

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE

**Semiconductor devices –
Part 6: Discrete devices – Thyristors**

**Dispositifs à semiconducteurs –
Partie 6: Dispositifs discrets – Thyristors**



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2016 IEC, Geneva, Switzerland

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

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

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

Tel.: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00
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 corrigenda or an amendment might have been published.

IEC Catalogue - webstore.iec.ch/catalogue

The stand-alone application for consulting the entire bibliographical information on IEC International Standards, Technical Specifications, Technical Reports and other documents. Available for PC, Mac OS, Android Tablets and iPad.

IEC publications search - www.iec.ch/searchpub

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 It also gives information on projects, replaced and withdrawn publications.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 also once a month by email.

Electropedia - www.electropedia.org

The world's leading online dictionary of electronic and electrical terms containing 20 000 terms and definitions in English and French, with equivalent terms in 15 additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary (IEV) online.

IEC Glossary - std.iec.ch/glossary

65 000 electrotechnical terminology entries in English and French extracted from the Terms and Definitions clause of IEC publications issued since 2002. Some entries have been collected from earlier publications of IEC TC 37, 77, 86 and CISPR.

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: csc@iec.ch.

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.

Catalogue IEC - webstore.iec.ch/catalogue

Application autonome pour consulter tous les renseignements bibliographiques sur les Normes internationales, Spécifications techniques, Rapports techniques et autres documents de l'IEC. Disponible pour PC, Mac OS, tablettes Android et iPad.

Recherche de publications IEC - www.iec.ch/searchpub

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 aussi une fois par mois par email.

Electropedia - www.electropedia.org

Le premier dictionnaire en ligne de termes électroniques et électriques. Il contient 20 000 termes et définitions en anglais et en français, ainsi que les termes équivalents dans 15 langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International (IEV) en ligne.

Glossaire IEC - std.iec.ch/glossary

65 000 entrées terminologiques électrotechniques, en anglais et en français, extraites des articles Termes et Définitions des publications IEC parues depuis 2002. Plus certaines entrées antérieures extraites des publications des CE 37, 77, 86 et CISPR de l'IEC.

Service Clients - webstore.iec.ch/csc

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



IEC 60747-6

Edition 3.0 2016-04

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE

**Semiconductor devices –
Part 6: Discrete devices – Thyristors**

**Dispositifs à semiconducteurs –
Partie 6: Dispositifs discrets – Thyristors**

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

ICS 31.080.20

ISBN 978-2-8322-3296-5

**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.....	7
1 Scope.....	9
2 Normative references.....	9
3 Terms and definitions	9
3.1 General.....	9
3.2 Terms and definitions related to ratings and characteristics: currents	10
3.3 Terms and definitions related to ratings and characteristics: gate voltages and currents.....	11
3.4 Terms and definitions related to ratings and characteristics: power and energy dissipation	12
3.4.1 General	12
3.4.2 Instantaneous power during a cycle.....	12
3.4.3 Mean power dissipation.....	14
3.4.4 Energy dissipation.....	15
3.5 Terms and definitions related to ratings and characteristics: recovery times and other characteristics	16
3.5.1 On-state	16
3.5.2 Recovery times	16
3.5.3 Times and rates of rise characterizing gate-controlled turn-on.....	18
3.5.4 Times and rates of rise characterizing gate-controlled turn-off.....	19
3.5.5 Recovered charges	22
3.6 Mechanical ratings	22
4 Letter symbols.....	23
4.1 General.....	23
4.2 Additional general subscripts.....	23
4.3 List of letter symbols	23
5 Ratings and characteristics for thyristors	26
5.1 Ratings (limiting values)	26
5.1.1 Storage temperatures (T_{stg}).....	26
5.1.2 Junction temperature ($T_{vj(min)}$, T_{vjm}).....	26
5.1.3 Operating ambient or case temperature (T_a or T_c)	26
5.1.4 Total power dissipation (P_{tot} or P_C).....	26
5.1.5 Gate power dissipation.....	26
5.1.6 Frequency ratings	26
5.1.7 Special requirements for mounting	26
5.1.8 Principle anode-cathode voltages	27
5.1.9 Gate voltages	27
5.1.10 Principal anode cathode currents	28
5.1.11 Peak forward gate current (I_{FGM})	35
5.2 Characteristics	35
5.2.1 General	35
5.2.2 Reverse current (I_R)	35
5.2.3 Reverse conducting voltage (V_{RC}) (for reverse conducting thyristors)	35
5.2.4 Continuous (direct) off-state current (I_D)	35
5.2.5 On-state voltage (V_T)	35
5.2.6 On-state characteristics (where appropriate).....	35

