定レンジ拡大

ほとんどのエレクトロメータでは、外部にフィードバックエレメントを付加することによって電荷測定を拡大することができます。この外部フィードバックモードでは外付けデバイスをエレクトロメータのフィードバックエレメントとして使用することができます。エレクトロメータを電圧モードに設定し、外部フィードバックスイッチをオンにすることによってフィードバック回路が内部ネットワークからプリアンプ出力に接続されたフィードバック回路へと切り替わります。

測定可能な電荷の範囲を拡大するには、外部にフィードバックエレメントとしてキャパシタを付加してください。

図 2-38 が示すように、外部フィードバックキャパシタはプリアンプ出力端子とエレクトロメータの HI 入力端子との間に挿入されます。このキャパシタはシールドされた試験治具の中に入れて、静電干渉の発生を防止してください。

図 2-38: フィードバックキャパシタを外部へ接続する方法



外部フィードバックモードへ入ると、エレクトロメータはフィードバックエレメント両端にかかる電圧を表示します。未知の電荷量はこの値から次式にしたがって計算します。

$$Q = CV$$

ここに：
 Q = 電荷量 (coulombs)
 C = 外部フィードバックキャパシタの容量 (farad)
 V = エレクトロメータが表示する電圧 (V)

例えば、外部に $10\mu\text{F}$ のフィードバックキャパシタを接続して測定したときのエレクトロメータ指示値が 5V であったとすれば、電荷の計算値は $50\mu\text{C}$ になります。

浮遊容量とノイズゲインの影響を避けるため、フィードバックエレメントとしては 10pF 以上の容量を持つキャパシタを使用してください。

リーク電流と誘電吸収を確実に低いレベルに抑えるためには、この目的に合致した特性の誘電体 (ポリスチレンやポリプロピレン、テフロン) で作られたフィードバックキャパシタを使用する必要があります。

測定方法と手順について更に詳しくは、エレクトロメータに付属のマニュアルを参照してください。

2.6 エレクトロメータの一般的注意事項

ここまでで説明してきた内容は測定対象 (電圧、電流、抵抗、電荷) に直接関連した項目でした。以下の節ではあらゆるタイプのエレクトロメータまたは **SMU** を使用して高抵抗信号源を測定するときに一般的に注意しなければならない項目について説明します。

2.6.1 接続方法

測定誤差の発生を防止するためにはエレクトロメータや **SMU**、ピコアンメータと被測定デバイスの間を正しく接続することが非常に重要です。計器側の高抵抗端子を常に被測定回路の最も高い抵抗を示すポイントへ接続してください。

図 2-39 に示すのは、電圧源と抵抗の直列接続で構成された電流源に、エレクトロメータを接続した例です。AC 電源で駆動された信号源には電源周波数のコモンモード電圧が相当のレベル (数ボルト程度であることが多い) で重畳しているのが普通です。図 2-40 に示すように、このコモンモード電圧によってエレクトロメータ I_M の LO と GND 間に接続されたキャパシタンスを通して電流 i が流れます。この回路は正しい方法で接続されていますから、電流がエレクトロメータの測定回路に流れることはなく、し

図 2-39: 電流計の HI 端子を高抵抗側へ接続する

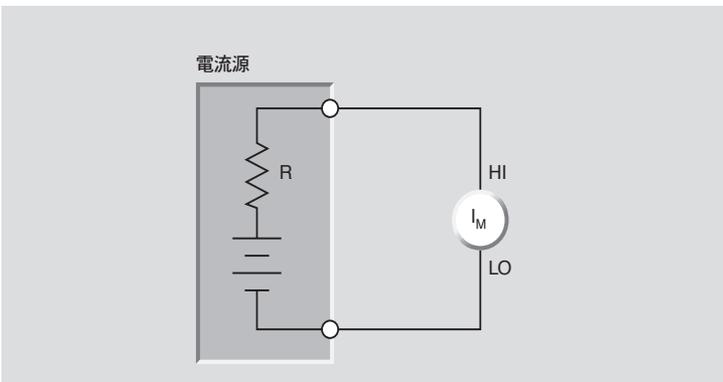


図 2-40: 正しい接続

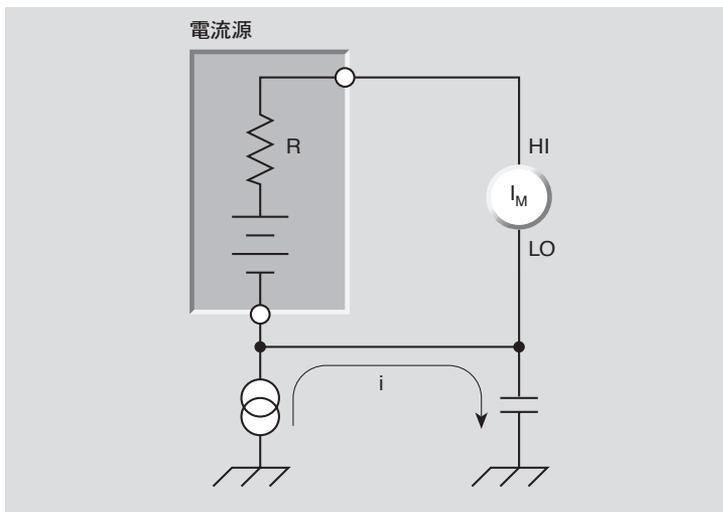
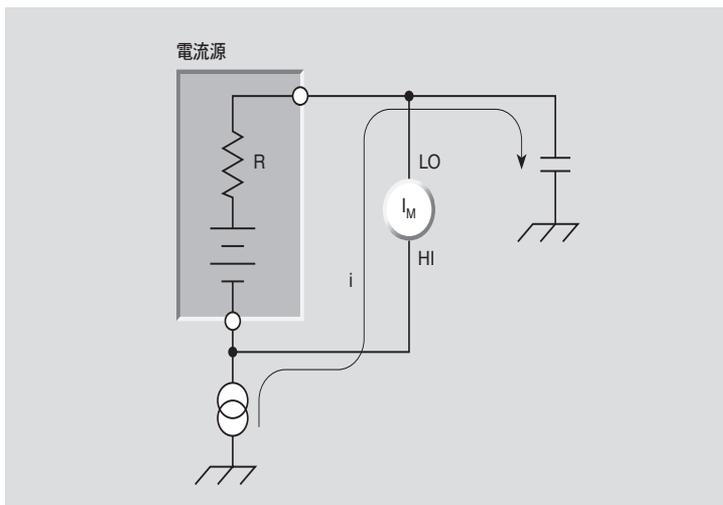


図 2-41: 不適切な接続



たがって測定誤差を発生させません。これに対して、エレクトロメータの HI 端子が電源の低インピーダンス側に接続されると、図 2-41 に示すように AC 電流 i がエレクトロメータ I_M を通って流れます。この電流は、特に低い信号レベルを取り扱う場合に測定精度を損なう原因になります。

エレクトロメータ測定に適したケーブルとコネクタについて詳しくは 2.6.6 項の説明をご覧ください。

2.6.2 静電干渉とシールド

帯電した物体が試験中の入力回路に近づくとき静電気的なカップリング（干渉）が起こります。インピーダンスレベルが低い場合には電荷が急速に散逸するため干渉は殆ど問題とはなりません。しかし、大きな抵抗を持つ物質では電荷がそれほど迅速には減衰しませんから測定が不安定になる原因となります。DC と AC 静電界はどちらも読み取り値に誤差を生ずる原因となりますが、適切な静電遮蔽（シールド）を施すことにより、この効果をできるだけ小さくすることが可能です。

DC 電界はノイズの多い測定値や検知の難しい誤差の発生原因となります。実験セットアップの近くで物体が動く（実験担当者が体を動かしたり、すぐ近くの物体が動く）とエレクトロメータ表示がふらつく場合は、DC 電界が存在していると考えられます。干渉の有無を素早くチェックする方法として、帯電したプラスチック（例えば櫛）を回路の近くに置いてみてください。計器指示値が大きく変化するようであれば遮蔽が不十分と考えられます。

AC 電界も同じように厄介な問題を引き起こします。これらの問題の多くは電源ラインと RF 電界によるものです。入力での AC 電圧が過大であると、信号の一部が整流されて測定対象である DC 信号に誤差が生じます。エレクトロメータまたはピコアンメータのアナログ出力をオシロスコープで観察することで、この現象が発生しているかどうかをチェックすることができます。観察した波形にクリッピングが起こっているときは静電遮蔽の改善が必要です。図 2-42 はエレクトロメータの 2V アナログ出力を観察した例であり、出力がクリッピングしていることが分かります。この例ではクリッピングが起こることによって DC 電流指示値が 50% 近く減少しています。

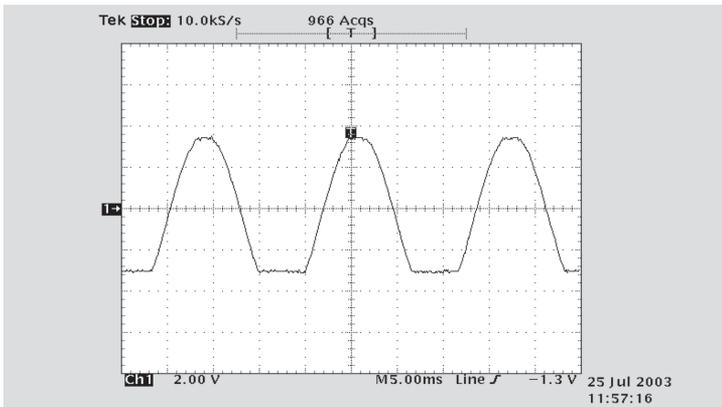


図 2-42: AC 信号の拾い込みによってクリッピングが起こったエレクトロメータアナログ出力

SMU を使用するのであれば、オシロスコープをガード端子とコモン端子間に接続して AC 信号の拾い込みをチェックしてください。

図 2-43 に示すのは AC 信号との静電結合の例です。ケーブルや回路基板上のパターンなどの導体の近くに静電気電圧発生源が存在すると、電圧が変化する速度と両者間の結合容量に比例する電流が発生します。この電流は次式によって計算されます。

$$i = C \, dV/dt + V \, dC/dt$$

例えば、それぞれが 1cm^2 の面積を持つ 2 つの導体が空气中で 1cm 離れた距離にあるとすれば、両者の間にはほとんど 0.1pF にも達する結合容量が存在します。両方の導体間の電圧差が 100V とし、振動によって両者間の容量が毎秒 0.01pF (10% の変動) の割合で変化するものとすれば、 1pA の AC 電流が発生します。

このような影響を減らすには、測定対象の回路に適切なシールドを施すことが有効です。最も簡単なシールドは、例えば簡単な金属製ボックスや金網で試験回路を囲むことです。市販されているシールド付ボックスを使用することも 1 つの方法です。

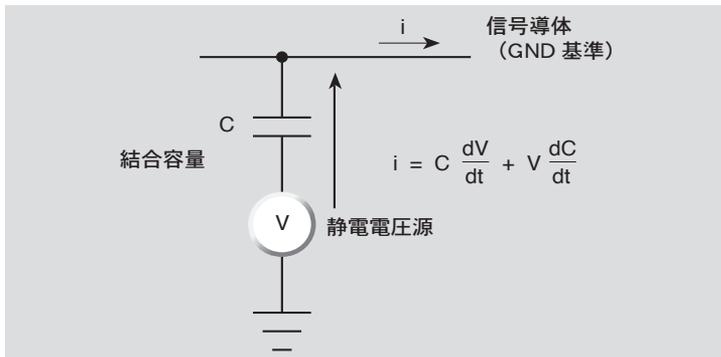


図 2-43: 静電カップリング

シールドの実施例を図 2-44 に示します。導電性材料で作られたシールドは常にエレクトロメータまたはピコアンメータの低インピーダンス入力に接続するか、または SMU の LO (またはコモン) 出力端子に接続しなければなりません。回路の LO が GND よりも高電位でフローティングになっている場合は、誰かが誤ってシールドに手を触れないように適切な処置を施す必要があります。このような安全上の注意事項については 2.6.8 項で解説します。

計器の HI 端子と被試験デバイス間のケーブル接続についてもシールドが必要です。静電ノイズ・ソースと信号導体あるいはケーブル間の容量性結合は、図 2-45 に示すように、LO に接続した金属製シールドでこれらの導体を取り囲むことにより低減できます。ここでは、静電電圧源や結合キャパシタンスによって発生したノイズ電流は、信号導体ではなくシールドを通して流れます。

図 2-44: 高インピーダンスデバイスのシールド

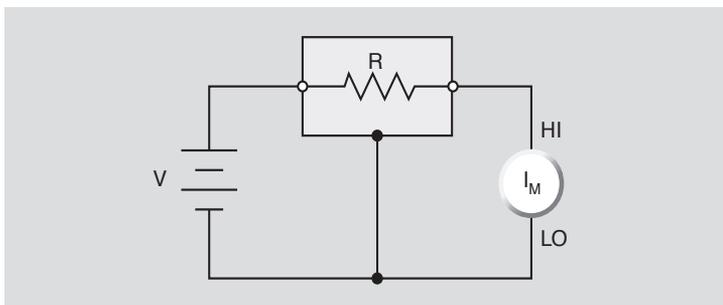
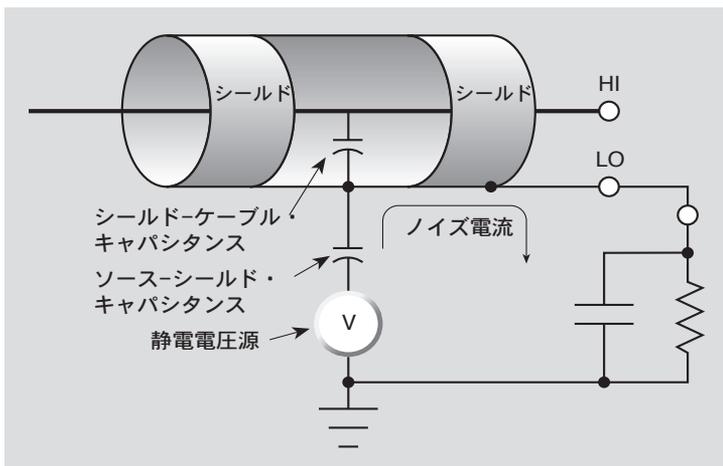


図 2-45: 静電シールド



以上をまとめると、静電的カップリングにより引き起こされる誤差電流を抑止するためには以下の指針に従ってください。

- 帯電した物体（人も含みます）と導体を試験回路の敏感な部分からできるだけ引き離してください。
- 試験領域近傍では物体の移動や振動を避けてください。
- 1nA 未満の電流を測定するときは被試験デバイスにシールドを施してください。被試験デバイスを金属製のボックスなどで囲い、その囲いを試験回路のコモン端子へ電氣的に接続してください。

シールドとガーディングの比較

通常、シールド（遮蔽）は高インピーダンス回路を静電的な干渉から保護するために金属製の囲いを設けることを意味します。これに対してガーディングとは高インピーダンス回路と等電位に保たれた低インピーダンス

導体を追加することによって、干渉する恐れのある電圧や電流を遮ることを目的としています。ガードは必ずしも遮蔽を意味しないことに注意してください。ガーディングについて更に詳しくは以下の節を参照してください。2.2.1 項（電圧計）、2.3.1 項（電流計）、2.4.2 項（オームメータ）。

2.6.3 環境ファクタ

優れて安定したテスト環境は、正確な高感度測定を行うためにはきわめて重要です。以降の項では、高感度測定に影響を与える重要な環境ファクタについて説明します。

温度および温度安定度

高感度測定は、温度の変化によっていくつかの影響を受けます。温度変化が絶縁体の熱膨張または収縮を引き起こすことがあり、それによってノイズ電流が発生します。また、温度の上昇によって測定器の入力バイアス電流が増加することがあります。一般に、JFET ゲートのリーク電流は、温度が 10°C 上昇するごとに 2 倍になりますが、ほとんどのエレクトロメータは温度補償機能を備えており、幅広い温度レンジにおける入力電流の変化を最小限に抑えます。

温度変化によって生じる誤差を最小限に抑えるためには、システム全体を熱的に安定した環境で動作させます。感度の高い測定器は、ラックの最上部など高温になる位置に置くことは避け、システム全体が熱的に安定してから測定を行うようにします。システムが熱的に安定したら、測定器のゼロ調整またはサプレッション機能を使用してオフセットをゼロにし、周囲温度が変化したら、そのたびにゼロ調整プロセスを繰り返します。必ず最適な確度で測定できるように、測定に使用するレンジで測定器のゼロ調整を行います。

湿度

過度の湿度によって、PC 基板やテスト接続の絶縁体の絶縁抵抗が低下することがあります。絶縁抵抗の低下は、もちろん高インピーダンス測定に重大な影響を与えることがあります。また、湿度や水分が汚れと結合し、電気化学効果によってオフセット電流を発生させることもあります。

水分の影響を最小限に抑えるためには、湿度を最小値（理想的には < 50%）に維持します。テスト・システム内のすべてのコンポーネントとコネクタがきれいな状態に保たれ、汚染されていないことを確認します。クリーニングの際には、純粋な溶剤だけを使用して油やその他の汚染物質を溶かし、クリーニングした部分は、新鮮なメタノールか脱イオン水ですすぎます。クリーニング後は、その部分を数時間乾燥させてから使用してください。

光

ダイオードやトランジスタなど、優れた光検出器となるコンポーネントがあります。したがって、これらのコンポーネントは、光の遮断された環境でテストしなければなりません。正確な測定をするために、光の漏れをチェックしなければならない部分には、ドアやドアのちょうつがい、チューブの挿入口、コネクタやコネクタ・パネルなどがあります。

電離妨害

非常に微小なレベル (< 100fA) で行われる電流測定は、アルファ粒子などのソースから電離妨害の影響を受けることがあります。1つのアルファ粒子は、1cm あたり 30,000 ~ 70,000 個の正および負のイオン・トラックを生成します。これらのイオンは分極化し、周囲の電界によって動き回ります。また、電流センス・ノードに衝突したイオンは、1個当たり約 10fC の「電荷ポップ」を生成します。

電離妨害によって発生するテスト・システム内のノイズは、いくつかの方法で最小限に抑えることができます。まず、高感度入力ノードの回りのシールド内部の体積を最小にします。次に、高感度ノードを強い電界から遠ざけます。

RFI (無線周波数妨害)

無線周波数の電磁波発生源は高感度エレクトロメータ測定に常に干渉すると思えなければなりません。はっきりとした理由が無いにも拘らず指示値が急激に変化するときは、このタイプの干渉を起っていると考えられます。

非線形デバイスや入力回路の接合部は、RF エネルギーに対して整流作用を持つことがあり、大きな誤差の原因となります。近くに置かれた発信器やコンタクト、ソレノイドバルブ、さらには携帯電話や送受信兼用の無線機なども RFI の発生源となります。

発生源が判明したならば、シールドを施したりスナバ(緩衝) ネットワークの追加、適切なポイントにフィルタを設置するなどの手段によって RF エネルギーを減衰または一掃することができます。RFI の更に詳しい解説については 3.2.1 項を参照してください。

2.6.4 速度に関する注意事項

時間と周波数の関係

本書では DC 測定に焦点を合わせていますが、ノイズや測定器の応答速度を解析する際には、電子回路の時間と周波数の関係に関する簡単な説明も必要です。

定常状態の DC 信号を電圧計に印加しても、概念上は問題ありません。ただし、DC 信号の上に重なった AC 信号など、信号が時間とともに変わる成分を持っている場合には、メータは変化する信号に従って入力の瞬間的な大きさを表示します。AC 成分の周波数が大きくなるに従って DC 電圧計の応答は低下していき、ある周波数になると、平均入力電圧だけが表示されます。AC 信号に対する電圧計の応答が 70%まで低下する周波数は、多くの場合「3db ポイント」、(f_{3db}) と呼ばれます。デジタル測定器の帯域は、ディスプレイの変換速度 (1 秒当たりの読み取り回数) の約半分になります。アナログ出力の帯域は、その出力がデジタル情報から再構成されない限り、これよりもかなり広がります。

帯域は、ある範囲の周波数の時間とともに変わる信号に対する測定器の応答性能を示します。測定器の応答に関する他の尺度はステップ・ファンクションに対する応答能力で、応答の代表的な尺度として、測定器の立

立ち上がり時間があります。帯域や立ち上がり時間を使用して、時間とともに変わる信号に対する測定器の応答を記述できます。

一般に、アナログ測定器（またはアナログ出力）の立ち上がり時間は、入力信号がゼロから固定の値まで瞬間的に上昇したときに、出力が最終値の10%から90%に上昇するまでに必要な時間として定義されています。この関係を図2-46に示します。図2-46aは、立ち上がり時間をゼロとした場合のステップ機能を示しており、図2-46bは、測定器の応答とそれに関連する立ち上がり時間を示しています。1次システムの立ち上がり時間、周波数応答、およびRC時定数の間に関連があります。3dBポイントは、以下の関係式によって表されます。

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi RC}$$

立ち上がり時間 (t_r) と RC 時定数との関係は以下のとおりです。

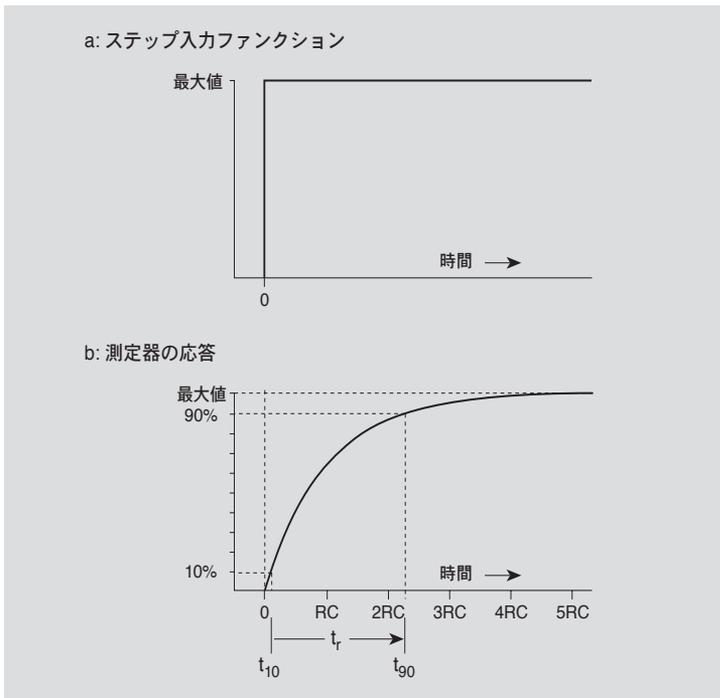
$$t_r = t_{90} - t_{10}$$

ここで、 $t_{90} = 2.3RC$

$$t_{10} = 0.1RC$$

したがって、 $t_r = 2.2RC$

図 2-46: ステップ入力に対する測定器の応答



例えば、ソース抵抗が $1T\Omega$ 、キャパシタンスが $100pF$ のときの回路の立ち上がり時間は、およそ以下ようになります。

$$t_r = (2.2) (10^{12}) (100 \times 10^{-12}) = 220 \text{ 秒間}$$

この値と、上記の RC と f_{3dB} との関係式を使用すると、以下ようになります。

$$t_r = \frac{2.2}{2\pi f_{3dB}} \quad \text{または} \quad t_r = \frac{0.35}{f_{3dB}}$$

したがって、 $1T\Omega$ のソース抵抗と $100pF$ のキャパシタンスによって、帯域は以下のように制限されます。

$$f_{3dB} = \frac{0.35}{t_r} = \frac{0.35}{220} = 0.0016\text{Hz}$$

立ち上がり時間が測定周期と同じ程度の場合には、立ち上がり時間が測定精度に影響を与えます。読み取るまでの許容時間が立ち上がり時間と同じ場合には、誤差は約 10% になります。これは、この時間では、信号は最終値の 90% までしか達していないからです。誤差を低減するためにはこれ以上の時間が必要です。誤差を 1% まで低減するためには、立ち上がり時間の約 2 倍の時間が、0.1% まで低減するためには、立ち上がり時間のおよそ 3 倍の時間（もしくは約 7 倍の時定数）が必要です。

0.1% の誤差レベル（また、ときには 1% のレベル）を超えると、2 次的な影響が問題になります。例えば、絶縁体の誘電吸収やその他の 2 次的な影響のために、最終値の 0.01% 以内に落ち着くまでには、通常は立ち上がり時間の 4 倍以上の時間が必要になります。

要約すると、変化する入力信号に対するアナログ測定器の応答（ほとんどのデジタル測定器のアナログ出力応答）は、その帯域の関数となります。これは、周波数応答と立ち上がり時間が直接関連しているからです。正確な測定を行うためには、入力信号が印加されてから、ソース、測定器への接続、および測定器自体が落ち着くまでの十分なセトリング時間が必要になります。

立ち上がり時間とノイズに対する入力キャパシタンスの影響

電圧測定

高インピーダンス・ソースからの電圧測定では（図 2-47）、電圧計 V_M のキャパシタンス C_{IN} を R_S を通じて荷電しなければなりません。時間の関数となる出力電圧の式は以下のとおりです。

$$V_M = V_S (1 - e^{-t/R_S C})$$

ここで、 V_M = t 秒における電圧計の読み

V_S = ステップ・ファンクション・ソース

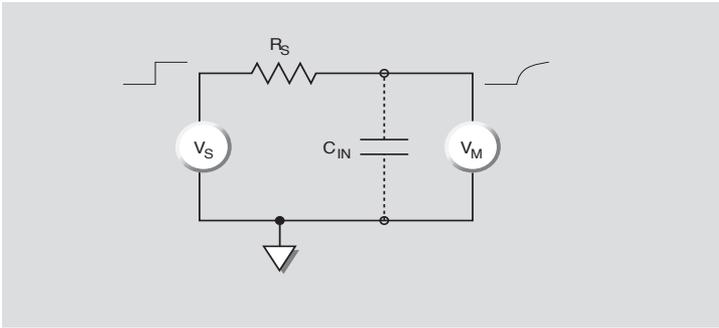
t = ステップが発生してから時間（秒）

R_S = 等価直列抵抗 (Ω)

C_{IN} = 等価シャント・キャパシタンス (F)

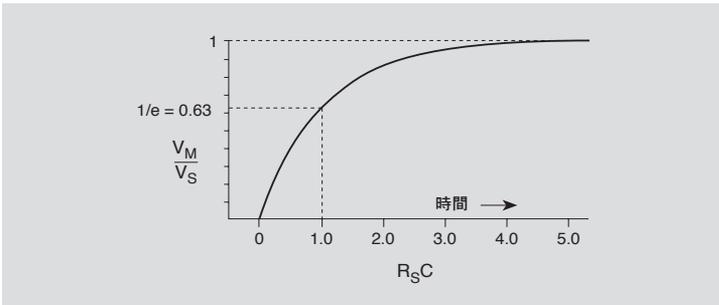
(測定器とケーブルのキャパシタンスの合計)

図 2-47: 高インピーダンス電圧測定のためのシャントキャパシタンスの影響



この結果、図 2-48 に示す一般的な指数曲線が得られます。ここでは、正確な読みを得るためには4または5倍の時定数だけ待つ必要があります。抵抗とキャパシタンスが大きい場合には、立ち上がり時間が数分間になることもあります。シャント・キャパシタンスが増加すると立ち上がり時間が長くなりますが、電圧計の実効帯域を単に小さくするだけで、ソースや相互接続ケーブルで発生したノイズをフィルタリングすることができません。

図 2-48: ステップ入力に対する指数的な応答



シャント式電流測定

シャント・タイプの電流計を使用した電流測定（図 2-49）における入力キャパシタンスの影響は、電圧測定に対する影響に類似しています。シャント電流計は入力の両端を抵抗で短絡した電圧計としてモデリングが可能です。この回路は、 $R_S C$ 時定数の指数的な速度で入力キャパシタンス C_{IN} を $I_S R_S$ ボルトまで荷電しなければならないことを示しています。 C_{IN} は信号源、接続ケーブル、およびメータそれぞれのキャパシタンスを合計した値であることを注意してください。

フィードバック式電流測定

ネガティブ・フィードバックを使用している電流測定では、入力キャパシタンスの影響がシャント電流計とは異なります。このモードの回路を図 2-50 に示します。

図 2-49: シャント・タイプの電流計

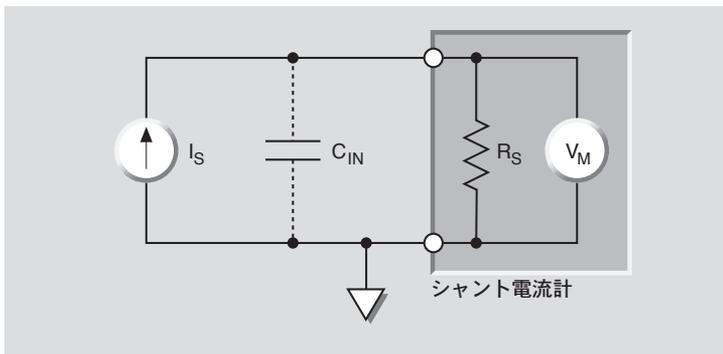
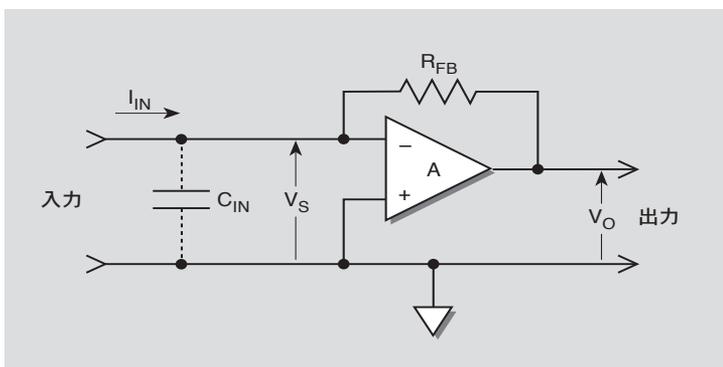


図 2-50: フィードバック・エレクトロメータ電流計



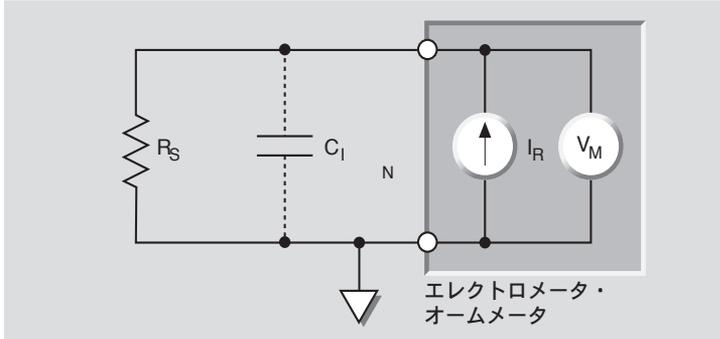
増幅器のゲイン A が大きい場合には、 $V_O = -I_{IN}R_{FB}$ となります。このような配置では C_{IN} は R_{FB} をシャントせず、その影響は、シャントピコアンメータを使用して R_{FB} をシャントした場合のほんの一部になります。ネガティブ・フィードバックの使用によってピコアンメータの入力インピーダンスが減少した結果、速度が向上します。つまり、 C_{IN} には、シャント・ピコアンメータに生じる V_O ではなく、 $V_S = -V_O / A$ ボルトだけが発生します。したがって、入力をシャントするキャパシタンスの値が大きい場合でも、立ち上がり時間に与える影響は無視できる程度になります。

フィードバック・ピコアンメータの立ち上がり時間は、フィードバック抵抗 R_{FB} に並列にはいるキャパシタンス（または浮遊キャパシタンス）の関数です。エレクトロメータや SMU、ピコアンメータは信号源キャパシタンスが比較的大きくても使用が可能です。入力シャントキャパシタンス（信号源、ケーブル、および入力キャパシタンスが並列に合成されたキャパシタンス）が大きくなるにつれて、測定信号対ノイズ比が劣化してゆくことを良く理解しておかなければなりません。ノイズと信号源インピーダンスの関係について更に詳しくは 2.3.2 項および 4.3.1 項をご覧ください。

抵抗測定 (定電流法)

入力キャパシタンスは、抵抗測定にも同様に影響を与えます (図 2-51 を参照)。ここでも C_{IN} を電流 I_R によって荷電しなければならず、そのために同じ等式を適用できます。(定電流法の詳細については、2.4.2 項を参照してください。)

図 2-51: 定電流抵抗測定



エレクトロメータの立ち上がり時間の要約

ほとんどの高抵抗ソース測定では、立ち上がり時間を考慮するとメータ入力をシャントするキャパシタンスを最小限に抑える必要があります。前に、キャパシタンスを最小限に抑えるとノイズ・ゲインも最小になることを示しました。広い意味では、フィードバック・インピーダンスの観点からソース・インピーダンスが高くなければなりません。

入力キャパシタンスを小さくする最も効果的な方法は、信号源とエレクトロメータ/SMU/ピコアンメータを可能な限り短いシールド付ケーブルで接続することです。大きな抵抗値を持つ信号源の電圧測定や高抵抗測定では、ガードを施して入力キャパシタンスの影響を抑える方法が有効です。具体的には、3 軸ケーブルの内側シールドや入力を囲む部分を適当な電位でドライブすることによって、キャパシタンスの影響を取り除きます (2.2.1 項の説明参照)。

2.6.5 ジョンソンノイズ

測定を第 1 に制限するものは、ソース抵抗のジョンソン・ノイズです。どのような抵抗にも、熱エネルギーによって荷電粒子の動きが発生します。この電荷の動きがノイズとなります。このノイズは、多くの場合ジョンソン・ノイズまたは熱ノイズと呼ばれます。この動きによって得られるパワーは以下の式で表されます。

$$P = 4kTB$$

ここで、 k = ボルツマン定数 ($1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$)

T = 絶対温度 (K)

B = ノイズ帯域 (Hz)

金属導体では、ノイズはこの理論上の限界に近づきますが、その他の材料では、これよりも多少高いノイズが発生します。抵抗 R で発生するジョンソン電圧ノイズ E は以下のとおりです。

$$E = \sqrt{4kTRB} \text{ volts, rms}$$

また、抵抗 R によって発生するジョンソン電流ノイズ I は以下のとおりです。

$$I = \frac{\sqrt{4kTRB}}{R} \text{ amperes, rms}$$

統計的には、P-P ノイズが、99%以上の確率で rms ノイズの 5 倍以内の大きさになることが分かります。したがって、多くの場合、rms レベルに 5 を掛けて P-P ノイズに変換します。室温 (300K) では、上記の式は以下のようになります。

$$E_{p-p} = 6.4 \times 10^{-10} \sqrt{RB}$$

$$I_{p-p} = 6.4 \times 10^{-10} \sqrt{\frac{B}{R}}$$

実際の電圧源や電流源では、いずれも内部ソース抵抗が含まれているため、ジョンソン・ノイズが発生します。室温で求めた、各種の帯域（または立ち上がり時間）におけるジョンソン・ノイズ電圧対ソース抵抗のグラフを図 2-52 に示します。

電流測定については、各種の帯域でさまざまな大きさの抵抗によって発生する電流ノイズを図 2-53 に示します。抵抗が増加すると電流ノイズが低下し、電圧ノイズが増加することに注意してください。

電圧分解能や電流分解能の理論上の限界がジョンソン・ノイズによって決まるため、ジョンソン・ノイズを低減するためのいくつかの方法を上記の式から得ることができます。帯域、ソース温度、またはソース抵抗を下げることも可能です。

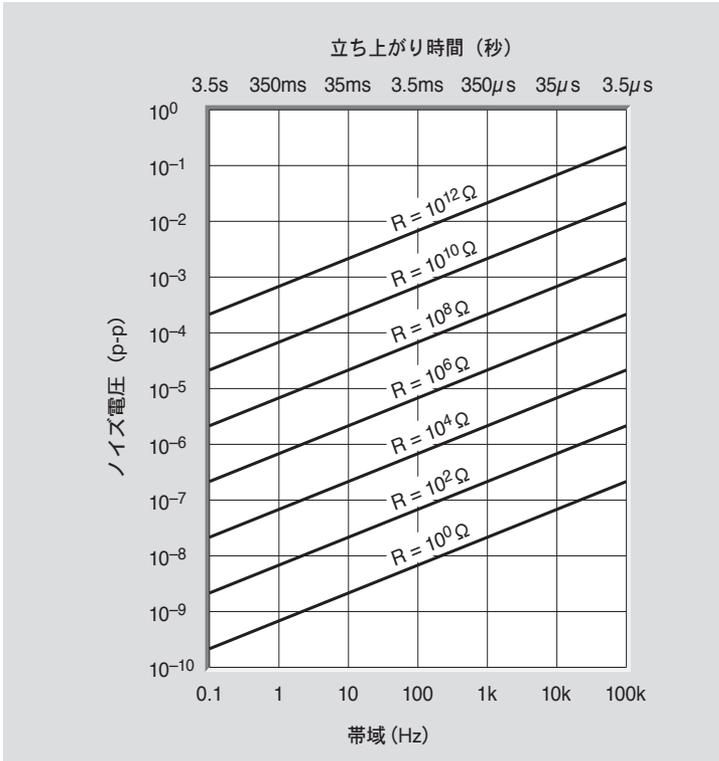
帯域に関する注意事項

ジョンソン・ノイズは広い周波数レンジに均一に広がっているため、ノイズ帯域を小さくすることによって、測定ノイズを効果的に低減することができます。ノイズ帯域が、信号帯域と必ずしも同じではないことに注意してください。高周波ノイズのカットオフ・ポイントは、以下の値のうち最も小さいものとほとんど同じになります。

- アナログ DC 測定回路の上限 3dB 周波数の $\pi/2$ 倍
- $0.35/t_r$ 、ここで、 t_r は測定器の 10%～90%立ち上がり時間
- アナログ・パネル・メータを読み取りに使用している場合は 1Hz
- $0.314/t_{INT}$ 、ここで、 t_{INT} はデジタル測定器の A/D コンバータの積分周期

多くの場合、高抵抗回路では、ノイズ帯域はソース抵抗と入力キャパシタンスの時定数によって制限され、この値は、上記のノイズ帯域の計算

図 2-52: 各種のソース抵抗におけるノイズ電圧対帯域

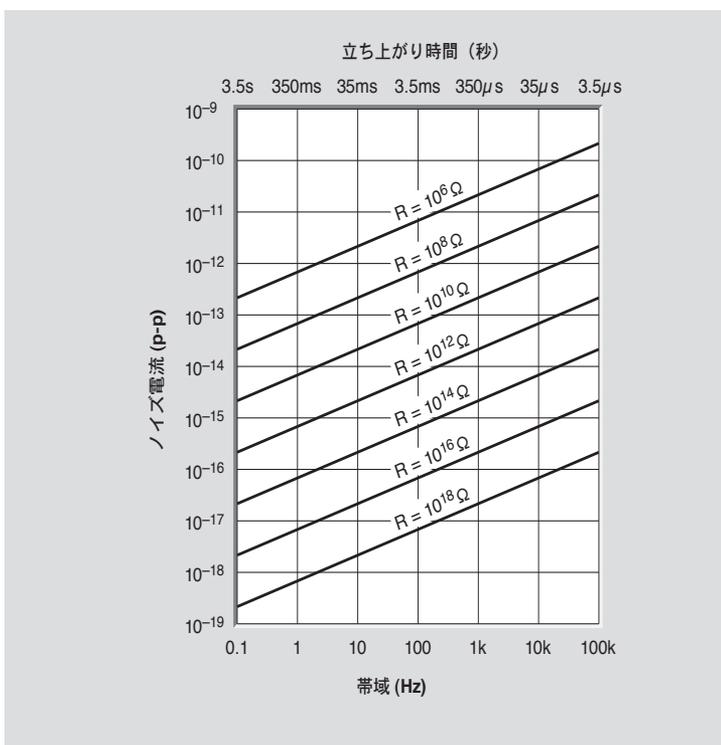


値のうち最も小さいものを表しています。この場合には、ノイズ帯域は以下ようになります。

$$\begin{aligned}
 B_{\text{NOISE}} &= \frac{\pi}{2} (f_{3\text{dB}}) \\
 &= \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{2\pi R_{\text{EFFECTIVE}} C_{\text{IN}}} \right) \\
 &= \frac{1}{4R_{\text{EFFECTIVE}} C_{\text{IN}}}
 \end{aligned}$$

ここで、 $R_{\text{EFFECTIVE}}$ は、測定デバイスの入力抵抗と並列に配置されたソース抵抗であり、 C_{IN} は、測定器の入力をシャントしているすべてのキャパシタンス（入力キャパシタンス、ケーブル・キャパシタンスなど）の合計です。この解析では、1つの優位な時定数を持つ簡単な1次システムを仮定しています。

図 2-53: 各種のソース抵抗におけるノイズ電流対帯域



ノイズを低減するためには、帯域 B を人為的に低下させます。これは、アナログ・メータの読みを一定期間にわたって平均すること、コンピュータによる多数のデジタルの読みを平均すること、または内部デジタル・フィルタリングを使用することによって行います。また、帯域は、読み取りデバイスの前にローパス・フィルタを使用することによって小さくすることもできます。非常に長期にわたる測定は、時間および温度ドリフトなど別の誤差による影響を受けやすいため、帯域の減少にも事実上の限界があります。

温度に関する注意事項

室温から -270°C (3K) まで信号源の温度を下げると、ノイズ電圧は約 1/10 に減少します。同様に、室温から液体窒素のレベル (77K) まで温度を下げると、ノイズは 1/2 に減少します。アプリケーションによっては、不便さや費用を納得の上で低温動作を実行できる場合もあります。ただし、ほとんどの実験は、一定の温度範囲内で実行するように定義されており、その温度範囲によって、ソースから発生するノイズが決まります。

抵抗値に関する注意事項

帯域幅と温度の検討が終わったならば、システムノイズを決定する残りの要素として考えなければならないのは有効ソース抵抗です。有効ソース抵抗には被試験デバイスばかりではなく測定装置自体も含まれます。一般にソース抵抗の変更は、ノイズを低減する実際的な方法ではありません。ただし、ソース抵抗を変更できる場合には、電圧ノイズを低減するためには R を下げ、電流ノイズを低減するためには R を上げる必要があることが上記の式からわかります。

電圧測定では、電圧ソース抵抗が電圧計の入力抵抗と並列に配置されています (図 2-1 を参照)。通常は、入力抵抗がソース抵抗よりも大幅に大きいので、ソース抵抗値によってジョンソン・ノイズ電圧が決まります。

電流測定では、ソース抵抗とセンス抵抗の両方によってノイズが発生します。実際の抵抗は、ソース抵抗とフィードバック (またはシャント) センス抵抗を並列に配置したものです。フィードバック・ループに高抵抗を持つフィードバック電流計のジョンソン・ノイズは小さく、そのため小さいシャント抵抗を持つシャント電流計よりも感度が高くなります。

過剰電流ノイズ

ある抵抗器のジョンソンノイズは抵抗値と温度、および帯域幅だけで決まります。抵抗器に電流を流すとノイズレベルがジョンソンノイズの計算値を超えて上昇しますが、この増加分を「過剰電流ノイズ」と呼ぶことがあります。この点でほぼ理想的な特性を示すのが巻き線抵抗であり、ノイズ増加はほとんどの場合無視できます。金属皮膜抵抗はこれよりも幾らか大きなノイズを発生し、炭素合成抵抗は一段と大きなノイズを発生します。どの抵抗器の場合も、この過剰ノイズは抵抗器に流れる電流量に直接比例します。

2.6.6 試料の接続

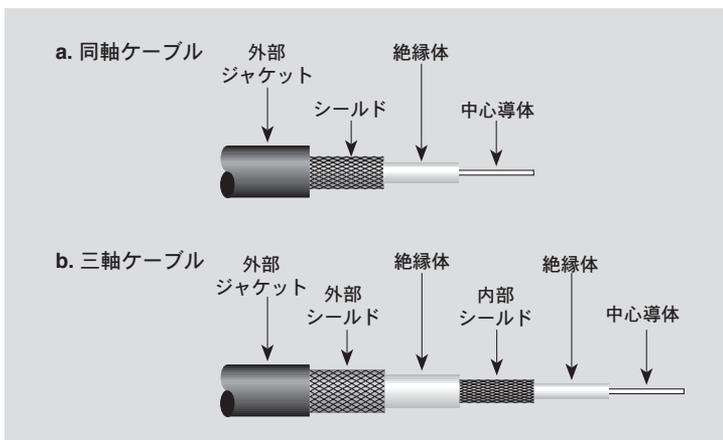
高感度測定を実行する場合には、測定器の確度が非常に重要になりますが、デバイス接続の完全性も同様に重要です。コネクタからケーブルを介して試験治具に至るすべての信号パスにおける測定信号の劣化は、できる限り小さく抑えなければなりません。以降の項では、ケーブルおよび試験治具の必要条件と、高感度測定を実行する際に一般に使用されるコネクタのタイプについて説明します。

