

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE

Low resistance measurements – Methods and guidance

Mesures de faibles résistances – Méthodes et recommandations

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 62812:2019



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2019 IEC, Geneva, Switzerland

All rights reserved. Unless otherwise specified, no part of this publication may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and microfilm, without permission in writing from either IEC or IEC's member National Committee in the country of the requester. If you have any questions about IEC copyright or have an enquiry about obtaining additional rights to this publication, please contact the address below or your local IEC member National Committee for further information.

Droits de reproduction réservés. Sauf indication contraire, aucune partie de cette publication ne peut être reproduite ni utilisée sous quelque forme que ce soit et par aucun procédé, électronique ou mécanique, y compris la photocopie et les microfilms, sans l'accord écrit de l'IEC ou du Comité national de l'IEC du pays du demandeur. Si vous avez des questions sur le copyright de l'IEC ou si vous désirez obtenir des droits supplémentaires sur cette publication, utilisez les coordonnées ci-après ou contactez le Comité national de l'IEC de votre pays de résidence.

IEC Central Office
3, rue de Varembe
CH-1211 Geneva 20
Switzerland

Tel.: +41 22 919 02 11
info@iec.ch
www.iec.ch

About the IEC

The International Electrotechnical Commission (IEC) is the leading global organization that prepares and publishes International Standards for all electrical, electronic and related technologies.

About IEC publications

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC. Please make sure that you have the latest edition, a corrigendum or an amendment might have been published.

IEC publications search - webstore.iec.ch/advsearchform

The advanced search enables to find IEC publications by a variety of criteria (reference number, text, technical committee,...). It also gives information on projects, replaced and withdrawn publications.

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

Stay up to date on all new IEC publications. Just Published details all new publications released. Available online and once a month by email.

IEC Customer Service Centre - webstore.iec.ch/csc

If you wish to give us your feedback on this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre: sales@iec.ch.

Electropedia - www.electropedia.org

The world's leading online dictionary on electrotechnology, containing more than 22 000 terminological entries in English and French, with equivalent terms in 16 additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary (IEV) online.

IEC Glossary - std.iec.ch/glossary

67 000 electrotechnical terminology entries in English and French extracted from the Terms and Definitions clause of IEC publications issued since 2002. Some entries have been collected from earlier publications of IEC TC 37, 77, 86 and CISPR.

A propos de l'IEC

La Commission Electrotechnique Internationale (IEC) est la première organisation mondiale qui élabore et publie des Normes internationales pour tout ce qui a trait à l'électricité, à l'électronique et aux technologies apparentées.

A propos des publications IEC

Le contenu technique des publications IEC est constamment revu. Veuillez vous assurer que vous possédez l'édition la plus récente, un corrigendum ou amendement peut avoir été publié.

Recherche de publications IEC - webstore.iec.ch/advsearchform

La recherche avancée permet de trouver des publications IEC en utilisant différents critères (numéro de référence, texte, comité d'études,...). Elle donne aussi des informations sur les projets et les publications remplacées ou retirées.

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

Restez informé sur les nouvelles publications IEC. Just Published détaille les nouvelles publications parues. Disponible en ligne et une fois par mois par email.

Service Clients - webstore.iec.ch/csc

Si vous désirez nous donner des commentaires sur cette publication ou si vous avez des questions contactez-nous: sales@iec.ch.

Electropedia - www.electropedia.org

Le premier dictionnaire d'électrotechnologie en ligne au monde, avec plus de 22 000 articles terminologiques en anglais et en français, ainsi que les termes équivalents dans 16 langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International (IEV) en ligne.

Glossaire IEC - std.iec.ch/glossary

67 000 entrées terminologiques électrotechniques, en anglais et en français, extraites des articles Termes et Définitions des publications IEC parues depuis 2002. Plus certaines entrées antérieures extraites des publications des CE 37, 77, 86 et CISPR de l'IEC.

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE

Low resistance measurements – Methods and guidance

Mesures de faibles résistances – Méthodes et recommandations

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

ICS 31.040.01

ISBN 978-2-8322-6870-4

Warning! Make sure that you obtained this publication from an authorized distributor. Attention! Veuillez vous assurer que vous avez obtenu cette publication via un distributeur agréé.
--

CONTENTS

FOREWORD	4
1 Scope	6
2 Normative references	6
3 Terms and definitions	6
4 Resistance measurement phenomena	7
4.1 General	7
4.2 Lead and contact resistance	7
4.3 Self-heating	9
4.4 Variation of resistance with temperature	10
4.5 Thermoelectric e.m.f.	12
4.6 Peltier effect	15
5 Methods of measurement	16
5.1 General	16
5.2 Four-wire resistance measurement	16
5.3 Offset compensation method	19
5.4 Current inversion method	22
5.5 Differential current inversion method	25
5.6 Short-term trigger method	28
6 Connecting the specimen	32
6.1 Resistors with lead wires for soldered assembly	32
6.1.1 Connecting leaded resistors in a test fixture	32
6.2 Resistors with solder terminations for surface mount assembly	33
6.2.1 Connecting SMD resistors on a test substrate	33
6.2.2 Connecting SMD resistors in a test fixture	35
7 Information to be given in the relevant component specification	36
Annex A (normative) Letter symbols and abbreviated terms	37
A.1 Letter symbols	37
A.2 Abbreviated terms	38
Annex B (informative) Test results of soldering pad with Kelvin connection for surface mount resistors	39
B.1 General	39
B.2 Test procedures	39
B.2.1 Test substrates	39
B.2.2 Test method	41
B.3 Measurement result and studies	42
Bibliography	45
Figure 1 – Resistance measurement using two-wire sensing	8
Figure 2 – Variation of resistance with temperature (random example)	10
Figure 3 – Resistances on a resistor with lead wires	11
Figure 4 – SMD chip resistor on a PCB	12
Figure 5 – Thermoelectric e.m.f.	13
Figure 6 – Thermocouples on a resistor with lead wires	14
Figure 7 – Resistance measurement affected by thermoelectric e.m.f.	15

Figure 8 – Four-wire resistance measurement	17
Figure 9 – Offset compensation method for resistance measurement.....	19
Figure 10 – Current and voltage in the offset compensation method	20
Figure 11 – Current inversion method for resistance measurement	22
Figure 12 – Current and voltage in the current inversion method.....	23
Figure 13 – Current and voltage in the differential current inversion method	26
Figure 14 – Example of resistor specimen.....	31
Figure 15 – Connecting leaded resistors in a test fixture	32
Figure 16 – Resistance of cylindrical copper lead wires	33
Figure 17 – Soldering pad of test substrate for Kelvin (four-point) connections	34
Figure 18 – Resistance of PCB conductor tracks with 35 µm copper thickness.....	35
Figure 19 – Example for connecting SMD resistors on a test fixture	36
Figure B.1 – Lengths of soldering pad.....	40
Figure B.2 – Position of voltage sense conductor.....	40
Figure B.3 – Thickness of the solder printing screen and position of sense line	43
Figure B.4 – Position of voltage-sensing line.....	43
Figure B.5 – Soldering pad length	44
Figure B.6 – Recommended soldering pad.....	44
Table 1 – Relative Seebeck coefficients of selected metals.....	13
Table A.1 – Letter symbols	37
Table B.1 – Thickness of solder printing screen	41
Table B.2 – Table of test conditions	42

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**LOW RESISTANCE MEASUREMENTS –
METHODS AND GUIDANCE**

FOREWORD

- 1) The International Electrotechnical Commission (IEC) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, IEC publishes International Standards, Technical Specifications, Technical Reports, Publicly Available Specifications (PAS) and Guides (hereafter referred to as "IEC Publication(s)"). Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested IEC National Committees.
- 3) IEC Publications have the form of recommendations for international use and are accepted by IEC National Committees in that sense. While all reasonable efforts are made to ensure that the technical content of IEC Publications is accurate, IEC cannot be held responsible for the way in which they are used or for any misinterpretation by any end user.
- 4) In order to promote international uniformity, IEC National Committees undertake to apply IEC Publications transparently to the maximum extent possible in their national and regional publications. Any divergence between any IEC Publication and the corresponding national or regional publication shall be clearly indicated in the latter.
- 5) IEC itself does not provide any attestation of conformity. Independent certification bodies provide conformity assessment services and, in some areas, access to IEC marks of conformity. IEC is not responsible for any services carried out by independent certification bodies.
- 6) All users should ensure that they have the latest edition of this publication.
- 7) No liability shall attach to IEC or its directors, employees, servants or agents including individual experts and members of its technical committees and IEC National Committees for any personal injury, property damage or other damage of any nature whatsoever, whether direct or indirect, or for costs (including legal fees) and expenses arising out of the publication, use of, or reliance upon, this IEC Publication or any other IEC Publications.
- 8) Attention is drawn to the Normative references cited in this publication. Use of the referenced publications is indispensable for the correct application of this publication.
- 9) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this IEC Publication may be the subject of patent rights. IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

International Standard IEC 62812 has been prepared by IEC technical committee 40: Capacitors and resistors for electronic equipment.

The text of this International Standard is based on the following documents:

FDIS	Report on voting
40/2665/FDIS	40/2671/RVD

Full information on the voting for the approval of this International Standard can be found in the report on voting indicated in the above table.

This document has been drafted in accordance with the ISO/IEC Directives, Part 2.

The committee has decided that the contents of this document will remain unchanged until the stability date indicated on the IEC website under "<http://webstore.iec.ch>" in the data related to the specific document. At this date, the document will be

- reconfirmed,
- withdrawn,
- replaced by a revised edition, or
- amended.

The contents of the corrigendum of March 2020 have been included in this copy.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 62812:2019

LOW RESISTANCE MEASUREMENTS – METHODS AND GUIDANCE

1 Scope

Resistance measurements are typically compromised by a variety of phenomena, for example serial resistance in the measurement path, self-heating or non-ohmic properties. Whether the effect of such phenomena on a resistance measurement is acceptable or not depends on the magnitude of each effect in comparison to the resistance and to the required accuracy. Hence, the risk of erroneous resistance measurements increases with decreasing resistance and with a tightening of the permissible tolerance.

This document specifies methods of measurement and associated test conditions that eliminate or reduce the influence of adverse phenomena in order to improve the attainable accuracy of low-resistance measurements.

The methods described in this document are applicable for the individual measurements of the resistance of individual resistors, and also for resistance measurements as part of a test sequence. They are applied if prescribed by a relevant component specification, or if agreed between a customer and a manufacturer.

2 Normative references

The following documents are referred to in the text in such a way that some or all of their content constitutes requirements of this document. For dated references, only the edition cited applies. For undated references, the latest edition of the referenced document (including any amendments) applies.

IEC 60068-1, *Environmental testing – Part 1: General and guidance*

IEC 60115-1:2008, *Fixed resistors for use in electronic equipment – Part 1: Generic specification*

IEC 60294, *Measurement of the dimensions of a cylindrical component with axial terminations*

3 Terms and definitions

For the purposes of this document, the terms and definitions given in IEC 60115-1 and the following apply.

A list of used letter symbols and abbreviated terms is provided in Annex A.

ISO and IEC maintain terminological databases for use in standardization at the following addresses:

- IEC Electropedia: available at <http://www.electropedia.org/>
- ISO Online browsing platform: available at <http://www.iso.org/obp>

3.1

electromotive force

e.m.f.

difference in potential that gives rise to an electric current

3.2**thermoelectric e.m.f.** E_T

potential difference occurring at the junctions of dissimilar conductors when a temperature difference exists between the junctions

3.3**low resistance**

resistance for which the predictable error when measured with a conventional two-wire sensing method is significant in comparison to the required precision or to the stated tolerance

3.4**four-wire sensing****Kelvin sensing**

four-terminal sensing

four-point sensing

electrical impedance measuring technique using separate pairs of wires for carrying the measuring current and for sensing the potential difference in order to eliminate the impedance contribution of wiring and contact resistances

3.5**two-wire sensing**

conventional electrical impedance measuring technique using one pair of wires for carrying the measuring current and for sensing the potential difference on the same wires

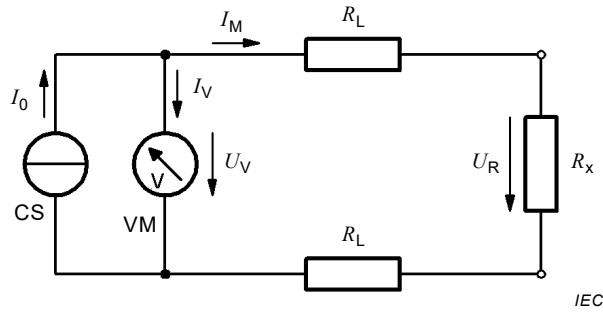
4 Resistance measurement phenomena**4.1 General**

The measurement of a low resistance usually relies on the measurement of a low voltage, which requires a number of precautions against typical detrimental phenomena such as offset voltages, radio frequency interference, electromagnetic interference, electrical noise, or non-ohmic contacts. However, these phenomena are not discussed here as they are not specifically related to the measurement of resistance.

The voltage to be measured increases with an increase of the measuring current, which may also result in effects which are adverse to the measurement. Such phenomena are discussed in Clause 4.

4.2 Lead and contact resistance

A conventional method for measuring a resistance is to use a constant current source with a known (or measured) output current and a voltmeter for measuring the voltage across the unknown resistor, while the connection is built with a single pair of test leads, as shown in Figure 1.



Key

CS	current source
VM	voltmeter, measuring voltage U_V
R_L	lead resistance, including contact resistance to the specimen
R_x	resistance to be measured
I_0	supply current from current source
I_V	current passing through the voltmeter
I_M	current passing through the unknown resistor

Figure 1 – Resistance measurement using two-wire sensing

In this circuit, the source current I_0 splits up into the current I_M passing through the path with the unknown resistor and the current I_V passing through the voltmeter, where I_V depends on the measured voltage U_V and the voltmeter's impedance R_V .

$$I_0 = I_M + I_V \quad (1)$$

$$I_V = \frac{U_V}{R_V} \quad (2)$$

The voltmeter measures the following voltage drop of current I_M along both lead and contact resistances R_L , plus along the unknown resistor R_x :

$$U_V = I_M \cdot (2R_L + R_x) \quad (3)$$

This leads to the apparent result of the resistance measurement, R' , based on the measured voltage U_V and the known sourced current I_0 :

$$R' = \frac{U_V}{I_0} = \frac{I_M}{I_M + I_V} \cdot (2R_L + R_x) = \frac{2R_L + R_x}{1 + \frac{2R_L + R_x}{R_V}} \quad (4)$$

With $I_V \rightarrow 0$, which is the case if $R_V \gg (2R_L + R_x)$, the apparent result tends towards:

$$R' = \frac{U_V}{I_0} = \frac{I_M}{I_M + 0} \cdot (2R_L + R_x) = 2R_L + R_x \quad (5)$$

This final apparent result still bears the error ΔR of

$$\Delta R = R' - R_x = 2R_L \quad (6)$$

This error will only be negligible if $(2R_L) \ll R_x$, where the negligibility depends on the required accuracy for the measurement of R_x .

EXAMPLE 1 A 1 m copper wire with a cross section of 0,5 mm² has a resistance of 35 mΩ. Using a pair of these wires for two-wire sensing for measuring a 100 mΩ resistor results in an unacceptable error of 70 %. The current passing through the voltmeter due to its limited impedance is not likely to gain any significance on the error figure.

EXAMPLE 2 Using the same circuit for measuring a 10 Ω resistor results in 0,7 % error, while first assuming the current through the voltmeter to be zero. This 0,7 % error may be acceptable if the relative tolerance of the resistance is given as ±10 %, but not if it is only ±1 %.

Using a voltmeter in this circuit with an impedance of 1 MΩ results in only a –0,001 % additional error, which is not significant compared to the error caused by the lead wires. If the voltmeter, however, has an impedance of only 10 kΩ, the additional error is –0,1 % and thus may no longer be negligible.

EXAMPLE 3 For a resistor of 1 kΩ, measured as above, even the seemingly small error of only 0,007 % renders the described circuit useless, if it is a high precision type with, for example, a relative tolerance of ±0,01 %.

Using a voltmeter in this circuit with an impedance of 1 MΩ results in the additional error of –0,1 %. Comparing the absolute error contributions, this influence is even larger than the error caused by the lead wires.

4.3 Self-heating

The measuring current I_M passing through the unknown resistor with its resistance R_x causes dissipation of the power P_R

$$P_R = I_M^2 \cdot R_x \quad (7)$$

The dissipation P_R produces a temperature rise on the unknown resistor, which depends on the ability of the test assembly or fixture to dissipate heat to the environment, expressed as the thermal resistance R_{th} . The steady-state temperature rise $\Delta \vartheta_{R\infty}$ on the unknown resistor is

$$\Delta \vartheta_{R\infty} = R_{th} \cdot P_R \quad (8)$$

which adds to the ambient temperature next to the specimen, ϑ_{amb} , and thereby leads to the steady-state temperature $\vartheta_{R\infty}$ on the unknown resistor of

$$\vartheta_{R\infty} = \vartheta_{amb} + \Delta \vartheta_{R\infty} = \vartheta_{amb} + R_{th} \cdot P_R \quad (9)$$

NOTE The heat conduction out of the unknown resistor is considered to be a linear system for the purpose of this specification. This is based on the general observation that radiation and convection from the body of most low-power resistors only have a minor share in the total heat dissipation. A more complex consideration can be suitable for large resistors where radiation and convection from the body's surface prevail over conduction through the terminals or lead wires.

The temporal rise of the temperature $\vartheta_R(t)$ on the unknown resistor before reaching the steady state is determined by the thermal time constant τ_{th} of the unknown resistor in its test assembly or fixture:

$$\vartheta_x(t) = \vartheta_{amb} + \Delta \vartheta_{R\infty} \cdot (1 - e^{-t/\tau_{th}}) \quad (10)$$

Knowledge of the thermal time constant τ_{th} is necessary for measurements aiming at the steady state and for determination of the timing of switched measurements alike.

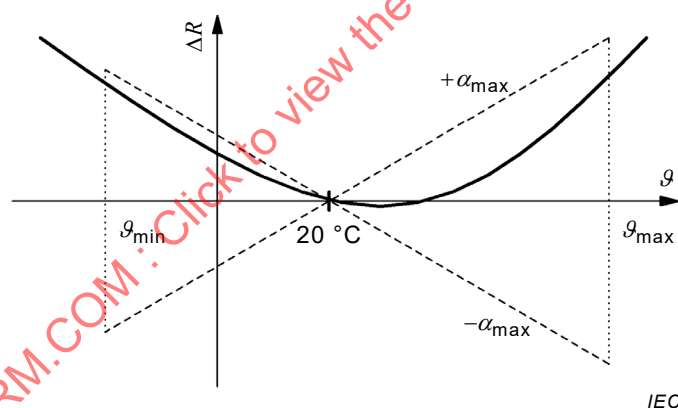
The raised temperature on the unknown resistor due to self-heating not only affects the specimen, but also spreads the heat to the test assembly or mounting and affects those parts of the measurement circuit as well. Therefore, the raised temperature will be root cause of the variation of resistance with temperature, as discussed in 4.4, and of the thermoelectric e.m.f., as discussed in 4.5.

Self-heating is decreased by reducing the measuring current I_M as much as possible while still providing the required voltage for a measurement with the desired accuracy. However, setting the measuring current is not a common feature with resistance meters. Other options to reduce the self-heating are to activate the measuring current for a short period only, as discussed in Clause 5, and of course to enhance the heat flow from the specimen and the test fixture.

4.4 Variation of resistance with temperature

One of the reference conditions prescribed in IEC 60115-1 for measuring the resistance is the reference temperature of 20 °C. For practical reasons, however, most tests and measurements are permitted to be executed under standard atmospheric conditions for testing as defined in IEC 60068-1, which includes a permissible range for the ambient temperature from 15 °C to 35 °C.

If measured with sufficient accuracy, a resistor measured at 15 °C or at 35 °C will not show the same resistance as when measured at 20 °C. In fact, there is a variation of resistance with temperature for almost every type of resistor, which typically does not follow a linear relationship. The slope and the amount of variation depend substantially on the technology and manufacturing of the resistor and in some cases also on the actual resistance.



Key

α temperature coefficient of resistance

ΔR resistance change

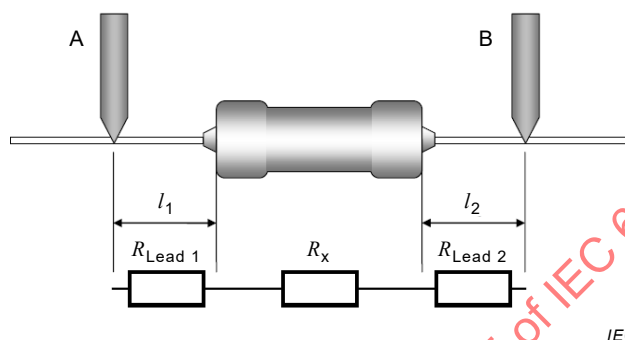
**Figure 2 – Variation of resistance with temperature
(random example)**

As a specification figure for resistors, the limitation of the permissible range for such resistance variation in a given temperature range is usually given by a pair of symmetrical linear slopes through the reference point at 20 °C, $+\alpha_{\max}$ and $-\alpha_{\max}$ as shown in Figure 2. The value $\alpha_{\max}$ is the absolute value of the specified temperature coefficient of resistance, or TCR.

EXAMPLE 1 Thick film chip resistors of 100 mΩ or lower are typically offered with a TCR of $500 \cdot 10^{-6}/K$ or above. Measuring the resistance at 35 °C results in a possible deviation of $\pm 0,75$ % from the resistance at the reference temperature 20 °C. Such a deviation may be acceptable if the relative tolerance of the resistance is given as ± 10 %, but not if it is only ± 1 %.

High-precision resistors made in thin film or metal foil technology may be offered with a TCR of only $5 \cdot 10^{-6}/\text{K}$. Measuring such a resistor at 15°C or at 25°C results in a possible deviation of only $\pm 0,0025\%$ from the true resistance at the reference temperature. This very small deviation may again be unacceptable in light of a specified relative tolerance of those resistors of only $\pm 0,01\%$, or even better.

A real resistor not only consists of the resistive element, made of a specific material, but also incorporates conductors on both sides in order to establish the electrical connection. In some cases, these conductors are fixed in shape and effective length and therefore should be included in an overall specification of the resistor. In other cases, such as the axial leaded resistors shown, for example, in Figure 3, the conductors are supplied with generous lengths of lead-wire, of which typically only a part is used in the circuit, requiring a suitable specification of mandatory points of resistance measurement.



Key

A, B measurement probes

l_1, l_2 distance of the point of measurement from resistor body, as measured in accordance with IEC 60294

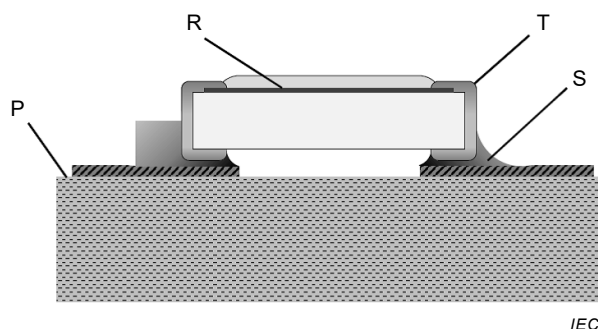
Figure 3 – Resistances on a resistor with lead wires

The lead-wires are usually made of a high conductivity metal, which naturally comes with a TCR much higher than the TCR of the resistive element. A typical choice would be copper with an electrical conductivity of $\gamma_{\text{Cu}} = 58 \text{ m}/\Omega\text{mm}^2$ and a TCR of $\alpha_{\text{Cu}} = 3800 \cdot 10^{-6}/\text{K}$.

EXAMPLE 2 A resistor of $100 \text{ m}\Omega$ may be supplied with copper lead wires of $0,5 \text{ mm}$ in diameter. With the measurement probes attached at a distance of 5 mm on each side, the pair of lead wires contributes $0,88 \text{ m}\Omega$ to the total resistance at 20°C , and $0,93 \text{ m}\Omega$ at 35°C , which is almost a potential error of 1% .

