

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



Test methods for electrical and magnetic properties of magnetic powder cores

**Méthodes d'essai des propriétés électriques et magnétiques des noyaux en
poudre magnétique**

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 63300:2023



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2023 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 Secretariat
3, rue de Varembé
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 It also gives information on projects, replaced and withdrawn publications.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.

IEC Products & Services Portal - products.iec.ch

Discover our powerful search engine and read freely all the publications previews. With a subscription you will always have access to up to date content tailored to your needs.

Electropedia - www.electropedia.org

The world's leading online dictionary on electrotechnology, containing more than 22 300 terminological entries in English and French, with equivalent terms in 19 additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary (IEV) online.

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.

IEC Products & Services Portal - products.iec.ch

Découvrez notre puissant moteur de recherche et consultez gratuitement tous les aperçus des publications. Avec un abonnement, vous aurez toujours accès à un contenu à jour adapté à vos besoins.

Electropedia - www.electropedia.org

Le premier dictionnaire d'électrotechnologie en ligne au monde, avec plus de 22 300 articles terminologiques en anglais et en français, ainsi que les termes équivalents dans 19 langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International (IEV) en ligne.

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



Test methods for electrical and magnetic properties of magnetic powder cores

**Méthodes d'essai des propriétés électriques et magnétiques des noyaux en
poudre magnétique**

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

ICS 29.030, 29.100.10

ISBN 978-2-8322-7139-1

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.....	6
INTRODUCTION.....	8
1 Scope.....	9
2 Normative references	9
3 Terms, definitions, abbreviated terms and symbols.....	9
3.1 Terms and definitions.....	9
3.2 Abbreviated terms.....	9
3.3 Symbols.....	10
4 Instruments and equipment.....	10
4.1 General provisions.....	10
4.2 Excitation source	10
4.2.1 General provisions.....	10
4.2.2 Sinusoidal wave excitation source	11
4.2.3 Square wave excitation source	11
4.2.4 Calculation of magnetic flux density.....	12
4.3 Measuring equipment.....	12
4.3.1 General provisions.....	12
4.3.2 Voltmeter.....	12
4.3.3 Data acquisition unit	13
4.4 Sensor.....	13
4.4.1 Sampling resistor.....	13
4.4.2 Current transformer	13
4.5 Other descriptions.....	14
4.5.1 Intermediate connector.....	14
4.5.2 Thermostat	14
5 Sample.....	14
5.1 Magnetic core.....	14
5.2 Winding	14
5.2.1 Winding conditions	14
5.2.2 Dual winding.....	15
5.2.3 Single winding	15
5.3 Mounting of sample.....	16
5.4 Parameters of sample	16
6 Measuring conditions.....	16
6.1 Relation to practice	16
6.2 Effective parameters	17
6.3 Magnetic state of measurement	17
7 Test methods for power loss.....	17
7.1 Summary	17
7.2 AC power method	18
7.3 DC power method	18
7.4 Calorimetric method.....	18
8 Test methods for effective permeability.....	18
8.1 Summary	18
8.2 Large signal AC method.....	19
8.3 Impedance method	19

8.4	Pulse method	19
9	Test method for effective complex permeability	19
10	Test method for quality factor (Q)	20
11	Verification of measurement accuracy	20
Annex A	(informative) AC power method	21
A.1	Overview	21
A.2	Basic circuit diagram	21
A.3	Measuring device	22
A.3.1	High frequency excitation source	22
A.3.2	Exciting winding N_1 and voltage sensing winding N_2	22
A.3.3	Sensing resistor R	22
A.3.4	Data collector	22
A.4	Test steps	22
A.5	Measuring principle	22
A.6	Error analysis	23
A.7	Matters to consider	24
A.7.1	Measurement error	24
A.7.2	Deduction of the winding loss	24
A.8	Specific test methods	24
A.8.1	B-H analyzer method	24
A.8.2	Power analyzer method	24
A.8.3	Capacitive reactive compensation method	24
A.9	Measurement for quality factor (Q)	26
Annex B	(informative) DC power method	27
B.1	Overview	27
B.2	Basic circuit diagram	27
B.3	Measuring device	27
B.3.1	DC voltage source U_i	27
B.3.2	DC/AC inverter	27
B.3.3	Exciting winding N_1	27
B.3.4	DC ammeter and DC voltmeter for measuring the average value	28
B.4	Test steps	28
B.5	Measuring principle	28
B.6	Matters to consider	29
B.6.1	Inverter loss	29
B.6.2	Deduction of winding loss	29
Annex C	(informative) Calorimetric method	30
C.1	Overview	30
C.2	Basic circuit diagram	30
C.3	Measuring device	30
C.3.1	Excitation source	30
C.3.2	Temperature sensor	30
C.3.3	Thermal insulated container	30
C.3.4	Thermal medium	31
C.3.5	Sample	31
C.4	Test steps	31
C.5	Measuring principle	31
C.6	Matters to consider	32

C.7	Specific test methods	32
C.7.1	Calibration calorimetric method	32
C.7.2	Comparative calorimetric method	33
Annex D	(informative) Large signal AC method	35
D.1	Overview	35
D.2	Basic circuit diagram	35
D.3	Measuring device	36
D.3.1	High-frequency excitation source	36
D.3.2	Exciting winding N_1 and voltage sensing winding N_2	36
D.3.3	Sampling resistor R	36
D.3.4	Data collector	36
D.4	Test steps	36
D.5	Measuring principle	37
D.6	Matters to consider	37
Annex E	(informative) Impedance method	38
E.1	Overview	38
E.2	Basic circuit diagram	38
E.3	Measuring device	38
E.3.1	Impedance analyzer or LCR meter	38
E.3.2	Exciting winding N_1	38
E.4	Test steps	39
E.5	Measuring principle	39
E.6	Matters to consider	39
Annex F	(informative) Pulse method	40
F.1	Overview	40
F.2	Basic circuit diagram	40
F.3	Measuring device	40
F.3.1	Sampling resistor R	40
F.3.2	Switch S	40
F.3.3	Exciting winding N_1	41
F.3.4	Capacitor C	41
F.4	Test steps	41
F.5	Measuring principle	41
F.6	Matters to consider	42
Annex G	(informative) Method of verification and criteria for judgment	43
Annex H	(informative) Imposing of DC bias on the core	46
H.1	Overview	46
H.2	Matters to consider	48
Annex I	(informative) References	49
I.1	Overview	49
I.2	Effect of rise time of square wave excitation on the core loss	49
I.3	Phase error limit	50
I.4	Derivation of Formula (8)	51
I.5	SRF consideration of the sample	52
Bibliography		54
Figure 1	Figure of square waveform	12

Figure A.1 – Diagram of AC power method	21
Figure A.2 – Circuit diagram of reactive power compensation of capacitor	25
Figure A.3 – Phasor diagram of reactive power compensation of capacitor	26
Figure B.1 – Diagram of DC meter method.....	27
Figure C.1 – Diagram of the calorimetric method	30
Figure C.2 – Diagram of the calibration calorimetric method	33
Figure C.3 – Diagram of the comparative calorimetric method.....	34
Figure D.1 – Diagram of large signal AC method.....	35
Figure E.1 – Diagram of impedance method.....	38
Figure F.1 – Diagram of pulse method	40
Figure F.2 – Exciting voltage and current waveform on the exciting winding.....	42
Figure G.1 – Diagram of air-core inductor	44
Figure H.1 – Diagram of imposition of DC bias.....	47
Figure I.1 – Square wave excitation source.....	50
Figure I.2 – Diagram of the ratio error and phase error	50
Figure I.3 – Equivalent circuit model of sample	52
Table 1 – Comparisons of measuring methods for power loss	17
Table I.1 – Example for k , α , β and other parameters	50
Table I.2 – Example of core losses error with different t_r	50
Table I.3 – Example of core losses measuring error and ratio error for the phase error.....	51
Table I.4 – Example of ΔL at different frequencies	53

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 63300:2023

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

TEST METHODS FOR ELECTRICAL AND MAGNETIC PROPERTIES OF MAGNETIC POWDER CORES

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) IEC draws attention to the possibility that the implementation of this document may involve the use of (a) patent(s). IEC takes no position concerning the evidence, validity or applicability of any claimed patent rights in respect thereof. As of the date of publication of this document, IEC had not received notice of (a) patent(s), which may be required to implement this document. However, implementers are cautioned that this may not represent the latest information, which may be obtained from the patent database available at <https://patents.iec.ch>. IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

IEC 63300 has been prepared by IEC technical committee 51: Magnetic components, ferrite and magnetic powder materials. It is an International Standard.

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

Draft	Report on voting
51/1419/CDV	51/1436/RVC

Full information on the voting for its approval can be found in the report on voting indicated in the above table.

The language used for the development of this International Standard is English.

This document was drafted in accordance with ISO/IEC Directives, Part 2, and developed in accordance with ISO/IEC Directives, Part 1 and ISO/IEC Directives, IEC Supplement, available at www.iec.ch/members_experts/refdocs. The main document types developed by IEC are described in greater detail at www.iec.ch/standardsdev/publications.

The committee has decided that the contents of this document will remain unchanged until the stability date indicated on the IEC website under 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.

IMPORTANT – The "colour inside" logo on the cover page of this document indicates that it contains colours which are considered to be useful for the correct understanding of its contents. Users should therefore print this document using a colour printer.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 63300:2023

INTRODUCTION

Magnetic powder cores have the characteristics of low relative permeability, high saturated flux density and low loss. Therefore, compared with ungapped ferrite, the equivalent impedance of a sample of magnetic powder core is much smaller, and the magnetizing current is very large, so the required excitation source will have both high frequency and high-power capacity, which is difficult to obtain in practice. Moreover, the impedance angle of a magnetic powder core under test is very close to 90° , and this results in great difficulties to obtain accurate measurements of power loss.

The IEC 62044 series provides measuring methods of magnetic properties at low and high excitation levels for magnetic cores made of magnetic oxides or metallic powders. However, the methods introduced in the IEC 62044 series cannot fully meet the measurement requirements for magnetic properties of magnetic powder cores. It is therefore useful to have a standard for suitable measuring methods for the magnetic properties of magnetic powder cores.

New test methods with pulse wave excitation and DC power method that account for the characteristics of magnetic power cores are introduced in this document in addition to some modifications for the traditional test methods. Also, an air core inductor with single winding or dual windings is introduced in the document to verify or calibrate the accuracy of test methods for magnetic properties of magnetic powder cores, because of the linear properties of an air core inductor.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 63300:2023

TEST METHODS FOR ELECTRICAL AND MAGNETIC PROPERTIES OF MAGNETIC POWDER CORES

1 Scope

This document provides the test methods for the electrical and magnetic properties of magnetic powder cores used for inductive components in electronics equipment, switch-mode power supplies and power conversion equipment, and introduces measuring principles, scope of application and matters of importance for each method.

The parameters used to characterize the magnetic powder cores include: inductance factor, effective permeability, complex relative permeability, temperature coefficient of permeability, frequency coefficient of permeability, DC bias characteristic, power loss, and quality factor. This document is the basis for determining the characteristic parameters of magnetic powder cores.

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 63182-2, *Magnetic powder cores – Guidelines on dimensions and the limits of surface irregularities – Part 2: Ring-cores*

3 Terms, definitions, abbreviated terms and symbols

3.1 Terms and definitions

No terms and definitions are listed in this document.

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

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

3.2 Abbreviated terms

ARV	average rectification value
EPR	equivalent parallel resistance
ESR	equivalent series resistance
FFT	fast Fourier transform
MSE	modified Steinmetz equation
PWM	pulse width modulation
RMS	root mean square
SCR	silicon controlled rectifier
SRF	self-resonant frequency
ZVS	zero voltage switching

3.3 Symbols

All the formulae in this document use basic SI units. When multiples or sub-multiples are used, the appropriate power of 10 shall be introduced.

f	is the frequency, in hertz (Hz);
T_S	is the cycle, in seconds (s);
B_m	is the peak value of effective magnetic flux density, in teslas (T);
H_m	is the peak value of effective magnetic field strength, in amperes per meter (A/m);
P_c	is the power loss absorbed by the core, in watts (W);
P_w	is the winding loss, in watts (W);
P_{cv}	is the power density absorbed by the core, in watts per cubic meter (W/m ³);
A_e	is the effective cross-sectional area of the core, in square meters (m ²);
l_e	is the effective magnetic path length of the core, in meters (m);
V_e	is the effective volume of the core, in cubic meters (m ³);
φ	is the phase, in radians (rad);
$\Delta\varphi$	is the phase shift absolute error, in radians (rad);
N_2	is the number of turns of the voltage sensing winding;
ΔT	is the temperature rise, in degrees Celsius (°C);
N_1	is the number of turns of the exciting winding;
μ_0	is the magnetic constant (the permeability of vacuum), approximately $4 \times \pi \times 10^{-7}$ H/m;
μ_{ea}	is the effective amplitude permeability;
$\mu_{e\Delta}$	is the effective incremental permeability.

4 Instruments and equipment

4.1 General provisions

A suitable circuit (as specified in Annex A to Annex F and Annex H) and instruments shall be chosen for measuring.

4.2 Excitation source

4.2.1 General provisions

The properties of magnetic powder cores provided by manufacturers are generally based on a sinusoidal wave excitation source, because that is the most repeatable and easily replicated measurement. Applications include many diverse non-sinusoidal conditions, and therefore methods for testing with other waveshapes are necessary for specific cases. Sine wave basic data is most useful as a common point of reference for characterizing materials, comparing materials, correlating testing between labs, and setting clear specification limits. Excitation sources in this document include sinusoidal wave and square wave sources. Note that the waveform of a voltage source (setting the magnetic flux density) does not necessarily match the waveform of the associated current (since the magnetic field strength follows in accordance with the inductive properties of the device under test). Likewise, the waveform of a current source (setting the magnetic field strength) does not necessarily match the waveform of the associated voltage (from the induced flux density). The excitation source shall have low internal impedance, with frequency and amplitude stable to within $\pm 0,1$ % during measurement.

4.2.2 Sinusoidal wave excitation source

When sinusoidal wave excitation is specified, the total harmonic content of the excitation source shall be less than 1 %. When the excitation voltage is sinusoidal, the magnetic flux density is calculated as in Formula (1).

$$B_m = \frac{\sqrt{2} \times U_{1\text{rms}}}{2 \times \pi \times f \times A_e \times N_1} \quad (1)$$

where

$U_{1\text{rms}}$ is the root mean square (RMS) of the excitation voltage, in volts (V).

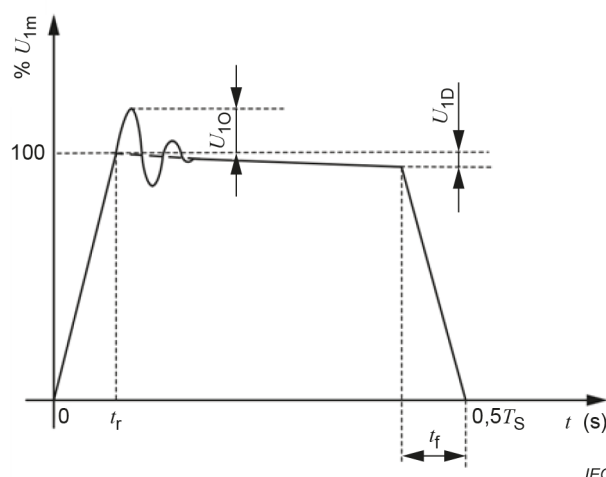
4.2.3 Square wave excitation source

When square wave (the pulse width modulation (PWM) waveform with 0,5 duty cycle) excitation is specified, as shown in Figure 1 (the negative half wave is the same as the positive half wave in shape), the overshoot U_{1O} shall be less than 5 % of the peak pulse amplitude U_{1m} , the droop U_{1D} shall be less than 2 % of the peak pulse amplitude U_{1m} , and the pulse rise time t_r and pulse fall time t_f shall be less than 1 % of the cycle of the square wave.

NOTE Clause I.2 describes the rationale of “less than 1 %”.

When the excitation voltage is square, the magnetic flux density is calculated as in Formula (2).

$$B_m = \frac{U_{1m}}{4 \times f \times A_e \times N_1} \quad (2)$$



Key

U_{1m}	peak pulse amplitude is the maximum value of an extrapolated smooth curve through the top of the pulse, excluding any initial "spike" or "overshoot", the duration of which is less than 10 % of the pulse duration, in volt (V) (see IEC 61007:2020, 3.3)
t_r	pulse rise time
t_f	pulse fall time
U_{1D}	droop
U_{10}	overshoot

Figure 1 – Figure of square waveform

4.2.4 Calculation of magnetic flux density

In general, the magnetic flux density with an arbitrary AC waveform exciting voltage can be calculated as in Formula (3).

$$B_m = \frac{U_1}{4 \times f \times A_e \times N_1} \quad (3)$$

where

U_1 is the average rectification value (ARV) of the arbitrary AC waveform exciting voltage, in volts (V).

4.3 Measuring equipment

4.3.1 General provisions

Voltage meter or voltage-measuring equipment shall be of high internal impedance. In order to reduce measurement error, probes shall be of high input impedance. Additionally, the bandwidth of the voltage meter or voltage-measuring equipment shall cover the frequency of harmonics whose amplitude is 1 % of the amplitude of the fundamental wave.

4.3.2 Voltmeter

In order to measure the RMS, average value and peak value of the excitation voltage accurately, a voltmeter with accuracy of 0,2 % is recommended.

4.3.3 Data acquisition unit

In order to measure the RMS, average value and peak value of the excitation voltage accurately, the sampling rate of the data acquisition unit shall be not less than 256 points per cycle, and the resolution shall be not less than 12 bits.

4.4 Sensor

4.4.1 Sampling resistor

The error of the resistance of the sampling resistor shall be less than 0,1 % (including the temperature drift of resistance). The parasitic inductance of the sampling resistor shall meet both Formula (4) and Formula (5).

$$L \leq \frac{R}{2 \times \pi \times f} \sqrt{2 \times \delta_a} \quad (4)$$

$$L \leq \frac{R \times \tan(\delta_\varphi)}{2 \times \pi \times f} \quad (5)$$

where

L is the parasitic inductance of the sampling resistor, in henrys (H);

R is the resistance of the sampling resistor, in ohms (Ω);

δ_a is the allowable relative error of the voltage drop across the sampling resistor at the test frequency (no unit);

δ_φ is the phase difference of voltage and current on the sampling resistor at the test frequency, in radians (rad).

EXAMPLE

For $\delta_a = 0,1 \%$, $\delta_\varphi = 4,363 \times 10^{-4} \text{ rad} = 0,025^\circ$, $R = 1 \Omega$, $f = 500 \text{ kHz}$, then:

$$L \leq \frac{1}{2 \times \pi \times 500 \times 10^3} \sqrt{2 \times 0,001} = 14,2 \text{ nH} \quad (6)$$

$$L \leq \frac{1 \times \tan(0,025^\circ)}{2 \times \pi \times 500 \times 10^3} = 0,139 \text{ nH} \quad (7)$$

So the parasitic inductance of the sampling resistor at 500 kHz meets $L \leq 0,139 \text{ nH}$.

4.4.2 Current transformer

The amplitude error (ratio error) of a current transformer shall be less than 5 %. The phase shift (phase error) shall be less than 0,000 436 rad or 0,025°.

NOTE Clause I.3 describes the rationale of “less than 5 %”.

4.5 Other descriptions

4.5.1 Intermediate connector

The parasitic resistance, inductance and capacitance produced by the connectors in the measuring circuit shall have minimal amplitude and phase errors within the measurement frequency range.

All connections in the circuit shall be as short as possible, and phase error between the testing channels shall meet the condition of Formula (8) within the measurement frequency range.

If the excitation is non-sinusoidal, the phase error of each harmonic shall be considered.

$$\Delta\varphi = \pm \frac{\delta_p}{Q} \quad (8)$$

where

δ_p is the power loss relative error which is related to the phase shift $\Delta\varphi$;

$Q = \frac{f \times B_m \times H_m}{2 \times P_{cv}}$ is the quality factor of the sample.

NOTE Clause I.4 describes the rationale of Formula (8).

EXAMPLE

For $\delta_p = \pm 1 \%$, $Q = 5$, then:

$$\Delta\varphi = \pm \frac{0,01}{5} = \pm 0,002 \text{ rad} \quad (9)$$

4.5.2 Thermostat

In order to measure the magnetic properties at a certain temperature, a thermal chamber shall be provided and equipped with a thermal controller with less than $\pm 2 \text{ }^\circ\text{C}$ temperature error.

5 Sample

5.1 Magnetic core

The core used for the measurement shall form a closed magnetic circuit. For evaluating the material characteristics, a ring magnetic powder core with an outer/inner diameter ratio of less than 2 shall be adopted. It is recommended to adopt the size of the ring magnetic powder core without chamfer or coating (outer diameter $\times$ inner diameter $\times$ height): 26,9 mm $\times$ 14,7 mm $\times$ 11,2 mm.

5.2 Winding

5.2.1 Winding conditions

The winding shall be wound with wires of minimal loss, and it shall be one layer that is as close as possible to the core. In the case of a ring-core, turns shall be distributed evenly around the core circumference. In the case of a non-ring-core, the magnetic flux shall be distributed evenly in the core. The connector attached to the exciting winding shall be insulated and the insulation shall not have been damaged.

The self resonant frequency of the sample shall be at least 10 times higher than the measurement frequency so that the parasitic capacitance of the winding has little effect on test results.

NOTE Clause I.5 provides further information.

5.2.2 Dual winding

Dual or parallel bifilar winding is preferred for core losses measurements. The two windings are an exciting winding and a voltage sensing winding. The coupling coefficient between the exciting winding and voltage sensing winding shall be as high as possible, which is a challenge due to the low material permeability of powder cores.