ケーブルの条件

多くの場合、DMM はシールドされていない試験導線を使用していますが、そのような接続方式は、ピコアンメータ、エレクトロメータ、および SMU で実行されるほとんどの高感度測定には通常不十分です。これらの測定器には、一般に同軸ケーブルか三軸ケーブルを使用します。

同軸ケーブルは、シールドで囲まれた 1 つの導体で構成されており (図 2-54a)、三軸ケーブルでは、第 1 のシールドの回りに第 2 のシールドが追加されています (図 2-54b)。三軸ケーブルを使用すると、ケーブルリークを低減し、回路の立ち上がり時間を最小にするために内部シールドをガード電圧で駆動できます。外側シールドはシャーシ GND に落とすのが通常

図 2-54: 同軸ケーブルと三軸ケーブル



ですが、場合によってはコモン端子に接続することもあります。安全上の理由から、どちらの場合も外側シールドがシャーシ GND の電位から 30 Vrms(42.4 Vpeak) 以上の幅でフローティングしないように注意が必要です。静電気干渉から保護するため、シールドの網目が密に編まれたケーブルを常にご使用してください。

同軸ケーブルと三軸ケーブルのいずれにも低ノイズ・タイプのものであり、高感度測定にはこれらのケーブルを使用しなければなりません。これらのケーブルには内部グラファイト・コーティングが施されており、摩擦電気効果によって発生する電流を最小限に抑えています。(2.3.4 項を参照)。場合によっては、RG-58 などの通常のコ軸ケーブルで十分ですが、その場合には、リーク電流とノイズ電流は、いずれも低ノイズ・ケーブルよりも大きくなります。

高抵抗測定では、ケーブルの絶縁抵抗は重要です。高品質の三軸ケーブルはポリエチレン製の絶縁体を使用しており、導体からシールドへの絶縁抵抗は約 $1\text{T}\Omega/\text{ft}$ です。絶縁特性の詳細については、2.2.2 項を参照してください。

ケーブルの抵抗、キャパシタンス、およびリーク電流などの重要なパラメータは、ケーブルが長くなると変化します。したがって、すべての接続ケーブルをできる限り短く保つことが重要です。例えば、 $1\text{T}\Omega/\text{ft}$ の抵抗と $100\text{pF}/\text{ft}$ のキャパシタンスを持つケーブルの長さが 10ft の場合には、絶縁抵抗は $100\text{G}\Omega$ に、キャパシタンスは 1000pF になります。

コネクタのタイプ

エレクトロメータ、ピコアンメータおよび SMU 測定には、2つの一般的なタイプのコネクタが使用されます。図 2-55 に示した BNC タイプは中心導体とシェル、またはシールド接続が含まれる同軸コネクタで、図 2-56 に示した三軸コネクタには、中心導体、内部シールド、および外部シールドが含まれています。

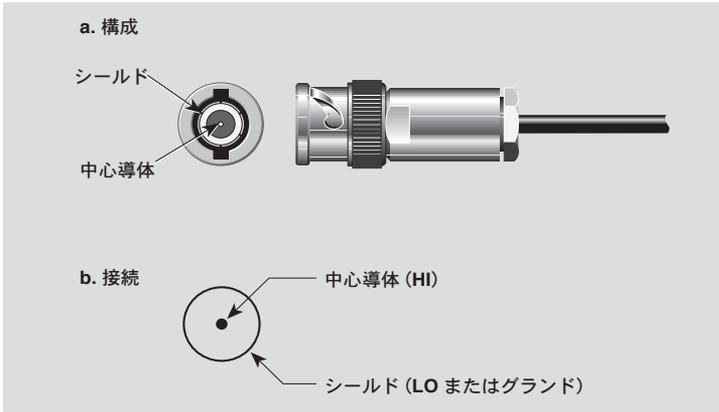


図 2-55: BNC コネクタ

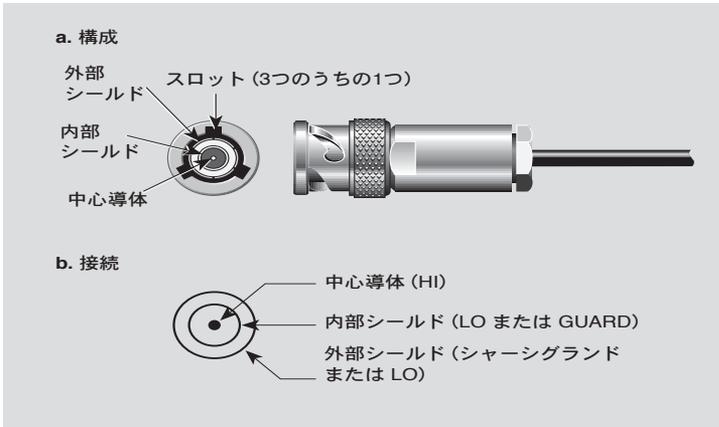


図 2-56: 3 スロット三軸コネクタ

通常、BNC コネクタの中心導体は HI に接続され、外部シールドは LO です。シールドを測定器のシャーシ・グランドに直接接続できることに注意してください。

三軸コネクタの中心導体は、通常 HI に接続されます。内部シールドは、LO またはガードに接続しますが、外部シールドはシャーシ・グランドに接続します。ただし、SMU の機種によっては外側シールドを LO 端子 (コモン) へ接続して GND レベルからフローティング状態にすることもあります。三軸ケーブルとガーディングの詳細については、以下の説明を参照してください。

高い絶縁抵抗を維持するためには、すべてのコネクタの各種導体間に適切な絶縁材料を使用しなければなりません。そのために、高品質のほと

んどの BNC コネクタと三軸コネクタは、導体間にテフロン製の絶縁体を使用しています。

三軸コネクタには、2スロット構成と3スロット構成のものが 있습니다。3スロット設計は、BNC コネクタと三軸コネクタの接続によってコネクタに加わる損傷を避けるために新たに開発されたものです。ほとんどの新しい装置では3スロット設計を使用しており、これらの2つのタイプを交換するためのアダプタも用意されています。

3 軸ケーブルの使用とガード接続

前にも説明したように、ガード電圧が 30Vrms を超える場合にガード電圧を同軸ケーブルのシールドに接続すると安全上の問題が起こることがあります。この問題は、アース LO に接続された外部シールドでガード・シールドを取り囲んだ三軸ケーブルを使用することにより緩和されます。

エレクトロメータのガードなし動作では、三軸ケーブルを通常以下のように接続します。

- 中心導体：高インピーダンス・リード線 (HI)
- 内部シールド：低インピーダンス・リード線 (LO)
- 外部シールド：グラウンド (GND)

この配置によって、いずれもグラウンド電位でない2つの信号を安全に転送することができます。この場合、両方のリード線をシールドし、個々の導体とグラウンドとの間を高い抵抗に維持することによって、高インピーダンスの完全性を維持しています。

エレクトロメータがガードモードのとき、あるいは SMU 使用のときは、三軸ケーブルを以下のように接続します。

- 中心導体： HI
- 内部シールド： GUARD
- 外部シールド：グラウンドまたは LO

エレクトロメータを使用して高抵抗を測定するとき、あるいは高抵抗信号源の電圧を測定するときはガードを接続することが有効です。一方、微小電流測定ではガードの必要はありません。その理由は、エレクトロメータに含まれるフィードバック電流計回路のガードが常に LO になっているからです。最近のエレクトロメータの多くはガード接続とガードを使用しない接続とを切換えられる内部スイッチを備えています。

SMU を使用して微小電流測定を行うときは、ガード端子を使用してケーブルおよび試験治具からのリーク電流を防止してください。

試験治具の必要条件

高感度測定に使用される試験治具には、重要な必要条件がいくつかあります。

- **絶縁抵抗**：すべてのコネクタ、内部配線、端子、およびソケットの絶縁抵抗をできる限り高く維持しなければなりません。一般に、高品質の治具では、すべてのコネクタやソケットにテフロン製の絶縁体を使用しています。

- **シールドおよびガーディング**：治具によって、感度の高い回路を十分にシールドしなければなりません。高インピーダンス測定では、できる限り試料に近い位置まで治具の中へガードを伝送する様にされていなければなりません。
- **光**：光に敏感なコンポーネントのテストを行う際には、光を遮断する治具が必要になります。
- **特殊治具が必要となる場合**：特に高い抵抗や非常に低レベルの電流測定などの特殊なアプリケーションでは絶縁特性が特段に優れた治具が必要となることがあります。このような治具を作成するにはサファイアのような特殊な材料を使用しなければなりません。

2.6.7 アナログ出力

エレクトロメータは機種によって2系統のアナログ出力を備えています。プリアンプ（ユニティゲイン出力）と2Vアナログ出力です。プリアンプ出力がバッファやガードを施したり外部フィードバック回路の作成に使用されるのに対して2Vアナログ出力は記録計の接続に利用できる利点があります。この項ではこれらの出力について解説すると共に、これらの出力を使用することによって起こりえる負荷誤差についても説明します。浮動入力と組み合わせるアナログ出力を使用する方法の詳細については2.6.8項を参照してください。

2Vアナログ出力

この出力は標準的にはフルスケール入力信号に対して±2Vのアナログ信号を出力します。装置の設計と機能に応じて、反転出力を備えている場合と非反転出力を備える場合があります。出力抵抗の範囲は1Ωから10kΩ程度です。この出力に接続する記録計やオシロスコープなどのデバイスは、有限な入力抵抗を持っていますからアナログ出力を減衰させることとなります。この点について更に詳しくは「負荷誤差」の項をご覧ください。

プリアンプ出力

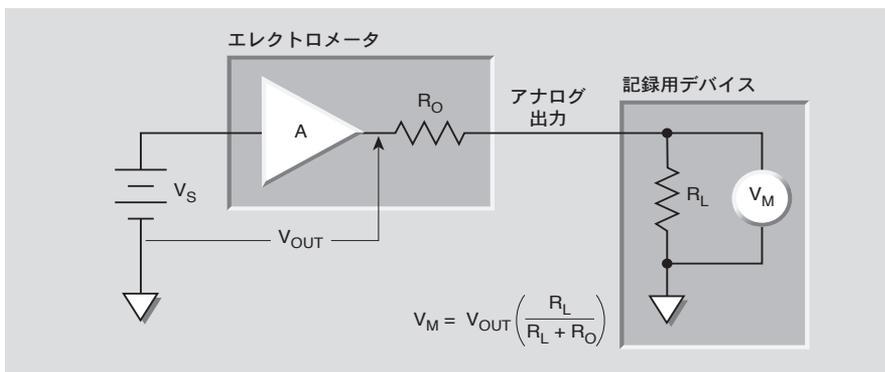
プリアンプ出力はエレクトロメータの入力端子に印加された信号振幅をそのまま出力します。プリアンプ出力は電圧や抵抗測定のガード電圧として使用できます（定電流法のみ）。また、入力信号のバッファリング用としても使用できます。プリアンプ出力は選択した機能に応じて反転または非反転で出力されます。

負荷の誤差

代表的なアナログ出力は低い出力抵抗を持っていますが、ゼロではないため、外部測定器による負荷に対して何らかの措置が必要です。原則として、アナログ出力負荷の概念は、図2-2-1で説明したソース負荷と同じです。

図2-57に、負荷がアナログ出力の確度に与える影響について示します。測定される電圧 V_S は、エレクトロメータの入力に印加されます。信号は、出力抵抗 R_O を持つ増幅器Aによって増幅され、記録用デバイスに接続されます。記録用デバイスの入力抵抗 R_I とアナログ出力の抵抗 R_O が電圧分割回路を形成し、これが出力信号を減衰します。代表的なアナログ出力の抵抗1kΩでは、負荷による誤差を0.1%以下に抑えるために、記録用デバイスが少なくとも1MΩの入力抵抗を持っていなければなりません。この誤差は、図2-57に示す式を使用して計算できます。

図 2-57: アナログ出力負荷

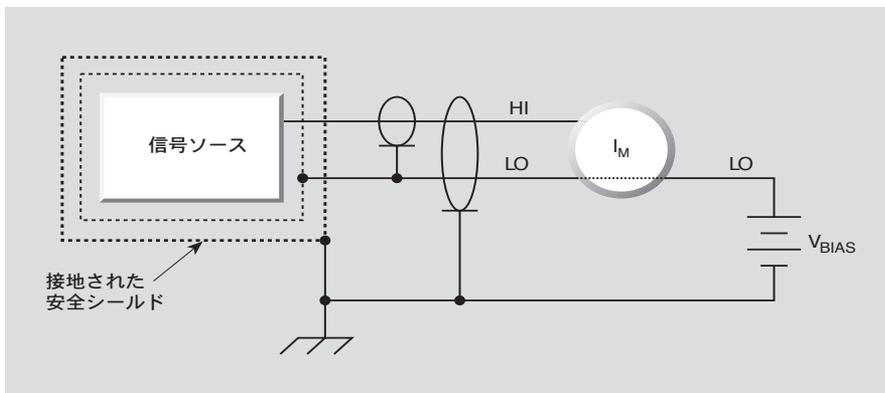


2.6.8 フローティング入力信号

エレクトロメータやピコアンメータの大部分のアプリケーションでは接地グラウンドを基準とした入力信号を取り扱います。しかし、ある種のアプリケーションではバイアスがかかって、グラウンドレベルから遊離した状態で測定を行わなければなりません。ガスクロマトグラフの炎イオン化検出器や質量分析計のファラデーカップなどが、このようなアプリケーションの例です。

低レベル信号を取り扱う多くの試験セットアップでは、図 2-58 に示すようにシールドを施してノイズを削減しなければなりません。ほとんどのケースではこの「ノイズ」シールドを計器の LO 入力端子に接続します。しかし、LO 端子に接地グラウンドを基準として 30V 以上のバイアスをかける必要のあるアプリケーションでは、ノイズシールドが危険な電位に達することがあり、感電事故の恐れが生じます。フローティング回路における感電の危険性を避けるためには、ノイズシールドを完全に囲むようにして第 2 の安全シールドを設け、これを接地しなければなりません。

図 2-58: フローティング回路の安全シールド



ほとんどのピコアンメータとエレクトロメータは、三軸入力コネクタを使用していますが、安全上の理由からその外側シールドを接地グランドに接続しています。安全シールドへの接続に三軸コネクタを用い、試験用セットアップと装置間を三軸ケーブルで接続することにより、完全に遮蔽された安全なシステムが完成します。注：ケーブル内側の導体と外側の接地シールド間の絶縁破壊を防止するため、フローティング電圧の最大定格を守らなければなりません。

外側シールドを LO 端子へ接続している SMU と同軸入力を使用するピコアンメータの場合には、入力がグランドレベルから 30 Vrms (42V peak) 以上フローティングしないようにしなければなりません。

2.6.9 エレクトロメータの点検

すべての計測器には定期的な、標準的には 1 年に 1 回程度の再校正が必要です。装置の個々の機能についてはそれよりも更に頻繁にチェックするようにお奨めします。この項ではエレクトロメータの個々の機能を簡単にチェックする方法について説明します。

電流

まず装置に電源を入れ、サービスマニュアルに指定されているウォームアップ時間を置いて装置を安定化させます。次に、入力コネクタにシールドキャップを被せ、低インピーダンス入力端子をグランドラインに接続します。このときゼロチェック機能をオンにしておいてください。続いて計器を最も感度の高い電流レンジに設定してゼロ合わせを行ってから、ゼロチェックスイッチをオフにしておきます。この状態で数秒経過後の計器指示値は、数桁の範囲内で安定していなければなりません。このとき表示される電流が入力オフセットです。入力オフセットが装置仕様に記載の値を 25% 程度以上超えているようであれば、そのまま装置を終夜通電しておいてからテストを繰り返してください。それでも過大な電流値を示すときは装置の修理が必要です。

電流計の入力は絶対に短絡しないでください。短絡させると負フィードバックが機能しなくなります。これによって装置自体が損傷を受けることはありませんが、測定結果は全く無意味になります。

電圧

電圧測定機能の簡単なチェックを行うには懐中電灯用の電池や 9V 電池を使用するのが便利です（必ず両方の極性をチェックしてください）。

抵抗

値が既知の任意の抵抗器を使用して抵抗測定機能をチェックすることができますが、できるだけ高い抵抗値を使用してチェックするようにお奨めします。

電荷

電荷測定機能のチェックにはリーク電流の小さなキャパシタと電圧源を使用するのが便利です。100pF から 1000pF 程度の容量既知のキャパシタを電圧の分かっている懐中電灯用電池で充電します。こうして充電したキャパシタを、電荷測定モードに設定されてゼロチェックスイッチがオフになっているエレクトロメータの入力に接続します。逆に、この操作手順を使用してキャパシタの容量を決定することもできます。

第 3 章

微小抵抗測定

3.1 はじめに

低いインピーダンスのデバイスや材料を測定する場合、微小電圧や微小抵抗値を測定しなければならないことがしばしば起こります。第1章では微小電圧と微小抵抗を測定する装置について説明しましたが、第3章ではこれらの装置を使用して正確な測定を行う方法を取り上げて説明し、同時にどのような誤差発生源が測定に影響するかとそれらを排除して測定の整合性を保つ方策についても解説します。

- 3.2 微小電圧測定：起こり得る誤差発生源について考察し、それらが微小電圧測定の確度に及ぼす影響をできるだけ小さくする方法について説明します。誤差発生源としては例えばオフセット電圧、ノイズとコモンモード電流、逆転誤差などを挙げることができます。
- 3.3 微小抵抗測定：解説するトピックスにはリード抵抗、熱起電力、非オーム性接触、デバイスの加熱、ドライサーキット試験、および誘導性デバイスの測定などが含まれます。

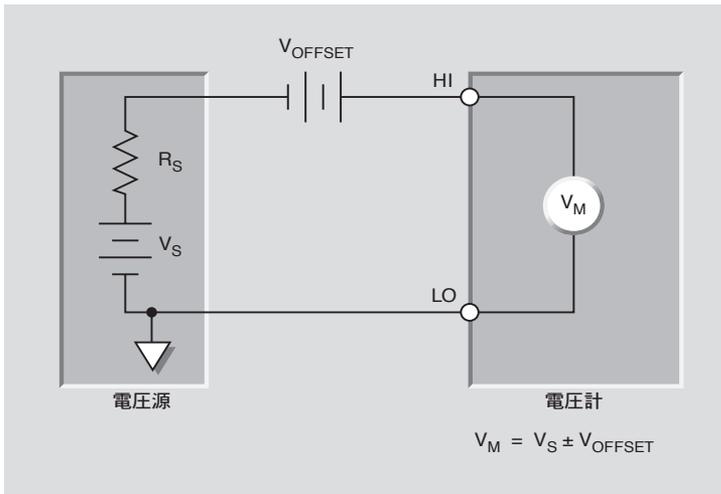
3.2 微小電圧測定

高い電圧レベルでは通常、無視することができるオフセット電圧とノイズ源によって、微小電圧測定に大きな誤差が導入されることがあります。以降の項では、高感度電圧測定の確度に影響を与えるこれらの重要なファクタについて説明します。

3.2.1 オフセット電圧

電圧が発生していない比較的インピーダンスの低い回路に電圧計を接続すれば、理想的には指示値はゼロになるはずですが、回

図 3-1: 電圧測定確度に対するオフセット電圧の影響



路には多数の誤差発生源が存在するためゼロではない電圧オフセット値が測定されることもあります。このような誤差発生源として考えられるのは熱起電力、RFI（無線周波数妨害）の整流効果により発生するオフセット、電圧計入力回路のオフセットなどです。

図 3-1 に示すように、オフセット電圧 V_{OFFSET} がソース電圧 V_S に加わり、あるいは V_S から差し引かれて、メータにより測定される電圧は以下のようになります。

$$V_M = V_S \pm V_{\text{OFFSET}}$$

オフセット電圧がソース電圧に加わるか差し引かれるかは、2つの電圧の相対的な極性によって決まります。

例えば、 $V_S=5\mu\text{V}$ 、 $V_{\text{OFFSET}} = 250\text{nV}$ と仮定します。2つの電圧の極性が逆の場合は、メータで読み取られる電圧は以下のようになります。

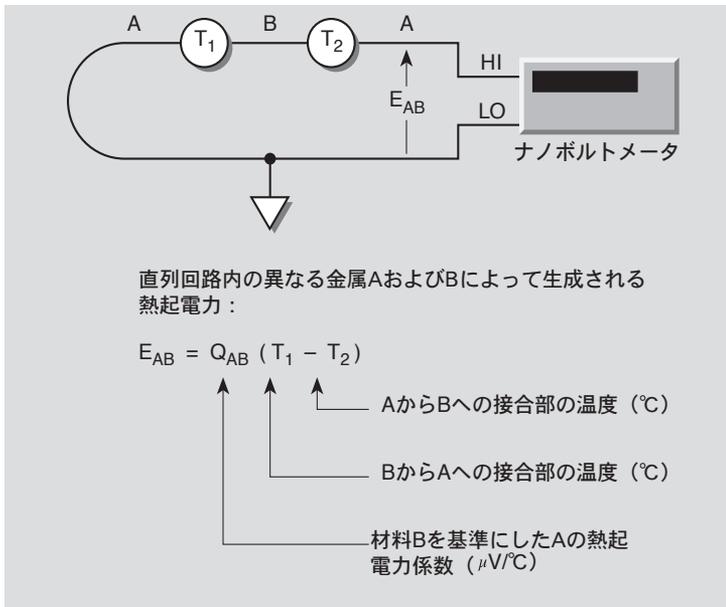
$$V_M = (5 \times 10^{-6}) - (250 \times 10^{-9})$$

$$V_M = 4.75 \times 10^{-6}$$

$$V_M = 4.75\mu\text{V} \text{ (誤差 } -5\%)$$

一般に、定常状態のオフセットは、テスト用リード線を短絡させ測定器のゼロ調整 (REL) 機能を有効にするとゼロにできます。ただし、そのようにオフセット・ドリフトを打ち消すためには、特に熱起電力の場合は頻繁にゼロ調整を行う必要があります。

図 3-2: 熱起電力



熱起電力

熱起電力は微小電圧測定における最も一般的な誤差の要因です。図 3-2 に示すように、これらの電圧は、回路の異なる部分に温度差がある場合、また、異なる材料からなる導体を結合した場合に発生します。銅を基準にした各種材料の熱電係数 (Q_{AB}) を表 3-1 に示します。

表 3-1: 熱電係数

接合部の材料 *	熱電電位
Cu - Cu	$\leq 0.2 \mu V/^{\circ}C$
Cu - Ag	$0.3 \mu V/^{\circ}C$
Cu - Au	$0.3 \mu V/^{\circ}C$
Cu - Pb/Sn	$1 \sim 3 \mu V/^{\circ}C$
Cu - Si	$400 \mu V/^{\circ}C$
Cu - Kovar	$40 \sim 75 \mu V/^{\circ}C$
Cu - CuO	$1000 \mu V/^{\circ}C$

* Ag = 銀 Au = 金 Cu = 銅 CuO = 酸化銅
Pb = 鉛 Si = シリコン Sn = 錫

すべての導体に同じ材料を使用して回路を構成すると、熱起電力の発生を最小限に抑えることができます。例えば、銅製スリーブやラグに銅製ワイヤを圧着すると、発生する熱起電力がほとんどない銅-銅冷接合になります。また、接続部をきれいな状態に保ち、酸化されないようにする必要があります。例えば、クリーンな Cu-Cu 接続をした場合（いわゆる冷間溶接）には酸素が侵食せずに熱電係数は $\leq 0.2 \mu V/^{\circ}C$ となりますが、Cu-CuO 接続では、熱起電力が $1 mV/^{\circ}C$ もの大きさになります。

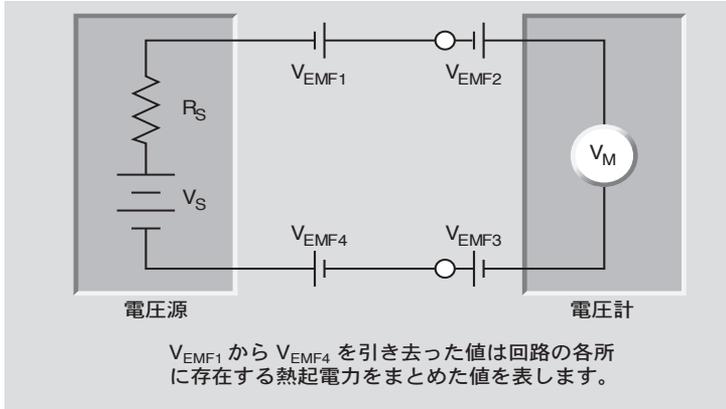
また、回路内の温度勾配を最小限に抑えることによっても熱起電力は減少します。このような勾配を最小にするためには、すべての接合部を互いに接近させ、共通の大きな放熱板をつけて熱伝導をよくします。高い熱伝導率を持つ電気絶縁体を使用する必要がありますが、ほとんどの電気絶縁体は熱を十分に伝導しないため、よく陽極酸化されたアルミニウム、酸化ベリリウム、特殊充填したエポキシ樹脂、サファイヤ、またはダイヤモンドなどの特殊な絶縁体を使用して、接合部を放熱板に結合しなければなりません。

さらに、テスト装置のウォームアップを行い、一定の周囲温度で熱平衡状態にすることによっても、熱起電力の影響を最小限に抑えることができます。その他の熱起電力は、比較的一定であれば、測定器のゼロ調整機能を使用して補正できます。周囲温度を一定に維持するためには、直射日光、排気用ファン、また同様の熱流や空気の対流源に測定器を近づけないでください。接続部を絶縁フォーム（ポリウレタンなど）で覆うことによっても、空気の動きにより生じる周囲温度の変動を最小限に抑えることができます。

熱起電力の影響を受けない接続方法

図 3-3 に示すような単純な微小電圧回路の接続であっても異なる温度にある異種金属を含むのが普通です。このような状況においては電圧源と計器に直列に接続された何箇所ものポイントに熱起電力を起す源が存在することになります。計器はこれらの熱起電力源の代数和を表示します。したがって、信号源と測定装置間の接続が指示値に干渉しないようにすることが重要です。以下の節では接続部に発生する熱電電圧を最小限に抑えるためのヒントを説明します。

図 3-3: 電圧源と電圧計の接続



すべての接続が 1 種類の金属だけで実現できるのであれば、測定値に加算される熱起電力は無視可能な大きさにしかありません。しかし、これを常に実現できるとは限りません。たとえば、試験治具は頻繁にバネ接点を用いますが、多くの場合これらのバネはリン青銅、ベリリウム銅合金やその他の高いゼーベック (Seebeck) 係数を持つ金属で作られています。このような接点が含まれていると、たとえ小さな温度差であっても測定確度に影響を与えるだけの十分に大きな熱起電圧を発生させます。

異種金属の存在が避けられないのであれば、適当なヒートシシクの使用や熱源からの遮蔽などの手段を講じて試験回路内の温度勾配を減らすことを考えるべきです。

極低温における測定では特別な問題が生じます。このような環境では低温保持装置中のサンプルと電圧計との接続に銅よりも熱伝導率の低い金属 (たとえば鉄) が使用されますから、必然的に回路中に異種金属接合が生じます。さらに、測定器の温度が 300K 程度であるのに対して信号源が絶対温度でゼロ度近傍の温度にあるため非常に大きな温度勾配が発生します。このような環境で精密な微小電圧測定を成功させるためには低温保持装置と電圧計を接続するリード線の材質をマッチングさせ、異種金属が同じ温度で接合されるように工夫する必要があります。

信号源を逆接続して熱起電力を相殺する

2 個の標準電池の電圧差や背合わせに接続した 2 個の熱電対の温度差などの非常に小さな電圧測定における漂遊熱起電力による誤差を無くすためには、一度測定を行ってから慎重に 2 個の信号源を逆に接続して再度測定を行うことにより誤差を相殺させる方法が有効です。こうして得られる 2 つの読み取り値の差を平均化したものが希望する電圧差を表します。

図 3-4 に示す 2 つの電圧発生源 V_a と V_b は 2 個の標準電池（または熱電対）を表すものとします。図 3-4a で測定される電圧は次式で表現されます。

$$V_1 = V_{emf} + V_a - V_b$$

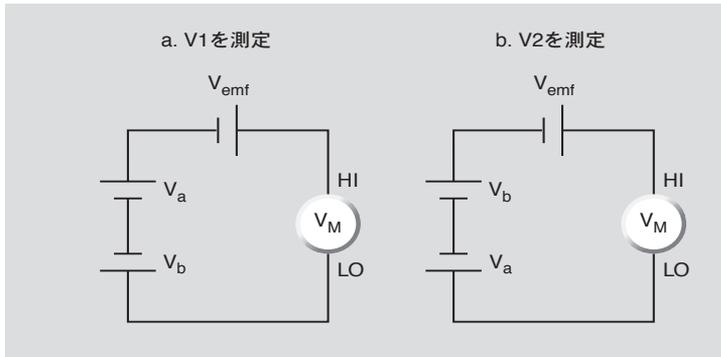
2 個の電池を図 3-4b に示すように逆接続して測定される電圧は次式で表現されます。

$$V_2 = V_{emf} + V_b - V_a$$

これらの 2 回の測定値を平均した値が次式で表現されます。

$$\frac{V_1 - V_2}{2} = \frac{V_{emf} + V_a - V_b - V_{emf} - V_b + V_a}{2} \text{ or } V_a - V_b$$

図 3-4: 信号源を逆接続して熱起電力を相殺する

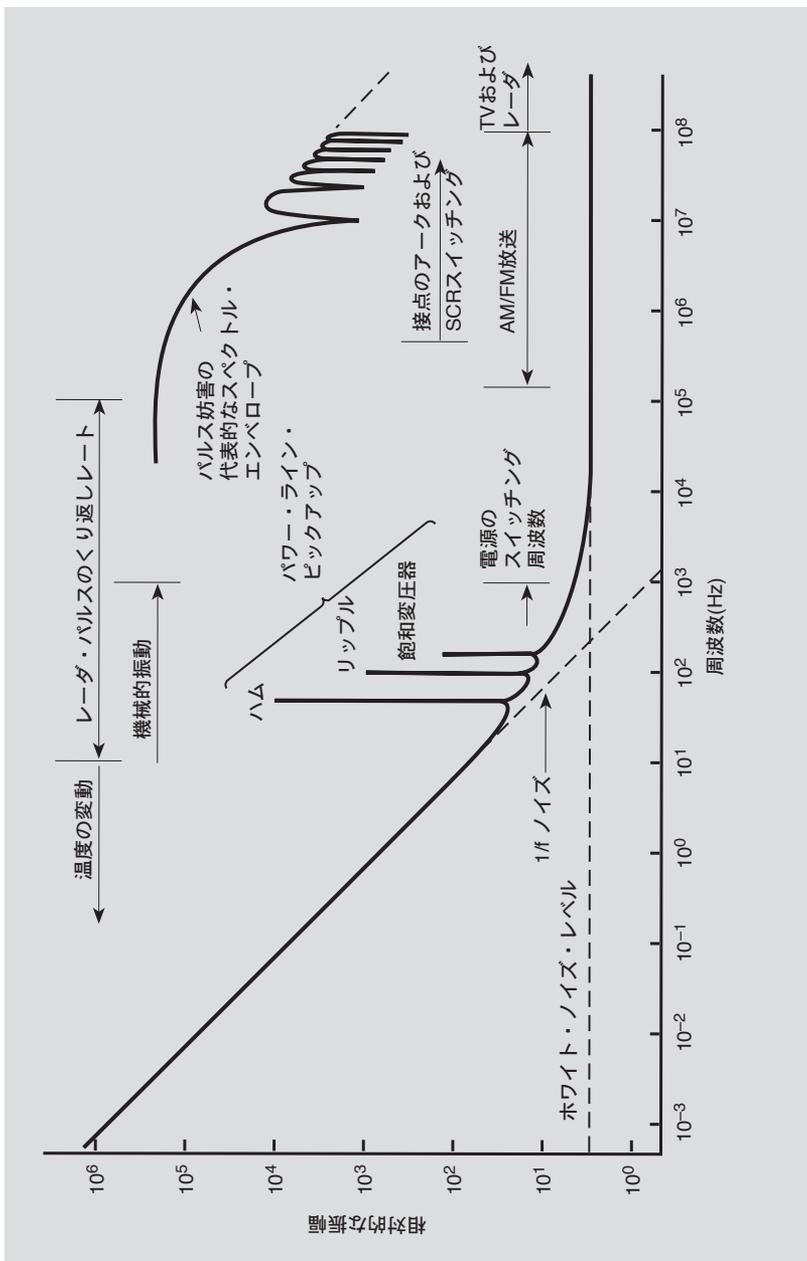


この測定法により、回路に発生する熱起電力の代数和を表す項 (V_{emf}) は事実上完全に相殺されることが分かります。ただし、 V_a と V_b との接続に起因する起電力についてはこの限りではありません。電流が未知抵抗を流れることによって発生する電圧が測定の対象である場合は、電流反転法またはオフセット補償抵抗測定法を用いて熱起電力をキャンセルすることが可能です。これらの方法については 3.3.2 項で説明します。

RFI/EMI

RFI（無線周波数妨害）や EMI（電磁妨害）は、スペクトルの幅広い周波数レンジにわたる電磁妨害を説明する際に使用される一般的な用語です。図 3-5 に、これらの妨害ソースの一般的な周波数スペクトルを、 $1/f$ や熱ノイズなどその他のノイズ信号と比較して示します。

図 3-5: 電圧ノイズ周波数スペクトル

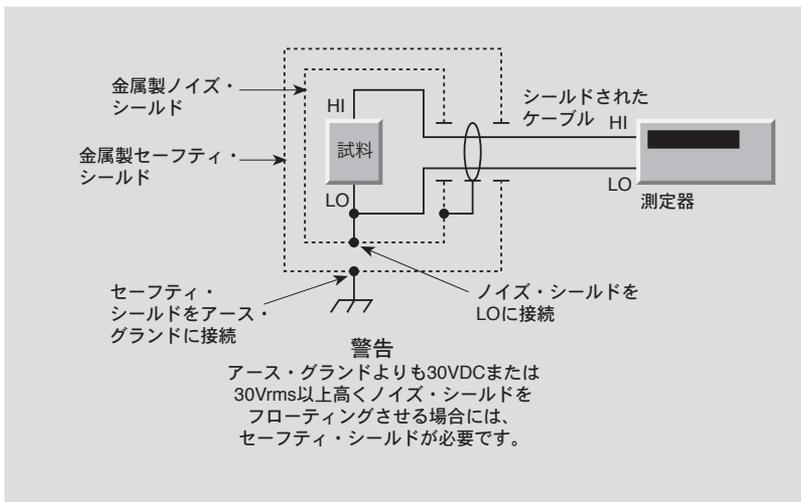


RFIやEMIは、テレビやラジオの放送信号など定常状態のソースによって発生することも、高圧アークの場合のように、インパルス・ソースによって発生することもあります(図3-5)。いずれの場合にも、十分な量の不要な信号が存在する場合には、測定に対して重大な影響があります。

RFI/EMI妨害は、読みに定常状態のオフセットを生じさせることもあります。また、それらの妨害によって、ノイズの多いまたは一貫性のない読みになります。一定の読みのオフセットは、入力増幅器の過負荷によって発生する場合も、入力においてDCに整流され発生する場合もあります。

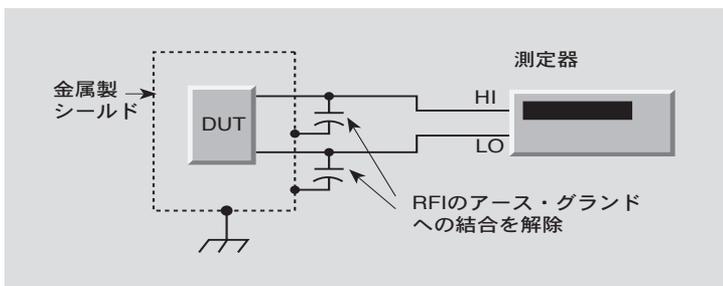
RFIとEMIは、高感度測定を実行する際に、いくつかの予防措置のうち1つ以上を行うことによって最小限に抑えることができます。最もわかりやすい方法は、すべての測定器、ケーブル、および試料を妨害源からできるだけ遠ざける方法です。多くの場合、テスト・リード線と試料をシールドすると、妨害の影響が許容できるレベルまで下がります。図3-6に、そのようなシールドの例を示します。通常は、ノイズ・シールドを入力LOに接続しなければなりません。極端な場合には、問題のある信号を十分に減衰するために、特別に構成された遮蔽室が必要なこともあります。

図 3-6: RFI/EMI 妨害を減衰するためのシールド



RFIが入力に伝わるのを防ぐ方法がいずれも失敗したら、図3-7に示すようなデバイス入力パスに外部フィルタリングが必要です。多くの場合、簡単な単極フィルタで十分ですが、問題が多い場合には、複極のノッチまたはバンドストップ・フィルタなどが必要となります。特に、異なる値を持つ複数のキャパシタを並列に接続すると、広い周波数レンジに渡って低インピーダンスにすることができます。ただし、そのようなフィルタリングには、測定の応答時間が増加するなど、ほかの悪影響があることを覚えておいてください。

図 3-7: 誘導 RFI/EMI を低減するためのシールド接続



内部オフセット

入力電圧が与えられないときもナノボルトメータやナノボルト用プリアンプがゼロを示すことは殆どありません。その理由は装置の入力端には不可避免的にオフセット電圧が存在するためです。短絡回路を入力端子間に接続することによって出力をゼロにセットすることが可能になります（フロントパネルのゼロ調整、またはコンピュータからコントロール）。短絡回路自体の熱起電力が非常に小さいのであれば、この回路を使用して入力ノイズやゼロ点の経時ドリフトを確認することができます。通常、クリーンで純度の高い銅線がこの目的に適しています。ただし、この方法で確定させるゼロはチェック用としてのみ使用できるものであり、装置の最終的なアプリケーションに対しては意味を持ちません。

抵抗器に電流が流れることで生ずる小さな電圧降下を測定する目的で装置が使用されている場合は、以下の手順で正しいゼロを得ることができます。まず、一定時間（通常 1 から 2 時間程度）のウォームアップを行って装置を安定化します。このウォームアップ時間中に被試験デバイスと装置との接続を済ませておいてください。被試験デバイス内の温度勾配が最小限の安定したレベルで落ち着くようにするため、被試験デバイスに電流を一切供給しないでください。続いてゼロ調整を実行します。機種にもよりますが、REL (Relative) または ZERO ボタンを押すことでゼロ調整が行われます。これで装置はゼロを示しますから、続いて試験電流を流すことによって装置は電圧降下を表示します。

アプリケーションによっては測定対象である電圧が常に存在するため、上記の手法を適用できないことがあります。たとえば、2 個の標準電池の電圧差を観測する最善の方法は、装置の電池への接続を逆転させて 2 つの読み取り値を平均化することです。差動熱電対の出力測定でオフセットをキャンセルしたい場合にも同じ方法が使用されます。これは熱起電力をキャンセルするのに使用したのと同じ方法です。この方法について詳しくは「信号源を逆接続して熱起電力を相殺する」の項を参照してください（図 3-4 参照）。

ゼロドリフト

ゼロドリフトは無入力信号時（入力を短絡して測定）の計器指示値の経時変化です。測定計器のゼロドリフトは、ほぼ全面的に入力段によって決まります。大部分のナノボルトメータは入力信号に何ら

かの形態のチョッピングや変調を施すことによってドリフトを抑えています。

ゼロ指示値は周囲温度の変化によっても変動します。通常、この効果が現れるのは電圧オフセットが温度係数を持つためです。

これに加えて、装置は過渡的な温度効果を示すことがあります。周囲温度がステップ変化すると、それに続いて電圧オフセットが比較的大きな変化を示すことがあり、公表されている仕様値を超えることもあります。このオフセットは徐々に減少して最終的には本来の値に近いレベルへ落ち着きます。このような現象が起こる原因は、装置内の異種金属接合部が異なる熱時定数を持つためです。すなわち、ある接合は周囲温度変化に短時間で適応するのに対して、別な接合部はより長時間を要するため電圧オフセットが一時的な変動を示すのです。

周囲温度変化によって接合部に生ずる電圧オフセットの影響を最小限に抑えるためには、温度が管理された環境で測定を行うか、または回路を外部から熱的に遮断して温度変化が起こらないようにしてください。

3.2.2 ノイズ

ジョンソンノイズや磁場、グラウンド・ループなどを含むノイズ発生源は大きな誤差を引き起こします。したがって、これらのノイズ発生源の特性を理解して影響を最小限に抑える適切な手段を講ずることは、意味のある微小電圧測定を行うために非常に重要です。

ジョンソンノイズ

電氣的測定の分解能の究極的な限界は、ジョンソンノイズ、すなわち熱ノイズによって決定されます。絶対温度ゼロを超える温度では電子が必ず熱エネルギーを持ちます。電子が熱エネルギーにより運動することによって発生するのがこのノイズです。すべての電圧源は例外なく内部抵抗を持ちますから、あらゆる電圧源がジョンソンノイズを発生させます。

温度 290K における熱ノイズ電圧を抵抗と帯域幅の関数としてプロットしたのが図 3-8 です。この電圧は温度、ノイズ帯域幅、および電圧源の抵抗に関係して決まります。金属抵抗が発生するノイズ電圧は次式によって計算することができます。

$$V = \sqrt{4kTBR}$$

ここに V = 信号源抵抗が発生する RMS ノイズ

k = ボルツマン定数 1.38×10^{-23} J/K

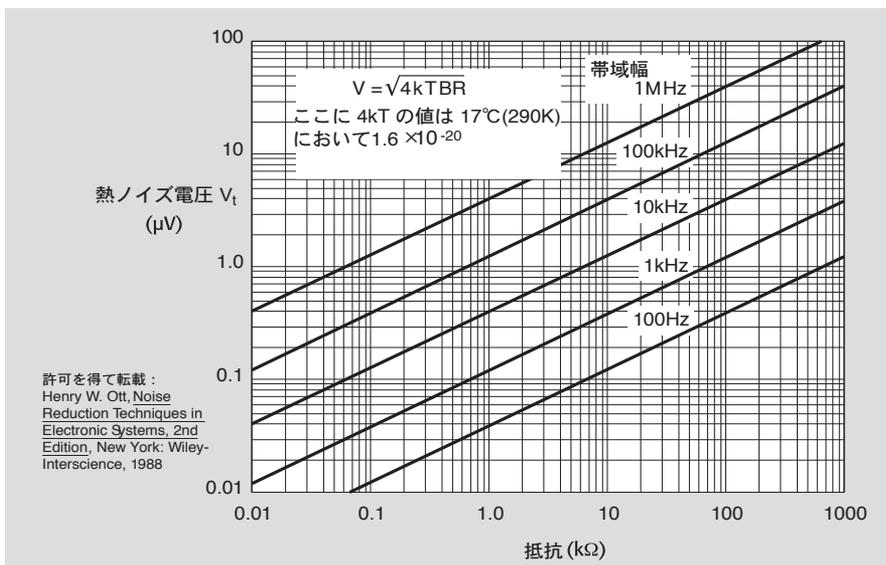
T = 信号源の絶対温度 (°K)

B = ノイズ帯域幅 (Hz)

R = 信号源抵抗 (Ω)

たとえば、室温 (290K) に置かれた信号源の抵抗が $10k\Omega$ であると、測定帯域幅が 5kHz であるとすれば、ほぼ $1\mu V_{rms}$ のノイズが発生します。

図 3-8: 抵抗と帯域幅の関数としての熱ノイズ電圧



信号源抵抗の温度を下げ、測定の帯域幅を狭くすることによりジョンソンノイズを小さくすることができます。たとえば、サンプル温度を室温 (290K) から液体窒素温度 (77K) まで下げることによって電圧ノイズをほぼ半分にする可能性があります。