With the measurement probes attached at a distance of 21 mm on each side, the lead wires contribute $3,7 \text{ m}\Omega$ to the total resistance at 20°C , and $3,9 \text{ m}\Omega$ at 35°C , which is almost a potential error of 4% .

For SMD chip resistors, the separate contributions may be not as striking as in the above example of a leaded resistor. However, Figure 4 illustrates, for the chip resistor, the presence of the resistive element on the top side and the conductors around each edge to the point of contact with the electrical circuit on the PCB. Naturally, each of these elements is featured with its own electrical conductivity and TCR, which all contribute to the total measurable resistance of a specimen.



Key

- R resistive element
- T termination
- S solder joint
- P printed circuit board

Figure 4 – SMD chip resistor on a PCB

EXAMPLE 3 A chip resistor, size RR3216M, may be manufactured with terminations consisting of a 3 µm nickel layer and a 5 µm tin layer on top, wrapped around the edges. With a termination width of 1,6 mm and an effective conductor length assumed to be 1 mm, the conductor resistance amounts to 7,8 mΩ on each side, or 15,6 mΩ in total. If the resistor was, for example, specified to be 100 mΩ, then this termination resistance would already represent about 15,6 % of it, and every 64 µm difference in the effective conductor length would change that contribution by 1 %.

If the resistor was measured at 35 °C, the combined conductor resistance amounts to 16,8 mΩ, which is due to an effective TCR of approximately $5400 \cdot 10^{-6}/K$ for both termination layers combined.

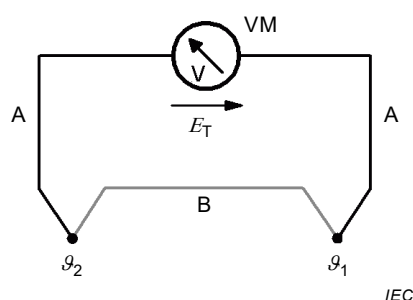
4.5 Thermoelectric e.m.f.

Any solid conductor subjected to a temperature gradient features a displacement of charge carriers through thermal diffusion, leading to a movement of electrons towards the cold end. Hence, an electrical field establishes itself from the hot to the cold end.

Two different materials combined to form a loop with both junctions subjected to different temperatures result in the flow of a continuous thermoelectric loop current. Opening the loop within any one of the materials results in a measurable thermoelectric e.m.f., E_T , as shown in Figure 5.

The thermoelectric e.m.f., known as Seebeck effect, depends on the two involved materials and on the temperature difference between the two junctions. The Seebeck effect is not linear and depends on the actual temperatures. For a limited temperature range, however, it is possible to assume sufficient linearity and therefore to calculate the thermoelectric e.m.f., E_T , from the difference of the Seebeck coefficients α_S of the two joined metals and the temperature difference of their junctions:

$$E_T = (\alpha_{SB} - \alpha_{SA}) \cdot (\vartheta_2 - \vartheta_1) \quad (11)$$

**Key**

VM	voltmeter, measuring the thermoelectric e.m.f., E_T
A, B	wire materials
g_1, g_2	temperature of the wire junctions

Figure 5 – Thermoelectric e.m.f.

Seebeck coefficients can be given as absolute figures or relative to a second material. For metallic conductors, the coefficients typically are in a range of one to a few tens of microvolts per Kelvin, while for doped semiconductor materials they are rather in the order of a millivolt per Kelvin. Table 1 gives the relative Seebeck coefficients α_S of a number of potentially relevant metals joined with platinum, or joined with copper.

Table 1 – Relative Seebeck coefficients of selected metals

Metal	α_S to Platinum $\mu\text{V/K}$	α_S to Copper $\mu\text{V/K}$
Chrome nickel	+22	+14,5
Iron	+18,3	+10,8
Brass	+11	+3,5
Copper	+7,5	± 0
Silver	+7,3	-0,2
Gold	+7	-0,5
Lead	+4,4	-3,1
Tin	+4,2	-3,3
Aluminium	+3,9	-3,6
Platinum	± 0	-7,5
Nickel	-15	-22,5
CuNi44 (e.g. Constantan ^{®1})	-33	-40,5
The cited figures are stated for a reference temperature of 0 °C.		
Seebeck coefficients α_S are traditionally also given in mV/100 K.		

Even junctions of laboratory connectors are reported to generate a thermoelectric e.m.f. since the specific materials used for their production are chosen by the manufacturer. Connectors specified for low thermal activity may show coefficients less than a tenth of a microvolt per

¹ Constantan[®] is an example of a suitable product available commercially. This information is given for the convenience of users of this document and does not constitute an endorsement by IEC of this product.

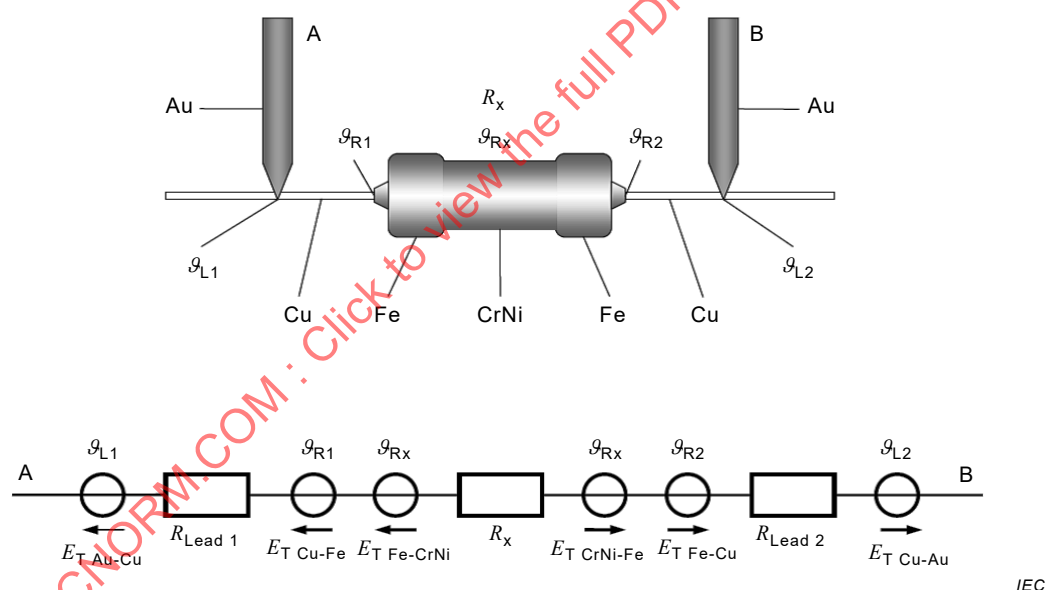
Kelvin, while junctions of regular products may show coefficients in excess of one microvolt per Kelvin.

Semiconductor materials are typically not relevant for the construction of resistors, except for copper oxide, for which a Seebeck coefficient of 1 mV/K with respect to copper is reported. Hence, special attention should be applied to any attempt at contacting a copper surface.

Most resistors are built by connecting a number of different metals in series.

- A wirewound resistor may just have its Constantan® resistive wire welded to the copper or copper-clad steel lead-wires on both sides, or may have the resistive wire welded to the rim of steel termination caps to which the lead-wires are welded in the centre.
- An axial leaded film resistor may have steel termination caps press fitted onto the nickel chrome resistive film, before the copper lead-wires are welded to their centres.
- An SMD chip resistor may have its nickel chrome resistive film in planar contact with the inner layer of the termination system, which typically ends in a tin layer on a nickel layer.

These devices are either contacted in a test fixture by tips or clips, which most likely are of a different metal than the device's lead wire or termination. Or they are soldered to a circuit board, where typically a tin alloy builds the joints to the printed copper conductors. Figure 6 shows the sequence of different metals and the serial connection of resulting thermoelectric e.m.f. for the example of a film resistor with lead wires, which are clamped in a test fixture.



Key

A, B measurement probes

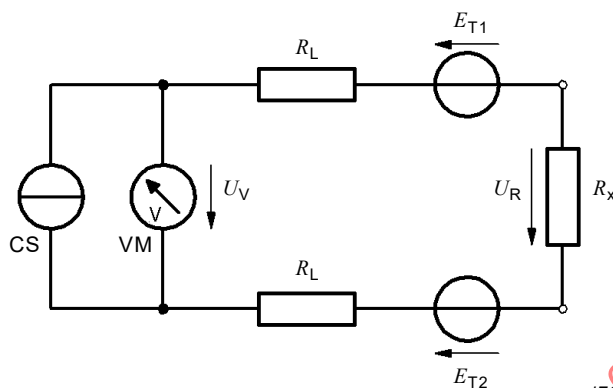
Figure 6 – Thermocouples on a resistor with lead wires

All these connections of different metals are likely to generate each a thermoelectric e.m.f. if the individual joints connected in series are at different temperatures (Seebeck effect). The self-heating and respective heat flow as described in 4.3 is a common cause of different temperatures along the series connection of metallic joints.

The combined thermoelectric e.m.f. of an assembled resistor may be zero if the series of metallic joints as seen from the middle of the resistor to both sides is identical, and if the temperatures on these pairs of identical joints are identical, too. This, however, typically requires the heat flow from the resistor to split evenly into two equivalent heat flow paths.

Using a resistance material with high thermoelectric e.m.f. versus copper (e.g. CuNi44, known as Constantan®) is critical, especially for low value resistors, for example below 10 mΩ.

EXAMPLE A resistor of 1 mΩ, made of CuNi44 and connected with copper wires, is measured with a current of 2 A in order to achieve a measurable voltage drop of 2 mV. A temperature difference of 5 K between the two resistor terminals leads to a thermoelectric e.m.f. of $-202,5 \mu\text{V}$, which adds to the intended voltage drop and thereby causes the resulting voltage and thus the resistance result to deviate by 10,1 %.



Key

CS current source, supplying current I_0

VM voltmeter, measuring voltage U_V

R_L lead resistance, including contact resistance to the specimen

R_x resistance to be measured

Figure 7 – Resistance measurement affected by thermoelectric e.m.f.

Thermoelectric e.m.f. is superimposed upon the voltage generated on the unknown resistor by the sourced current, see Figure 7, and, therefore, can seriously affect the accuracy of a resistance measurement. Less obvious is that the distribution of currents in a node will also be affected if thermoelectric e.m.f. affects only one of the branches.

This issue of thermoelectric e.m.f. may be of static or of dynamic nature, depending on whether the temperature on the specimen and on the assembly or fixture has reached the steady state or not. Clause 5 discusses methods with a potential of eliminating the influence of a resulting thermal e.m.f. from the resistance measurement result.

4.6 Peltier effect

Another cause for a temperature difference, the Peltier effect, will remain unavoidable, even if the symmetrical heat flow proposed in 4.5 would be able to balance the internal sources of thermoelectric e.m.f. The Peltier effect is creating a temperature difference when a d.c. current is passed through the joint of two different materials. Hence, the variety of materials sequentially joined together in a resistor is likely to result in a sequence of temperature differences when such a resistor is subjected to a d.c. current, for example for measuring its resistance.

The heat generated by the Peltier effect is proportional to the d.c. current and the thermoelectric e.m.f. of the joined pair of materials. The temperature difference rises exponentially with a time constant to a terminal value, which are both determined by the design of the resistor and by the ability of the test fixture to dissipate heat to the environment. The resulting temperature difference is reversed when the d.c. current is reversed.

EXAMPLE 1 A 100 $\mu\Omega$ resistor, manufactured by welding copper terminations to each side of a strip of CuNi44 resistive alloy, is measured in a suitable fixture with a current of 300 A in order to achieve a measurable voltage drop of 30 mV. The measuring current by means of the Peltier effect generates heat on the material joints, which have been observed to result in a temperature difference of 30 K after being loaded for 3 min.

This temperature difference generated by the Peltier effect in turn generates a thermoelectric e.m.f. through the Seebeck effect, which again is likely to cause a significant error to the resistance measurement.

EXAMPLE 2 As a consequence of the conditions shown in the above Example 1, the temperature difference of 30 K between the two resistor terminals leads to a thermoelectric e.m.f. of $-1,2$ mV, which adds to the intended voltage drop and thereby causes the resulting voltage and thus the resistance result to deviate by 4 %.

5 Methods of measurement

5.1 General

The discussion in Clause 4 has illustrated that – aside from more general low-signal measurement uncertainties – the measurement of low resistance is likely to be affected by a number of very basic phenomena. These phenomena, each by itself, are likely to have detrimental effects on the achievable accuracy of the resistance measurement. These effects may result in substantial measuring errors, which could finally render a low-resistance measurement useless.

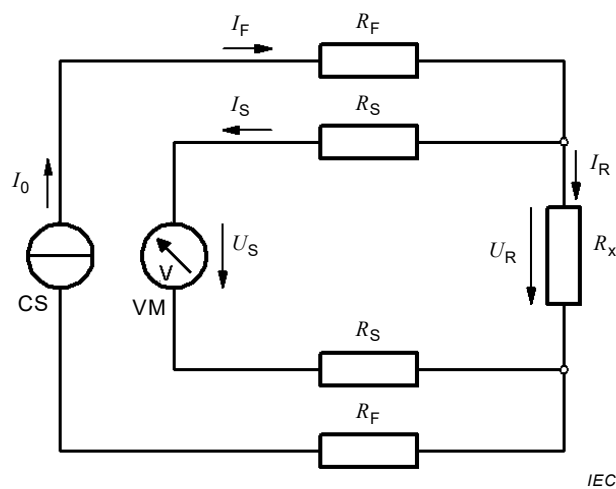
An obvious first measure to avert the detrimental influence of lead and contact resistance as demonstrated in 4.2 is to apply the offset correction provided by most current meters. This method requires the contact points to be connected directly, without any resistance between them, which may not be applicable in a real test fixture without imposing further influence. Also, since the resistor under test is not involved in this method, it is not possible to compensate for any influence by its materials and of self-heating under the actual measurement.

Clause 5 describes a variety of methods with a potential to eliminate the effect of one or more of the described phenomena and discusses the particular background of each method. It also identifies limitations which still can persist for and possible conditions under which such limitations can be waived.

5.2 Four-wire resistance measurement

A very common method for the elimination of lead and contact resistances from the actually measured low resistance is to apply four-wire sensing, also known as Kelvin sensing. In this method, a dedicated pair of force wires is used to impress the current into the specimen, while another dedicated pair of sense wires connects the specimen to the voltmeter, as shown in Figure 8.

The four-wire method is a widely used method and, therefore, also serves as the basis for many other methods that also aim to eliminate further detrimental effects.

**Key**

- CS current source, supplying current I_0
 R_F force wire lead resistance, including contact resistance
 I_F current passing through the force wires
 I_R test current passing through R_x
 R_x resistance to be measured
 U_R voltage across R_x
 R_S sense wire lead resistance, including contact resistance
 I_S current passing through the sense wires
 VM voltmeter, measuring voltage U_S

Figure 8 – Four-wire resistance measurement

In this circuit, the source current I_0 , which is typically referred to as force current I_F , splits up at the specimen connection into the I_R passing through the unknown resistor and the sense current I_S passing through the voltmeter.

$$I_0 = I_F = I_R + I_S \quad (12)$$

The voltage U_R applying to the measured resistor and equally to the sense loop permits the currents in each path to be determined:

$$U_R = I_R \cdot R_x = I_S \cdot (2R_S + R_V) \quad (13)$$

where

- R_x is the resistance to be measured;
 I_R is the current passing through R_x ;
 R_S is the sense wire lead resistance, including contact resistance;
 I_S is the current passing through the sense loop, including the voltmeter;
 R_V is the impedance of the voltmeter.

$$I_S = I_F \cdot \frac{R_x}{2R_S + R_x + R_V} \quad (14)$$

$$I_R = I_F \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_x + R_V} \quad (15)$$

The apparent result of the resistor measurement, R' , is based on the measured voltage U_S and the known source current I_0 :

$$R' = \frac{U_S}{I_0} \quad (16)$$

With the measured voltage U_S being divided from the voltage on the unknown resistor, U_R ,

$$U_S = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot U_R \quad (17)$$

the apparent resistance R' is:

$$R' = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot \frac{U_R}{I_0} \quad (18)$$

And with the voltage on the unknown resistor being determined by the current through it, I_R

$$U_R = I_R \cdot R_x = I_F \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_x + R_V} \cdot R_x \quad (19)$$

the apparent resistance finally is:

$$R' = \frac{R_V}{2R_S + R_x + R_V} \cdot R_x \quad (20)$$

which bears the error ΔR of:

$$\Delta R = R' - R_x = \left(\frac{R_V}{2R_S + R_x + R_V} - 1 \right) \cdot R_x \quad (21)$$

With $R_V \gg R_S$ the apparent result for R' tends towards

$$R' = \frac{U_R}{I_0} = \frac{U_R}{I_R + I_S} \quad (22)$$

and with $R_V \gg R_x$ the sense current gets negligible, $I_S \rightarrow 0$, and thus all force current tends to pass through the unknown resistor, $I_R \rightarrow I_F$, then the apparent result finally tends towards

$$R' = R_x \quad (23)$$

which eliminates the error ΔR .

The actual threshold for the assessment of $R_V \gg R_S$ and of $R_V \gg R_x$ and thus for the perceived elimination of the error ΔR depends on the required accuracy for the measurement of R_x .

EXAMPLE 1 Measuring a resistor of $R_x = 10\ \Omega$ in a four-wire resistance measurement where the voltmeter has an impedance of $R_v = 1\ \text{M}\Omega$ leads to a reading of $R' = 9,999\ 89\ \Omega$, which is a relative deviation of $-0,001\ \%$. Such a deviation will be acceptable for a desired precision down to a resistance tolerance of $\pm 0,01\ \%$. The resistance of the test leads, $R_s = 35\ \text{m}\Omega$ for 1 m length of $0,5\ \text{mm}^2$ copper wire is not significant in this result.

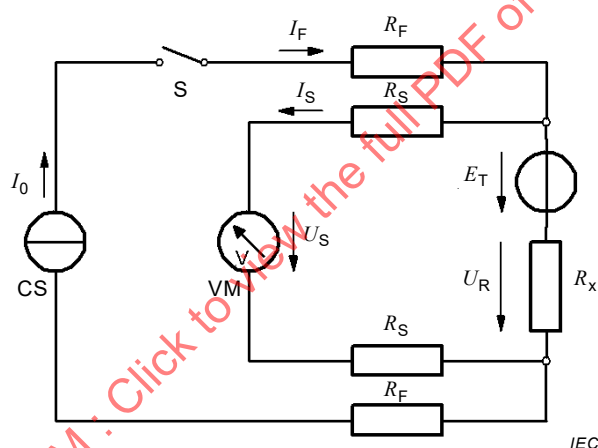
EXAMPLE 2 Measuring a resistor of $R_x = 10\ \text{k}\Omega$ in a four-wire resistance measurement where the voltmeter has an impedance of $R_v = 1\ \text{M}\Omega$ leads to a reading of $R' = 9,901\ \text{k}\Omega$, which is a relative deviation of $-0,99\ \%$. Such deviation may be acceptable if the relative tolerance of the resistance is given as $\pm 10\ \%$, but not if it is only $\pm 1\ \%$.

Changing the voltmeter to one having an impedance of $R_v = 10\ \text{M}\Omega$ leads to a reading of $R' = 9,990\ \text{k}\Omega$, which is a relative deviation of $-0,1\ \%$. Such deviation will be acceptable for a resistance tolerance of $\pm 1\ \%$, but still not good enough for any precision tolerance tighter than $\pm 1\ \%$.

5.3 Offset compensation method

A simple method used for elimination of the influence of a thermoelectric e.m.f. on a resistance measurement is the offset compensation method. To simplify the description, all thermoelectric e.m.f. present in the specimen and in the test fixture are combined into one E_T in series with the unknown resistor.

Figure 9 shows the circuit for a four-wire resistance measurement as discussed in 5.2, complemented with the switch required for conducting measurements with and without force current.



Key

CS	current source, supplying current I_0
S	switch
R_F	force wire lead resistance, including contact resistance
I_F	current passing through the force wires
I_R	test current passing through R_x
R_x	resistance to be measured
U_R	voltage across R_x
E_T	combined thermoelectric e.m.f. of specimen and test fixture
R_S	sense wire lead resistance, including contact resistance
I_S	current passing through the sense wires
VM	voltmeter, measuring voltage U_S

Figure 9 – Offset compensation method for resistance measurement

The switch is periodically closed and opened in order to allow measurement of the voltage U_{S1} , which includes the voltage U_R generated by the force current I_F , and alternatively of the voltage U_{S0} , purely representing the thermal e.m.f. E_T , as illustrated in Figure 10.

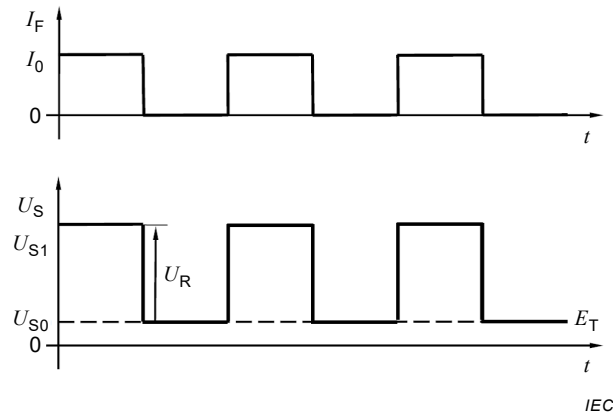


Figure 10 – Current and voltage in the offset compensation method

In detail, the two measured voltages U_{S1} and U_{S0} are:

$$U_{S1} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (U_R + E_T) \quad (24)$$

$$U_{S0} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot E_T \quad (25)$$

where

- R_x is the resistance to be measured;
- R_S is the sense wire lead resistance, including contact resistance;
- R_V is the impedance of the voltmeter;
- U_R is the voltage across the resistance to be measured;
- E_T is the thermoelectric e.m.f.

This permits the elimination of the thermoelectric e.m.f. E_T by calculating the difference:

$$\Delta U_S = U_{S1} - U_{S0} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot U_R \quad (26)$$

and leads to the apparent resistance, R' , seemingly being independent from E_T

$$R' = \frac{\Delta U_R}{I_0} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot \frac{U_R}{I_0} \quad (27)$$

which again with $R_V \gg R_S$ tends towards

$$R' = \frac{U_R}{I_0} \quad (28)$$

However, the distribution of currents into the sense path and into the path containing the unknown resistance still bears the influence of the thermoelectric e.m.f., E_T , leading to the following expression for the current I_R through the resistor specimen

$$I_R = I_0 \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_X + R_V} - E_T \cdot \frac{1}{2R_S + R_X + R_V} \quad (29)$$

which, by establishing the true voltage on the resistor specimen,

$$U_R = I_R \cdot R_X = I_0 \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_X + R_V} \cdot R_X - E_T \cdot \frac{R_X}{2R_S + R_X + R_V} \quad (30)$$

leads to a more complex expression for the apparent resistance

$$R' = \frac{R_V}{2R_S + R_X + R_V} \cdot R_X - \frac{R_V \cdot R_X}{(2R_S + R_V) \cdot (2R_S + R_X + R_V)} \cdot \frac{E_T}{I_0} \quad (31)$$

With $R_V \gg R_X$ and $R_V \gg R_S$ the sense current tends to get negligible, $I_S \rightarrow 0$, resulting in $I_R \rightarrow I_0$, and also in the elimination of the influence of E_T on the distribution of currents. Then the apparent result of the resistance measurement tends to

$$R' = R_X \quad (32)$$

which finally is exempted from the influence of the thermoelectric e.m.f., E_T .

Also, in this case, the actual threshold for the acceptance of the relationships $R_V \gg R_S$ and $R_V \gg R_X$ depends on the required accuracy for the measurement of R_X .

The requirement for a sufficiently precise subtraction of the two voltages U_{S1} and U_{S0} measured successively renders this method less suitable for using an analogue voltmeter, but clearly suggests the use of a digital instrument with sufficiently high resolution and accuracy and subsequent computing.