5.2.3 Single winding

If the measuring instrument cannot measure the magnetic property of the dual winding sample, a single winding sample can be used. If the winding loss of the sample is very small compared with the core loss, the winding loss can be neglected. Otherwise, some measures should be taken to deduct the winding loss. Recommended measures are as follows:

- a) When the excitation is a sinusoidal waveform, and if the wire diameter is less than twice the penetration depth (skin effect depth) corresponding to the testing frequency, the AC resistance is approximately equal to the DC resistance. The penetration depth is calculated by Formula (10), and the winding loss is approximated by Formula (11).

$$d = \sqrt{\frac{1}{\mu_0 \times \mu_r \times \gamma \times \pi \times f}} \quad (10)$$

$$P_w = I_{rms}^2 \times R_{dc} \quad (11)$$

where

d is the penetration depth, in meters (m);

μ_r is the relative permeability of the wire;

γ is the conductivity of the wire, in siemens/meter (S/m);

I_{rms} is the RMS of the magnetizing current, in amperes (A);

R_{dc} is the DC resistance of the winding, in ohms (Ω).

- b) When the excitation is a sinusoidal waveform, and if the wire diameter is more than twice the penetration depth, the AC resistance and the winding loss are approximated by Formula (12) and Formula (13).

$$R_{ac} = \frac{D^2}{4d(D-d)} \times R_{dc} \quad (12)$$

$$P_w = I_{rms}^2 \times R_{ac} \quad (13)$$

where

D is the diameter of the winding conductor, in meters (m);

d is the penetration depth for the skin effect, in meters (m);

I_{rms} is the RMS of the magnetizing current, in amperes (A);

R_{ac} is the AC resistance of the winding, in ohms (Ω).

- c) When the excitation is a square waveform, the winding loss can be approximated based on fast Fourier transform (FFT) harmonic analysis for the linear property of the winding loss. The formulae are as in Formula (14) and Formula (15).

$$i(t) = \sum_{k=1}^n I_{\text{rmsk}} \times \sqrt{2} \cos(k \times 2\pi \times f \times t + \varphi_k) \quad (14)$$

$$P_w = \sum_{k=1}^n I_{\text{rmsk}}^2 \times R_{\text{ack}} \quad (15)$$

where

- $i(t)$ is the instantaneous value of the exciting current, in amperes (A);
 I_{rmsk} is the RMS of current with k -th harmonic frequency, in amperes (A);
 φ_k is the initial phase of current with k -th harmonic frequency, in radians (rad);
 R_{ack} is the AC resistance with k -th harmonic frequency, in ohms (Ω).

It is recommended to pick n such that the amplitude of the n -th harmonic frequency is 1 % of the amplitude of the fundamental frequency.

- d) When a ring-core sample is evaluated and winding turns are evenly wound, the winding AC resistance of each harmonic can be tested with an impedance analyzer or LCR meter with an air core sample which has the same winding as the ring-core.

5.3 Mounting of sample

Due to the effect of high frequency magnetic leakage from the sample on nearby external metallic objects, the distance between the sample and metallic objects shall be far enough that nearby metallic objects have little effect on the measurement.

When selecting a winding for power loss measurement the key consideration is minimizing winding loss. When selecting a winding for permeability measurement, the key consideration is avoiding the influence of the self-resonant frequency.

5.4 Parameters of sample

The effective cross-sectional area A_e , effective magnetic path length l_e and effective volume V_e of a test sample shall be found in the relevant clause or subclause of IEC 63182-2.

6 Measuring conditions

6.1 Relation to practice

Because it is not practical for manufacturers to test cores at each of the unlimited number of possible application conditions that could be used, the purpose of production qualification testing at the manufacturer is to verify consistent performance and compliance to specifications, not necessarily to duplicate the application condition for the part being tested. This explains why users cannot necessarily apply their application test conditions to verify whether powder cores meet the agreed core specifications. For special cases, where a defined test condition is critical, there should be an agreement between suppliers and users in a detail specification.

The measuring conditions, methods and procedures shall be chosen in such a way that the measured results are suitable for predicting the performance of the cores under actual usage conditions. However, the measurement conditions (especially the conditions related to excitation) do not have to be exactly consistent with the actual usage conditions.

6.2 Effective parameters

Because of the uneven distribution of the magnetic field in powder cores, the tests in this document measure the net effective performance parameters of magnetic powder cores.

6.3 Magnetic state of measurement

Samples shall be measured under stable and repeatable magnetic conditions, and the remanence and time effects of materials shall be removed. Any measurement shall be made after the time $t_m = t_C + \Delta t$, where t_C is the period of the exciting waveform (1/frequency), and Δt is the interval necessary for the operating point to become stable. In other words, one should wait until the test circuit stabilizes, plus one cycle.

7 Test methods for power loss

7.1 Summary

The test methods for power loss include three classifications : AC power method, DC power method and calorimetric method.

The AC power method can be used to measure the power loss of magnetic powder cores under arbitrary AC excitation, and get the loss by AC power meter. An AC excitation source with both high frequency and high power capacity is usually required. Because the impedance angle of the sample with magnetic powder core is very close to 90°, a tiny phase error between the voltage sensing and current sensing channels can bring great power loss error.

The DC power method can be used to measure the power loss of magnetic powder cores more suitably using square wave or PWM wave excitation with adjustable duty cycle. The constant voltage DC source and DC/AC inverter are necessary to provide PWM wave excitation for the sample, and get the loss by just DC power meter. The measurement accuracy is affected by the extra power loss of the DC/AC inverter, and the extra power loss can be excluded or calibrated by some measures.

The calorimetric method can be used to measure the power loss of the sample under arbitrary excitation and get the loss by testing the heat dissipation or temperature rise in the calorimeter vessel. However, the measurement process is lengthy and cumbersome.

The applications of the three methods are shown in Table 1. The manufacturer consults with the customer about the method to be used.

Table 1 – Comparisons of measuring methods for power loss

Measuring method	Excitation waveform	Source required	Separation of source losses	Separation of winding losses	Influence of impedance angle	Influence of frequency	Annex
AC power method	arbitrary	high frequency and high power capacity AC	no	yes (with dual windings)	yes	yes	Annex A
DC power method	square or PWM	constant voltage DC	yes	no	no	yes	Annex B
Calorimetric method	arbitrary	any	no	no	no	no	Annex C

7.2 AC power method

A high frequency AC excitation source is used and exerts a required magnetic field on the sample through the exciting winding; the instantaneous value of the exciting voltage and current are sampled, and the average value of the product of the exciting voltage and current in one cycle is the power loss. The detailed measurement process is shown in Annex A.

7.3 DC power method

Output from a DC voltage source is used and converted to the required PWM wave voltage by a DC/AC inverter and applied to the sample. The output power of the DC voltage is measured to get the power loss of the sample by excluding or calibrating the extra power loss of the inverter. The detailed measurement process is shown in Annex B.

7.4 Calorimetric method

The calorimetric method is used to get the heat dissipation of the sample power loss by measuring the temperature rise in the calorimetric vessel, and it can be used to measure the power loss under any arbitrary excitation. The detailed measurement process is shown in Annex C.

8 Test methods for effective permeability

8.1 Summary

The ratio of peak magnetic flux density to magnetic field strength, which is effective permeability, shall be measured under certain excitation conditions of current or voltage waveform, frequency, and temperature. The test methods are the large signal AC method, impedance method and pulse method.

The temperature coefficient is shown in Formula (16). It is the ratio of the difference in permeability at two different temperatures to the permeability at one of those temperatures (the reference temperature), per °C. The frequency coefficient is shown in Formula (17). It is the ratio of the permeability at a defined frequency to the permeability at a reference frequency, expressed as a percentage. The DC bias characteristic is shown in Formula (18). It is the ratio of the permeability with a defined level of applied DC bias to the permeability with no DC bias, expressed as a percentage. The temperature coefficient, the frequency coefficient and the DC bias characteristic can be measured using test methods for the effective permeability.

$$\alpha_{\mu} = \frac{\mu_{\theta} - \mu_{\theta \text{ ref}}}{\mu_{\theta \text{ ref}} \times (\theta - \theta_{\text{ref}})} \quad (16)$$

$$k_f = \frac{\mu_f}{\mu_{f \text{ ref}}} \times 100 \quad (17)$$

$$k_{\text{DCB}} = \frac{\mu_{\text{DC}}}{\mu_{\text{no_DC}}} \times 100 \quad (18)$$

where

- α_{μ} is the temperature coefficient of permeability, in 1/°C;
- θ is the temperature;
- θ_{ref} is the reference temperature;

k_f	is the frequency coefficient of permeability;
k_{DCB}	is the DC bias characteristic of permeability;
μ_θ	is the permeability of the magnetic powder core at different temperatures;
$\mu_{\theta \text{ ref}}$	is the permeability of the magnetic powder core at a reference temperature, such as 20 °C;
μ_f	is the permeability of the magnetic powder core excited by the sinusoidal waves of different frequencies;
$\mu_{f \text{ ref}}$	is the permeability of the magnetic powder core excited by the sinusoidal wave of the reference frequency;
μ_{DC}	is the permeability of the magnetic powder core with DC bias current applied;
$\mu_{\text{no_DC}}$	is the permeability of the magnetic powder core without DC bias.

A high frequency and large power capacity excitation source is required when the effective permeability of larger B_m is measured by the large signal AC method. The measurement time can be longer and that can cause significant heating of the exciting winding. When the effective permeability with larger DC bias is measured by the impedance measurement method, large DC bias current will also cause significant heating of the winding because of the longer measurement time. However, the measurement time of the effective permeability by the pulse measurement method is much shorter, so the effective permeability with larger B_m and large DC bias can be more practically measured by the pulse measurement method.

8.2 Large signal AC method

The high frequency excitation source exerts a certain magnetic field on the sample through the exciting winding. The instantaneous values of magnetic flux density and magnetic field strength are calculated by sampling the instantaneous values of induced voltage and magnetizing current, then deriving the B-H loop. The line connecting each peak value point of the B-H loop for each different peak magnetic field strength forms the magnetization curve. Then the effective permeability can be obtained from the magnetization curve. When the exciting frequency is low enough, the hysteresis loop and the magnetizing curve can be regarded respectively as the static or DC B-H loop and 1st magnetization curve. The detailed measurement process is shown in Annex D.

8.3 Impedance method

The sample is modelled as a series model of resistance and inductance. The inductance of the sample under DC bias and small signal sinusoidal excitation is measured with an impedance analyzer or the LCR meter. The effective permeability is calculated from the inductance. The detailed measurement process is shown in Annex E.

8.4 Pulse method

A large capacitor is pre-charged to the desired excitation voltage. Pulse excitation is applied to the sample when the capacitor is discharged through the sample. The effective permeability is calculated by sampling the instantaneous value of the exciting voltage and current. The detailed measurement process is shown in Annex F.

9 Test method for effective complex permeability

The circuit model of the sample is equivalent to the complex impedance, and it is measured by the impedance analyzer or the LCR meter. Then the effective complex permeability can be calculated by the complex impedance. The detailed measurement process is shown in Annex E.

10 Test method for quality factor (Q)

The quality factor refers to the ratio of the peak magnetic energy stored and power loss consumed in the sample excited by the magnetic field with a specified frequency. The quality factor of a specific core and coil combination can be measured using an AC power method. The detailed measurement process is shown in Annex A.

NOTE The quality factor is directly influenced by the gauge, turns and exact layout of the wound coil. Powder cores alone do not have inherent quality factors. The testing purpose is often to find the influence of core variability on variability of the measured Q factor of a defined coil.

11 Verification of measurement accuracy

Because the power loss of an air core inductor is only winding loss, the corresponding AC resistance is in linearity and can be precisely tested by an impedance analyzer. The effective permeability of the air core inductor is exactly the permeability of a vacuum, μ_0 . Therefore, the air core inductor is introduced in this document as a method for calibration of the test instrument and the accuracy verification of magnetic properties testing. The details are shown in Annex G.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 63300:2023

Annex A (informative)

AC power method

A.1 Overview

Annex A deals with the AC power method for core losses measurement. The voltage on the voltage sensing winding and the voltage on the sampling resistor or the excitation current on the exciting winding are sampled by the data collector to get the power loss of magnetic powder cores. The excitation voltage of the sample to be tested can be an arbitrary AC waveform. DC bias can also be applied. The application of DC bias is shown in Annex H.

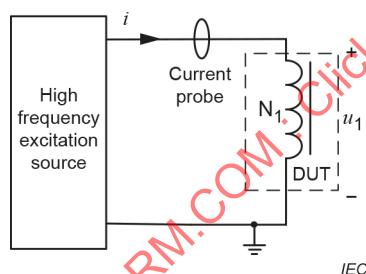
A.2 Basic circuit diagram

The basic circuit of the AC power method is shown in Figure A.1.



a) Sample of dual winding and current probe for sampling excitation current

b) Sample of dual winding and resistor for sampling excitation current



c) Sample of single winding and current probe for sampling excitation current

d) Sample of single winding and resistor for sampling excitation current

Key

Components and variables

R current sensing resistor

N_1 exciting winding

N_2 voltage sensing winding

i instantaneous value of current through the exciting winding, in amperes (A)

u_2 instantaneous value of induced voltage on the voltage sensing winding, in volts (V)

u_1 instantaneous value of excitation voltage on the exciting winding, in volts (V)

u_R voltage at current sensing resistor R , in volts (V)

Figure A.1 – Diagram of AC power method

A.3 Measuring device

A.3.1 High frequency excitation source

The high frequency excitation voltage source can be an AC voltage source or DC/AC inverter.

A.3.2 Exciting winding N_1 and voltage sensing winding N_2

The turn number of the exciting winding N_1 is designed in accordance with the required frequency and magnetic flux density together with the voltage and current capacities of the excitation source. It is recommended that the turns of the voltage sensing winding N_2 be equal to those of the exciting winding N_1 and bifilar wound; the wire diameter of the voltage sensing winding N_2 can be very small.

A.3.3 Sensing resistor R

The resistor is a non-inductive resistor whose resistance is determined by the magnitude of the measured current and shall meet the power requirement, as well as satisfying the resistance tolerance and parasitic inductance limit as defined in 4.4.1. The coaxial shunt can also be used.

A.3.4 Data collector

The data collector shall meet the sampling rate and resolution requirements of 4.3.3.

A.4 Test steps

The test steps are as follows:

- Connect the measurement circuit in accordance with Figure A.1 a), b), c) or d).
- The induced voltage on the voltage sensing winding and the voltage on the sampling resistor or the excitation voltage and current on the exciting winding are sampled by the data collector.

A.5 Measuring principle

The definition of the power loss of the magnetic core is given in Formula (A.1).

$$P_c = \frac{W_{\text{core}}}{T_S} = \frac{A_e \times I_e}{T_S} \times \int_{t=0}^{t=T_S} H(t) \cdot dB(t) \quad (\text{A.1})$$

where

W_{core} is the Joule heat of a magnetic material that is magnetizing for a cycle period T_S , in joules (J);

$H(t)$ is the instantaneous value of the magnetic field strength, in amperes per meter (A/m);

$B(t)$ is the instantaneous value of the magnetic flux density, in teslas (T).

According to the ampere loop theorem, the instantaneous magnetic field strength is calculated by Formula (A.2).

$$H(t) = \frac{N_1 \cdot i(t)}{l_e} \quad (\text{A.2})$$

where

$i(t)$ is the instantaneous value of the exciting current, in amperes (A).

If the sample is with a single winding, as shown in Figure A.1 c) and d), the voltage across the sample is calculated by Formula (A.3).

$$u_1(t) = i(t) \times R_{\text{copper}} + N_1 \times A_e \times \frac{dB(t)}{dt} \quad (\text{A.3})$$

where

$u_1(t)$ is the instantaneous value of the excitation voltage, in volts (V);

R_{copper} is the equivalent resistance of the winding loss, in ohms (Ω).

If $i(t) \times R_{\text{copper}}$ is very small and can be neglected, then:

$$dB(t) = \frac{1}{N_1 \times A_e} u_1(t) \times dt \quad (\text{A.4})$$

Therefore, the power loss density of a core with a single winding is calculated using Formula (A.5), which includes the winding loss of the sample.

$$P_{\text{cv}} = \frac{P_c}{V_e} = \frac{1}{T_S} \int_{t=0}^{t=T_S} H(t) \times dB(t) = \frac{1}{T_S \times V_e} \int_{t=0}^{t=T_S} u_1(t) \times i(t) dt \quad (\text{A.5})$$

If the sample has a dual winding, the measured power loss does not include winding loss, as shown in Figure A.1 a) and b). The calculation formula of the power loss density is given in Formula (A.6).

$$P_{\text{cv}} = \frac{1}{T_S \times V_e} \times \frac{N_1}{N_2} \int_{t=0}^{t=T_S} u_2(t) \times i(t) dt \quad (\text{A.6})$$

A.6 Error analysis

According to the calculation formula of the power loss, the relative error Formula (A.7) can be obtained when the excitation voltage is a sinusoidal wave.

$$\left| \frac{\Delta P}{P} \right| = \left| \frac{\Delta U_{\text{rms}}}{U_{\text{rms}}} \right| + \left| \frac{\Delta I_{\text{rms}}}{I_{\text{rms}}} \right| + |\tan \varphi \cdot \Delta \varphi| \quad (\text{A.7})$$

The relative error consists of three parts:

- the relative error of the voltage RMS;
- the relative error of the current RMS;
- the product of the phase shift error $\Delta \varphi$ and the tangent of the impedance angle φ or the phase difference between the sampled voltage and current.

A.7 Matters to consider

A.7.1 Measurement error

When the impedance angle of the sample is very close to 90° as is the case for low permeability powder cores, the tangent of the impedance angle tends to a large value, and so even a small phase shift error results in a large core losses measurement error. For example, compared with the core loss error due to a phase angle of 85° , the error will be 5 times higher at an impedance angle of 89° , 10 times higher at $89,5^\circ$ and 50 times higher at $89,9^\circ$.

A.7.2 Deduction of the winding loss

When the sample is wound with a single winding, the winding loss shall be evaluated and excluded (as explained in 5.2.3).

A.8 Specific test methods

A.8.1 B-H analyzer method

The B-H analyzer method is equivalent to the AC power method in principle. It calculates the magnetic flux density and magnetic field intensity by sampling the exciting current and induced voltage with the data collector, and then determines the B-H loop and the power loss.

NOTE If the voltage and current sampling channels of the B-H analyzer are common-ground, the dotted terminals of the exciting winding and the voltage sensing winding will be connected (refer to Figure A.1), otherwise they will bring measurement error due to the effect of the inter-winding capacitance.

A.8.2 Power analyzer method

The power analyzer method employs sampling induced voltage and exciting current with the data collector, and the average value of the products of induced voltage and exciting current in one cycle is the power loss.

NOTE For power analyzers with isolated sampled channels, the dotted terminals connection will not bring extra measurement error. For power analyzers with non-isolated sampling channels, the dotted terminals of the exciting winding and voltage sensing winding will be connected as shown in Figure A.1 to reduce the effect of inter-winding capacitance.

A.8.3 Capacitive reactive compensation method

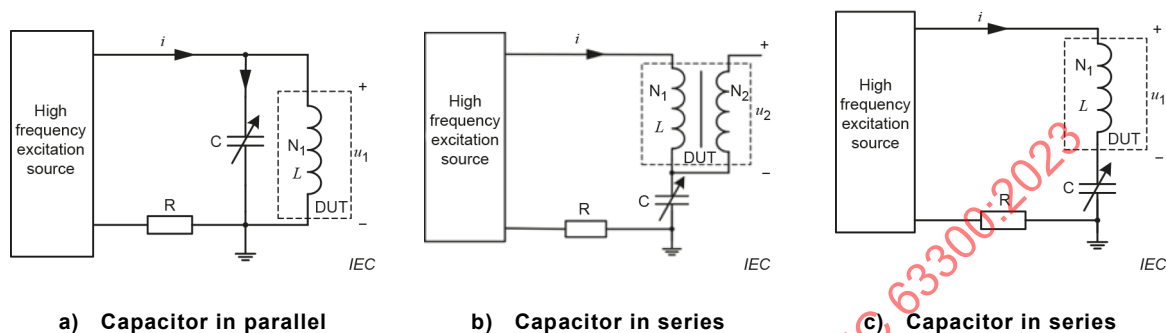
The capacitive reactive compensation method utilizes the capacitive reactive power of a compensation capacitor to compensate the inductive reactive power of the sample to reduce the phase difference between the tested current and the voltage, thereby reducing the power loss measurement error by the AC power method. The reactive compensation method also helps reduce the exciting power requirement for voltage or current. The circuits of the reactive compensation method are shown in Figure A.2 and the phasor diagrams are shown in Figure A.3. The calculation of the power loss of the cores is given in Formula (A.8).

For parallel capacitor compensation, as shown in Figure A.2 a), the current rating of the excitation source can be reduced, while for series capacitor compensation, as shown in Figure A.2 b) and c), the voltage rating of the excitation source can be reduced. For series capacitor compensation, the DUT can be single winding or dual winding. When the DUT is single winding, the winding loss shall be considered; when the DUT is dual winding, the turns of the exciting winding and voltage sensing winding shall be the same. For parallel capacitor compensation, the DUT is only single winding.

$$P_{cv} = \frac{1}{T_S \times V_e} \times \int_{t=0}^{t=T_S} u_1(t) \times i(t) \cdot dt \quad (\text{A.8})$$

where

$u_1(t)$ is the instantaneous voltage, in volts (V).



Key

R current sensing resistor

N_1 excitation winding

N_2 induction winding

C compensation capacitor

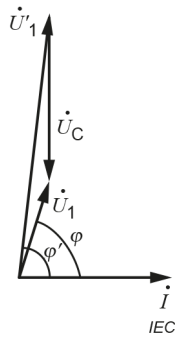
L inductance of the exciting winding, in henrys (H)

i instantaneous value of the current through the exciting winding, in amperes (A)

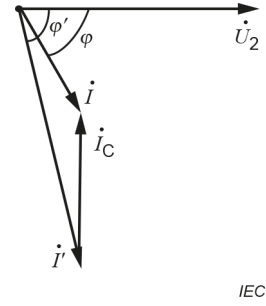
i_C current through the compensation capacitor, in amperes (A)

u_1 instantaneous value of excitation voltage on the exciting winding, in volts (V)

Figure A.2 – Circuit diagram of reactive power compensation of capacitor



a) Capacitor in parallel



b) Capacitor in series

Key

- φ' phase angle between the tested current and voltage without compensation
- φ phase angle between the tested current and voltage with compensation
- i phasor of excitation current without parallel capacitor
- i' phasor of excitation current with parallel capacitor
- i_C phasor of current through the parallel capacitor
- U_1 phasor of excitation voltage with series capacitor
- U_1' phasor of excitation voltage without series capacitor
- U_2 phasor of induced voltage

NOTE A reactive compensation capacitor will contribute its own loss, so a capacitor with negligible losses compared with the DUT at the test frequency is used. Alternatively, the loss of the capacitor is deducted according to its equivalent series resistance (ESR) and equivalent parallel resistance (EPR).