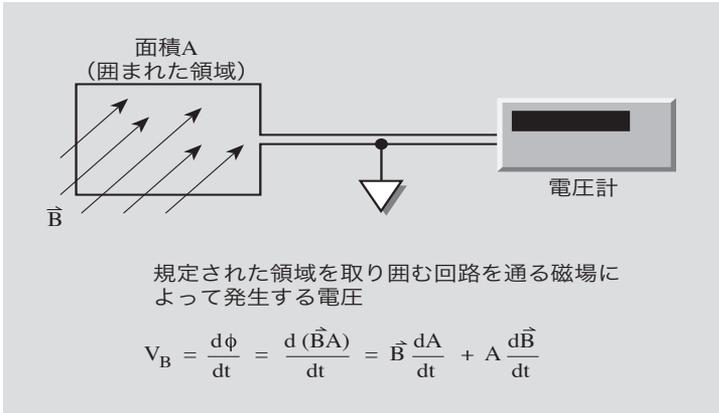
電圧計が調節可能なフィルタと積分機能を備えている場合は、フィルタリングまたは積分の量を複数の電源サイクルにまたがるように拡大することによって帯域幅を減らすことができます。測定の帯域幅を狭くすることは装置の応答時間を増大させることと等価ですから、その結果として測定時間がはるかに長くなります。ただし、測定応答時間が長くなるに従い、回路内の温度勾配に起因する熱起電力がより重要になってきます。測定回路の熱的時定数が応答時間と同じオーダーに達すると、一般的には高感度測定が困難になります。その理由は、信号電圧の変化と熱起電力の変化を明確に識別することができなくなるためです。

ジョンソンノイズについては 2.6.5 項で更に詳しく考察します。

磁場

磁場は次の 2 つの状況下で誤差電圧を発生させます：1) 場が時間とともに変化するとき、2) 回路と磁場の相対的な位置関係が時間的に変化するとき。磁場内で導体が動き回ったり、試験システム内のコンポーネントによって局所的な AC 電流が発生したり、あるいは磁気抵抗測定のために故意に磁場を変化させるなどの理由によって導体内に電圧が発生します。比較的弱い地球上の磁場によっても、たるんだリード線に数ナボルトの電圧が生じることがあります。

図 3-9: 磁場によって発生する微小電圧



このため、リード線は短くして、しっかりと固定しておかなければなりません。

基本的な物理学が示しているように、磁場によって回路内に誘導される電圧の大きさは、回路のリード線が取り囲む面積と磁束密度の変化速度に比例します。これを図 3-9 に示します。誘導電圧 V_B は、以下のように計算されます。

$$V_B = \frac{d\phi}{dt} = \frac{d(\vec{B}A)}{dt} = \vec{B} \frac{dA}{dt} + A \frac{d\vec{B}}{dt}$$

ここで、 V_B = 誘導電圧
 A = ループ面積
 \vec{B} = 磁束密度
 $\Phi = \vec{B}A$ = 磁束

誘導電圧は、 A と \vec{B} の変化速度だけではなく A と \vec{B} の大きさにも比例するため、誘導電圧の大きさは、以下の 2 つの方法によって最小限に抑えることができます。

- ループ面積を最小限にし、磁場を避けることによって、 A と \vec{B} の両方を最小限に抑える。
- 振動や動きを最小限に抑えることによって、また回路を AC フィールドや RF フィールドから遠ざけることによって、 A と \vec{B} の両方を一定に維持する。

したがって、リード線を互いに近づけて配線し、磁気シールドを施して磁気誘導電圧を最小限に抑えるとともに、リード線が動かないようにしっかりと固定します。頻繁に使用される磁気シールド材料として μ 金属があります。これは、低い磁束密度と低い周波数において高い透磁率を持った特殊な合金です。

図 3-10: 磁場からの妨害を最小限に抑える

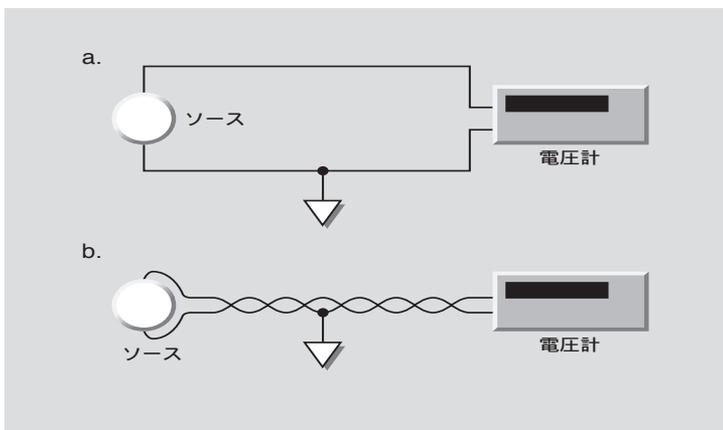


図 3-10 に、ソースから電圧計までのリード線の配置方法を 2 通り示します。図 3-10a では囲まれた面積が大きくなっています（したがって、大きな電圧が発生します）。図 3-10b の回路ではリード線が相互にツイストしてあるために囲む面積が非常に小さくなり、したがって誘起される電圧もかなり小さくなります。しかもツイストされた隣接するループが交互に逆極性の（ほぼ等しい大きさの）電圧を発生させるため、磁気誘導電圧どうしが相殺し合うという効果が得られます。

また、大きな電流を流す導体もシールドするかツイスト・ペアとして配線し、ほかの回路に影響を与える磁場の生成を防止しなければなりません。これらの技術に加え、測定器の入力で、磁場からの AC 信号のフィルタリングを行うこともできます。また、磁場干渉から信号ソースと測定器を物理的に離すことも可能です。

グラウンド・ループ

ノイズや誤差電圧は、グラウンド・ループによっても発生します。ソースと測定器の両方を共通のグラウンド・バスに接続すると、図 3-11a に示すようなループが生成されます。ソースと測定器グラウンド間の電圧 V_G によって、電流 I がループに流れます。この電流は、ソース電圧と直列に望ましくない電圧を発生させます。オームの法則により、以下の式が得られます。

$$V_G = IR$$

ここで V_G = 電圧の妨害となるグラウンド・ループ、 R = グラウンド・ループ電流が流れる信号バスの抵抗、 I = グラウンド・ループ電流です。代表的な例として、異なる測定器ラックの電源ストリップに多くの測定器のプラグが差込まれている場合を挙げることができます。ここでは、グラウンド・ポイント間に小さな電位差が生じることが頻繁にあります。この電位差によって大きい電流が循環し、予期しない電圧降下が発生することがあります。

図 3-11a: 複数のグラウンド (グラウンド・ループ)

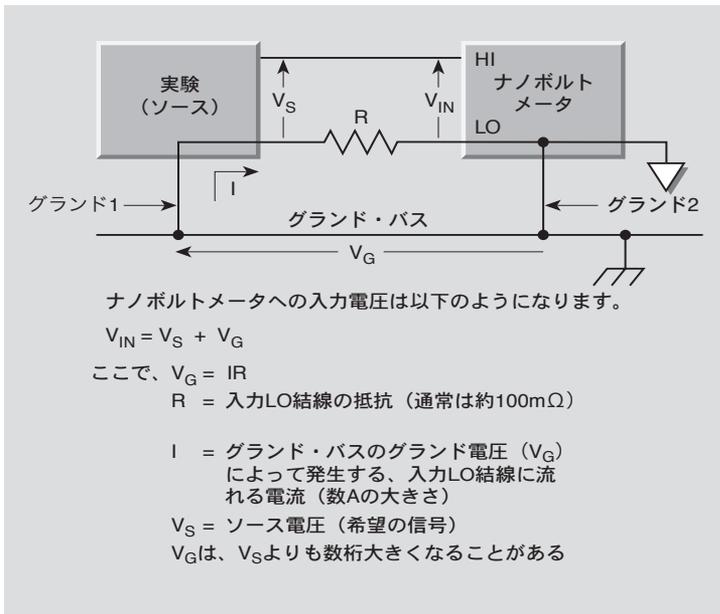
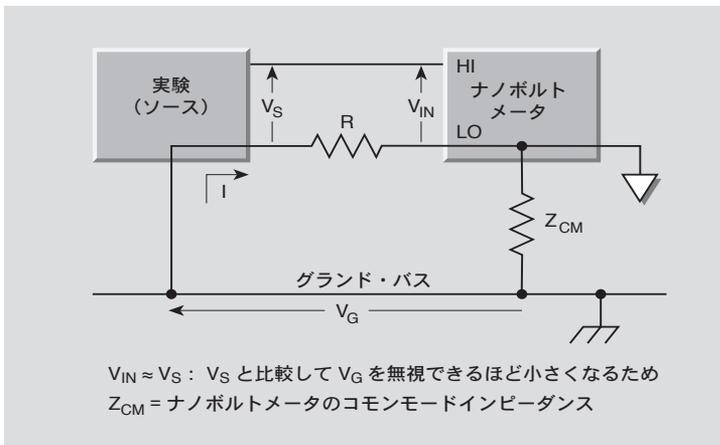


図 3-11b: グラウンド・ループを減らす



グラウンド・ループを防止するためには、すべての機器を1つのポイントに接地します。これには、絶縁された電源と機器を使用し、システム全体に対して適切な1つのアース・グラウンド・ポイントを見つける方法が最も簡単です。感度の高い測定器は、ほかの測定器、

機械、または別の高出力装置と同じグランド・システムに接続しないようにします。図 3-11b に示すように、高いコモン・モードインピーダンス (Z_{CM}) を持つ電圧計を使用することでグランド・ループの数を減らすことも可能です (コモンモード絶縁)。

3.2.3 コモン・モード電流と反転誤差

過度のコモン・モード電流は、高感度電圧測定に大きな影響を与えることがあります。多くの場合、コモン・モード電流はノイズの問題に関連していますが、場合によっては、大きな DC オフセットの原因ともなります。以降の項では、コモン・モード電流によって生じる誤差の基本原理について、またリード線の反転誤差を防止する方法について説明します。

コモン・モード電流

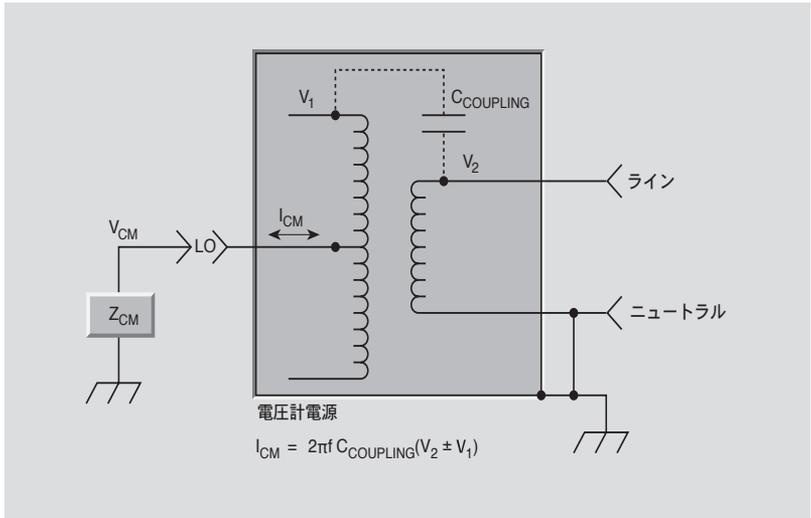
コモン・モード電流は、測定器 LO 端子とシャーシ・グランドやアース・グランドとの間に流れる電流です。図 3-12 に示すように、コモン・モード電流 I_{CM} は、電源線と電源トランス間に存在する容量 ($C_{COUPLING}$) によって発生します。コモン・モード電流の大きさは、以下のように定義されます。

$$I_{CM} = 2\pi f C_{COUPLING} (V_2 \pm V_1)$$

ここで、 f は電力線周波数。

コモン・モード電流が、入力 LO とシャーシ・グランド間に接続されているインピーダンス Z_{CM} を流れることに注意してください。その結果、電圧 V_{CM} の大きさは、 I_{CM} の値だけではなく、 Z_{CM} の大きさにも依存します。

図 3-12: 電力線結合によって発生するコモン・モード電流



コモン・モード反転誤差

リード線を反転すると、コモン・モード電流によって誤差が発生します。図 3-13 に示すように、多くの微小電圧源は内部抵抗分割回路を備えており、この分割回路によって内部電圧源を希望のレベルまで減衰します。例えば、ソースの出力電圧は以下のように定義されます。

$$V_{\text{OUTPUT}} = V_S \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

図 3-13a に示した正しい接続方法では、電圧源のローまたはシャーシ側が測定器の入力 LO に接続されています。コモン・モード電流 I_{CM} が存在する場合は、入力 LO から測定器のシャーシ・コモンに流れ、アース・グラウンドを通して電圧ソースのグラウンドに流れます。この接続方法を使用した場合には、電圧源の 2 つの分割回路抵抗のいずれかにもコモン・モード電流が流れないことに注意してください。

電圧計への入力リード線を逆にすると、図 3-13b に示す状況が起きます。この状態ではコモン・モード電流 I_{CM} が R_2 を流れて電圧降下を発生させ、その寄与が測定される電圧値に加算されます。こうして加算される電圧は主として電源周波数成分であり、電圧指示値への寄与はその計器が持つノーマル・モード除去性能に依存します。これにより指示値のノイズが多くなることもあり、あるいは一定のオフセットとして現れることもあります。また、場合によっては入力段が過負荷状態になって計器感度が低下する原因となります。

逆方向へのコモン・モード誤差を最小限に抑えるためには可能な限り小さなコモン・モード電流を持つ測定器を選択してください。可能であれば、測定対象の電圧源をグラウンドから絶縁するべきです。

3.3 微小抵抗測定方式

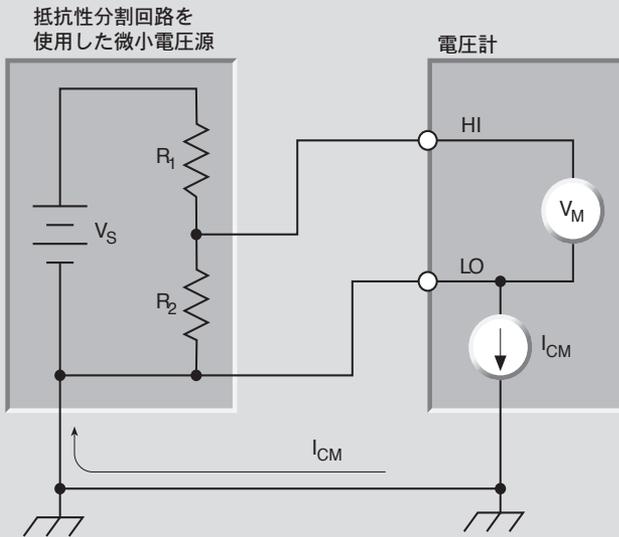
3.2 項で説明した微小電圧測定のための検討項目に加えて、微小抵抗測定ではそれ以外にもたとえばリード抵抗や非オーム性接触、デバイスの加熱などの誤差発生源から影響を受けることがあります。この項ではこのような誤差発生源の性質を解説するとともに、影響を根絶または最小限に抑える方法について説明します。また、その他の測定上の検討事項（ドライサキット試験や誘導性デバイスの試験など）についても説明します。

3.3.1 リード線抵抗と 4 線方式

抵抗測定は、一般に、図 3-14 に示す 2 線式方式を使用して実行します。テスト・リード線を通じてテスト電流を強制的に印加し、その抵抗 R を測定します。ここで、メータは、同じ 1 対のテスト・リード線を使用して抵抗の電圧を測定し、その値をもとに抵抗値を計算します。

図 3-13: コモン・モード誤差に対するリード線反転の影響

- a. 正しい接続を行うと、 I_{CM} はノイズやオフセットを生成しない



- b. 反転接続を使用すると、 I_{CM} はノイズを生成し、オフセットを生成する可能性がある

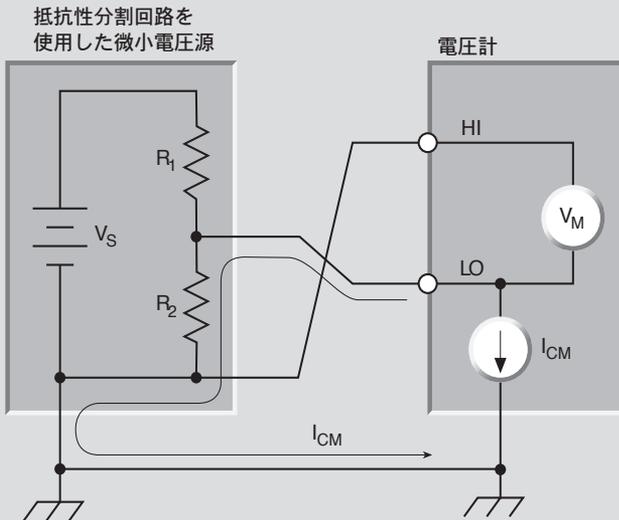


図 3-14: 2 線式抵抗測定

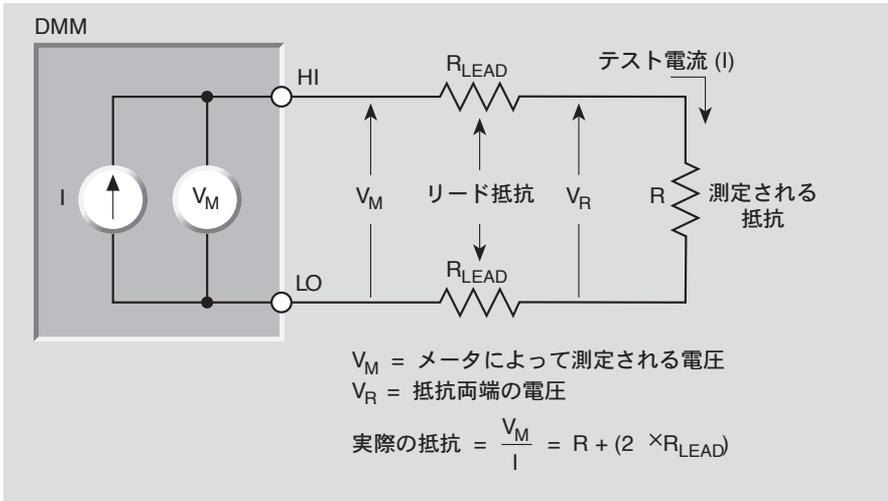
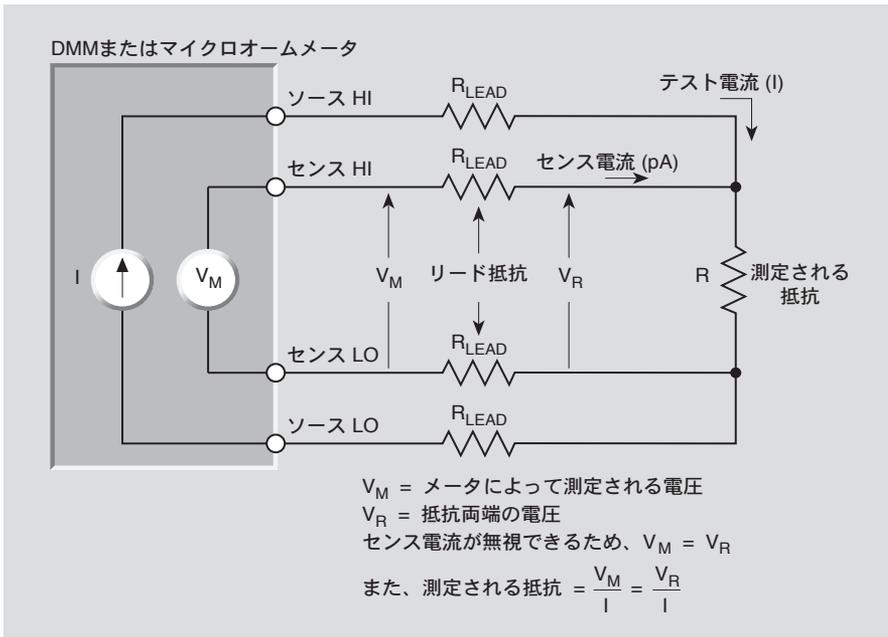


図 3-15: 4 線式抵抗測定



2線式方式を微小抵抗測定に応用した場合の主な問題点は、リード抵抗 R_{LEAD} にあります。テスト電流 I によって、小さいが無視できない電圧降下がリード抵抗に生じるため、メータによって測定される電圧 V_M は、テスト抵抗 R から直接測定される電圧 V_R とまったく同じにはならず、大きな誤差が発生する場合があります。代表的なリード抵抗の範囲は $1m\Omega \sim 10m\Omega$ であり、これは、 $10\Omega \sim 100\Omega$ (リード抵抗によって異なる) 以下で正確に2線式抵抗測定を行うことが非常に困難であることを示しています。

2線式方式にはこのような限界があるため、一般的に、図 3-15 に示す4線式(ケルビン)接続方式が微小抵抗測定に使われます。この測定には、DMM、マイクロオームメータ、分割電流源、電圧計が使用されます。この構成では、1対のテスト・リード線を通じて、テスト電流 I をテスト抵抗 R に強制的に印加し、センス・リードと呼ばれるもう1対のリード線で試料の電圧 V_M を測定します。センス・リードには小さい電流が流れますが、通常、これは無視できる程度の大きさであり、実際的な目的の測定では一般に無視することができます。センス・リードの電圧降下が無視できるため、メータによって測定される電圧 V_M は、実質上は抵抗 R の電圧 V_R と同じになります。したがって、2線式方式よりも正確に抵抗値を求めることができます。電圧センス・リードを被測定抵抗のできる限り近くに接続して、測定がテスト・リードの抵抗の影響を受けないようにしなければならぬことに注意してください。

3.3.2 熱起電力とオフセット補正方式

3.2.1 項にあるように、熱起電力電圧は微小抵抗測定の測定精度に重大な影響を与えることがあります。これらの望ましくないオフセットを排除するために、電流反転方式、デルタ方式、オフセット補正オーム方式の3つの方法が頻繁に使用されます。

電流反転方式

図 3-16 に示すように、電流の極性を反転して2回の測定を行うことにより、熱起電力を打ち消すことができます。この図では、分離双極電流源を用いた電圧計が使用されています。図 3-16a に示すように正の電流を印加すると、測定される電圧は以下のようになります。

$$V_{M+} = V_{EMF} + IR$$

図 3-16b に示すように電流の極性を反転すると、測定される電圧は以下のようになります。

$$V_{M-} = V_{EMF} - IR$$

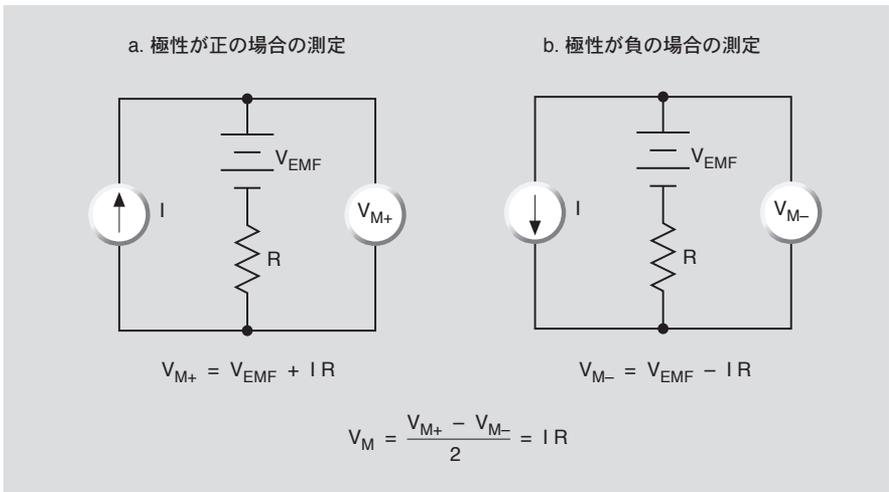
この2つの測定値を組み合わせると、以下のように熱起電力を打ち消すことができます。

$$V_M = \frac{V_{M+} - V_{M-}}{2} = \frac{(V_{EMF} + IR) - (V_{EMF} - IR)}{2} = IR$$

次に、測定される抵抗を、以下のように通常通り計算します。

$$R = \frac{V_M}{I}$$

図 3-16: 電流の反転を使用した熱起電力のキャンセル



この抵抗の計算方法を使用すると、熱起電力によって生じる電圧 V_{EMF} を完全に打ち消すことができることに注意してください。

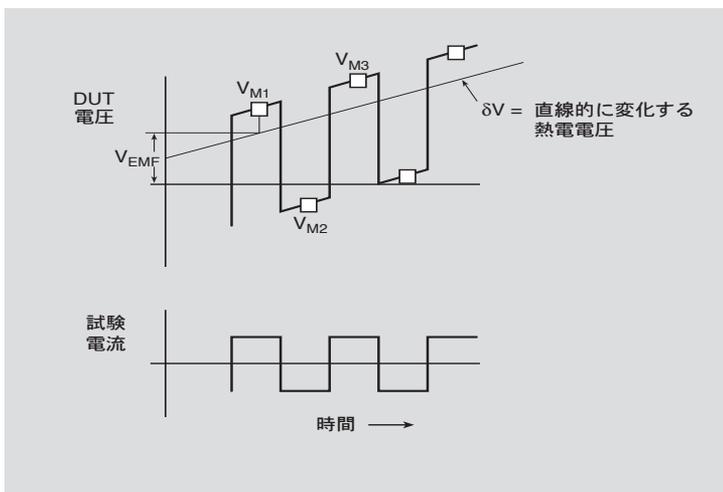
電流反転法が効果を持つためには被試験回路の熱時定数よりも速い応答速度を持ち、かつノイズの小さな電圧計を使用することが重要です。応答速度が遅すぎると、測定サイクル中に被試験回路内で起こる温度変化によって引き起こされる熱起電力が完全にキャンセルされずに、誤差がいくらか残ってしまうことがあります。

デルタ法

熱電電圧が測定サイクルごとに一定の値を示すのであれば、電流反転法を用いることでこれらのオフセットをうまくキャンセルすることができます。しかし、熱電電圧が変化するために正確な結果が得られないようであればデルタ法を使用すべきです。デルタ法は電流源の極性を相互に反転させるという点では電流反転法に似ていますが、1つの抵抗値を決定するために3回の電圧測定を行うという点で異なります。この方法を説明する最も良い方法は、実例と数学的演算を示すことです。

図 3-17 に示すのは極性が交互に切替わる電流を印加したときの DUT の電圧降下を時間に対してプロットした図です。極性が変わるたびに電圧測定 (V_{M1} 、 V_{M2} 、 V_{M3} など) を行いますが、その測定値には一定の熱電圧オフセット (V_{EMF}) と直線的に変化してゆく電圧オフセット δV が含まれています。熱電圧のドリフトは比較的短い時間で考えれば直線で近似することができますから、時間の関数としての電圧変化速度 δV を定数として取り扱うことができます。したがって、最初の3回の電圧測定値は次の項から成ると考えることができます。

図 3-17: デルタ法による熱起電力のキャンセル



$$V_{M1} = V_1 + V_{EMF}$$

$$V_{M2} = V_2 + V_{EMF} + \delta V$$

$$V_{M3} = V_3 + V_{EMF} + 2\delta V$$

ここに、 V_{M1} 、 V_{M2} 、 V_{M3} は電圧測定値であり、

V_{M1} を時間 0 での値とします。

V_1 、 V_2 、および V_3 は電流を流すことにより DUT に発生する電圧降下です。

V_{EMF} は V_{M1} 測定が行われた時点における熱電電圧オフセット（一定値）を表します。

δV は熱電電圧の変化を表します。

3 回行う電圧測定の結果に数学的な演算を施すことにより熱電電圧オフセット項 V_{EMF} と同熱電電圧の変化を表す項 δV をキャンセルすることができます。まず、最初の 2 回の電圧測定値の差を計算し、それを 2 で除算した値を V_A とします。

$$V_A = \frac{V_{M1} - V_{M2}}{2} = \frac{(V_1 + V_{EMF}) - (V_2 + V_{EMF} + \delta V)}{2} = \frac{(V_1 - V_2)}{2} - \frac{\delta V}{2}$$

次に、2 回目と 3 回目の電圧測定値 (V_{M2} 、 V_{M3}) の差を計算し、それを 2 で除算した値を V_B とします。

$$V_B = \frac{V_{M3} - V_{M2}}{2} = \frac{(V_3 + V_{EMF} + 2\delta V) - (V_2 + V_{EMF} + \delta V)}{2} = \frac{(V_3 - V_2)}{2} - \frac{\delta V}{2}$$

V_A と V_B の両方とも熱起電力のドリフトの影響を受けていますが、この効果は V_A と V_B に対して同じ大きさで逆方向へ現れます。最終的に得られる電圧指示値は V_A と V_B を平均したものであり次式で表現されます。

$$V_{\text{Final}} = \frac{V_A - V_B}{2} = \frac{(V_1 + V_3 - 2V_2)}{4}$$

最後の電圧計算式からは V_{EMF} と δV の項がキャンセルされて消えていることに注意してください。

デルタ法における各データポイントは 3 回の電圧指示値の移動平均です。デルタ法では電流反転法と比較してより多くの電圧測定値の平均化を行うため、同じ時間帯で両方の方式で計算したデータを比較すると前者で得られるデータの方が、より低いノイズレベルを示します。

デルタ法がうまく適用できるかどうかは、短期的に見たときの熱的ドリフトの直線近似が成立するか否かにかかっています。したがって、変化する熱電電圧をうまく補償するためには、測定サイクル時間を DUT の熱時定数よりも短くしなければなりません。このため、デルタ法を使用したい場合は十分に高速な電流源と電圧計を使用する必要があります。具体的な試験装置の説明については 4.7.2 項を参照してください。

オフセット補償抵抗測定法

オフセットをキャンセルするためにマイクロオームメータや多くの DMM で使用されているもう一つの方法がオフセット補償抵抗測定法です。この方法は電流反転法に似ていますが、固定されたソース電流とゼロ電流の間で交互に測定を行う点が異なります。

図 3-18a に示すように、被測定抵抗にソース電流を流す時間帯は測定サイクルの一部に限定されます。ソース電流がオンになっている時は抵抗器両端にかかる電圧ばかりでなく、熱起電力が発生していればそれも含めた全電圧が装置によって測定されます (図 3-18b)。

$$V_{M1} = V_{\text{EMF}} + IR$$

測定サイクルの後半ではソース電流がオフとなりますから、回路に発生している熱起電力のみが装置によって測定されます (図 3-18c)。

$$V_{M2} = V_{\text{EMF}}$$

サイクルの後半で V_{EMF} が正確に測定されたとすれば、その値をサイクル前半で取得した電圧測定値から引き算することによってオフセット補償された電圧が得られます。この過程を式で表現すると次のようになります。

$$V_M = V_{M1} - V_{M2}$$

$$V_M = (V_{\text{EMF}} + IR) - V_{\text{EMF}}$$

$$V_M = IR$$

および、

$$R = \frac{V_M}{I}$$

ここでも、測定の過程で熱起電力項 (V_{EMF}) がキャンセルされることに注意してください。

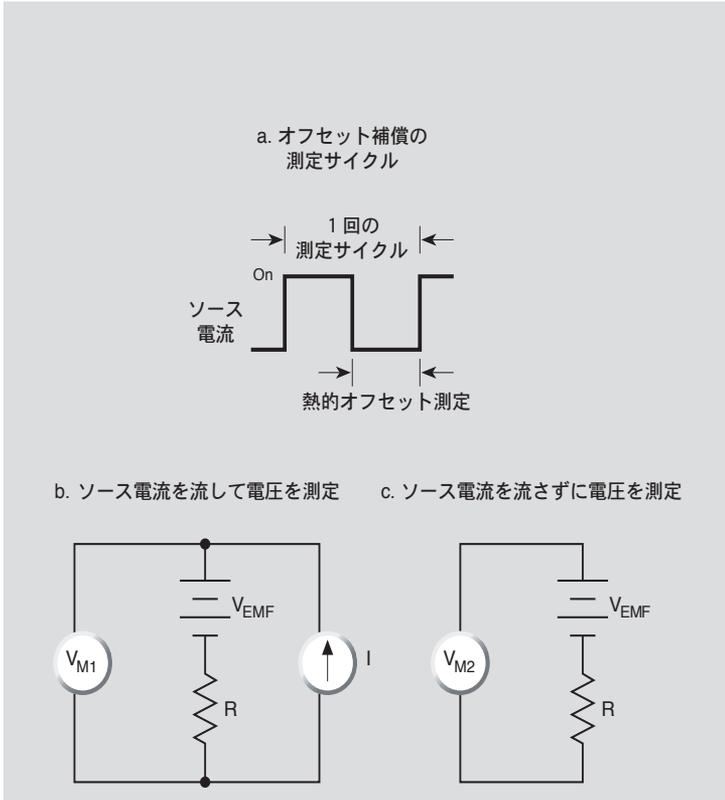


図 3-18: オフセット補償オーム測定

3.3.3 非オーム接触

接点両端に生ずる電位差が流れる電流を比例しないときは、その接点为非オーム性を示すことが明らかです。微小電圧回路であっても酸化皮膜その他の非線形性接触が生ずると非オーム接触が発生します。非オーム性の接触点は無線周波数妨害 (RFI) のエネルギーが存在すると整流特性を示すことが多く、その結果として回路にオフセット電圧が発生します。(RFI の詳しい考察については 3.2.1 項をご覧ください。) 非オーム接触の存在チェック、およびその影響を最小限に抑える幾つかの方法が存在します。

微小抵抗測定にマイクロオームメータまたは DMM を使用する場合はレンジを切換えることによって非オーム接触の存在をチェックすることができます。測定レンジを切換えると通常は試験電流も変化するためです。レンジを上げるか下げるかに応じて分解能も高くなったり低くなったりしますが、正常な状態であればレンジを切換えても基本的に同じ値を示すはずで、指示値に無視できない差が現れるようであれば、非オーム条件が存在すると考えられます。

別々な（一体ではない）電流源と電圧計を使用して微小抵抗測定を行うときは、それぞれの装置について非オーム接触の有無をチェックしなければなりません。電流源側の接点为非オーム特性を示す場合は、電流源の極性を反転させたときに大きなコンプライアンス電圧の差が観測されることがあります。電圧計側の接点为非オーム特性を示す場合は、AC 成分を拾って整流することがあるため DC オフセット誤差を生ずることがあります。このケースでのオフセットをキャンセルする方法としては、電流反転法よりもオフセット補償抵抗測定法がより適しています。

非オーム接触の発生防止のためには、たとえばインジウムや金のような適切な接点材料を選択してください。また、信号源側接点の非線形性に起因する問題を回避するには、コンプライアンス電圧が十分に高いことを確認してください。電圧計側の非オーム接触による誤差を小さくするには、シールドと適切な接地を施して AC 成分の拾い込みを防止することが重要です。

3.3.4 デバイスの発熱

サーミスタなどの温度に敏感なデバイスで微小抵抗測定を行う場合には、デバイスの発熱に注意しなければなりません。多くの場合、微小抵抗測定に使用されるテスト電流は、通常のレンジの抵抗測定に使用される電流よりもかなり大きいため、デバイスの発熱がデバイスの抵抗値を変化させるほど大きい場合には、発熱量にも注意しなければなりません。

抵抗の発熱量が、以下の一般的な式によって得られることを思い出してください。

$$P = IR$$

この関係から、電流が 2 倍になると、デバイスの発熱量が 4 倍になることがわかります。したがって、デバイスの発熱の影響を最小限に抑える 1 つの方法として、被測定デバイス両端の電圧を望む値に維持しながら、電流を可能な限り低く抑える方法があります。電流を低くすることができない場合は、狭帯電流パルスと応答が速い電圧計を使用してください。

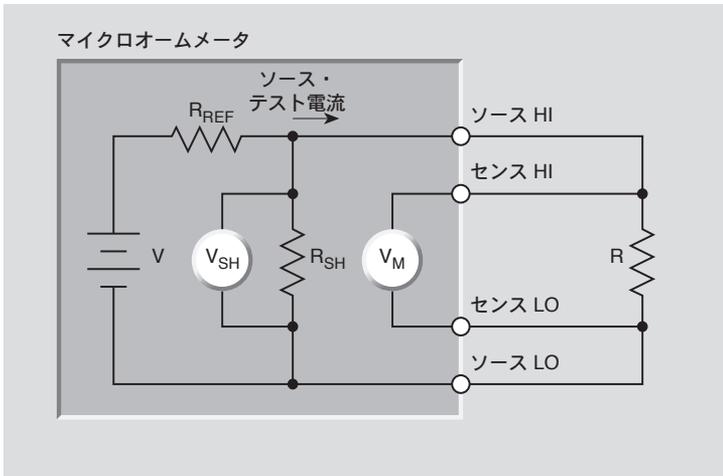
ほとんどのマイクロオームメータと DMM では、テスト電流を設定するための手段がなく、通常はレンジにより調整されます。このような場合には、デバイスの発熱を最小限に抑える別の方法を見つければなりません。簡単な、しかし効果的な 1 つの方法として、測定中に測定器のワンショット・トリガ・モードを使用する方法があります。このモードでは、測定サイクルの間に、測定器が 1 回の短い電流パルスを試料に印加し、それによってデバイスの発熱によって生じる誤差を最小限に抑えます。

3.3.5 ドライ・サーキット・テスト

多くの微小抵抗測定は、スイッチやコネクタ、リレーの接点などの接触デバイス上で行われます。これらのデバイスが「ドライサーキット」条件、つまり開回路電圧が 20mV 未満、かつ短絡回路電流が 100mA 未満の条件で使用される場合は、接点表面に形成されている可能性のある酸化皮膜を破壊しないような条件で、デバイスが試験されるように考慮しなければなりません。酸化皮膜が破壊すると実際に測定される接点抵抗が皮膜が存在する場合と比較して低くなるため、試験結果の有効性が失われる可能性があります。

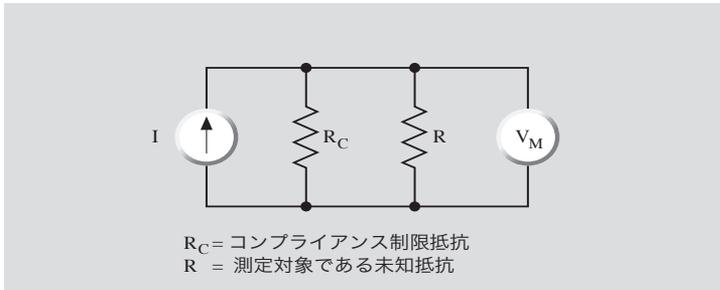
酸化膜のホールの発生を防ぐために、通常このような測定にはドライ・サーキット・テストを使用し、試料の電圧を一般に 20mV 以下に抑えて行います。図 3-19 に示すように、このような機能を備えているマイクロオームメータや DMM があります。このマイクロオームメータは、高精度シャント抵抗 R_{SH} をソース端子間に接続し、試料の電圧を 20mV 未満に固定または制限します。回路のその他の部分は、従来の 4 線式測定方式にきわめて類似しています。 V と R_{REF} が電流源を構成し、これが未知の抵抗 R に強制的に電流を印加します。ここでの電流は 100mA を超えてはいけません。未知の抵抗の値は、センス電圧 V_{M} 、クランピング・抵抗両端の電圧 V_{SH} 、既知の R_{SH} の値、およびソース電流から計算されます。回路の詳細については、1.4.4 項を参照してください。

図 3-19: ドライ・サーキット・テスト



相互に独立した電流源または電圧計に対してドライ・サーキット・テストを実施する場合は、電流源側のコンプライアンス電圧を 20mV 以下に制限しなければなりません。コンプライアンス電圧をこのレベル以下に制限できないときは、図 3-20 に示すようなコン

図 3-20: 電流源と電圧計を使用するドライ・サーキット・テスト



プライアンス制限抵抗を使用してください。この回路では R_C が電圧を 20mV に制限する目的で使用されている抵抗であり、 R が未知抵抗です。

実際の試験電流のレベルに合わせて電圧制限抵抗 R_C の値を選択してください。例えば、電圧リミットを 20mV とし、試験電流が 200 μ A であったとすれば、 R_C の値は次のように計算されます。

$$R_C = 20\text{mV}/200\mu\text{A} = 100\Omega$$

未知抵抗 R の値が 250m Ω であったとすれば、この R_C の挿入によって実測される抵抗値に 0.25% の誤差が生ずることになります。

しかし、次式にしたがって計算すれば未知抵抗 R の正確な値を得ることができます。

$$R = \frac{(R_{\text{MEASURED}} \times R_C)}{(R_C - R_{\text{MEASURED}})}$$

ここに、 R_{MEASURED} は実測した電圧 V_M とソース電流 I から計算した抵抗値です。

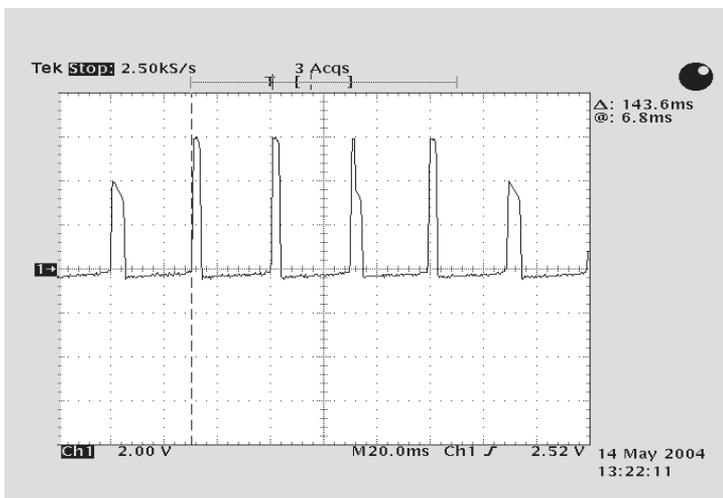
3.3.6 誘導性デバイスの試験

通常、誘導性デバイスはインダクタンスに加えて小さな抵抗を持っています。この小さな抵抗の測定には DMM またはマイクロオームメータを使用するのが一般的です。しかし、測定装置とインダクタンスのカップリングが起るため、この抵抗の測定は一般的に難しいことが多く、特に高い L/R 比を持つ系では測定に困難が伴います。

起り得る症状としては発振やマイナスに振れる指示値、一般的に指示値が安定しないなどの問題を挙げることができます。不安定な測定の例として、200H のインダクタを測定中のオシロスコープ画面を図 3-21 に示します。

このような問題が起こったときは、複数のレンジで測定を行ってそれぞれのレンジで得られた値が相互に対応しているかどうかをチェックしてください。

図 3-21



誘導性デバイスは電流パルスに反応して測定が不安定になったりオートレンジ切換えがうまく機能しなくなることがありますから、可能な限りオフセット補償（パルス電流）を使用せずに測定してください。可能であれば高い抵抗レンジを使用することも有効です。

被測定デバイスと測定器に対して平行にオシロスコープを接続して、発振を起こしていないかチェックしてください。場合によってはインダクタの両端をダイオードで接続して誘導性キックを低減することにより発振が治まることがあります。

第 4 章

アプリケーション

4.1 はじめに

今日の高感度測定装置は、もはや校正担当部門や R&D ラボでのみ使用されるものではありません。製品設計やデバイスの特性評価、品質管理、製品試験を含む幅広い領域で高感度測定装置がその真価を発揮しています。この章では成長を続けるこの分野のアプリケーションを概観するとともに、個々の試験と測定に付随する問題を解決するために、最適な装置と試験法について説明します。

第4章では次のような各種の高感度測定アプリケーションについて説明します。

- 4.2 高インピーダンス電圧測定アプリケーション：キャパシタの誘電吸収と電気化学測定。
- 4.3 微小電流測定アプリケーション：キャパシタからのリーク電流測定、微小電流半導体測定、光電子増倍管を使用する光測定、およびイオンビーム測定。
- 4.4 高抵抗測定アプリケーション：プリント回路基板の表面絶縁抵抗試験、絶縁材料の抵抗率測定、半導体の抵抗率測定、高抵抗抵抗器の電圧係数試験。
- 4.5 電荷測定アプリケーション：キャパシタンス測定、ファラデーカップを使用する静電荷測定。
- 4.6 微小電圧測定アプリケーション：標準セルの比較、高分解能温度測定、微量熱量測定。
- 4.7 微小抵抗測定アプリケーション：接点抵抗、超伝導体の抵抗測定、導体材料の抵抗率測定。

4.2 高インピーダンス電圧測定アプリケーション

エレクトロメータ・電圧計と高抵抗信号源を対象とする電圧測定はすでに第1章と第2章で説明しました。特に2.2項では誤差発生源とその効果を最小限に抑える方法について解説しました。高インピーダンス信号源の電圧測定を必要とするアプリケーションとしては、キャパシタの誘電吸収やある種の電気化学実験（pH測定など）、およびその他のイオン選択性電極などが含まれます。