5.2.7	Peak sinusoidal on-state voltage (V_{TM}).....	36
5.2.8	Threshold voltage ($V_{T(TO)}$ / V_{TO})	36
5.2.9	On-state slope resistance (r_T).....	36
5.2.10	Holding current (I_H)	36
5.2.11	Latching current (I_L).....	36
5.2.12	Repetitive peak off-state current (I_{DRM}).....	36
5.2.13	Repetitive peak reverse current (I_{RRM}).....	36
5.2.14	Gate-trigger current (I_{GT}) and gate-trigger voltage (V_{GT})	37
5.2.15	Gate non-trigger current (I_{GD}) and gate non-trigger voltage (V_{GD})	37
5.2.16	Sustaining gate current (I_{FGSUS}) for GTO only	38
5.2.17	Peak gate turn-off current (I_{RGQM}) for GTO only	38
5.2.18	Peak tail current (I_{ZM}) for GTO only.....	38
5.2.19	Characteristic time intervals	39
5.2.20	Total power dissipation	41
5.2.21	Turn-on energy dissipation (E_{ON}) for GTO preferably	42
5.2.22	On-state energy dissipation (E_T) for GTO preferably.....	42
5.2.23	Turn-off energy dissipation (E_Q) for GTO preferably	43
5.2.24	Recovered charge (Q_r) (where appropriate).....	43
5.2.25	Peak reverse recovery current (I_{rrm})(where appropriate)	43
5.2.26	Reverse recovery time (t_{rr}) (where appropriate).....	43
5.2.27	Thermal resistance junction to ambient ($R_{th(j-a)}$)	43
5.2.28	Thermal resistance junction to case ($R_{th(j-c)}$)	43
5.2.29	Thermal resistance case to heat sink ($R_{th(c-s)}$).....	43
5.2.30	Thermal resistance junction to heat sink ($R_{th(j-s)}$).....	44
5.2.31	Transient thermal impedance junction to ambient ($Z_{th(j-a)}$)	44
5.2.32	Transient thermal impedance junction to case ($Z_{th(j-c)}$).....	44
5.2.33	Transient thermal impedance junction to heat sink ($Z_{th(j-s)}$).....	44
6	Measuring and test methods	44
6.1	General.....	44
6.2	Measuring methods for electrical characteristics	44
6.2.1	On-state voltage (V_T).....	44
6.2.2	Repetitive peak reverse current (I_{RRM}).....	47
6.2.3	Latching current (I_L).....	48
6.2.4	Holding current (I_H)	50
6.2.5	Off-state current (I_D).....	51
6.2.6	Repetitive peak off state current (I_{DRM}).....	52
6.2.7	Gate trigger current or voltage (I_{GT}), (V_{GT})	53
6.2.8	Gate non-trigger voltage (V_{GD}) and gate non-trigger current (I_{GD})	54
6.2.9	Gate controlled delay time (t_d) and turn-on time (t_{gt})	56
6.2.10	Circuit commutated turn-off time (t_q)	58
6.2.11	Critical rate of rise of off-state voltage ($dv/dt_{(cr)}$)	61
6.2.12	Critical rate of rise of commutating voltage of triacs ($dv/dt_{(com)}$).....	63
6.2.13	Recovered charge (Q_r) and reverse recovery time (t_{rr}).....	69
6.2.14	Circuit commutated turn-off time (t_q) of a reverse conducting thyristor.....	73
6.2.15	Turn-off behaviour of turn-off thyristors (for GTO)	75
6.2.16	Total energy dissipation during one cycle (for fast switching thyristors)	78
6.3	Verification test methods for ratings (limiting values).....	79
6.3.1	Non-repetitive peak reverse voltage (V_{RSM}).....	79
6.3.2	Non-repetitive peak off-state voltage (V_{DSM}).....	80