Figure A.3 – Phasor diagram of reactive power compensation of capacitor

A.9 Measurement for quality factor (Q)

The quality factor can be measured with the AC power method. The measuring circuits are connected according to Figure A.1 a) and b). The quality factor Q is calculated according to Formula (A.9).

$$Q = \frac{f \times B_m \times H_m}{2 \times P_{cv}} \quad (\text{A.9})$$

Annex B (informative)

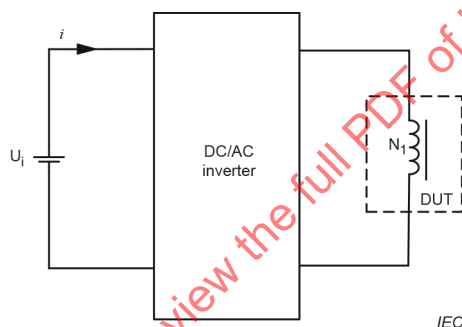
DC power method

B.1 Overview

Annex B deals with the DC power method for measuring core losses under square/PWM wave excitation. Through a DC/AC inverter circuit, the DC voltage is inverted to a desired square/PWM wave voltage which is applied to the sample to be tested. The DUT losses are obtained by measuring the output active power of the DC voltage source. The DC power method can be used to measure core losses under DC biased or unbiased square/PWM wave excitation. The application of DC bias is shown in Annex H.

B.2 Basic circuit diagram

The basic circuit of the DC power method is shown in Figure B.1.



Key

U_i	DC voltage source
DC/AC inverter	inverter with full bridge circuit or half bridge circuit
i	value of the input current, in amperes (A)
N_1	excitation winding

Figure B.1 – Diagram of DC meter method

B.3 Measuring device

B.3.1 DC voltage source U_i

A DC voltage source with suitable power and stable voltage shall be used.

B.3.2 DC/AC inverter

A full bridge inverter or half bridge inverter can be used.

B.3.3 Exciting winding N_1

The turn number of the exciting winding N_1 is designed in accordance with the required frequency and magnetic flux density together with the power capacity of the DC source. The wire diameter of the sample is designed in accordance with the amplitude of the exciting current.

B.3.4 DC ammeter and DC voltmeter for measuring the average value

The measurement error shall be less than 0,1 % for testing the average value at the testing frequency.

B.4 Test steps

The test steps are as follows:

- the measuring circuit is connected according to Figure B.1;
- the voltage of the DC voltage source and the DC component of the input current are measured by the DC voltmeter and DC ammeter for the average values. The exciting voltage is monitored for the required magnetic flux density.

B.5 Measuring principle

The DC excitation source U_i is transformed into square/PWM wave excitation voltage applied to the sample by a DC/AC inverter circuit. The output power of the DC excitation source U_i is equal to the total power consumed by the inverter circuit and the sample. It is calculated using Formula (B.1) and Formula (B.2). Because the excitation voltage source supplies direct current, only the DC component of output current i_i is measured to get the output power of the excitation source. So the influence of the impedance angle on the power loss error in the AC power method can be avoided. The DC component of output current i_i can be easily measured with good accuracy.

$$P_{in} = U_i \times I_{i_DC} \quad (B.1)$$

$$P_{in} = P_{inverter} + P_c + P_w \quad (B.2)$$

where

- P_{in} is the output active power of the DC excitation source U_i , in watts (W);
- $P_{inverter}$ is the extra losses of the inverter, in watts (W);
- P_c is the core losses of the sample, in watts (W);
- P_w is the winding loss of the sample, in watts (W);
- U_i is the voltage of the input DC excitation source, in volts (V);
- I_{i_DC} is the DC component or average value of the input current i_i , in amperes (A).

If $P_{inverter}$ is relatively small compared to P_c , the output power of the DC excitation source is the power loss of the sample.

B.6 Matters to consider

B.6.1 Inverter loss

P_{inverter} shall be as low as possible. It can also be excluded by the theoretical calculation of the losses of the inverter or by the calibration procedure with the air core inductor. The specific operation is as follows:

- a) The DC/AC inverter circuit is optimized to minimize its losses by the test instrument manufacturer. For example, switches and diodes with smaller on-resistance and capacitors with smaller ESR are selected to reduce conduction loss of the DC/AC inverter circuit. The control strategy is designed to make the switches operate in zero voltage switching (ZVS) to reduce the switching-on loss of the switches.
- b) In order to further increase the precision, P_{inverter} can also be excluded based on a theoretical formula that is a function of voltage amplitude, current amplitude and frequency.

The loss of an air-core inductor whose loss can be precisely measured by a precise impedance analyzer (refer to Annex G) is measured with the DC power method. The P_{inverter} for different exciting voltages and frequencies can then be obtained with Formula (B.1) and Formula (B.2). The theoretical formula of P_{inverter} can be fitted as a function of the exciting voltages, currents and frequencies by numerical data-fitting method.

B.6.2 Deduction of winding loss

The winding loss is deducted according to the methods in 5.2.3.

Annex C (informative)

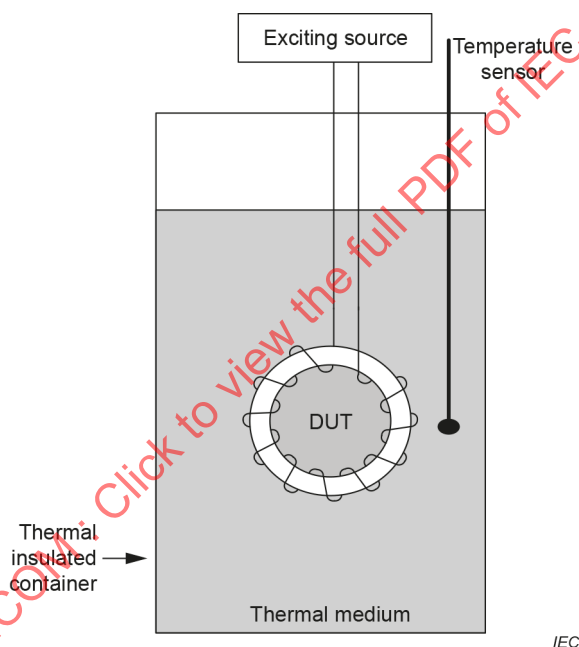
Calorimetric method

C.1 Overview

Annex C deals with the power loss measurement of magnetic powder cores by the calorimetric method. The power loss is obtained by measuring the temperature rise caused by heating of a sample in a thermal medium. The excitation waveform applied can be an arbitrary waveform, and DC bias can also be applied. The application of DC bias is shown in Annex H.

C.2 Basic circuit diagram

The basic schema of the calorimetric method is shown in Figure C.1.



Key

DUT device under test

Figure C.1 – Diagram of the calorimetric method

C.3 Measuring device

C.3.1 Excitation source

The excitation source is used for the magnetizing excitation of the sample.

C.3.2 Temperature sensor

The accuracy of the temperature sensor shall be less than 0,1 °C.

C.3.3 Thermal insulated container

The heat dissipation to the outside from the thermal insulated container shall be much less than the heat produced by the sample.

C.3.4 Thermal medium

The thermal medium shall be non-electrically conductive. Silicone oil is recommended as the thermal medium.

C.3.5 Sample

The turns of the winding are designed in accordance with the excitation magnetic flux density of the sample.

C.4 Test steps

The test steps are as follows:

- a) The measuring scheme is set up in accordance with Figure C.1.
- b) The initial temperature is measured by the temperature sensor.
- c) The frequency and amplitude of the excitation source are set, and excitation is applied to the sample as timing of the duration of the excitation begins.
- d) After the temperature rise reaches the desired value, such as 25 °C, stop the excitation and a while later when the thermal condition in the medium has stabilized, the temperature rise is measured by the temperature sensor.
- e) The power loss of the sample is calculated in accordance with the temperature rise of the thermal medium in the container where the sample is located.

C.5 Measuring principle

A certain magnetizing excitation is applied by the exciting winding of the sample to get the required magnetic flux density in the core. The temperature rise of the thermal medium in the thermal-insulated container where the sample is located is measured to obtain the power loss of the sample. The calculation formulae are shown in Formula (C.1) and Formula (C.2).

$$W = C \times m \times \Delta T \quad (\text{C.1})$$

$$P_{\text{cv}} = \frac{W}{t \times V_{\text{e}}} \quad (\text{C.2})$$

where

- W is the heat generated by the sample in the thermal medium, in joules (J);
 C is the equivalent specific heat capacity of thermal medium, in J/(kg•°C);
 m is the mass of thermal medium, in kilograms (kg);
 t is the duration of the excitation applied to the sample, in seconds (s).

C.6 Matters to consider

The matters to consider are:

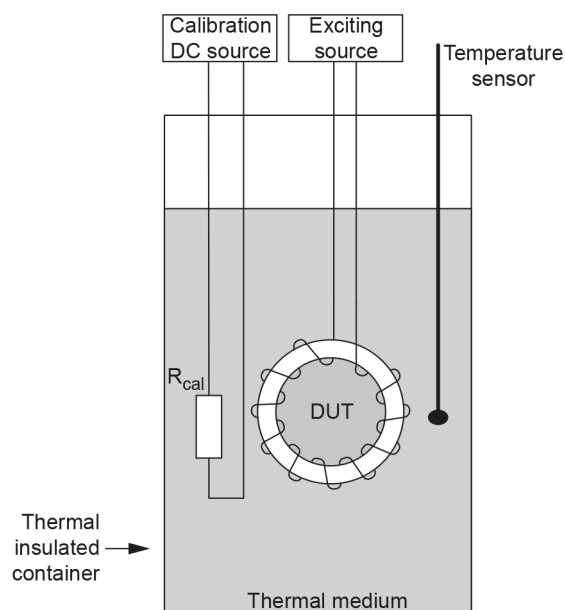
- a) When the power loss of the sample is measured by the calorimetric method, not only does the thermal medium absorb heat, but also the sample and the container, and their endothermic conditions are different. Using only the specific heat capacity of the thermal medium to calculate the power loss can lead to measurement error, especially when the volume of the thermal medium is not large enough compared with the sample size. The calibration calorimetric method and the comparative calorimetric method are recommended. The details are given in C.7.1 and C.7.2.
- b) Necessary measures shall be taken to ensure the rapid thermal equilibrium of the thermal medium, such as using a stirrer or shaking the container. The stirring or shaking shall not be energetic enough to introduce extra heat.
- c) The winding loss of the sample shall be deducted (refer to 5.2.3).
- d) It is better that the container be made of non-metallic material. If the container is made of metallic material, the distance between the sample and the metallic parts shall be far enough that the metallic parts will not induce eddy current loss due to possible leakage magnetic field from the sample.

C.7 Specific test methods

C.7.1 Calibration calorimetric method

The problem of the difficulty of determining the specific heat capacity of the objects in the container can be solved by the calibration calorimetric method. The basic scheme is shown in Figure C.2. Note that R_{cal} and the DUT are not powered at the same time. Keeping the measuring conditions and environment the same, the calibration resistor is powered by a DC source as the reference power loss which can be easily obtained by ohm loss calculation. The temperature rise of the thermal medium caused by the loss of the calibration resistor is measured. The calibration curves or relationship of the power loss and the temperature rise are obtained with different losses of the calibration resistor. The power loss of the sample is obtained by measuring the temperature rise caused by the heating of the sample in the thermal medium in accordance with the calibration curve. The calibration curve can be completed by curve-fitting. The functional relationship between power loss and temperature rise is shown in Formula (C.3).

The calibration resistor R_{cal} of Figure C.2 is used for the calibration of temperature rise versus the power loss of the resistor within the thermal medium. The thermal coefficient of the resistor shall be very low. A carbon film resistor is recommended. The calibration DC source in Figure C.2 is used to produce the power loss of the resistor whose DC loss can be accurately measured.

**Key**

DUT device under test

 R_{cal} calibration resistor

The calibration DC source is used to produce loss in the calibration resistor.

Figure C.2 – Diagram of the calibration calorimetric method

$$P_{cv} = \frac{k_1 \times \Delta T + k_2}{t \times V_e} \quad (C.3)$$

where

k_1, k_2 are coefficients for the apparatus obtained by the linearity curve fitting.

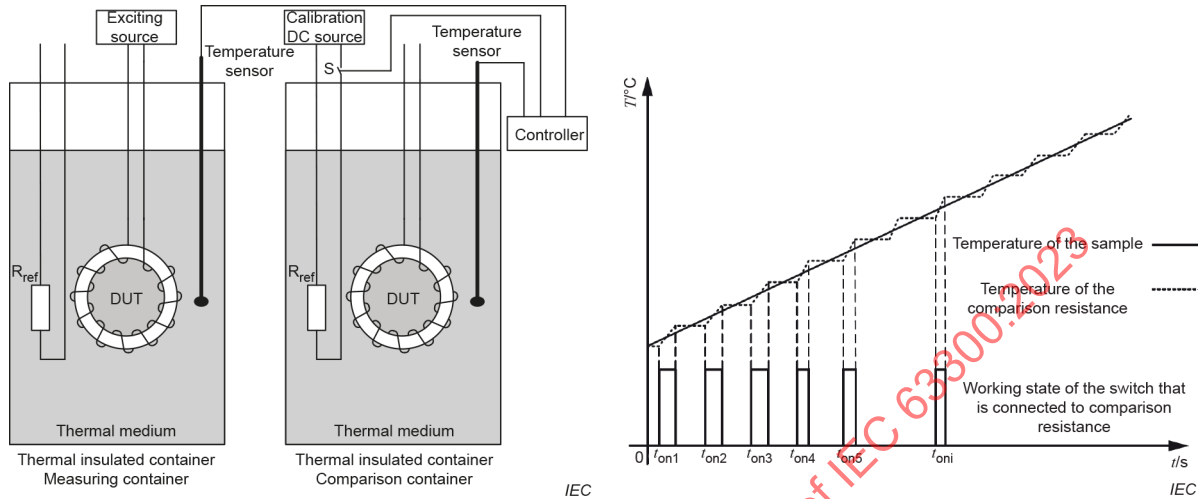
NOTE Re-calibration will be made when the measuring environment changes.

C.7.2 Comparative calorimetric method

The comparative calorimetric method overcomes a disadvantage of the calibration calorimetric method, which is that the calibration has to be repeated in every case when the measurement conditions are changed. This can make the calibration calorimetric method tedious to implement.

In the comparative calorimetric method, a second and comparable test apparatus is used to produce power loss in a precise reference resistor excited by a DC source. This power loss can be controlled and measured precisely. The measurement setup is shown in Figure C.3, which consists of two identical thermally insulated containers with the same thermal medium and thermal conditions. The power loss in the DUT sample or in the reference resistor causes a temperature rise of the thermal medium in the corresponding container. By simply controlling the input power of the reference resistor with an on-off switch, the temperature of the thermal medium in the comparison container is controlled to track the temperature in the measuring container while the DUT is being powered by any arbitrary input. Thus the power loss in the measuring container will be the same as in the comparison container. The calculation is shown in Formula (C.4). It is recommended that the pulse width modulation (PWM) as shown in Figure C.3 b) be used to control the power delivered to the reference resistor (R_{ref}). The thermal coefficient of R_{ref} shall be extremely low. A carbon film resistor is recommended. The comparison DC source of Figure C.3 is used to apply excitation to the reference resistor.

Note that the resistor R_{ref} shown in the measuring container is never powered. It is only present so that the thermal conditions are as identical as possible. In a similar fashion, the DUT shown in the comparison container is never powered. For large DUT components, the mass of the component that displaces the thermal medium could be a significant source of error if it is not included in the comparison container so that the thermal conditions are as identical as possible.



a) Diagram of the comparison calorimetric method

b) Control chart of reference heat source

Key

Components

DUT	device under test
R_{ref}	resistor being used as a reference heat source
S	switch to control the excitation of the reference resistor

Figure C.3 – Diagram of the comparative calorimetric method

$$P_{\text{cv}} = \frac{P_{\text{ref}}}{t \times V_{\text{e}}} = \frac{\sum_{i=1}^n (t_{\text{oni}} \times U_i^2 / R)}{t \times V_{\text{e}}} \quad (\text{C.4})$$

where

- U_i is the voltage of the DC voltage source of the comparison container, in volts (V);
- P_{ref} is the power loss of the reference resistor during the on time, in watts (W);
- t_{oni} is the i -th turn-on time if the PWM is used, in seconds (s);
- R is the resistance of the reference resistor, in ohms (Ω).

Annex D (informative)

Large signal AC method

D.1 Overview

Annex D deals with the large signal AC method for measuring effective permeability, including effective amplitude permeability, incremental permeability and initial permeability of a sample under specified excitation waveform, frequency and amplitude. The magnitude of the magnetic flux density and magnetic field strength are respectively obtained from the excitation voltage and excitation current.

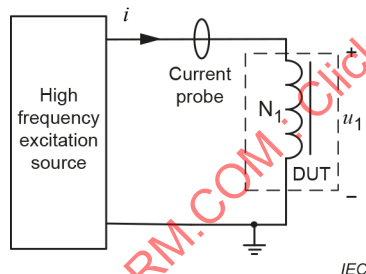
D.2 Basic circuit diagram

The basic circuit of the large signal AC method is shown in Figure D.1.



a) Sample of dual winding and current probe for sampling excitation current

b) Sample of dual winding and resistor for sampling excitation current



c) Sample of single winding and current probe for sampling excitation current

d) Sample of single winding and resistor for sampling excitation current

Key

Components and variables

R current sensing resistor

N_1 exciting winding

N_2 voltage sensing winding

i instantaneous value of current through the exciting winding

u_2 instantaneous value of induced voltage on the voltage sensing winding

u_1 instantaneous value of excitation voltage on the exciting winding

u_R voltage at current sensing resistor R

Figure D.1 – Diagram of large signal AC method

D.3 Measuring device

D.3.1 High-frequency excitation source

The excitation source shall be a sinusoidal excitation. It is recommended that the frequency of the excitation source be 10 kHz to 100 kHz.

D.3.2 Exciting winding N_1 and voltage sensing winding N_2

The turns and the wire diameter of the exciting winding N_1 are designed in accordance with the required magnetic field strength and the magnetic flux density, together with the power source capacity as in Formula (D.1) and Formula (D.2). It is recommended that the turns of the voltage sensing winding N_2 be equal to the turns of the exciting winding N_1 ; the wire diameter of the voltage sensing winding N_2 can be very small. The exciting winding and voltage sensing winding shall be coupled well and, moreover, bifilar winding is a recommended strategy.

$$N_1 = \frac{\sqrt{2} \times U_{1\text{rms}}}{2 \times \pi \times f \times A_e \times B_m} \quad (\text{D.1})$$

$$N_1 = \frac{H_m \times l_e}{I_{1m}} \quad (\text{D.2})$$

where

$U_{1\text{rms}}$ is the RMS of the excitation voltage, in volts (V);

I_{1m} is the peak of the excitation current, in amperes (A).

D.3.3 Sampling resistor R

The resistor is a non-inductive resistor whose resistance is determined by the magnitude of the measured current and shall meet the power requirements, as well as satisfying the resistance tolerance and parasitic inductance limit as defined in 4.4.1. A coaxial shunt can also be used.

D.3.4 Data collector

The data collector shall meet the requirements of D.3.3.

D.4 Test steps

The test steps are as follows:

- a) The measurement circuit is connected in accordance with Figure D.1 a), b), c) or d).
- b) The induced voltage of the voltage sensing winding and the voltage of the sampling resistor or the excitation voltage and current of the exciting winding are sampled by a data collector. Then a hysteresis loop can be drawn. The effective amplitude permeability and the incremental permeability can be also calculated by Formula (D.3) and Formula (D.4).

D.5 Measuring principle

The sample is excited by different excitation voltages to obtain a set of peak values of effective magnetic field strength and magnetic flux density. The connection between peak magnetic flux density and magnetic field intensity forms a B-H curve. The effective amplitude permeability and the incremental permeability can be calculated at each point on the B-H curve using Formula (D.3) and Formula (D.4). The effective incremental permeability is the initial permeability of the sample when the magnetic flux density tends to zero.

$$\mu_{ea} = \frac{1}{\mu_0} \times \frac{B_m}{H_m} \quad (D.3)$$

$$\mu_{e\Delta} = \frac{1}{\mu_0} \times \frac{\Delta B}{\Delta H} \Big|_{H_m} \quad (D.4)$$

D.6 Matters to consider

The matters to consider are:

- a) The dotted terminal between the exciting winding and the voltage sensing winding shall be common-ground if the channels for current sensing and voltage sensing are not electrically isolated.
- b) When the sample is a single winding, the winding AC resistance can cause measurement error. A dual winding is recommended in this situation.

Annex E (informative)

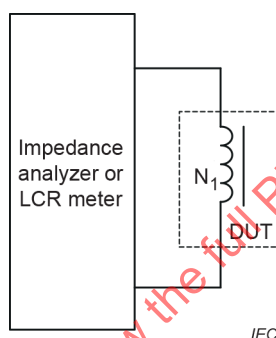
Impedance method

E.1 Overview

Annex E deals with the measurement of the effective incremental permeability, initial permeability and effective complex permeability of the sample using an impedance analyzer or LCR meter. The effective permeability under DC bias can be obtained by the impedance analyzer or LCR meter with DC bias source. The application of DC bias is shown in Annex H.

E.2 Basic circuit diagram

The basic circuit of the impedance method is shown in Figure E.1.



Key

Components

- DUT device under test
 N_1 exciting winding

Figure E.1 – Diagram of impedance method

E.3 Measuring device

E.3.1 Impedance analyzer or LCR meter

The upper limit frequency of the bandwidth shall not be less than the measurement frequency.

E.3.2 Exciting winding N_1

The turns of the exciting winding N_1 are designed so that the impedance of the sample under test frequency is within the effective measurement range of the instrument. The wire diameter shall be designed in accordance with the applied DC bias current.