An essential prerequisite for this method is that the thermoelectric e.m.f. remains sufficiently steady in the time required for switching the force current and for obtaining the successive voltage measurements. This may however not be achievable if the specimen temperature, and thus the temperature of the fixture and the thermoelectric e.m.f., is predominantly influenced by the self-heating of the specimen when the force current is on.

If, however, the thermoelectric e.m.f. should be sufficiently steady over an even longer period of time, subtraction of the two voltages U_{S1} and U_{S0} could be accomplished by using the offset calibration of the voltmeter, virtually setting the zero level to U_{S0} , which then would provide for the direct reading of $U_{S1} = \Delta U_S$.

EXAMPLE 1 A resistor of $R_X = 100 \text{ m}\Omega$, built of copper wires and a resistive element of chrome nickel, is inserted in a test fixture and connected to a circuit for offset compensated resistance measurement. There is a temperature difference of $\Delta\vartheta = 5 \text{ K}$ across the resistor, possibly due to unbalanced heat flow from the resistor, or due to irregular heating from the environment of the test fixture, which will result in a thermal e.m.f. of $E_T = 73 \text{ }\mu\text{V}$.

The force current $I_F = 100 \text{ mA}$ applied in the active phases of the measurement produces a voltage $U_R = 10 \text{ mV}$ on the specimen, to which the thermal e.m.f. is added to result in the measured voltage $U_{S1} = 10,073 \text{ mV}$. Hence, the direct measurement of the resistance from U_{S1} only would result in a relative error of 0,73 %.

With the temperature difference, and thus the thermal e.m.f., being constant over the duration of a measurement cycle, the voltage $U_{S0} = 0,073 \text{ mV}$ will be measured. After subtraction of the two measured voltages, the error caused by constant thermal e.m.f. is cancelled out and thus will not affect the resistance result.

Furthermore, the considerations about the effect of parameters from the four-wire measurement circuit still apply to this method and may result in an additional error margin.

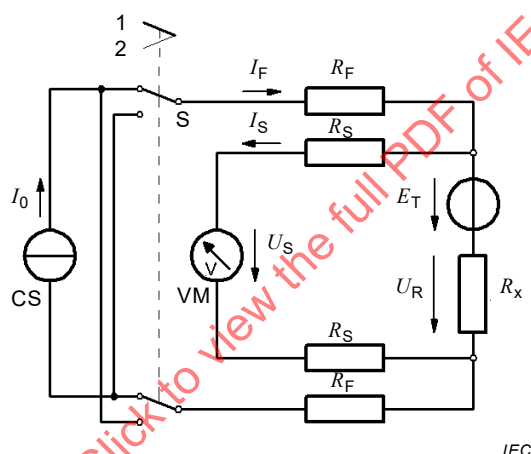
EXAMPLE 2 As an extension of the above Example 1, the temperature difference across the resistor changes by only 1 K within the period of a measurement cycle. Hence, there is a temperature difference of $\Delta\vartheta = 6$ K across the resistor when the combined voltage U_{S1} is measured, and a temperature difference of $\Delta\vartheta = 5$ K across the resistor when the offset voltage U_{S0} is measured. This results in a thermal e.m.f. of $E_{T1} = 87$ μ V, or $E_{T0} = 73$ μ V.

In the active phase, the force current $I_F = 100$ mA leads to $U_R = 10$ mV, which with added thermal e.m.f. E_{T1} summarizes to $U_{S1} = 10,087$ mV. In the passive phase only, the thermal e.m.f. E_{T0} will be measured, leading to $U_{S0} = 0,073$ mV. The subtraction of the two measured voltages U_{S1} and U_{S0} results in $\Delta U_S = 10,014$ mV, which will result in a remaining relative error of 0,14 % for the resistance measurement.

5.4 Current inversion method

Another method used for elimination of the influence of a thermoelectric e.m.f. on a resistance measurement is the current inversion method, which builds on the switching of the force current polarity. To simplify the description, all thermoelectric e.m.f. present in the specimen and in the test fixture are combined into one E_T in series with the unknown resistor.

Figure 11 shows the circuit for a four-wire resistance measurement as discussed in 5.2, complemented with the switch required for conducting measurements with reversible force current.



Key

CS	current source, supplying current I_0
R_F	force wire lead resistance, including contact resistance
I_F	current passing through the force wires
I_R	test current passing through R_x
R_x	resistance to be measured
U_R	voltage across R_x
E_T	combined thermoelectric e.m.f. of specimen and test fixture
R_S	sense wire lead resistance, including contact resistance
I_S	current passing through the sense wires
VM	voltmeter, measuring voltage U_S
S	pole changing switch position 1: forward position 2: reverse

Figure 11 – Current inversion method for resistance measurement

The switch periodically changes the force current polarity in order to allow measurement of the voltage U_{S1} , which includes the voltage U_R , generated by the force current I_F , added to the thermal e.m.f. E_T , and of the voltage U_{S2} , which includes the voltage U_R , generated by

the reversed force current $-I_F$, subtracted from the thermal e.m.f. E_T , as illustrated in Figure 12.

Therefore the two measured voltages U_{S1} and U_{S2} are

$$U_{S1} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (U_R + E_T) \quad (33)$$

$$U_{S2} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (-U_R + E_T) \quad (34)$$

where

R_x is the resistance to be measured;

R_S is the sense wire lead resistance, including contact resistance;

R_V is the impedance of the voltmeter;

U_R is the voltage across the resistance to be measured;

E_T is the thermoelectric e.m.f.

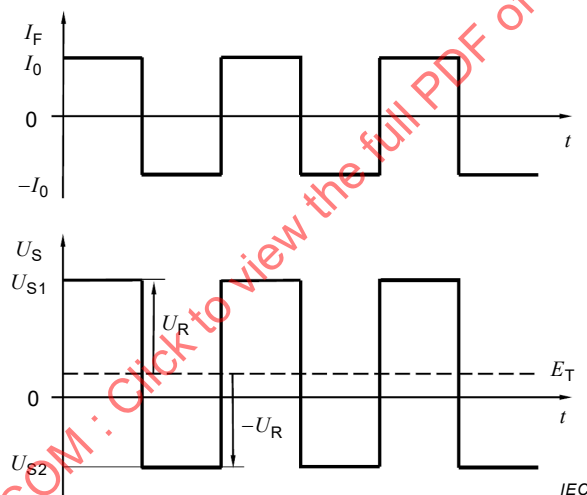


Figure 12 – Current and voltage in the current inversion method

This permits the elimination of the thermoelectric e.m.f. E_T by calculating the difference

$$\Delta U_S = U_{S1} - U_{S2} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot 2 \cdot U_R \quad (35)$$

and leads to the apparent resistance, R' , seemingly being independent from E_T

$$R' = \frac{\Delta U_S}{2 \cdot I_0} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot \frac{U_R}{I_0} \quad (36)$$

which again with $R_V \gg R_S$ tends towards

$$R' = \frac{U_R}{I_0} \quad (37)$$

However, the distribution of currents into the sense path and into the path containing the unknown resistance still bears the influence of the thermoelectric e.m.f., E_T , leading to the following two equations for the current through the resistor specimen in both polarities, I_{R1} and I_{R2}

$$I_{R1} = I_0 \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_X + R_V} - E_T \cdot \frac{1}{2R_S + R_X + R_V} \quad (38)$$

$$I_{R2} = I_0 \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_X + R_V} + E_T \cdot \frac{1}{2R_S + R_X + R_V} \quad (39)$$

which, by establishing the true voltage on the resistor specimen,

$$U_{R1} = I_{R1} \cdot R_X = I_0 \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_X + R_V} \cdot R_X - E_T \cdot \frac{1}{2R_S + R_X + R_V} \cdot R_X \quad (40)$$

$$U_{R2} = I_{R2} \cdot R_X = I_0 \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_X + R_V} \cdot R_X + E_T \cdot \frac{1}{2R_S + R_X + R_V} \cdot R_X \quad (41)$$

Leads to the complex descriptions of the true measured voltage

$$\begin{aligned} U_{S1} &= \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (U_R + E_T) \\ &= I_0 \cdot \frac{R_V}{2R_S + R_X + R_V} \cdot R_X + \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot E_T \cdot \left(1 - \frac{R_X}{2R_S + R_X + R_V}\right) \end{aligned} \quad (42)$$

$$\begin{aligned} U_{S2} &= \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (-U_R + E_T) \\ &= -I_0 \cdot \frac{R_V}{2R_S + R_X + R_V} \cdot R_X + \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot E_T \cdot \left(1 + \frac{R_X}{2R_S + R_X + R_V}\right) \end{aligned} \quad (43)$$

Now the difference between the two true measured voltages U_{S1} and U_{S2} is

$$\begin{aligned} \Delta U_S &= U_{S1} - U_{S2} \\ &= 2I_0 \cdot \frac{R_V}{2R_S + R_X + R_V} \cdot R_X + \frac{2 \cdot R_V \cdot R_X}{(2R_S + R_V) \cdot (2R_S + R_X + R_V)} \cdot E_T \end{aligned} \quad (44)$$

With this, the apparent resistance, R' , is

$$R' = \frac{R_V}{2R_S + R_X + R_V} \cdot R_X - \frac{R_V \cdot R_X}{(2R_S + R_V) \cdot (2R_S + R_X + R_V)} \cdot \frac{E_T}{I_0} \quad (45)$$

With $R_V \gg R_S$, the sense current tends to get negligible, $I_S \rightarrow 0$, resulting in $I_R \rightarrow I_0$, and also in the elimination of the influence of E_T on the distribution of currents. Then, the apparent result of the resistance measurement tends to

$$R' = R_x \quad (46)$$

which finally is exempted from the influence of the thermoelectric e.m.f., E_T .

Also, in this case, the actual threshold for the assessment of $R_V \gg R_S$ and of $R_V \gg R_x$ depends on the required accuracy for the measurement of R_x .

EXAMPLE 1 The same resistor of $R_x = 100 \text{ m}\Omega$ as used in 5.3, Example 1, in the same test fixture experiences the same temperature difference $\Delta\theta = 5 \text{ K}$ across the resistor.

The force current $I_F = 100 \text{ mA}$ applied in the forward phases of the measurement produces a voltage $U_R = 10 \text{ mV}$ on the specimen, to which the thermal e.m.f. is added to result in the measured voltage $U_{S1} = 10,073 \text{ mV}$.

The force current $I_F = -100 \text{ mA}$ applied in the reverse phases of the measurement produces a voltage $U_R = -10 \text{ mV}$ on the specimen, to which the thermal e.m.f. is added to result in the measured voltage $U_{S2} = -9,927 \text{ mV}$.

Any direct measurement of the resistance from U_{S1} only or from U_{S2} only would result in a relative error of 0,73 % or -0,73 %. After the effective averaging of the two measured voltages, the error caused by constant thermal e.m.f. is cancelled out and thus will not affect the resistance result.

Furthermore, the considerations about the effect of parameters from the four-wire measurement circuit still apply to this method and may result in an additional error margin.

EXAMPLE 2 As a complication of the above Example 1, the temperature difference across the resistor follows a steady slope, leading to difference of only 1 K between any subsequent measurement of U_{S1} and U_{S2} , e.g. with $\Delta\theta_1 = 4 \text{ K}$ across the resistor when U_{S1} is measured and $\Delta\theta_2 = 5 \text{ K}$ across the resistor when U_{S2} is measured. Then the respective thermal e.m.f. would be $E_{T1} = 58 \text{ }\mu\text{V}$, and $E_{T2} = 73 \text{ }\mu\text{V}$.

In the forward phase the force current $I_F = 100 \text{ mA}$ leads to $U_R = 10 \text{ mV}$, which with the added thermal e.m.f. E_{T1} results in $U_{S1} = 10,058 \text{ mV}$. Then in the reverse phase the force current $I_F = -100 \text{ mA}$ leads to $U_R = -10 \text{ mV}$, which with the added thermal e.m.f. E_{T2} results in $U_{S2} = -9,927 \text{ mV}$.

The effective averaging of the two measured voltages, U_{S1} and U_{S2} results in $\Delta U_S/2 = 9,993 \text{ mV}$. This leads to a remaining relative error of -0,07 % for the resistance measurement.

5.5 Differential current inversion method

Another method, evolving from the current inversion method described in 5.4, is the differential current inversion method. With a sequence of three measurements with alternating force current polarity, the requirement for a steady thermal e.m.f. is waived, since the influence of a changing thermal e.m.f. is detected and, if the change is linear, eliminated from the result.

The required circuit is the same as that shown in Figure 11 for the current inversion method. It permits the execution of three successive measurements with alternating polarity of the force current at isochronous timing. Hence measurements 1 and 3 with the switch set in position 1, and measurement 2 with the switch in position 2. The devolution of the force current and of the measurable sense voltage based on a linearly rising thermal e.m.f., E_T , is shown in Figure 13.

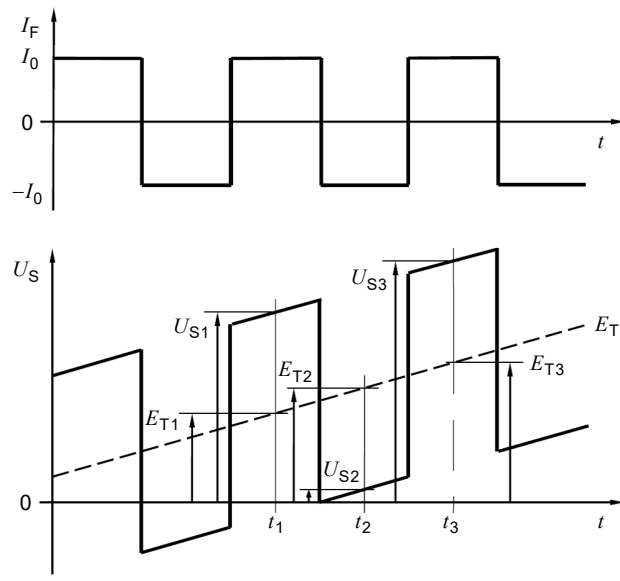


Figure 13 – Current and voltage in the differential current inversion method

The three successively measured voltages are

$$U_{S1} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (U_{R1} + E_{T1}) \quad (47)$$

$$U_{S2} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (-U_{R2} + E_{T2}) \quad (48)$$

$$U_{S3} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (U_{R3} + E_{T3}) \quad (49)$$

where

R_x is the resistance to be measured;

R_S is the sense wire lead resistance, including contact resistance;

R_V is the impedance of the voltmeter;

U_{Ri} is the voltage across the resistance to be measured, in the i^{th} reading;

E_{Ti} is the thermoelectric e.m.f., in the i^{th} reading.

As a first step, with the introduction of the increments of thermal e.m.f., ΔE_{T12} and ΔE_{T23} :

$$\Delta E_{T12} = E_{T2} - E_{T1} \quad (50)$$

$$\Delta E_{T23} = E_{T3} - E_{T2} \quad (51)$$

the following voltage differences, ΔU_{S12} and ΔU_{S23} , are calculated:

$$\begin{aligned}\Delta U_{S12} &= U_{S2} - U_{S1} \\ &= \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot [(-U_{R2} - U_{R1}) + (\Delta E_{T12})]\end{aligned}\quad (52)$$

$$\begin{aligned}\Delta U_{S23} &= U_{S3} - U_{S2} \\ &= \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot [(U_{R3} + U_{R2}) + (\Delta E_{T23})]\end{aligned}\quad (53)$$

Then, calculating a next difference of the two above differences ΔU_{S12} and ΔU_{S23} and adjusting the order of magnitude of the result with the divisor 4 provides the virtual voltage U' as

$$\begin{aligned}U' &= \frac{\Delta U_{S23} - \Delta U_{S12}}{4} \\ &= \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot \left[\frac{U_{R1} + 2U_{R2} + U_{R3}}{4} + \frac{\Delta E_{T23} - \Delta E_{T12}}{4} \right]\end{aligned}\quad (54)$$

If the measurements are taken at exact time intervals, and the thermal e.m.f. rises linearly, both increments of thermal e.m.f., ΔE_{T12} and ΔE_{T23} , are identical and thus seem to eliminate the effect of thermal e.m.f.

$$U' = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot \frac{U_{R1} + 2U_{R2} + U_{R3}}{4}\quad (55)$$

This permits the apparent resistance to be calculated by

$$R' = \frac{U'}{I_0} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot \frac{U_{R1} + 2U_{R2} + U_{R3}}{4 \cdot I_0}\quad (56)$$

which seems to be independent of E_T and with $R_V \gg R_S$ tends towards

$$R' = \frac{U_{R1} + 2U_{R2} + U_{R3}}{4 \cdot I_0}\quad (57)$$

As a further benefit of this method, the apparent resistance constitutes a moving average, which reduces the statistical uncertainty (electrical noise) of the result compared to an individual measurement.

Naturally, the same considerations with regard to the influence of the thermoelectric e.m.f., E_T , on the distribution of the force current into the specimen path and into the sense path apply as discussed in 5.4. Hence the same requirement for $R_V \gg R_S$ applied in order to establish a resistance measurement result fully exempted from the influence of E_T .

An essential prerequisite of this method is that the thermoelectric e.m.f. only changes in a sufficiently linear way within the time required for the three successive measurements.

For a specimen establishing self-heating under the influence of the force current, such a condition may only be available in a very short fraction of the temperature rise, probably much shorter than the thermal time constant of the specimen in its test assembly or fixture, see 4.3. Such temporal constraint may then result in specific requirements to the elements of the measuring system.

EXAMPLE 1 The same resistor of $R_x = 100 \text{ m}\Omega$ as used in 5.3, Example 1, in the same test fixture experiences the temperature difference across the resistor following a steady slope of only 1 K between any subsequent measurement of U_{Si} and U_{Si+1} .

With a force current $I_{F1} = 100 \text{ mA}$ applied in a first forward phase, a voltage $U_{R1} = 10 \text{ mV}$ is generated on the specimen. Owing to the temperature difference $\Delta\vartheta_1 = 4 \text{ K}$, the thermal e.m.f. $E_{T1} = 58,0 \text{ }\mu\text{V}$ is added to result in the measured voltage $U_{S1} = 10,0580 \text{ mV}$.

In the succeeding reverse phase, the force current $I_{F2} = -100 \text{ mA}$ generates a voltage $U_{R2} = -10 \text{ mV}$ on the specimen. Owing to the temperature difference having increased to $\Delta\vartheta_2 = 5 \text{ K}$, the thermal e.m.f. $E_{T2} = 72,5 \text{ }\mu\text{V}$ is added to result in the measured voltage $U_{S2} = -9,9275 \text{ mV}$.

In the succeeding second forward phase, the force current $I_{F3} = 100 \text{ mA}$ generates a voltage $U_{R3} = 10 \text{ mV}$ on the specimen. Owing to the temperature difference having increased to $\Delta\vartheta_3 = 6 \text{ K}$, the thermal e.m.f. $E_{T3} = 87,0 \text{ }\mu\text{V}$ is added to result in the measured voltage $U_{S3} = 10,0870 \text{ mV}$.

The evaluation of the measurement along the path of

$$\Delta U_{S12} = U_{S2} - U_{S1} = -19,9855 \text{ mV}$$

$$\Delta U_{S23} = U_{S3} - U_{S2} = 20,0145 \text{ mV}$$

$$U' = (U_{S23} - U_{S12})/4 = 10,0000 \text{ mV}$$

reveals that the error caused by the steadily increasing thermal e.m.f. is cancelled out and thus will not affect the resistance result.

Furthermore, the considerations about the effect of parameters from the four-wire measurement circuit still apply to this method and may result in an additional error margin.

EXAMPLE 2 Divesting of the simplification in the above Example 1, the temperature difference across the resistor no longer follows a steady linear slope, but rather an exponential increase. For this example, the temperature differences at the three succeeding phases shall be $\Delta\vartheta_1 = 3 \text{ K}$, $\Delta\vartheta_2 = 5 \text{ K}$ and $\Delta\vartheta_3 = 6,2 \text{ K}$.

In the first forward phase the force current $I_{F1} = 100 \text{ mA}$ generates $U_{R1} = 10 \text{ mV}$ on the specimen. Owing to $\Delta\vartheta_1 = 3 \text{ K}$, the thermal e.m.f. $E_{T1} = 43,5 \text{ }\mu\text{V}$ is added to result in the measured voltage $U_{S1} = 10,0435 \text{ mV}$.

In the succeeding reverse phase, the force current $I_{F2} = -100 \text{ mA}$ generates a voltage $U_{R2} = -10 \text{ mV}$. Owing to $\Delta\vartheta_2 = 5 \text{ K}$, the thermal e.m.f. $E_{T2} = 72,5 \text{ }\mu\text{V}$ is added to result in the measured voltage $U_{S2} = -9,9275 \text{ mV}$.

In the succeeding second forward phase, the force current $I_{F3} = 100 \text{ mA}$ generates a voltage $U_{R3} = 10 \text{ mV}$. Owing to $\Delta\vartheta_3 = 6,2 \text{ K}$, the thermal e.m.f. $E_{T3} = 89,9 \text{ }\mu\text{V}$ is added to result in the measured voltage $U_{S3} = 10,0899 \text{ mV}$.

The evaluation of the measurement along the path of

$$\Delta U_{S12} = U_{S2} - U_{S1} = -19,9710 \text{ mV}$$

$$\Delta U_{S23} = U_{S3} - U_{S2} = 20,0174 \text{ mV}$$

$$U' = (U_{S23} - U_{S12})/4 = 9,9971 \text{ mV}$$

reveals that the error caused by the exponentially increasing thermal e.m.f. is not cancelled out and a remaining relative error of $-0,029 \text{ \%}$ remains for the resistance measurement.

5.6 Short-term trigger method

Different from the methods outlined above, which aim at eliminating the effects of specimen heating, the concept of the short-term trigger method first and foremost is to minimize the specimen heating.

For this method a single short-term pulse of measuring current is passed through the resistor under test. This leads to only a limited temperature rise $\Delta\vartheta_R$ of the specimen, which is determined by the applied pulse energy E_{meas} and the thermal capacity C_{th} of the specimen. In a simplified view on the specimen as an adiabatic system, the temperature rise is as follows:

$$\Delta \vartheta_R(t) = \frac{E_{\text{meas}}(t)}{C_{\text{th}}} \quad (58)$$

where

$E_{\text{meas}}(t)$ is the accumulated energy of the measuring current;

C_{th} is the thermal capacity of the resistor specimen;

In formula (58), the accumulated energy of the whole measuring current pulse $E_{\text{meas}}(t_p)$ is determined as:

$$\begin{aligned} E_{\text{meas}}(t_p) &= P_{\text{meas}} \times t_p \\ &= I_{\text{meas}}^2 \times R_x \times t_p \end{aligned} \quad (59)$$

where

P_{meas} is the measuring dissipation;

I_{meas} is the measuring current;

R_x is the resistance to be measured;

t_p is the duration of the single measuring current pulse.

The thermal capacity of the resistor specimen applied in formula (58) is determined as:

$$C_{\text{th}} = \sum m_i \times c_i \quad (60)$$

where

m_i is the mass of a specimen's constituent;

c_i is the specific heat capacitance of a specimen's constituent,

with the sum being added up for all constituents of the resistor specimen. The mass of plated terminations or of lacquer coatings however will typically be insignificant compared with the mass of the resistive element and thus may be neglected.

For a given duration of the measuring current pulse t_p the temperature rise amounts to

$$\begin{aligned} \Delta \vartheta_R &= \frac{E_{\text{meas}}(t_p)}{C_{\text{th}}} \\ &= \frac{P_{\text{meas}} \times t_p}{C_{\text{th}}} \end{aligned} \quad (61)$$

In practice however, heat flow through the test fixture and its conductors is likely to reduce the temperature rise versus this determined value.