6.3.3	Surge (non-repetitive) on-state current (I_{TSM}).....	81
6.3.4	On-state current ratings of fast-switching thyristors.....	83
6.3.5	Critical rate of rise of on-state current ($di/dt_{(cr)}$)	94
6.3.6	Peak case non-rupture current (I_{RSMC})	97
6.4	Measuring methods for thermal characteristics	98
6.4.1	General	98
6.4.2	Measurement of the case temperature.....	98
6.4.3	Measuring methods for thermal resistance (R_{th}) and transient thermal impedance (Z_{th}).....	99
6.4.4	Measurement method of thermal resistance and impedance (Method A).....	99
6.4.5	Measurement method of thermal resistance and impedance (Method B).....	102
6.4.6	Measurement method of thermal resistance and impedance (Method C, for GTO thyristors only).....	113
6.4.7	Measurement method of thermal resistance and impedance (Method D, for GTO thyristors only).....	117
7	Requirements for type tests and routine tests, marking of thyristors and endurance tests.....	120
7.1	Type tests.....	120
7.2	Routine tests.....	120
7.3	Measuring and test methods.....	121
7.4	Marking of thyristors.....	121
7.5	Endurance tests	121
7.5.1	General requirements.....	121
7.5.2	Specific requirements.....	122
7.5.3	Acceptance-defining characteristics and criteria for endurance tests	122
7.5.4	Acceptance-defining characteristics and criteria for reliability tests.....	122
7.5.5	Procedure in case of a testing error.....	122
	Bibliography	124
	Figure 1 – Peak values of on-state currents.....	10
	Figure 2 – Partial power (dissipation) of turn-off thyristors at absolute long on-state period.....	13
	Figure 3 – Components of dynamic on-state energy dissipation of turn-off thyristors at absolute short on-state period.....	15
	Figure 4 – Reverse recovery time.....	16
	Figure 5 – Off-state recovery time	17
	Figure 6 – Circuit-commutated turn-off time	18
	Figure 7 – Gate-controlled turn-on times	19
	Figure 8 – Gate-controlled turn-off times	21
	Figure 9 – Recovered charge Q_r	22
	Figure 10 – Application of gate voltages for thyristors.....	28
	Figure 11 – Peak sinusoidal currents and typical waveforms at higher frequencies	32
	Figure 12 – Peak trapezoidal currents and typical waveforms at higher frequencies	34
	Figure 13 – Forward gate voltage versus forward gate current	38
	Figure 14 – Examples of current and voltage wave shapes during turn-off of a thyristor under various circuit conditions	39
	Figure 15 – Curves with total energy dissipation E_p as parameter and sinusoidal current pulse	41

Figure 16 – Curves with total energy dissipation E_p as parameter and trapezoidal current pulse	42
Figure 17 – Recovered charge Q_r , peak reverse recovery current I_{rrm} , reverse recovery time t_{rr} (idealized characteristics).....	43
Figure 18 – Circuit for measurement of on-state voltage (d.c. method)	45
Figure 19 – Circuit for measurement of on-state voltage (oscilloscope method).....	45
Figure 20 – Graphic representation of on-state voltage versus current characteristic (oscilloscope method).....	46
Figure 21 – Circuit diagram for measurement of on-state voltage (pulse method)	46
Figure 22 – Circuit diagram for measuring peak reverse current.....	48
Figure 23 – Circuit diagram for measuring latching current.....	49
Figure 24 – Waveform of the latching current	50
Figure 25 – Circuit diagram for measuring holding current	51
Figure 26 – Circuit diagram for measuring off-state current (d.c. method).....	52
Figure 27 – Circuit diagram for measuring peak off-state current.....	52
Figure 28 – Circuit diagram for measuring gate trigger current and/or voltage	53
Figure 29 – Circuit diagram for measuring gate non-trigger current and/or voltage.....	55
Figure 30 – Circuit diagram for measuring the gate controlled delay time and turn-on time ..	56
Figure 31 – On-state current waveform of a thyristor.....	57
Figure 32 – Off-state voltage and current waveform of a thyristor.....	58
Figure 33 – Thyristor switching waveforms	59
Figure 34 – Diagram of basic circuit	60
Figure 35 – Circuit diagram for measuring critical rate of rise of off-state voltage	61
Figure 36 – Waveform.....	61
Figure 37 – Measurement circuit for exponential rate of rise	62
Figure 38 – Measurement circuit for critical rate of rise of commutating voltage.....	64
Figure 39 – Waveforms	65
Figure 40 – Circuit diagram for high current triacs	66
Figure 41 – Waveforms with high and low di/dt	67
Figure 42 – Circuit diagram for recovered charge and reverse recovery time (half sine wave method)	69
Figure 43 – Current waveform through the thyristor T	70
Figure 44 – Circuit diagram for recovered charge and reverse recover time (rectangular wave method).....	71
Figure 45 – Current waveform through the thyristor T	72
Figure 46 – Circuit diagram for measuring circuit commutated turn-off time of reverse conducting thyristor	73
Figure 47 – Current and voltage waveforms of commutated turn-off time of reverse conducting thyristor	74
Figure 48 – Circuit diagram to measure turn-off behaviour of turn-off thyristors	76
Figure 49 – Voltage and current waveforms during turn-off	76
Figure 50 – Circuit diagram for measuring non-repetitive peak reverse voltage rating	79
Figure 51 – Circuit diagram for measuring non-repetitive peak off-state voltage rating.....	80
Figure 52 – Circuit diagram for measuring surge (non-repetitive) on-state current rating.....	82