E.4 Test steps

The test steps are as follows:

- a) The measurement circuit is connected in accordance with Figure E.1.
- b) The incremental inductance of the sample, including under any required DC bias, is determined by the inductance L_s in R_s and L_s series mode measured with an impedance analyzer or LCR meter.

E.5 Measuring principle

The sample with the powder core is more suitable to be equivalent to a series model of resistance and inductance. The equivalent incremental inductance is measured under DC bias, if any, and small signal sinusoidal superposition. The effective incremental permeability is calculated in accordance with Formula (E.1), and it is the effective initial permeability when there is no DC bias. The effective complex permeability is calculated in accordance with Formula (E.2).

$$\mu_{e\Delta} = \frac{L_{\Delta} \times l_e}{\mu_0 \times N_1^2 \times A_e} \quad (\text{E.1})$$

$$\mu_C = \frac{Z}{j \times 2 \times \pi \times f} \times \frac{l_e}{\mu_0 \times A_e \times N^2} \quad (\text{E.2})$$

where

L_{Δ} is the incremental inductance of the sample, in henrys (H);

Z is the equivalent impedance of the sample, in ohms (Ω);

μ_C is the effective complex permeability, no unit.

E.6 Matters to consider

The accuracy and bandwidth of the impedance analyzer or LCR meter shall meet the measurement requirements. The DC bias source shall have sufficient DC characteristics and bandwidth to maintain a stable bias at the target condition.

Annex F (informative)

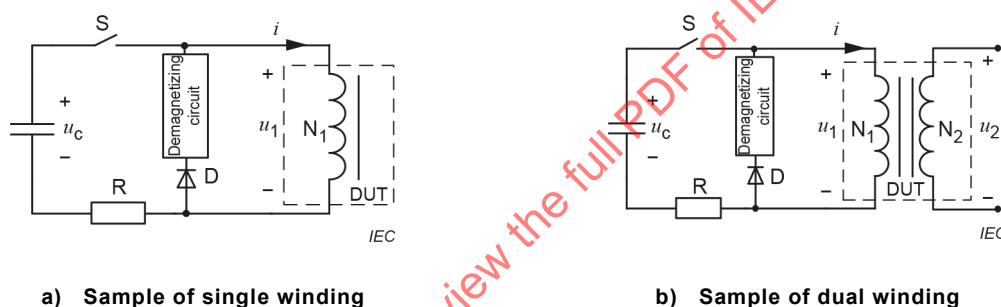
Pulse method

F.1 Overview

Annex F deals with the pulse method for measurement of pulsed amplitude permeability and pulsed differential permeability. A capacitor is pre-charged to a required voltage in advance, then the impulse excitation is applied by discharge from the capacitor to the sample. The excitation voltage and current through the sample are sampled to calculate the pulsed amplitude permeability and the differential permeability. Because the excitation time of the impulse is usually brief, the winding heating problem under large current can be avoided.

F.2 Basic circuit diagram

The basic circuit of the pulse method is shown in Figure F.1.



Key

Components

DUT	sample
N_1	exciting winding
N_2	voltage sensing winding
R	resistor
C	capacitor
S	switch
D	diode for freewheeling and demagnetizing
u_c	voltage at capacitor C

Figure F.1 – Diagram of pulse method

F.3 Measuring device

F.3.1 Sampling resistor R

The resistor is a non-inductive resistor whose resistance is determined by the magnitude of the measured current and shall meet the power requirement, as well as satisfying the resistance tolerance and parasitic inductance limit, as defined in 4.4.1. A coaxial shunt can also be used.

F.3.2 Switch S

Semiconductor switches, such as a silicon controlled rectifier (SCR), are recommended.

F.3.3 Exciting winding N_1

The exciting winding N_1 is determined by the required magnetic field strength and achievable peak value of the exciting current in accordance with Formula (F.1). The wire diameter shall be designed in accordance with the peak value of the excitation current.

$$N_1 = \frac{H_m \times l_e}{I_{1m}} \quad (\text{F.1})$$

where

I_{1m} is the peak current, in amperes (A).

F.3.4 Capacitor C

The capacitance of the capacitor C is designed in accordance with Formula (F.2).

$$C > \frac{R^2}{4} \times L \quad (\text{F.2})$$

where

C is the capacitance of capacitor C, in farads (F);

R is the resistance of resistor R, in ohms (Ω);

L is the inductance of the exciting winding, in henrys (H).

NOTE R will include the equivalent resistance of the winding turns of the sample.

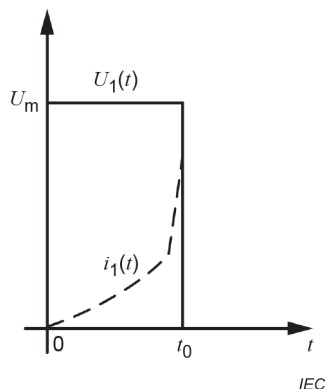
F.4 Test steps

The test steps are as follows:

- Connect the measuring circuit in accordance with Figure F.1.
- Pre-charge the capacitor C to the required voltage.
- Close the switch S, which applies excitation to the sample, and after a predetermined period or when the magnetizing current reaches a predetermined value, disconnect the switch S.
- Sample the induced voltage of the voltage sensing winding and the voltage of the sampling resistor of the excitation current through the exciting winding with the data collector.
- Calculate the pulsed amplitude permeability and pulsed differential permeability.

F.5 Measuring principle

A pre-charged capacitor C applies a pulse voltage excitation to the sample in non-oscillating discharge conditions. If the capacitor's capacity and the pre-charge voltage are properly designed, the excitation voltage will keep nearly constant during the pulsing time. The current waveform through the exciting winding and the voltage waveform sampled from the exciting winding or induction winding are shown in Figure F.2. The pulsed amplitude magnetic permeability and pulsed differential magnetic permeability versus magnetic field strength H or magnetic flux density B can be obtained by Formula (F.3), Formula (F.4), Formula (F.5) and Formula (F.6).



Key

$u_1(t)$ is the excitation voltage waveform, in volts (V)

$i_1(t)$ is the excitation current waveform, in amperes (A)

U_m is the excitation voltage, in volts (V)

t_0 is the predetermined period of excitation applied to the sample, in seconds (s)

Figure F.2 – Exciting voltage and current waveform on the exciting winding

$$\mu_{ea}(t) = \frac{\int_0^t u_1(t) \cdot dt}{i_1(t)} \times \frac{l_e}{\mu_0 \cdot N_1^2 \cdot A_e} \quad (F.3)$$

$$\mu_{e\Delta}(t) = \frac{u_1(t)}{di_1(t)/dt} \times \frac{l_e}{\mu_0 \cdot N_1^2 \cdot A_e} \quad (F.4)$$

$$H(t) = \frac{i_1(t) \times N_1}{l_e} \quad (F.5)$$

$$B(t) = \frac{\int_0^t u_1(t) \cdot dt}{N_1 \cdot A_e} \quad (F.6)$$

where

$u_1(t)$ is the instantaneous value of the excitation voltage, in volts (V);

$i_1(t)$ is the instantaneous value of the excitation current, in amperes (A);

t is the time, in seconds (s).

F.6 Matters to consider

The matters to consider are:

- The energy stored in the capacitor C shall be sufficiently large so that the excitation voltage will substantially remain at a stable value U_m within the predetermined period t_0 .
- The voltage drop caused by the AC winding resistance of the sample of the single winding shall be subtracted from the voltage $u_1(t)$, if the voltage drop cannot be ignored compared with the induced voltage.

Annex G (informative)

Method of verification and criteria for judgment

Ideally, because of its linear characteristics, the air-core inductor can be used as a standard for calibration of instruments and accuracy verification of measurements for power loss and permeability, parameters that are not linear for magnetic core devices. A ring-type air-core inductor with evenly and closely wound windings is recommended for minimizing leakage magnetic flux. Measured parameters could be influenced by nearby metallic objects, so such objects should be avoided. The air-core inductor can be with single winding or dual winding, as shown in Figure G.1 a) and b). The air-core inductor with a circular return turn as shown in Figure G.1 c) is recommended for cancelling leakage magnetic flux, and therefore minimal influence from nearby metallic objects.

The power loss of the air-core inductor with single winding shown in Figure G.1 a) is only the winding loss. When the excitation is a sinusoidal waveform, the winding loss is calculated by Formula (G.1) precisely, in theory. When the excitation is square waveform, the exciting current is expanded by FFT analysis, and the winding loss is calculated by Formula (G.2). The air-core inductor has no magnetic core, so its AC resistance is only frequency-dependent and has nothing to do with the magnitude of the excitation voltage, or H_m and B_m . Its AC resistance R_{ac} at different frequencies can be measured accurately with an impedance analyzer or LCR meter. The loss value of an air-core inductor calculated by Formula (G.1) and Formula (G.2) is regarded as accurate loss. The relative error of the loss measuring equipment is obtained by Formula (G.3).

The air-core inductor with dual winding is shown in Figure G.1 b). One winding is the exciting winding, another winding is the voltage sensing winding. The average value of the product of the sensing voltage and the exciting current over one cycle is zero precisely in theory because the core losses of an air-core inductor are zero.

In Annex G, the method of accuracy verification is recommended. However, the concrete value of the accuracy of a particular measurement device depends on the manufacturer.

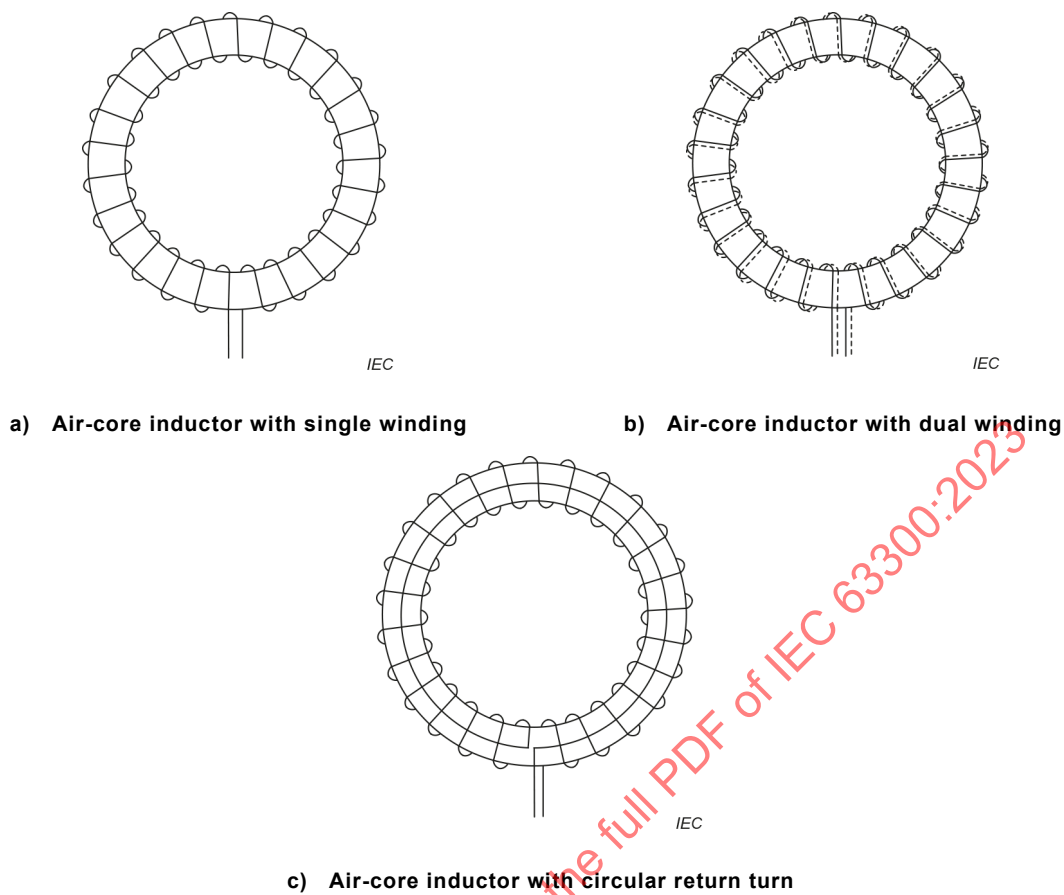


Figure G.1 – Diagram of air-core inductor

$$P_{\text{air}} = I_{1\text{rms}}^2 \times R_{\text{ac}} \quad (\text{G.1})$$

$$P_{\text{air}} = I_{\text{dc}}^2 \times R_{\text{dc}} + \sum_{k=1}^n I_k^2 \times R_{\text{ack}} \quad (\text{G.2})$$

$$\Delta\% = \frac{P_{\text{tested}} - P_{\text{air}}}{P_{\text{air}}} \times 100 \quad (\text{G.3})$$

where

- P_{air} is the power loss of the air-core inductor, in watts (W);
- $I_{1\text{rms}}$ is the RMS of the exciting current by measurement equipment, in amperes (A);
- I_{dc} is the DC component of the exciting current, if any, in amperes (A);
- I_k is the RMS of the k -th harmonic component of the exciting current obtained by FFT analysis, in amperes (A);
- R_{ac} is the AC resistance of the air-core inductor when the excitation is a sinusoidal waveform;
- R_{dc} is the DC resistance of the sample winding if it is needed, in ohms (Ω);

- R_{ack} is the AC resistance with k -th frequency tested by the impedance analyzer or LCR meter, in ohms (Ω);
- n is the recommended value of n so that the n -th harmonic amplitude is 1 % of the fundamental amplitude.
- $\Delta\%$ is the relative error of the loss measuring equipment;
- P_{tested} is the power loss of the air-core inductor tested by the loss measuring equipment.

The inductance of the air-core inductor is linear, and the air-core inductor's amplitude permeability and incremental permeability are approximately equal to the permeability of a vacuum as shown by Formula (G.4). The permeability of a vacuum does not change with the excitation frequency or DC bias.

$$\mu_{\text{ea}} = \mu_{\text{e}\Delta} = \mu_0 \quad (\text{G.4})$$

NOTE The parameters of the air-core inductor are determined in accordance with the measurement requirements. The coil's geometry will match the geometry of the coil for the magnetic core that the calibration is being performed for. One-layer winding is suggested to reduce parasitic capacitance, and a circular return turn or other shielding method can be adopted to reduce the interference of external objects and external magnetic field.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 63300:2023

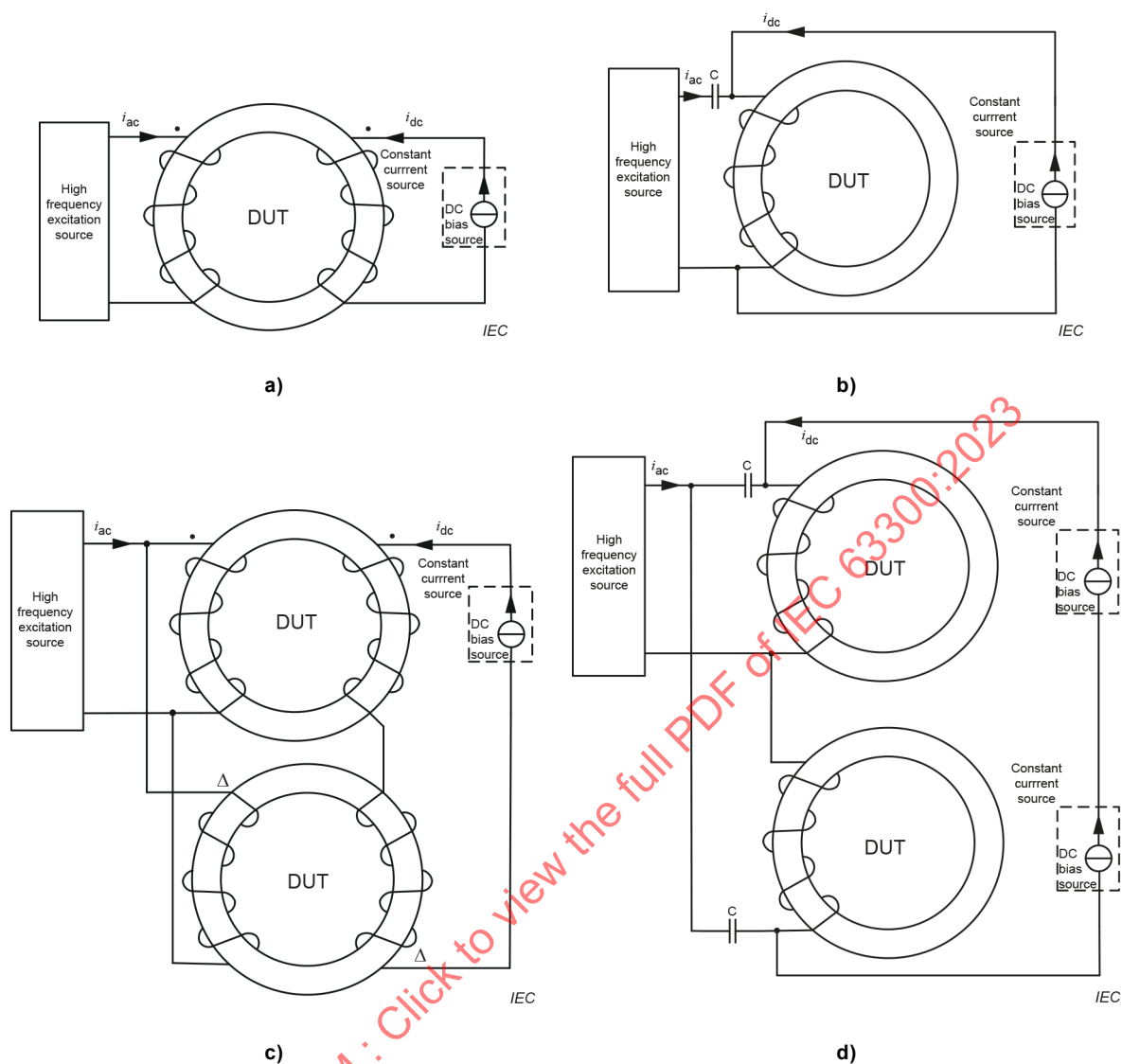
Annex H (informative)

Imposing of DC bias on the core

H.1 Overview

The methods of imposing DC bias on a core are shown in Figure H.1. A commercial DC bias source with suitable frequency bandwidth can be directly used. The accuracy of the DC bias source shall be less than 1 %, and the source shall have large enough AC internal impedance within the measurement frequency range to maintain stable bias current.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 63300:2023

**Key****Components**

DC bias source current source with high internal impedance

DUT device under test

C DC blocking capacitor

 i_{ac} instantaneous value of current through the exciting winding, in amperes (A) i_{dc} DC bias current, in amperes (A)**Figure H.1 – Diagram of imposition of DC bias**

H.2 Matters to consider

The matters to consider are:

- a) The DC bias source can be a series combination of DC voltage sources and large inductors. However, it shall have large enough internal AC impedance for the test frequency under required DC bias current so that the connection of the DC bias does not affect the impedance of the exciting winding. If the test results with the DC bias source connected and set to zero output are almost the same as those with the DC bias source disconnected, it is shown that the test results are not affected by the AC internal impedance of the DC bias source, at least with small DC bias current.
- b) When the circuit in Figure H.1 b) is adopted, the influence of the DC decoupling capacitor C on the impedance measurement shall be deducted.
- c) When the circuit in Figure H.1 c) or d) is adopted, the two cores shall be the same specifications and from the same production batch. The measured results are the parameters of the two cores, superimposed. Because of the cancellation of the electromotive forces produced in the two DC bias windings, the DC bias source will endure zero or near-zero AC voltage. This means that DC sources with less internal AC impedance can be used.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 63300:2023

Annex I (informative)

References

I.1 Overview

Annex I shows the rationale or background for some of the data and formulae that are presented in this document.

I.2 Effect of rise time of square wave excitation on the core loss

The square wave excitation source is introduced in this document. The pulse rise time t_r and pulse fall time t_f of the square wave excitation will affect the core losses measurement. The modified Steinmetz equation (MSE) model is used to evaluate the influence. For arbitrary wave excitation, the core losses calculation with MSE is shown in Formula (I.1) and Formula (I.2):

$$f_{eq} = \frac{2}{B_{pp}^2 \cdot \pi^2} \int_T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \cdot dt \quad (I.1)$$

$$P_{cv} = (k \cdot f_{eq}^{\alpha-1} \cdot B_m^\beta) \cdot f \quad (I.2)$$

where

- f_{eq} is the equivalent sinusoidal frequency, in hertz (Hz);
- B_{pp} is the magnetic flux density peak-to-peak, in teslas (T);
- P_{cv} is the core loss density, in watts per cubic meter (W/m³);
- f is the frequency of the square wave, in hertz (Hz);
- B_m is the peak of the magnetic flux density, in teslas (T);
- k, α, β are coefficients related to the core material.

For the square wave voltage with t_r and t_f (setting $t_f = t_r$), as shown in Figure I.1a), the f_{eq} is as in Formula (I.3). Supposing that the coefficients k, α, β are as shown in Table I.1, then the core loss relative error can be deducted as in Formula (I.4).

$$f_{eq} = \frac{32 \cdot t_r^2}{3 \cdot T \cdot \pi^2} + \frac{8 \cdot (1 - \frac{t_r}{T})^2}{(T - 4 \cdot t_r) \cdot \pi^2} \quad (I.3)$$

Supposing that the coefficients k, α, β are as shown in Table I.1, then the error with different t_r is shown in Table I.2. When the t_r/T is 1 %, the core loss error is 3,6 %.