Assuming the temperature coefficient of resistance (TCR) α of the specimen to be the predominant factor adversely affecting the resistance measurement, its maximum impact ΔR_{max} is determined by:

$$\begin{aligned}\Delta R_{\max} &= \Delta \varrho_R \times \alpha \\ &= \frac{E_{\text{meas}}(t_p)}{C_{\text{th}}} \times \alpha \\ &= \frac{P_{\text{meas}} \times t_p}{C_{\text{th}}} \times \alpha\end{aligned}\quad (62)$$

where

α is the temperature coefficient of resistance.

Applying this relationship with a given limit for an acceptable resistance change ΔR_{lim} permits to set a limit to the applied energy of the measuring current pulse for a given type of specimen:

$$E_{\text{meas}}(t_p) \leq \frac{\Delta R_{\text{lim}} \times C_{\text{th}}}{\alpha} \quad (63)$$

NOTE The execution of this calculation will require the consideration of the parameters in the appropriate magnitude:

- values for α are typically given in a unit of $10^{-6}/\text{K}$, which is the same magnitude as ppm/K;
- values for ΔR are typically given in %, which is the same as $1/100 = 0,01$.

This limitation to the energy of the measuring current pulse is to be realized by limiting the measuring current I_{meas} and/or the duration of the single measuring current pulse t_p .

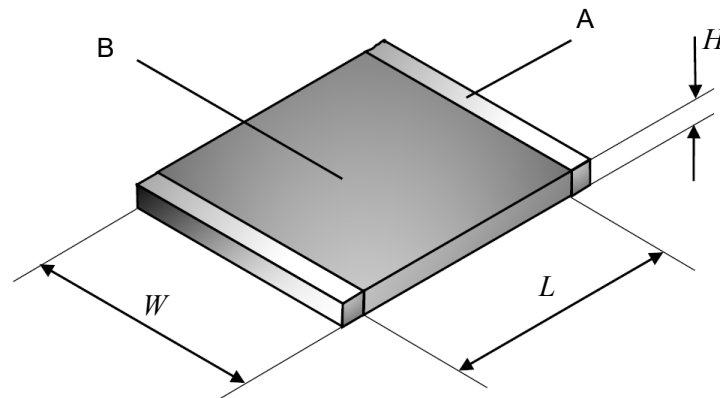
For most applications however, the measuring current will be determined by other considerations, hence the parameter used to control the energy of the measuring current pulse is its duration t_p , for which applies:

$$\begin{aligned}t_p &\leq \frac{\Delta R_{\text{lim}} \times C_{\text{th}}}{P_{\text{meas}} \times \alpha} \\ &\leq \frac{\Delta R_{\text{lim}} \times C_{\text{th}}}{I_{\text{meas}}^2 \times R_x \times \alpha}\end{aligned}\quad (64)$$

The specimen resistance in general is a serial connection of the resistive element with termination electrodes on both sides, as outlined in 4.4. The shares of resistive element and termination electrodes contribute their individual resistance, but also their individual temperature coefficient of resistance according to the material used for its construction. The influence of the termination electrodes could be negligible, if their resistance is considerably lower than the resistance of the resistive element, and if their temperature coefficient of resistance is not considerably larger than that of the resistive element.

It should also be considered that the above outline focusses on the effect of the temperature coefficient of resistance only and thus leaves other effects related to specimen heating unconsidered, like the thermoelectric e.m.f., or the Peltier effect.

EXAMPLE A resistor specimen with a solid resistive element and negligible solid termination electrodes is considered for a measurement, where the resistance change due to TCR and specimen heating is desired to remain below 0,05 %. The relevant details of the resistor specimen are given in Figure 14.



IEC

Key

- A termination electrode
- B resistive element, characterized by
- its temperature coefficient of resistance, $\alpha_R = 50 \times 10^{-6} / \text{K}$
- its specific heat capacitance, $c_R = 0,46 \text{ J / g K}$
- its specific density, $\rho_R = 8 \text{ g / cm}^3$
- L length of the resistive element, $L = 5 \text{ mm}$
- W width of the resistive element, $W = 5 \text{ mm}$
- H height of the resistive element, $H = 0,44 \text{ mm}$

Figure 14 – Example of resistor specimen

The thermal capacity of the resistive element is according to Equation (60):

$$\begin{aligned}
 C_{th} &= m_R \times c_R \\
 &= V_R \times \rho_R \times c_R \\
 &= L \times W \times H \times \rho_R \times c_R \\
 &= 5 \text{ mm} \times 5 \text{ mm} \times 0,44 \text{ mm} \times 8 \frac{\text{g}}{\text{cm}^3} \times 0,46 \frac{\text{J}}{\text{g} \times \text{K}} \\
 &= 40,48 \frac{\text{mJ}}{\text{K}}
 \end{aligned}$$

The resistance is assumed to be $R_x = 3 \text{ m}\Omega$. For the given measuring current $I_{\text{meas}} = 10 \text{ A}$, and according to Equation (64) the limitation to the current pulse duration t_p is calculated as:

$$\begin{aligned}
 t_p &\leq \frac{\Delta R_{\text{lim}} \times C_{th}}{I_{\text{meas}}^2 \times R_x \times \alpha} \\
 &\leq \frac{0,05 \% \times 40,48 \frac{\text{mJ}}{\text{K}}}{(10 \text{ A})^2 \times 3 \text{ m}\Omega \times 50 \times 10^{-6} \frac{1}{\text{K}}} \\
 &\leq 1,35 \text{ s}
 \end{aligned}$$

In conclusion, for the resistor specimen considered in this example, a current pulse duration $t_p \leq 1,35 \text{ s}$ will lead for the resistance change due to TCR of the resistive element to remain below the desired limit of 0,05 %.

6 Connecting the specimen

6.1 Resistors with lead wires for soldered assembly

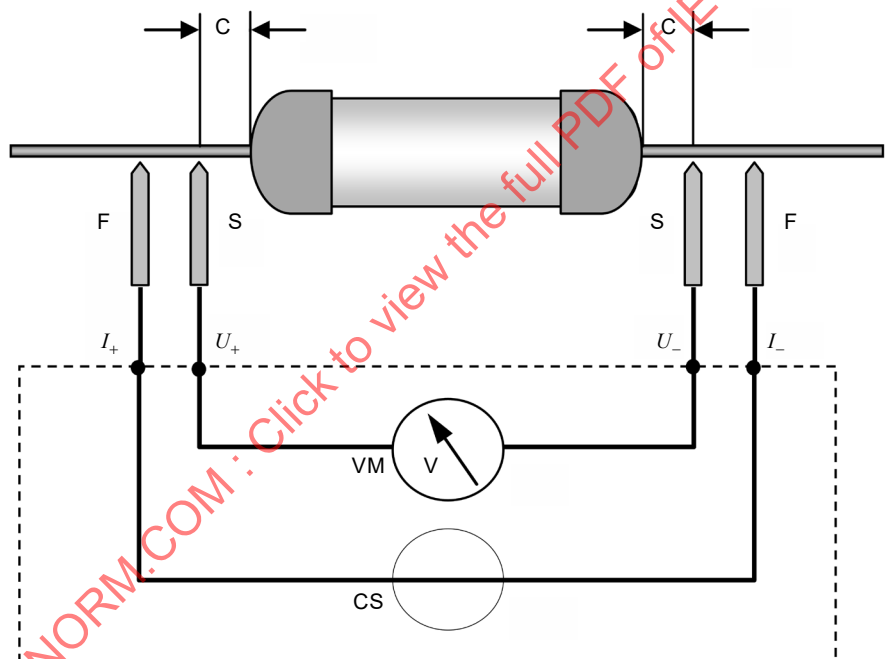
6.1.1 Connecting leaded resistors in a test fixture

When the resistance is to be measured without mounting on a test substrate, a Kelvin (four-point) contact probe shall be used as shown in Figure 15.

The voltage sense probes shall be placed in homogeneous current flow within the current force probes.

For voltage sense probe, distance from the resistor body shall be (6 ± 1) mm in order to avoid any uncertainty about the resistance of the lead wire, unless otherwise specified in the detail specification.

Contact condition (position, pressing force and probe head durability) should be stable. The self-heating and thermal electromotive force of resistors should be considered to mitigate the effect on the measurement of resistance.



IEC

Key

- F current force probe
- S voltage sense probe
- C distance from resistor body
- VM voltmeter
- CS current source

NOTE In case of using a test fixture with a fixed distance between the voltage sense probes S, the determination of this distance needs to take the tolerances of the length of the resistor body into account.

Figure 15 – Connecting leaded resistors in a test fixture

As the lead wires naturally bear a resistance, it may be required to estimate its value. Figure 16 shows the resistance of pure Cu wire for various diameters and lengths.



NOTE The resistance is presented for single copper wires of the nominal diameters as prescribed by IEC 60301. The tolerances on diameters permitted by IEC 60301 amount down to -10 %, or up to +10 %, with the resulting resistance deviating up to +23 %, or respectively down to -17 %. The commercial and technical practice predominantly focuses on the use of wires thinner than the nominal diameter, hence in lead wire resistance above the presented values.

Figure 16 – Resistance of cylindrical copper lead wires

6.2 Resistors with solder terminations for surface mount assembly

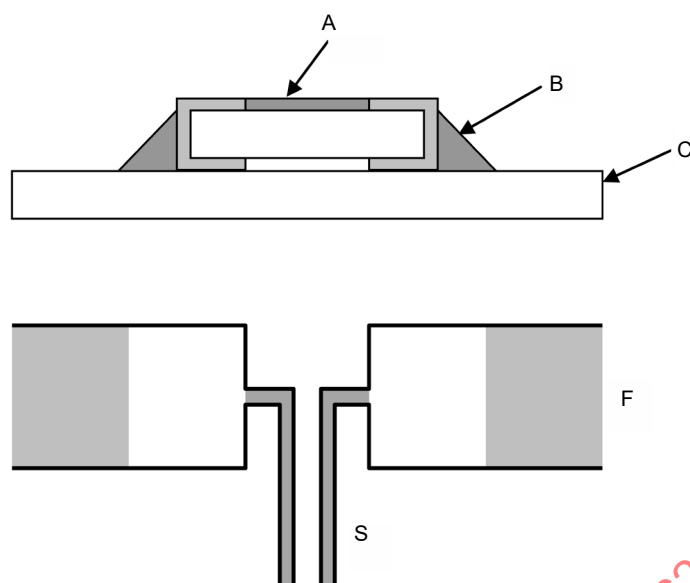
6.2.1 Connecting SMD resistors on a test substrate

In 4.5 of IEC 60115-1:2008, the resistance value measurement position is set at the component side but, for the low-resistance value measurement, the resistance value and the temperature coefficient of the electrode of the resistor will be the error's cause. If the resistance value is prescribed at the component side, there is a possibility that the correct value cannot be measured by the influence by resistance of the resistor electrode. Therefore, the true resistance value of the SMD low ohm resistors should be derived by mounting them on the printed circuit board and measure the values taken out from the copper pattern of the Kelvin (four-point) extraction electrode.

The resistor should be mounted on the test substrate in the same orientation and manner as for normal use. Detailed soldering conditions should be prescribed in the relevant specification.

When the resistance value is to be measured after mounting on a test substrate in accordance with 4.31 of IEC 60115-1:2008, the Kelvin (four-point) connection to the soldering pads shall be as shown in Figure 17.

Voltage sense conductors shall be attached inside the soldering pad to eliminate the resistance component of the soldering pad and the solder joint. See Annex B for experimental results of some variations of the routing of voltage sense conductors.

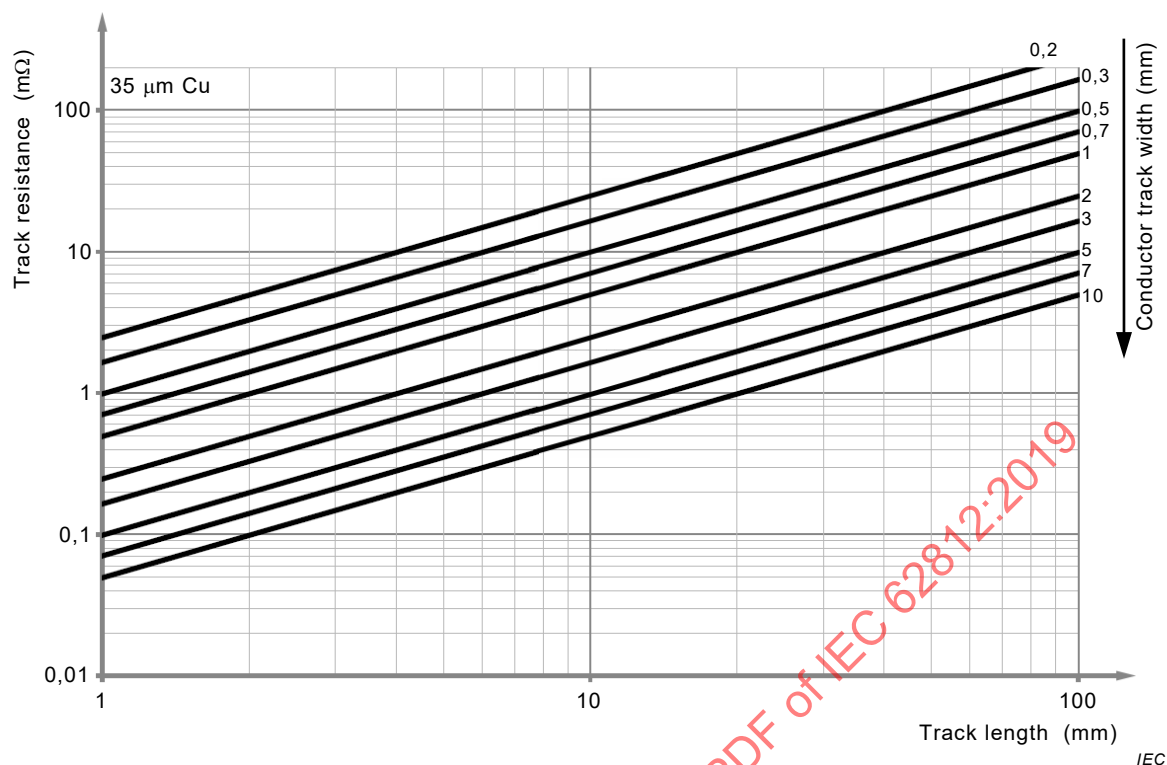


Key

- solderable area
- non-solderable area, conductor typically covered with solder resist
- A surface mount resistor
- B solder joint
- C test substrate
- F current force conductor
- S voltage sense conductor

Figure 17 – Soldering pad of test substrate for Kelvin (four-point) connections

As the conductor tracks on test substrates naturally bear a resistance, it may be required to estimate its value. Figure 18 shows the track resistance for various track widths on a printed circuit board (PCB) with a copper layer of 35 μm in thickness, which is probably the most typical type of circuit board.



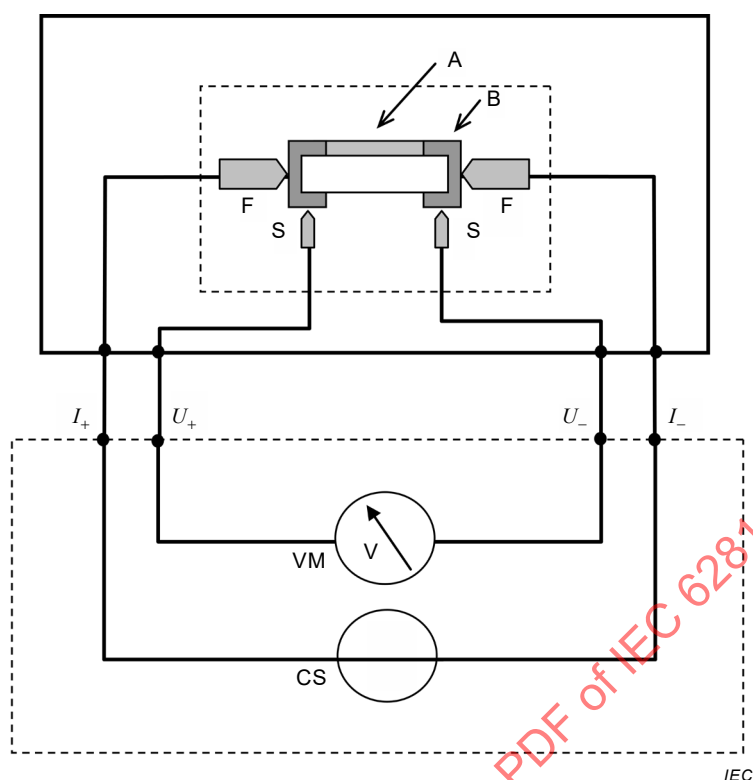
NOTE The 35 µm nominal thickness of the copper layer is based on a nominal mass per area of 305 g/m² (1 oz/ft²), which is subject to variation within a permissible tolerance of $\pm 10\%$ in accordance with IEC 61249-5-1, resulting in a variation of layer thickness up to $\pm 10\%$. Furthermore, IEC 61249-5-1 permits the electrical conductivity of this layer to be up to 3,4 % lower than the nominal conductivity of 58 m/Ωmm². This results in a permissible variation of any track resistance in the range of $-13,1\%$ to $+10\%$.

Figure 18 – Resistance of PCB conductor tracks with 35 µm copper thickness

6.2.2 Connecting SMD resistors in a test fixture

The true resistance value of the SMD low ohm resistors should be derived by mounting them on the printed circuit board and measure the values taken out from the copper pattern of the Kelvin (four-point) extraction electrode as prescribed in 6.2.1. Figure 17 is one of alternative solutions for out-going or in-coming inspection. In this case, the influence of resistance of the resistor electrodes should be considered.

When the resistance value is to be measured without mounting on a test substrate, the Kelvin (four-point) contact probe shall be used as shown in Figure 19. In this example, the contact position to the resistor's electrode of current force probe should be on the edge side and the voltage sense probes should be on the bottom side.



Key

- A SMD resistor
- B electrode of SMD resistor
- VM voltmeter
- CS current source
- U measured voltage
- I applied current
- F current force probe
- S voltage sense probe

Figure 19 – Example for connecting SMD resistors on a test fixture

7 Information to be given in the relevant component specification

If any of the methods given herein is applied by a relevant specification, the following details shall be specified as far as they are applicable:

	Clause/Subclause
a) the recommended method of measurement	5
b) the environmental condition for this measurement	4.3
c) the method of connecting the specimen	6
d) the thermal time constant of the connected specimen	4.3
e) the force current to be applied	5, 4.3
f) requirements to material and resistance of lead wires and contacts	4, 5, 6
g) requirements to impedance, resolution and accuracy of the voltmeter	5
h) requirements to the processing of readings	5
i) requirements to the accuracy of the measured resistance	5

Annex A (normative)

Letter symbols and abbreviated terms

A.1 Letter symbols

Table A.1 lists the letter symbols used throughout this document.

Table A.1 – Letter symbols

Symbol	Description	Unit
c	Specific heat capacitance	J/g K
C_{th}	Thermal capacity of resistive element	J/K
E_{meas}	Energy due to the measuring current	J
E_T	Thermoelectric e.m.f.	V
I_0	Current impressed by a current source	A
I_F	Current in the force loop in a four-wire system	A
I_M, I_{meas}	Current in the measurement loop	A
I_R	Current in the unknown resistor	A
I_S	Current in the sense loop in a four-wire system	A
I_V	Current in the voltmeter loop	A
l	Length of a lead wire termination	mm
m	Mass	g
P_{meas}	Power dissipation due to the measuring current	W
P_R	Power dissipation on the unknown resistor	W
R'	Apparent resistance, result of the measurement	Ω
R_F	Lead wire resistance of a force wire in a four-wire system	Ω
R_L	Lead wire resistance	Ω
R_S	Lead wire resistance of a sense wire in a four-wire system	Ω
R_{th}	Thermal resistance of a component in its assembly, obstructing the flow of the dissipated heat to the environment.	Ω
R_V	Resistance of the voltmeter	Ω
R_x	Unknown resistance of the specimen to be measured	Ω
ΔR	Change of resistance	Ω
ΔR	Error of a resistance measurement	Ω
t	Time	s; h
t_P	Pulse duration	s
U_R	Voltage across the unknown resistor under test	V
U_S	Voltage across the voltmeter in sense loop, as indicated	V
U_V	Voltage across the voltmeter, as indicated	V
α	Temperature coefficient of resistance	$10^{-6}/K$
α_{max}	Maximum permissible TCR within a defined temperature range, typically applied with both polarities	$10^{-6}/K$
α_s	Seebeck coefficient (Numeric values are also typically given in mV/100 K)	$\mu V/K$

Symbol	Description	Unit
ϑ	Temperature, particularly Celsius temperature	°C
$\Delta \vartheta$	Temperature difference	K
ϑ_{amb}	Ambient temperature, e.g. next to the unknown resistor	°C
ϑ_{min}	Lower temperature limit, e.g. for TCR specification	°C
ϑ_{max}	Upper temperature limit, e.g. for TCR specification	°C
ϑ_{R}	Temperature on the unknown resistor	°C
$\vartheta_{\text{R}\infty}$	Steady state temperature on the unknown resistor	°C
$\Delta \vartheta_{\text{R}\infty}$	Steady state temperature rise on the unknown resistor	K
γ	Specific electrical conductivity	m/Ωmm ²
ρ	Specific density	g/cm ³

A.2 Abbreviated terms

CS	current source
e.m.f.	electromotive force
PCB	printed circuit board
RR	resistor rectangular, prefix of style designations for chip resistors
S	switch
SMD	surface mount device
TCR	temperature coefficient of resistance
VM	voltmeter

Annex B

(informative)

Test results of soldering pad with Kelvin connection for surface mount resistors

B.1 General

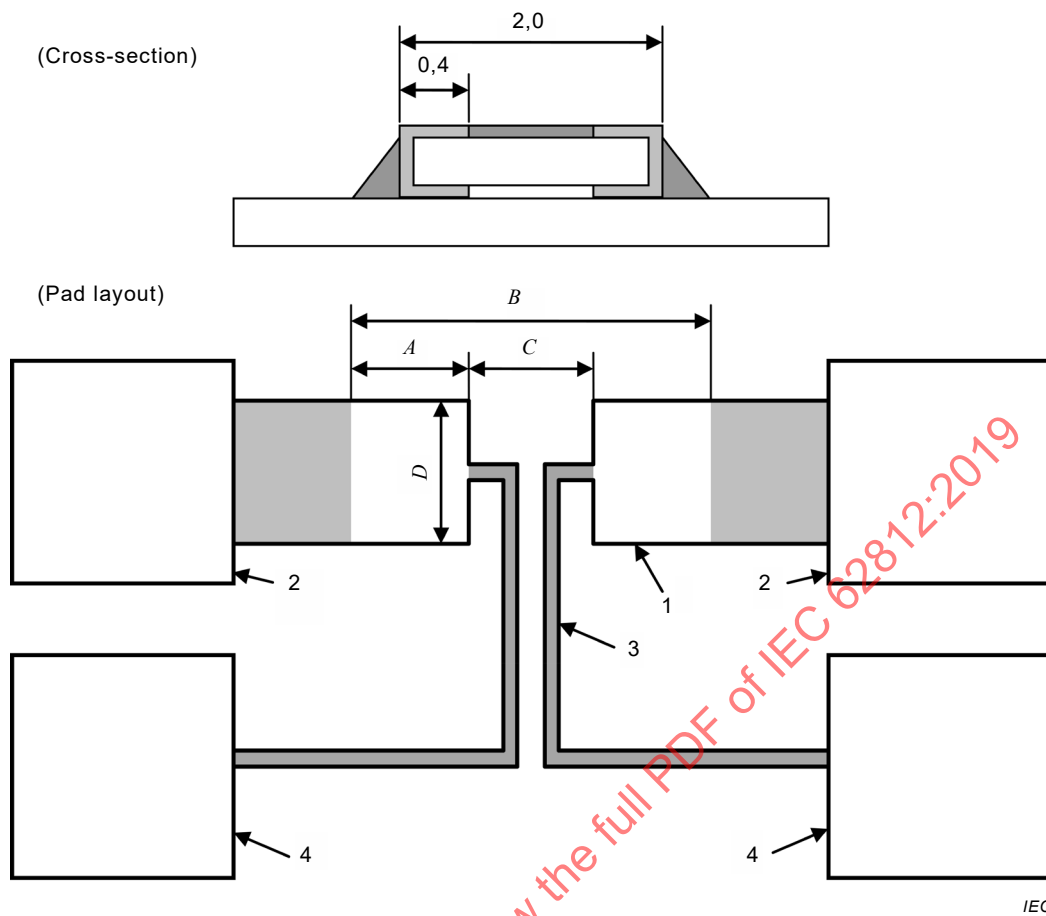
The influences of the position of the voltage sense conductor, soldering pad size and solder amount of the test substrates for fixed surface mount resistors of low resistance on the measured resistance values have been validated by an experiment.