4.2.1 キャパシタの誘電吸収

概要

誘電吸収は、キャパシタの誘電体内部の分子内の任意の方向を向いた永久双極子が、印加された電界によって整列したときに発生します。キャパシタを放電回路から切断した後、キャパシタに残留電荷が残り、キャパシタの端子間に電圧が再び発生します。

タイミングおよび積分アプリケーションでは、誘電吸収（または残留キャパシタ電圧）によって回路の確度が大きく損われることがあります。したがって、キャパシタンスの許容誤差が回路確度の重要なファクタである場合には、キャパシタの誘電吸収を求め、補正しなければなりません。

誘電吸収は、荷電電圧に対する残留電圧の割合（パーセント）として表すこともできます。この比は、まずキャパシタを一定の規定時間間隔において定格電圧まで荷電することにより求めることができます。ここで、キャパシタを第2の時間間隔だけ放電します。最後にキャパシタを開回路にして、第3の時間間隔の経過後、キャパシタの残留電圧を測定します。

ソース・メジャー・ユニットを使用した誘電吸収の測定

キャパシタの残留電圧は電圧を出力して高入カインピーダンス電圧測定のできる、ソース・メジャーユニット（SMU）で測定することができます。得られた残留電圧の値から前節で説明した方法により、誘電吸収を計算することができます。図 4-1 に示すのはモデル 6430 サブフェムトアンペア リモートソースメータなどの、高インピーダンス SMU を使用して測定を行うための基本回路構成と、電圧印加のタイミングを示すダイアグラムです。

まず、必要なソーク時間（ t_1 ）だけ「ソーク」電圧をキャパシタに印加します。次に、指定した放電間隔（ t_2 ）だけ、100mA のコンプライアンスで 0V を出力するように SMU をプログラミングします。最後に、SMU は可能な最低電流レンジでゼロ電流を出力しながら、同時に電圧を測定するようにプログラムされます。電流出力レンジが低いほど SMU 電圧計の入力抵抗が高くなります。ここで、規定時間（ t_3 ）の経過後に残留電圧を測定し、残留電圧から以下のように誘電吸収を求めます。

$$\text{誘電吸収} = \frac{\text{残留電圧}}{\text{ソーク電圧}} \times 100\%$$

エレクトロメータを使用した誘電吸収の測定

エレクトロメータ電圧計は、誘電吸収の測定に特に有効です。これは、SMU と同様に、測定中もキャパシタからほとんど電荷を奪わず、また、測定対象のキャパシタを荷電することもないからです。

エレクトロメータを使用して誘電吸収を求める際の基本的な回路を図 4-2 に示します。このアプリケーションでは、モデル 6517A エレクトロメータ/電圧源を使用しています。この測定器は、テスト電圧を印加すると同時に、誘電吸収を求めるために必要な残留電圧を測定することができます。

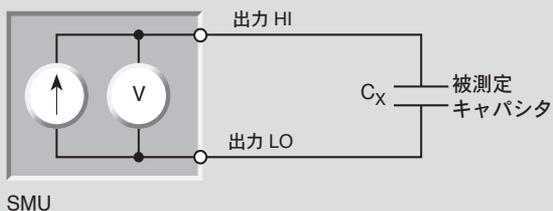
まず、必要なソーク時間だけ（通常は 1～2 分） R_1 を通じてキャパシタ C_X を荷電します。次に、電圧源をオフにし、 S_1 を開き S_2 を閉じます。必要な放電時間だけ R_2 を通じてキャパシタを放電します。次に S_2 を開きキャパシタを必要な回復時間放置し、エレクトロメータ電圧計を使用して残留電圧を測定します。ここで、誘電吸収を前述のように計算します。

図 4-1:SMU を使用した残留電圧の測定

a. 接続



b. 等価回路



c. 電圧波形

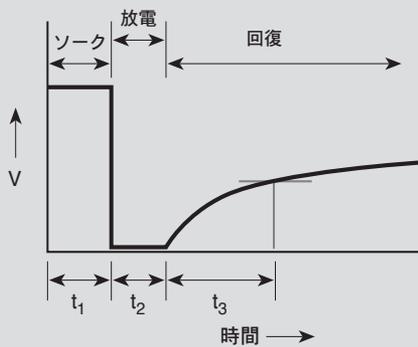
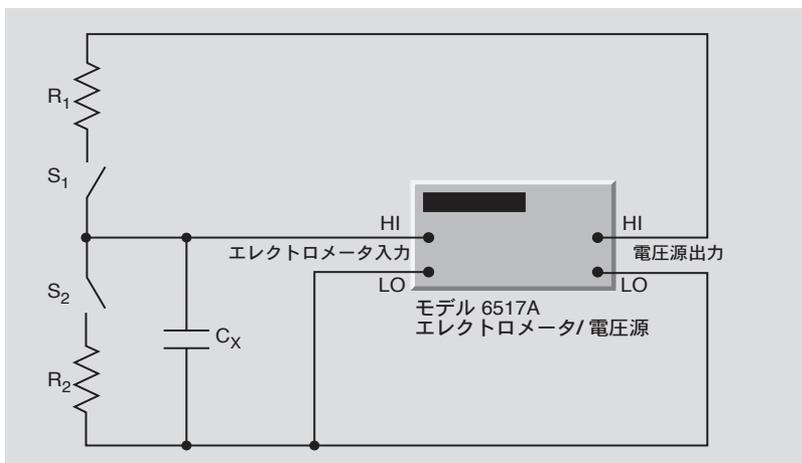


図 4-2: エレクトロメータを使用した誘電吸収の測定



4.2.2 電気化学測定

概要

電気化学電極やセルの電位を正確に求めるための測定を行う場合には、検知できる程度の電流がセルから流出してはなりません。このように測定を行わないと、セルの電極から流出した電流によって電極の内部抵抗に電圧降下が発生し、セルが分極します。したがって、エレクトロメータのような高入力抵抗をもった電圧計が必要です。

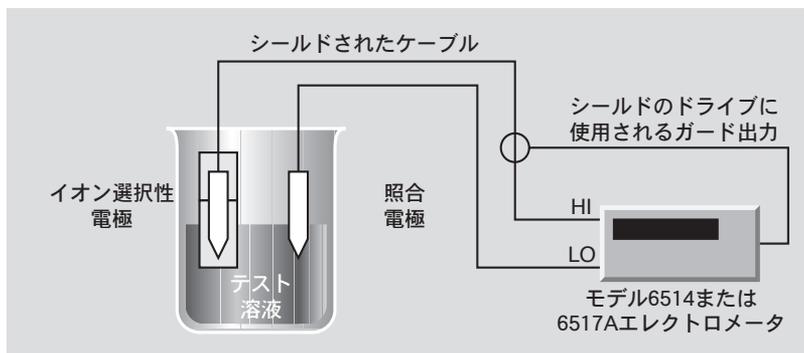
pH 測定やイオン選択性電極を使用した測定によって特定のイオン濃度を求める方法は、エレクトロメータの一般的なアプリケーションです。また、エレクトロメータは、液体導電セルの測定にも使用されます。これらの測定の基礎について以下に説明します。通常はこのような測定が厳密な温度調節を必要とすることに注意してください。

イオン選択性電極

これらの測定は、イオンの活性を連続して測定する必要がある場合に特に有効です。このようなモニタリングは、貴重な材料の損失防止に、あるいは製造工程からの廃水に含まれる汚染物質の検出に重要な役割を果たします。

イオン選択性電極のセル電位は、イオンの活性の指数に直接比例して変化します。室温では、等価イオンの活量が 10 倍になると、イオン選択性電極の電位は 57mV だけ変化します。この指数的な応答により、8 桁のダイナミック・レンジにわたって一定の精度を維持することができます。図 4-3 に典型的な回路を示します。通常は、イオン選択性電極のインピーダンスは照合電極のインピーダンスよりも高く、シールドされたケーブルを用いて、エレクトロメータ入力の HI 端子に接続しなければならないことに注意してください。

図 4-3: イオン選択性電極の測定

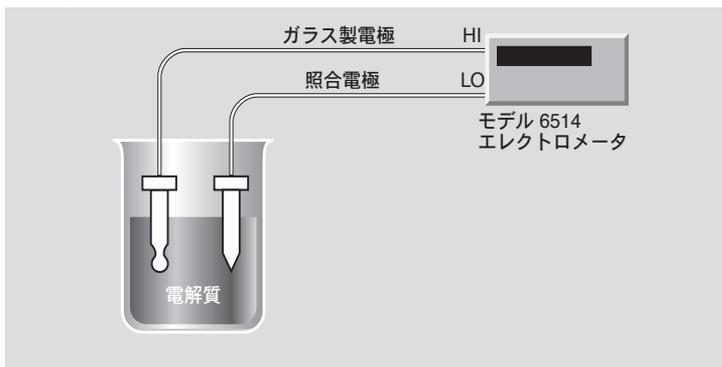


い。Guard(プリアンプ)出力でシールドをドライブすれば応答速度が速くなります。モデル 6517A または モデル 6514 エレクトロメータの場合であれば、プリアンプ出力(図参照)またはフロントパネルの電圧ガード機能を外部接続により、この目的に使用することができます。

pH 測定

どのような pH 電極系(図 4-4)も、電圧源と直列に配置された $10\text{M}\Omega$ から $1\text{G}\Omega$ の大きな抵抗とみなすことができます。この抵抗値はイオン選択性電極の壁面(標準的にはガラス製)と低い移動度を持つ電解質の抵抗が加算されたものです。この系の電位は、通常の DMM では測定できません。

図 4-4:pH 電極系

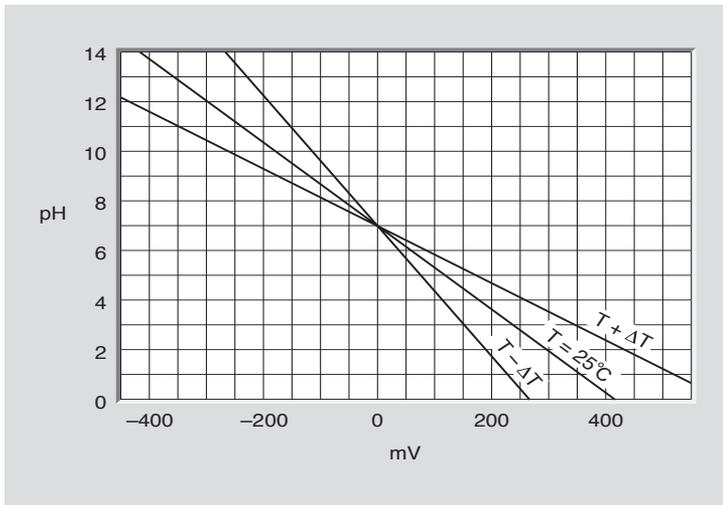


もし電流が流れると電極は分極してしまいます。したがって電極電位を測定するために電極から引き出す電流は、無視できるほど小さくしなければなりません。この目的に適した装置がエレクトロメータです。ガラス電極に接続した状態でエレクトロメータのゼロチェックを行わないでください。エレクトロメータの入力抵抗は通常はほぼ無限大と見なせますが、ゼロチェック中は $10\text{M}\Omega$ 程度まで低下しますから、そのときに流れる電流が電極を分極させます。

測定する pH のおおよその値が分かっている場合には、希望の pH スケールの両端で系を校正、2つの緩衝溶液の値を使用して電極を標準化しなければなりません。これは、最高の確度を得るために必要な手順です。例えば、pH6.5 (25°C で 29.6mV) から pH1 (25°C で 355mV) の範囲を測定する場合には、pH6 と pH1 の2種類の緩衝溶液を使用することをお勧めします。

緩衝溶液に浸した電極の電圧の読みが、理論値と最大で数百 μV も異なることがあります。また、電圧は温度に大きく依存しますが、特定のセルと温度では、pH と電圧の関係は線形になります。例えば、カロメルセルを照合電極として使用したときの pH 4.0 の理論電圧は 25°C において 177.5mV です。それ以外の照合電極(例: 銀/塩化銀セル)を使用すると、これとは多少異なる値を示します。照合電極は pH が変わっても値を変えませんから、測定に対する照合電極の寄与は既知の緩衝液を測定することによって補正が可能です。エレクトロメータが測定するのは電極の電圧ですから、これを適当な変換データにあてはめて pH 値へ読み替えます。電圧差 mV と pH 値との関係を示す典型的なグラフを図 4-5 に示します。

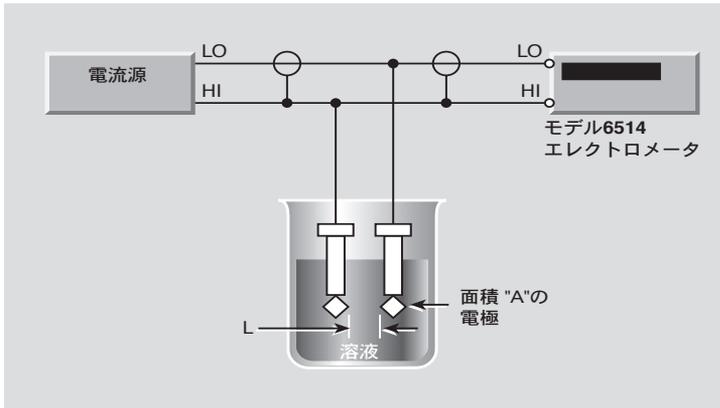
図 4-5: 各種の pH 値における電極の出力電圧



伝導率セル

多くの化学溶液では、イオン濃度が非常に低いために電気伝導率の測定は困難です。このような場合には、電流源を備えたエレクトロメータ電圧計を使用すれば、電気伝導率の測定が可能になります。代表的な構成を図 4-6 に示します。

図 4-6: 伝導率セルの測定



溶液の伝導率は不純物の存在に敏感であるため、伝導率の値は、特性の定数というよりもむしろ不純物の指標となります。したがって、高い確度は不要であり、複雑なテスト装置を使用する必要もありません。

pH 測定と同様に電流をできる限り低く抑える必要があります。電極が分極しないよう極性を交互に切換えるのも 1 つの方法です。

振動や動きによってノイズやピックアップが発生するため、セルの電極はしっかりと設置しなければなりません。また、電極へ接続するリード線をシールドすると、妨害の低減に役立ちます。

セルの配置によって定数は異なります。この定数は、電極間に存在する伝導性溶液の体積の関数です。電極の面積が非常に小さく、溶液の伝導率が非常に低い場合には、エレクトロメータがきわめて有効です。信頼性の高い測定を行う場合には、温度の制御が必要になります。

伝導率は、既知の電流値、電圧の読み、また電極の面積と間隔から以下のように計算されます。

$$\sigma = \frac{I}{V} \cdot \frac{L}{A}$$

ここで、 σ = 伝導率 (シーメンス/cm)

A = 電極の表面積 (cm²)

L = 電極間の距離 (cm)

4.3 微小電流測定アプリケーション

エレクトロメータ・電流計とピコアンメータ、および微小電流測定を行う各種方法については、第1章と第2章でそれぞれ説明しました。特に2.3項では測定精度に重大な影響を及ぼす誤差発生源について解説しました。微小電流測定を必要とするアプリケーションとしては、キャパシタの漏れ、微小電流半導体、光、およびイオンビーム測定などを挙げることができます。

4.3.1 キャパシタの漏れ測定

概要

キャパシタは、事実上すべての電子機器に必須のコンポーネントです。電子回路のバイパス、結合、フィルタ、および同調に幅広く使用されています。キャパシタを有効に使用するためには、キャパシタンス値、電圧定格、温度係数、およびリーク抵抗の特性を解析する必要があります。これらのテストはキャパシタのメーカーによって行われていますが、エンド・ユーザが実行することもできます。

このアプリケーションでは、モデル 6487 ピコアンメータ/ソースあるいはモデル 6517A エレクトロメータを使用したリーク抵抗の測定に焦点をあてます。このリーク抵抗は "IR" (絶縁抵抗) と呼ばれ、メガオーム・マイクロファラッドの単位で表されます (抵抗は、"IR" 値をキャパシタンスで割ることによって求められます)。または、漏れを特定の電圧 (通常は動作電圧) におけるリーク電流として表すこともできます。

テスト方法の解説

ここでは、キャパシタに固定電圧を印加し、得られた電流を測定することによってリーク電流を測定します。リーク電流は時間の経過とともに指数的に減衰するため、通常は既知の周期 (「ソーク」時間) だけ電圧を印加した後に電流を測定する必要があります。

キャパシタの漏れをテストするための一般的な回路を図 4-7 に示します。ここでは、「ソーク周期」だけキャパシタ C_x に電圧が印加され、ソーク時間の経過後に電流計によって電流が測定されます。キャパシタと直列に配置された抵抗 R は、このテスト・システムの重要なコンポーネントです。この抵抗には、以下の2つの働きがあります。

1. この抵抗は、キャパシタが短絡した場合に電流を制限します。
2. 2.3.2 項で考察したように、周波数が大きくなるにつれてキャパシタンスのリアクタンスは減少し、それによってフィードバック電流計のゲインが増大します。抵抗の存在によってゲインの増加はある有限な値に制限されます。妥当な値としては RC 積が 0.5 から 2 秒程度になるように選択します。

さらに性能を向上させるには、図 4-8 に示すように順方向バイアスのかかったダイオード D を回路に挿入してください。このダイオードは可変抵抗のように働き、キャパシタへの充電電流が大きいときは低い抵抗値を示し、時間と共に充電電流が減少すると高い抵抗値を示します。直列接続された抵抗は電圧源への過負荷を防止すると、キャパシタが短絡されたときにダイオードが損傷するのを防止することだけが目的ですから、抵抗値としてはずっと小さくてかまいません。ダイオードとしては 1N914 や 1N3595 のような

図 4-7: キャパシタの漏れテスト用の簡単な回路

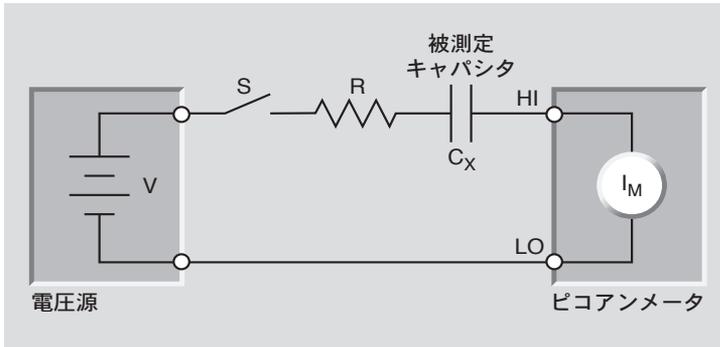
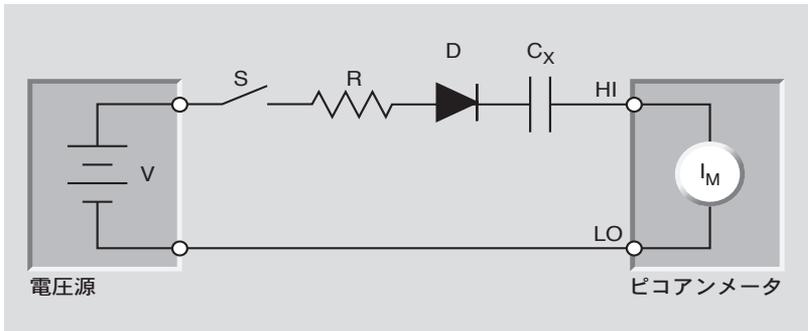


図 4-8: ダイオードを挿入したキャパシタ漏れ試験回路



小信号ダイオードを使用し、遮光性の良いケースに取めてください。試験が両方の極性の信号を取り扱う場合は、2本のダイオードを逆向きに並列接続してください。

テスト回路

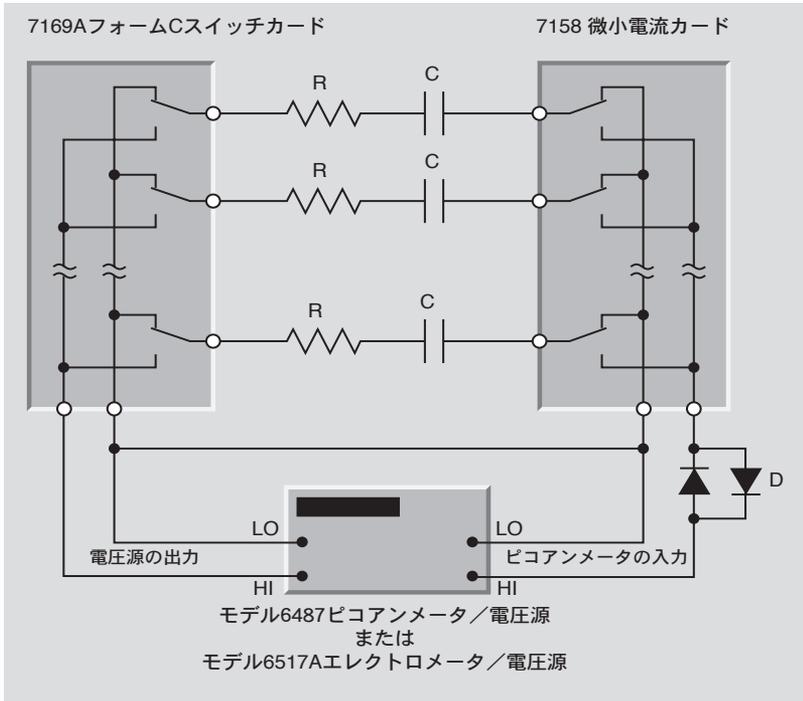
統計的な理由から、有効なデータを得るためには多くのキャパシタをテストしなければなりません。これを手動で行うことは実際上不可能なため、ある種の自動テスト・システムを使用する必要があります。このようなシステムの例を図 4-9 に示します。ここでは、モデル 6487 ピコアンメータ/電圧ソースを、モデル 7518 微小電流スキャナ・カードおよびモデル 7169A フォームC スイッチ・カードと合わせて使用し、テストを自動的に実行します。この2つのカードは、モデル 7002 などのスイッチング・メインフレームに挿入されなければならない、コンピュータによりシステム全体を制御してテストを自動的に実行できます。

このテスト・システムでは、電圧源と微小電流測定の両方の機能が1つの測定器、モデル 6487 ピコアンメータ/ソースによって提供されています。この測定器は抵抗またはリーク電流を表示でき、最大 500V DC の電圧を供給できるため、このアプリケーションに

有効です。またこのシステムでは、モデル 6517A を微小電流測定に使用できます。

電圧信号源の極性に応じて、並列接続された 2 本のダイオード D の一方がノイズ低減用として、他の 1 本が放電経路として働きます。モデル 7169A のノーマルクローズ接点は測定後のキャパシタを放電させます。モデル 7169A カードの機能上の制限により、供給する電圧は 500V 以下としなければなりません。試験で使用する電圧が最大でも 110V を超えないときは、7169A カードをモデル 7111 のフォーム C スイッチカードで置き換えることができます。

図 4-9: キャパシタの漏れテスト・システム



1つのスイッチ・セットを使用して、テスト電圧を個々のキャパシタに順次印加し、別のスイッチ・セットを使用して、適切なソーク周期の後に個々のキャパシタをピコアンメータに接続します。

4.3.2 微小電流半導体測定

概要

半導体デバイスやウェーハの試験では、しばしば微小電流の測定が必要になります。各種のリーク電流測定もこのタイプの試験に属します。半導体のウェーハレベルでの微小電流測定のその他の代表的な例として挙げるができるのは、誘電体（酸化物または化合物

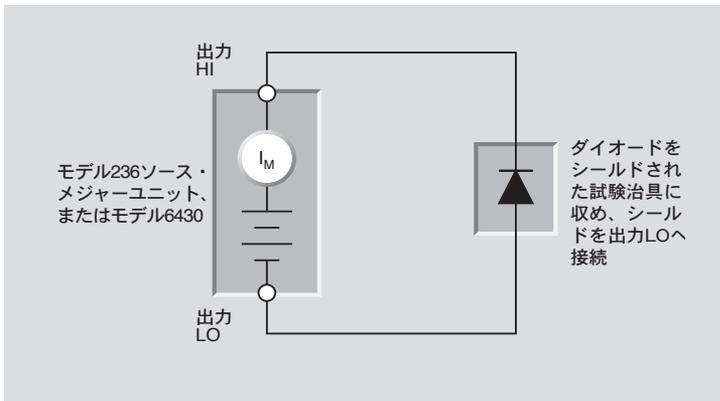
の品質)に関連した測定です。このような微小電流測定に頻繁に使用されるのがエレクトロメータとソース・メジャーユニットです。この項ではソース・メジャーユニット (SMU) を使用するダイオードのリーク電流と MOSFET のサブ閾値電流の測定について説明します。

ダイオードのリーク電流

理想的にはダイオードの逆電流はゼロでなければなりません、実際には微小逆電流が流れます。特定の逆バイアス電圧を印加したときに流れるリーク電流の量は、ダイオードの品質を表す指標となります。

モデル 236 または 6430 SMU を使用してダイオードのリーク電流を測定する回路の構成例を図 4-10 に示します。モデル 236 SMU は必要なバイアス電圧を印加することに加えて、電流を 10fA 分解能で測定する能力を備えています。モデル 6430 SMU の電流測定分解能は 10aA です。ソース・メジャーユニットはその他のダイオードパラメータ、例えば順方向電圧降下や降伏電圧などを試験するためにも使用することができます。

図 4-10: ソース・メジャーユニットとダイオードの接続



このダイオードはシールドされた試験治具で囲って、静電干渉による誤差の発生を防止してください。ダイオード接合は光に対しても感度を持ちますから、この囲いは遮光性のあるものでなければなりません。

MOSFET のサブ閾値電流測定

様々な MOSFET 試験では微小電流測定を要求されます。代表的なものはゲートのリーク電流、リーク電流の温度依存、基板ードレイン間のリーク電流、サブ閾値電流の試験です。

ウェーハレベルでよく行われるサブ閾値試験は、デバイスの on/off 切り替え速度の指標になります。図 4-11 は、サブ閾値電流測定の典型的な試験構成を示しています。このセットアップは、2 台の SMU とプリアンプを備えたモデル 4200 半導体特性評価システムを使用しています。1 台の SMU は一定のドレイン-ソース間電

圧 V_{DS} を供給して、その結果生ずるドレイン電流 I_{DS} を測定しています。もう 1 台の SMU はゲート-ソース間電圧 V_{GS} の掃引に使用されています。この SMU については測定レンジを固定し、電流コンプライアンス値 (測定電流値) をその測定レンジ内で予期される最大ゲート電流の値に設定してください。

図 4-11: SMU2 台を使用したサブ閾値電流試験

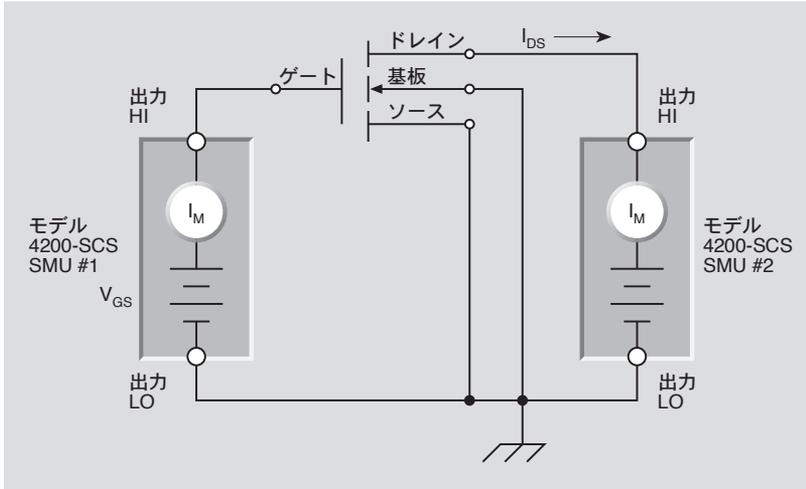
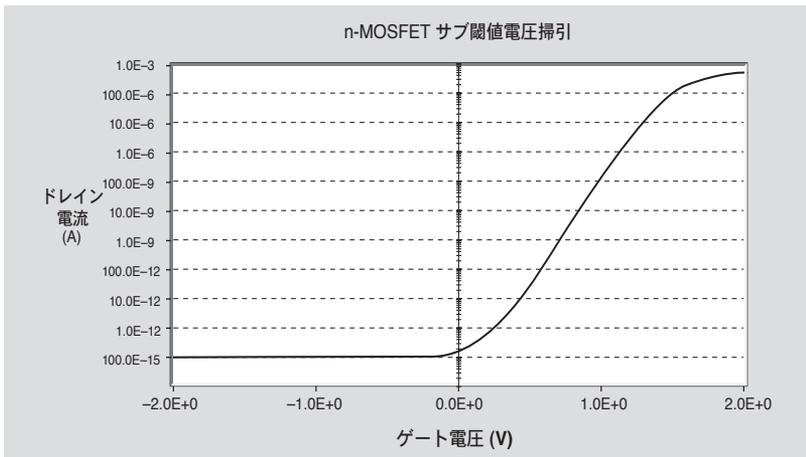


図 4-12 は、MOSFET (エンハンスメントモード) の I_{DS} 対 V_{GS} のプロットです。この試験ではモデル 4200-SCS 半導体特性評価システムを使用しています。

図 4-12: MOSFET (エンハンスモード) の I_{DS} 対 V_{GS}



4.3.3 光電子増倍管を使用する光測定

概要

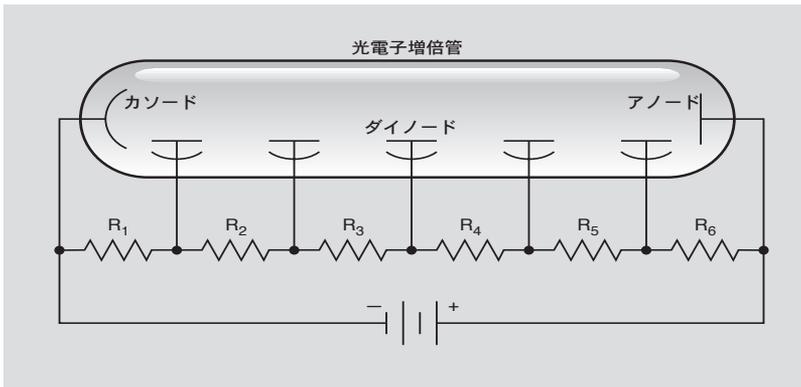
光電子増倍管などを使用する光測定アプリケーションでは取り扱う電流が非常に微弱であるためピコアンメータの使用が必要となります。

光電子増倍管 (PMT) は光を電流へ変換するためのデバイスです。光電子増倍管は光に対して敏感に反応するカソードを備えており、このカソードは表面に衝突した光子の数に比例する電子を放出します。放出された電子は加速されながら移動して次のステージへ衝突し、そこで3から6個程度の二次電子を放出します。光電子増倍管のタイプによって、この過程が6から14ステージ (この電極を「ダイノード」と呼びます) に渡って繰り返されます。その結果、全体としては百万ないしそれ以上のゲインが通常得られます。

動作の詳細

増倍管の相次ぐ段階 (ダイノード) をその直前の段階よりも正に帯電させることによって、電子を加速します。この電子の加速は、図4-13に示すように、増倍管全体に電位を加え、ダイノード電圧を電圧分割回路でタッピングすることにより最も簡単に実行できます。

図 4-13: 光電子増倍管の電圧源



個々のダイノードに印加しなければならない電圧は PMT の設計によって異なり、増倍管のタイプごとに指定されています。

ダイノード・抵抗の総抵抗は、直列抵抗を流れる電流が、増倍管のアノード電流の100倍以上になるような大きさをでなければなりません。

$$R_T = \frac{\text{電圧、アノード-カソード間}}{100 \times \text{アノード電流}}$$

ほとんどの光電子増倍管では、アノード-カソード間の電位が1000～3000Vである必要があります。アノードは読み取りポイントであるため、通常はグラウンドに近い電位で動作し、カソードは高

い負の電位で動作します。Keithley のモデル 248 高圧電源は、そのようなアプリケーションに最大 5000V の電圧を供給します。

ほとんどの光電子増倍管のアノード電流は、数ピコアンペアから $100\mu\text{A}$ の範囲です。ピコアンメータは感度が高いため、読み取装置として一般に使用されます。このようなピコアンメータは入力電圧降下が小さいため、アノードをグランド電位とほとんど同じ電位に維持します。モデル 6485 ピコアンメータを使用した代表的な

図 4-14: 光電子増倍管の基本的な接続

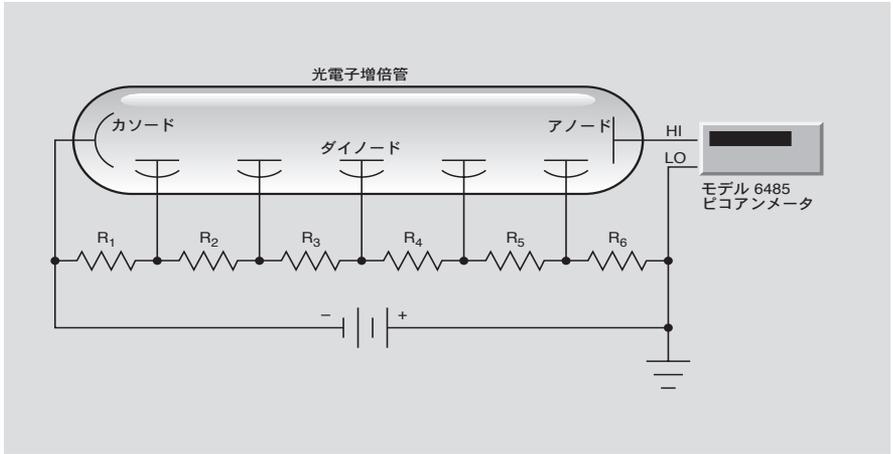
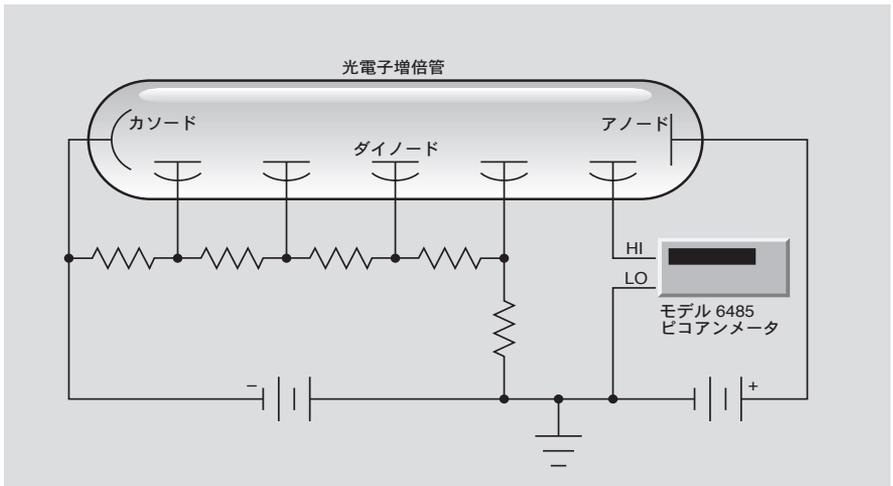


図 4-15: 正の PMT 電流の読み取り



接続を図 4-14 に示します。PMT が必要とする電圧が 1000V を超えないアプリケーションでは、6517A エレクトロメータ/ソースを使用するのが便利です。この装置は電流を測定するばかりでなく電圧を供給する能力も備えています。

この接続方法を使用すると、ピコアンメータは負の電流を読み取ります。ときには、電流を正の値として測定しなければならないこともあります。そのような場合には、わずかに構成を変更し、電源を追加することによって、正の電流を読み取れるようになります。正の PMT 電流を測定するための構成を図 4-15 に示します。ピコアンメータは、最後のダイノードの電流を読み取ります。この電流は、アノード電流から直前のダイノードを流れる電流を差し引いた値に等しくなります。実際には、測定によってわずかの PMT ゲインが犠牲になります。

カソードが発光していない場合でも、通常は PMT にわずかな量の電流が流れます。この現象は「暗電流」と呼ばれ、ほとんどの測定では問題になりません。REL (ゼロ) 機能を使って暗電流を読みから差し引くことができます。またゼロ・サプレッション機能を内蔵している測定器では、簡単に暗電流を打ち消すこともできます。

4.3.4 イオンビーム測定

概要

イオンビームは質量分析計やイオン注入機を含む数多くのアプリケーションで使用されています。イオンビーム電流は非常に小さい (μA) ため、その測定にはエレクトロメータやピコアンメータなどの測定装置が必要です。この項では モデル 6485 ピコアンメータおよびモデル 6487 ピコアンメータ/電圧源を例に用いてイオンビーム測定について説明しますが、さらに高い電流感度を得たい場合にはエレクトロメータで置き換えることも可能です。

試験法

イオン源がバイアスによってグラウンドから浮いている場合、イオンコレクタはほぼ確実にグラウンド電位にあります。そうであれば、単純な同軸真空フィードスルーを使用することで、コレクタをピコアンメータへ接続することができます。図 4-16 に示すのはモデル 6485 ピコアンメータを使用してグラウンド電位で動作するイオンコレクタからの電流を測定する回路例です。

しかし、イオン源自体がグラウンド電位にあるときは、逆にイオンコレクタがバイアスによってグラウンドから浮いています。モデル 6485 ピコアンメータをグラウンドから浮かせられるのは最大 42V までですから、このような場合にはグラウンドから 500V まで浮かすことのできるモデル 6487 のようなピコアンメータを使用してください。モデル 6487 にバイアスをかけてグラウンドから浮かせた状態でイオンビームを測定する回路例を図 4-17 に示します。ピコアンメータの HI 端子は三軸真空フィードスルーを介してイオンコレクタに接続されています。ピコアンメータの LO 端子は電圧源からのバイアスによってグラウンドから浮いています。安全上の理由から、バイアス電圧が 42V 以上に達する場合は三軸真空フィードスルーを使用してください。モデル 6487 ならば 500V までのバイアスを供給することができます。

三軸真空フィードスルーを使用できない場合は、他の部分から隔離した BNC 接続の回りに、さらに金属性の安全シールドを施してく

図 4-16: イオンコレクタと接地された BNC レセプタクル

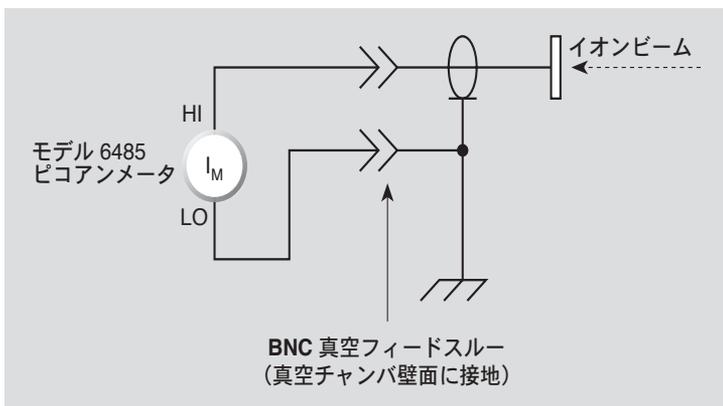
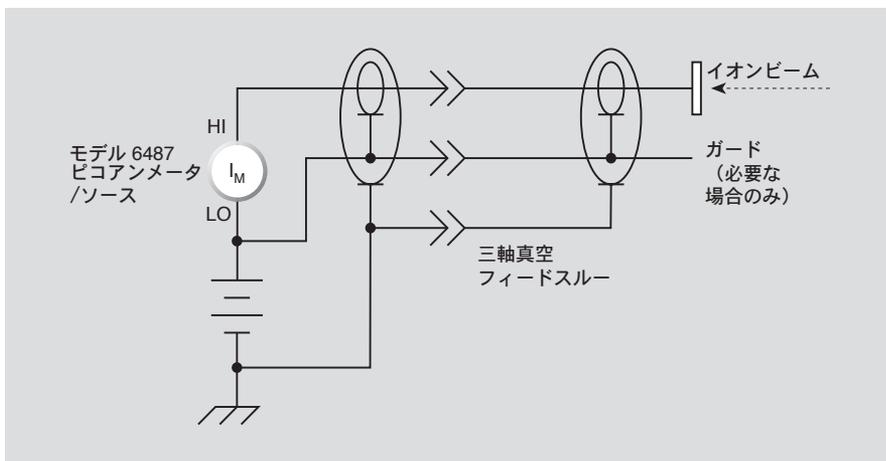


図 4-17: イオンコレクタと三軸真空レセプタクル

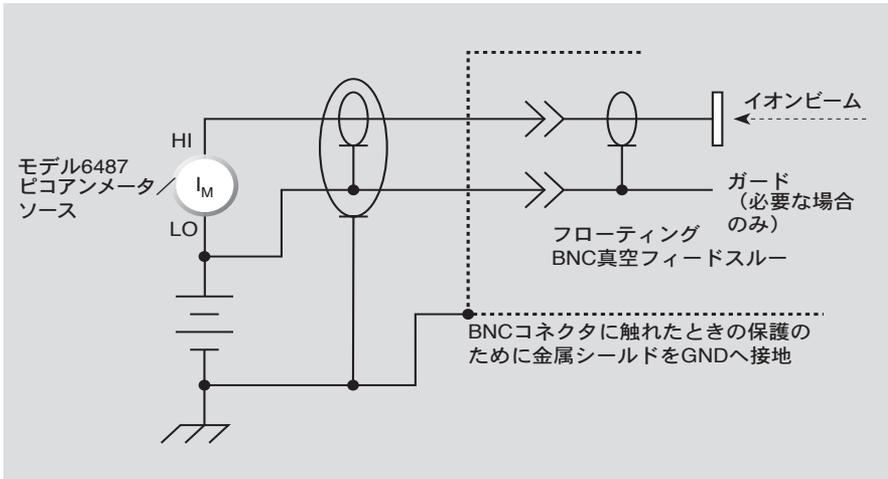


ださい (図 4-18)。この金属製安全シールドはグラウンドへ接続します。グラウンドから浮いた入力信号の処理法について詳しくは 2.6.8 項で考察します。

グラウンドからのバイアスが 42V 未満の場合は、絶縁した BNC 真空フィードスルーにさらに安全シールドを施す必要はありません。

接続が完成したならば、イオンビーム電流が流れていない状態でバイアス電圧をオンにして電流測定を行うことにより、システムが正常に動作していることを確認してください。この状態で、測定対象であるイオン電流と比較して無視できない量の電流が観測されるのであれば、リーク電流が流れる隠れた経路が存在すると考えられますので対策を施してください。

図 4-18: イオンコレクタと BNC レセプタクル



多くの場合、ビーム電流は時間の関数としてプロットされます。具体的にはピコアンメータのアナログ出力または IEEE-488/RS-232 ポートを介して指示値を取り込み、グラフィックプログラムソフトウェア (例: ExcelLINX) や表計算ソフトウェアを使用してグラフを作成します。

4.3.5 アバランシェ光ダイオードの逆バイアス電流測定

概要

アバランシェ光ダイオード (APD) は、逆電圧をかけることにより内部でゲイン発生機構が作動する高感度・高速光ダイオードです。APD のゲインは逆バイアス電圧の大きさによってコントロールされ、逆バイアス電圧が大きくなるとゲインも大きくなります。APD として機能させるためには、雪崩のような光電流の増幅 (連鎖反応に似ています) が起きるような電界強度で、ダイオードを動作させる必要があります。APD は光に対する強い感度が要求される様々なアプリケーション (光ファイバ通信、シンチレーション検出器など) で使用されています。

APD に関連する電氣的測定に共通に現れる項目には降伏電圧、応答度、逆バイアス電流の測定などが含まれます。標準的な APD の最大電流定格が 10^{-4} から 10^{-2} A 程度であるのに対して、暗電流は 10^{-12} から 10^{-13} A という非常に小さな値を示します。最大逆バイアス電圧は APD の製造材料に依存し、InGaAs APD の場合で 100V、Si デバイスの場合で 500V に達します。

試験の説明

APD の逆バイアス電流を測定するためには単に広いレンジで電流測定が可能であるばかりでなく、電圧掃引信号を出力できる装置が必要となります。このような要求に対応できる装置として、例えば モ