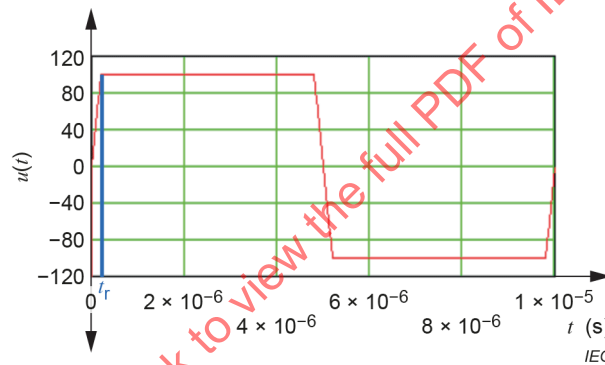
$$\Delta = \left| \frac{P_{cv}\left(\frac{t_r}{T}\right) - P_{cv}\left(\frac{t_r}{T} = 0\right)}{P_{cv}\left(\frac{t_r}{T} = 0\right)} \right| \quad (1.4)$$

Table I.1 – Example for k , α , β and other parameters

f	K	α	β	μr
100 kHz	532,55	1,35	2,17	26

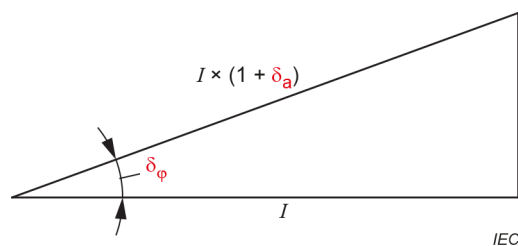
Table I.2 – Example of core losses error with different t_r

t_r/T	0,00	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05
Δ	0	0,036	0,072	0,105	0,135	0,171

**Figure I.1 – Square wave excitation source**

I.3 Phase error limit

The ratio error δ_a and phase error δ_ϕ are two parameters that are used to evaluate the accuracy of a current transformer, as shown in Figure I.2. The core losses are calculated by Formula (I.5), so the error of core losses is calculated by Formula (I.6). The phase error δ_ϕ will produce the measuring error and ratio error δ_a . The ratio error δ_a will produce the core losses measuring error.

**Figure I.2 – Diagram of the ratio error and phase error**

$$P = U_{\text{rms}} \times I_{\text{rms}} \times \cos \varphi \quad (1.5)$$

$$\left| \frac{\Delta P}{P} \right| = \left| \frac{\Delta U_{\text{rms}}}{U_{\text{rms}}} \right| + \left| \frac{\Delta I_{\text{rms}}}{I_{\text{rms}}} \right| + |\tan(\varphi) \cdot \Delta \varphi| = \left| \frac{\Delta U_{\text{rms}}}{U_{\text{rms}}} \right| + |\delta_a| + |\tan(\varphi) \times \delta_\varphi| \quad (1.6)$$

where

P	is the core losses, in watts (W);
U_{rms}	is the exciting voltage RMS, in volts (V);
I_{rms}	is the exciting current RMS, in amperes (A);
φ	is the impedance angle, in radians (rad);
$\Delta P/P$	is the relative error of core losses;
$\Delta U_{\text{rms}}/U_{\text{rms}}$ and $\Delta I_{\text{rms}}/I_{\text{rms}}$	is the relative error of the exciting voltage RMS and exciting current RMS.

When the ratio error δ_a is 5 %, its associated measuring error is 5 %. For an example of a sample angle of $89,5^\circ$, the core loss measuring error and ratio error δ_a for the phase error δ_φ are shown in Table I.3. When the phase error δ_φ is $0,025^\circ$ or $4,363 \times 10^{-4}$ rad, the ratio error δ_a for the phase error δ_φ is $95,2 \times 10^{-9}$, and the core losses measuring error is 5 %.

Table I.3 – Example of core losses measuring error and ratio error for the phase error

$\tan(89,5^\circ) \times \delta_\varphi$	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05
δ_φ (rad)	$8,727 \times 10^{-5}$	$1,745 \times 10^{-4}$	$2,618 \times 10^{-4}$	$3,491 \times 10^{-4}$	$4,363 \times 10^{-4}$
δ_φ ($^\circ$)	0,005	0,01	0,015	0,02	0,025
δ_a	$3,8 \times 10^{-9}$	$15,2 \times 10^{-9}$	$34,3 \times 10^{-9}$	$60,9 \times 10^{-9}$	$95,2 \times 10^{-9}$

I.4 Derivation of Formula (8)

Formula (8) in 4.5.1 is derived as follows:

$$P = U_{\text{rms}} \times I_{\text{rms}} \times \cos \varphi$$

$$\therefore \frac{\Delta P}{P} = \frac{\Delta U_{\text{rms}}}{U_{\text{rms}}} + \frac{\Delta I_{\text{rms}}}{I_{\text{rms}}} + \tan(\varphi) \times \Delta \varphi$$

Supposing:

$$\frac{\Delta U_{\text{rms}}}{U_{\text{rms}}} = \frac{\Delta I_{\text{rms}}}{I_{\text{rms}}} \approx 0$$

$$\therefore \frac{\Delta P}{P} = \tan(\varphi) \times \Delta \varphi$$

$$\therefore \frac{\Delta P}{P} = \delta_P \quad \text{and} \quad Q = \frac{\omega \times L}{R} = \tan(\varphi)$$

$$\therefore \delta_P = Q \times \Delta \varphi$$

$$\therefore \Delta \varphi = \frac{\delta_P}{Q} \quad (1.7)$$

I.5 SRF consideration of the sample

The equivalent circuit model of a sample is shown in Figure I.3. The equivalent admittance Y that is a function of the frequency is calculated by Formula (I.8). R is the equivalent resistance of the core losses and winding loss. L is the actual inductance. C is the winding parasitic capacitance of the sample. The measuring inductance L_m is just the imaginary part of Y . So C will affect the measurement of the actual inductance. The inductance L_m is calculated by Formula (I.9). Supposing that R is $2 \, \Omega$, L is $100 \times 10^{-6} \, \text{H}$, C is $90 \times 10^{-12} \, \text{F}$, the self-resonant frequency (SRF) f_r of the sample is calculated by Formula (I.10). L_m is very large when the measuring frequency is f_r . The measuring error $\Delta L(f, R)$ of the actual inductance is calculated by Formula (I.11). The ΔL for different frequencies is shown in Table I.4. When the measuring frequency f is a tenth of the self-resonant frequency f_r and achieves the requirement that the self-resonant frequency of the sample shall be at least 10 times higher than the measurement frequency, the measuring error ΔL is 1.01 %.

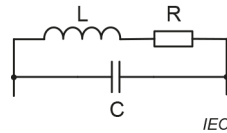


Figure I.3 – Equivalent circuit model of sample

$$Y(f, R) = \frac{R}{R^2 + (2\pi \cdot f \cdot L)^2} + j(2\pi \cdot f \cdot C - \frac{2\pi \cdot f \cdot L}{R^2 + (2\pi \cdot f \cdot L)^2}) \quad (1.8)$$

$$L_m(f, R) = \text{Im}[Y(f, R)] \quad (1.9)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = 1,678 \times 10^6 \, \text{Hz} \quad (1.10)$$

$$\Delta L(f, R) = \frac{L_m - L}{L} \cdot 100 \quad (1.11)$$

Table I.4 – Example of ΔL at different frequencies

	$f_r/1,001$	$f_r/2$	$f_r/3$	$f_r/4$	$f_r/5$	$f_r/6$	$f_r/7$	$f_r/8$	$f_r/10$
$\Delta L(\%)$	$2,575 \times 10^4$	33,352	12,506	6,669	4,168	2,858	2,084	1,588	1,01

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 63300:2023

Bibliography

IEC 60050-221, *International Electrotechnical Vocabulary (IEV) – Part 221: Magnetic materials and components* (available at www.electropedia.org)

IEC 61007:2020, *Transformers and inductors for use in electronic and telecommunication equipment – Measuring methods and test procedures*

IEC 62044 (all parts), *Cores made of soft magnetic materials – Measuring methods*

IEC 62044-1, *Cores made of soft magnetic materials – Measuring methods – Part 1: Generic specification*

IEC 62044-2, *Cores made of soft magnetic materials – Measuring methods – Part 2: Magnetic properties at low excitation level*

IEC 62044-3, *Cores made of soft magnetic materials – Measuring methods – Part 3: Magnetic properties at high excitation level*

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 63300:2023

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 63300:2023

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	60
INTRODUCTION.....	62
1 Domaine d'application	63
2 Références normatives	63
3 Termes, définitions, abréviations et symboles.....	63
3.1 Termes et définitions	63
3.2 Abréviations.....	63
3.3 Symboles.....	64
4 Instruments et équipements.....	64
4.1 Dispositions générales.....	64
4.2 Source d'excitation	65
4.2.1 Dispositions générales.....	65
4.2.2 Source d'excitation à tension sinusoïdale	65
4.2.3 Source d'excitation à tension rectangulaire.....	65
4.2.4 Calcul de l'induction magnétique	66
4.3 Équipement de mesure	66
4.3.1 Dispositions générales.....	66
4.3.2 Voltmètre.....	66
4.3.3 Unité d'acquisition de données	67
4.4 Capteur.....	67
4.4.1 Résistance de mesure	67
4.4.2 Transformateur de courant	67
4.5 Autres descriptions	68
4.5.1 Connecteur intermédiaire.....	68
4.5.2 Thermostat	68
5 Échantillon	68
5.1 Noyau magnétique.....	68
5.2 Enroulement	69
5.2.1 État de l'enroulement.....	69
5.2.2 Enroulement double.....	69
5.2.3 Enroulement simple	69
5.3 Montage de l'échantillon	70
5.4 Paramètres de l'échantillon	71
6 Conditions de mesure.....	71
6.1 Mise en pratique	71
6.2 Paramètres effectifs.....	71
6.3 État magnétique du mesurage	71
7 Méthodes d'essai des pertes de puissance	71
7.1 Récapitulatif.....	71
7.2 Méthode avec alimentation en courant alternatif	72
7.3 Méthode avec alimentation en courant continu.....	72
7.4 Méthode calorimétrique.....	72
8 Méthodes d'essai de la perméabilité effective	73
8.1 Récapitulatif.....	73
8.2 Méthode des grands signaux en courant alternatif	74
8.3 Méthode d'impédance	74

8.4	Méthode des impulsions.....	74
9	Méthode d'essai de la perméabilité effective complexe.....	74
10	Méthode d'essai du facteur de qualité (Q).....	74
11	Vérification de l'exactitude de mesure.....	75
Annexe A	(informative) Méthode avec alimentation en courant alternatif.....	76
A.1	Vue d'ensemble.....	76
A.2	Schéma du circuit de base.....	76
A.3	Dispositif de mesure.....	77
A.3.1	Source d'excitation à haute fréquence.....	77
A.3.2	Enroulement d'excitation N_1 et enroulement de détection de tension N_2	77
A.3.3	Résistance de mesure R	77
A.3.4	Enregistreur de données.....	77
A.4	Procédure d'essai.....	77
A.5	Principe de mesure.....	77
A.6	Analyse des erreurs.....	78
A.7	Points à prendre en compte.....	79
A.7.1	Erreur de mesure.....	79
A.7.2	Déduction des pertes dans l'enroulement.....	79
A.8	Méthodes d'essai spécifiques.....	79
A.8.1	Méthode de l'analyseur B-H.....	79
A.8.2	Méthode de l'analyseur de puissance.....	79
A.8.3	Méthode de compensation réactive capacitive.....	79
A.9	Mesurage du facteur de qualité (Q).....	81
Annexe B	(informative) Méthode avec alimentation en courant continu.....	82
B.1	Vue d'ensemble.....	82
B.2	Schéma du circuit de base.....	82
B.3	Dispositif de mesure.....	82
B.3.1	Source de tension en courant continu U_i	82
B.3.2	Onduleur en courant continu/alternatif.....	82
B.3.3	Enroulement d'excitation N_1	83
B.3.4	Ampèremètre en courant continu et voltmètre en courant continu pour le mesurage de la valeur moyenne.....	83
B.4	Procédure d'essai.....	83
B.5	Principe de mesure.....	83
B.6	Points à prendre en compte.....	84
B.6.1	Pertes dans l'onduleur.....	84
B.6.2	Déduction des pertes dans l'enroulement.....	84
Annexe C	(Informative) Méthode calorimétrique.....	85
C.1	Vue d'ensemble.....	85
C.2	Schéma du circuit de base.....	85
C.3	Dispositif de mesure.....	85
C.3.1	Source d'excitation.....	85
C.3.2	Capteur de température.....	85
C.3.3	Conteneur à isolation thermique.....	86
C.3.4	Milieu thermique.....	86
C.3.5	Échantillon.....	86
C.4	Procédure d'essai.....	86
C.5	Principe de mesure.....	86

C.6	Points à prendre en compte	87
C.7	Méthodes d'essai spécifiques.....	87
C.7.1	Méthode calorimétrique par étalonnage	87
C.7.2	Méthode calorimétrique par comparaison.....	88
Annexe D (informative)	Méthode des grands signaux en courant alternatif.....	91
D.1	Vue d'ensemble	91
D.2	Schéma du circuit de base	91
D.3	Dispositif de mesure	92
D.3.1	Source d'excitation à haute fréquence	92
D.3.2	Enroulement d'excitation N_1 et enroulement de détection de tension N_2	92
D.3.3	Résistance de mesure R.....	92
D.3.4	Enregistreur de données.....	92
D.4	Procédure d'essai	92
D.5	Principe de mesure	93
D.6	Points à prendre en compte	93
Annexe E (informative)	Méthode d'impédance	94
E.1	Vue d'ensemble	94
E.2	Schéma du circuit de base	94
E.3	Dispositif de mesure	94
E.3.1	Analyseur d'impédance ou instrument de mesure LCR	94
E.3.2	Enroulement d'excitation N_1	94
E.4	Procédure d'essai	95
E.5	Principe de mesure	95
E.6	Points à prendre en compte	95
Annexe F (informative)	Méthode des impulsions	96
F.1	Vue d'ensemble	96
F.2	Schéma du circuit de base	96
F.3	Dispositif de mesure	96
F.3.1	Résistance de mesure R.....	96
F.3.2	Commutateur S.....	97
F.3.3	Enroulement d'excitation N_1	97
F.3.4	Condensateur C	97
F.4	Procédure d'essai	97
F.5	Principe de mesure	98
F.6	Points à prendre en compte	99
Annexe G (informative)	Méthode de vérification et critères d'évaluation.....	100
Annexe H (informative)	Application d'une polarisation en courant continu sur le noyau	103
H.1	Vue d'ensemble	103
H.2	Points à prendre en compte	105
Annexe I (informative)	Références	106
I.1	Vue d'ensemble	106
I.2	Effet du temps de montée de l'excitation à tension rectangulaire sur les pertes dans le noyau.....	106
I.3	Limite d'erreur de phase	107
I.4	Obtention de la formule (8)	108
I.5	Prise en compte de la fréquence de résonance propre de l'échantillon.....	109
Bibliographie.....		111

Figure 1 – Tension rectangulaire.....	66
Figure A.1 – Schéma de la méthode avec alimentation en courant alternatif	76
Figure A.2 – Schéma de circuits de compensation de puissance réactive du condensateur	80
Figure A.3 – Diagramme vectoriel de compensation de puissance réactive du condensateur	81
Figure B.1 – Schéma de la méthode d'instrument de mesure en courant continu	82
Figure C.1 – Schéma de la méthode calorimétrique	85
Figure C.2 – Schéma de la méthode calorimétrique par étalonnage	88
Figure C.3 – Schéma de la méthode calorimétrique par comparaison	89
Figure D.1 – Schéma de la méthode des grands signaux en courant alternatif	91
Figure E.1 – Schéma de la méthode d'impédance	94
Figure F.1 – Schéma de la méthode des impulsions	96
Figure F.2 – Forme d'onde de la tension et du courant d'excitation sur l'enroulement d'excitation	98
Figure G.1 – Schéma d'inducteurs à noyau d'air	101
Figure H.1 – Schéma d'application d'une polarisation en courant continu.....	104
Figure I.1 – Source d'excitation à tension rectangulaire	107
Figure I.2 – Schéma de l'erreur de rapport et de l'erreur de phase	107
Figure I.3 – Modèle de circuit équivalent de l'échantillon.....	109
Tableau 1 – Comparaisons des méthodes de mesure des pertes de puissance.....	72
Tableau I.1 – Exemple pour k , α , β et d'autres paramètres	107
Tableau I.2 – Exemple d'erreur de pertes dans le noyau avec différents t_r	107
Tableau I.3 – Exemple d'erreur de mesure des pertes dans le noyau et d'erreur de rapport pour l'erreur de phase.....	108
Tableau I.4 – Exemple de ΔL à différentes fréquences	110

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

MÉTHODES D'ESSAI DES PROPRIÉTÉS ÉLECTRIQUES ET MAGNÉTIQUES DES NOYAUX EN POUDRE MAGNÉTIQUE

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. À 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'IEC attire l'attention sur le fait que la mise en application du présent document peut entraîner l'utilisation d'un ou de plusieurs brevets. L'IEC ne prend pas position quant à la preuve, à la validité et à l'applicabilité de tout droit de brevet revendiqué à cet égard. À la date de publication du présent document, l'IEC n'a pas reçu notification qu'un ou plusieurs brevets pouvaient être nécessaires à sa mise en application. Toutefois, il y a lieu d'avertir les responsables de la mise en application du présent document que des informations plus récentes sont susceptibles de figurer dans la base de données de brevets, disponible à l'adresse <https://patents.iec.ch>. L'IEC ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié tout ou partie de tels droits de propriété.

L'IEC 63300 a été établie par le comité d'études 51 de l'IEC: Composants magnétiques, ferrites et matériaux en poudre magnétique. Il s'agit d'une Norme internationale.

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

Projet	Rapport de vote
51/1419/CDV	51/1436/RVC

Le rapport de vote indiqué dans le tableau ci-dessus donne toute information sur le vote ayant abouti à son approbation.

La langue employée pour l'élaboration de cette Norme internationale est l'anglais.

Ce document a été rédigé selon les Directives ISO/IEC, Partie 2, il a été développé selon les Directives ISO/IEC, Partie 1 et les Directives ISO/IEC, Supplément IEC, disponibles sous www.iec.ch/members_experts/refdocs. Les principaux types de documents développés par l'IEC sont décrits plus en détail sous www.iec.ch/standardsdev/publications.

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 webstore.iec.ch dans les données relatives au document recherché. À cette date, le document sera

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

IMPORTANT – Le logo "colour inside" qui se trouve sur la page de couverture de cette publication indique qu'elle contient des couleurs qui sont considérées comme utiles à une bonne compréhension de son contenu. Les utilisateurs devraient, par conséquent, imprimer cette publication en utilisant une imprimante couleur.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 63300:2023

INTRODUCTION

Les noyaux en poudre magnétique présentent les caractéristiques suivantes: faible perméabilité relative, haute induction de saturation et faibles pertes. Par conséquent, par rapport aux ferrites sans entrefer, l'impédance équivalente d'un échantillon de noyau en poudre magnétique est beaucoup plus faible, et le courant magnétisant est très important. La source d'excitation exigée présente donc à la fois une haute fréquence et une capacité de puissance élevée, ce qui est difficile à obtenir en pratique. De plus, l'angle d'impédance d'un noyau en poudre magnétique à l'essai est très proche de 90° , ce qui entraîne de grandes difficultés à obtenir des mesures exactes des pertes de puissance.

La série IEC 62044 fournit des méthodes de mesure des propriétés magnétiques à des niveaux d'excitation faibles et élevés pour les noyaux magnétiques constitués d'oxydes magnétiques ou de poudres métalliques. Toutefois, les méthodes introduites dans la série IEC 62044 ne peuvent satisfaire pleinement aux exigences de mesure des propriétés magnétiques des noyaux en poudre magnétique. Il est donc utile de disposer d'une norme concernant les méthodes de mesure adaptées pour les propriétés magnétiques des noyaux en poudre magnétique.

Le présent document, en plus d'apporter des modifications aux méthodes d'essai classiques, introduit de nouvelles méthodes d'essai avec excitation par impulsions et une méthode avec alimentation en courant continu, qui tiennent compte des caractéristiques des noyaux en poudre magnétique. En outre, un inducteur à noyau d'air avec enroulement simple ou enroulements doubles est introduit dans le document pour vérifier ou étalonner l'exactitude des méthodes d'essai des propriétés magnétiques des noyaux en poudre magnétique, du fait des propriétés linéaires des inducteurs à noyau d'air.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 63300:2023

MÉTHODES D'ESSAI DES PROPRIÉTÉS ÉLECTRIQUES ET MAGNÉTIQUES DES NOYAUX EN POUDRE MAGNÉTIQUE

1 Domaine d'application

Le présent document fournit les méthodes d'essai des propriétés électriques et magnétiques des noyaux en poudre magnétique utilisés pour les composants inductifs des équipements électroniques, des alimentations à découpage et des équipements de conversion de puissance. Il décrit les principes de mesure, le domaine d'application et les points d'importance pour chaque méthode.

Les paramètres utilisés pour caractériser les noyaux en poudre magnétique comprennent: le facteur d'inductance, la perméabilité effective, la perméabilité relative complexe, le coefficient de température de perméabilité, le coefficient de fréquence de perméabilité, la caractéristique de polarisation en courant continu, les pertes de puissance et le facteur de qualité. Le présent document sert de base pour la détermination des paramètres caractéristiques des noyaux en poudre magnétique.

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 63182-2, *Noyaux en poudre magnétique comprimée – Lignes directrices concernant les dimensions et les limites des irrégularités de surface – Partie 2: Tores*

3 Termes, définitions, abréviations et symboles

3.1 Termes et définitions

Aucun terme n'est défini dans le présent document.

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

3.2 Abréviations

ARV (average rectification value)	valeur moyenne redressée
EPR (equivalent parallel resistance)	résistance parallèle équivalente
ESR (equivalent series resistance)	résistance-série équivalente
TFR	transformation de Fourier rapide
MSE (modified Steinmetz equation)	équation de Steinmetz modifiée
MLI	modulation de largeur d'impulsion
RMS (root mean square)	valeur efficace
SCR (silicon controlled rectifier)	redresseur commandé au silicium
SRF (self-resonant frequency)	fréquence de résonance propre
ZVS (zero voltage switching)	commutation à tension nulle

3.3 Symboles

Toutes les formules du présent document utilisent des unités SI de base. Lorsque des multiples ou des sous-multiples sont utilisés, la puissance appropriée de 10 doit être introduite.

f	est la fréquence, en hertz (Hz);
T_S	est la période, en secondes (s);
B_m	est la valeur de crête de l'induction magnétique effective, en teslas (T);
H_m	est la valeur de crête de l'intensité de champ magnétique effective, en ampères par mètre (A/m);
P_c	correspond aux pertes de puissance absorbées par le noyau, en watts (W);
P_w	correspond aux pertes dans l'enroulement, en watts (W);
P_{cv}	est la densité de puissance absorbée par le noyau, en watts par mètre cube (W/m ³);
A_e	est la section effective du noyau, en mètres carrés (m ²);
l_e	est la longueur effective du circuit magnétique du noyau, en mètres (m);
V_e	est le volume effectif du noyau, en mètres cubes (m ³);
φ	est la phase, en radians (rad);
$\Delta\varphi$	est l'erreur absolue de déphasage, en radians (rad);
N_2	est le nombre de spires de l'enroulement de détection de tension;
ΔT	est l'échauffement, en degrés Celsius (°C);
N_1	est le nombre de spires de l'enroulement d'excitation;
μ_0	est la constante magnétique (perméabilité du vide), environ $4 \times \pi \times 10^{-7}$ H/m;
μ_{ea}	est la perméabilité d'amplitude effective;
$\mu_{e\Delta}$	est la perméabilité incrémentale effective.