B.2 Test procedures

B.2.1 Test substrates

The soldering pad width and the distance between the soldering pads are fixed in the test substrates. There are three kinds of soldering pad lengths (Figure B.1) and there are three kinds of patterns for the positions of the voltage sense conductor (Figure B.2); inside the soldering pad (INSIDE), centre of the soldering pad (MIDDLE) and outside the soldering pad (OUTSIDE). Additionally, three kinds of screen thickness for solder printing (Table B.1) are applied.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 62812:2019



Unit: mm

	Pad length <i>A</i>	Pattern length <i>B</i>	Pad distance <i>C</i>	Pad width <i>D</i>
Soldering pad 1	1,0	3,2	1,2	1,7
Soldering pad 2	1,4	4,0	1,2	1,7
Soldering pad 3	1,8	4,8	1,2	1,7

Key

- 1 soldering pads
- 2 current force terminals
- 3 voltage sense conductor
- 4 voltage sense terminals

Figure B.1 – Lengths of soldering pad

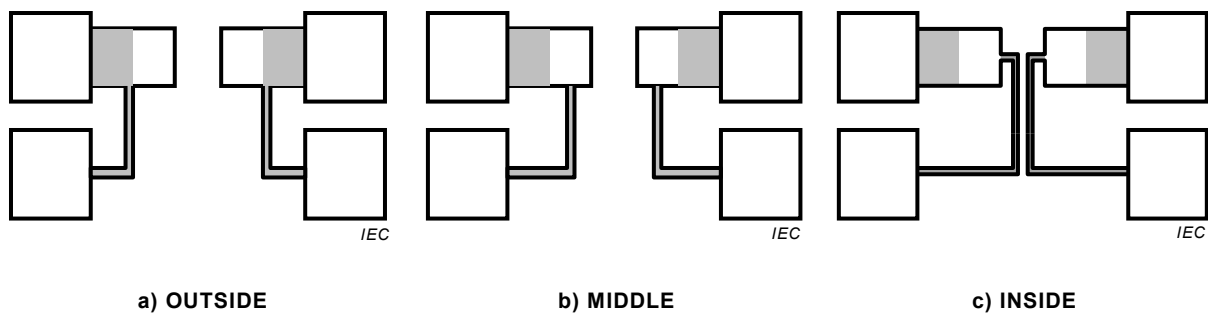


Figure B.2 – Position of voltage sense conductor

Table B.1 – Thickness of solder printing screen

Thickness of screen
μm
50
100
200

B.2.2 Test method

The variation of the resistance value has been measured after mounting of three kinds of soldering pad length, three positions of voltage sense conductor and three kinds of thickness of solder printing screens. A total of 27 conditions has been evaluated, as summarized in Table B.2, each with 10 specimens of RR2012M, nominal resistance value 50 m Ω fixed surface mount resistors.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 62812:2019

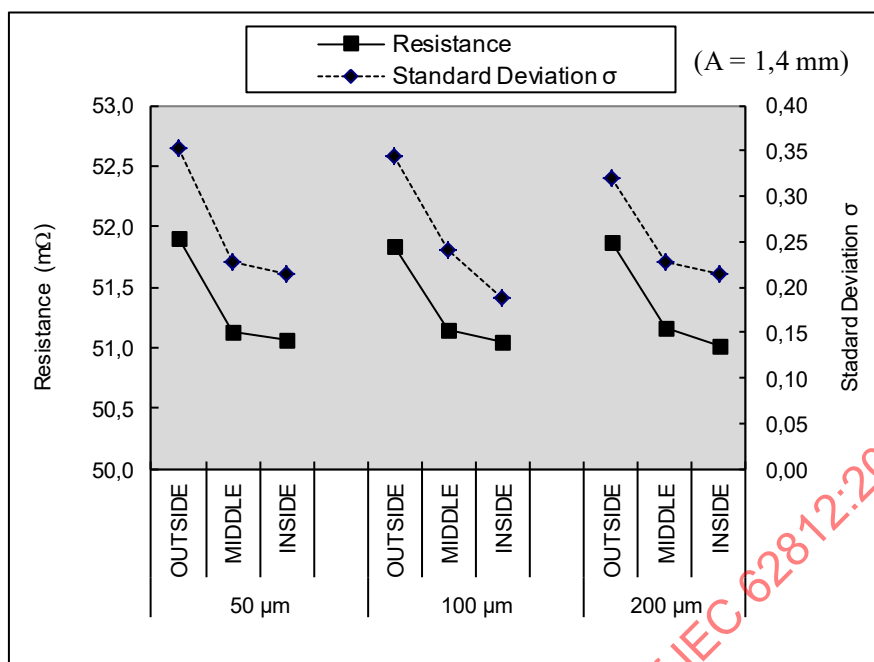
Table B.2 – Table of test conditions

No.	Screen thickness μm	Position in Figure B.2	Soldering pad l mm
1	50	OUTSIDE	1,0
2			1,4
3			1,8
4		MIDDLE	1,0
5			1,4
6			1,8
7		INSIDE	1,0
8			1,4
9			1,8
10	100	OUTSIDE	1,0
11			1,4
12			1,8
13		MIDDLE	1,0
14			1,4
15			1,8
16		INSIDE	1,0
17			1,4
18			1,8
19	200	OUTSIDE	1,0
20			1,4
21			1,8
22		MIDDLE	1,0
23			1,4
24			1,8
25		INSIDE	1,0
26			1,4
27			1,8

B.3 Measurement result and studies

Figure B.3 shows the average and the standard deviation (variation of 10 resistors) of the resistance value resulting from the difference in position of the voltage sense conductor and the thickness of the solder printing screen. The soldering pad length is set at 1,4 mm. A noticeable influence from the difference of the position of the voltage sense conductor can be seen in the measured resistance value and the standard deviation. The resistance value and standard deviation becomes smaller as OUTSIDE > MIDDLE > INSIDE.

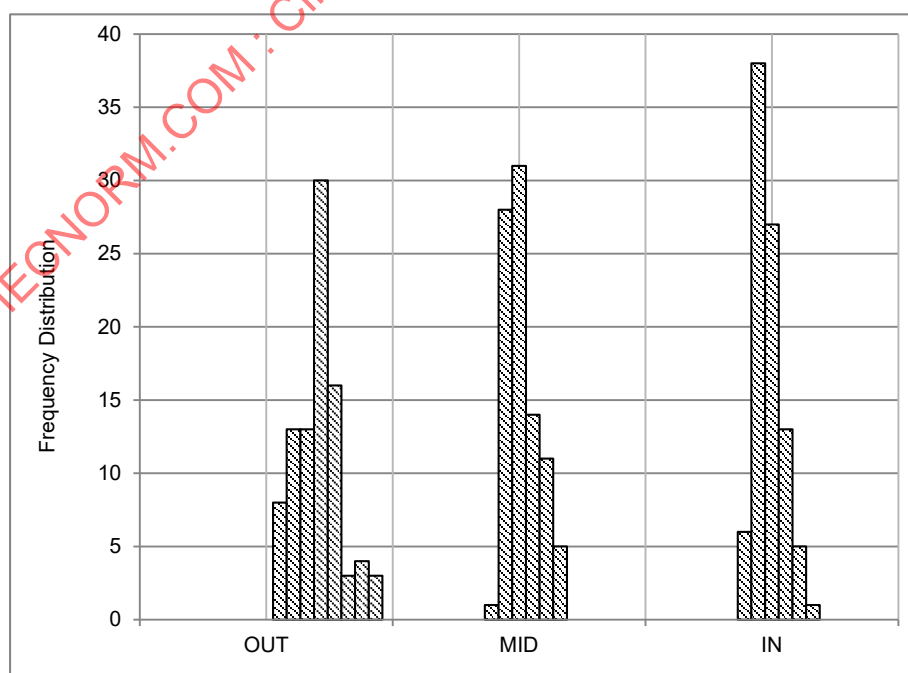
When the thickness of the solder printing screen (proportional to solder amount) becomes thicker (solder amount becomes larger), the resistance value and variation becomes smaller, but it is small enough compared with the difference between the positions of the voltage sense conductor.



IEC

Figure B.3 – Thickness of the solder printing screen and position of sense line

Variation of the resistance value caused by the position of the voltage sense conductor is shown in the frequency distribution chart in Figure B.4. The variation of the resistance value is larger in the OUTSIDE and the appearance resistance value is off-centred to the high resistance side because of the influence from the electrode resistance component. However, in the INSIDE, the influence from the electrode resistance component is small, so the variation of the resistance value is small.



IEC

Figure B.4 – Position of voltage-sensing line

Variation of the resistance value caused by the difference of soldering pad length is shown in the frequency distribution chart in Figure B.5. When the soldering pad length is long, the resistance value of the electrode will cause the variation of the resistance value. The variation of the resistance value becomes smaller as the length of the soldering pad becomes shorter. As shown in Figure B.1, a sufficient solder fillet can be formed even with the shortest soldering pad length of 1,0 mm. But when the solder pad length gets longer, the solder amount of the solder joint will decrease because of the spreading of solder by wetting. This could be one of the possible contributing factors.

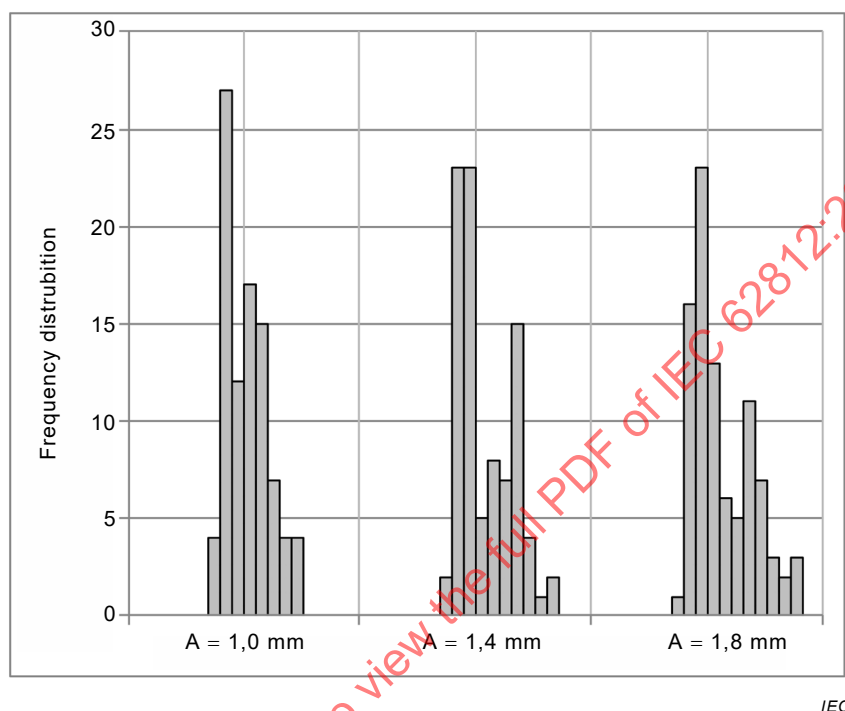
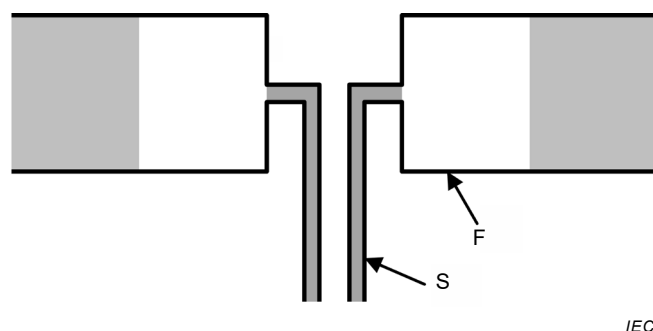


Figure B.5 – Soldering pad length

From these results, the recommended soldering pad is shown in Figure B.6. The position of the voltage sense conductor is INSIDE the soldering pad. It is preferable for the soldering pad length to be as short as possible, but should not interfere with the forming of the solder fillet. Solder amount (thickness of solder printing screen) can be set at any value in a range that does not interfere with the electrical connection and the solder joint strength.



Key

- solderable area
- non-solderable area, conductor typically covered with solder resist
- F current force conductor
- S voltage sense conductor

Figure B.6 – Recommended soldering pad

Bibliography

IEC 60115-2, *Fixed resistors for use in electronic equipment – Part 2: Sectional specification: Leaded fixed low-power film resistors*

IEC 60115-8, *Fixed resistors for use in electronic equipment – Part 8: Sectional specification: Fixed surface mount resistors*

IEC 60301, *Preferred diameters of wire terminations of capacitors and resistors*

IEC 61249-5-1, *Materials for interconnection structures – Part 5: Sectional specification set for conductive foils and films with and without coatings – Section 1: Copper foils (for the manufacture of copper-clad base materials)*

JEITA RCR-2112:1994, *Method for measurement of low resistance*

Keithley instruments, Inc., *Low Level Measurements Handbook*, 6th edition, 2004

Linear Technology Corporation, Jim Williams et al., Application Note 86, *A Standards Lab Grade 20-Bit DAC with 0,1ppm/°C Drift*, January 2001

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 62812:2019

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	48
1 Domaine d'application	50
2 Références normatives	50
3 Termes et définitions	50
4 Phénomènes liés aux mesures de résistance	51
4.1 Généralités	51
4.2 Résistance des sorties et des contacts	51
4.3 Auto-échauffement	53
4.4 Variation de la résistance avec la température	54
4.5 F.e.m. thermoélectrique	56
4.6 Effet Peltier	60
5 Méthodes de mesure	60
5.1 Généralités	60
5.2 Mesure de résistance à quatre fils	61
5.3 Méthode de compensation du décalage	63
5.4 Méthode de l'inversion du courant	66
5.5 Méthode de l'inversion du courant différentielle	70
5.6 Méthode du déclenchement de courte durée	73
6 Connexion de l'éprouvette	76
6.1 Résistances avec fils de sortie pour assemblage brasé	76
6.1.1 Connexion de résistances à broches dans un montage d'essai	76
6.2 Résistances avec sorties à braser pour assemblage par montage en surface	78
6.2.1 Connexion de résistances CMS sur un substrat d'essai	78
6.2.2 Connexion de résistances CMS dans un montage d'essai	80
7 Informations à faire figurer dans la spécification de composant correspondante	82
Annexe A (normative) Symboles littéraux et abréviations	83
A.1 Symboles littéraux	83
A.2 Termes abrégés	84
Annexe B (informative) Résultats d'essai de plage de soudure avec connexion Kelvin pour résistances pour montage en surface	85
B.1 Généralités	85
B.2 Procédures d'essai	85
B.2.1 Substrats d'essai	85
B.2.2 Méthode d'essai	87
B.3 Résultat de mesure et analyses	88
Bibliographie	92
Figure 1 – Mesure de la résistance à l'aide de la détection à deux fils	52
Figure 2 – Variation de résistance avec la température (exemple aléatoire)	54
Figure 3 – Valeurs d'une résistance dotée de fils de sortie	55
Figure 4 – Pavé résistif CMS sur une carte de circuit imprimé	56
Figure 5 – F.e.m. thermoélectrique	57
Figure 6 – Thermocouples d'une résistance dotée de fils de sortie	58
Figure 7 – Mesure de résistance affectée par la f.e.m. thermoélectrique	59

Figure 8 – Mesure de résistance à quatre fils.....	61
Figure 9 – Méthode de compensation du décalage pour la mesure de résistance.....	64
Figure 10 – Courant et tension dans la méthode de compensation du décalage.....	64
Figure 11 – Méthode d'inversion du courant pour la mesure de résistance.....	67
Figure 12 – Courant et tension dans la méthode à inversion du courant.....	68
Figure 13 – Courant et tension dans la méthode à inversion du courant différentielle.....	70
Figure 14 – Exemple d'éprouvette de résistance	75
Figure 15 – Connexion de résistances à broches dans un montage d'essai	77
Figure 16 – Résistance de fils de sortie cylindriques en cuivre.....	78
Figure 17 – Plage de soudure du substrat d'essai pour connexions Kelvin (à quatre pointes)	79
Figure 18 – Résistance de pistes conductrices de circuit imprimé en cuivre de 35 µm d'épaisseur	80
Figure 19 – Exemple de connexion de résistances CMS dans un montage d'essai.....	81
Figure B.1 – Longueurs de plage de soudure.....	86
Figure B.2 – Position du conducteur de détection de tension	86
Figure B.3 – Epaisseur de l'écran de soudure par sérigraphie et position de la ligne de détection.....	89
Figure B.4 – Position de la ligne de détection de tension.....	90
Figure B.5 – Longueur de la plage de soudure.....	91
Figure B.6 – Plage de soudure recommandée.....	91
 Tableau 1 – Coefficients de Seebeck relatifs de certains métaux	 57
Tableau A.1 – Symboles littéraux.....	83
Tableau B.1 – Epaisseur de l'écran de soudure par sérigraphie	87
Tableau B.2 – Tableau des conditions d'essai.....	88

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

MESURES DE FAIBLES RÉSISTANCES – MÉTHODES ET RECOMMANDATIONS

AVANT-PROPOS

- 1) La Commission Electrotechnique Internationale (IEC) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de l'IEC). L'IEC a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, l'IEC – entre autres activités – publie des Normes internationales, des Spécifications techniques, des Rapports techniques, des Spécifications accessibles au public (PAS) et des Guides (ci-après dénommés "Publication(s) de l'IEC"). Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec l'IEC, participent également aux travaux. L'IEC collabore étroitement avec l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.
- 2) Les décisions ou accords officiels de l'IEC concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux de l'IEC intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les Publications de l'IEC se présentent sous la forme de recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux de l'IEC. Tous les efforts raisonnables sont entrepris afin que l'IEC s'assure de l'exactitude du contenu technique de ses publications; l'IEC ne peut pas être tenue responsable de l'éventuelle mauvaise utilisation ou interprétation qui en est faite par un quelconque utilisateur final.
- 4) Dans le but d'encourager l'uniformité internationale, les Comités nationaux de l'IEC s'engagent, dans toute la mesure possible, à appliquer de façon transparente les Publications de l'IEC dans leurs publications nationales et régionales. Toutes divergences entre toutes Publications de l'IEC et toutes publications nationales ou régionales correspondantes doivent être indiquées en termes clairs dans ces dernières.
- 5) L'IEC elle-même ne fournit aucune attestation de conformité. Des organismes de certification indépendants fournissent des services d'évaluation de conformité et, dans certains secteurs, accèdent aux marques de conformité de l'IEC. L'IEC n'est responsable d'aucun des services effectués par les organismes de certification indépendants.
- 6) Tous les utilisateurs doivent s'assurer qu'ils sont en possession de la dernière édition de cette publication.
- 7) Aucune responsabilité ne doit être imputée à l'IEC, à ses administrateurs, employés, auxiliaires ou mandataires, y compris ses experts particuliers, et les membres de ses comités d'études et des Comités nationaux de l'IEC, pour tout préjudice causé en cas de dommages corporels et matériels, ou de tout autre dommage de quelque nature que ce soit, directe ou indirecte, ou pour supporter les coûts (y compris les frais de justice) et les dépenses découlant de la publication ou de l'utilisation de cette Publication de l'IEC ou de toute autre Publication de l'IEC, ou au crédit qui lui est accordé.
- 8) L'attention est attirée sur les références normatives citées dans cette publication. L'utilisation de publications référencées est obligatoire pour une application correcte de la présente publication.
- 9) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Publication de l'IEC peuvent faire l'objet de droits de brevet. L'IEC ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de brevets et de ne pas avoir signalé leur existence.

La Norme internationale IEC 62812 a été établie par le comité d'études 40 de l'IEC: Condensateurs et résistances pour équipements électroniques.

Le texte de cette Norme internationale est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
40/2665/FDIS	40/2671/RVD

Le rapport de vote indiqué dans le tableau ci-dessus donne toute information sur le vote ayant abouti à l'approbation de cette Norme internationale.

Ce document a été rédigé selon les Directives ISO/IEC, Partie 2.

Le comité a décidé que le contenu de ce document ne sera pas modifié avant la date de stabilité indiquée sur le site web de l'IEC sous "<http://webstore.iec.ch>" dans les données relatives au document recherché. A cette date, le document sera

- reconduit,
- supprimé,
- remplacé par une édition révisée, ou
- amendé.

Le contenu du corrigendum de mars 2020 a été pris en considération dans cet exemplaire.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 62812:2019

MESURES DE FAIBLES RÉSISTANCES – MÉTHODES ET RECOMMANDATIONS

1 Domaine d'application

Les mesures de résistance sont généralement compromises par de nombreux phénomènes, par exemple la résistance en série dans le trajet de mesure, l'auto-échauffement ou les propriétés non ohmiques. La question de savoir si l'effet de ces phénomènes sur une mesure de résistance est acceptable ou non dépend de l'importance de chaque effet par rapport à la résistance et à la précision exigée. Par conséquent, le risque de mesures de résistances erronées augmente avec la diminution de la résistance et le resserrement de la tolérance admissible.

Le présent document spécifie les méthodes de mesure et les conditions d'essai associées qui éliminent ou réduisent l'influence des phénomènes défavorables afin d'améliorer la précision réalisable des mesures de faibles résistances.

Les méthodes décrites dans le présent document s'appliquent aux mesures individuelles de la valeur de résistances individuelles, ainsi qu'aux mesures de résistances dans le cadre d'une séquence d'essai. Elles sont appliquées si elles sont prescrites par une spécification de composant pertinente ou si elles font l'objet d'un accord entre un client et un fabricant.

2 Références normatives

Les documents suivants sont cités dans le texte de sorte qu'ils constituent, pour tout ou partie de leur contenu, des exigences du présent document. Pour les références datées, seule l'édition citée s'applique. Pour les références non datées, la dernière édition du document de référence s'applique (y compris les éventuels amendements).

IEC 60068-1, *Essais d'environnement – Partie 1: Généralités et lignes directrices*

IEC 60115-1:2008, *Résistances fixes utilisées dans les équipements électroniques – Partie 1: Spécification générique*

IEC 60294, *Mesure des dimensions d'un composant cylindrique à sorties axiales*

3 Termes et définitions

Pour les besoins du présent document, les termes et définitions de l'IEC 60115-1, ainsi que les suivants s'appliquent.

Une liste des symboles littéraux et des abréviations utilisés est fournie à l'Annexe A.