デル 6487 ピコアンメータ / 電圧源やモデル 6430 サブフェムトアンペアソースメータなどが理想的です。

モデル 6430 に光ダイオードを接続した回路例を図 4-19 に示します。フォトダイオードは電氣的に遮蔽され、かつ光も遮断されたボックスに入れてください。敏感な電流測定を静電気干渉から保護するために、ボックスをモデル 6430 の LO 端子へ接続しておきます。

図 4-19: APD とモデル 6430 サブフェムトアンペア リモートソースメータとの接続

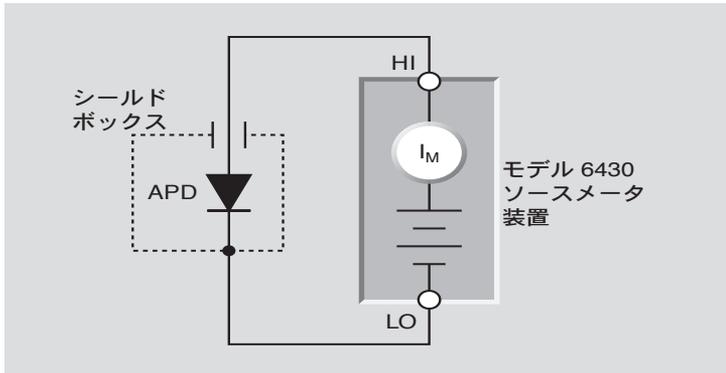
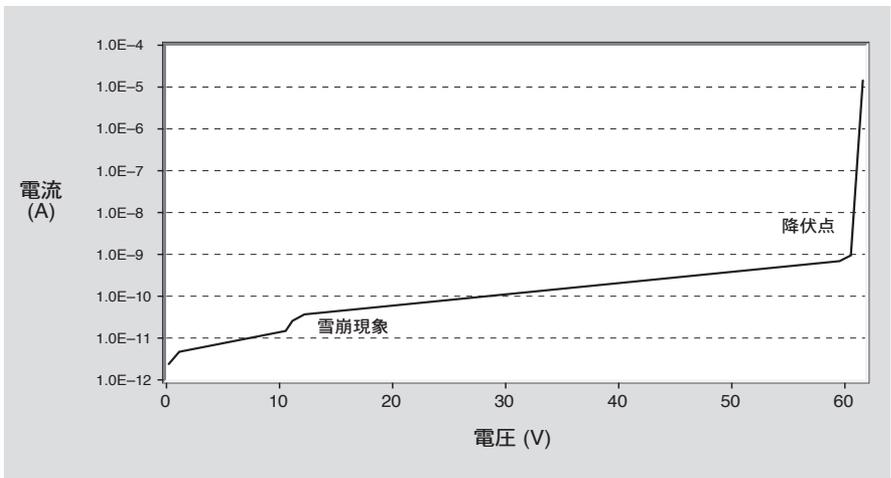


図 4-20 に示すのは InGaAs APD の逆電圧掃引と電流の関係を示すグラフであり、モデル 6430 ソースメータを使用して取得したデータです。電流測定レンジが非常に広いことに注意してください。電子雪崩の起こる領域をより明確に示したい場合は光を強くすることが有効です。降伏電圧を超えると光がダイオードに当たって電流を発生しなくても、電子ホールペアが生成するようになるため、この領域を超えると電子が自由に流れ始めます。

図 4-20: 逆電圧掃引と電流の関係 : InGaAs APD



4.4 高抵抗測定アプリケーション

エレクトロメータは電流を供給して電圧を測定するか、または電圧を供給して電流を測定するかのどちらか方法で、高抵抗を測定します。これらの方法の詳細は2.4項で解説されています。ピコアンメータであっても電圧源機能を持つ機種であれば高抵抗測定に使用することができます。高抵抗測定を含む代表的アプリケーションには表面絶縁抵抗試験、絶縁体や半導体の抵抗率測定、高抵抗体の電圧係数試験などが含まれます。

4.4.1 プリント回路基板の表面絶縁抵抗テスト

概要

プリント回路基板 (PCB) の低い表面絶縁抵抗 (SIR) によって、基板上の回路の性能が大きく低下することがあります。基板の表面絶縁抵抗に影響を与えるファクタとして、基板材料、はんだマスクや絶縁保護コーティングなどの被膜、基板の汚れの程度、相対湿度などがあります。

PC 基板の絶縁抵抗の範囲は、通常は $10^7\Omega$ から $10^{16}\Omega$ です。測定にはエレクトロメータかピコアンメータを使う必要があります。この項ではモデル 6517A エレクトロメータ/電圧源を使用した表面絶縁抵抗測定について説明します。アプリケーションによっては、モデル 6487 ピコアンメータ/電圧源をモデル 6517A の代わりに使うこともできます。

基本的な試験操作手順

絶縁抵抗試験の操作手順はサンプルの準備、コンディショニング、および測定実行に分かれます。詳しい作業内容は使用する個々の試験法によって異なります。

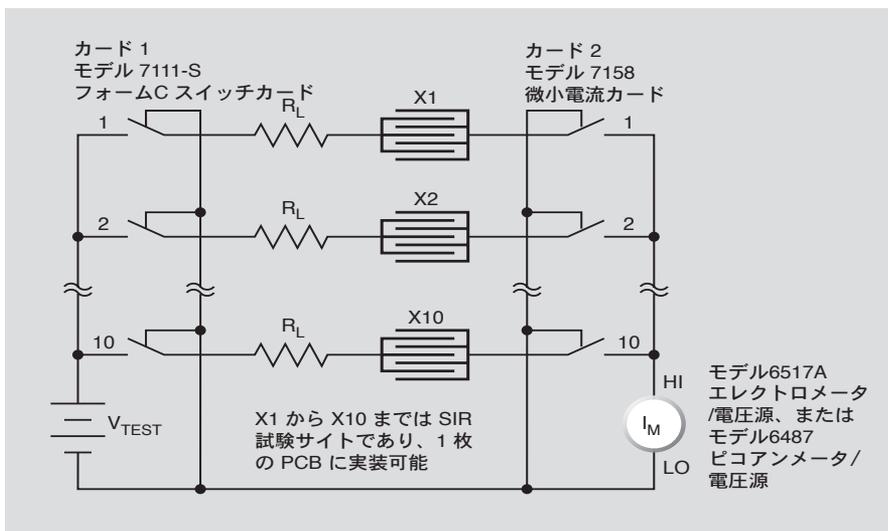
まず準備として、サンプルを目視検査して欠陥がないことを確認します。次にテフロン絶縁したリード線をサンプルに取り付けます。別法としてカードエッジコネクタ付の試験基板を使用することも可能であり、この方法によれば試験システムへの接続がさらに容易になります。最後に、使用する試験法の要求に合わせてサンプルのクリーニングと乾燥を行います。サンプルの準備が整ったならば、サンプルを温度と湿度がコントロールされた実験環境に入れる前、実験中、取り出した後それぞれについて絶縁抵抗測定を行うのが標準的な手順です。

測定を行うときは一定電圧を予め決められた長さの時間（通常は 60 秒）だけ印加しておき、そのとき流れる電流をピコアンメータまたはエレクトロメータで測定します。

試験構成

図 4-21 に示すのは 10 個所の試験サイトの絶縁抵抗をテストできるシステムの模式図です。各試験サイトそれぞれが相互に独立した抵抗器と考えることができます。モデル 6517A エレクトロメータはバイアス電圧 V_{test} を印加してリーク電流を測定し、その結果を基に各抵抗器の抵抗値を計算します。モデル 7001 スイッチシステムはテストパターン (X1 から X10) にしたがって、エレクトロメータと電圧源を切換えてゆきます。

図 4-21:10 個所の試験サイトを測定する SIR 試験システム



電圧チャンネルの切換えにはモデル 7111-S 40-チャンネルフォーム C スイッチカードを用い、電流チャンネルの切換えにはモデル 7158 微小電流スキャナカードが使用されています。モデル 7111-S カードを使用するシステムではソース電圧の最大値が 110V に制限されます。

X1 を測定するときは 7111-S カードのチャンネル 1 と 7158 カードのチャンネル 1 が閉じられ、これによって抵抗器 X1 にバイアスが印加されます。この状態で安定化を待ち、指定された“soak”（吸収）時間経過後に電流を測定します。抵抗器 X2 を測定するときは 7111-S と 7158 カードのチャンネル 1 が開き、それに代わって両カードのチャンネル 2 が閉じます。ここでも、指定された“soak”時間の経過を待ってから電流測定が行われます。

抵抗 R_L はスイッチとエレクトロメータを大電流から保護するための電流制限抵抗です。これらの抵抗の値は、最大測定電流が流れたときに抵抗両端の電圧降下が測定精度に影響を及ぼさないように選択しなければなりません。

あるチャンネルが開くと、それに対応する抵抗器端子が回路の LO に繋がることに注意してください。これにより、抵抗に電荷が残っていたとしてもそれが回路の LO へ放電されますから、測定されていない時間帯の抵抗には全く電荷が残っていません。

ここで説明したシステムで測定できる試験サイトは 10 個所までに限られますが、モデル 7001 をモデル 7002 スキャナメインフレームへ置き換えてスキャナカードを増設することによって、簡単に試験サイトを増設することができます。モデル 7002 は最大 10 枚までのスキャナカードをコントロールする機能を備えています。

4.4.2 絶縁材料の抵抗率測定

概要

抵抗率を決定するには、まず抵抗値を測定してからその値にサンプルの幾何形状に応じた変換を施して、表面または体積抵抗率を算出します。絶縁材料の抵抗を測定する理想的な方法は既知の電位をサンプルに印加して、その結果流れる電流をエレクトロメータまたはピコアンメータで測定することです。サンプルの幾何形状を考慮に入れるためには適切な寸法を持つ電極を使用すべきであり、例えばケースレーのモデル 8009 抵抗率チャンバなどがこの目的に適しています。この電極は ASTM 規格 D257 ("DC Resistance or Conductance of Insulating Materials") に則して設計されています。この項では適切な試験治具を使用して表面 / 体積抵抗率を測定する手法を詳しく説明するとともに、極性切換え法や電圧切換え法などの抵抗率測定法についても解説します。

体積抵抗率測定

体積抵抗率は物質を直接通り抜けるリーク電流の尺度となる値であり、1 立方センチの絶縁材料を通りぬけるときの電気抵抗として Ω -cm 単位で表されます。体積抵抗率測定では試験サンプルを 2 つの電極の間に挟み、電極間に一定の電位差を与えます。これにより試験サンプルの体積内に分布して流れる電流の総量をピコアンメータまたはエレクトロメータを使用して測定します。得られた電流値をもとに、電極の幾何形状およびサンプルの厚みを考慮して抵抗率を計算します。

$$\rho = \frac{K_V \cdot V}{t \cdot I}$$

ここに、 ρ = 体積抵抗率 (Ω -cm)

K_V = 体積抵抗率測定に使用する試験セルの幾何形状によって決まるセル定数 (cm^2)

V = 印加した電圧 (V)

I = 測定された電流 (A)

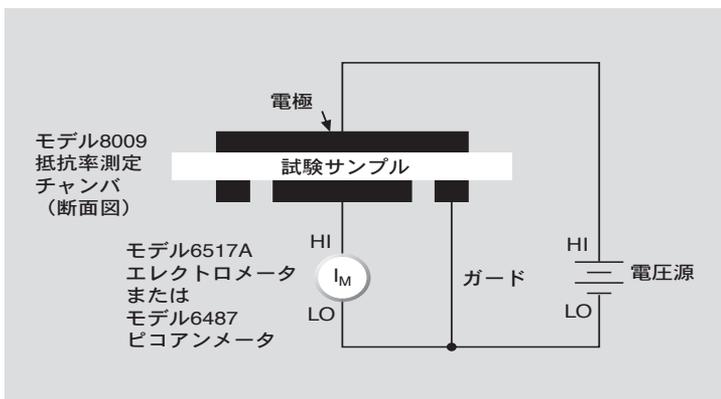
t = サンプルの厚み (cm)

体積抵抗率測定を規定する ASTM D257 に準拠した測定回路構成を図 4-22 に示します。この回路では電流計の HI を電極の底面に接続し、電圧源の HI を電極の上面に接続しています。一方、電流計と電圧源の LO は一緒に接続しておきます。表面を流れるリーク電流が測定値に加算されるのを防止するため、下側電極を取り巻く外周電極はガード (電流計の LO) へ接続しておきます。

表面抵抗率測定

表面抵抗率はある材料の表面が示す電気抵抗と定義され、 Ω 単位で表示されます (通常は正方形あたりの抵抗を意味します)。表面抵抗率の測定では 2 個の電極を試験サンプルの表面に配置しておき、両者に電位差を与えて流れる電流を測定します。表面抵抗率は次式にしたがって計算されます。

図 4-22: 体積抵抗率



$$\sigma = K_S \cdot \frac{V}{I}$$

ここに、 σ = 表面抵抗率 ($\Omega\text{-cm}$)

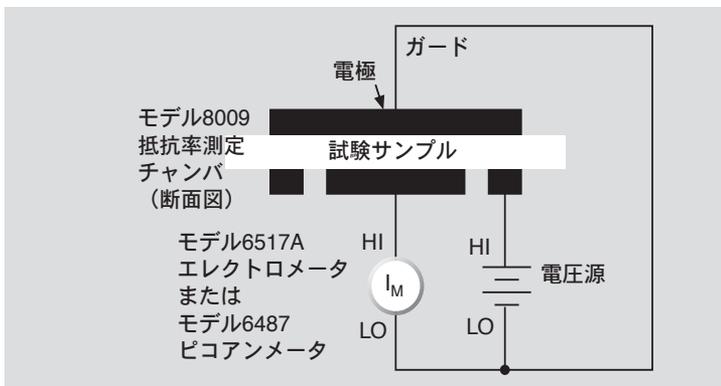
K_S = 表面抵抗率測定に使用する試験セルの幾何形状によって決まるセル定数

V = 印加した電圧 (V)

I = 測定された電流 (A)

表面抵抗率測定に使用する回路構成を図 4-23 に示します。体積抵抗率測定の回路とよく似ていますが、サンプル底面に貼り付けた2つの電極を使用して抵抗を測定する点が異なります。サンプル上面の電極はガードとして機能することに注意してください。これにより絶縁体を横切って流れる電流だけがピコアンメータによって測定されます。

図 4-23: 表面抵抗率



試験パラメータ

体積抵抗率と表面抵抗率の値は何種類かの因子に依存します。まず、これらの抵抗率は印加する電圧の関数です。場合によっては電圧を意図的に変えて絶縁体の電圧依存性を調べることもあります。抵抗率は電圧印加時間の長さの関数としても変化します。電圧印加によって材料の特性が指数関数的に変化するため、電圧を印加している時間が長くなるほど測定される電流は小さくなります。

湿度は表面抵抗率測定に大きな影響を与え、それよりも程度は小さくなりますが、体積抵抗率測定にも影響を与えます。水分が存在すると正常な状態よりも低い表面抵抗率が測定されます。

それぞれの試験から得られた結果を正確に比較できるようにするためには、毎回の試験で印加電圧と印加時間、環境条件を一定に保たなければなりません。

モデル 8009 抵抗率チャンバを使用する

モデル 8009 抵抗率チャンバを使用すれば特別なサンプル調製なしに測定を行うことができます。この測定治具を使用するだけで標準化された電極構成が実現できますから、サンプル表面に塗装電極を作成したり水銀を充填したリングを使用するなどの手間が生じません。モデル 8009 の使用に適した推奨サンプルサイズは直径が 2.5 ～ 4 インチ、厚みが最大で 0.125 インチまでです。

特別に硬いサンプル、例えばガラスエポキシやセラミックなどでは、ステンレス製電極とサンプル表面の間に介在物を必要とすることがあります。モデル 8009 には上面と下面電極に取り付けてサンプルと治具との接触性を高める導電性ゴムが含まれています。

注意しなければならないのは、電極面積はすなわち実際に接触する媒質の面積に他ならないことです。媒質の面積と形状が電極と異なっていると、システムに与えられた変換定数は意味を失います。

モデル 8009 は治具の蓋が完全に閉じなければ電極に高電圧を印加できないようにする安全インターロックを備えています。この治具は同時にサンプルを静電気干渉から保護してくれます。

オフセット補正法

高い抵抗率を持つ物質を測定するときには、バックグラウンド電流が測定誤差を引き起こすことがあります。バックグラウンド電流は材料内に蓄積された電荷（誘電吸収）や静電荷/摩擦電荷、あるいは圧電効果などによって生じます。バックグラウンド電流は印加した電圧によって流れる電流と同等あるいはさらに大きくなることさえありますから、バックグラウンド電流の向きが測定電流と一致すると、真の値よりもはるかに大きな電流値を測定してしまうことになります。また、バックグラウンド電流が異極性だと、この不要な電流の影響で真の電流とは逆向きの電流が測定されることがあります。この状態が発生すると印加した電圧とは逆の極性の電流が流れることとなりますから、抵抗率を計算すると負の値が得られます。このような問題を解決したい場合は、極性切換え法と電圧切換え法を用いること

に、よりサンプル中のバックグラウンド電流の影響を実質的に完全に解消することができます。

極性切換え法

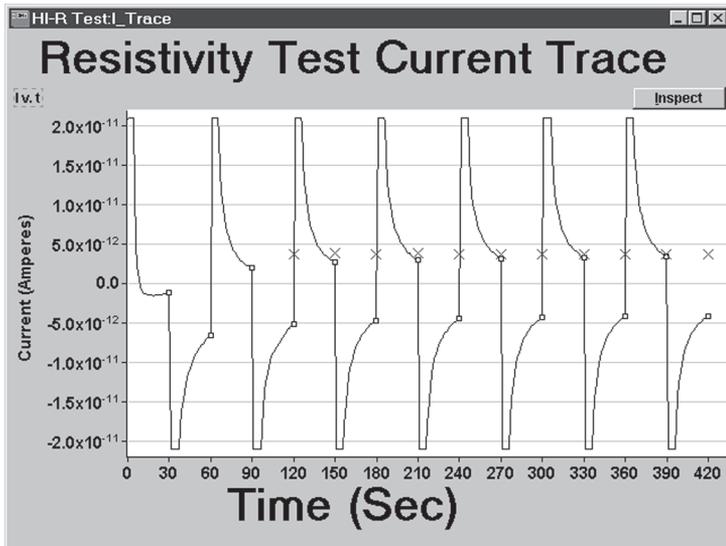
極性切換え法は正の極性を持つバイアス電圧を印加し、指定された遅延時間経過後に電流を測定します。次にバイアス電圧の極性を逆にして印加し、同じ遅延時間の経過を待ってから再び電流を測定します。上記の極性切換えは何回繰り返してもかまいません。こうして得られた最新の電流測定値の加重平均から抵抗の値を計算します。

モデル 6517A エレクトロメータは極性切換え法を1つの試験シーケンスとして装置に内蔵しています。この方法を使用するときは、試験電圧と測定時間および反復回数を指定します。最後に抵抗の値が計算されてメモリに保存されます。

モデル 6524 高抵抗ソフトウェアを使用すれば、極性が交互に切替わる試験電圧を印加したときの電流波形を具体的に表示させることができます。典型的な波形の例を図 4-24 に示します。正または負極性の試験電圧を印加した後の電流が指数関数的に減少することに注意してください。図中の X マークは複数回の直近測定値の加重平均から計算した電流値を表しています。

上記の Hi-R 試験に加えて、このソフトウェアは他に 3 種類のプログラムを含んでいます。Hi-R ステップ応答プログラムは 1 つの電圧ステップが引き起こす電流の過渡的変化を解析するプログラムであり、サンプルごとの適切な測定時間を決定するのに役立ちます。Hi-R 掃引試験は以下のパラメータのいずれか 1 つの掃引をし

図 4-24: 極性が交互に切替わる電圧を印加したときの実際の電流波形



ながら電流または抵抗を測定します。切換え電圧、オフセット電圧、または測定時間。Hi-R、T、RH プログラムは抵抗値を時間の関数としてプロットするばかりでなく、適当なプローブを装着することにより温度または相対湿度を同時にプロットしてくれます。

電圧切換え法

モデル 6487 ピコアンメータ / 電圧源には電圧切換えによるオーム測定方法が組み込まれています。この方法は 2 つの電流測定で構成されています。1 つはユーザ指定の試験電圧による測定でもう 1 つは 0V での測定です。この方法を使用してステップ電圧の印加により生ずる電流差を決定することにより、バックグラウンド電流の効果を消し去ることが可能になります。

4.4.3 半導体の抵抗率測定

概要

半導体材料はドーピングのレベルにより高い抵抗率を持つことがあります。材料との適切な接点を作成する際の問題など、いくつかの理由によって抵抗率の測定が困難になる場合があります。半導体ウェーハや棒状試料の抵抗率測定用に特殊なプローブが設計されています。通常、これらのプローブではタングステンなどの硬い金属を使用して、小さいポイントに接地します。接点抵抗が非常に高いため、4 点共線プローブか 4 つの絶縁プローブが使用されます。2 つの接点が一定の電流を供給し、他の 2 つの接点がサンプルの一部分の電圧降下を測定します。幾何学ファクタを測定抵抗に適用して、ここから抵抗率を計算することができます。

測定は簡単のように見えますが、いくつかの注意を守らなければなりません。以下の 3 つの理由により、接点と電気リード線を十分にシールドすることが重要です。

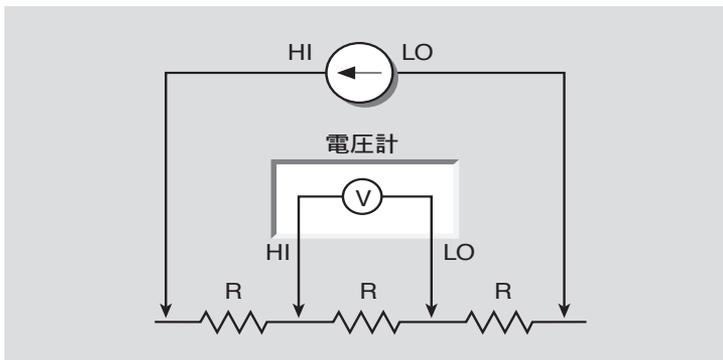
1. 回路には高いインピーダンスが存在し、そのため静電気障害の影響を受けます。
2. 半導体材料の接点によってダイオード作用が発生し、その結果ピックアップが整流されて DC オフセットとして表示されることがあります。
3. 一般にこれらの材料は光に敏感です。

次の項では、4 点共直線プローブと van der Pauw 法を使用した半導体抵抗率測定について説明します。

4 点プローブ法

4 点のプローブを同一直線上に並べる抵抗率測定法であり、抵抗率未知の物質上に 4 個のプローブを等間隔で並べます。このプローブ配列は物質の中央部に配置します。この測定法の模式図を図 4-25 に示します。

図 4-25: 4 点共直線プローブ法による抵抗率測定



この方法では外側の 2 個のプローブに既知量の電流を流して、内側の 2 個のプローブで電圧を検知します。抵抗率は測定値から下式によって計算されます

$$\rho = \frac{\pi}{\ln 2} \times \frac{V}{I} \times t \times k$$

ここに： V = 測定された電圧 (V)

I = 流した電流 (A)

t = ウェーハの厚み (cm)

k = プローブとウェーハの直径比、およびプローブ間隔とウェーハの厚みの比によって決まる補正係数

図 4-26 に示すように、より実際の回路ではそれぞれのプローブ (r_1 から r_4) が接触抵抗 (抵抗の広がり) を持つほかに、電流源 R_C および電圧源 R_V の両方の LO から接地 GND へ至るまでの有限な抵抗、および電圧計の入力抵抗 R_{IN} が存在します。物質によっては接触抵抗 r が測定対象である抵抗 R_2 の 300 倍にも達することがあります。そのため、電流源は予期される値よりもかなり高いコンプライアンス電圧を持つ必要があり、電圧計ははるかに高い入力抵抗を持たなければなりません。

電流源は接地 GND から完全には絶縁されていませんから、サンプルの抵抗値が高くなってくると差動エレクトロメータの使用が必要となることがあります。具体的にはサンプルが非常に高い抵抗 ($10^8 \Omega$ またはそれ以上) を持つ可能性があり、その値がエレクトロメータ・電圧計の絶縁抵抗 (入力 LO - 筐体間、 R_V) と同じ程度に達すると問題が生じます。図 4-26 に示すように、電流源の LO 端子からサンプルを通して AC 電流が流れ、これが電圧計の LO 端子へ抜けて最終的に GND へ戻ります。この電流の流れによって r_3 に電圧降下が生じ、電圧計がプローブ 2 と 3 の間の電圧を測定するときの誤差の原因となります。

図 4-26:4 点共直線プローブ法を用いる実用回路

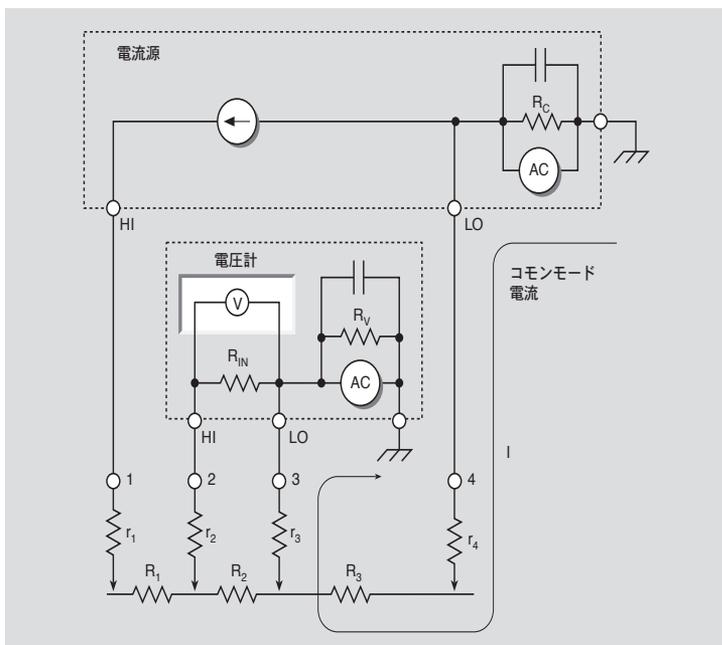


図 4-27: 差動法による4点プローブ測定

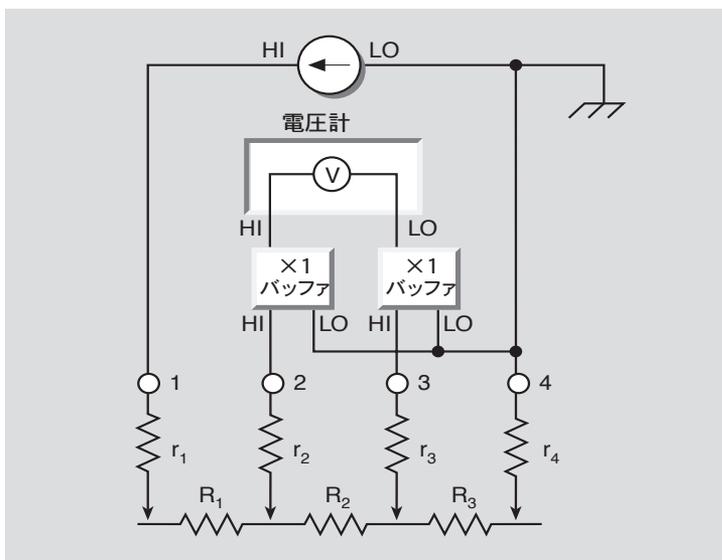


図4-27に示すように2台のエレクトロメータを使用することで、この問題を解消することができます。図の電圧計は2台のエレクトロメータのバッファ出力の差を読み取りますが、この差が R_2 両端に生ずる電圧に等しくなります。 r_1 から r_4 までの値はプローブが材料に接触するときの抵抗を表しています。ユニティゲインのバッファは非常に高い入力インピーダンスを持ちますから、 r_3 には非常に小さな共通モード電流しか流れず、したがって R_2 を簡単にキャンセルすることができます。これらのバッファは JFET オペアンプペアを使用するか、または2台のエレクトロメータを使用してユニティゲイン出力を実現しています。

リーク電流の発生を防止するため、サンプルに接触するプローブには適切な絶縁またはガードが施されていなければなりません。電流源についてもガードを施す必要があります。ガードの詳細な考察については 2.2.1 項をご覧ください。

van der Pauw 法

抵抗率測定法の1つである van der Pauw 法も定電流法を使用します。van der Pauw 法の特徴はサンプルの大きさや接触点間距離が問題とならないことにあり、このことから非常に小さなサンプルの測定に適しています。van der Pauw 法は平坦な任意形状サンプルの境界上に4個の接点を相互に離して取付け、図 4-28 に示す要領でサンプル周りの測定を全部で8回行います。

2つの抵抗率の値、 ρ_A および ρ_B は以下のように計算されます。

$$\rho_A = \frac{\pi}{\ln 2} f_{At_s} \frac{(V_2 + V_4 - V_1 - V_3)}{4I}$$

$$\rho_B = \frac{\pi}{\ln 2} f_{Bt_s} \frac{(V_6 + V_8 - V_5 - V_7)}{4I}$$

ここに： ρ_A および ρ_B は抵抗率 ($\Omega \text{ cm}$)

t_s はサンプルの厚さ (cm)

$V_1 - V_8$ は電圧計によって測定された電圧

I はサンプルを流れる電流 (A)

f_A および f_B はサンプルの対称性に基づく幾何学的因子であり、2つの電圧比 Q_A および Q_B との関係は以下ようになります (完全に対称である場合は、 $f_A = f_B = 1$)。

Q_A および Q_B は、測定された電圧を使用して以下のように計算できます。

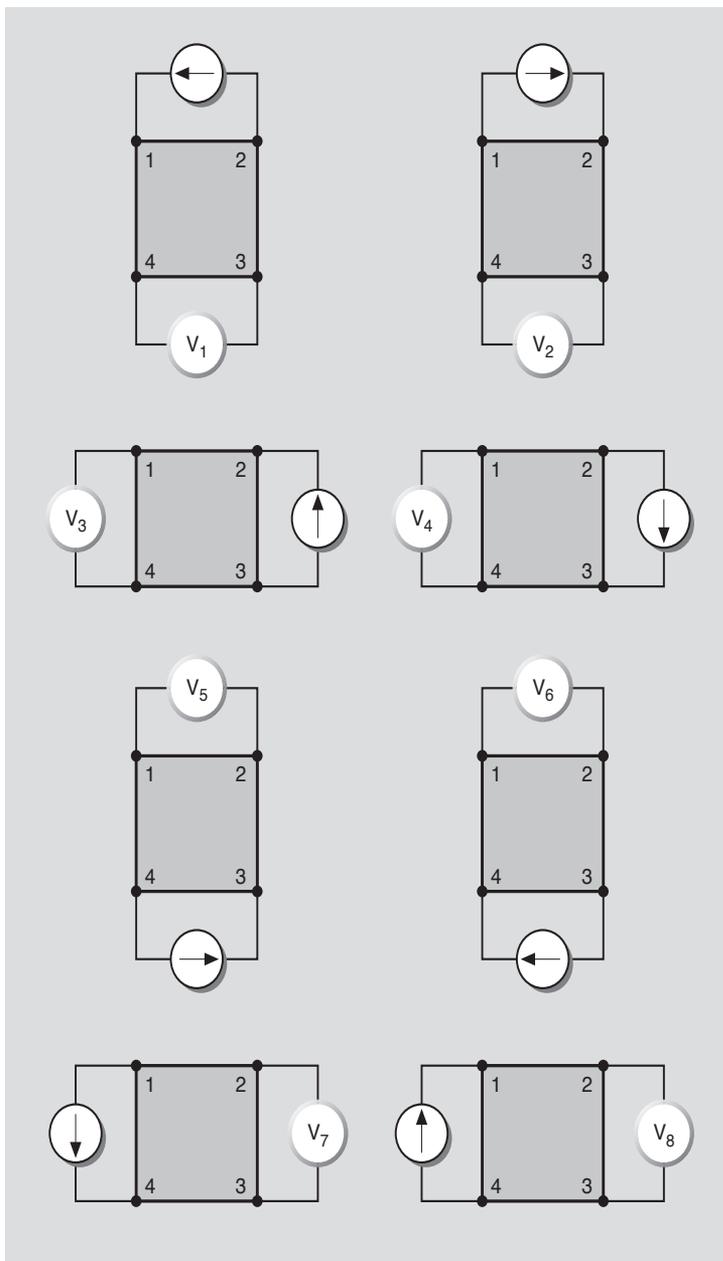
$$Q_A = \frac{V_2 - V_1}{V_4 - V_3}$$

$$Q_B = \frac{V_6 - V_5}{V_8 - V_7}$$

また、 Q および f の関係は以下ようになります。

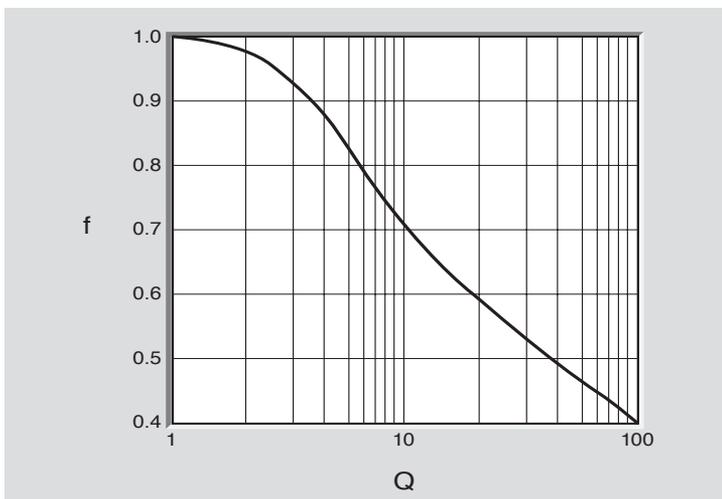
$$\frac{Q-1}{Q+1} = \frac{f}{0.693} \operatorname{arc} \cosh \left(\frac{e^{0.693/f}}{2} \right)$$

図 4-28: van der Pauw 方式抵抗率測定 of 規則



この関数のプロットを図 4-29 に示します。f の値は、すでに Q が決められているこのプロットから読み取れます。

図 4-29: f 対 Q のプロット



ρ_A と ρ_B の差が互いの 10% 以内でない場合には、サンプルが十分に均一でないため抵抗率を正確に求めることはできません。

ρ_A と ρ_B が得られたら、平均抵抗率 ρ_{AVG} を以下のように求めることができます。

$$\rho_{AVG} = \frac{\rho_A + \rho_B}{2}$$

4 点共直線法と同じように、サンプルの抵抗が電圧計の絶縁（計器のコモンから GND へ）と同じような大きさになるときは、差動測定が必要になることがあります。図 4-30a が示すように、コモンモード電流がサンプルの端子 4 と 3 の間を流れる可能性があります。図 4-30b に例を示すユニティゲインのバッファと差動測定を行うことによってこの問題を解決することができます。この方法を用いることによって端子 4 と 3 の間を流れるコモンモード電流が非常に小さくなります。

図 4-31 に示すシステムでは van der Pauw 測定を行うために、ケースレーのモデル 7065 ホール効果カードを使用しています。このシステムが含む装置類は次のとおりです：モデル 7065 ホール効果カード、モデル 2000 DMM、モデル 6220 電流源、モデル 6485 ピコアンメータ、およびモデル 7001 スイッチシステム。サンプルの全周をカバーするように電流源と電圧計のスイッチを自動切換えするのがホール効果カードの役割です。これにより、リード線を 4 回取り外して接続し直す手間を省くことができます。さらに、このカードにはユニティゲインのバッファが組み込まれていますから、抵抗率の高いサンプルの差動測定も簡単に実現することができます。正

図 4-30a: コモンモード電流が測定誤差を引き起こす

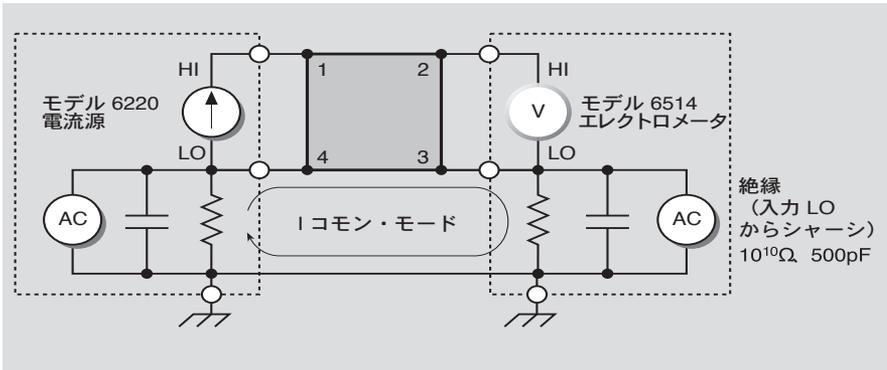
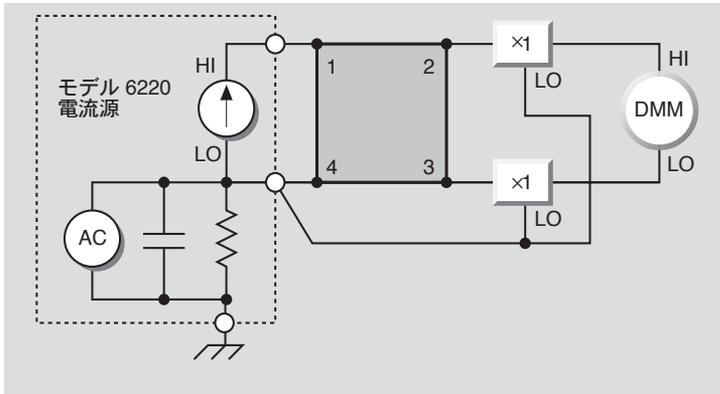


図 4-30b: 差動測定によってコモンモード誤差を解消する回路



しくコントロールされた磁場を印加することにより、このシステムはサンプルの持つホール係数を決定する目的にも使用できます。

モデル 4200-SCS は 4 点共直線プローブ法と van der Pauw 法のどちらの抵抗率測定法にも対応できる半導体評価システムです。高抵抗サンプルの測定では非常に高い入力インピーダンス (> 10¹⁴ Ω) を持つ電圧計と、非常に小さな電流 (< 1nA) を出力可能で、かつ出力インピーダンスの大きな電流源が必要となります。モデル 4200-SCS はこのようなアプリケーションに適したシステムであり、複数の高入力インピーダンス (> 10¹⁶Ω) SMU と精密な微小電流源から構成されています。

4 台の SMU と 4 つのプリアンプで構成したモデル 4200-SCS を使用すれば、van der Pauw 法による抵抗率測定も可能です。このケースではサンプルの各端子に 1 台の SMU を接続し (図 4-32 参照)、ITM (Interactive Test Module) を使用して SMU の機能をコントロールします。

図 4-31: van der Pauw 測定システム

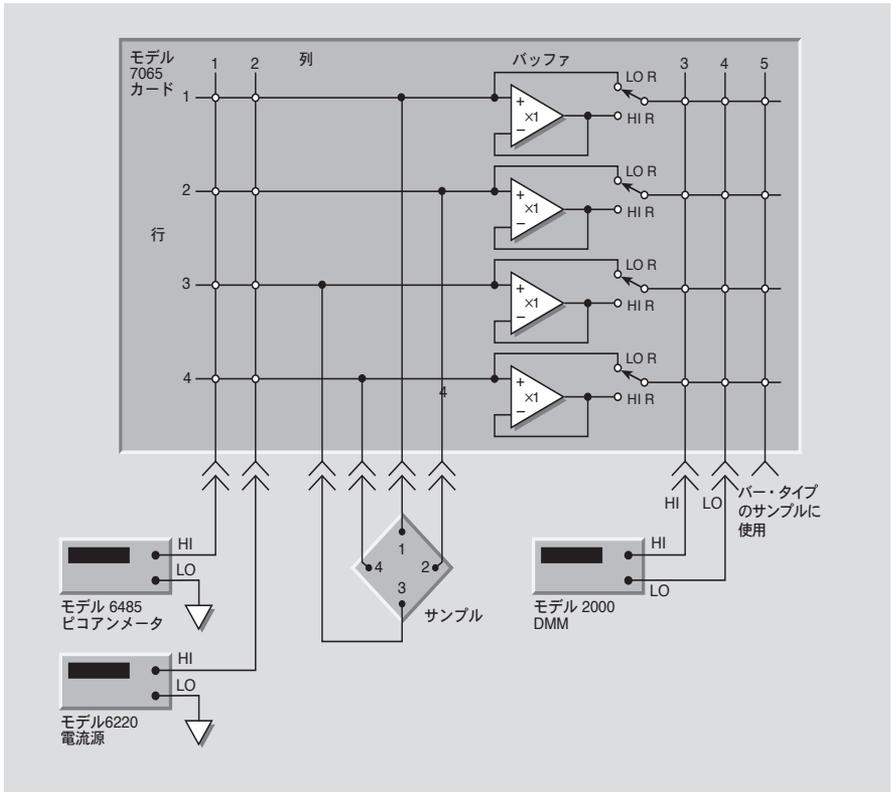
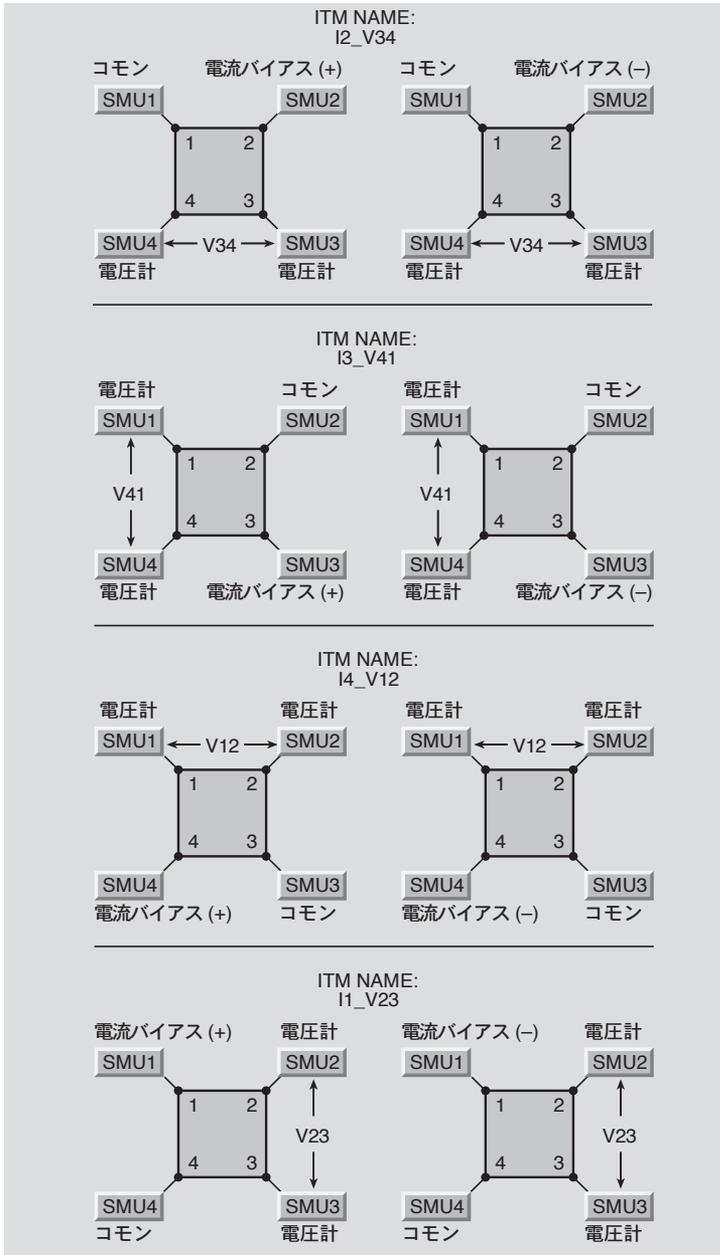


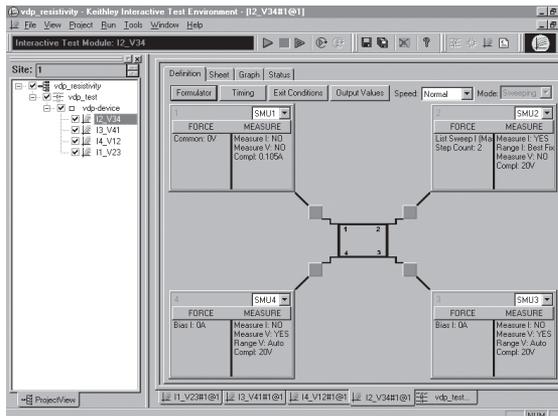
図 4-32: モデル 4200-SCS における van der Pauw 測定構成