4 Instruments et équipements

4.1 Dispositions générales

Un circuit (spécifié de l'Annexe A à l'Annexe F et à l'Annexe H) et des instruments appropriés doivent être choisis pour le mesurage.

4.2 Source d'excitation

4.2.1 Dispositions générales

Les propriétés des noyaux en poudre magnétique fournis par les fabricants sont généralement mesurées avec une source d'excitation à tension sinusoïdale, car il s'agit de la méthode de mesure la plus répétable et la plus facilement reproduite. Les applications comprennent un grand nombre de conditions non sinusoïdales différentes; par conséquent, des méthodes d'essai avec d'autres formes d'ondes sont nécessaires pour les cas spécifiques. Les données de base en ondes sinusoïdales sont les plus utiles comme point de référence commun pour la caractérisation des matériaux, la comparaison des matériaux, la corrélation des essais entre laboratoires et la définition de limites de spécification précises. Les sources d'excitation du présent document incluent les sources à tension sinusoïdale et à tension rectangulaire. Noter que la forme d'onde d'une source de tension (qui définit l'induction magnétique) ne correspond pas nécessairement à la forme d'onde du courant associé (étant donné que l'intensité de champ magnétique dépend du caractère inductif du dispositif à l'essai). De même, la forme d'onde d'une source de courant (qui définit l'intensité de champ magnétique) ne correspond pas nécessairement à la forme d'onde de la tension associée (à partir de l'induction induite). La source d'excitation doit avoir une faible impédance, la fréquence et l'amplitude étant stables à $\pm 0,1$ % au cours du mesurage.

4.2.2 Source d'excitation à tension sinusoïdale

Lorsqu'une excitation à tension sinusoïdale est spécifiée, le résidu harmonique total de la source d'excitation doit être inférieur à 1 %. Lorsque la tension d'excitation est sinusoïdale, l'induction magnétique est calculée selon la Formule (1).

$$B_m = \frac{\sqrt{2} \times U_{1rms}}{2 \times \pi \times f \times A_e \times N_1} \quad (1)$$

où

U_{1rms} est la valeur efficace de la tension d'excitation, en volts (V).

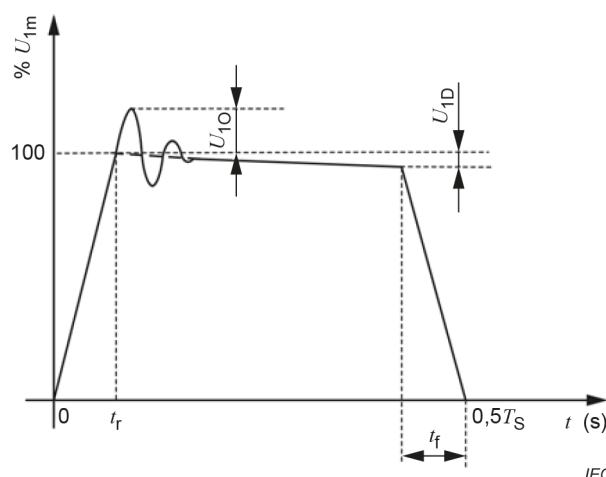
4.2.3 Source d'excitation à tension rectangulaire

Lorsque l'excitation à tension rectangulaire (forme d'onde de modulation de largeur d'impulsion (MLI) avec un rapport cyclique de 0,5) est spécifiée, comme cela est représenté à la Figure 1 (la forme de l'alternance négative est identique à celle de l'alternance positive), le dépassement U_{10} doit être inférieur à 5 % de l'amplitude de crête de l'impulsion U_{1m} , la chute de palier U_{1D} doit être inférieure à 2 % de l'amplitude de crête de l'impulsion U_{1m} , et le temps de montée de l'impulsion t_r et le temps de descente de l'impulsion t_f doivent être inférieurs à 1 % de la période de l'onde rectangulaire.

NOTE L'Article I.2 fournit la justification pour "inférieurs à 1 %".

Lorsque la tension d'excitation est rectangulaire, l'induction magnétique est calculée selon la Formule (2).

$$B_m = \frac{U_{1m}}{4 \times f \times A_e \times N_1} \quad (2)$$



Légende

- U_{1m} l'amplitude de crête de l'impulsion est la valeur maximale d'une courbe lisse extrapolée qui passe par le sommet de l'impulsion, à l'exclusion de toute "pointe" ou de tout "dépassement" initial, dont la durée est inférieure à 10 % de la durée de l'impulsion, en volts (V) (voir l'IEC 61007:2020, 3.3)
- t_r temps de montée de l'impulsion
- t_f temps de descente de l'impulsion
- U_{1D} chute de palier
- U_{10} dépassement

Figure 1 – Tension rectangulaire

4.2.4 Calcul de l'induction magnétique

En général, l'induction magnétique avec une tension d'excitation alternative arbitraire peut être calculée selon la Formule (3).

$$B_m = \frac{U_1}{4 \times f \times A_e \times N_1} \quad (3)$$

où

U_1 est la valeur moyenne de la tension d'excitation alternative arbitraire redressée (ARV), en volts (V).

4.3 Équipement de mesure

4.3.1 Dispositions générales

Le voltmètre ou l'équipement de mesure de la tension doit avoir une haute impédance interne. Afin de réduire l'erreur de mesure, les sondes doivent avoir une haute impédance d'entrée. En outre, la bande passante du voltmètre ou de l'équipement de mesure de la tension doit couvrir la fréquence des harmoniques dont l'amplitude est égale à 1 % de l'amplitude de l'onde fondamentale.

4.3.2 Voltmètre

Afin de mesurer la valeur efficace, la valeur moyenne et la valeur de crête de la tension d'excitation avec exactitude, un voltmètre d'une exactitude de 0,2 % est recommandé.

4.3.3 Unité d'acquisition de données

Afin de mesurer la valeur efficace, la valeur moyenne et la valeur de crête de la tension d'excitation avec exactitude, la fréquence d'échantillonnage de l'unité d'acquisition de données doit être d'au moins 256 points par cycle, et la résolution doit être d'au moins 12 bits.

4.4 Capteur

4.4.1 Résistance de mesure

L'erreur de la valeur de la résistance de mesure doit être inférieure à 0,1 % (dérive de température de la résistance comprise). L'inductance parasite de la résistance de mesure doit satisfaire à la fois à la Formule (4) et à la Formule (5).

$$L \leq \frac{R}{2 \times \pi \times f} \sqrt{2 \times \delta_a} \quad (4)$$

$$L \leq \frac{R \times \tan(\delta_\varphi)}{2 \times \pi \times f} \quad (5)$$

où

L est l'inductance parasite de la résistance de mesure, en henrys (H);

R est la valeur de la résistance de référence, en ohms (Ω);

δ_a est l'erreur relative admissible de la chute de tension aux bornes de la résistance de mesure à la fréquence d'essai (sans unité);

δ_φ est le déphasage entre la tension aux bornes de la résistance de mesure et le courant à la fréquence d'essai, en radians (rad).

EXEMPLE

Pour $\delta_a = 0,1 \%$, $\delta_\varphi = 4,363 \times 10^{-4} \text{ rad} = 0,025^\circ$, $R = 1 \Omega$, $f = 500 \text{ kHz}$, alors:

$$L \leq \frac{1}{2 \times \pi \times 500 \times 10^3} \sqrt{2 \times 0,001} = 14,2 \text{ nH} \quad (6)$$

$$L \leq \frac{1 \times \tan(0,025^\circ)}{2 \times \pi \times 500 \times 10^3} = 0,139 \text{ nH} \quad (7)$$

Par conséquent, l'inductance parasite de la résistance de mesure à 500 kHz satisfait à $L \leq 0,139 \text{ nH}$.

4.4.2 Transformateur de courant

L'erreur d'amplitude (erreur de rapport) d'un transformateur de courant doit être inférieure à 5 %. Le déphasage (erreur de phase) doit être inférieur à 0,000 436 rad ou $0,025^\circ$.

NOTE L'Article I.3 fournit la justification pour "inférieure à 5 %".

4.5 Autres descriptions

4.5.1 Connecteur intermédiaire

La résistance, l'inductance et la capacité parasites produites par les connecteurs dans le circuit de mesure doivent présenter des erreurs d'amplitude et de phase minimales dans la plage de fréquences de mesure.

Toutes les connexions du circuit doivent être aussi courtes que possible, et l'erreur de phase entre les canaux d'essai doit remplir les conditions de la Formule (8) dans la plage de fréquences de mesure.

Si l'excitation est non sinusoïdale, l'erreur de phase de chaque harmonique doit être prise en compte.

$$\Delta\varphi = \pm \frac{\delta_p}{Q} \quad (8)$$

où

δ_p est l'erreur relative des pertes de puissance, qui est liée au déphasage $\Delta\varphi$;

$Q = \frac{f \times B_m \times H_m}{2 \times P_{cv}}$ est le facteur de qualité de l'échantillon.

NOTE L'Article I.4 fournit la justification de la Formule (8).

EXEMPLE

Pour $\delta_p = \pm 1 \%$, $Q = 5$, alors:

$$\Delta\varphi = \pm \frac{0,01}{5} = \pm 0,002 \text{ rad} \quad (9)$$

4.5.2 Thermostat

Afin de mesurer les propriétés magnétiques à une température donnée, une enceinte thermique doit être utilisée et équipée d'un régulateur thermique avec une erreur de température inférieure à $\pm 2 \text{ }^\circ\text{C}$.

5 Échantillon

5.1 Noyau magnétique

Le noyau utilisé pour le mesurage doit former un circuit magnétique fermé. Pour l'évaluation des caractéristiques du matériau, un noyau toroïdal en poudre magnétique avec un rapport diamètre extérieur/diamètre intérieur inférieur à 2 doit être utilisé. Il est recommandé de prendre en compte les dimensions du noyau toroïdal en poudre magnétique sans chanfrein ni revêtement (diamètre extérieur $\times$ diamètre intérieur $\times$ hauteur): 26,9 mm $\times$ 14,7 mm $\times$ 11,2 mm.

5.2 Enroulement

5.2.1 État de l'enroulement

L'enroulement doit être constitué de fils dont les pertes sont minimales, et il doit être enroulé en une couche la plus proche possible du noyau. Dans le cas d'un noyau toroïdal, les spires doivent être réparties uniformément autour de la circonférence du noyau. Dans le cas d'un noyau non toroïdal, le flux magnétique doit être réparti uniformément dans le noyau. Le connecteur rattaché à l'enroulement d'excitation doit être isolé et l'isolation ne doit pas avoir été endommagée.

La fréquence de résonance propre de l'échantillon doit être au moins égale à 10 fois la fréquence de mesure, de sorte que l'influence de la capacité parasite de l'enroulement sur les résultats d'essai soit faible.

NOTE L'Article I.5 fournit des informations supplémentaires.

5.2.2 Enroulement double

Un enroulement double ou bifilaire parallèle est privilégié pour le mesurage des pertes dans le noyau. L'enroulement double est constitué d'un enroulement d'excitation et d'un enroulement de détection de tension. Le coefficient de couplage entre l'enroulement d'excitation et l'enroulement de détection de tension doit être aussi élevé que possible, ce qui représente un défi en raison de la faible perméabilité du matériau des noyaux en poudre.

5.2.3 Enroulement simple

Si l'instrument de mesure ne peut pas mesurer la propriété magnétique de l'échantillon à enroulement double, un échantillon à enroulement simple peut être utilisé. Si les pertes dans l'enroulement de l'échantillon sont très faibles par rapport aux pertes dans le noyau, les pertes dans l'enroulement peuvent être ignorées. Dans le cas contraire, il convient de prendre des mesures pour déduire les pertes dans l'enroulement. Les mesures recommandées sont les suivantes:

- a) Lorsque l'excitation est à tension sinusoïdale et que le diamètre de fil est inférieur à deux fois la profondeur de pénétration (effet de peau) qui correspond à la fréquence d'essai, la résistance en courant alternatif est approximativement égale à la résistance en courant continu. La profondeur de pénétration est calculée à l'aide de la Formule (10), et les pertes dans l'enroulement sont estimées à l'aide de la Formule (11).

$$d = \sqrt{\frac{1}{\mu_0 \times \mu_r \times \gamma \times \pi \times f}} \quad (10)$$

$$P_w = I_{rms}^2 \times R_{dc} \quad (11)$$

où

d est la profondeur de pénétration, en mètres (m);

μ_r est la perméabilité relative du fil;

γ est la conductivité du fil, en siemens/mètre (S/m);

I_{rms} est la valeur efficace du courant magnétisant, en ampères (A);

R_{dc} est la résistance en courant continu de l'enroulement de l'échantillon, en ohms (Ω);

- b) Lorsque l'excitation est à tension sinusoïdale et que le diamètre de fil est supérieur à deux fois la profondeur de pénétration, la résistance en courant alternatif et les pertes dans l'enroulement sont estimées à l'aide de la Formule (12) et de la Formule (13).

$$R_{ac} = \frac{D^2}{4d(D-d)} \times R_{dc} \quad (12)$$

$$P_w = I_{rms}^2 \times R_{ac} \quad (13)$$

où

D est le diamètre du conducteur d'enroulement, en mètres (m);

d est la profondeur de pénétration pour l'effet de peau, en mètres (m);

I_{rms} est la valeur efficace du courant magnétisant, en ampères (A);

R_{ac} est la résistance en courant alternatif de l'enroulement, en ohms (Ω);

- c) Lorsque l'excitation est à tension rectangulaire, les pertes dans l'enroulement peuvent être estimées à partir d'une analyse harmonique par transformation de Fourier rapide (TFR) pour la propriété linéaire des pertes dans l'enroulement. Les formules sont la Formule (14) et la Formule (15).

$$i(t) = \sum_{k=1}^n I_{rmsk} \times \sqrt{2} \cos(k \times 2 \times \pi \times f \times t + \varphi_k) \quad (14)$$

$$P_w = \sum_{k=1}^n I_{rmsk}^2 \times R_{ack} \quad (15)$$

où

$i(t)$ est la valeur instantanée du courant d'excitation, en ampères (A);

I_{rmsk} est la valeur efficace du courant à la k^e fréquence harmonique, en ampères (A);

φ_k est la phase initiale du courant à la k^e fréquence harmonique, en radians (rad);

R_{ack} est la résistance en courant alternatif à la k^e fréquence harmonique, en ohms (Ω).

Il est recommandé de choisir n de telle sorte que l'amplitude de la fréquence du n^e harmonique corresponde à 1 % de l'amplitude de la fréquence fondamentale;

- d) Lorsqu'un échantillon à noyau toroïdal est évalué et que les spires de l'enroulement sont enroulées de façon uniforme, la résistance en courant alternatif de l'enroulement pour chaque harmonique peut être soumise à l'essai avec un analyseur d'impédance ou un instrument de mesure LCR en utilisant un échantillon à noyau d'air qui possède le même enroulement que le noyau toroïdal.

5.3 Montage de l'échantillon

En raison de l'effet des fuites magnétiques à haute fréquence en provenance de l'échantillon sur les objets métalliques externes à proximité, la distance entre l'échantillon et les objets métalliques doit être suffisante pour que les objets métalliques à proximité aient peu d'influence sur le mesurage.

Lors du choix d'un enroulement pour le mesurage des pertes de puissance, l'important est de réduire le plus possible les pertes dans l'enroulement. Lors du choix d'un enroulement pour le mesurage de la perméabilité, l'important est d'éviter l'influence de la fréquence de résonance propre.

5.4 Paramètres de l'échantillon

La section effective A_e , la longueur effective du circuit magnétique l_e et le volume effectif V_e d'un échantillon d'essai doivent être tels qu'indiqués dans l'article ou le paragraphe correspondant de l'IEC 63182-2.

6 Conditions de mesure

6.1 Mise en pratique

Étant donné qu'il n'est pas envisageable pour les fabricants de soumettre les noyaux à l'essai pour chacune des innombrables conditions d'application possibles qui peuvent être utilisées, les essais de qualification de la production chez le fabricant visent à vérifier la cohérence des performances et la conformité aux spécifications, sans nécessairement reproduire les conditions d'application de la partie soumise à l'essai. Cela explique pourquoi les utilisateurs ne peuvent pas nécessairement appliquer les conditions d'essai de leur application pour vérifier si les noyaux en poudre satisfont aux spécifications fixées par accord. Dans les cas particuliers où une condition d'essai définie est essentielle, il convient que cela fasse l'objet d'un accord entre fournisseurs et utilisateurs dans une spécification particulière.

Les conditions, les méthodes et les procédures de mesure doivent être choisies de telle sorte que les résultats mesurés permettent de prévoir les performances des noyaux dans les conditions d'utilisation réelles. Cependant, les conditions de mesure (en particulier les conditions relatives à l'excitation) n'ont pas à être parfaitement cohérentes avec les conditions d'utilisation réelles.

6.2 Paramètres effectifs

En raison de la répartition inégale du champ magnétique dans les noyaux en poudre, les essais du présent document mesurent les paramètres de performance effective nette des noyaux en poudre magnétique.

6.3 État magnétique du mesurage

Les échantillons doivent être mesurés dans des conditions magnétiques stables et répétables. La rémanence et les effets temporels des matériaux doivent être supprimés. Tout mesurage doit être effectué après $t_m = t_C + \Delta t$, où t_C est la période de la forme d'onde d'excitation (1/fréquence), et Δt est l'intervalle nécessaire pour que le point de fonctionnement devienne stable. Autrement dit, il convient d'attendre que le circuit d'essai se stabilise, plus un cycle.

7 Méthodes d'essai des pertes de puissance

7.1 Récapitulatif

Les méthodes d'essai des pertes de puissance comprennent trois classifications: la méthode avec alimentation en courant alternatif, la méthode avec alimentation en courant continu et la méthode calorimétrique.

La méthode avec alimentation en courant alternatif peut être utilisée pour mesurer les pertes de puissance dans les noyaux en poudre magnétique sous excitation arbitraire en courant alternatif et obtenir les pertes en utilisant un wattmètre en courant alternatif. Une source d'excitation en courant alternatif qui présente à la fois une haute fréquence et une capacité de puissance élevée est généralement exigée. Étant donné que l'angle d'impédance de l'échantillon avec noyau en poudre magnétique est très proche de 90° , une minuscule erreur de phase entre les canaux de détection de tension et de détection de courant peut entraîner une importante erreur de pertes de puissance.

La méthode avec alimentation en courant continu peut être utilisée pour mesurer les pertes de puissance dans les noyaux en poudre magnétique de manière plus appropriée, à l'aide d'une excitation à tension rectangulaire ou MLI avec un rapport cyclique ajustable. Une source de tension continue constante et un onduleur en courant continu/alternatif sont nécessaires pour fournir une excitation à tension MLI à l'échantillon, et pour obtenir les pertes en utilisant seulement un wattmètre en courant continu. L'exactitude de mesure est faussée par les pertes de puissance supplémentaires dans l'onduleur en courant continu/alternatif; les pertes de puissance supplémentaires peuvent être exclues ou étalonnées par quelques mesures.

La méthode calorimétrique peut être utilisée pour mesurer les pertes de puissance dans l'échantillon sous excitation arbitraire et obtenir les pertes en soumettant à l'essai la dissipation thermique ou l'échauffement dans le calorimètre. Cependant, le processus de mesure est long et fastidieux.

Les applications de ces trois méthodes sont décrites dans le Tableau 1. Le fabricant consulte le client au sujet de la méthode à utiliser.

Tableau 1 – Comparaisons des méthodes de mesure des pertes de puissance

Méthode de mesure	Tension d'excitation	Source exigée	Séparation des pertes dans la source	Séparation des pertes dans l'enroulement	Influence de l'angle d'impédance	Influence de la fréquence	Annexe
Méthode avec alimentation en courant alternatif	arbitraire	haute fréquence et capacité de puissance élevée en courant alternatif	non	oui (avec enroulements doubles)	oui	oui	Annexe A
Méthode avec alimentation en courant continu	rectangulaire ou MLI	tension constante en courant continu	oui	non	non	oui	Annexe B
Méthode calorimétrique	arbitraire	quelconque	non	non	non	non	Annexe C

7.2 Méthode avec alimentation en courant alternatif

Une source d'excitation en courant alternatif à haute fréquence est utilisée et exerce un champ magnétique exigé sur l'échantillon à travers l'enroulement d'excitation; les valeurs instantanées de la tension et du courant d'excitation sont échantillonnées, et la valeur moyenne du produit de la tension et du courant d'excitation sur un seul cycle correspond aux pertes de puissance. Le processus de mesure détaillé est donné à l'Annexe A.

7.3 Méthode avec alimentation en courant continu

La sortie d'une source de tension en courant continu est utilisée et convertie en tension MLI exigée par un onduleur en courant continu/alternatif, puis appliquée à l'échantillon. La puissance de sortie de la tension en courant continu est mesurée pour obtenir les pertes de puissance dans l'échantillon en excluant ou en étalonnant les pertes de puissance supplémentaires dans l'onduleur. Le processus de mesure détaillé est donné à l'Annexe B.

7.4 Méthode calorimétrique

La méthode calorimétrique consiste à obtenir la dissipation thermique des pertes de puissance dans l'échantillon en mesurant l'échauffement du calorimètre. Elle peut être utilisée pour mesurer les pertes de puissance sous aucune excitation arbitraire. Le processus de mesure détaillé est donné à l'Annexe C.