L'ISO et l'IEC tiennent à jour des bases de données terminologiques destinées à être utilisées en normalisation, consultables aux adresses suivantes:

- IEC Electropedia: disponible à l'adresse <http://www.electropedia.org/>
- ISO Online browsing platform: disponible à l'adresse <http://www.iso.org/obp>

3.1

force électromotrice

f.e.m.

différence de potentiel ayant tendance à donner lieu à un courant électrique

3.2

f.e.m. thermoélectrique

E_T

différence de potentiel se produisant aux jonctions de conducteurs de natures différentes et dont les jonctions ne sont pas à la même température

3.3

faible résistance

résistance pour laquelle l'erreur prévisible lorsqu'elle est mesurée à l'aide d'une méthode de détection à deux fils conventionnelle est significative par rapport à l'exactitude exigée ou à la tolérance indiquée

3.4

détection à quatre fils

détection Kelvin

détection à quatre terminaux

détection à quatre pointes

technique de mesure d'impédance électrique utilisant des paires de fils séparées pour transporter le courant de mesure et pour détecter la différence de potentiel afin d'éliminer la contribution à l'impédance du câblage et des résistances de contact

3.5

détection à deux fils

technique conventionnelle de mesure d'impédance électrique utilisant une paire de fils pour transporter le courant de mesure et pour détecter la différence de potentiel sur les mêmes fils

4 Phénomènes liés aux mesures de résistance

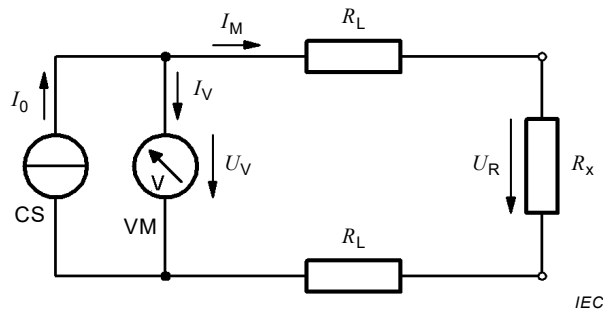
4.1 Généralités

La mesure d'une faible résistance repose généralement sur la mesure d'une tension faible qui exige un certain nombre de précautions par rapport aux phénomènes typiques préjudiciables tels que les tensions de décalage, les interférences de fréquence radio, les interférences électromagnétiques, le bruit électrique ou les contacts non ohmiques. Cependant, ces phénomènes ne sont pas abordés ici, car ils ne sont pas spécifiquement liés à la mesure de résistance.

La tension à mesurer augmente avec l'augmentation du courant de mesure, ce qui peut également entraîner des effets préjudiciables à la mesure. Ces phénomènes sont abordés à l'Article 4.

4.2 Résistance des sorties et des contacts

Une méthode conventionnelle pour mesurer une résistance consiste à utiliser une source de courant constant avec un courant de sortie connu (ou mesuré) et un voltmètre pour mesurer la tension aux bornes de la résistance inconnue, tandis que la connexion est établie avec une seule paire de sorties d'essai, comme représenté à la Figure 1.



Légende

CS	source de courant
VM	voltmètre, mesurant la tension U_V
R_L	résistance des sorties, y compris la résistance de contact avec l'éprouvette
R_x	résistance à mesurer
I_0	courant d'alimentation provenant de la source de courant
I_V	courant traversant le voltmètre
I_M	courant traversant la résistance inconnue

Figure 1 – Mesure de la résistance à l'aide de la détection à deux fils

Dans ce circuit, le courant de source, I_0 , se divise en courant I_M circulant dans le trajet contenant la résistance inconnue et en courant I_V traversant le voltmètre, où I_V dépend de la tension mesurée U_V et de l'impédance du voltmètre R_V :

$$I_0 = I_M + I_V \quad (1)$$

$$I_V = \frac{U_V}{R_V} \quad (2)$$

Le voltmètre mesure la chute de tension suivante due au courant I_M traversant les résistances des sorties et des contacts R_L , ainsi que la résistance inconnue R_x :

$$U_V = I_M \cdot (2R_L + R_x) \quad (3)$$

Ceci conduit au résultat apparent de la mesure de résistance, R' , basé sur la tension mesurée, U_V , et sur le courant de source connu, I_0 :

$$R' = \frac{U_V}{I_0} = \frac{I_M}{I_M + I_V} \cdot (2R_L + R_x) = \frac{2R_L + R_x}{1 + \frac{2R_L + R_x}{R_V}} \quad (4)$$

Avec $I_V \rightarrow 0$, qui est le cas si $R_V \gg (2R_L + R_x)$, le résultat apparent tend vers:

$$R' = \frac{U_V}{I_0} = \frac{I_M}{I_M + 0} \cdot (2R_L + R_x) = 2R_L + R_x \quad (5)$$

Ce résultat apparent final présente toujours l'erreur ΔR de:

$$\Delta R = R' - R_x = 2R_L \quad (6)$$

Cette erreur est seulement négligeable si $(2R_L) \ll R_x$, où la négligeabilité dépend de la précision exigée pour la mesure de R_x .

EXEMPLE 1 Un fil de cuivre de 1 m d'une section de 0,5 mm² a une résistance de 35 mΩ. L'utilisation d'une paire de ces fils pour la détection à deux fils afin de mesurer une résistance de 100 mΩ entraîne une erreur inacceptable de 70 %. En raison de leur impédance limitée, le courant traversant le voltmètre n'est pas susceptible d'avoir de l'importance sur le taux d'erreur.

EXEMPLE 2 L'utilisation du même circuit pour mesurer une résistance de 10 Ω entraîne une erreur de 0,7 %, en supposant d'abord que le courant traversant le voltmètre est nul. Cette erreur de 0,7 % peut être acceptable si la tolérance relative de la résistance est de ±10 %, mais pas si elle est de seulement ±1 %.

L'utilisation d'un voltmètre ayant une impédance de 1 MΩ dans ce circuit n'entraîne qu'une erreur supplémentaire de –0,001 %, ce qui n'est pas significatif par rapport à l'erreur due aux fils de sortie. En revanche, si le voltmètre a une impédance de seulement 10 kΩ, l'erreur supplémentaire est de –0,1 % et ne peut donc plus être négligeable.

EXEMPLE 3 Pour une résistance de 1 kΩ, mesurée comme ci-dessus, même l'erreur apparemment faible de seulement 0,007 % rend le circuit décrit inutile, s'il s'agit d'un type de haute précision avec, par exemple, une tolérance relative de ±0,01 %.

L'utilisation d'un voltmètre d'une impédance de 1 MΩ dans ce circuit entraîne une erreur supplémentaire de –0,1 %. En comparant les contributions d'erreur absolue, cette influence est encore plus grande que l'erreur causée par les fils de sortie.

4.3 Auto-échauffement

Le courant de mesure, I_M , traversant la résistance inconnue dont la résistance, R_x , entraîne la dissipation de la puissance, P_R , égale à:

$$P_R = I_M^2 \cdot R_x \quad (7)$$

La dissipation, P_R , produit un échauffement dans la résistance inconnue qui dépend de la capacité de l'assemblage ou du montage d'essai à dissiper la chaleur dans l'environnement, exprimée en résistance thermique, R_{th} . L'échauffement stabilisé, $\Delta \vartheta_{R\infty}$, de la résistance inconnue est égal à:

$$\Delta \vartheta_{R\infty} = R_{th} \cdot P_R \quad (8)$$

Il s'ajoute à la température ambiante à proximité de l'éprouvette, ϑ_{amb} , et donne ainsi l'échauffement stabilisé, $\vartheta_{R\infty}$, de la résistance inconnue égal à:

$$\vartheta_{R\infty} = \vartheta_{amb} + \Delta \vartheta_{R\infty} = \vartheta_{amb} + R_{th} \cdot P_R \quad (9)$$

NOTE La conduction thermique de la résistance inconnue est prise en compte comme un système linéaire pour les besoins de cette spécification. Ceci est basé sur l'observation générale que le rayonnement et la convection du corps de la plupart des résistances de faible puissance ne prennent qu'une part mineure dans la dissipation totale de la chaleur. Une prise en compte plus complexe peut convenir aux grandes résistances où le rayonnement et la convection de la surface du corps prévalent sur la conduction par les bornes ou les fils de sortie.

L'échauffement temporaire, $\vartheta_R(t)$, de la résistance inconnue avant d'atteindre l'équilibre est déterminé par la constante de temps thermique, τ_{th} , de la résistance inconnue dans son assemblage ou montage d'essai:

$$\vartheta_x(t) = \vartheta_{amb} + \Delta \vartheta_{R\infty} \cdot (1 - e^{-t/\tau_{th}}) \quad (10)$$

Il est nécessaire de connaître la constante de temps thermique, τ_{th} , pour les mesures visant l'équilibre et pour la détermination de la synchronisation des mesures avec interrupteur similaires.

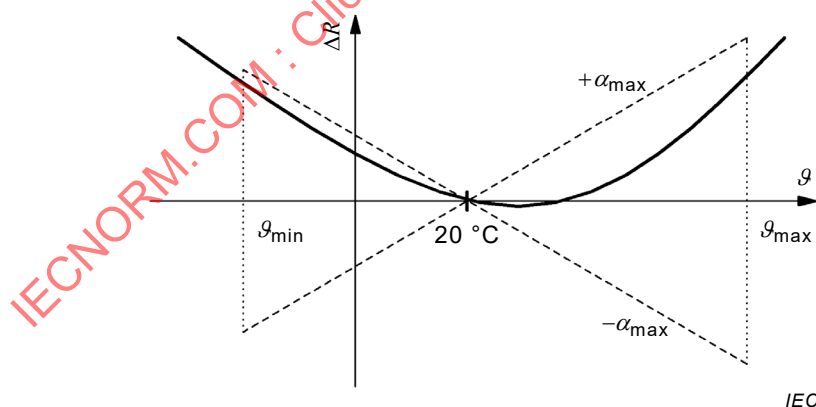
L'augmentation de température de la résistance inconnue due à l'auto-échauffement n'affecte pas seulement l'éprouvette, mais distribue également la chaleur sur l'assemblage ou le montage d'essai et affecte aussi les parties du circuit de mesure. Par conséquent, l'augmentation de température est la cause fondamentale de la variation de la résistance en fonction de la température, comme décrit en 4.4, et de la f.e.m. thermoélectrique, comme décrit en 4.5.

L'auto-échauffement est diminué en réduisant autant que possible le courant de mesure, I_M , tout en fournissant la tension exigée pour une mesure avec la précision souhaitée. Cependant, le réglage du courant de mesure n'est pas une caractéristique courante des ohmmètres. D'autres options de réduction de l'auto-échauffement contemplent l'établissement du courant de mesure pendant une courte période seulement, comme indiqué à l'Article 5, et bien sûr l'amélioration du flux thermique de l'éprouvette et du montage d'essai.

4.4 Variation de la résistance avec la température

L'une des conditions de référence prescrites dans l'IEC 60115-1 pour mesurer la résistance est la température de référence de 20 °C. Toutefois, pour des raisons pratiques, la plupart des essais et mesures peuvent être effectués dans les conditions atmosphériques normales pour les essais, définies dans l'IEC 60068-1, qui comprennent une plage de température ambiante admissible comprise entre 15 °C et 35 °C.

Si elle est mesurée avec une précision suffisante, une résistance mesurée à 15 °C ou à 35 °C ne présente pas la même valeur qu'une résistance mesurée à 20 °C. En fait, pour presque tous les types de résistances, il existe une variation de la résistance en fonction de la température qui ne suit généralement pas une relation linéaire. La pente et l'importance de la variation dépendent essentiellement de la technologie et de la fabrication de la résistance et, dans certains cas, également de la résistance réelle.



Légende

- α coefficient de température de résistance
- ΔR variation de résistance

**Figure 2 – Variation de résistance avec la température
(exemple aléatoire)**

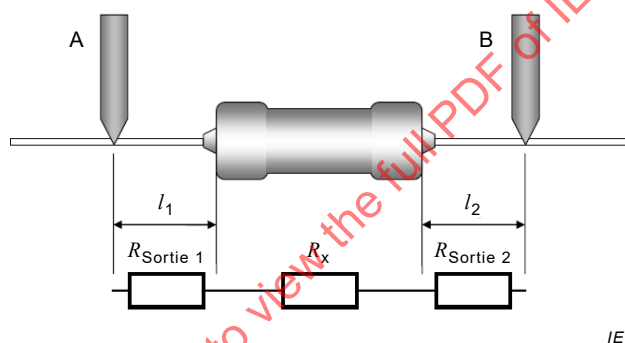
Comme valeur de spécification pour les résistances, la limitation de la plage admissible pour cette variation de résistance dans une plage de température donnée est généralement donnée par une paire de pentes linéaires symétriques passant par le point de référence à

20 °C, $+\alpha_{\max}$ et $-\alpha_{\max}$, comme représenté à la Figure 2. La valeur $\alpha_{\max}$ est la valeur absolue du coefficient de température de résistance, ou TCR, spécifié.

EXEMPLE 1 Les résistances à couche épaisse de 100 mΩ ou moins sont généralement proposées avec un TCR de $500 \cdot 10^{-6}/\text{K}$ ou supérieur. La mesure de la résistance à 35 °C peut entraîner un écart de $\pm 0,75 \%$ par rapport à la résistance à la température de référence de 20 °C. Un tel écart peut être acceptable si la tolérance relative de la résistance est de $\pm 10 \%$, mais pas si elle n'est que de $\pm 1 \%$.

Des résistances de haute précision fabriquées avec la technologie à couche mince ou à film métallisé peuvent être proposées avec un TCR de seulement $5 \cdot 10^{-6}/\text{K}$. La mesure d'une telle résistance à 15 °C ou à 25 °C peut entraîner un écart de $\pm 0,0025 \%$ par rapport à la résistance vraie à la température de référence. Cet écart très faible peut à nouveau être inacceptable compte tenu d'une tolérance relative spécifiée pour ces résistances de seulement $\pm 0,01 \%$, voire mieux.

Une résistance réelle n'est pas seulement constituée de l'élément résistif, fait d'un matériau spécifique, elle incorpore également des conducteurs des deux côtés afin d'établir la connexion électrique. Dans certains cas, ces conducteurs sont fixes en forme et en longueur effective et il convient donc de les inclure dans une spécification globale de la résistance. Dans d'autres cas, comme les résistances à sorties axiales représentées par exemple à la Figure 3, les conducteurs sont fournis avec de généreuses longueurs de fil de sortie, dont une partie seulement est généralement utilisée dans le circuit, exigeant une spécification appropriée des points obligatoires de mesure de résistance.



IEC

Légende

A, B sondes de mesure

l_1, l_2 distance du point de mesure par rapport au corps de résistance, mesurée conformément à l'IEC 60294

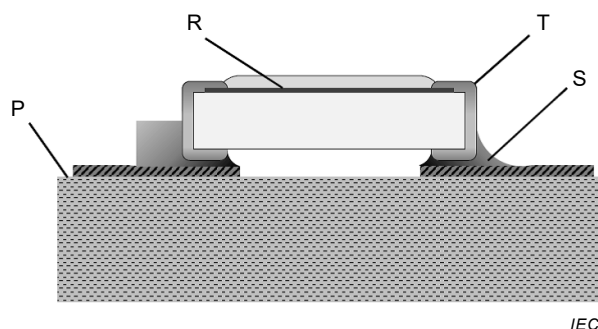
Figure 3 – Valeurs d'une résistance dotée de fils de sortie

Les fils de sortie sont généralement fabriqués en métal à conductivité élevée qui offre naturellement un TCR bien supérieur au TCR de l'élément résistif. Un choix typique serait le cuivre doté d'une conductivité électrique de $\gamma_{\text{Cu}} = 58 \text{ m}/\Omega\text{mm}^2$ et d'un TCR de $\alpha_{\text{Cu}} = 3\,800 \cdot 10^{-6}/\text{K}$.

EXEMPLE 2 Une résistance de 100 mΩ peut être dotée de fils de sortie en cuivre de 0,5 mm de diamètre. Avec les sondes de mesure fixées à une distance de 5 mm de chaque côté, la paire de fils de sortie contribue à hauteur de 0,88 mΩ à la résistance totale à 20 °C et de 0,93 mΩ à 35 °C, ce qui représente une erreur potentielle de presque 1 %.

Avec les sondes de mesure fixées à une distance de 21 mm de chaque côté, les fils de sortie contribuent à hauteur de 3,7 mΩ à la résistance totale à 20 °C et de 3,9 mΩ à 35 °C, ce qui représente presque une erreur potentielle de 4 %.

Pour les pavés résistifs CMS, les contributions séparées peuvent ne pas être aussi frappantes que dans l'exemple ci-dessus d'une résistance à broches. Cependant, la Figure 4 illustre, pour le pavé résistif, la présence de l'élément résistif sur la face supérieure et des conducteurs autour de chaque extrémité jusqu'au point de contact avec le circuit électrique du circuit imprimé. Naturellement, chacun de ces éléments possède sa propre conductivité électrique et son propre TCR qui contribuent tous deux à la résistance totale mesurable d'une éprouvette.



Légende

- R élément résistif
- T sortie
- S brasure
- P carte de circuit imprimé

Figure 4 – Pavé résistif CMS sur une carte de circuit imprimé

EXEMPLE 3 Un pavé résistif, de taille RR3216M, peut être fabriqué avec des sorties constituées d'une couche de nickel de 3 µm recouverte d'une couche d'étain de 5 µm enveloppant les extrémités. Avec une largeur de sortie de 1,6 mm et une longueur de conducteur effective supposée être de 1 mm, la résistance du conducteur est de 7,8 mΩ de chaque côté, soit 15,6 mΩ au total. Si la résistance est par exemple spécifiée de 100 mΩ, cette résistance de sortie en représente déjà environ 15,6 % et chaque différence de 64 µm de la longueur effective du conducteur modifie cette contribution de 1 %.

Si la résistance a été mesurée à 35 °C, la résistance combinée des conducteurs est de 16,8 mΩ, ce qui est dû à un TCR effectif d'environ $5\,400 \cdot 10^{-6}/K$ pour les deux couches de sortie combinées.

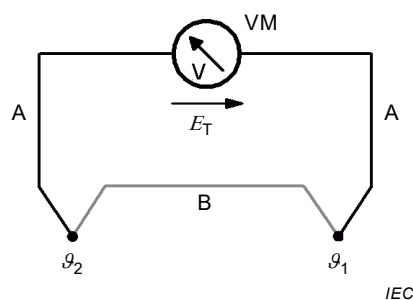
4.5 F.e.m. thermoélectrique

Tout conducteur solide soumis à un gradient de température se caractérise par un déplacement des porteurs de charge par diffusion thermique, entraînant un mouvement des électrons vers l'extrémité froide. Ainsi, un champ électrique s'établit de l'extrémité chaude à l'extrémité froide.

La combinaison de deux matériaux différents pour former une boucle dont les deux jonctions sont soumises à des températures différentes donne lieu à un courant thermoélectrique continu en boucle. L'ouverture de la boucle à l'intérieur de l'un ou l'autre des matériaux donne une f.e.m. thermoélectrique mesurable, E_T , comme représenté à la Figure 5.

La f.e.m. thermoélectrique, appelée effet Seebeck, dépend des deux matériaux impliqués et de la différence de température entre les deux jonctions. L'effet Seebeck n'est pas linéaire et dépend des températures réelles. Pour une plage de température limitée, il est cependant possible de supposer une linéarité suffisante et donc de calculer la f.e.m. thermoélectrique, E_T , à partir de la différence des coefficients de Seebeck, α_S , des deux métaux raccordés et de la différence de température de leur jonction:

$$E_T = (\alpha_{SB} - \alpha_{SA}) \cdot (T_2 - T_1) \quad (11)$$

**Légende**

VM	voltmètre, mesurant la f.e.m. thermoélectrique, E_T
A, B	matériaux des fils
θ_1, θ_2	température des jonctions des fils

Figure 5 – F.e.m. thermoélectrique

Les coefficients de Seebeck peuvent être donnés en valeurs absolues ou relatives par rapport à un second matériau. Pour les conducteurs métalliques, les coefficients sont généralement de l'ordre d'une à quelques dizaines de microvolts par Kelvin, tandis que pour les matériaux semiconducteurs dopés, ils sont plutôt de l'ordre du millivolt par Kelvin. Le Tableau 1 donne les coefficients de Seebeck, α_S , relatifs de certains métaux susceptibles d'être pertinents assemblés avec du platine ou avec du cuivre.

Tableau 1 – Coefficients de Seebeck relatifs de certains métaux

Métal	α_S sur platine $\mu\text{V/K}$	α_S sur cuivre $\mu\text{V/K}$
Chrome-nickel	+22	+14,5
Fer	+18,3	+10,8
Laiton	+11	+3,5
Cuivre	+7,5	± 0
Argent	+7,3	-0,2
Or	+7	-0,5
Plomb	+4,4	-3,1
Etain	+4,2	-3,3
Aluminium	+3,9	-3,6
Platine	± 0	-7,5
Nickel	-15	-22,5
CuNi44 (par exemple Constantan ¹)	-33	-40,5
Les valeurs citées sont indiquées pour une température de référence de 0 °C.		
Les coefficients de Seebeck, α_S , sont aussi traditionnellement donnés en mV/100 K.		

¹ Le constantan® est un exemple d'un produit approprié disponible sur le marché. Cette information est donnée à l'intention des utilisateurs du présent document et ne signifie nullement que l'IEC approuve ou recommande l'emploi exclusif de ce produit.

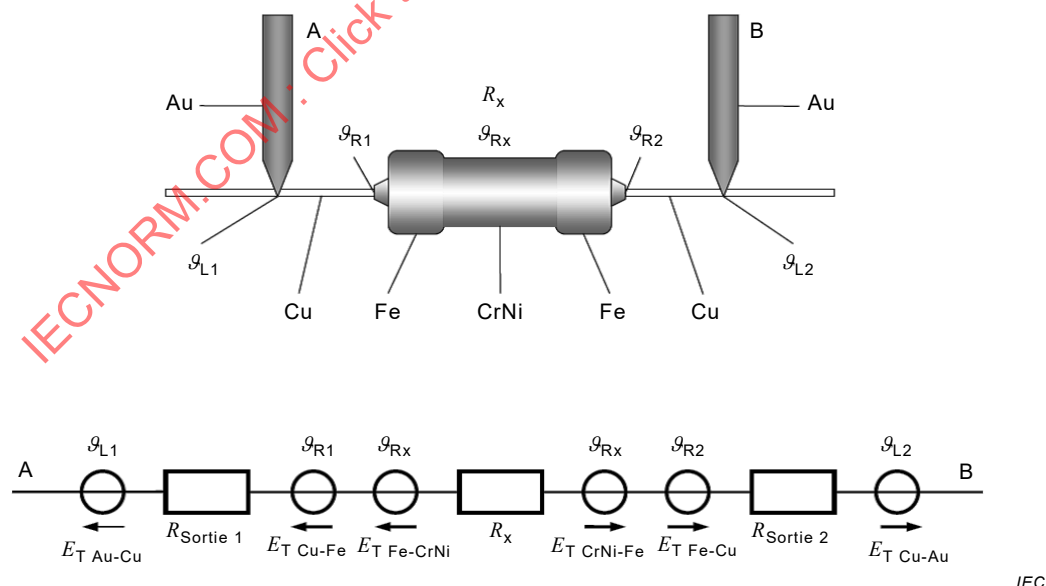
Même les jonctions des connecteurs de laboratoire génèrent une f.e.m. thermoélectrique puisque les matériaux spécifiques utilisés pour leur production sont choisis par le fabricant. Les connecteurs spécifiés pour une faible activité thermique peuvent présenter des coefficients inférieurs à un dixième de microvolt par Kelvin, tandis que les jonctions de produits courants peuvent présenter des coefficients supérieurs à un microvolt par Kelvin.

Les matériaux semiconducteurs ne sont généralement pas pertinents pour la construction des résistances, à l'exception de l'oxyde de cuivre, pour lequel un coefficient Seebeck de 1 mV/K par rapport au cuivre est indiqué. Il convient donc de porter une attention particulière à toute connexion avec une surface en cuivre.

La plupart des résistances sont fabriquées en connectant un certain nombre de métaux différents en série:

- le fil résistif en constantan® d'une résistance bobinée peut simplement être soudé aux fils de sortie en cuivre ou en acier cuivré des deux côtés, ou peut être soudé sur le bord des capuchons de sortie en acier au centre desquels les fils de sortie sont soudés;
- une résistance à couche à sorties axiales peut avoir des capuchons de sortie en acier insérés à force sur la couche résistive au nickel-chrome, avant que les fils de sortie en cuivre ne soient soudés en leur centre;
- un pavé résistif CMS peut avoir sa couche résistive au nickel-chrome en contact planaire avec la couche interne du système de sortie, qui se termine généralement par une couche d'étain sur une couche de nickel.