対話的プログラミングを用いて各 SMU の機能を電流源から電圧計、さらにコモンへと切換えることにより、サンプルの全方位に電流を送り出して電圧を測定する操作を自動的に実行することができます。サンプルのすべての端子について各 SMU の機能を電流源から電圧計へ切換えて測定を行うためには外付けのスイッチが必要となります。

ケースレーはモデル 4200-SCS を用いて van der Pauw 法で抵抗率を測定するための「プロジェクト」を提供しています。図 4-33 はこのプロジェクトの画面キャプチャ例です。この画面例では SMU1 はコモン、SMU2 は電流バイアス用として、SMU3 および SMU4 は電圧計としてそれぞれ設定されています。

図 4-33: モデル 4200-SCS を使用する van der Pauw 抵抗率測定画面のキャプチャ例



電磁石を利用すればモデル 4200-SCS を使用してホール係数を決定することも可能です。

4.4.4 高抵抗の電圧係数のテスト

概要

高抵抗の抵抗値は、印加される電圧の変化にともなって変化します。この効果は電圧係数として知られています。電圧係数とは、印加する電圧の単位変化に対する抵抗の変化の割合（パーセント）です。これは以下のように定義されています。

$$\text{電圧係数 (\%/V)} = \frac{(R_2 - R_1)}{R_1} \times \frac{1}{(V_2 - V_1)} \times 100\%$$

また、電圧係数は以下のように ppm で表すこともできます。

$$\text{電圧係数 (ppm/V)} = \frac{(R_2 - R_1)}{R_1} \times \frac{1}{(V_2 - V_1)} \times 10^6$$

ここで、 R_1 = 最初に印加された電圧 V_1 によって決まる抵抗

R_2 = 次に印加された電圧 V_2 によって決まる抵抗

$$V_2 > V_1$$

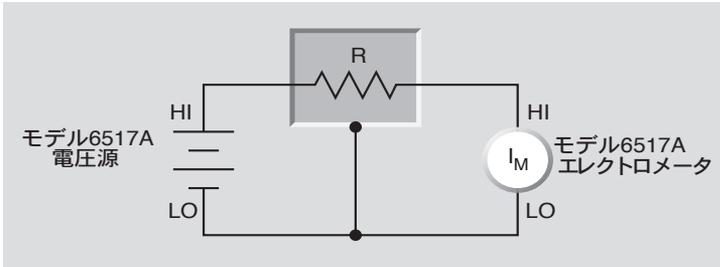
10GΩ の抵抗の代表的な電圧係数は、約 -0.008%/V または -80ppm/V です。したがって、測定回路に高抵抗が必要な場合には、誤差を解析する際に、すべての時間および温度誤差ファクタに加え、電圧係数によって発生する誤差についても考慮しなければなりません。

モデル 6517A を使用して電圧係数を決定する

高抵抗の電圧係数を決定するためには、電圧を送り出して微小電流を測定する機能が必要です。この測定には例えばモデル 6517A のようなエレクトロメータが必要です。モデル 6517A では電圧係数を決定するための試験シーケンスが装置内に組み込まれています。この試験シーケンスは 2 段階の異なる電圧レベルで抵抗値を測定し、その値から電圧係数を計算して 1 ボルトあたりの抵抗の変化をパーセントで表示してくれます。

図 4-34 に示すのは 6517A を使用して電圧係数測定を行う標準的な試験回路の構成です。ノイズとリーク抵抗をできる限り小さくするため、測定対象となる抵抗器はシールドとガードが施された試験治具内に収容してください。試験治具のシールドをエレクトロメータの LO 端子に接続し、この LO 端子をソースの LO へ接続してください。エレクトロメータの HI 端子を抵抗器の一方の端子に接続し、抵抗器の他方の端子を電圧源の HI 端子に接続します。

図 4-34: モデル 6517A エレクトロメータを使用して電圧係数を測定する回路接続



まず最初に試験電圧 V_1 を与えて抵抗を測定し、その値が R_1 であるとします。次に試験電圧 V_2 (V_2 は V_1 よりも高い電圧とします) を与えて抵抗を測定し、その値を R_2 とします。これらの値を「概要」で説明した式に代入して計算することにより抵抗器の電圧係数が得られます。

4.5 電荷測定アプリケーション

クーロンメータと電荷測定を行う方法については、すでに第 1 章と第 2 章でそれぞれ説明しました。電荷測定を行うにはそれに付随してキャパシタンスの測定や物体に帯電した静電荷の測定が伴います。2.3.7 項で説明したように、電荷測定法は微小電流 (< 10fA) の測定にも応用されます。

4.5.1 キャパシタンス測定

概要

エレクトロメータのクーロン測定機能をステップ出力可能な電圧源と組み合わせることにより、キャパシタンスを測定することができます。この方法を用いると 10pF 未満から数百 nF に及ぶキャパシタンスを測定できることから、ケーブルやコネクタのテストにも役立ちます。未知キャパシタンスはエレクトロメータ入力端子とステップ電圧源に直列に接続します。キャパシタンスは次の式によって計算されます。

$$C = \frac{Q}{V}$$

試験法

モデル 6517A エレクトロメータを使用してキャパシタンスを測定する基本的な回路構成を図 4-35 に示します。装置を電荷(クーロン)モードに設定し、内蔵する電圧源を使用してステップ電圧を供給します。電圧源をオンにする直前に計器のゼロチェック機能をオフにすると共に、REL 機能を使用して表示をゼロにすることにより電荷表示値をクリアしておきます。次に電圧源をオンにして直ちに電荷指示値を読み取ります。この値をもとに次式からキャパシタンスを計算します。

$$C = \frac{Q_2 - Q_1}{V_2 - V_1}$$

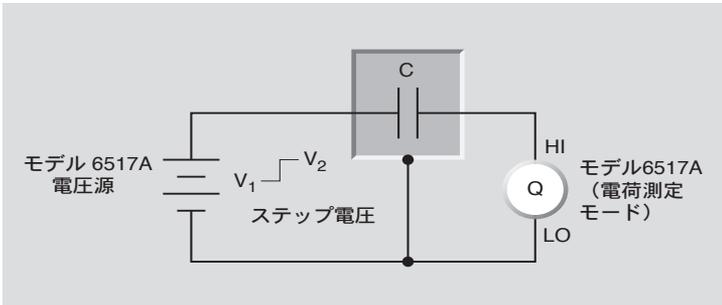
ここで、 Q_2 = 最終電荷

Q_1 = 初期電荷 (これをゼロと見なします)

V_2 = ステップ電圧

V_1 = 初期電圧 (これをゼロと見なします)

図 4-35: モデル 6517A エレクトロメータを使用するキャパシタンス測定



指示値を記録したならば電圧源を 0V にリセットしてデバイス内の電荷を消散させます。デバイスを操作するときは、キャパシタンスが安全なレベルまで放電されていることを必ず確認してください。

未知キャパシタンスはシールドされた試験治具に収め、そのシールドをエレクトロメータの LO 入力端子に接続してください。HI 入力端子は未知キャパシタンスの最もインピーダンスの高い端子に接続しなければなりません。例えば、ある長さの同軸ケーブルが持つキャパシタンスを測定するのであれば、エレクトロメータの HI 端子をケーブルの中心の導体に接続します。これによりケーブルのシールドが静電的な干渉を最小限に抑えてくれます。

信号の変化速度が大きすぎると、入力段が一時的に飽和状態になって誤った測定値が得られることがあります。エレクトロメータ入力段における電荷移動速度を制限するには、電圧源とキャパシタンスの間に直列に抵抗を挿入してください。特に 1nF を超えるキャパシタンスを測定するときはこの注意が重要です。直列に挿入する抵抗の典型的な値は 10k Ω から 1M Ω 程度です。

4.5.2 ファラデーカップを使用して物体中の静電荷を測定する

概要

絶縁体内では電子がわずかにしか移動できないため、物質内に静電荷が蓄積して障害を発生させる原因となることがあります。問題を引き起こすのは物質内の静電荷それ自体と言うよりは、物質が放電するときのスパークが原因となります。これらの問題を良く理解してコントロールするためには、物体中の静電気を測定できなければなりません。具体的には対象となる物体をファラデーカップに置いて電荷をエレクトロメータで測定します。ファラデーカップはプラスチックやフィルム、液体、気体、電子部品を含む広い範囲の物質や物体の電荷測定に使用できる方法です。

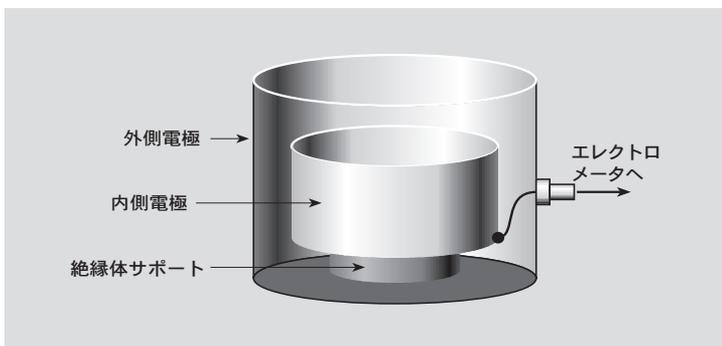
ファラデーカップ（ファラデーケージ、アイスペイルと呼ぶこともあります）は、シート状の金属や導電性メッシュで作られた囲いです。導体で囲まれた内部が空の空間の電界はゼロですから、その内部に置かれた物体は雰囲気中の電界や漂遊電界の影響から完全に遮断され、これにより物体中の電荷の正確な測定が可能になります。

ファラデーカップの説明

ファラデーカップの構造を図 4-36 に示します。ファラデーカップは 2 つの電極から構成され、内側の電極は他方から絶縁材で隔離されています。内側の電極はエレクトロメータの HI へ接続し、外側の電極をエレクトロメータの LO へ接続します。帯電した物体を内側電極の内部に置くと電荷が誘起されて、それがエレクトロメータへ流れ込みます。

試験の対象となる物体の大きさと形状に応じて、ほとんどあらゆる寸法と形状のファラデーカップが考えられます。同軸円筒または同心球が最も典型的な形状ですが、それ以外にもコーヒー缶や塗料缶などの単純な容器が使用されることもあります。電極は導電性さえあればどのような材質であってもかまいません。内側電極を支える絶縁体は非常に抵抗の大きな材料、例えばテフロンやセラミックスなどで作られていなければなりません。

図 4-36: ファラデーカップ



接続を容易にするため、外側電極にはBNCコネクタを取付けておきます。BNCコネクタの外皮またはシールドを外側電極に落とし、BNCコネクタ内部の導体を内側電極に接続します。適当なアダプタを使用してBNCコネクタをエレクトロメータの三軸入力に接続してください。

試験手順

試験を実行するには、まずシールドケーブルを使用してエレクトロメータをファラデーカップに接続します。エレクトロメータに電源を入れ、電荷測定機能を選択してから"Zero Check"をオフにします。"Rel"を押して表示をゼロクリアします。試験対象である帯電した物体をここでファラデーカップ内に落としてください。エレクトロメータの電荷指示値を直ちに読み取ってください。エレクトロメータの入力オフセット電流が計器の入力を充電し続けますから、指示値が安定するのを待ってはいけません。未知電荷がピコクーロンレベルの場合は特にこの注意が重要です。被試験物が導電性を持つ場合は、その物体が電極に接触すると同時に電荷が放電してしまいます。"Zero Check"機能をオンにして、計器のゼロ調節を行い次の測定に備えてください。

4.6 微小電圧測定アプリケーション

ナノボルトメータと微小電圧を測定する方法については、第1章および第3章でそれぞれ説明されています。特に3.2項では精密測定に重大な影響を及ぼす何通りもの誤差発生源について解説しました。微小電圧測定の実用アプリケーションとしては、例えば標準電池の電圧比較や温度の高分解能測定、微小熱量測定などを挙げることができます。

4.6.1 標準電池の比較

概要

標準電池は、多くの電気標準認定機関で基準電圧として使用されている電気化学電池です。正しい取り扱いをすれば、飽和した標準電

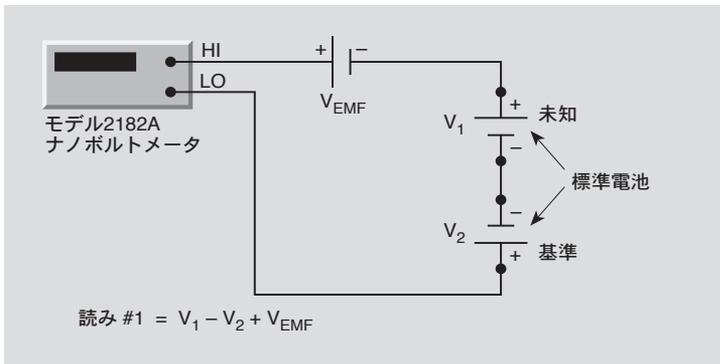
池は非常に安定しています。個々の電池の電圧は、承認された基準値と電池の一連の測定値との差から現在の値を計算して求めることができます。

個々の電池の電圧差がわずか数マイクロボルトであるため、正確に測定を行うためには、ナノボルトメータと微小電圧測定技術が必要です。このアプリケーションでは、2つの標準電池の比較と、高精度基準電圧と標準電池の比較を説明します。

2つの標準電池の比較

標準電池の相互比較は、基準と未知の標準電池との電位差を測定することによって行います。電池の差は、各電池の極性を反転した直列接続を使用して求めます。図 4-37 に示すように、標準電池 (V_1 および V_2) の負端子をメータの HI および LO 入力に接続します。銅伝導体を使用して電池を電圧計に接続し、熱起電力 (V_{EMF}) によって発生する誤差を最小限に抑えます。

図 4-37: 標準電池の比較、読み #1 用の接続

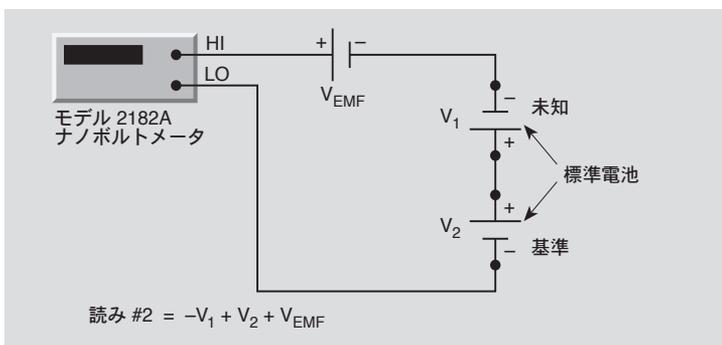


測定用の接続が完了したら、熱によって生じる電位のために発生する誤差を防止するための措置をとらなければなりません。熱起電力の影響を最小限に抑えるためには、図 4-38 に示すように、端子を反転して第 2 の測定を行います。この小さい電圧の差は、3.2.1 項で説明したように、2つの読みの絶対値の平均を求めることにより計算できます。

プロセス全体を通じて、測定する電池の差を安定させる必要があります。繰り返し求めたいいくつかの読みの標準偏差を求めると、より確かな差を求められます。

安定したら、電池の実際の電圧差が求まります。通常は、比較のたびにいくつかの読みの平均を求めます。標準認定機関の状況に応じて、この電池の相互比較プロセスを毎週、毎月、あるいは毎年繰り返し実行します。その結果をプロットし、時間との関係を比較することができます。上記の作業手順は取り扱う電池が 6 個未満であるときに便利な方法です。それ以上の電池を取り扱う必要がある場合は、コンピュータコントロールされた自動スキャナを使用するのが効率的です。

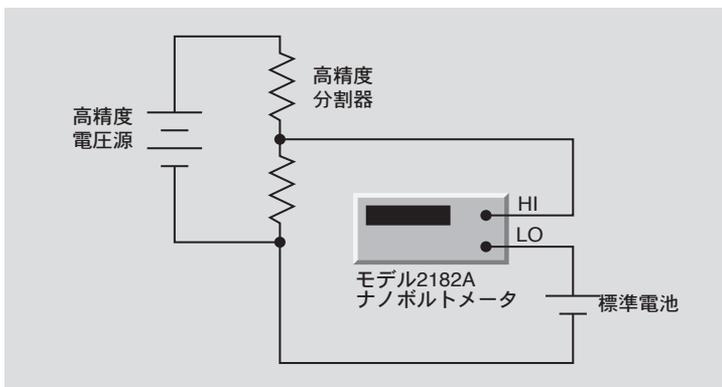
図 4-38: 標準電池の比較、読み# 2 用の接続



高精度電圧源と標準電池との比較

標準電池は精密直流電圧源の電圧値を決定する目的のためにも使用されます (図 4-39 参照)。そのための測定では高精度分割器を用いて電圧源の値を標準セル電圧に近い値へ分割してから、ナノボルトメータをゼロ電圧検出用として用いることにより、分割器出力と標準セルとの電圧差を決定します。分割器の分割比と標準電池の電圧が分かれば、これらの値から精密直流電圧源の電圧を決定することができます。この測定で注意すべきことは、標準電池から電流を引き込まないようにすることです。標準電池から電流が流れると電池電圧の変動を引き起こします。

図 4-39: 高精度直流電圧源と標準電池の比較用の接続



分割器の出力インピーダンスは標準電池のインピーダンスよりもはるかに高いのが普通ですから、ナノボルトメータの HI 端子は図 4-39 に示すように分割器出力に接続するべきです。こうすることにより、抵抗特性を持つ分割器にコモンモード電流が流れて電圧降下が起こるのを防ぐことができます。

4.6.2 高分解能温度測定と微小熱量測定

概要

微小熱量測定は、さまざまなエネルギーの関係を求める際に使用されます。サンプルのサイズが小さい場合、あるいは加熱速度が遅い場合の熱量測定実験には、通常は微小熱量測定技術が必要となります。マイクロカロリメータの設計はアプリケーションによって大きく異なり、そのために多くのマイクロカロリメータは各社で独自に設計されています。テストの実行時には、小さい温度変化の測定が必要となりますが、これは示差熱測定技術を使用して行われています。微小熱量測定の実験では、 $100\mu\text{C}$ ほどの小さい温度変化の測定が必要となります。この項では、熱電対とモデル 2182A ナノボルトメータを使用して、2つのタイプの温度センサと微小熱量測定システムを説明します。

温度センサ

サーミスタや熱電対は、示差熱測定に使用される一般的なタイプのトランスデューサです。使用するトランスデューサの選択は、微小熱量測定アプリケーションによって異なります。

サーミスタは温度に敏感な抵抗で、優れた線形特性と確度特性を備えています。サーミスタには励起信号が必要なため、デバイスが熱の形で電力を放出し、その結果誤差が発生することがあります。

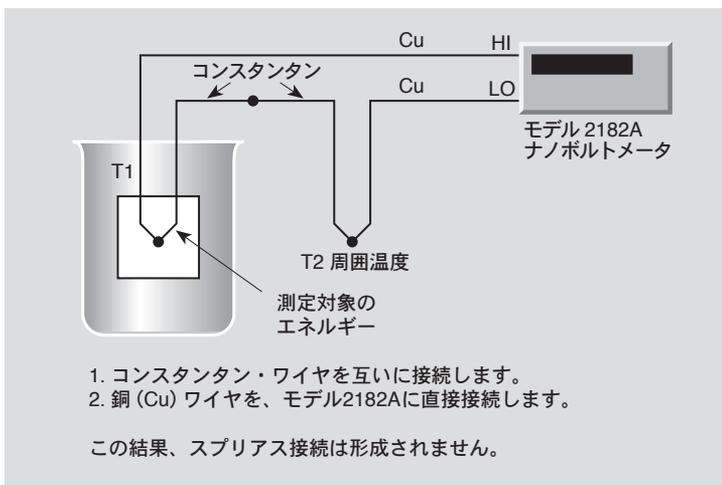
熱電対は2つの異なる金属の接合によって形成されています。これらのデバイスは、最も広く使用されているタイプの温度センサであり、堅牢で安価です。広い温度範囲をカバーする各種の熱電対が数多く販売されています。熱電対の線形特性は、熱電対のタイプと温度範囲によって異なります。

解説

マイクロカロリメータの設計は、実行する実験のタイプによって大きく異なります。ここで説明するアプリケーションでは、簡単なカロリメータを使用して微小熱量測定を実行します。また、温度測定は、示差熱電対サーモメータを使用して行います。差動構成では、1つの熱電対をカロリメータの内部に、もう1つの熱電対をデバイスの外部に配置します。電圧差は温度差に比例し、測定感度は約 $25\text{mC}/\mu\text{V}$ になります(熱電対のタイプによって異なる)。図 4-40 に、代表的なマイクロカロリメータのセットアップを示しました。ここでは、モデル 2182A ナノボルトメータを使用して必要な電圧測定を行います。

カロリメータ内温度の確度は中程度でかまいませんが、実験中の温度変化に対しては、最大の精度と分解能が必須です。必要な分解能を得るためには、差動熱電対の信号をミリ度以下の分解能で測定できるように、電圧計の感度は非常に高くなければなりません。温度については、モデル 2182A が $100\mu\text{C}$ の変化を検出できます(熱電対のタイプによって異なる)。一定の温度変化に対応する電位は熱電対ごとに固有です。

図 4-40: 示差熱測定を使用したマイクロカロリメータ



熱電対は、独立した装置として校正することも、カロリメータの必須部分として製作し、正しく校正することもできます。校正は、標準化されたサーモメータをテストのおおよその温度範囲で使用して行うか、あるいは基準固定点（酸素の沸点など）を使用して実行することができます。

テストを実行する前に、カロリメータの熱容量を求めておく必要があります。熱容量は、既知の熱量を加えたときの温度の上昇を直接測定して求めることができます。熱量は、既知の抵抗に高い確度で電流を印加することによって精密に求めることができます。また、標準化学反応を使用して熱を加えることもできます。

熱電対を使用して微小温度測定を行う場合には、特別な措置が必要です。微小な電圧を測定するため、熱起電力と磁界の影響を考慮しなければなりません。これらの影響の詳細については、第3章の3.2項を参照してください。

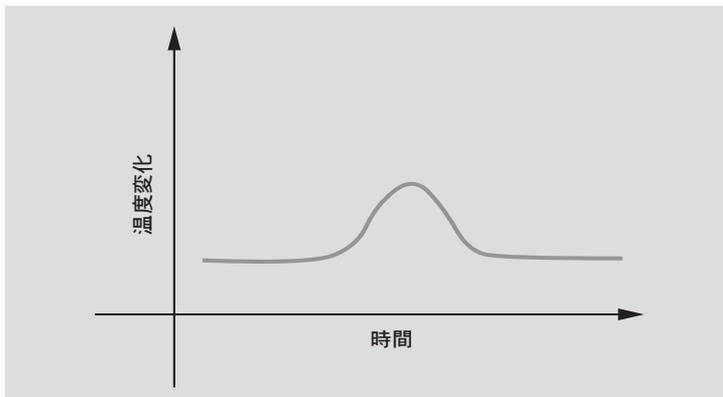
テストの実行

最高の結果を得るためには、モデル 2182A のレンジを 10mV に設定しなければなりません。また、電源周波数のノイズ除去を最大にするために、電源サイクル積分周期 (INPLC) を使用します。ノイズは、フィルタを有効にすることによってさらに低減できます。フィルタの応答時間によって熱量曲線のピークに誤差が生じないように注意しなければなりません。応答時間が遅いフィルタを使用した結果、データのピークが平坦になり、重要な温度情報を間違って解釈することがあります。適切なノイズ除去をし、最適なピーク検出をするため、モデル 2182A はフィルタ設定を選択できるようになっています。

実験の開始前には、カロリメータの内外の温度が同一でなければなりません。ゼロの温度差は、示差熱電対の出力電圧がゼロ・ボルトであることに対応します。温度変化が発生した場合には、この変化を実験の現象によって生じたものと見なすことができます。

テストが終了したら、校正曲線にデータを当てはめて温度に変換し、解析することができます。図 4-41 は、化学反応の代表的な熱量曲線です。通常は、最終結果として、カロリー単位の熱量またはジュール単位のエネルギーが計算されます。

図 4-41: 代表的な熱反応曲線



4.7 微小抵抗測定アプリケーション

微小抵抗測定の実用アプリケーションとしては例えば接触抵抗の測定や超伝導体の抵抗、導体の抵抗測定などを挙げることができます。これらの測定にはマイクロオームメータ、または電流源とナノボルトメータの組み合わせが使用されます。微小抵抗の精密測定に関する考察については 3.3 項をご覧ください。

4.7.1 接触抵抗

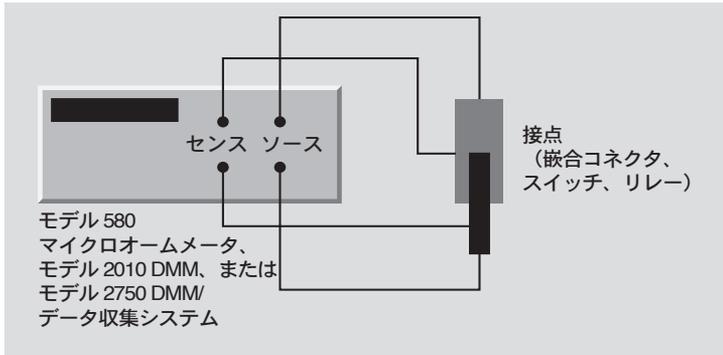
概要

接触抵抗は 1 対の接点を閉じて電流を流すときに生ずる抵抗です。例えばコネクタやリレー、スイッチなどの電気部品の特性評価のために接触抵抗の測定が必要になります。これらの抵抗は数 $\mu\Omega$ から数 Ω 程度の非常に小さな値を通常示します。試験の手順は対象となるデバイスのタイプとアプリケーションの性質によって異なりますが、一般的には接触抵抗測定用として公開されている 2 つの規格である ASTM メソッド B539 ("Measuring Contact Resistance of Electrical Connections") および MIL-STD-1344 メソッド 3002 ("Low-Signal Level Contact Resistance") に準拠した測定が行われます。いずれの方法も、一般原理として 4 端子を用いる接触抵抗測定法が適用されます。

測定方法

図 4-42 に示すのは接点の接触抵抗を試験する回路の基本構成です。リード線抵抗が測定値に加算されるのを防ぐために、4 端子測定機能を持つオームメータを使用します。ソース側端子を接点对の両方の端に接続し、電圧降下を起こす接触部分にできるだけ近い位置にセンス端子を接続します。試験用のリード線による電圧降下と、接点以外のバルク部分の抵抗が測定値に加算されるのを防止するために、このような配慮が必要です。バルク抵抗は、同一形状を持つ金属部分が接触部位の抵抗ゼロで接合したときに接点全体が持つ抵抗を表します。

図 4-42: マイクロオームメータまたは DMM を使用する接点間抵抗測定 (4 線式測定)



デバイスは本来が 2 線式用に設計されていますから 4 線式接続が難しいことがあります。接続方式を最終的に決定するのはそのデバイスのスタイルということになりますが、一般的には標準アプリケーションと同様の方法で測定ができるようにデバイスを調製するようにしてください。電圧プローブはできるだけ接点に機械的に干渉しない位置に取り付ける必要があります。プローブをはんだ付けしてしまうと接触抵抗に予想外の変化を引き起こすことがあります。状況によってははんだ付け以外に適切な方法が無いこともあります。試験接点への接続ポイントが熱起電力を発生させることにも注意が必要ですが、この問題は電流反転法やオフセット補償法を用いることにより解決が可能です (3.3.2 項の説明を参照)。

ドライ回路試験

接点の酸化や皮膜の蓄積による被試験デバイスの抵抗増加の有ったか否かを調べるのが、接触抵抗試験の目的であることもよくあります。このような試験ではたとえ短時間であっても、デバイス両端に印加する電圧が過大にあると酸化層や皮膜が破壊されて、試験結果の信憑性が損なわれることがあります。通常、30mV から 100mV 程度のレベルの電圧でも皮膜が破壊されることがあります。

試験中の接点に過大な電流が流れると、接触領域に微視的レベルでの物理的変化を引き起こすことがあります。例えば、電流による加熱で接点とその周辺が軟化あるいは熔融することが考えられ、その結果として接点領域が広がって抵抗値が減少する可能性があります。

このような問題を避けるために、接触抵抗試験ではドライ回路法を使用するのが普通です。ドライ回路とは、回路に印加する電圧または電流を接合部の物理的・電気的条件下に変化を引き起こさないレベルに制限した回路を意味します。一般的には開回路電圧が 20mV 以下であるか、または短絡電流が 100mA 以下である回路をドライ回路と呼びます。

ドライ回路では低レベルの試験電流が使用されるため、電圧降下（通常はマイクロボルトレンジ）を測定するために非常に感度の高い電圧計が必要となります。ドライ回路以外の他の試験法は接点の物理的、電気的特性を変化させる恐れが常に存在するため、まず被試験デバイスにドライ回路測定を適用してから、他の電気的試験を試みるようにお勧めします。

ドライ回路試験について更に詳しくは 3.3.5 項の説明をご覧ください。

マイクロオームメータ、DMM の使用

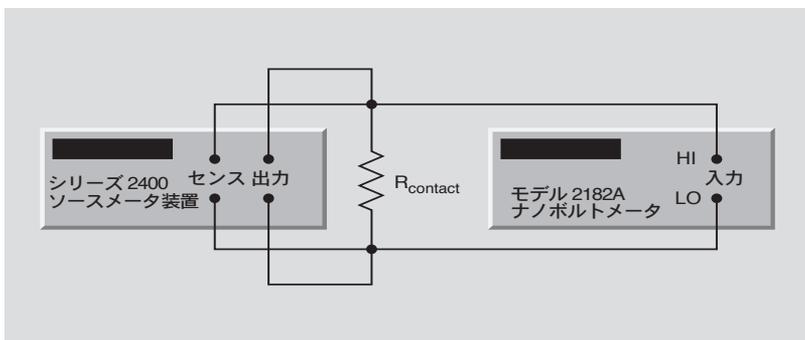
図 4-42 に示すのは 4 線式接触抵抗測定を行う基本回路構成であり、この構成に使用できる装置としてはモデル 580 マイクロオームメータ、モデル 2010 DMM、モデル 2750 DMM/ データ収集システムなどがあります。これらの装置は検知回路に発生する熱電気オフセットをオフセット補償モードを用いて自動的に補償する能力を持つことに加えて、ドライ回路測定機能を内蔵しています。大部分の接触抵抗測定アプリケーションについてはマイクロオームメータまたは DMM で十分に対応が可能です。しかし、短絡電流や測定される抵抗値がマイクロオームメータや DMM の仕様よりもはるかに小さい場合は、ナノボルトメータと電流源を組み合わせる必要があります。

ナノボルトメータと電流源の使用

図 4-43 に示すのはモデル 2182A ナノボルトメータとシリーズ 2400 ソースメータを応用して接触抵抗測定用に構成した試験回路例です。シリーズ 2400 が送り出す電流を接点に流し、接点の両端に発生する電圧降下をナノボルトメータで測定します。ドライ回路試験を行う場合は、ソースメータのコンプライアンス電圧を 20mV に設定することによって、開回路電圧上限が 20mV までに制限されます。試験リード線両端ではなく、接点両端でのコンプライアンス電圧のみを測定できるようにするため、ソースメータは 4 線測定モードに設定されています。場合によっては試験リード線による電圧降下の方が接点両端での電圧降下よりも大きいことがありますから、より大きな電流を使用するときは特に 4 線測定モードを使用することが重要です。過渡的な現象が起こるのを避けるため、スイッチング接点を試験治具から出し入れするときは必ずソースをオフにしてください。さらに過渡現象を小さくする必要がある場合は、電流源の出力端子間に抵抗（例えば 100 Ω）を接続するのが有効です。

熱電現象による電圧オフセットを小さく抑えるために電流反転法を使用することができます。例えば、モデル 2182A のデルタモー

図 4-43: ナノボルトメータと電流源を使用する接触抵抗測定



ド (Delta Mode) 機能とソースメータを組み合わせると使用すれば、電流反転法の自動実行が可能になります。このモードではモデル 2182A が自動的に電流源の極性切換えトリガを発生し、それに続いて現在の極性での読み取りトリガを発生させます。読み取りが終了すると、モデル 2182A が「補償」後の電圧値を表示します。

$$\text{Delta } V = \frac{V_1 - V_2}{2}$$

接触抵抗は次式によって計算されます。

$$R_{\text{contact}} = \frac{\text{Delta } V}{I}$$

ここに、I = 試験電流の絶対値です。

4.7.2 超伝導体の抵抗測定

概要

ある種の金属や合金は極低温で電流に対する抵抗を失い超伝導状態に入ります。超伝導体に関して標準的に測定される重要パラメータは転移温度と臨界電流密度の 2 つです。超伝導転移温度はその物質の抵抗が有限な値からゼロへ変化する値であり、臨界電流密度とは特定の温度と磁界条件の下で再び抵抗性を示すことなく流すことの可能な最大電流密度を表します。これら 2 種類のパラメータの値が大きいほど優れた超伝導体であると考えられます。この 2 種類のパラメータを決定するためには非常に小さな抵抗の測定が必要となりますから、精密測定のためにナノボルトメータとプログラム方式の電流源が必須の測定器となります。

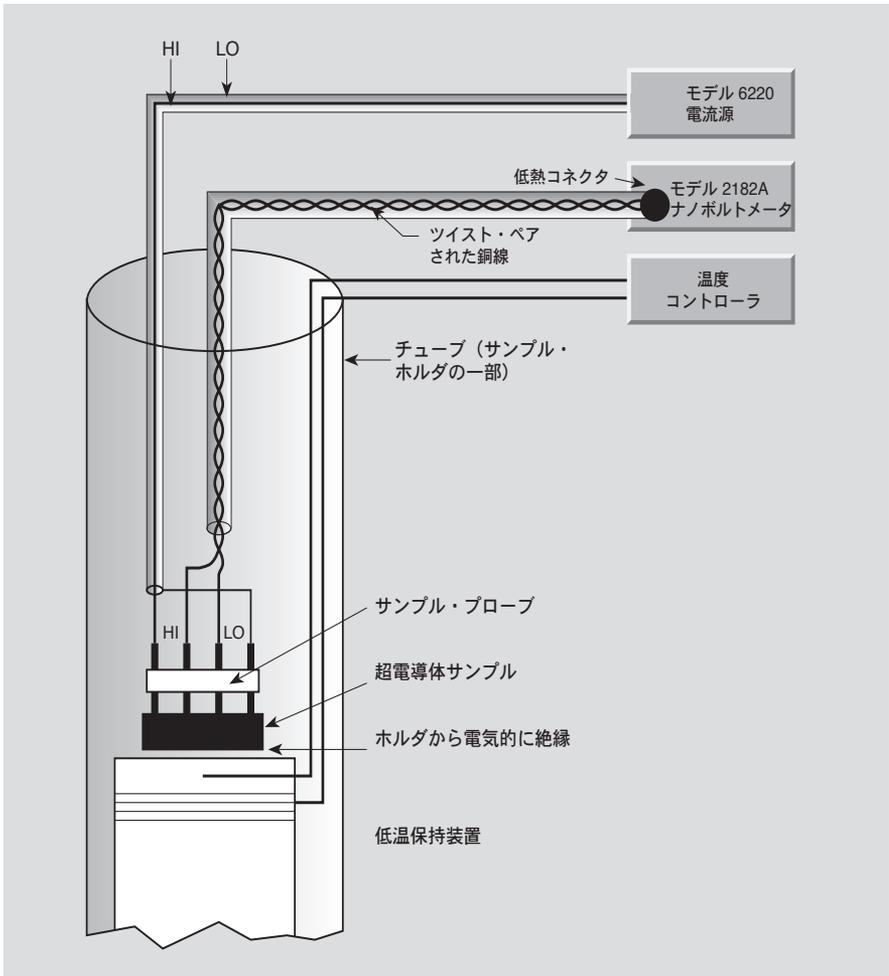
試験の説明

図 4.44 に示すのはモデル 2182A ナノボルトメータとモデル 6220 電流源を組み合わせた超伝導抵抗測定試験システムの基本構成です。電圧検出用のリード線はサンプルに対して低いゼーベック係数を持つ材料で作られていなければなりません。このアプリケーションは極端に小さな電圧の測定を

要求しますから、精密な測定値を得るためにはモデル 2182A ナノボルトメータが持つような高感度が必須の要件となります。さらに高い感度とピコボルトレベルでの分解能が必要である場合は、モデル 1801 ナノボルトプリアンプとモデル 2001/2002 DMM を組み合わせてシステムを構築することができます。

転移温度の測定では電流源を常にそのサンプルの臨界電流以下に押さえなければなりません。電流が大きくなり過ぎると散逸する電力によってサンプルや低温保持装置を損傷する恐れがあります。その一方、臨界電流測定を行うためには電流源がサンプルの臨界

図 4-44: 超伝導体抵抗試験システム



電流を超える電流を供給できる能力を持っている必要があります。100mA（モデル 6220 電流源が供給可能な電流）をさらに超える電流が必要であれば、モデル 2440 5A 電流源が目的に適したソリューションを提供してくれます。電流反転法を使用した試験を実行するためには、電流源が極性をプログラムできる機能を持っていないとできません。

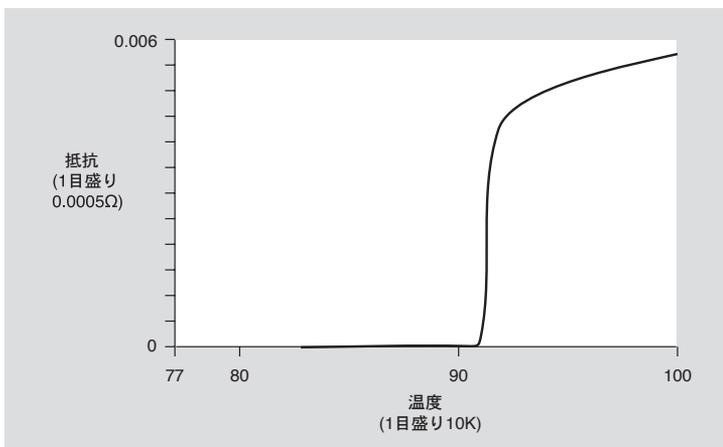
抵抗値の測定には 3.2 項と 3.3 項で説明した微小電圧および微小抵抗測定法と基本的に同じ方法が用いられます。重要なのは必ず 4 線式測定を行うことです。4 線式測定では 1 方のペアのリード線でサンプルに電流を流し、2 番目のペアのリード線を用いて電圧降下を測定します。これに加えて、熱起電力が測定精度に影響を与えないようにするために、デルタ (Delta) 方を用いることも重要です。

デルタ法は、まず電流を一方向へ流して物質の電圧降下を測定し、次に電流源の極性を逆転させて第 2 の電圧測定を行う方法です。この方法では 1 つの抵抗値を計算するのに都合 3 個の電圧測定値を使用します。デルタ法については 3.3.2 項で詳細に説明されています。ヒステリシスや非線形性、非対称性の存在が明らかな場合には同じ極性の測定でも 1 つの電流からレベルの異なる電流へ切換えて測定することがあります。こうして 2 段階の電流を流して得られた測定値から抵抗の平均値を計算します。

モデル 2182A ナノボルトメータとモデル 6220 電流源を組み合わせるだけでデルタ法の自動実行が可能になります。このモードではモデル 6220 が自動的に電流源の極性切換えを行い、それに続いて現在の極性での読み取りトリガをナノボルトメータに対して発生します。読み取りが終了すると、モデル 6220 は「補償」後の抵抗値を表示します。

これらの測定値から、抵抗値をサンプル温度の変化に対する関数としてプロットすることができます (図 4-45 参照)。

図 4-45: 超伝導体の抵抗と温度の関係



モデル 2182A とモデル 6220 電流源を組み合わせ使用すれば広い範囲にわたる精密な I-V 曲線を作成することができますから、このデータをもとに臨界電流を正確に決定することができます。

4.7.3 導電性材料の抵抗率測定

概要

導電体の抵抗率を決定するには、幾何形状既知のサンプルに 2 対のリード線を接続しておき、一方のリード線ペアからサンプルに電流を流して他方のリード線ペアで電圧降下を測定します。抵抗率の決定に使用する具体的な方法はサンプルのサイズや形状によっても異なりますが、どの方法でも非常に低い抵抗測定が必要となることから、電流源を備えた高感度電圧計またはマイクロオームメータが共通に必要となります。

バルク材料の抵抗率

図 4-46 に示すのは金属バーや棒などのバルク材料の抵抗率試験を行うシステム例です。電流源をサンプルの両端に接続し、電圧計からのリード線を既知の距離だけ離して取付けます。得られた測定値をもとに、サンプルの断面積と電圧計リード線の間隔を考慮して抵抗率を計算します。

$$\rho = \left(\frac{V}{I} \right) \left(\frac{A}{L} \right)$$

ここに、 ρ = 抵抗率 ($\Omega\text{-cm}$)

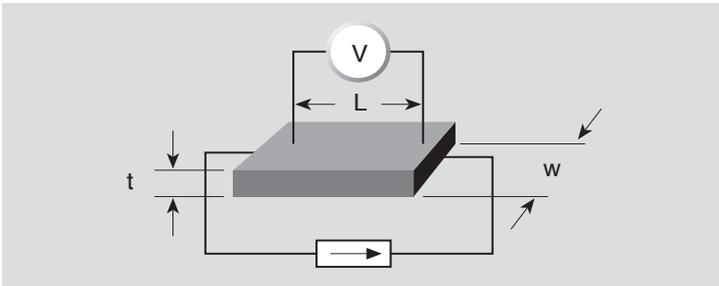
V = 電圧計で測定した電圧

I = ソース電流

A = サンプル断面積 ($w \times t$, cm^2 単位)

L = 電圧計リード線の接続位置間隔 (cm)

図 4-46: 金属バーの抵抗率測定



熱起電力の影響を消去するため、1 つの電流極性で電圧を読み取ったならば、電流の向きを逆にして電圧をもう一度測定します。2 回の測定で得られた読み取り値の絶対値から平均値を計算し、その値を V/I の項に代入します。大部分の物質は無視できない温度係

数を持っていますから、サンプルを既知の一定温度に保つことが非常に重要です。

4点プローブの使用

4点プローブ法はエピタキシャルウェーハや導電性コーティング皮膜などの非常に薄いサンプルの測定に使用される方法です。図4-47に示すのは共直線上に4個のプローブを配置した抵抗測定セットアップ例です。この方式では外側の2個のプローブから電流を流して、内側の2個のプローブ間に発生する電圧降下を測定します。得られた結果を次式にあてはめて表面/面積抵抗率を計算します。

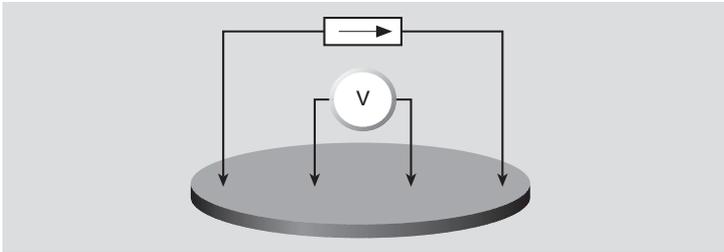
$$\sigma = \left(\frac{\pi}{\ln 2} \right) \left(\frac{V}{I} \right)$$

ここに、 σ = 面積抵抗率 (Ω /面積)

V = 電圧計で測定した電圧

I = ソース電流

図 4-47: ウェーハ上に配置した4点の共直線プローブ



測定された抵抗値 (V/I) と区別するため、面積抵抗率の単位は1平方メートルあたりのオームで表現されることに注意してください。極端に薄いまたは厚いサンプルの場合には、抵抗率を計算するときに補正係数が必要になることがあります。

サンプルの厚みが既知であるときは、次の式を用いてバルク、すなわち体積抵抗率を計算することができます。

$$\rho = \left(\frac{\pi}{\ln 2} \right) \left(\frac{V}{I} \right) t$$

ここに、 ρ = 体積抵抗率 (Ω -cm)

t = サンプルの厚み (cm)