8 Méthodes d'essai de la perméabilité effective

8.1 Récapitulatif

Le rapport de l'induction magnétique de crête sur l'intensité du champ magnétique, qui correspond à la perméabilité effective, doit être mesuré dans des conditions données d'excitation de la forme d'onde du courant ou de la tension, de fréquence et de température. Les méthodes d'essai sont la méthode des grands signaux en courant alternatif, la méthode d'impédance et la méthode des impulsions.

Le coefficient de température est donné par la Formule (16). Il s'agit du rapport entre la différence de perméabilité à deux températures différentes et la perméabilité à l'une de ces températures (température de référence), par °C. Le coefficient de fréquence est donné par la Formule (17). Il s'agit du rapport entre la perméabilité à une fréquence définie et la perméabilité à une fréquence de référence, exprimée en pourcentage. La caractéristique de polarisation en courant continu est donnée par la Formule (18). Il s'agit du rapport entre la perméabilité à un niveau défini de polarisation appliquée en courant continu et la perméabilité sans polarisation en courant continu, exprimé en pourcentage. Le coefficient de température, le coefficient de fréquence et la caractéristique de polarisation en courant continu peuvent être mesurés à l'aide des méthodes d'essai pour la perméabilité effective.

$$\alpha_{\mu} = \frac{\mu_{\theta} - \mu_{\theta \text{ ref}}}{\mu_{\theta \text{ ref}} \times (\theta - \theta_{\text{ref}})} \quad (16)$$

$$k_f = \frac{\mu_f}{\mu_{f \text{ ref}}} \times 100 \quad (17)$$

$$k_{\text{DCB}} = \frac{\mu_{\text{DC}}}{\mu_{\text{no_DC}}} \times 100 \quad (18)$$

où

α_{μ} est le coefficient de température de perméabilité, en 1/°C;

θ est la température;

θ_{ref} est la température de référence;

k_f est le coefficient de fréquence de perméabilité;

k_{DCB} est la caractéristique de polarisation en courant continu de perméabilité;

μ_{θ} est la perméabilité du noyau en poudre magnétique à différentes températures;

$\mu_{\theta \text{ ref}}$ est la perméabilité du noyau en poudre magnétique à une température de référence, par exemple 20 °C;

μ_f est la perméabilité du noyau en poudre magnétique excité par les tensions sinusoïdales de différentes fréquences;

$\mu_{f \text{ ref}}$ est la perméabilité du noyau en poudre magnétique excité par la tension sinusoïdale de la fréquence de référence;

μ_{DC} est la perméabilité du noyau en poudre magnétique avec application d'un courant de polarisation continu;

$\mu_{\text{no_DC}}$ est la perméabilité du noyau en poudre magnétique sans polarisation en courant continu.

Une source d'excitation à haute fréquence et à capacité de puissance élevée est exigée lorsque la perméabilité effective avec une valeur B_m plus élevée est mesurée par la méthode des grands signaux en courant alternatif. Le temps de mesure peut être plus long et cela peut provoquer un échauffement significatif de l'enroulement d'excitation. Lorsque la perméabilité effective avec une polarisation en courant continu plus importante est mesurée par la méthode d'impédance un courant de polarisation continu élevé provoque également un échauffement significatif de l'enroulement en raison d'un temps de mesure plus long. Cependant, le temps de mesure de la perméabilité effective par la méthode de mesure par impulsions est beaucoup plus court, la perméabilité effective avec une valeur B_m plus élevée et une polarisation en courant continu plus importante peut donc être mesurée de façon plus pratique avec la méthode de mesure par impulsions.

8.2 Méthode des grands signaux en courant alternatif

Une source d'excitation à haute fréquence exerce un champ magnétique donné sur l'échantillon à travers l'enroulement d'excitation. Les valeurs instantanées de l'induction magnétique et de l'intensité de champ magnétique sont déterminées par échantillonnage des valeurs instantanées de la tension induite et du courant magnétisant, puis par déduction du cycle B-H. La ligne qui relie chaque point de valeur de crête du cycle B-H pour chaque intensité de champ magnétique de crête différente forme la courbe d'aimantation. La perméabilité effective peut ensuite être obtenue à partir de la courbe d'aimantation. Lorsque la fréquence d'excitation est suffisamment basse, le cycle d'hystérésis et la courbe d'aimantation peuvent être considérés respectivement comme le cycle B-H en courant continu ou statique et la 1^{ère} courbe d'aimantation. Le processus de mesure détaillé est donné à l'Annexe D.

8.3 Méthode d'impédance

L'échantillon est modélisé par un modèle de résistance et d'inductance en série. L'inductance de l'échantillon sous polarisation en courant continu et excitation sinusoïdale par petits signaux est mesurée à l'aide d'un analyseur d'impédance ou d'un instrument de mesure LCR. La perméabilité effective est calculée à partir de l'inductance. Le processus de mesure détaillé est donné à l'Annexe E.

8.4 Méthode des impulsions

Un grand condensateur est préalablement chargé à la tension d'excitation souhaitée. L'excitation par impulsions est appliquée à l'échantillon lorsque le condensateur est déchargé à travers l'échantillon. La perméabilité effective est calculée en échantillonnant la valeur instantanée de la tension et du courant d'excitation. Le processus de mesure détaillé est donné à l'Annexe F.

9 Méthode d'essai de la perméabilité effective complexe

Le modèle de circuit de l'échantillon est équivalent à l'impédance complexe. Il est mesuré à l'aide d'un analyseur d'impédance ou d'un instrument de mesure LCR. La perméabilité effective complexe peut alors être calculée par l'impédance complexe. Le processus de mesure détaillé est donné à l'Annexe E.

10 Méthode d'essai du facteur de qualité (Q)

Le facteur de qualité désigne le rapport entre l'énergie magnétique de crête stockée et les pertes de puissance consommées dans l'échantillon excité par le champ magnétique à une fréquence spécifiée. Le facteur de qualité d'une combinaison noyau-bobine spécifique peut être mesuré par la méthode avec alimentation en courant alternatif. Le processus de mesure détaillé est donné à l'Annexe A.

NOTE Le facteur de qualité est directement influencé par le calibre, les spires et la configuration exacte de la bobine de l'enroulement. Les noyaux en poudre seuls ne possèdent pas de facteurs de qualité intrinsèques. L'objet des essais est souvent de déterminer l'influence de la variabilité du noyau sur la variabilité du facteur Q mesuré d'une bobine définie.

11 Vérification de l'exactitude de mesure

Étant donné que les pertes de puissance dans un inducteur à noyau d'air sont uniquement des pertes dans l'enroulement, la résistance en courant alternatif correspondante est linéaire et peut être soumise à l'essai de manière précise à l'aide d'un analyseur d'impédance. La perméabilité effective de l'inducteur à noyau d'air correspond exactement à la perméabilité du vide, μ_0 . Par conséquent, l'inducteur à noyau d'air est introduit dans le présent document comme une méthode d'étalonnage de l'instrument d'essai et de vérification de l'exactitude des essais des propriétés magnétiques. Les détails sont donnés à l'Annexe G.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 63300:2023

Annexe A (informative)

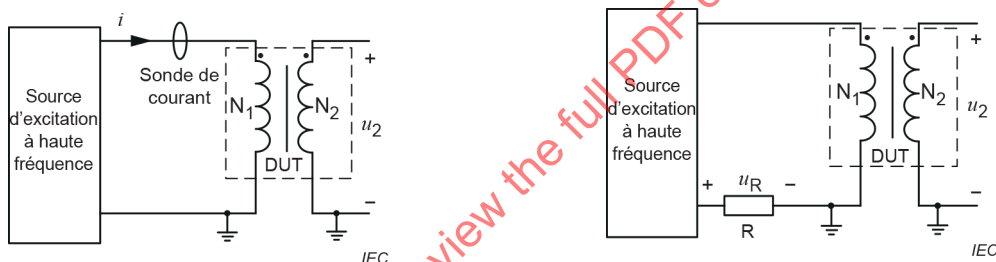
Méthode avec alimentation en courant alternatif

A.1 Vue d'ensemble

L'Annexe A traite de la méthode avec alimentation en courant alternatif pour le mesurage des pertes dans le noyau. La tension aux bornes de l'enroulement de détection et la tension aux bornes de la résistance de mesure ou le courant dans l'enroulement d'excitation sont échantillonnés par l'enregistreur de données pour obtenir les pertes de puissance dans les noyaux en poudre magnétique. La tension d'excitation de l'échantillon à soumettre à l'essai peut être une tension alternative arbitraire. La polarisation en courant continu peut également être appliquée. L'application de la polarisation en courant continu est décrite à l'Annexe H.

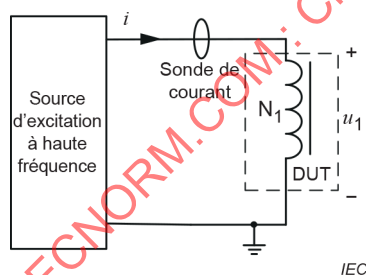
A.2 Schéma du circuit de base

Le circuit de base de la méthode avec alimentation en courant alternatif est représenté à la Figure A.1.

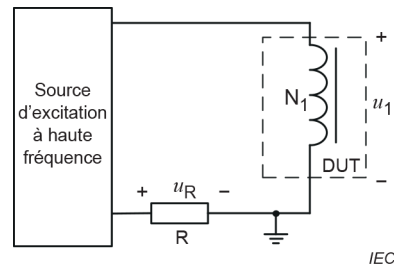


a) Échantillon avec enroulement double et sonde de courant pour la mesure du courant d'excitation

b) Échantillon avec enroulement double et résistance pour la mesure du courant d'excitation



c) Échantillon avec enroulement simple et sonde de courant pour la mesure du courant d'excitation



d) Échantillon avec enroulement simple et résistance pour la mesure du courant d'excitation

Légende

Composants et variables

R	résistance de détection de courant
N_1	enroulement d'excitation
N_2	enroulement de détection de tension
i	valeur instantanée du courant dans l'enroulement d'excitation, en ampères (A)
u_2	valeur instantanée de la tension induite sur l'enroulement de détection de tension, en volts (V)
u_1	valeur instantanée de la tension d'excitation sur l'enroulement d'excitation, en volts (V)
u_R	tension au niveau de la résistance de détection de courant R , en volts (V)

Figure A.1 – Schéma de la méthode avec alimentation en courant alternatif

A.3 Dispositif de mesure

A.3.1 Source d'excitation à haute fréquence

La source de tension d'excitation à haute fréquence peut être une source de tension en courant alternatif ou un onduleur en courant continu/alternatif.

A.3.2 Enroulement d'excitation N_1 et enroulement de détection de tension N_2

Le nombre de spires de l'enroulement d'excitation N_1 est défini en fonction de la fréquence et de l'induction magnétique exigées, ainsi que des capacités de tension et de courant de la source d'excitation. Il est recommandé que le nombre de spires de l'enroulement de détection de tension N_2 soit égal à celui de l'enroulement d'excitation N_1 et qu'il s'agisse d'un enroulement bifilaire; le diamètre de fil de l'enroulement de détection de tension N_2 peut être très faible.

A.3.3 Résistance de mesure R

Il s'agit d'une résistance non inductive dont la valeur est déterminée par l'amplitude du courant mesuré qui doit satisfaire aux exigences de puissance, ainsi qu'à la tolérance sur la résistance et à la limite d'inductance parasite définie en 4.4.1. Un shunt coaxial peut également être utilisé.

A.3.4 Enregistreur de données

L'enregistreur de données doit satisfaire aux exigences de fréquence d'échantillonnage et de résolution indiquées en 4.3.3.

A.4 Procédure d'essai

La procédure d'essai est la suivante:

- connecter le circuit de mesure conformément à la Figure A.1 a), b), c) ou d);
- la tension induite sur l'enroulement de détection de tension et la tension sur la résistance de mesure ou la tension et le courant d'excitation sur l'enroulement d'excitation sont échantillonnés par l'enregistreur de données.

A.5 Principe de mesure

Les pertes de puissance dans le noyau magnétique sont définies selon la Formule (A.1).

$$P_c = \frac{W_{\text{core}}}{T_S} = \frac{A_e \times I_e}{T_S} \times \int_{t=0}^{t=T_S} H(t) \cdot dB(t) \quad (\text{A.1})$$

où

W_{core} est l'échauffement par effet Joule d'un matériau magnétique dont l'aimantation s'effectue sur une période T_S , en joules (J);

$H(t)$ est la valeur instantanée de l'intensité de champ magnétique, en ampères par mètre (A/m);

$B(t)$ est la valeur instantanée de l'induction magnétique, en teslas (T).

Selon le théorème d'ampère, l'intensité de champ magnétique instantanée est calculée par la Formule (A.2).

$$H(t) = \frac{N_1 \cdot i(t)}{l_e} \quad (\text{A.2})$$

où

$i(t)$ est la valeur instantanée du courant d'excitation, en ampères (A).

Si l'échantillon comporte un enroulement simple (voir Figure A.1 c) et d)), la tension aux bornes de l'échantillon est calculée par la Formule (A.3).

$$u_1(t) = i(t) \times R_{\text{copper}} + N_1 \times A_e \times \frac{dB(t)}{dt} \quad (\text{A.3})$$

où

$u_1(t)$ est la valeur instantanée de la tension d'excitation, en volts (V);

R_{copper} est la résistance équivalente des pertes dans l'enroulement, en ohms (Ω).

Si $i(t) \times R_{\text{copper}}$ est très faible et peut être ignoré, alors:

$$dB(t) = \frac{1}{N_1 \times A_e} u_1(t) \times dt \quad (\text{A.4})$$

Par conséquent, la densité des pertes de puissance dans un noyau à enroulement simple est calculée à l'aide de la Formule (A.5), qui inclut les pertes dans l'enroulement de l'échantillon.

$$P_{\text{cv}} = \frac{P_c}{V_e} = \frac{1}{T_S} \int_{t=0}^{t=T_S} H(t) \times dB(t) = \frac{1}{T_S \times V_e} \int_{t=0}^{t=T_S} u_1(t) \times i(t) dt \quad (\text{A.5})$$

Si l'échantillon comporte un enroulement double, les pertes de puissance mesurées ne comprennent pas les pertes dans l'enroulement (voir Figure A.1 a) et b)). Le calcul de la densité des pertes de puissance est donné par la Formule (A.6).

$$P_{\text{cv}} = \frac{1}{T_S \times V_e} \times \frac{N_1}{N_2} \int_{t=0}^{t=T_S} u_2(t) \times i(t) dt \quad (\text{A.6})$$

A.6 Analyse des erreurs

Selon la formule de calcul des pertes de puissance, la Formule (A.7) pour l'erreur relative peut être obtenue lorsque la tension d'excitation est sinusoïdale.

$$\left| \frac{\Delta P}{P} \right| = \left| \frac{\Delta U_{\text{rms}}}{U_{\text{rms}}} \right| + \left| \frac{\Delta I_{\text{rms}}}{I_{\text{rms}}} \right| + |\tan \varphi \cdot \Delta \varphi| \quad (\text{A.7})$$

L'erreur relative se compose de trois parties:

- a) l'erreur relative de la tension en valeur efficace;
- b) l'erreur relative du courant en valeur efficace;
- c) le produit de l'erreur de déphasage $\Delta\varphi$ et de la tangente de l'angle d'impédance φ ou la différence de phase entre la tension et le courant mesurés.

A.7 Points à prendre en compte

A.7.1 Erreur de mesure

Lorsque l'angle d'impédance de l'échantillon est très proche de 90° , comme tel est le cas pour les noyaux en poudre de faible perméabilité, la tangente de l'angle d'impédance tend vers une valeur élevée; par conséquent, même une faible erreur de déphasage entraîne une erreur de mesure importante des pertes dans le noyau. Par exemple, par rapport à une erreur de mesure des pertes dans le noyau due à un angle de phase de 85° , l'erreur est 5 fois plus élevée à un angle d'impédance de 89° , 10 fois plus élevée à un angle d'impédance de $89,5^\circ$ et 50 fois plus élevée à un angle d'impédance de $89,9^\circ$.

A.7.2 Déduction des pertes dans l'enroulement

Lorsque l'échantillon est enroulé avec un enroulement simple, les pertes dans l'enroulement doivent être évaluées et exclues (comme cela est expliqué en 5.2.3).

A.8 Méthodes d'essai spécifiques

A.8.1 Méthode de l'analyseur B-H

La méthode de l'analyseur B-H est en principe équivalente à la méthode avec alimentation en courant alternatif. Elle calcule l'induction magnétique et l'intensité de champ magnétique en échantillonnant le courant d'excitation et la tension induite avec l'enregistreur de données, puis détermine le cycle B-H et les pertes de puissance.

NOTE Si les canaux d'échantillonnage de la tension et du courant de l'analyseur B-H sont reliés à une terre commune, les bornes en pointillés de l'enroulement d'excitation et de l'enroulement de détection de tension sont connectées (voir Figure A.1). Dans le cas contraire, cela entraîne une erreur de mesure due à l'effet de la capacité interenroulements.

A.8.2 Méthode de l'analyseur de puissance

La méthode de l'analyseur de puissance utilise l'échantillonnage de la tension induite et du courant d'excitation avec l'enregistreur de données, et la valeur moyenne des produits de la tension induite et du courant d'excitation sur un cycle correspond aux pertes de puissance.

NOTE Pour les analyseurs de puissance avec canaux d'échantillonnage isolés, la connexion des bornes en pointillés n'entraîne pas d'erreur de mesure supplémentaire. Pour les analyseurs de puissance avec canaux d'échantillonnage non isolés, les bornes en pointillés de l'enroulement d'excitation et de l'enroulement de détection de tension sont connectées comme cela est représenté sur la Figure A.1, afin de réduire l'effet de la capacité interenroulements.

A.8.3 Méthode de compensation réactive capacitive

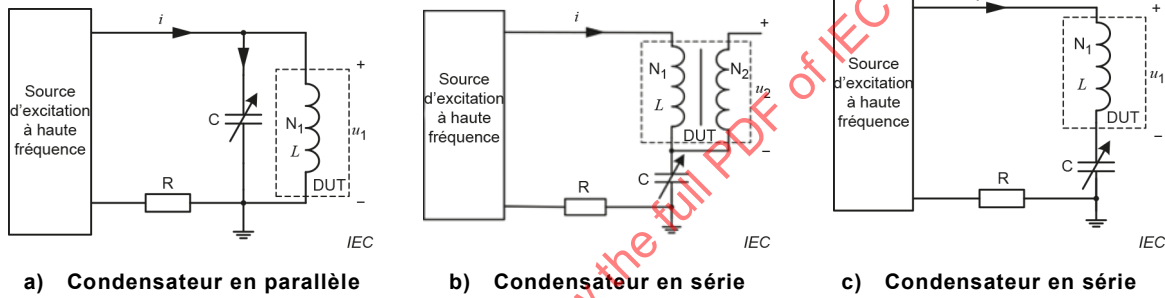
La méthode de compensation réactive capacitive utilise la puissance réactive capacitive d'un condensateur de compensation pour compenser la puissance réactive inductive de l'échantillon, afin de réduire la différence de phase entre le courant soumis à l'essai et la tension, ce qui permet de réduire l'erreur de mesure des pertes de puissance par la méthode avec alimentation en courant alternatif. La méthode de compensation réactive permet également de réduire les exigences de puissance d'excitation pour la tension ou le courant. Les circuits de la méthode de compensation réactive sont représentés à la Figure A.2 et les diagrammes vectoriels sont représentés à la Figure A.3. Le calcul des pertes de puissance dans les noyaux est donné par la Formule (A.8).

Pour la compensation avec condensateur en parallèle, comme cela est représenté à la Figure A.2 a), le courant assigné de la source d'excitation peut être réduit, tandis que pour la compensation avec condensateur en série, comme cela est représenté à la Figure A.2 b) et c), la tension assignée de la source d'excitation peut être réduite. Pour la compensation avec condensateur en série, le DUT peut être un enroulement simple ou un enroulement double. Lorsque le DUT est un enroulement simple, les pertes dans l'enroulement doivent être prises en compte; lorsque le DUT est un enroulement double, les spires de l'enroulement d'excitation et de l'enroulement de détection de tension doivent être identiques. Pour la compensation avec condensateur en parallèle, le DUT est uniquement un enroulement simple.

$$P_{cv} = \frac{1}{T_S \times V_e} \times \int_{t=0}^{t=T_S} u_1(t) \times i(t) \cdot dt \quad (\text{A.8})$$

où

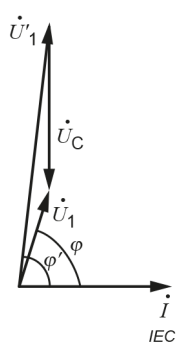
$u_1(t)$ est la valeur instantanée de la tension, en volts (V).



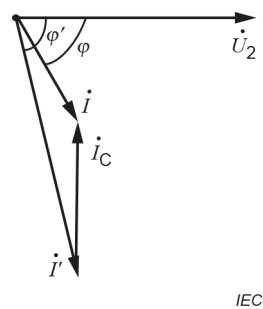
Légende

- R résistance de détection de courant
- N_1 enroulement d'excitation
- N_2 enroulement d'induction
- C condensateur de compensation
- L inductance de l'enroulement d'excitation, en henrys (H)
- i valeur instantanée du courant dans l'enroulement d'excitation, en ampères (A)
- i_C courant dans le condensateur de compensation, en ampères (A)
- u_1 valeur instantanée de la tension d'excitation sur l'enroulement d'excitation, en volts (V)

Figure A.2 – Schéma de circuits de compensation de puissance réactive du condensateur



a) Condensateur en parallèle



b) Condensateur en série

Légende

ϕ' angle de phase entre le courant soumis à l'essai et la tension sans compensation

ϕ angle de phase entre le courant soumis à l'essai et la tension avec compensation

i vecteur du courant d'excitation sans condensateur en parallèle

i' vecteur du courant d'excitation avec condensateur en parallèle

i_c vecteur du courant dans le condensateur en parallèle

$\dot{U}_1$ vecteur de la tension d'excitation avec condensateur en série

$\dot{U}_1'$ vecteur de la tension d'excitation sans condensateur en série

$\dot{U}_2$ vecteur de la tension induite

NOTE Un condensateur de compensation réactive contribue à ses propres pertes; un condensateur avec des pertes négligeables par rapport au DUT à la fréquence d'essai est donc utilisé. En variante, les pertes dans le condensateur sont déduites en fonction de sa résistance-série équivalente (ESR) et de sa résistance parallèle équivalente (EPR).