Ces dispositifs sont mis en contact dans un montage d'essai par des pointes ou des clips, qui sont très probablement d'un métal différent de celui du fil de sortie ou de la sortie du dispositif. Ou alors ils sont soudés sur une carte de circuit imprimé, où généralement un alliage d'étain constitue les raccords avec les conducteurs en cuivre imprimés. La Figure 6 représente la séquence des différents métaux et la connexion en série de la f.e.m. thermoélectrique résultante pour l'exemple d'une résistance à couche avec fils de sortie, qui sont serrés dans un montage d'essai.



Légende

A, B sondes de mesure

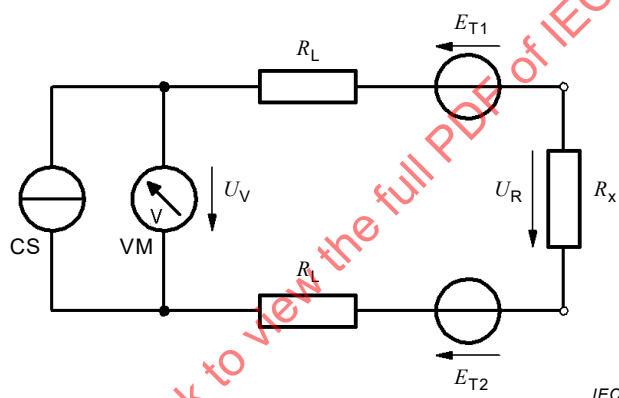
Figure 6 – Thermocouples d'une résistance dotée de fils de sortie

Toutes ces connexions de différents métaux sont susceptibles de générer chacune une f.e.m. thermoélectrique si les différentes jonctions connectées en série sont à des températures différentes (effet Seebeck). L'auto-échauffement et le flux thermique correspondant décrits en 4.3 sont une cause commune de températures différentes tout au long de la connexion en série des jonctions métalliques.

La f.e.m. thermoélectrique combinée d'une résistance assemblée peut être nulle si la série de jonctions métalliques vue du milieu de la résistance est identique vers les deux côtés et si les températures de ces paires de jonctions identiques sont également identiques. Toutefois, cela nécessite généralement que le flux thermique issu de la résistance se divise uniformément en deux trajets des flux thermiques équivalents.

L'utilisation d'un matériau pour la résistance à haute f.e.m. thermoélectrique par rapport au cuivre (par exemple CuNi44, connu sous le nom de constantan®) est essentielle, particulièrement pour les résistances de faible valeur, par exemple inférieures à 10 mΩ.

EXEMPLE Une résistance de 1 mΩ, fabriquée en CuNi44 et connectée avec des fils de cuivre, est mesurée avec un courant de 2 A afin d'obtenir une chute de tension mesurable de 2 mV. Une différence de température de 5 K entre les deux bornes de la résistance donne une f.e.m. thermoélectrique de $-202,5 \mu\text{V}$ qui s'ajoute à la chute de tension prévue et provoque ainsi un écart de 10,1 % de la tension résultante et donc de la mesure de la résistance.



Légende

- CS source de courant, fournissant le courant I_0
 VM voltmètre, mesurant la tension U_V
 R_L résistance des sorties, y compris la résistance de contact avec l'éprouvette
 R_x résistance à mesurer

Figure 7 – Mesure de résistance affectée par la f.e.m. thermoélectrique

La f.e.m. thermoélectrique se superpose à la tension générée aux bornes de la résistance inconnue par le courant de source, voir Figure 7, et, par conséquent, peut sérieusement affecter la prévision de la mesure de résistance. Il est moins évident que la distribution des courants dans un nœud soit également affectée si la f.e.m. thermoélectrique n'affecte qu'une seule des branches.

Ce problème de la f.e.m. thermoélectrique peut être de nature statique ou dynamique, selon que la température de l'éprouvette et de l'assemblage ou du montage ait atteint l'équilibre ou pas. L'Article 5 traite des méthodes susceptibles d'éliminer l'influence d'une f.e.m. thermique issue du résultat de la mesure de résistance.

4.6 Effet Peltier

Une autre cause de différence de température, l'effet Peltier, reste inévitable, même si le flux thermique symétrique proposé en 4.5 permet d'équilibrer les sources internes de la f.e.m. thermoélectrique. L'effet Peltier crée une différence de température lorsqu'un courant continu circule dans la jonction de deux matériaux différents. Par conséquent, la diversité des matériaux raccordés en série dans une résistance est susceptible d'entraîner une séquence de différences de température lorsqu'une telle résistance est soumise à un courant continu, par exemple pour mesurer sa résistance.

La chaleur générée par l'effet Peltier est proportionnelle au courant continu et à la f.e.m. thermoélectrique de la paire de matériaux raccordés. La différence de température augmente de façon exponentielle avec une constante de temps jusqu'à une valeur terminale qui est déterminée à la fois par la conception de la résistance et par la capacité du montage d'essai à dissiper la chaleur dans l'environnement. La différence de température résultante est inversée lorsque le courant continu est inversé.

EXEMPLE 1 Une résistance $100\ \mu\Omega$, fabriquée en soudant des sorties en cuivre de chaque côté d'un ruban en alliage résistif CuNi44, est mesurée dans un montage approprié avec un courant de 300 A afin d'obtenir une chute de tension mesurable de 30 mV. Du à l'effet Peltier, le courant de mesure génère de la chaleur au niveau des jonctions des matériaux et il a été observé qu'elle entraîne une différence de température de 30 K après une charge de 3 min.

Cette différence de température générée par l'effet Peltier génère à son tour une f.e.m. thermoélectrique due à l'effet Seebeck, ce qui, là encore, est susceptible de provoquer une erreur significative dans la mesure de résistance.

EXEMPLE 2 En conséquence des conditions décrites dans l'Exemple 1 ci-dessus, la différence de température de 30 K entre les deux bornes de la résistance donne une f.e.m. thermoélectrique de $-1,2\ \text{mV}$ qui s'ajoute à la chute de tension prévue et provoque ainsi un écart de 4 % de la tension résultante et donc de la mesure de la résistance.

5 Méthodes de mesure

5.1 Généralités

La discussion de l'Article 4 a montré qu'en dehors des incertitudes de mesure plus générales des signaux faibles, la mesure des faibles résistances est susceptible d'être affectée par un certain nombre de phénomènes très fondamentaux. Ces phénomènes, chacun en soi, sont susceptibles de nuire à la précision de la mesure de résistance pouvant être obtenue. Ces effets peuvent entraîner d'importantes erreurs de mesure qui peuvent finalement rendre inutile une mesure d'une faible résistance.

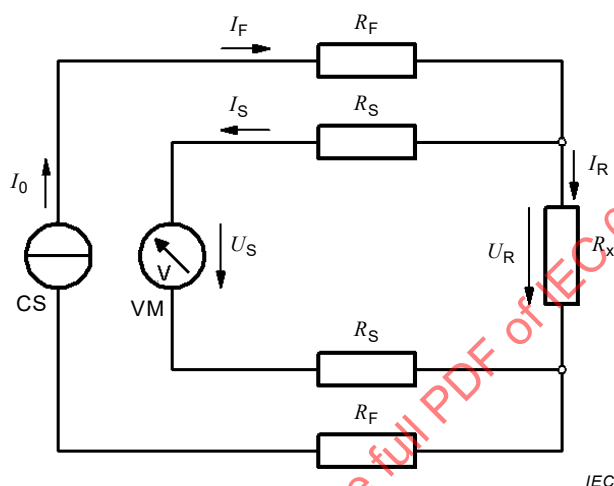
Une première mesure évidente pour éviter l'influence préjudiciable de la résistance des sorties et des contacts décrite en 4.2 est d'appliquer la correction du décalage offerte par la plupart des ampèremètres. Cette méthode exige que les points de contact soient connectés directement, sans aucune résistance entre eux, ce qui peut ne pas être applicable dans un montage d'essai réel sans imposer d'influence supplémentaire. De plus, comme la résistance soumise à essai n'est pas impliquée dans cette méthode, il n'est pas possible de compenser l'influence de ses matériaux et de l'auto-échauffement lors de la mesure réelle.

L'Article 5 décrit diverses méthodes susceptibles d'éliminer l'effet d'un ou de plusieurs des phénomènes décrits et aborde le contexte particulier de chaque méthode. Il identifie également les limitations qui peuvent encore persister et les conditions éventuelles dans lesquelles ces limitations peuvent être levées.

5.2 Mesure de résistance à quatre fils

Une méthode très courante pour l'élimination des résistances des sorties et des contacts de la faible résistance réellement mesurée consiste à appliquer une détection à quatre fils, également appelée détection Kelvin. Dans cette méthode, une paire dédiée de fils de force est utilisée pour appliquer le courant à l'éprouvette et une autre paire dédiée de fils de détection connecte l'éprouvette au voltmètre, comme représenté à la Figure 8.

La méthode à quatre fils est une méthode largement utilisée et, par conséquent, sert également de base à de nombreuses autres méthodes qui visent également à éliminer d'autres effets préjudiciables.



Légende

CS	source de courant, fournissant le courant I_0
R_F	résistance des fils de force, y compris la résistance de contact
I_F	courant traversant les fils de force
I_R	courant d'essai traversant R_x
R_x	résistance à mesurer
U_R	tension aux bornes de R_x
R_S	résistance des fils de détection, y compris la résistance de contact
I_S	courant traversant les fils de détection
VM	voltmètre, mesurant la tension U_S

Figure 8 – Mesure de résistance à quatre fils

Dans ce circuit, le courant de source, I_0 , généralement appelé courant de force, I_F , se divise au niveau de la connexion de l'éprouvette en courant I_R traversant la résistance inconnue et en courant de détection, I_S , traversant le voltmètre:

$$I_0 = I_F = I_R + I_S \quad (12)$$

La tension, U_R , appliquée à la résistance mesurée et également à la boucle de détection permet de déterminer les courants dans chaque trajet:

$$U_R = I_R \cdot R_x = I_S \cdot (2R_S + R_V) \quad (13)$$

où

R_x est la résistance à mesurer;

I_R est le courant traversant R_x ;

R_S est la résistance des fils de détection, y compris la résistance de contact;
 I_S est le courant traversant la boucle de détection, y compris le voltmètre;
 R_V est l'impédance du voltmètre.

$$I_S = I_F \cdot \frac{R_x}{2R_S + R_x + R_V} \quad (14)$$

$$I_R = I_F \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_x + R_V} \quad (15)$$

Le résultat apparent de la mesure de résistance, R' , est basé sur la tension mesurée, U_S , et sur le courant de source connu, I_0 :

$$R' = \frac{U_S}{I_0} \quad (16)$$

La tension mesurée, U_S , étant séparée de la tension aux bornes de la résistance inconnue, U_R :

$$U_S = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot U_R \quad (17)$$

la résistance apparente, R' , est:

$$R' = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot \frac{U_R}{I_0} \quad (18)$$

Et la tension de la résistance inconnue étant déterminée par le courant qui la traverse, I_R :

$$U_R = I_R \cdot R_x = I_F \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_x + R_V} \cdot R_x \quad (19)$$

la résistance apparente est finalement égale à:

$$R' = \frac{R_V}{2R_S + R_x + R_V} \cdot R_x \quad (20)$$

qui présente l'erreur ΔR de:

$$\Delta R = R' - R_x = \left(\frac{R_V}{2R_S + R_x + R_V} - 1 \right) \cdot R_x \quad (21)$$

Avec $R_V \gg R_S$, le résultat apparent pour R' tend vers:

$$R' = \frac{U_R}{I_0} = \frac{U_R}{I_R + I_S} \quad (22)$$

et avec $R_V \gg R_X$, le courant de détection devient négligeable, $I_S \rightarrow 0$, et donc tout le courant de force a tendance à traverser la résistance inconnue, $I_R \rightarrow I_F$, alors le résultat apparent tend finalement vers:

$$R' = R_X \quad (23)$$

qui élimine l'erreur ΔR .

Le seuil réel pour l'évaluation de $R_V \gg R_S$ et de $R_V \gg R_X$ et donc pour l'élimination perçue de l'erreur, ΔR , dépend de la précision exigée pour la mesure de R_X .

EXEMPLE 1 La mesure d'une résistance $R_X = 10 \Omega$ lors d'une mesure de résistance à quatre fils où le voltmètre a une impédance $R_V = 1 \text{ M}\Omega$ donne une lecture $R' = 9,999\,89 \Omega$, soit un écart relatif de $-0,001 \%$. Un tel écart est acceptable pour une précision souhaitée jusqu'à une tolérance de résistance de $\pm 0,01 \%$. La résistance des fils d'essai, $R_s = 35 \text{ m}\Omega$, pour une longueur de 1 m de fil de cuivre de $0,5 \text{ mm}^2$, n'est pas significative dans ce résultat.

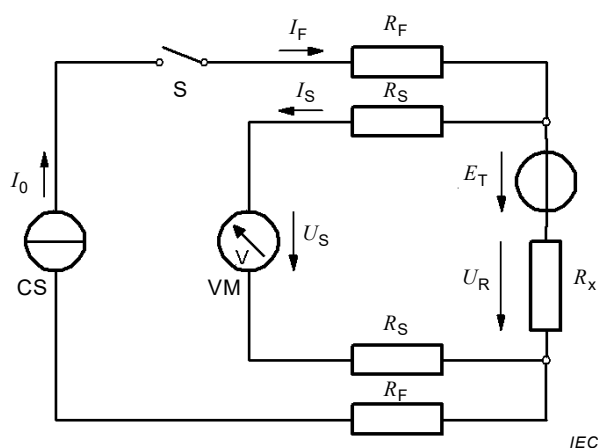
EXEMPLE 2 La mesure d'une résistance $R_X = 10 \text{ k}\Omega$ lors d'une mesure de résistance à quatre fils où le voltmètre a une impédance $R_V = 1 \text{ M}\Omega$ donne une lecture $R' = 9,901 \text{ k}\Omega$, soit un écart relatif de $-0,99 \%$. Un tel écart peut être acceptable si la tolérance relative de la résistance est de $\pm 10 \%$, mais pas si elle n'est que de $\pm 1 \%$.

Le remplacement du voltmètre par un voltmètre ayant une impédance de $R_V = 10 \text{ M}\Omega$ donne une lecture de $R' = 9,990 \text{ k}\Omega$, soit un écart relatif de $-0,1 \%$. Un tel écart est acceptable si la tolérance de la résistance est de $\pm 1 \%$, mais il n'est toujours pas assez bon pour des tolérances de précision plus étroites que $\pm 1 \%$.

5.3 Méthode de compensation du décalage

La méthode de compensation du décalage est une méthode simple utilisée pour éliminer l'influence d'une f.e.m. thermoélectrique sur une mesure de résistance. Pour simplifier la description, toutes les f.e.m. thermoélectriques présentes dans l'éprouvette et dans le montage d'essai sont combinées en une seule E_T en série avec la résistance inconnue.

La Figure 9 représente le circuit pour une mesure de résistance à quatre fils abordée en 5.2, complétée par l'interrupteur nécessaire pour réaliser des mesures avec et sans courant de force.



Légende

CS	source de courant, fournissant le courant I_0
S	interrupteur
R_F	résistance des fils de force, y compris la résistance de contact
I_F	courant traversant les fils de force
I_R	courant d'essai traversant R_x
R_x	résistance à mesurer
U_R	tension aux bornes de R_x
E_T	f.e.m. thermoélectrique combinée de l'éprouvette et du montage d'essai
R_S	résistance des fils de détection, y compris la résistance de contact
I_S	courant traversant les fils de détection
VM	voltmètre, mesurant la tension U_S

Figure 9 – Méthode de compensation du décalage pour la mesure de résistance

L'interrupteur est fermé et ouvert périodiquement pour permettre la mesure de la tension U_{S1} , qui comprend la tension U_R générée par le courant de force, I_F , et alternativement de la tension U_{S0} , représentant uniquement la f.e.m. thermique, E_T , comme représenté à la Figure 10.

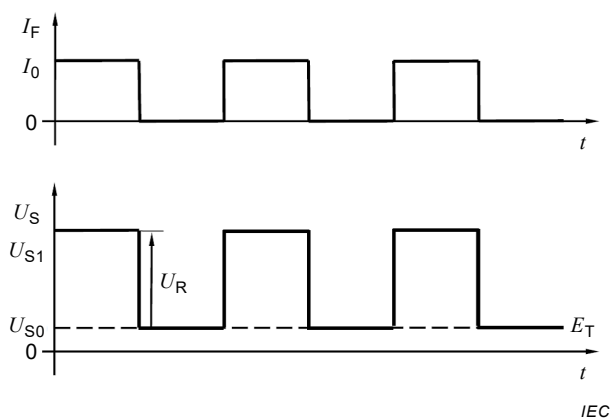


Figure 10 – Courant et tension dans la méthode de compensation du décalage

En détail, les deux tensions mesurées U_{S1} et U_{S0} sont:

$$U_{S1} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (U_R + E_T) \quad (24)$$

$$U_{S0} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot E_T \quad (25)$$

où

R_x est la résistance à mesurer;

R_S est la résistance des fils de détection, y compris la résistance de contact;

R_V est l'impédance du voltmètre;

U_R est la tension aux bornes de la résistance à mesurer;

E_T est la f.e.m. thermoélectrique.

Ceci permet l'élimination de la f.e.m. thermoélectrique E_T en calculant la différence:

$$\Delta U_S = U_{S1} - U_{S0} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot U_R \quad (26)$$

et fait que la résistance apparente, R' , qui semble indépendante de E_T :

$$R' = \frac{\Delta U_R}{I_0} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot \frac{U_R}{I_0} \quad (27)$$

qui à nouveau avec $R_V \gg R_S$ tend vers:

$$R' = \frac{U_R}{I_0} \quad (28)$$

Cependant, la distribution des courants dans le trajet de détection et dans le trajet contenant la résistance inconnue présente encore l'influence de la f.e.m. thermoélectrique, E_T , ce qui conduit à l'expression suivante pour le courant I_R traversant l'éprouvette de résistance:

$$I_R = I_0 \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_x + R_V} - E_T \cdot \frac{1}{2R_S + R_x + R_V} \quad (29)$$

qui, en établissant la tension vraie de l'éprouvette de résistance:

$$U_R = I_R \cdot R_x = I_0 \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_x + R_V} \cdot R_x - E_T \cdot \frac{R_x}{2R_S + R_x + R_V} \quad (30)$$

donne une expression plus complexe de la résistance apparente:

$$R' = \frac{R_V}{2R_S + R_x + R_V} \cdot R_x - \frac{R_V \cdot R_x}{(2R_S + R_V) \cdot (2R_S + R_x + R_V)} \cdot \frac{E_T}{I_0} \quad (31)$$

Avec $R_V \gg R_x$ et $R_V \gg R_S$, le courant de détection tend à être négligeable, $I_S \rightarrow 0$, ce qui donne $I_R \rightarrow I_0$ et élimine aussi l'influence de E_T sur la distribution des courants. Le résultat apparent de la mesure de résistance tend alors vers:

$$R' = R_x \quad (32)$$

qui est finalement exonérée de l'influence de la f.e.m. thermoélectrique, E_T .

Dans ce cas également, le seuil réel pour l'évaluation des relations $R_V \gg R_S$ et $R_V \gg R_x$ dépend de la précision exigée pour la mesure de R_x .

L'exigence d'une soustraction suffisamment précise des deux tensions U_{S1} et U_{S0} mesurées successivement rend cette méthode moins adaptée à l'utilisation d'un voltmètre analogique, mais suggère clairement l'utilisation d'un instrument numérique avec une résolution et une précision suffisamment élevées et un calcul ultérieur.

Une condition préalable essentielle pour cette méthode est que la f.e.m. thermoélectrique reste suffisamment stable pendant le temps nécessaire pour interrompre le courant de force et pour obtenir les mesures de tension successives. Ceci n'est toutefois pas toujours possible si la température de l'éprouvette, et donc la température du montage et la f.e.m. thermoélectrique, est principalement influencée par l'auto-échauffement de l'éprouvette lorsque le courant de force est appliqué.

Toutefois, s'il convient que la f.e.m. thermoélectrique soit suffisamment stable sur une période de temps encore plus longue, la soustraction des deux tensions U_{S1} et U_{S0} peut être réalisée en utilisant l'étalonnage du décalage du voltmètre, en réglant le niveau zéro à quasiment U_{S0} , ce qui permet la lecture directe de $U_{S1} = \Delta U_S$.

EXEMPLE 1 Une résistance de $R_x = 100 \text{ m}\Omega$, constituée de fils de cuivre et d'un élément résistif en chrome-nickel, est insérée dans un montage d'essai et connectée à un circuit de mesure de résistance à compensation de décalage. Il y a une différence de température de $\Delta\theta = 5 \text{ K}$ à travers la résistance, peut-être due à un flux thermique déséquilibré issu de la résistance ou à un chauffage irrégulier de l'environnement du montage d'essai, ce qui donne une f.e.m. thermique de $E_T = 73 \text{ }\mu\text{V}$.

Le courant de force, $I_F = 100 \text{ mA}$, appliqué pendant les phases actives de la mesure, produit une tension $U_R = 10 \text{ mV}$ aux bornes de l'éprouvette, à celle-ci est ajoutée la f.e.m. thermique pour obtenir le résultat de la tension mesurée, $U_{S1} = 10,073 \text{ mV}$. Par conséquent, la mesure directe de la résistance à partir de U_{S1} seulement donne une erreur relative de 0,73 %.

La différence de température, et donc la f.e.m. thermique, étant constante pendant toute la durée d'un cycle de mesure, la tension $U_{S0} = 0,073 \text{ mV}$ est mesurée. Après soustraction des deux tensions mesurées, l'erreur due à la f.e.m. thermique constante est éliminée et n'affecte donc pas le résultat de la résistance.

En outre, les considérations relatives à l'effet des paramètres du circuit de mesure à quatre fils s'appliquent toujours à cette méthode et peuvent entraîner une marge d'erreur supplémentaire.

EXEMPLE 2 Dans le prolongement de l'Exemple 1 ci-dessus, la différence de température aux bornes de la résistance ne varie que de 1 K au cours d'un cycle de mesure. Il y a donc une différence de température de $\Delta\theta = 6 \text{ K}$ aux bornes de la résistance lorsque la tension combinée U_{S1} est mesurée et une différence de température de $\Delta\theta = 5 \text{ K}$ aux bornes de la résistance lorsque la tension décalée U_{S0} est mesurée. Il en résulte une f.e.m. thermique de $E_{T1} = 87 \text{ }\mu\text{V}$ ou de $E_{T0} = 73 \text{ }\mu\text{V}$.

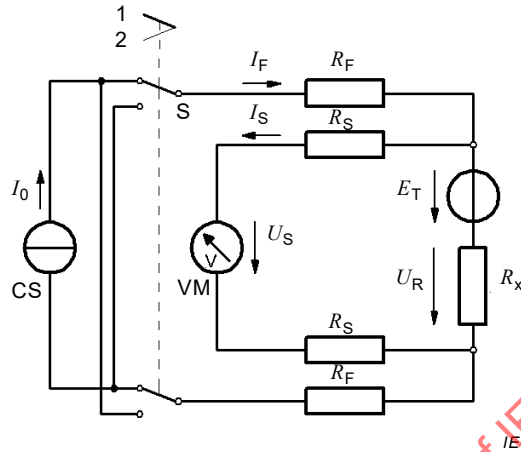
Dans la phase active, le courant de force $I_F = 100 \text{ mA}$ donne $U_R = 10 \text{ mV}$ qui, avec l'ajout de la f.e.m. thermique E_{T1} , est égale à $U_{S1} = 10,087 \text{ mV}$. Dans la phase passive uniquement, la f.e.m. thermique, E_{T0} , est mesurée et donne $U_{S0} = 0,073 \text{ mV}$. La soustraction des deux tensions mesurées U_{S1} et U_{S0} donne $\Delta U_S = 10,014 \text{ mV}$, ce qui donne une erreur relative restante de 0,14 % pour la mesure de résistance.

5.4 Méthode de l'inversion du courant

Une autre méthode utilisée pour éliminer l'influence d'une f.e.m. thermoélectrique sur une mesure de résistance est la méthode d'inversion du courant, qui repose sur la commutation de la polarité du courant de force. Pour simplifier la description, toutes les f.e.m.

thermoélectriques présentes dans l'éprouvette et dans le montage d'essai sont combinées en une seule E_T en série avec la résistance inconnue.