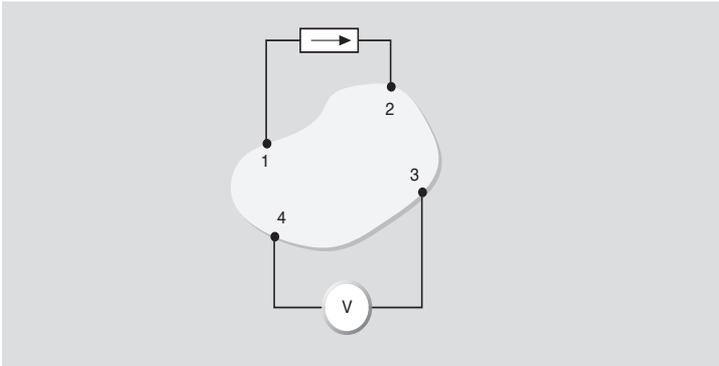
4点プローブ測定についてさらに詳しくは ASTM 規格 F84 の解説をご覧ください。

van der Pauw 方式

van der Pauw 抵抗率測定は半導体業界で主に使用されていますが、この測定は、超伝導体や金属の薄片の抵抗率測定など、ほかのアプリケーションにも使用できます。van der Pauw 方式による抵抗率の

測定は、平らで厚みが一定な任意の形状のサンプルを用いて行います。また、絶縁されたホールがあってもなりません。図 4-48 に示すように、接点は小さくしなければならず、サンプルの周囲に配置しなければなりません。

図 4-48: van der Pauw 接続



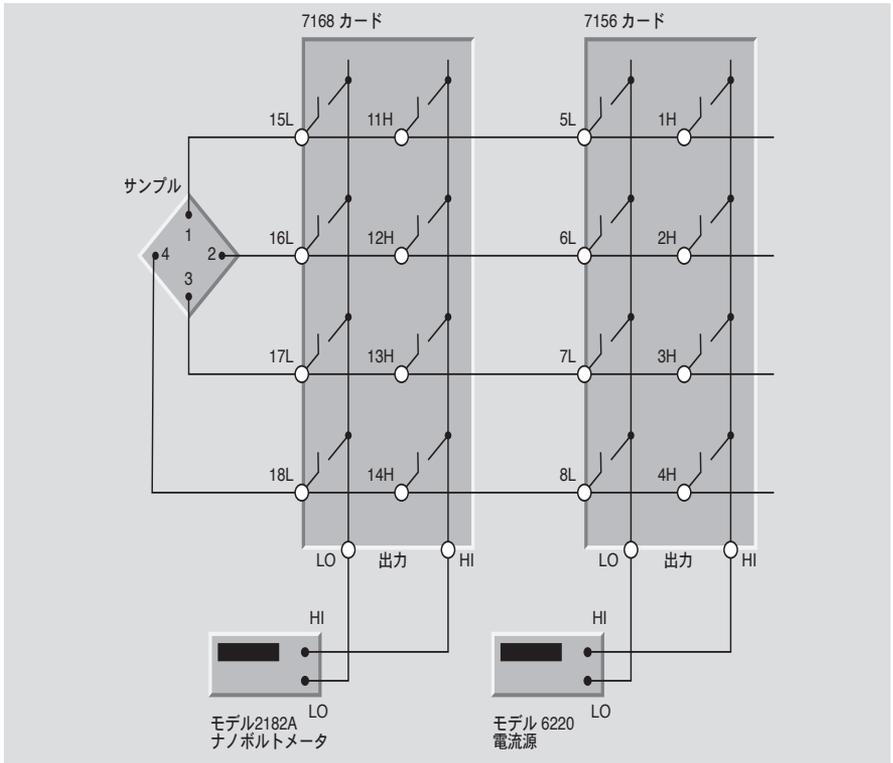
サンプル周りで全部で 8 回の測定が行われます。これらの読み取り値を数学的に組み合わせて計算することによりサンプルの平均抵抗率を決定します。抵抗率を決定するための公式は 4.4.3 項です。すでに説明されています。van der Pauw 測定についてさらに詳しくは ASTM 規格 F76 の解説をご覧ください。

van der Pauw 方式を用いて導電性サンプルの抵抗率を決定するための完全なシステムの構成を図 4-49 に示します。このシステムにはサンプルに流す電流を供給するモデル 6220 電流源と、その結果生ずる電圧降下を測定するモデル 2182A ナノボルトメータが含まれています。モデル 7168 ナノボルトカードとモデル 7156 汎用カードを使用して構成したスイッチングマトリックスを使用して、電圧計と電流源をサンプルの 4 つの端子間で切換えてゆきます。カードとカードは図の要領で接続しなければなりません。熱起電力の影響を最小限に抑えるため、モデル 7168 カードからサンプルへの接続は表面をスズめつきしていない銅線を使用してください。7168 からの結線をさらに延長してモデル 7156 カードへと接続します。これら 2 枚のスキナカードをコントロールするのはモデル 7001 スキナメインフレームです。

システムの動作としては、まず端子 3 と 4 の間に電流を流し、チャンネル 7L と 4 H を閉じます。この状態でチャンネル 15L と 12H を閉じ、端子 1 と 2 の間に発生する電圧降下を測定します。

測定したいサンプルの抵抗率のレンジが広い場合は、モデル 7168 と 7156 スキナカードの代わりに、モデル 7065 ホール効果カードを使用する方法が考えられます。モデル 7065 の詳細については 4.4.3 項の説明およびモデル 7065 に付属のマニュアルをご覧ください。

図 4-49: 7168 カードと 2182A ナノボルトメータを使用した van der Pauw 接続



第 5 章

高感度測定器の 選択ガイド

5.1 はじめに

特定のアプリケーションに適した高感度測定器の選択は、各種のファクタに左右されます。これらのファクタは以下のとおりです。

- ファンクション（電圧、電流、抵抗、電荷）
- レンジおよび感度
- 必要な特殊機能（バッテリー動作、フローティング動作など）
- 便利な機能（IEEE-488 インターフェイス機能、オートレンジ切り換え、データ保存など）
- 価格
- テスト・セットアップ内のその他の器機との互換性（アナログ出力、過負荷保護、外部トリガなど）

本章では、Keithley が販売している高感度測定器の概要を説明します。本書に記載されている製品の詳細については（また、記載されていない数多くの製品についても）、ケースレー試験システム・計測器のカタログをご覧ください。

5.2 測定器とアクセサリの選択ガイド

図 5-1 にケースレー高感度測定器のファンクション／レンジ比較チャートを示します。表 5-1 から表 5-9 では、高感度測定器の性能とそれらの測定器と合わせて使用する各種アクセサリについて要約します。

図 5-1: 高感度測定器のファンクション/レンジの比較チャート

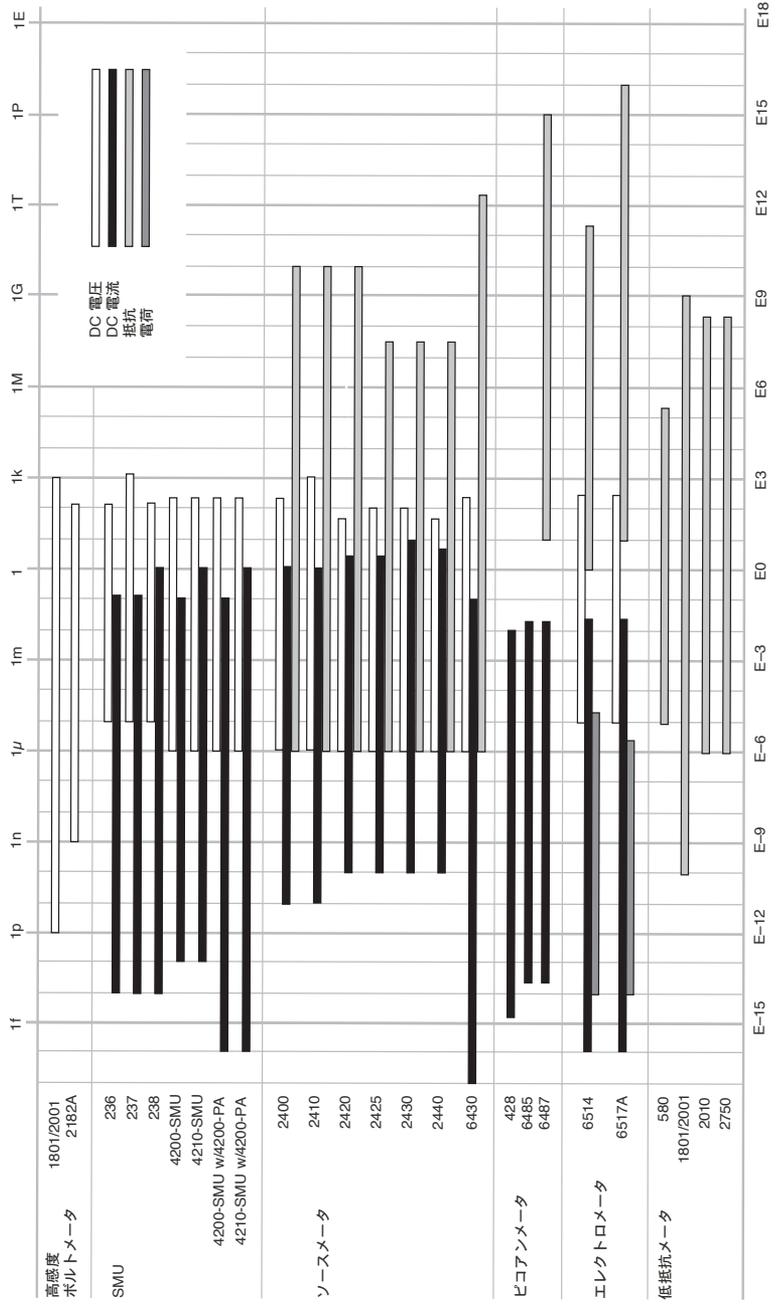


表 5-1a: 微小電流／高抵抗測定器

電流アンプ		電流源		ピコアンメータ	
型番	428	6220	6221	6485	6487
電流測定					
From	1.2 fA	100 fA DC	100 fA DC (2 pA AC)	20 fA	20 fA
To	10 mA	100 mA DC	100 mA DC (100 mA AC)	20 mA	20 mA
抵抗測定 ²					
From ³					10 Ω
To ⁴					1 P Ω
入力コネクタ	BNC	出力コネクタ 3 Slot Triax	出力コネクタ 3 Slot Triax	BNC	3 Slot Triax
特長	2 μs 立ち上がり時間。 10 ⁻¹⁶ V/A テイン。	10 ⁻¹⁴ Ω 出力インピーダンス。10 ⁻¹⁴ Ω 出力インピーダンス。 65000pt. ソースメモリ。RS-232、 GPIB、トリガ リンク、デジタル I/O。	10 ⁻¹⁴ Ω 出力インピーダンス。10 ⁻¹⁴ Ω 出力インピーダンス。 65000pt. ソースメモリ。RS-232、 GPIB、トリガ リンク、イーサネット、 デジタル I/O インタフェース。	5 ^{1/2} 桁。 オートレンジ。 1000 回読取り秒。 500V 電圧源内蔵。 高抵抗スイープ用 電圧反転法。	
CE	適合	適合	適合	適合	適合

1. ノイズを含む。
2. 抵抗は 236、237、238 型で電圧印加／電流測定、電流印加／電圧測定で行われる。抵抗値を直接表示はしない。
3. 1% より高い精度で測定可能な最小抵抗値。
4. 10% より高い精度で測定可能な最大抵抗値。

表 5-1a: 微小電流／高抵抗測定器 (続き)

		エレクトロメータ		ソース - メジャーユニット		
型番	6514	6517A	6430	236	237	238
電流測定						
From ¹	<1 fA	<1 fA	400 aA	30 fA	30 fA	30 fA
To	20 mA	20 mA	100 mA	100 mA	100 mA	1 A
電圧測定						
From ²	10 μ V	10 μ V	10 μ V	10 μ V	10 μ V	10 μ V
To	200 V	200 V	200 V	110 V	1100 V	110 V
抵抗測定 ⁴						
From ⁵	10 Ω	100 Ω	100 $\mu\Omega$	100 $\mu\Omega$	100 $\mu\Omega$	50 $\mu\Omega$
To ⁶	200 G Ω	10 P Ω^3	10 P Ω^3	0.1 P Ω^3	1 P Ω^3	0.1 P Ω^3
電荷測定						
From ²	10 fC	10 fC				
To	20 μ C	2 μ C				
入力コネクタ	3 Slot Triax	3 Slot Triax	3 Slot Triax	3 Slot Triax	3 Slot Triax	3 Slot Triax
特長	5 $\frac{1}{2}$ 桁。6512 5 $\frac{1}{2}$ 桁。±1000 電圧源 ソースメータ 型、617-HIQ 内蔵。温度、温度測定。(ケーブ 型の後継器。高抵抗測定用極性反転 ノイズ対策用 法。プラグイン・スイツ リモートプリ チカード(オプシヨン)。アンブ搭載)					
OE	適合	適合	適合	適合	適合	適合

1. ノイズを含む。
2. デジタル分解能。ノイズの影響を考慮すること。
3. P Ω (ベタオーム) = 10¹⁵ Ω
4. 抵抗は 236、237、238 型で電圧印加／電流測定、電流印加／電圧測定で行われる。抵抗値を直接表示はしない。
5. 1% より高い精度で測定可能な最小抵抗値。
6. 10% より高い精度で測定可能な最大抵抗値。

表 5-1b: ソースメジャーユニット

型番 種類	2400		2410		2420		2425		2430		2440		4500 多チャンネル I-V 試験
	汎用	高電圧	3 A	2420-C	2410-C	2420-C	2425-C	2430-C	2430-C	2440-C	2440-C	2440-C	
電流ソース/ シンク	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
電圧ソース/ シンク	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
出力パワー	22 W	22 W	66 W	110 W	110 W*	55 W	2 W	20 W (4210) または 2 W (4200)	20 W (4210) または 2 W (4200)	2 W	2 W	2 W	20 W (4210) または 2 W (4200)
電流性能	± 10 pA	± 10 pA	± 100 pA	± 100 pA	± 100 pA	± 100 pA	± 100 pA	± 10 aA**	± 10 aA**	± 100 pA	± 10 aA**	± 1 aA w/preamp	± 0.1 nA
最大	± 1.05 A	± 1.05 A	± 3.15 A	± 3.15 A	± 10.5 A*	± 5.25 A	± 105 mA	± 1 A w/4210-SMU	± 1 A	± 105 mA	± 1 A w/4210-SMU	± 1 A	± 1 A
電圧性能	± 1 μV	± 1 μV	± 1 μV	± 1 μV	± 1 μV	± 10 mV							
最大	± 2/± 20V	± 1100 V	± 63 V	± 105 V	± 105 V	± 42 V	± 210 V	± 210 V	± 210 V	± 210 V	± 210 V	± 210 V	± 10 V
抵抗レンジ	<0.2Ω to >200MΩ	<2.0Ω to >200MΩ	<2.0Ω to >200MΩ	<2.0Ω to >20TΩ	<2.0Ω to >20TΩ	<2.0Ω to >200MΩ	<2.0Ω to >20TΩ	N/A	N/A				
基本精度	0.035%	0.035%	0.035%	0.035%	0.035%	0.035%	0.035%	0.035%	0.035%	0.035%	0.035%	0.05 %***	0.065%
V	0.015%	0.015%	0.015%	0.015%	0.015%	0.015%	0.015%	0.015%	0.015%	0.015%	0.015%	0.012%***	0.06 %
Ω	0.06 %	0.07 %	0.06 %	0.06 %	0.06 %	0.06 %	0.06 %	0.06 %	0.06 %	0.06 %	0.06 %	N/A	N/A

*パルスモード時 **1eA=1 × 10⁻⁹A,***近似平均値 ***4 個の独立チャンネルグループにおいて 4 ~ 36 の印加測定可能。32 の高パワーチャンネルまたは 36 の中パワーチャンネル (最大)。

表 5-1c: 微小電圧／微小抵抗測定器

型番	1801 with	2001 または 2002	2182A	2002	2010	2750
電圧						
From	-	1 nV	1 nV	1 nV	10 nV	100 nV
To		2 mV	100 V	1000 V	1000 V	1000 V
入力電圧ノイズ	-	0.12 nV rms	1.2 nV rms	150 nV rms	100 nV rms	<1.5 μ V rms
抵抗						
From ¹	200 $\mu\Omega$	20 $\mu\Omega$	10 n Ω ³	1.2 m Ω	0.9 m Ω	0.4 m Ω
To ²	200 k Ω	200 Ω (1 G Ω) ⁵	100 M Ω ³	1 G Ω	100 M Ω	100 M Ω
熱電対測定の温度範囲						
From	-	-200° C	-200° C	-200° C	-200° C	-200° C
To		1820° C	1820° C	1820° C	1372° C	1820° C
入力コネクタ	バナナジャック (4) 前面入力のみ	銅製ナット	銅製ピン付の特性低熱起電仕様。	バナナジャック (4)	バナナジャック (4)	バナナジャック (4)
特長	ドライサーキット。デルタモード。アナログ出力。バッテリー (オプショナル)。	マルチファンクション。温度。IEEE-488。DMM。	デルタモード。アナログ出力。IEEE-488。RS-232。スキャナカード。	8 ¹ / ₂ 桁。DMM。IEEE-488。ブラグイン スキャナカード。	ドライサーキット。オフセット補正。DMM。IEEE-488。RS-232。ブラグイン スキャナカード。	ドライサーキット。オフセット補正。DMM。IEEE-488。RS-232。デジタル I/O。ブラグインモジュール。
CE	適合 ⁴	-	適合	適合	適合	適合

1. 10% より高い精度で測定可能な最小抵抗値。

2. 1% より高い精度で測定可能な最大抵抗値

3. 外部電流源併用時のデルタモード、オフセット補償。2440 型併用時、5A の試験電流に対し 10m Ω 。

4. IEEE-488 オプションを除く。

5. 2002 型使用時に 1801 型をバイパスすると 1G Ω 。2001 型使用時に 1801 型をバイパスすると 100M Ω 。

表 5-2: 高速電源

型番	2302	2303	2306	2306-PJ	2306-VS	248
チャンネル数	1	1	2	2	2	1
出力パワー	出力電圧に依存。低電圧にて最大電流が出力されるよう最適化	45 W	他チャンネルでの出力電圧および消費電力に依存。低電圧にて最大電流が出力されるよう最適化	他チャンネルでの出力電圧および消費電力に依存。低電圧にて最大電流が出力されるよう最適化	他チャンネルでの出力電圧および消費電力に依存。低電圧にて最大電流が出力されるよう最適化	25 W
電圧出力	0-15 V	0-15 V	0-15 V	0-15 V	0-15 V	0- ± 5000 V
最大連続電流出力	5 A @ 4 V	5 A @ 9 V	5 A @ 4 V	5 A @ 4 V	5 A @ 4 V	5 mA
可変出力抵抗	0-1 Ω 10 mΩ 分解能		0-1 Ω 10 mΩ 分解能 (チャンネル 1)	0-1 Ω 10 mΩ 分解能 (チャンネル 1)	0-1 Ω 10 mΩ 分解能 (チャンネル 1)	
電流シンク容量	3 A	2 A	3 A	3 A	3 A	1 μA
DC 電流測定感度	100 nA	100 nA	100 nA	10 μA (Ch. 1) 100 nA (Ch. 2)	100 nA	
ダイナミック電流測定	5 A レンジ: 500 mA および 33 μs-833 ms 積分時間	5 A レンジ: 500 mA および 33 μs-833 ms 積分時間	5 A レンジ: 500 mA および 33 μs-833 ms 積分時間	5 A レンジ: 500 mA および 33 μs-833 ms 積分時間	5 A レンジ: 500 mA および 33 μs-833 ms 積分時間	
電圧出力と電流測定のための外部トリガ	なし	なし	なし	なし	あり	なし

表 5-2: 高速電源 (続き)

型番	2302	2303	2303-PJ	2304A	2306	2306-PJ	2306-VS	248
精度								
電圧	0.05%	0.05%	0.05%	0.05%	0.05%	0.05%	0.05%	0.01%
電流	0.2%	0.2%	0.2%	0.2%	0.2%	0.2%	0.2%	0.01%
特長								
プログラミング	IEEE-488 標準装備							
オープンセンスリード 検出	あり				あり	あり	あり	なし
デジタルボルトメータ	あり	あり	あり	あり	あり、チャネル毎に1枚	あり、チャネル毎に1枚	あり、チャネル毎に1枚	なし
リレー制御ポート	4	1	1	2	4	4	なし	なし
リモートディスプレイ モジュール	あり	あり	あり	あり	あり	あり	なし	なし
CE	適合							

表 5-3: コネクタ、アダプタ、工具

型番	名称	使用測定器
213-CON	Analog Output Connector	213
237-BAN-3A	Triax to Banana Plug	7072, 7072-HV, 2001, DMIMs
237-BNC-TRX	3-Lug Female Triax to Male BNC Connector with guard disconnected	237, 6517A, 7078-TRX cables
237-TRX-BAR	3-Lug Triax Female to Female (Barrel) Adapter	Triax interconnect
237-TRX-NG	Triax Male-Female Adapter with guard disconnected	236, 237, 238, 7072, 7072-HV
237-TRX-T	3-Slot Male to Dual 3-Lug Female Triax Tee Adapter	7072, 7072-HV, 7078-TRX cables
237-TRX-TBC	3-Lug Female Triax Bulkhead Connector	7072, 7072-HV, 7078-TRX cables
2182-325A	Silver Solder for use with 2182-KIT	2182
2182-KIT	Low-Thermal Connector with Strain Relief (LEMO)	2182, SC-93
2188	Low-Thermal Calibration Shorting Plug	2182
2499-DIGIO	Digital I/O Expansion Module	SourceMeter Instruments
2500INT-SMA	SMA Connector	2500INT Integrating Sphere
2500INT-FC/PC	FP/PC Connector Connector	2500INT Integrating Sphere
2500INT-FC/APC	FP/APC Connector	2500INT Integrating Sphere
4851	BNC Shorting Plug	230-1, 7077
5904	20nF/20mS Adapter (not calibrated to mainframe)	590
5951	Remote Input Coupler	Model 82-WIN
7001-PNL	Metal Plate	7001
7011-KIT-R	Female 96-Pin Connector Kit	7011-C, 7012-C, 7013-C, 7015-C, 7018-C
7011-MTR	Bulkhead Mount 96-Pin Male Connector	7011-KIT-R, 7011-C, 7012-C, 7013-C, 7015-C, 7018-C
7011-ST	Extra Screw Terminal Board	7011-S
7012-ST	Extra Screw Terminal Board	7012-S
7013-ST	Extra Screw Terminal Board	7013-S
7014-ST	Extra Screw Terminal Board	7014
7015-ST	Extra Screw Terminal Board	7015-S
7018-ST	Extra Screw Terminal Board	7018-S
7074-CIT	Contact Extraction Tool	7074-KIT, 7074-MTR, 7152-KIT, 7152-MTR
7074-HCT	Hand Crimping Tool	7074-KIT, 7074-MTR, 7152-KIT, 7152-MTR
7074-KIT	75-Pin Mass Terminated Plug w/Contacts	7074-D, 7074-MTR
7074-MTR	75-Pin Mass Terminated Receptacle w/Contacts	7074-D, 7074-KIT, 7074-MTC
7074-RTC	Relay Test Shorting Connector	7074-D
7078-CIT	Contact Insertion/Extraction Tool	7078-KIT, 7078-MTR, 7152-KIT, 7152-MTR, 7169-KIT, 7169-MTR
7078-HCT	Hand Crimping Tool for 7078-KIT, 7169-KIT	7078-KIT, 7169-KIT
7078-KIT	Connector Kit	7071, 7071-4, 7074-D, 7078-MTR
7078-MTR	Mass Terminated Receptacle, Bulkhead Mount	7078-KIT, 7078-MTC
7078-TRX-BNC	3-Slot Male Triax to BNC Adapter	486, 487, 4801, 6514, 6517A, 7072, 7072-HV
7078-TRX-GND	3-Slot Male Triax to BNC Adapter (guard removed)	236, 237, 238, 4801, 6517A, 7051, 7072, 7072-HV

表 5-3: コネクタ、アダプタ、工具 (続き)

型番	名称	使用測定器
7078-TRX-TBC	3-Lug Female Triax Bulkhead Connector w/Cap	7078-TRX cables
7152-HCT	Hand Crimp Tool for 7152-KIT, 7152-MTR	7152-KIT, 7152-MTR
7152-KIT	6-Position M-Series Plug w/Contacts	7152, 7152-MTR
7152-MTR	6-Position M-Series Receptacle w/Contacts	7152, 7152-KIT, 7152-MTC-2, 7152-MTC-10
7164-KIT	50-Pin Mass Terminated Connector	7164-D, 7164-M, 7164-MTR
7164-MTR	50-Pin Mass Terminated Bulkhead Mount Receptacle	7164-D, 7164-M, 7164-MTC-10
7169-KIT	20-Pin Mass Terminated Connector	7169A
7169-MTR	Mass Terminated Bulkhead Mount Receptacle	7169A, 7169-MTC-3
7703-306A	DB50 Male Connector Kit	7701, 7703, 7705, 7709
7709-308A	DB25 Male Connector Kit	7701, 7707, 7709
7712-SMA-N	Female SMA to Male N-Type Adapter	7711, 7712
7755	50Ω Feed-Through Terminator	RG 58 Cable, 776
7788	50-Pin D SubConnector Kit	7703, 7705, 77XX, modules with D sub Connectors
7789	50-Pin Male and 25-Pin Male D-Shell Connector Kit	7701, 7709
7790	50-Pin Male and 25-Pin Male D-Shell Connector Kit	7701, 7703, 7705, 7707, 7709
8610	IDC D-Shell Connector Kit	
8680	Low Thermal Shorting Plug	2000, 2001, 2002, 2010
BG-18	RTD Probe Adapter	2001, 2002, 2010
CAP-18	Dual Banana to BNC Coaxial Adapter	230, 20XX Series, 24XX Series, 2700, 2750
CAP-31	Protective Shield/Cap	BNC, 2-lug triax Connectors
CS-400	DB25 Male Solder Cup	3-lug triax Connectors
CS-458	Interlock Connector Kit	CA-126-1 cable, 213
CS-565	BNC Barrel	6517-ILC-3
CS-631	3-Lug Male Triax Cable Mount Connector	BNC interconnect
CS-680	3-Lug Female Bulkhead Connector	SC-22 Cable
CS-846	Screw Terminal Test Lead Connector	Fixtures, 6487, 6517A, etc.
CS-970	High voltage Bulkhead Connector	230X, 2510, 2510-AT 248, 248-SHV Cable

表 5-4: ケーブル

型番	種類	タイプ	終端		長さ	ft	使用測定器
			FROM	TO			
236-ILC-3	Safety Interlock	Shielded twisted pair	3-pin round	3-pin round	3	10	236, 237, 238, 8007, 8008
237-ALG-2	Low Noise Input	Triax	3-slot male triax	Alligator clips (3)	2	6.6	236, 237, 238, 6514, 6517A
248-MHV	High voltage	Coax	SHV female	MHV male	3	10	248
248-SHV	High voltage	Coax	SHV female	SHV female	3	10	248, CS-970
2000-MTC-2	Cable Assembly	Shielded twisted pair	DB44 female	Unterminated	2	6.6	2000-20
2000-MTCD-2	Cable Assembly	Shielded multiple conductors	DB44 female	DB50 male	2	6.6	2000-SCAN-20
2107-4	Input Cable	Shielded twisted pair	LEMO	Copper spade lugs (4)	1.2	4	2182
2107-30	Input Cable	Shielded twisted pair	LEMO	Copper spade lugs (4)	9.1	30	2182
4801	Low Noise Input	Coax	Male BNC	Male BNC	1.2	4	82, 590, 595, 6485, 7158
4802-10	Low Noise Input	Coax	Male BNC	Unterminated	3	10	82, 590, 595, 6485, 7158
4803	Low Noise Cable Kit	Coax	Male BNC (10)	Female BNC (5)	15.2	50	82, 590, 595, 6485, 7158
6011	Input Leads	Triax	2-slot triax	Alligator clips (3)	1.5	5	263, 7058
6011-10	Input Leads	Triax	2-slot triax	Alligator clips (3)	3	10	263, 7058
6517-ILC-3	4-pin Interlock Cable	Shielded	4-pin DIN	4-pin DIN	1	3.3	6517A, 8009
7009-5	Shielded RS-232 Assembly	Shielded	Male DB-9	Female DB-9	1.5	5	All RS-232 capable instruments
7011-MTC-1	Mass Terminated Assembly	Twisted pair (45)	96-pin female	96-pin female	1	3.3	7011-C, 7012-C, 7013-C, 7015-C, 7018-C, 7021, 7037
7011-MTC-2	Mass Terminated Assembly	Twisted pair (45)	96-pin female	96-pin female	2	6.6	7011-C, 7012-C, 7013-C, 7015-C, 7018-C, 7021, 7037
7019C-MTC-1	Kelvin Extender Cable	Shielded twisted pair	Card Connector	DUT cables (6)	2	6.6	7019-C
7019C-MTC-2	Kelvin Instrument Cable	Shielded twisted pair	Card Connector	Shielded banana plug cables (6)	2	6.6	7019-C, 2400 Series
7020-MTC-2	Mass Terminated Assembly	Twisted pair (45)	96-pin female	96-pin female	2	6.6	7020
7024-3	Low Noise	Triax	2-slot triax	2-slot triax	0.9	3	263, 7058
7024-10	Low Noise	Triax	2-slot triax	2-slot triax	3	10	263, 7058
7025-10	Low Noise Input	Triax	2-slot triax	Unterminated	3	10	263, 7058
7035-MTC-2	Mass Terminated Assembly	Twisted pair (45)	96-pin female	96-pin female	2	6.6	7035
7036-MTC-2	Mass Terminated Assembly	Twisted pair (45)	96-pin female	96-pin female	2	6.6	7036
7051-*	BNC Interconnect	Coax	BNC	BNC			590, 776, 2015, 2016, 3321, 3322, 7062, 7063
7074-MTC-20	Mass Terminated Assembly	Twisted pair (24)	75-pin Connector	75-pin Connector	6.1	20	7074-D
7075-MTC	Mass Terminated Assembly	Round ribbon	25-pin D Connector	25-pin D Connector	3	10	7075 bank/column, 7076 row/column
7076-CMTC	Mass Terminated Assembly	Shielded	25-pin D Connector	25-pin D Connector	3	10	7075 bank, 7076 column
7076-RMTC	Mass Terminated Assembly	Shielded	25-pin D Connector	25-pin D Connector	3	10	7075 row, 7076 row
7078-CSHP	BNC-to-triax adapters	Triax (4)	3-slot triax (4)	3-slot triax (4)	3	10	7072 to HP-4145
7078-DIN	707 Master/Slave	Twisted pair (9)	8-pin DIN	8-pin DIN	1.8	6	707A
7078-MTC-5	Mass Terminated Assembly	Twisted pair (12)	38-pin Connector	38-pin Connector	1.5	5	7071, 7071-4, 7074-D

表 5-4: ケーブル (続き)

型番	種類	タイプ	終端		長さ		使用測定器
			FROM	TO	m	ft	
7078-MTC-20	Mass Terminated Assembly	Twisted pair (12)	38-pin Connector	38-pin Connector	6.1	20	7071, 7071-4, 7074-D
7078-TRX-1	Low Noise	Triax	3-slot triax	3-slot triax	0.3	1	236, 237, 238, 6487, 6514, 6517A, 7072
7078-TRX-3	Low Noise	Triax	3-slot triax	3-slot triax	0.9	3	236, 237, 238, 6487, 6514, 6517A, 7072
7078-TRX-5	Low Noise	Triax	3-slot triax	3-slot triax	1.5	5	236, 237, 238, 6487, 6514, 6517A, 7072
7078-TRX-10	Low Noise	Triax	3-slot triax	3-slot triax	3	10	236, 237, 238, 6487, 6514, 6517A, 7072
7078-TRX-12	Low Noise	Triax	3-slot triax	3-slot triax	4	12	236, 237, 238, 6487, 6514, 6517A, 7072
7078-TRX-20	Low Noise	Triax	3-slot triax	3-slot triax	6.1	20	236, 237, 238, 6487, 6514, 6517A, 7072
7078-TRX-6IN	Low Noise	Triax	3-slot male triax	3-slot triax	0.15	0.5	6430
7152-MTC-2	Low Noise Matrix Expansion	Triax (5)	6-pin M-series coax	6-pin M-series coax	0.6	2	7152
7152-MTC-10	Low Noise Matrix Expansion	Triax (5)	6-pin M-series coax	6-pin M-series coax	3	10	7152, 8006
7152-TRX-10	Low Noise M-Series to Triax	Triax (5)	M-series Connector	3-slot triax (5)	3	10	7152, 8006
7153-TRX	Low Noise M-Series to Triax	Triax (5)	M-series Connector	3-slot triax (5)	2	6	7153
7156-MTC-10	Mass Terminated Assembly	Ribbon	37-pin Connector	37-pin Connector	3	10	7156-D, 7156-M
7164-MTC-10	Mass Terminated Assembly	Ribbon	50-pin Connector	50-pin Connector	3	10	7164-D, 7164-M, 7164-MTR
7169-MTC-3	Mass Terminated Assembly	Twisted pair	20-pin Connector	20-pin Connector	3	10	7169A
7173-50-CSEP	4-Cable Set	Coax	SMB female	BNC male	0.6	2	7173-50
7705-MTC-2	Mass Terminated Assembly	Twisted pair (25)	DSUB male	DSUB female	2	6.6	7703, 7705, 7707, 7709
7711-BNC-SMA	5 SMA to BNC Cables	Coax	SMA Male	BNC Female	0.15	0.5	7711
7754-3	BNC	Coax	BNC	Alligator clips	0.9	3	776
8007-GND-3	Safety Ground Wire	Single wire	Crimp lug	Crimp lug	3	10	8007
8007-MTC-3	Mass Terminated Assembly	Triax	M-series Connector	3-slot triax (12)	3	10	8007, 7072
8542-301	LIV Cable	Multiple conductor	DB9 female	Multiple terminations: Triax (2500); 2 dual bananas (24XX); GND wire	1.8	6	2500, 24XX, LIV
8607	1kV Test Cables	Single wire (2)	Safety banana	Safety banana	1	3.3	2410, 6430, 6514, 6517A
CA-18-1	Shielded	Coax	Dual banana plug	Dual banana plug	1.2	4	Binding post inputs
CA-126-1	Digital I/O	Shielded	DB25 male	DB25 female	1.5	5	213
CA-321-1	Temperature Control Cable	Multiple conductor	DB15 female	8-position Phoenix (CS-846 equivalent)	1.8	6	2510, 8542, 8544
CA-322-1	Dual Temperature Control Cable	Multiple conductor	DB15 female	Y cable to two 8-position Phoenix (CS-846)	1.8	6	2510, 8542, 8544
S46-SMA-0.5	SMA Cable	Coax	SMA Male	SMA Male	0.15	0.5	7711, 7712, S46
S46-SMA-1	SMA Cable	Coax	SMA Male	SMA Male	0.30	1.0	7711, 7712, S46
SC-9	Low Noise	Coax	Underminated	Underminated			4803
SC-22	Low Noise	Triax	Underminated	Underminated			CS-631
SC-93	Low Thermal	Shielded	Underminated	Underminated			1801, 2182-KIT
SC-182	Low Inductance	Coax	Underminated	Underminated			2302, 2303, 2303B, 2303-PJ, 2304A, 2306, 2306-PJ

表 5-5. テストリードとプローブ

型番	名称	使用測定器
1600A	High Voltage Probe	DMMS
1651	50-Ampere Shunt	DMMS
1681	Clip-On Test Lead Set	DMMS
1751	Safety Test Leads	All DMMSs, 2400 Series
1754	Safety Universal Test Lead Kit	All DMMSs, 2400 Series
5804	General-Purpose, 4-Terminal Test Lead Set	580, 2400 Series, 2750, DMMS
5805	Kelvin Probes, 0.9m (3 ft)	580, 2400 Series, 2750, DMMS
5805-12	Kelvin Probes, 3.6m (12 ft)	580, 2400 Series, 2750, DMMS
5806	Kelvin Clip Leads	580, 2400 Series, 2750, DMMS
5807-7	Helical Spring Point Test Leads, 2.1m (7 ft)	580, 2400 Series, 2750, DMMS
6517-RH	Humidity Probe with Extension Cable	6517A
6517-TP	Thermocouple Bead Probe	6517A
7401	Thermocouple Wire Kit, 30m (100 ft), Type K	2001-TCSCAN, 7057A, 7700, 7706, 7708
8605	High Performance Modular Test Leads	All DMMSs, 2400 Series
8606	High Performance Modular Probe Kit	All DMMSs, 2400 Series
8681	Low Cost RTD	2001, 2002, 2010 DMMSs (with 8680)
8693	Pt RTD General Purpose Probe	2001, 2002, 2010 DMMSs (with 8680)
8695	Pt RTD Surface Probe	2001, 2002, 2010 DMMSs (with 8680)
8696	Pt RTD Air/Gas Probe	2001, 2002, 2010 DMMSs (with 8680)
CA-109	Test Lead Set for Output Connections	2000-SCAN, 2001-SCAN, 2001-TCSCAN

表 5-6: 7001, 7002 スイッチカード

高密度	チャンネル数	形状	接続構成	最大電圧値	最大電流値	最大電力値	接続電位差	オフセット電流	推奨周波数	接続方法	CE	その他
7011-C	40	Multiplexer	2 form A	110V	1A	60VA	<1V	<100pA	2MHz	Connector	Yes	Four independent 1×10 multiplexers, connection to backplane
7011-S	40	Multiplexer	2 form A	110V	1A	60VA	<500nV	<100pA	2MHz	Screw term.	Yes	Four independent 1×10 multiplexers, connection to backplane
7012-C	4×10	Matrix	2 form A	110V	1A	60VA	<1V	<100pA	2MHz	Connector	Yes	Rows connect to analog backplane
7012-S	4×10	Matrix	2 form A	110V	1A	60VA	<500nV	<100pA	2MHz	Screw term.	Yes	Rows connect to analog backplane
7013-C	20	Isolated Switch	2 form A	110V	1A	60VA	<1V	<100pA	10MHz	Connector	Yes	
7013-S	20	Isolated Switch	2 form A	110V	1A	60VA	<500nV	<100pA	10MHz	Screw term.	Yes	
7015-C	40	Multiplexer	2 form A	175V	34mA	0.3VA	<5V	<1nA	500kHz	Connector	Yes	Solid state switch for high reliability
7015-S	40	Multiplexer	2 form A	175V	34mA	0.3VA	<5V	<1nA	500kHz	Screw term.	Yes	Solid state switch for high reliability
7018-C	28	Multiplexer	3 form A	110V	1A	60VA	<5V	<100pA	2MHz	Connector	Yes	3 pole switching
7018-S	28	Multiplexer	3 form A	110V	1A	60VA	<5V	<100pA	2MHz	Screw term.	Yes	3 pole switching
7035	36	Multiplexer	2 form A	60V	1A	30VA	<1V	<100pA	10MHz	Connector	Yes	9 independent 1×4 multiplexers
7036	40	Isolated Switch	1 form A	60V	1A	30VA	<4V	<100pA	10MHz	Connector	Yes	40 independent channels of 1-pole switching
7111-S	40	Multiplexer	1 form C	110V	1A	60VA	<500nV	<100pA	2MHz	Screw term.	Yes	Four independent 1×10 multiplexers, connection to backplane

コントローラ

7019-C	Dual 3×6	Matrix	1 form A	200V	1A	10VA	<25V	<100pA	2MHz	Connector	Yes	6-wire resistance measurements
7020	80	Digital I/O								Connector	Yes	40 inputs/40 outputs
7020-D**	30/20	Mux/										Dual multiplexers. Up to 30 channels, 10 digital inputs, 10 digital outputs.
7021	30/20	Digital I/O	2 form A	110V	1A	30VA	<3V	<100pA	10MHz	Connector	Yes	30 independent channels of 1-pole switching, 10 digital inputs, 10 digital outputs
7037	30/20	Isolated/	1 form A	110V	1A	30VA	<4V	<100pA	10MHz	Connector	Yes	
7037-D**		Digital I/O										Hall Effect measurement buffer card
7065												

表 5-6: 7001, 7002 スイッチカード (続き)

チャンネル数	形状	接続構成	最大電圧値	最大電流値	最大電力値	接続電位差	オフセット電流	推奨周波数	接続方法	CE	その他
RF											
7062	Double 1×5	2 isolated switches 5 throw	24V	50mA	0.5VA	<20μV		500MHz	BNC	Yes	50Ω unterminated
7063	Double 1×5	2 isolated switches 5 throw	5V	50mA	0.5VA	<20μV		500MHz	BNC	Yes	50Ω terminated
7016A	Double 1×4	2 isolated switches 4 throw	30V	500mA	10VA	<6μV		2GHz	SMA	Yes	Optional 50Ω termination
7017	Double 1×4	2 isolated switches 4 throw	30V	1A	10VA	<25μV		800MHz	SMA	Yes	10 ⁸ closures contact life.
7038	12	Three 1×4 multiplexers 1 of 4 tree	24V	10mA	10W @ 1.2GHz	<15μV		2GHz	75Ω SMB receptacle	Yes	75Ω unterminated
オプティカル											
		チャンネル数	ファイバタイプ		波長 (nm)		コネクタ		ファイバ長		
7090-4-1	1×4	Single mode fiber (SMF-28)	9/125		1290-1650		FC/APC		1 m		
7090-4-2BH	1×4	Single mode fiber (SMF-28)	9/125		1290-1650		FC/SPC		Bulkhead Connectors		
7090-8-3	1×8	Single mode fiber (SMF-28)	9/125		1290-1650		FC/APC		1 m		
7090-8-4	1×8	Multimode fiber	62.5/125		780-1350		FC/SPC		1 m		

表 5-6: 7001, 7002 スイッチカード (続き)

チャンネル数	形状	接続構成	最大電圧値	最大電流値	最大電力値	接続電位差	オフセット電流	推奨周波数	接続方法	その他
高電流										
7053	10	Multiplexer	2 form A	300V	5A	100VA	<1mV	1MHz	Screw term.	
高電圧										
7054	10	Multiplexer	1 form A	1000V	500mA	10VA		1MHz	Screw term.	Yes
7154	10	Multiplexer	2 form A	1100V	500mA	10VA	<35 μ V	1MHz	Screw term.	Yes
7169A	20	Isolated switch	1 form C	500V	500mA	10VA	<30 μ V	2MHz	Connector	Yes Position sensitive. Use with 7002 only.
微小電流										
7058	10	Multiplexer	1 form C	200V	100mA		<250 μ V	<1pA	2-lug triax	Yes Can also be used as a voltage switch
7152	4 \times 5	Matrix	2 form A	200V	500mA	10VA	<20 μ V	<1pA	Connector	Yes
7153	4 \times 5	Matrix	2 form A	1300V	500mA	10VA	<50 μ V	<1pA	Connector	Yes High voltage
7158	10	Multiplexer	1 form C	30V	100mA		<200 μ V	<1pA	BNC	Yes
微小電圧										
7059	10	Multiplexer	2 form A	200V	100mA	2VA	<1 μ V	3MHz	Screw term.	Yes
7064	20*	Multiplexer	2 form A	40V	100mA	2VA	<1 μ V	10MHz	Screw term.	Yes
7067	10	Multiplexer	4 form A	150V	350mA	10VA	<1 μ V	1MHz	Screw term.	Yes 4 wire resistance measurements
7168	8	Multiplexer	2 form A	10V	50mA		<30mV	1kHz	Screw term.	Yes

表 5-6:7001, 7002 スイッチカード (続き)

チャンネル数	形状	接続構成	最大電圧値	最大電流値	最大電力値	接続電位差	オフセット電流	推奨周波数	接続方法	CE	その他	
7014	39	Multiplexer	2 form A	110V	1A	60VA	<1 μ V	<100pA	2MHz	Screw term.	Yes	Built-in cold junction ref.
7057A	9	Multiplexer	2 form A	42V	100mA	2VA	<1 μ V			Screw term.	Yes	Built-in cold junction ref: -1mV/C (0mV at +30°C)
一般用途 (705 および 706 モデルにも適用)												
7052	4 \times 5	Matrix	3 form A	200V	200mA	10VA	<5 μ V	<100pA	3MHz	Screw term.	Yes	Switched High, Low, Guard
7056	10/20*	Multiplexer	2 form A	150V	250mA	10VA	<100 μ V		10MHz	Screw term.	Yes	10 channel 2-pole, 20 channel 1-pole
7066	10	Isolated switch	2 form A	350V	2A	125VA	<30 μ V		3MHz	Screw term.	Yes	
7156-D	10/20*	Multiplexer	2 form A	150V	500mA	10VA	<100 μ V		3MHz	Connector	Yes	
7164-D	20*	Multiplexer	2 form A	100V	500mA	10VA	<50 μ V		3MHz	Connector	Yes	
7166	10	Isolated switch	2 form A	300V	750mA	30VA	75 μ V typ.		3MHz	Connector	Yes	Mercury wetted contacts