Figure A.3 – Diagramme vectoriel de compensation de puissance réactive du condensateur

A.9 Mesurage du facteur de qualité (Q)

Le facteur de qualité peut être mesuré par la méthode avec alimentation en courant alternatif. Les circuits de mesure sont connectés selon la Figure A.1 a) et b). Le facteur de qualité Q est calculé selon la Formule (A.9).

$$Q = \frac{f \times B_m \times H_m}{2 \times P_{cv}} \quad (\text{A.9})$$

Annexe B (informative)

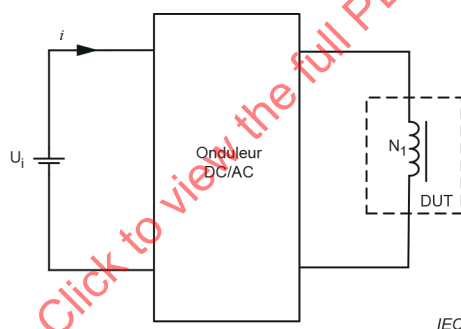
Méthode avec alimentation en courant continu

B.1 Vue d'ensemble

L'Annexe B traite de la méthode avec alimentation en courant continu pour mesurer les pertes dans le noyau sous excitation à tension rectangulaire/MLI. À travers un circuit d'onduleur en courant continu/alternatif, la tension en courant continu est inversée en une tension rectangulaire/MLI souhaitée qui est appliquée à l'échantillon à soumettre à l'essai. Les pertes dans le DUT sont obtenues en mesurant la puissance active de sortie de la source de tension en courant continu. La méthode avec alimentation en courant continu peut être utilisée pour mesurer les pertes dans le noyau sous excitation à tension rectangulaire/MLI polarisée ou non polarisée en courant continu. L'application de la polarisation en courant continu est décrite à l'Annexe H.

B.2 Schéma du circuit de base

Le circuit de base de la méthode avec alimentation en courant continu est représenté à la Figure B.1.



Légende

- U_i source de tension en courant continu
- Onduleur DC/AC onduleur avec circuit en pont complet ou circuit en demi-pont
- i valeur du courant d'entrée, en ampères (A)
- N_1 enroulement d'excitation

Figure B.1 – Schéma de la méthode d'instrument de mesure en courant continu

B.3 Dispositif de mesure

B.3.1 Source de tension en courant continu U_i

Une source de tension continue avec une puissance appropriée et une tension stable doit être utilisée.

B.3.2 Onduleur en courant continu/alternatif

Un onduleur en pont complet ou en demi-pont peut être utilisé.

B.3.3 Enroulement d'excitation N_1

Le nombre de spires de l'enroulement d'excitation N_1 est défini en fonction de la fréquence et de l'induction magnétique exigées, ainsi que de la capacité de puissance de la source en courant continu. Le diamètre de fil de l'échantillon est défini en fonction de l'amplitude du courant d'excitation.

B.3.4 Ampèremètre en courant continu et voltmètre en courant continu pour le mesurage de la valeur moyenne

L'erreur de mesure doit être inférieure à 0,1 % pour déterminer la valeur moyenne à la fréquence d'essai.

B.4 Procédure d'essai

La procédure d'essai est la suivante:

- le circuit de mesure est connecté selon la Figure B.1;
- la tension de la source de tension continue et la composante continue du courant d'entrée sont mesurées par le voltmètre en courant continu et l'ampèremètre en courant continu pour les valeurs moyennes. La tension d'excitation est surveillée par rapport à l'induction magnétique exigée.

B.5 Principe de mesure

La source d'excitation en courant continu U_i est convertie en tension d'excitation rectangulaire/MLI appliquée à l'échantillon par un circuit d'onduleur en courant continu/alternatif. La puissance de sortie de la source d'excitation en courant continu U_i est égale à la puissance totale consommée par le circuit d'onduleur et l'échantillon. Elle est calculée à l'aide de la Formule (B.1) et de la Formule (B.2). Étant donné que la source de tension d'excitation fournit un courant continu, seule la composante continue du courant de sortie i_i est mesurée pour obtenir la puissance de sortie de la source d'excitation. Ainsi, l'influence de l'angle d'impédance sur l'erreur de perte de puissance dans la méthode avec alimentation en courant alternatif peut être évitée. La composante continue du courant de sortie i_i peut être aisément mesurée avec une exactitude satisfaisante.

$$P_{in} = U_i \times I_{i_DC} \quad (B.1)$$

$$P_{in} = P_{inverter} + P_c + P_w \quad (B.2)$$

où

- P_{in} est la puissance active de sortie de la source d'excitation en courant continu U_i , en watts (W);
- $P_{inverter}$ représente les pertes supplémentaires dans l'onduleur, en watts (W);
- P_c représente les pertes dans le noyau de l'échantillon, en watts (W);
- P_w représente les pertes dans l'enroulement de l'échantillon, en watts (W);
- U_i est la tension d'entrée de la source d'excitation en courant continu, en volts (V);
- I_{i_DC} est la composante continue ou la valeur moyenne du courant d'entrée i_i , en ampères (A).

Si P_{inverter} est relativement faible par rapport à P_c , la puissance de sortie de la source d'excitation en courant continu correspond aux pertes de puissance dans l'échantillon.

B.6 Points à prendre en compte

B.6.1 Pertes dans l'onduleur

P_{inverter} doit être aussi faible que possible. Elle peut également être exclue par le calcul théorique des pertes dans l'onduleur ou par la procédure d'étalonnage avec l'inducteur à noyau d'air. La procédure spécifique est la suivante:

- le circuit d'onduleur en courant continu/alternatif est optimisé pour réduire le plus possible les pertes par le fabricant de l'instrument d'essai. Par exemple, les commutateurs et les diodes avec une plus faible résistance à l'état passant et les condensateurs avec une plus faible ESR sont choisis pour réduire les pertes par conductions dans le circuit d'onduleur en courant continu/alternatif. La stratégie de commande est conçue pour faire fonctionner les commutateurs en mode de commutation à tension nulle (ZVS) afin de réduire les pertes à la mise en marche des commutateurs;
- afin d'améliorer davantage la précision, P_{inverter} peut également être exclue d'après une formule théorique en fonction de l'amplitude de la tension, de l'amplitude du courant et de la fréquence.

Les pertes dans un inducteur à noyau d'air, qui peuvent être mesurées avec précision par un analyseur d'impédance précis (voir Annexe G), sont mesurées à l'aide de la méthode avec alimentation en courant continu. La valeur P_{inverter} pour différentes tensions et fréquences d'excitation peut alors être obtenue d'après la Formule (B.1) et la Formule (B.2). La formule théorique de P_{inverter} peut être adaptée en fonction des tensions, des courants et des fréquences d'excitation à l'aide de la méthode d'ajustement des données numériques.

B.6.2 Déduction des pertes dans l'enroulement

Les pertes dans l'enroulement sont déduites selon les méthodes données en 5.2.3.

Annexe C (Informative)

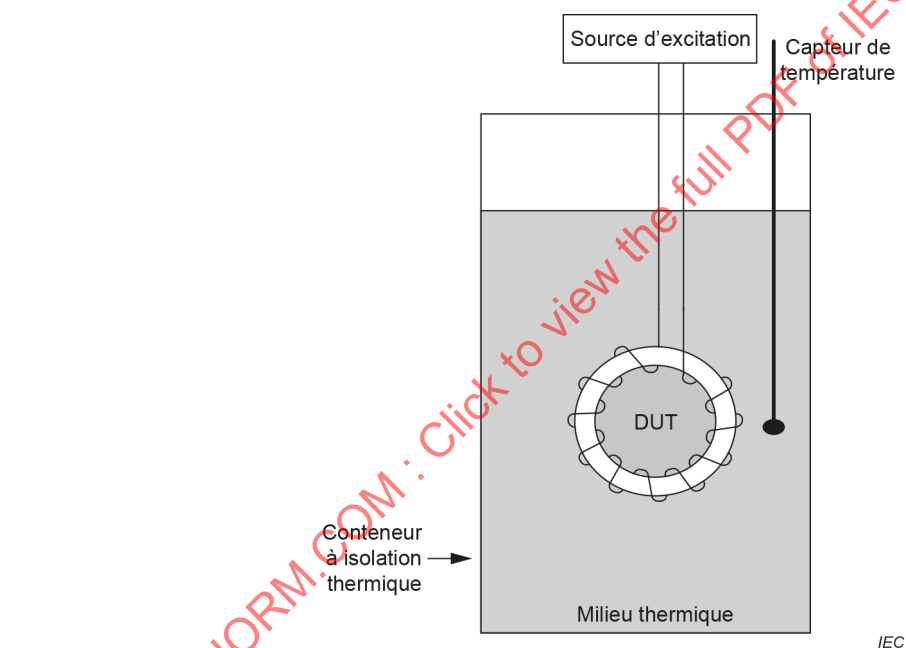
Méthode calorimétrique

C.1 Vue d'ensemble

L'Annexe C traite du mesurage des pertes de puissance dans les noyaux en poudre magnétique avec la méthode calorimétrique. Les pertes de puissance sont obtenues en mesurant l'échauffement provoqué en chauffant un échantillon dans un milieu thermique. La forme d'onde d'excitation appliquée peut être une forme d'onde arbitraire, et une polarisation en courant continu peut également être appliquée. L'application de la polarisation en courant continu est décrite à l'Annexe H.

C.2 Schéma du circuit de base

Le schéma de base de la méthode calorimétrique est représenté à la Figure C.1.



Légende

DUT dispositif à l'essai

Figure C.1 – Schéma de la méthode calorimétrique

C.3 Dispositif de mesure

C.3.1 Source d'excitation

La source d'excitation est utilisée pour l'excitation magnétisante de l'échantillon.

C.3.2 Capteur de température

L'exactitude du capteur de température doit être inférieure à 0,1 °C.

C.3.3 Conteneur à isolation thermique

La dissipation thermique vers l'extérieur du conteneur à isolation thermique doit être nettement inférieure à la chaleur produite par l'échantillon.

C.3.4 Milieu thermique

Le milieu thermique doit être non conducteur d'électricité. L'huile de silicone est recommandée comme milieu thermique.

C.3.5 Échantillon

Les spires de l'enroulement sont conçues en fonction de l'induction magnétique d'excitation de l'échantillon.

C.4 Procédure d'essai

La procédure d'essai est la suivante:

- Le schéma de mesure est établi conformément à la Figure C.1.
- La température initiale est mesurée par le capteur de température.
- La fréquence et l'amplitude de la source d'excitation sont définies, et l'excitation est appliquée à l'échantillon au moment où la durée de l'excitation commence.
- Lorsque l'échauffement atteint la valeur souhaitée, par exemple 25 °C, arrêter l'excitation; un peu plus tard, lorsque la condition thermique dans le milieu s'est stabilisée, l'échauffement est mesuré par le capteur de température.
- Les pertes de puissance dans l'échantillon sont calculées d'après l'échauffement du milieu thermique dans le conteneur où se trouve l'échantillon.

C.5 Principe de mesure

Une excitation magnétisante donnée est appliquée par l'enroulement d'excitation de l'échantillon afin d'obtenir l'induction magnétique exigée dans le noyau. L'échauffement du milieu thermique dans le conteneur à isolation thermique où se trouve l'échantillon est mesuré pour obtenir les pertes de puissance dans l'échantillon. Les formules de calcul sont la Formule (C.1) et la Formule (C.2).

$$W = C \times m \times \Delta T \quad (C.1)$$

$$P_{cv} = \frac{W}{t \times V_e} \quad (C.2)$$

où

- W est la chaleur générée par l'échantillon dans le milieu thermique, en joules (J);
- C est la capacité calorifique spécifique équivalente du milieu thermique, en J/(kg•°C);
- m est la masse du milieu thermique, en kilogrammes (kg);
- t est la durée de l'excitation appliquée à l'échantillon, en secondes (s).

C.6 Points à prendre en compte

Les points à prendre en compte sont les suivants:

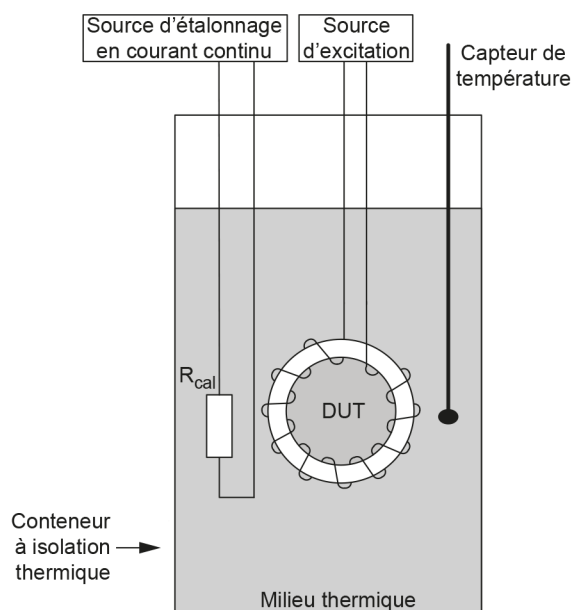
- a) Lorsque les pertes de puissance dans l'échantillon sont mesurées par la méthode calorimétrique, la chaleur est non seulement absorbée par le milieu thermique, mais aussi par l'échantillon et le conteneur, dont les conditions endothermiques sont différentes. L'utilisation de la seule capacité calorifique spécifique du milieu thermique pour calculer les pertes de puissance peut conduire à une erreur de mesure, en particulier lorsque le volume du milieu thermique n'est pas suffisamment important par rapport à la taille de l'échantillon. La méthode calorimétrique par étalonnage et la méthode calorimétrique par comparaison sont recommandées. Les détails sont donnés en C.7.1 et C.7.2.
- b) Les mesures nécessaires doivent être prises pour assurer l'équilibre thermique rapide du milieu thermique, par exemple en utilisant un agitateur ou en secouant le conteneur. L'agitation ou le secouage ne doit pas être énergique au point d'introduire une chaleur supplémentaire.
- c) Les pertes dans l'enroulement de l'échantillon doivent être déduites (voir 5.2.3).
- d) Il est préférable que le conteneur soit en matériau non métallique. Si le conteneur est en matériau métallique, la distance entre l'échantillon et les parties métalliques doit être suffisante pour que les parties métalliques n'introduisent pas de pertes par courants de Foucault en raison du possible champ de fuite de l'échantillon.

C.7 Méthodes d'essai spécifiques

C.7.1 Méthode calorimétrique par étalonnage

Le problème lié à la difficulté de détermination de la capacité calorifique spécifique des objets dans le conteneur peut être résolu avec la méthode calorimétrique par étalonnage. Le schéma de base est représenté à la Figure C.2. Noter que R_{cal} et le DUT ne sont pas alimentés en même temps. En maintenant des conditions de mesure et un environnement identiques, la résistance d'étalonnage est alimentée par une source en courant continu, les pertes de puissance de référence pouvant être facilement obtenues par le calcul des pertes en ohm. L'échauffement du milieu thermique provoqué par les pertes dans la résistance d'étalonnage est mesuré. Les courbes d'étalonnage ou la relation entre les pertes de puissance et l'échauffement sont obtenues avec différentes pertes dans la résistance d'étalonnage. Les pertes de puissance dans l'échantillon sont obtenues en mesurant l'échauffement provoqué en chauffant l'échantillon dans le milieu thermique selon la courbe d'étalonnage. La courbe d'étalonnage peut être complétée par un ajustement. La relation fonctionnelle entre les pertes de puissance et l'échauffement est donnée par la Formule (C.3).

La résistance d'étalonnage R_{cal} de la Figure C.2 est utilisée pour l'étalonnage de l'échauffement par rapport aux pertes de puissance dans la résistance au sein du milieu thermique. Le coefficient thermique de la résistance doit être très faible. Une résistance à couche de carbone est recommandée. La source d'étalonnage en courant continu de la Figure C.2 est utilisée pour produire les pertes de puissance dans la résistance dont les pertes en courant continu peuvent être mesurées avec exactitude.



Légende

DUT dispositif à l'essai

R_{cal} résistance d'étalonnage

La source d'étalonnage en courant continu est utilisée pour produire des pertes dans la résistance d'étalonnage.

Figure C.2 – Schéma de la méthode calorimétrique par étalonnage

$$P_{cv} = \frac{k_1 \times \Delta T + k_2}{t \times V_e} \quad (C.3)$$

où

k_1, k_2 sont les coefficients associés à l'appareillage, obtenus par ajustement de la courbe en linéarité.

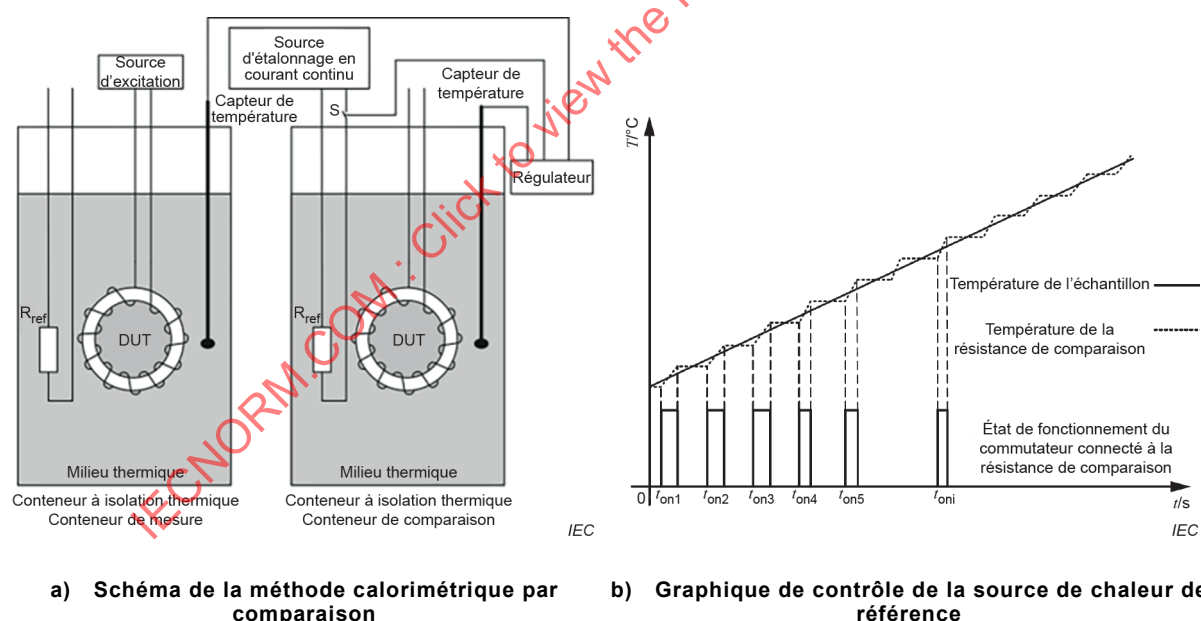
NOTE Un nouvel étalonnage est effectué lorsque l'environnement de mesure change.

C.7.2 Méthode calorimétrique par comparaison

La méthode calorimétrique par comparaison permet de pallier un inconvénient de la méthode calorimétrique par étalonnage, à savoir que l'étalonnage doit être répété chaque fois que les conditions de mesure sont modifiées. Cela peut rendre la mise en œuvre de la méthode calorimétrique par étalonnage fastidieuse.

Avec la méthode calorimétrique par comparaison, un deuxième appareillage d'essai comparable est utilisé pour produire des pertes de puissance dans une résistance de référence précise excitée par une source en courant continu. Ces pertes de puissance peuvent être contrôlées et mesurées avec précision. Le montage de mesure est représenté à la Figure C.3; il comprend deux conteneurs à isolation thermique identiques avec le même milieu thermique et les mêmes conditions thermiques. Les pertes de puissance dans l'échantillon d'essai (DUT) ou dans la résistance de référence provoquent un échauffement du milieu thermique dans le conteneur correspondant. En contrôlant simplement la puissance d'entrée de la résistance de référence à l'aide d'un commutateur marche/arrêt, la température du milieu thermique dans le conteneur de comparaison est contrôlée afin de suivre la température dans le conteneur de mesure alors que le DUT est alimenté par toute entrée arbitraire. Ainsi, les pertes de puissance dans le conteneur de mesure sont les mêmes que dans le conteneur de comparaison. Le calcul est donné par la Formule (C.4). Il est recommandé d'utiliser la modulation de largeur d'impulsions (MLI), comme cela est représenté à la Figure C.3 b), pour contrôler la puissance fournie à la résistance de référence (R_{ref}). Le coefficient thermique de R_{ref} doit être extrêmement faible. Une résistance à couche de carbone est recommandée. La source de comparaison en courant continu de la Figure C.3 est utilisée pour appliquer l'excitation à la résistance de référence.

Noter que la résistance R_{ref} représentée dans le conteneur de mesure n'est jamais alimentée. Elle est présente uniquement pour que les conditions thermiques soient les plus identiques possible. De la même manière, le DUT représenté dans le conteneur de comparaison n'est jamais alimenté. Pour les composants de grande taille du DUT, la masse du composant qui déplace le milieu thermique peut constituer une importante source d'erreur si elle n'est pas incluse dans le conteneur de comparaison de sorte que les conditions thermiques soient les plus identiques possible.



Légende

Composants

DUT	dispositif à l'essai
R_{ref}	résistance utilisée comme source de chaleur de référence
S	commutateur qui commande l'excitation de la résistance de référence

Figure C.3 – Schéma de la méthode calorimétrique par comparaison

$$P_{cv} = \frac{P_{ref}}{t \times V_e} = \frac{\sum_{i=1}^n (t_{oni} \times U_i^2 / R)}{t \times V_e} \quad (C.4)$$

où

U_i est la tension de la source de tension en courant continu du conteneur de comparaison, en volts (V);

P_{ref} représente les pertes de puissance dans la résistance de référence pendant la mise en marche, en watts (W);

t_{oni} est la durée de la i^e mise en marche lorsque la MLI est utilisée, en secondes (s);

R est la valeur de la résistance de référence, en ohms (Ω).

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 63300:2023