La Figure 11 représente le circuit pour une mesure de résistance à quatre fils abordée en 5.2, complétée par le commutateur nécessaire pour réaliser des mesures avec un courant de force réversible.



Légende

CS	source de courant, fournissant le courant I_0
R_F	résistance des fils de force, y compris la résistance de contact
I_F	courant traversant les fils de force
I_R	courant d'essai traversant R_x
R_x	résistance à mesurer
U_R	tension aux bornes de R_x
E_T	f.e.m. thermoélectrique combinée de l'éprouvette et du montage d'essai
R_S	résistance des fils de détection, y compris la résistance de contact
I_S	courant traversant les fils de détection
VM	voltmètre, mesurant la tension U_S
S	inverseur de polarité position 1: direct position 2: inverse

Figure 11 – Méthode d'inversion du courant pour la mesure de résistance

Le commutateur inverse périodiquement la polarité du courant de force pour permettre la mesure de la tension U_{S1} , qui comprend la tension U_R , générée par le courant de force I_F et ajoutée à la f.e.m. thermique E_T , et de la tension U_{S2} , qui comprend la tension U_R , générée par le courant de force inversé $-I_F$ et soustraite de la f.e.m. thermique E_T , comme représenté à la Figure 12.

Par conséquent, les deux tensions mesurées U_{S1} et U_{S2} sont égales à:

$$U_{S1} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (U_R + E_T) \quad (33)$$

$$U_{S2} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (-U_R + E_T) \quad (34)$$

où

R_x est la résistance à mesurer;

R_S est la résistance des fils de détection, y compris la résistance de contact;

R_V est l'impédance du voltmètre;

U_R est la tension aux bornes de la résistance à mesurer;

E_T est la f.e.m. thermoélectrique.

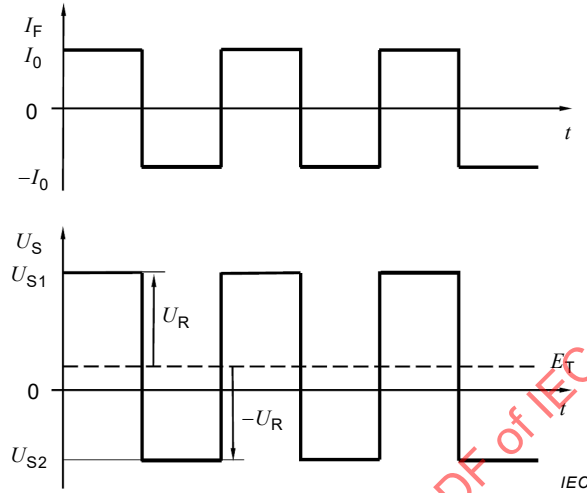


Figure 12 – Courant et tension dans la méthode à inversion du courant

Ceci permet l'élimination de la f.e.m. thermoélectrique E_T en calculant la différence:

$$\Delta U_S = U_{S1} - U_{S2} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot 2 \cdot U_R \quad (35)$$

et fait que la résistance apparente, R' , qui semble indépendante de E_T :

$$R' = \frac{\Delta U_S}{2 \cdot I_0} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot \frac{U_R}{I_0} \quad (36)$$

qui à nouveau avec $R_V \gg R_S$ tend vers:

$$R' = \frac{U_R}{I_0} \quad (37)$$

Cependant, la distribution des courants dans le trajet de détection et dans le trajet contenant la résistance inconnue porte encore l'influence de la f.e.m. thermoélectrique, E_T , ce qui conduit aux deux équations suivantes pour le courant à travers l'éprouvette de résistance dans les deux polarités, I_{R1} et I_{R2} :

$$I_{R1} = I_0 \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_x + R_V} - E_T \cdot \frac{1}{2R_S + R_x + R_V} \quad (38)$$

$$I_{R2} = I_0 \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_x + R_V} + E_T \cdot \frac{1}{2R_S + R_x + R_V} \quad (39)$$

qui, en établissant la tension vraie de l'éprouvette de résistance:

$$U_{R1} = I_{R1} \cdot R_x = I_0 \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_x + R_V} \cdot R_x - E_T \cdot \frac{1}{2R_S + R_x + R_V} \cdot R_x \quad (40)$$

$$U_{R2} = I_{R2} \cdot R_x = I_0 \cdot \frac{2R_S + R_V}{2R_S + R_x + R_V} \cdot R_x + E_T \cdot \frac{1}{2R_S + R_x + R_V} \cdot R_x \quad (41)$$

conduit à la description complexe de la tension vraie mesurée:

$$\begin{aligned} U_{S1} &= \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (U_R + E_T) \\ &= I_0 \cdot \frac{R_V}{2R_S + R_x + R_V} \cdot R_x + \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot E_T \cdot \left(1 - \frac{R_x}{2R_S + R_x + R_V}\right) \end{aligned} \quad (42)$$

$$\begin{aligned} U_{S2} &= \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (-U_R + E_T) \\ &= -I_0 \cdot \frac{R_V}{2R_S + R_x + R_V} \cdot R_x + \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot E_T \cdot \left(1 + \frac{R_x}{2R_S + R_x + R_V}\right) \end{aligned} \quad (43)$$

Maintenant, la différence entre les deux tensions mesurées vraies U_{S1} et U_{S2} est égale à:

$$\begin{aligned} \Delta U_S &= U_{S1} - U_{S2} \\ &= 2I_0 \cdot \frac{R_V}{2R_S + R_x + R_V} \cdot R_x + \frac{2 \cdot R_V \cdot R_x}{(2R_S + R_V) \cdot (2R_S + R_x + R_V)} \cdot E_T \end{aligned} \quad (44)$$

Ainsi, la résistance apparente, R' , est égale à:

$$R' = \frac{R_V}{2R_S + R_x + R_V} \cdot R_x - \frac{R_V \cdot R_x}{(2R_S + R_V) \cdot (2R_S + R_x + R_V)} \cdot \frac{E_T}{I_0} \quad (45)$$

Avec $R_V \gg R_S$, le courant de détection tend à être négligeable, $I_S \rightarrow 0$, ce qui donne $I_R \rightarrow I_0$ et élimine aussi l'influence de E_T sur la distribution des courants. Le résultat apparent de la mesure de résistance tend alors vers:

$$R' = R_x \quad (46)$$

qui est finalement exonérée de l'influence de la f.e.m. thermoélectrique, E_T .

Dans ce cas également, le seuil réel pour l'évaluation de $R_V \gg R_S$ et $R_V \gg R_x$ dépend de la précision exigée pour la mesure de R_x .

EXEMPLE 1 La même résistance de $R_x = 100 \text{ m}\Omega$ utilisée en 5.3, Exemple 1, dans le même montage d'essai présente la même différence de température de $\Delta \theta = 5 \text{ K}$ à ses bornes.

Le courant de force, $I_F = 100 \text{ mA}$, appliqué pendant les phases directes de la mesure, produit une tension $U_R = 10 \text{ mV}$ aux bornes de l'éprouvette, à celle-ci est ajoutée la f.e.m. thermique pour obtenir le résultat de la tension mesurée, $U_{S1} = 10,073 \text{ mV}$.

Le courant de force, $I_F = -100$ mA, appliqué pendant les phases inverses de la mesure, produit une tension $U_R = -10$ mV aux bornes de l'éprouvette, à celle-ci est ajoutée la f.e.m. thermique pour obtenir le résultat de la tension mesurée, $U_{S2} = -9,927$ mV.

Toute mesure directe de la résistance à partir de U_{S1} seulement ou de U_{S2} seulement donne une erreur relative de 0,73 % ou de -0,73 %. Après moyennage effectif des deux tensions mesurées, l'erreur due à la f.e.m. thermique constante est éliminée et n'affecte donc pas le résultat de la résistance.

En outre, les considérations relatives à l'effet des paramètres du circuit de mesure à quatre fils s'appliquent toujours à cette méthode et peuvent entraîner une marge d'erreur supplémentaire.

EXEMPLE 2 Pour compliquer l'Exemple 1 ci-dessus, la différence de température aux bornes de la résistance suit une pente constante, produisant une différence de seulement 1 K entre toute mesure ultérieure de U_{S1} et de U_{S2} , par exemple avec $\Delta\theta_1 = 4$ K aux bornes de la résistance quand U_{S1} est mesurée et avec $\Delta\theta_2 = 5$ K aux bornes de la résistance quand U_{S2} est mesurée. La f.e.m. thermique est alors égale à respectivement $E_{T1} = 58$ μ V et $E_{T2} = 73$ μ V.

Dans la phase directe, le courant de force $I_F = 100$ mA donne $U_R = 10$ mV qui, avec l'ajout de la f.e.m. thermique E_{T1} , donne $U_{S1} = 10,058$ mV. Puis, dans la phase inverse, le courant de force, $I_F = -100$ mA, donne $U_R = -10$ mV qui, avec l'ajout de la f.e.m. thermique E_{T2} donne $U_{S2} = -9,927$ mV.

Le moyennage effectif des deux tensions mesurées, U_{S1} et U_{S2} , donne $\Delta U_S/2 = 9,993$ mV. Ceci représente une erreur relative restante de -0,07 % pour la mesure de résistance.

5.5 Méthode de l'inversion du courant différentielle

Une autre méthode, qui découle de la méthode d'inversion du courant décrite en 5.4, est la méthode d'inversion du courant différentielle. Pour une séquence de trois mesures avec une polarité alternative du courant de force, il n'est pas nécessaire d'avoir une f.e.m. thermique constante, car l'influence d'une f.e.m. thermique variable est détectée et, si la variation est linéaire, éliminée du résultat.

Le circuit nécessaire est le même que celui représenté à la Figure 11 pour la méthode d'inversion actuelle. Il permet l'exécution de trois mesures successives de polarité alternative du courant de force avec synchronisation isochrone. D'où les mesures 1 et 3 avec le commutateur en position 1 et la mesure 2 avec le commutateur en position 2. La dévolution du courant de force et de la tension de détection mesurable sur la base d'une f.e.m. thermique augmentant linéairement, E_T , est représentée à la Figure 13.

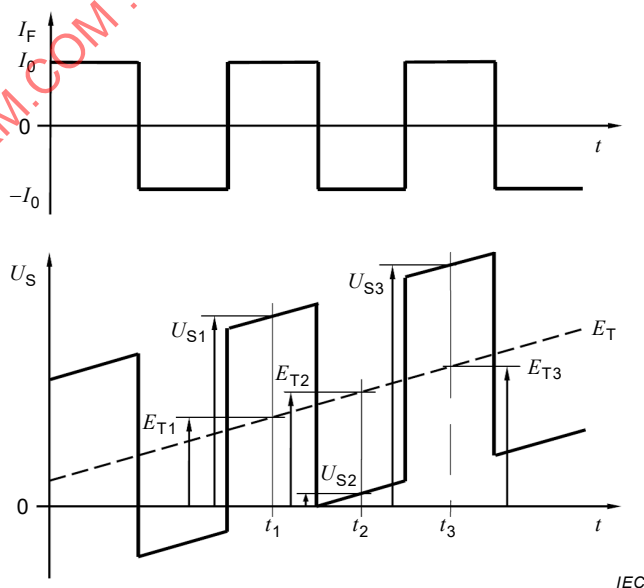


Figure 13 – Courant et tension dans la méthode à inversion du courant différentielle

Les trois tensions mesurées successivement sont égales à:

$$U_{S1} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (U_{R1} + E_{T1}) \quad (47)$$

$$U_{S2} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (-U_{R2} + E_{T2}) \quad (48)$$

$$U_{S3} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot (U_{R3} + E_{T3}) \quad (49)$$

où

R_x est la résistance à mesurer;

R_S est la résistance des fils de détection, y compris la résistance de contact;

R_V est l'impédance du voltmètre;

U_{Ri} est la tension aux bornes de la résistance à mesurer, pour la i^{e} lecture;

E_{Ti} est la f.e.m. thermoélectrique, pour la i^{e} lecture.

Dans un premier temps, avec l'introduction des augmentations de f.e.m. thermique, ΔE_{T12} et ΔE_{T23} :

$$\Delta E_{T12} = E_{T2} - E_{T1} \quad (50)$$

$$\Delta E_{T23} = E_{T3} - E_{T2} \quad (51)$$

les différences de tension suivantes, ΔU_{S12} et ΔU_{S23} , sont calculées:

$$\begin{aligned} \Delta U_{S12} &= U_{S2} - U_{S1} \\ &= \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot [(-U_{R2} - U_{R1}) + (\Delta E_{T12})] \end{aligned} \quad (52)$$

$$\begin{aligned} \Delta U_{S23} &= U_{S3} - U_{S2} \\ &= \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot [(U_{R3} + U_{R2}) + (\Delta E_{T23})] \end{aligned} \quad (53)$$

Ensuite, en calculant une différence entre les deux différences ΔU_{S12} et ΔU_{S23} ci-dessus et en ajustant l'ordre de grandeur du résultat avec le diviseur 4, on obtient la tension virtuelle U' comme:

$$\begin{aligned} U' &= \frac{\Delta U_{S23} - \Delta U_{S12}}{4} \\ &= \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot \left[\frac{U_{R1} + 2U_{R2} + U_{R3}}{4} + \frac{\Delta E_{T23} - \Delta E_{T12}}{4} \right] \end{aligned} \quad (54)$$

Si les mesures sont effectuées à des intervalles de temps précis et que la f.e.m. thermique augmente linéairement, les deux augmentations de la f.e.m. thermique, ΔE_{T12} et ΔE_{T23} , sont identiques et semblent donc éliminer l'effet de la f.e.m. thermique:

$$U' = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot \frac{U_{R1} + 2U_{R2} + U_{R3}}{4} \quad (55)$$

Ceci permet de calculer la résistance apparente à l'aide de:

$$R' = \frac{U'}{I_0} = \frac{R_V}{2R_S + R_V} \cdot \frac{U_{R1} + 2U_{R2} + U_{R3}}{4 \cdot I_0} \quad (56)$$

qui semble être indépendant de E_T et avec $R_V \gg R_S$ tend vers:

$$R' = \frac{U_{R1} + 2U_{R2} + U_{R3}}{4 \cdot I_0} \quad (57)$$

Un autre avantage de cette méthode est que la résistance apparente constitue une moyenne mobile, ce qui réduit l'incertitude statistique (bruit électrique) du résultat par rapport à une mesure individuelle.

Naturellement, les mêmes considérations concernant l'influence de la f.e.m. thermoélectrique, E_T , sur la distribution du courant de force dans le trajet de l'éprouvette et dans le trajet de détection s'appliquent, comme indiqué en 5.4. D'où la même exigence pour $R_V \gg R_S$ appliquée afin d'établir un résultat de mesure de résistance totalement exempt de l'influence de E_T .

Une condition préalable essentielle de cette méthode est que la f.e.m. thermoélectrique change seulement de manière suffisamment linéaire dans le temps nécessaire pour les trois mesures successives.

Dans le cas d'une éprouvette qui s'auto-échauffe sous l'influence du courant de force, une telle condition peut uniquement être disponible dans une très courte fraction de l'échauffement, probablement bien plus courte que la constante de temps thermique de l'éprouvette dans son assemblage ou montage d'essai, voir 4.3. Une telle contrainte temporelle peut alors entraîner des exigences spécifiques pour les éléments du système de mesure.

EXEMPLE 1 La même résistance de $R_x = 100 \text{ m}\Omega$ utilisée en 5.3, Exemple 1, dans le même montage d'essai présente la même différence de température aux bornes de la résistance suivant une pente constante de seulement 1 K entre toute mesure ultérieure de U_{Si} et de U_{Si+1} .

Avec un courant de force, $I_{F1} = 100 \text{ mA}$, appliqué pendant la première phase directe, une tension $U_{R1} = 10 \text{ mV}$ est générée aux bornes de l'éprouvette. En raison de la différence de température $\Delta\theta_1 = 4 \text{ K}$, la f.e.m. thermique $E_{T1} = 58,0 \text{ }\mu\text{V}$ est ajoutée au résultat de la tension mesurée, $U_{S1} = 10,058 \text{ mV}$.

Dans la phase inverse suivante, le courant de force, $I_{F2} = -100 \text{ mA}$, génère une tension $U_{R2} = -10 \text{ mV}$ aux bornes de l'éprouvette. En raison de la différence de température ayant augmenté $\Delta\theta_2 = 5 \text{ K}$, la f.e.m. thermique $E_{T2} = 72,5 \text{ }\mu\text{V}$ est ajoutée au résultat de la tension mesurée, $U_{S2} = -9,927 \text{ mV}$.

Dans la deuxième phase directe suivante, le courant de force, $I_{F3} = 100 \text{ mA}$, génère une tension $U_{R3} = 10 \text{ mV}$ aux bornes de l'éprouvette. En raison de la différence de température ayant augmenté $\Delta\theta_3 = 6 \text{ K}$, la f.e.m. thermique $E_{T3} = 87,0 \text{ }\mu\text{V}$ est ajoutée au résultat de la tension mesurée, $U_{S3} = 10,087 \text{ mV}$.

L'évaluation de la mesure le long du trajet de

$$\Delta U_{S12} = U_{S2} - U_{S1} = -19,985 \text{ mV}$$

$$\Delta U_{S23} = U_{S3} - U_{S2} = 20,014 \text{ mV}$$

$$U' = (U_{S23} - U_{S12})/4 = 10,000 \text{ mV}$$

révèle que l'erreur causée par l'augmentation constante de la f.e.m. thermique est annulée et n'affecte donc pas le résultat de la résistance.

En outre, les considérations relatives à l'effet des paramètres du circuit de mesure à quatre fils s'appliquent toujours à cette méthode et peuvent entraîner une marge d'erreur supplémentaire.

EXEMPLE 2 En omettant la simplification de l'Exemple 1 ci-dessus, la différence de température aux bornes de la résistance ne suit plus une pente linéaire constante, mais plutôt une augmentation exponentielle. Dans cet exemple, les différences de température aux trois phases successives doivent être $\Delta\vartheta_1 = 3\text{ K}$, $\Delta\vartheta_2 = 5\text{ K}$ et $\Delta\vartheta_3 = 6,2\text{ K}$.

Dans la première phase directe, le courant de force, $I_{F1} = 100\text{ mA}$, génère $U_{R1} = 10\text{ mV}$ aux bornes de l'éprouvette. En raison de $\Delta\vartheta_1 = 3\text{ K}$, la f.e.m. thermique $E_{T1} = 43,5\text{ }\mu\text{V}$ est ajoutée au résultat de la tension mesurée, $U_{S1} = 10,043\text{ 5 mV}$.

Dans la phase inverse suivante, le courant de force, $I_{F2} = -100\text{ mA}$, génère une tension $U_{R2} = -10\text{ mV}$. En raison de $\Delta\vartheta_2 = 5\text{ K}$, la f.e.m. thermique $E_{T2} = 72,5\text{ }\mu\text{V}$ est ajoutée au résultat de la tension mesurée, $U_{S2} = -9,927\text{ 5 mV}$.

Dans la deuxième phase directe suivante, le courant de force, $I_{F3} = 100\text{ mA}$, génère une tension $U_{R3} = 10\text{ mV}$. En raison de $\Delta\vartheta_3 = 6,2\text{ K}$, la f.e.m. thermique $E_{T3} = 89,9\text{ }\mu\text{V}$ est ajoutée au résultat de la tension mesurée, $U_{S3} = 10,089\text{ 9 mV}$.

L'évaluation de la mesure le long du trajet de

$$\Delta U_{S12} = U_{S2} - U_{S1} = -19,971\text{ 0 mV}$$

$$\Delta U_{S23} = U_{S3} - U_{S2} = 20,017\text{ 4 mV}$$

$$U' = (U_{S23} - U_{S12})/4 = 9,997\text{ 1 mV}$$

révèle que l'erreur causée par la f.e.m. exponentiellement thermique n'est pas annulée et qu'il reste une erreur relative de $-0,029\text{ }\%$ pour la mesure de résistance.

5.6 Méthode du déclenchement de courte durée

Contrairement aux méthodes décrites ci-dessus, qui visent à éliminer les effets de l'échauffement de l'éprouvette, le concept de la méthode du déclenchement de courte durée est avant tout de réduire le plus possible l'échauffement de l'éprouvette.

Pour cette méthode, une seule impulsion de courte durée du courant de mesure traverse la résistance soumise à essai. Elle n'entraîne qu'un échauffement, $\Delta\vartheta_R$, limité de l'éprouvette, qui est déterminé par l'énergie d'impulsion, E_{meas} , appliquée et la capacité thermique, C_{th} , de l'éprouvette. Dans une vue simplifiée de l'éprouvette en tant que système adiabatique, l'échauffement est le suivant:

$$\Delta\vartheta_R(t) = \frac{E_{\text{meas}}(t)}{C_{\text{th}}} \quad (58)$$

où

$E_{\text{meas}}(t)$ est l'énergie accumulée du courant de mesure;

C_{th} est la capacité thermique de l'éprouvette de résistance.

Dans la Formule (58), l'énergie accumulée de l'ensemble de l'impulsion du courant de mesure, $E_{\text{meas}}(t_p)$, est déterminée selon:

$$\begin{aligned} E_{\text{meas}}(t_p) &= P_{\text{meas}} \times t_p \\ &= I_{\text{meas}}^2 \times R_x \times t_p \end{aligned} \quad (59)$$

où

P_{meas} est la dissipation de mesure;

I_{meas} est le courant de mesure;

R_x est la résistance à mesurer;

t_p est la durée de l'impulsion de courant de mesure unique.

La capacité thermique de l'éprouvette de résistance appliquée dans la formule (58) est déterminée comme suit:

$$C_{th} = \sum m_i \times c_i \quad (60)$$

où

m_i est la masse d'un constituant de l'éprouvette;

c_i est la capacité thermique massique d'un constituant de l'éprouvette.

La somme étant additionnée pour tous les constituants de l'éprouvette de résistance. La masse des sorties plaquées ou des revêtements de vernis est toutefois généralement insignifiante par rapport à la masse de l'élément résistif et peut donc être négligée.

Pour une durée donnée de l'impulsion de courant de mesure, t_p , l'échauffement est égal à:

$$\begin{aligned} \Delta \vartheta_R &= \frac{E_{meas}(t_p)}{C_{th}} \\ &= \frac{P_{meas} \times t_p}{C_{th}} \end{aligned} \quad (61)$$

Dans la pratique, cependant, le flux thermique à travers le montage d'essai et ses conducteurs est susceptible de réduire l'échauffement par rapport à cette valeur déterminée.

En supposant que le coefficient de température de résistance (TCR), α , de l'éprouvette est le facteur prédominant qui affecte négativement la mesure de résistance, son impact maximum, ΔR_{max} , est déterminé par:

$$\begin{aligned} \Delta R_{max} &= \Delta \vartheta_R \times \alpha \\ &= \frac{E_{meas}(t_p)}{C_{th}} \times \alpha \\ &= \frac{P_{meas} \times t_p}{C_{th}} \times \alpha \end{aligned} \quad (62)$$

où

α est le coefficient de température de résistance.

L'application de cette relation avec une limite donnée pour une variation de résistance acceptable, ΔR_{lim} , permet de fixer une limite à l'énergie appliquée de l'impulsion de courant de mesure pour un type d'éprouvette donné:

$$E_{meas}(t_p) \leq \frac{\Delta R_{lim} \times C_{th}}{\alpha} \quad (63)$$

NOTE L'exécution de ce calcul exige la prise en compte des paramètres dans l'amplitude appropriée:

- les valeurs de α sont généralement exprimées avec une unité de $10^{-6}/K$, qui est la même magnitude que les ppm/K;
- les valeurs de ΔR sont généralement exprimées en %, qui est la même magnitude que $1/100 = 0,01$.

Cette limitation de l'énergie de l'impulsion de courant de mesure doit être réalisée en limitant le courant de mesure, I_{meas} , et/ou la durée de l'impulsion de courant de mesure unique, t_p .