プロトタイプ/アダプタカード (705 および 706 モデルにも適用)

7061	10	Prototyping									
------	----	-------------	--	--	--	--	--	--	--	--	--

* 20 チャンネルモードの設定では、20 チャンネルセレクタスイッチのうちの1つとしてのみ用いられます。

** 接尾文字にDがあるカードには、D-sub コネクタがついています。

表 5-7: 7001, 7002 スイッチカードアクセサリ

ケーブル		コネクタ		アダプタ		ツール	
7011-C	7011-MTC-1	7011-MTC-2	7011-KIT-R	7011-MTR			
7011-S			7011-ST				
7111-S							
7012-C	7011-MTC-1	7011-MTC-2	7011-KIT-R	7011-MTR			
7012-S			7012-ST				
7013-C	7011-MTC-1	7011-MTC-2	7011-KIT-R	7011-MTR			
7013-S			7013-ST				
7014	7401		7014-ST				
7015-C	7011-MTC-1	7011-MTC-2	7011-KIT-R	7011-MTR			
7015-S			7015-ST				
7018-C	7011-MTC-1	7011-MTC-2	7011-KIT-R	7011-MTR			
7018-S			7018-ST				
7019	7019-C-MTC1-2	7019-C-MTC-2	7011-KIT-R	7011-MTR			
7020	7020-MTC-2		7011-KIT-R (incl.)	7011-MTR			
7020-D			7020-DT				
7021	7011-MTC-1	7011-MTC-2	7011-KIT-R (incl.)	7011-MTR			
7022	7011-MTC-1	7011-MTC-2	7011-KIT-R (incl.)	7011-MTR			
7035	7035-MTC-2		7011-KIT-R (incl.)	7011-MTR			
7036	7036-MTC-2		7011-KIT-R (incl.)	7011-MTR			
7037	7011-MTC-1	7011-MTC-2	7011-KIT-R (incl.)	7011-MTR			
7037-D			7037-DT				
7057A	7401						
7058	7024-3 (incl.)	7024-10 7025-10	7023		6146, 6147 6172		
7062	7051-2, -5, -10						
7063	7051-2, -5, -10						
7152	7152-MTC-2, -10	7152-TRX-10	7152-KIT	7152-MTR		7152-HCT 7074-HCT	
7153	7153-TRX						
7156-D	7156-MTC-10		7156-KIT	7156-MTR			
7158	4801	4802-10 4803			4804		
7164-D	7164-MTC-10		7164-KIT	7164-MTR (incl.)			
7169A	7169-MTC-10		7169-KIT	7169-MTR			
							7078-CIT 7078-HCT

表 5-8: 707A, 708A スイッチカード

チャンネル数	形状	接点構成	最大電圧値	最大電流値	最大電力値	接点電位差	オフセット電流	推奨周波数	接続方法	CE	その他
微小電流											
7072	8×12	Matrix	200V	1A	10VA	<20 μ V	<1pA	15 MHz	3-lug triax	Yes	Optimized for semiconductor applications.
7072-HV	8×12	Matrix	1300V	1A	10VA	<20 μ V	<1pA	4 MHz	3-lug triax	Yes	Optimized for semiconductor applications.
7174A	8×12	Matrix	200V	2A			<100fA	30 MHz	3-lug triax	Yes	Optimized for semiconductor applications.
一般用途											
7071	8×12	Matrix	200V	500mA	10VA	<5 μ V	<100pA	3 MHz	Connector	Yes	Also provides screw terminal connection.
7071-4	Dual 4×12	Matrix	200V	500mA	10VA	<5 μ V	<100pA	3 MHz	Connector	Yes	Screw terminals available on row connections.
7074-D	Eight 1×12	Multiplexer	200V	500mA	10VA	<5 μ V	<100pA	5 MHz	Connector	Yes	
7075	Eight 1×12	Multiplexer	110V	1A	30VA	<5 μ V	<100pA	30 MHz	Connector	Yes	
7076	Dual 4×12	Matrix	110V	1A	30VA	<5 μ V	<100pA	15 MHz	Connector	Yes	
7077	Dual 8×12	Matrix	42V	1A	30VA	<5 μ V	<100pA	15 MHz	BNC	Yes	Isolated BNC for differential systems.
高周波数											
7073	8×12	Matrix	1-pole form A	1A	30VA	<2 μ V	<200pA	30MHz	BNC	Yes	
7173-50	4×12	Matrix	2 form C	0.5A	10VA	<15 μ V	<200pA	200MHz	BNC	Yes	
プロトタイプ											
7070	96									Yes	7070 includes ribbon cable to extend backplane outside mainframe.
7070-PCA	96										

表 5-9: 707A, 708A スイッチカードアクセサリ

ケーブル		コネクタ		アダプタ		ツール
7071, 7071-4	7078-MTC-5	7078-MTC-20	7078-KIT	7078-MTR	237-TRX-T 7078-TRX-BNC	7078-CIT 7078-HCT
7072	7078-TRX-3	7078-TRX-10			237-TRX-T 7078-TRX-BNC	
7174A	7078-3	7078-10			7078-TRX-BNC 237-TRX-T	
7072-HV	7078-TRX-3	7078-TRX-10			7078-TRX-GND 237-TRX-TBC	
7073	7051-2, -5, -10	7754-3			7755	
7074-D	7074-MTC-20 (cols.) 7078-MTC-20 (rows)	7078-MTC-5 (rows) 7074-MTR (cols.)	7074-KIT (cols.) 7078-MTR (rows)	7078-KIT (rows) 7074-RTC	7078-CIT 7078-HCT	7074-HCT
7075	7075-MTC	7076-CMTC				
7076	7075-MTC	7076-RMTC				
7173-50	7173-50-CSEP	7076-CMTC				

付録 A

高感度測定の
トラブルシューティング

測定タイプと代表的アプリケーション	誤差の症状	考えられる原因	防止方法
微小電圧 標準電池同士の比較 ジョセフソン接合アレイの電圧 温度測定 熱起電力 リレー/コネクタの接合電圧 磁気起電力	オフセット 電圧 読みにノイズ が多い	熱起電力 磁気妨害 グラウンド・ループ	すべての接続部を同一温度に保つ。 Cu-Cu 圧着接続を行う。 上記参照。 リード線にツイスト・ペア線を使用する。 磁場を除去する/磁場に対してシールドする。 スター結線されたアースラインの中心に1点アース
微小電流 イオン/電子電流 トンネル電流 電子部品のリーク電流 光電子電流 絶縁体からのリーク電流/破壊 MOS 電荷ポンピング電流 準静的キヤパシタンス 摩擦、圧電電流	オフセット 電流 読みにノイズ が多い	絶縁体の漏れ メータのバイアス電流 検出器の暗電流 静電結合	防止する。優れた絶縁体を選択する。 十分にクリーニングする。 ピコアンメータ/エレクトロメータを選択する。 電流源を抑制するか、取り除く。 高圧を近くにおいていたり移動することを避ける。 シールドする。
微小電圧領域で ゲインエラー	微小電圧領域で ゲインエラー	電圧負荷	フィードバック電流計を使用する。 より高いレンジを使用する。

測定タイプと代表的アプリケーシヨン	誤差の症状	考えられる原因	防止方法
微小抵抗	超伝導体の抵抗 金属抵抗 亀裂成長 / 疲労 ボンディング抵抗 リレ / コネクタの接触抵抗	オフセット電圧 リード線の抵抗 読みのドリフト 熱起電力 読みにノイズが多い 磁気防害	4 線式 (ケルビン接続) を使用する。 テスト信号をハルス化する (デルタモード / オフセット補正) 磁場を除去する / 磁場に対してシールドする。 リード線にツイスト・ペア線を使用する。
高抵抗	絶縁体の抵抗 表面絶縁抵抗 (PC 基板、回路基板、パッケージ) の物質の抵抗率 ポリマーの電気伝導面積 / 体積抵抗率 4 点プローブ 広がり抵抗	読みが小さすぎる DUT に試験治具などが並列接続されている 電圧計の入力 R が小さい オフセット電流 静電結合 読みにノイズが多い	高い絶縁 R を持つ取り付け具およびクランプを使用する。 ガーディングは、シャント R を増大させます。 強制電圧 / 電流測定法を使用する。 試験電圧をオフにして電流オフセットをゼロにする (または REL 機能を使用)。電圧切換法を使用する。 適切なシールドを施し、近傍での電圧の移動や変動を防止する。電圧切換法を使用する。
高抵抗源からの電圧	pH / イオン選択電極 誘電吸収 FET ゲート電圧 ホール効果電圧	読みが小さすぎる (負荷エラー) 読みにノイズが多い 静電結合	DUT の一方の側を接地、アナログフィルタを使用する。 高い絶縁 R を持つ取り付け具およびクランプを使用する。 ガーディングは、シャント R を増大させます。 エレクトロメータを使用する。 高圧を近くに置いたり移動することを避ける。シールドする。
		変動電流が装置から発生する	エレクトロメータを使用する。

付録 B

ケーブルおよび
コネクタ・アセンブリ

適切なケーブルおよびコネクタ・アセンブリは、高感度測定器のインテグリティを維持するのに重要な要素です。一般に、高感度測定器には、同軸、三軸、およびシールド・ツイスト・ペアの3種類のケーブルが使用されます。さらに、低ノイズまたは低熱起電力設計のケーブルが頻繁に使用されます。ソースに直接接続する場合には、あるいはコネクタ・アセンブリ用に低ノイズ同軸ケーブルや三軸ケーブルを用意する場合には、図 B-1 に示した手順に従ってください。

1. シールドを切らないように、外部絶縁体をゆっくりと切り開きます。
2. 尖ったものを使用して、編組シールドをほどきます。
3. 編組をねじり、残ったグラファイトをメタノールで完全に拭き取ります。三軸ケーブルでは、上記の手順を内部シールドについても繰り返します。
4. 中心導体を適切な長さに切り、中心導体から絶縁体を剥して「すず」リード線にします。
5. コネクタに挿入するために、コネクタのタイプのアセンブリ手順に従って編組を切ります。

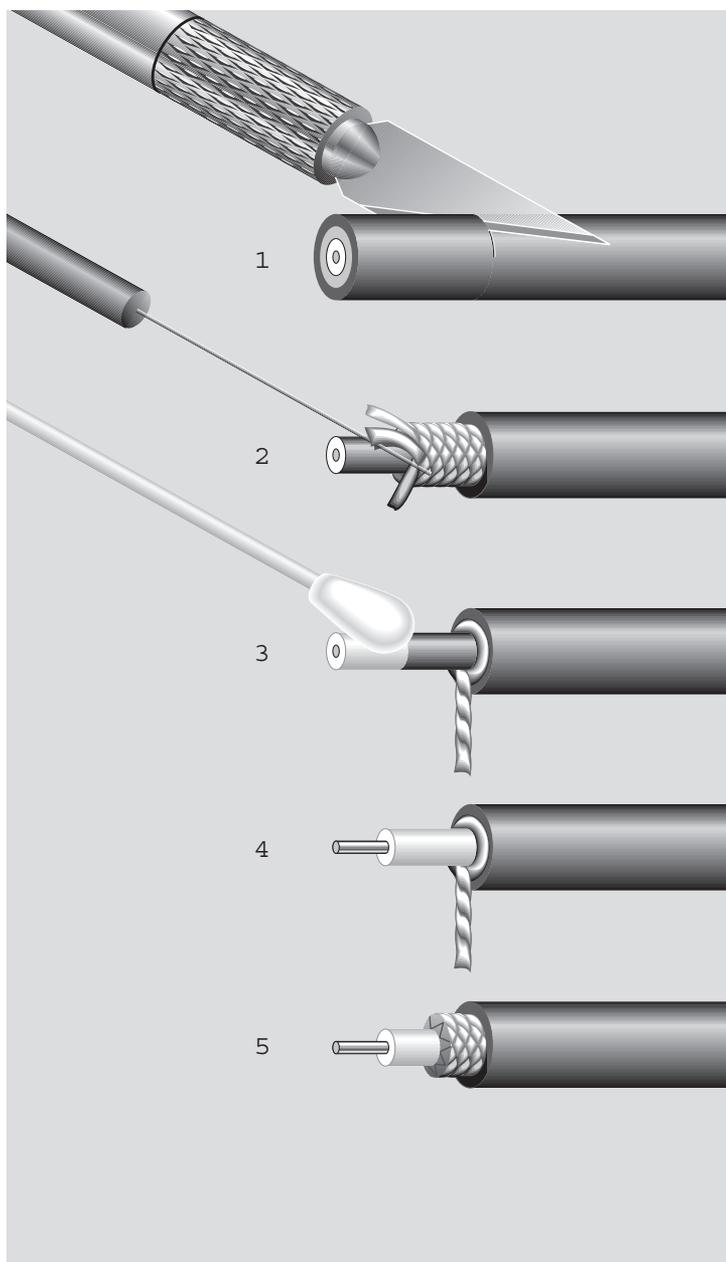
コネクタは、高い抵抗絶縁を備えていなければなりません。通常はテフロンが好まれます。これは、テフロンが表面の汚染を防ぐ特性を持っているからです。同軸または三軸コネクタには、テフロン絶縁体が使われています。

BNC コネクタと 2 スロット三軸コネクタが非常に類似していることに注意してください。コネクタには、それと正しく結合できるものだけが使用されていることを確認しなければなりません。BNC コネクタと 2 スロット三軸コネクタを結合すると、プラグとレセプタクルが回復不可能な損傷を受けます。適宜 3 スロット三軸コネクタを使用すると、この問題を解決することができます。

同軸接続を使用する高感度測定器もありますが、ほとんどの測定器は三軸コネクタを使用します。三軸ケーブルは、高コモン・モード測定に必要なグラウンド・シールドを提供します。通常は、外部シールドをパワー・ライン・グラウンドに、内部シールドを信号 LO に接続します。また、三軸接続によってガーディングの使用が簡単になります。この構成では、内部シールドをガード電位に接続し、外部シールドをグラウンドに接続します。露出した金属がガード電位にあり、かつガード電圧が 30Vrms 以上の場合にこの方法を使用すると、安全上の問題があります。

すべての絶縁デバイスと同様に、リーク抵抗の減少を防ぐために、コネクタの絶縁体をきれいな状態に保たなければなりません。絶縁材料には触れないようにしてください。コネクタが汚染されたら、メタノールか蒸留水でクリーニングできます。クリーニングの際には、純粋な洗浄剤だけを使用するように、また汚染された箇所から汚染物質を完全に洗い流すように注意してください。汚染物質をすべて取り除いたら、湿度の低い環境でコネクタを数時間乾燥させてから使用してください。

図 B-1: ケーブルの準備



付録 C

用語集

A/D (アナログ/デジタル) コンバータ アナログ入力信号をデジタル情報に変換する際に使用される回路。すべてのデジタル測定器は、A/D コンバータを使用して、入力信号をデジタル情報に変換します。

D/A (デジタル/アナログ) コンバータ デジタル情報をアナログ信号に変換する際に使用される回路。D/A コンバータは多くの測定器で使用されており、孤立アナログ出力を供給します。

EMF (起電力) 起電力または電圧。通常、EMF という用語は、電気磁気的効果、電気化学的効果、またその他の効果によって電圧差が生じる状況で使用されます。

FARADAY CUP Faraday cup (Faraday cage や Icepail とも呼ばれる) は薄い板金や金網で作られた容器。2つの電極で形成され、一方が他方の内側にあり、絶縁体によって絶縁されています。内部電極をエレクトロメータに接続し、外部電極はグランドに接続されます。帯電した試料を内部電極内に置くと、全ての電荷が測定器内部に流れ込む仕組みです。閉じられた電界内では導体が発生せず、カップ内部の試料は外界もしくは浮遊している電界から遮断されます。これにより試料の帯電が正確に測定できます。

MEMS (Microelectromechanical systems) マイクロメータレベルの大きさでありながら外部からの刺激に応答したり物理的な力を発生させる能力を持つシステム (センサとアクチュエータ)。大部分の MEMS はシリコン系 IC の製造と同じリソグラフィ技術で作られます。

MOSFET (金属酸化物半導体電界効果トランジスタ) MOS 電界効果トランジスタ。入力抵抗がきわめて高いという特長を持つユニポーラ・デバイスです。

VAN DER PAUW 測定 任意の形状を持つサンプルの抵抗率を測定するための測定技術。

2線式抵抗測定 同じテスト用リード線を使用してソース電流とセンス電圧を印加する測定。

4線式抵抗測定 2本のリード線を使用して未知の抵抗に電流を供給し、別の2本のリード線を使用して抵抗の電圧降下を検知する測定方法。4線式抵抗測定は、微小抵抗を測定する際に非常に有効です。

4探針 4点 (同一線上に配置された) プローブを使用した抵抗率測定技術は、抵抗値が不明な試料に対して4つのプローブ探針を等間隔に接触するようにします。配置は試料の中心に対して左右対称です。既知の印加電流を両外側のプローブから流し、内側2つのプローブで電圧を測定することにより抵抗を測定します。抵抗率は以下のように計算されます；

$$\rho = \frac{\pi}{\ln 2} \times \frac{V}{I} \times t \times k$$

V = 測定電圧 [V]、I = 印加電流 [A]、t = ウェーハの厚さ (cm)、k = プローブとウェーハ直径およびウェーハの厚さとプローブ間隔の比率による補正率

アセンブラ 分子レベルでの製造デバイスであり、分子を適切に配置することによって化学反応を導きます。アセンブラをプログラムすることによって実質的に任意の分子構造やデバイスをより単純な化学構造ブロックから作り出すことができます。

圧電効果 機械的応力のあるタイプの絶縁体に加えたときに発生する電流を示す用語。

アナログ出力 入力信号に対応するアナログ信号を提供する出力。

ウォームアップ時間 測定器の電源を入れてから、基準条件で規定精度に達するまでの時間。

エレクトロメータ 高度の機能を持つ DC マルチメータ。デジタル・マルチメータと比較して、エレクトロメータは高い入力抵抗と優れた電流感度を備えています。また、エレクトロメータは、通常 DMM では得られない機能を備えています（例えば、電荷測定、電圧印加など）。

オートレンジ切り換え 測定器の機能の 1 つであり、アナログ・レンジを自動的に切り換えて、最高の分解能が得られるレンジを決定します。通常、レンジは 10 倍単位で切り換わります。

オートレンジ切り換え時間 オートレンジ切り換え機能を持った測定器において、ステップ入力信号を印加してからそれが表示されるまでの時間。この時間には、適切なレンジを決定してそのレンジに切り換える時間も含まれます。

応答時間 測定器では、ステップ入力信号を印加してから、その振幅が規定精度で表示されるまでの時間を表します。ソース機器では、変化をプログラミングしてから、その値が出力端子で得られるまでの時間を表します。セトリング時間とも呼ばれます。

汚染 通常この用語は、半導体または絶縁体の物理的、化学的、または電気的特性に悪影響を与える不要な物質を記述する際に使用されます。

オフセット電流 信号をまったく入力しないのに回路により生成される電流。オフセット電流は、回路内に存在する摩擦電気効果、圧電効果、あるいは電気化学効果によって生成されます。

温度係数 温度変化にともなう読み（またはソース値）の変化。これは、温度変化 1°C 当たりの読み（またはソース値）のパーセンテージとカウントを加えたものとして表されます。

ガーディング リーク誤差を低減し、応答時間を短縮する技術。ガーディングとは、高インピーダンス信号のリード線の周りを低インピーダンス・ソースによってドライブされた導体でとり囲むことです。ガード電圧は、信号電圧の電位、あるいはそれに近い値に維持されます。

過負荷保護 入力端子における過度の電流または電圧から測定器を保護する回路。

カーボンナノチューブ 炭素の単分子層を管状に形成したナノレベルデバイスであり、今までにない電気的特性と延伸性を持ちます。カーボンナノチューブで作成したファイバは銅に匹敵する電気伝導度とダイヤモンドに匹敵する熱伝導率を示し、さらに鋼の 1/6 の重量で 100

倍の強度を有すると共に非常に大きな破断歪みを持ちます。製造方法により超伝導体、絶縁体、半導体、導体（金属性）のいずれにもなり得ます。炭素以外の元素を使用したナノチューブ（ナノワイヤと呼ばれることが多い）の多くは、窒化ホウ素またはシリコンから作られます。

感度 測定および表示が可能な最小の量。

キャパシタンス キャパシタまたは導体や誘電体の系において、導体間に電位差がある場合に電氣的に分離された電荷の蓄積を許容する特性。キャパシタンスは電荷および電圧に関係し、 $C = Q/V$ で表されます。ここで、 C はキャパシタンス（ファラッド）、 Q は電荷（クーロン）、 V は電圧（ボルト）です。

偶然誤差 偶然誤差により影響を受ける数多くの測定値を平均した値は、真の値に一致します。系統誤差も参照してください。

グラウンド・ループ 2つ以上の測定器がグラウンド・バス上の別な点に継がれ、アースまたは電源ライン・グラウンドが異なる場合に生じる状況。グラウンド・ループは、望ましくないオフセット電圧またはノイズを発生させることがあります。

繰り返し性 同じ条件で連続して測定を行った場合に、それらの結果が一致する度合。

系統誤差 系統誤差によって影響を受ける数多くの測定値を平均した値は、真の値からはずれています。偶然誤差も参照してください。

高いインピーダンス端子 ソース抵抗と予想される浮遊電流（例えば、 $1\mu\text{A}$ ）の積が必要な電圧測定感度を超える端子。

誤差 真の値からの測定値の偏差（差または比）。真の値は、元来不定なものです。偶然誤差および系統誤差も参照してください。

コモン・モード電圧 測定器の入力ロー端子とアース・グラウンドとの間に存在する電圧。

コモン・モード電流 測定器の入力ロー端子とシャーシ・グラウンドとの間に流れる電流。

コモン・モード・ノイズ除去比 (CMRR) 測定器において、グラウンドを基準にした、入力端子におけるコモン電圧からの妨害を除去できる度合い。通常は、特定の周波数におけるデシベルで表します。

再現性 条件を一定の値だけ変化させて、同じ量を測定した結果が一致する度合。

最大許容入力 測定器に損傷を与えることなく、ハイおよびロー入力測定端子間に印加できる最大 DC + AC ピーク値（電圧または電流）。

シールド 妨害、相互作用、漏れを低減するための、被測定回路の周りの金属製箱、あるいはワイヤ導体（同軸あるいは三軸ケーブル）の周りの金属製スリーブ。通常シールドは、グラウンドまたは入力ロー端子に接続されます。

シャント電流計 シャント抵抗を使用し、入力電流を電圧に変換することによって電流を測定する一種の電流計。シャント電流計は、フィードバック電流計よりも電圧負荷が大きく、感度が低くなります。

シャント・キャパシタンス負荷 ケーブルや取り付け具などの入力端子間のキャパシタンスが測定に与える影響。シャント・キャパシタンスによって、立ち上がり時間とセトリング時間の両方が増加します。

ジョンソン・ノイズ 電荷キャリアの熱運動によって生じる抵抗内のノイズ。このノイズはホワイト・ノイズのスペクトラムを持ち、温度、帯域、および抵抗値によって決まります。

シングルエレクトロン トランジスタ (SET) 電子のトンネル効果を利用してコントロールすることにより電流増幅効果を実現したスイッチングデバイス。SET は 1 個の電子を共有する 2 つのトンネル接合から作られています。トンネル接合は非常に薄い ($\sim 1\text{nm}$) 絶縁体で分離された 2 つの金属電極から構成されており、一方の金属電極に存在する電子はトンネル効果によってのみ他方へ移動することができます。トンネル効果による電荷移動は不連続的な現象であり、トンネル接合を透過する電流は必ず電荷 e (1 個の電子の電荷) の整数倍になります。

スイッチ・カード 個々のチャンネルの入力および出力を切り換える、独立した絶縁されたリレーを持つカード。

スイッチング・メインフレーム 信号源機器および測定器と被測定デバイスの信号間を接続する切り換え機器。メインフレームは、スキャナ、マルチプレクサ、マトリックス、あるいはプログラマブル・スイッチとも呼ばれます。

スピントロニクス 電子の電荷ばかりではなく電子のスピンを何らかの方法で利用するエレクトロニクス。

静電結合 導体の近くで電圧源が変化したり移動することによって電流が生じる現象。

精度 測定における不確かさの自由度を指します。多くの場合、この用語は繰り返し性あるいは再現性について説明する場合に使用され、精度の代わりに使用することはできません。不確かさも参照してください。

絶縁抵抗 絶縁体のオーム抵抗。絶縁抵抗は、湿度の増加とともに急激に低下します。

接触抵抗 接点が閉じている、または接触している場合の、リレーまたはコネクタの接点間の抵抗 (Ω)。

絶対確度 公認の標準認定機関により認可された標準に対する絶対トレーサビリティを持つ 1 次標準の値と、測定器の読みの近さの度合。多くの場合、確度はゲインとオフセットの項に分けられます。相対確度も参照してください。

セトリング時間 測定器では、ステップ入力信号を印加してから、その振幅が規定精度で表示されるまでの時間を表します。ソース機器では、変化をプログラミングしてから、その値が出力端子で得られるまでの時間を表します。応答時間とも呼ばれます。

ゼロ・オフセット 測定器の入力端子を短絡させたとき（電圧計）または開回路にしたとき（電流計）の読み。

ソース・インピーダンス 測定器の入力端子に対してソースが示す抵抗と容量性あるいは誘導性リアクタンスの組み合わせ。

ソース抵抗 ソース・インピーダンスの抵抗成分。テブナン等価回路も参照してください。

ソース・メジャー・ユニット (SMU) DC 電圧および DC 電流を供給しながら、測定する電子測定器。通常、SMU には 2 つの動作モード（電圧を供給して電流を測定、または電流を供給して電圧を測定）があります。ソース・モニタ・ユニットあるいはスティミュラス測定ユニットとも呼ばれます。

ソースメータ 電流、電圧の印加や測定、スイープが行えるなど多くの点でソース・メジャー・ユニットに非常に類似しています。さらに、ソースメータは電流や電圧の他、抵抗測定値も直接表示できます。汎用高速生産試験アプリケーションでの使用や、高感度測定や研究向けのアプリケーションにも使用可能。

相対精度 2 次標準を基準にした測定器の精度。絶対精度も参照してください。

帯域 ある限度内で伝送することのできる、または増幅できる、周波数の範囲。通常、帯域は -3dB ($1/2$ の電力) 点で指定されます。

立ち上がり時間 信号が、その P-P 振幅の小さいパーセンテージ（通常 10%）から大きいパーセンテージ（通常 90%）に変化するために必要な時間。立ち下がり時間も参照してください。

立ち下がり時間 信号が、その P-P 値の大きなパーセンテージ（通常 90%）から小さなパーセンテージ（通常 10%）に変化するために必要な時間。立ち上がり時間も参照してください。

短期精度 指定された短い連続動作期間中（例えば、24 時間など）に誤差がそれを超えることのない限界値。この値が指定されていない場合は、ゼロ調整やどのような調整も行うことはできません。これは指定された温度範囲において、読み（またはソース値）のパーセンテージに、カウントを加えた値として表されます。

チャンネル (スイッチング) スwitching・カード上のいくつかの信号経路のうちの一つ。スキャナまたはマルチプレクサ・カードでは、チャンネルは測定回路の切り換え入力として、あるいは、ソース回路の切り換え出力として使用されます。スイッチ・カードでは、個々のチャンネルの信号経路は他のチャンネルとは独立しています。マトリックス・カードでは、行と列の交差点ポイントでリレーを作動させることにより、チャンネルが確立されます。

長期確度 90日間またはそれ以上の期間中に誤差がそれを超えることのない限界値。これは指定された温度範囲において、読み（またはソース値）のパーセンテージに、カウントを加えた値として表されます。

超伝導体 抵抗値がゼロである導電体。通常は該当する物質の温度を極低温まで下げることによって超伝導が発現します。

抵抗の温度係数 温度変化1℃当たりの物質またはデバイスの抵抗の変化。通常は ppm/℃ で表されます。

デジタル・マルチメータ (DMM) アナログ信号をデジタル情報およびデジタル表示に変換し、電圧、電流、抵抗、またはその他の電気的パラメータを測定する電子測定器。代表的な5ファンクションDMMは、DC電圧、DC電流、AC電圧、AC電流、および抵抗を測定します。

テブナン等価回路 複雑な2端子線形ネットワークの解析を単純化するために使用される回路。テブナン等価回路電圧は開回路電圧であり、テブナン等価抵抗は、開回路電圧を短絡回路電流で割った値に等しくなります。

電圧係数 印加電圧による抵抗の変化。通常は、パーセント/Vまたは ppm/V で表します。

電圧降下 電流計の入力端子間の電圧降下。

電気化学効果 汚染や湿度によって生じたガルヴァーニ電池の作用により、電流が発生する現象。

同軸ケーブル 二つ、もしくはそれ以上の同軸円筒状の導体が各々絶縁されているケーブル。最も外側の導体は通常アースグランドに接続されます。

ドライ・サーキット・テスト 被測定デバイスの酸化劣化またはその他の劣化を妨ぐように、デバイスの電圧を一定のレベル以下（例えば20mV未満）に維持しながらデバイスを測定するプロセス。

トランスファー安定度 限定された温度範囲および期間における2つのほとんど等しい測定値の比較。これは ppm で表されます。相対確度、短期確度も参照してください。

トリガ 測定器の1つあるいは複数の機能を開始する外部刺激。トリガ刺激には、入力信号、フロント・パネル、外部トリガ・パルス、およびIEEE-488バスX、talk、およびGETトリガが含まれます。

ドリフト 入力信号または動作条件が変化しないのに発生する、読みのゆるやかな変化。

ナノ 10億分の1 (1/1,000,000,000) を表す接頭辞。

ナノエレクトロニクス ナノメータスケールのエレクトロニクス。分子エレクトロニクスを含む他、現在の半導体デバイスに類似したナノスケールデバイスも含まれます。

ナノテクノロジー 原子または分子スケールの精度でデバイスを作成する技術。デバイスを特徴付けるサイズが 100 ナノメートル (nm) 以下である場合をナノテクノロジーによる製品と見なします。1 個の分子のサイズを表す長さの尺度として最も適しているのがナノメートル (10 億分の 1 メートル、 10^{-9} m) です。

ナノボルトメータ nV の感度を持つように最適化された電圧計 (通常は、低熱起電力コネクタ、オフセット補正などを採用しています)。

入力インピーダンス 入力端子間で測定されるシャント抵抗およびキャパシタンス (あるいはインダクタンス)。入力バイアスもしくはオフセット電流の影響は含まれません。

入力オフセット電圧 出力の表示値をゼロにするために、入力測定端子間に直接印加しなければならない電圧で、抵抗パスを経由して流れるバイアス電流によって生じる。

入力オフセット電流 出力の表示値をゼロにするために、差動測定器の各入力測定端子に供給しなければならない電流の差 (ゼロ入力電圧およびオフセット電圧を使用)。入力バイアス電流のことを非公式にこのように呼ぶこともあります。

入力抵抗 入力インピーダンスの抵抗成分。

入力バイアス電流 測定器の内部回路とバイアス電圧によって生じる測定器の入力を流れる電流。

熱起電力 測定回路内の温度差によって発生する、あるいは異なる物質からなる導体を接合したときに発生する電圧。

ノイズ 必要な信号に加わる不要な信号。

ノーマル・モード除去比 (NMRR) 測定器の入力端子間の妨害を除去する度合い。通常は、AC 電源ラインの周波数など、特定の周波数におけるデシベルで表されます。

ノーマル・モード電圧 測定器のハイおよびロー入力端子間に印加される電圧。

バイアス電圧 テスト対象デバイスの基準レベルまたは動作点を確立するために回路またはデバイスに印加される電圧。

ピコアンメータ 微小電流の精密測定用に最適化された電流計。通常は、フィードバック電流計を指します。

標準電池 実験室などで電圧の基準として用いられる電池。

フィードバック・ピコアンメータ 感度の高い電流計。演算増幅器のフィードバック構成を使用して、入力電流を電圧に変換します。

不確かさ 測定において発生する可能性のある誤差の推定値。言い換えると、発生する可能性のある、実際の値からの偏差の推定値のことです。

フラーレン (FULLEREN) 炭素の 6 員環と 5 員環が相互に入り組んだ構造を持つシートから作られた中空球面体であり、全体で 60 個の炭素を含むことから C60 と呼ばれることもあります。建築家 R.Buckminster Fuller が設計した測地線ドームの形状への連想からこの名前で呼ばれます(“buckminsterfullerene”または“buckyball”と呼ばれることもあります)。

フローティング アース・グラウンドと測定器または被測定回路の間にコモン・モード電圧が存在する状況。(回路のロー端子は、アース電位に接続されていない。)

分解能 測定して (または供給して)、表示できる入力 (または出力) 信号の最小量。

分子エレクトロニクス ナノメートルレベルの寸法と原子レベルの精度を持つ電子デバイスからなるシステムであり、特に個別の分子部品から構成されるシステムを指します。この点で連続体材料から作り出される半導体デバイスと区別されます。

分子ナノテクノロジー 分子単位で製品 / 副製品をコントロールすることにより物質の構造を完全かつ安価にコントロールする技術。分子マニファクチャリングの製品およびプロセス (分子組織も含む) が、この技術の範疇に属します。

分子マニピレータ 原子レベルでの精密な位置決めが可能な近接プローブメカニズムと分子レベルでの結合サイトを先端に持つことを特徴とするデバイスであり、分子ブロックを精密に位置決めしながら複雑な構造物へ作り上げるために使用されます。

分子マニファクチャリング 分子組織を使用して位置を分子レベルでコントロールしながら、部位ごとに化学反応を起こさせることにより製品または副製品を製造するプロセス。

ホール効果 磁場に置かれた導体の横方向の電圧の測定。この測定から、シリコンのキャリアのタイプ、濃度、および移動度を調べることができます。

マイクロ・オームメータ 微小抵抗測定用に最適化されたオームメータ。代表的なマイクロ・オームメータは 4 端子測定法を使用し、高精度レベル測定に最適な精度を維持するための特殊な機能を備えています。

摩擦電気効果 導体と絶縁体との間の摩擦により生じる電荷によって電流が発生する現象。

誘電吸収 それまで帯電していたキャパシタが瞬間的に放電した後の残留電荷の影響。

読み 入力信号の特性を表現する表示値。

読み取り速度 読みを更新する速度。読み取り速度は、2 回の連続した読み取りの間の時間の逆数です。

リーク電流 圧がかかったときに絶縁抵抗を流れる（漏れる）誤差電流。微小電流の流れる導体間や電圧源のそばの高抵抗経路においても、大きなリーク電流が発生することがあります。

量子ドット 単一電子（または数個の電子）を閉じ込めることのできるナノスケールサイズの物体（通常は半導体アイランド）。量子ドットに閉じ込められた電子は原子内の電子と同様に離散化したエネルギー準位を持ちます。量子ドットは「人工原子」とも呼ばれてきました。

レンジ 測定可能なあるいはソースとして印加できる信号値の連続した帯域。両極性測定器では、レンジには正および負の値が含まれます。

付録 D

安全上の注意事項

試験システムの安全性

多くの電気試験システムは、危険な電圧／電力レベルの印加／測定機能を備えています。また、単一の故障状態（プログラミングのエラー、計器の故障等）では、危険のないことをシステムが示している場合であっても危険レベルの電圧および電力を出力することがあります。

このような高レベルでの電圧および電力の出力が考えられるため、これらの危険からつねにオペレータを保護する必要があります。

保護対策には、以下が挙げられます。

- オペレータが危険な回路に接触しないようにテストフィクスチャを設計する。
- 破片の飛散からオペレータを保護するため、被測定デバイスを確実に囲む。
- オペレータが触れる可能性のあるすべての電気接続部を二重に絶縁する。二重に絶縁することで、仮に絶縁層の1つが破損しても、オペレータは保護される。
- テストフィクスチャのカバーが開いた場合は、信頼性の高いフェイルセーフ・インターロック・スイッチが電源を遮断するようにする。
- オペレータが試験装置の内部にアクセスせずに済むように、またガードを開けずに済むよう自動ハンドラを使用する。
- システムのすべてのユーザに対して適切な教育を行い、すべての予想される危険および傷害から身を守る方法について理解させる。

注意：電源の立上げ時は、ハードウェアおよびソフトウェアの初期化が完了するまで基板出力の状態が制御されません。ユーザは、これを許容できるように設計するか、または適切なインターロックを設けて危険電圧を防ぐかユーザに危険電圧が届かないようにする必要があります。

一般的な安全上の配慮

試験システムの設計者、インテグレータおよび設置者には、オペレータおよび保守要員の保護が確実に整備され効果を発揮するように努める責任があります。

本製品および付随する装置をご使用になられる前に、以下に説明する安全上の注意事項を必ずご確認ください。装置やアクセサリの中には通常の使用条件では危険な高電圧を使用しないものもありますが、そのような装置であっても置かれる状況によっては危険な状態が発生する可能性があります。ケースレーの製品は、感電の危険を良く認識し、事故防止に必要な安全上の注意事項を熟知した人による使用を前提としています。製品を使用される前に設置・操作・保守に関する説明をよく読み、それに従ってください。当社で使用を前提としているのは次のような方々です。

責任者（責任団体）は装置の使用と保守に責任を負う個人またはグループであり、装置が本来の仕様と動作限界の範囲内で適正に運用され、オペレータが適切な教育を受けることに対して責任を負います。

オペレータは目的の機能を実現するために製品を使用します。オペレータは電氣的な安全保持および装置の適正な運用について教育を受けていなければならず、電気ショックや通電回路に直接触れぬように保護されている必要があります。

保守担当者は製品を正しく動作させるために必要な所定の作業を行います(例えば、電源電圧の設定、消耗部品の交換など)。具体的な保守作業の内容についてはマニュアルをご覧ください。保守担当者が実施できる項目であるかどうかはそれぞれの作業説明に明記してあります。該当しない項目についてはサービス担当者にお任せください。

サービス担当者は安全に装置を設置し、製品の修理を行います。このため、サービス担当者は活線作業実施のための教育を受けていなければなりません。設置やサービス作業を行えるのは適正な教育を受けたサービス担当者だけです。

感電の危険性が存在する場合は特別な注意が必要です。ケーブル接続ジャックや試験ジグには人命にかかわる高電圧が印可されていることがあります。米国規格協会(ANSI)によれば、電圧レベルが30V RMS、42.4V(ピーク値)、または60VDCを超える場合は常に感電の危険が存在すると規定しています。未知回路を測定しようとするときは、常に危険な高電圧が存在するものとして作業を行ってください。

オペレータは作業中常に感電から保護されていなければなりません。責任者(団体)はオペレータが危険箇所に触れないよう、絶縁されているようにすべての接続ポイントを処置する必要があります。ただし、場合によっては人が操作できるように接続箇所をあえて露出させなければならないことがあります。オペレータは、このような状況でも感電事故から自分を保護できるように教育されていなければなりません。しかし、1000Vを超える電圧で動作する可能性のある回路については、絶対に回路の導電部位を露出させないでください。

国際電気技術委員会(IEC)規格IEC664に定められているように、設置カテゴリIの測定器を、直接交流電源に接続しないでください。

電源コードへのアクセスが難しいラックマウント装置では、火災やなんらかの災害に備えて専用の電源遮断スイッチを設けて下さい。

スイッチングカードを電力制限機能のない電源回路に直接接続しないでください。これらのカードは本来インピーダンスで制限された電源への接続を想定したものです。スイッチングカードは絶対にAC電源に直結しないでください。スイッチングカードに電源を接続するときは、過大な電流や電圧がカードに印加されないようにする保護デバイスを装着してください。

装置を動作させる前に、電源コードが正しく接地されたコンセントに接続されていることを確認してください。接続ケーブルや試験導線、ジャンパ等に磨耗や割れ目、断線などが無いか検査してください。

確実に安全を確保するため、被試験回路が通電されている間は製品、試験ケーブル、の他の装置には手を触れないようにしてください。次のような作業を行う場合は必ず事前に全回路の電源を切り、コンデンサを放電させてください。ケーブル/ジャンパの接続や取り外し、スイッチングカードの装着/取り外し、ジャンパの取付け/取り外しなどの内部設定変更。

被試験回路のコモン側や電源 GND へ電流を流す経路となりえる物体には触らないでください。測定を行うときは手が濡れていないことを確認し、測定対象の電圧に十分耐える乾燥した非導電性の床の上に立って作業してください。

装置およびアクセサリはその仕様と指定された操作法に従って使用してください。これが守られない場合は装置を安全に使用していただくことはできません。

装置およびアクセサリの最大信号レベルを絶対に超えないようにしてください。この値は装置仕様と操作法に定義されており、さらに装置や試験ジグのパネル、スイッチングカードにも表記されています。

製品が装着しているヒューズを交換するときは、火災事故に対して引き続き同等レベルの保護を与えるために必ず型式と定格が同じヒューズを使用してください。

筐体端子は測定回路をシールドするための接続に使用し、安全接地 GND としての接続には使用しないでください。

試験ジグを使用する場合、被試験デバイスの通電中は必ず蓋を閉じてください。安全に作業するためにはインターロック付きの蓋を使用してください。

装置に  シンボルが表記された端子が付いている場合は、その端子をユーザ用資料で推奨されたケーブルを用いて保安設置してください。

装置上に  シンボルが表記された個所については、マニュアルに記載の操作説明を必ずご覧ください。

装置上に  シンボルが表記された個所は、1000V またはそれ以上（通常およびコモンモード電圧の両方を含む）の電圧が発生、または測定できる個所であることを示します。使用者がこのような電圧に直接触れないようにするため、標準的な対策を施して安全を確保してください。

マニュアルの中で「警告」という見出しに続く文は、身体傷害または死亡を引き起こす危険について説明しています。該当する手順を実行する前に、必ず関連情報をよく読んでください。

マニュアルの中で「注意」という見出しに続く文は、装置の損傷に結びつく危険事項を説明しています。このような損傷は保証規定を無効にすることがありますからご注意ください。

装置およびアクセサリを人体に接続しないでください。

保守作業を行うときは必ず事前に電源ケーブルとすべての試験ケーブルを取り外してください。

感電や火災事故などへの保護機能を維持するため、主要回路要素（

電源トランス、試験導線、入力ジャックなど)を交換する必要がある場合は、必ずケースレーから純正品を購入してください。ヒューズについては、該当安全規格を満たし、かつ型式と定格が一致するものであれば標準品を使用できます。それ以外の部品で装置の安全に直接関係しないものについては、本来の部品と同等な他社製品を購入していただいて構いません。(ただし一部の指定された部品については、製品の確度と機能を保つために、ケースレーから購入していただく必要があります。)

交換部品の適用性についてご不明な点があるときは、ケースレーの支社、代理店にお問合せください。

装置をクリーニングするときは湿らせた布、または水性の洗剤を使用してください。クリーニングできるのは装置の外周りだけです。装置自体(内部)は直接クリーナーで触らないでください。また、装置表面や内部に液体が入らないように注意してください。回路基板のみでケースやシャーシのない製品(コンピュータに取り付けるデータ収録ボード等)は、指示に従って適切に操作されている限りにおいてクリーニングの必要はありません。基板が汚れ、それによって機能に影響が生じている場合は、基板を弊社に返送してクリーニング/サービスを依頼してください。



jp.tek.com

テクトロニクス／ケースレイインストルメンツ

お客様コールセンター：技術的な質問、製品の購入、価格・納期、営業への連絡

TEL: 0120-441-046 ヨロ良い オシロ 営業時間 / 9:00~12:00・13:00~18:00
(土日祝日および当社休日を除く)

サービス・コールセンター：修理・校正の依頼

TEL: 0120-741-046 ヨロ良い オシロ 営業時間 / 9:00~12:00・13:00~17:00
(土日祝日および当社休日を除く)

〒108-6106 東京都港区港南2-15-2 品川インターシティB棟6階

記載内容は予告なく変更することがありますので、あらかじめご了承ください。

Copyright © 2020, Tektronix. All rights reserved. TEKTRONIX およびTEKはTektronix, Inc. の登録商標です。記載された製品名はすべて各社の商標あるいは登録商標です。

2020年12月 KJ11400