Figure 53 – Basic circuit and test waveforms for sinusoidal on-state current with reverse voltage	84
Figure 54 – Extended circuit diagram for measuring sinusoidal on-state current with reverse voltage	85
Figure 55 – Basic circuit and test waveforms for sinusoidal on-state current with reverse voltage suppressed.	87
Figure 56 – Extended circuit diagram for measuring sinusoidal on-state current with reverse voltage suppressed	88
Figure 57 – Basic circuit diagram and test waveforms for trapezoidal on-state current with reverse voltage applied	90
Figure 58 – Basic circuit and test waveforms for trapezoidal on-state current with reverse voltage suppressed	92
Figure 59 – Circuit diagram for measuring critical rate of rise of on-state current	94
Figure 60 – On-state current waveform for di/dt rating	96
Figure 61 – Circuit diagram for measuring peak case non-rupture current	97
Figure 62 – Waveform of the reverse current i_R through the thyristor under test.....	97
Figure 63 – Basic circuit diagram for the measurement of R_{th} (Method A)	100
Figure 64 – Basic circuit diagram for the measurement of $Z_{th}(t)$ (Method A)	101
Figure 65 – Superposition of the reference current pulse on different on-state currents	103
Figure 66 – Waveforms for power dissipation and virtual junction temperature (general case).....	104
Figure 67 – Calibration curve	106
Figure 68 – Basic circuit diagram for the measurement of R_{th} (Method B)	108
Figure 69 – Waveforms for measuring thermal resistance	109
Figure 70 – Basic circuit diagram for the measurement of $Z_{th}(t)$ (Method B)	111
Figure 71 – Waveforms for measuring transient thermal impedance	111
Figure 72 – Basic circuit diagram for the measurement of R_{th} (Method C)	114
Figure 73 – Waveforms for measuring thermal resistance	114
Figure 74 – Basic circuit diagram for the measurement of $Z_{th}(t)$ (Method C)	116
Figure 75 – Waveforms for measuring the transient thermal impedance of a gate turn-off thyristor	116
Figure 76 – Calibration and measurement arrangement for the heat flow method	118
Table 1 – Additional general subscripts	23
Table 2 – Principal voltages, anode-cathode voltages.....	24
Table 3 – Principal currents, anode currents, cathode currents	24
Table 4 – Gate voltages	24
Table 5 – Gate currents	24
Table 6 – Time quantities	25
Table 7 – Power dissipation	25
Table 8 – Sundry quantities.....	25
Table 9 – Minimum type and routine tests for reverse-blocking triode thyristors.....	121
Table 10 – Acceptance-defining characteristics after endurance tests	122
Table 11 – Conditions for endurance tests.....	123

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

SEMICONDUCTOR DEVICES –

Part 6: Discrete devices – Thyristors

FOREWORD

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

International Standard IEC 60747-6 has been prepared by subcommittee 47E: Discrete semiconductor devices, of IEC technical committee 47: Semiconductor devices.

This third edition cancels and replaces the second edition, published in 2000. This edition constitutes a technical revision.

This edition includes the following significant technical changes with respect to the previous edition:

- a) Clauses 3, 4, 5, 6, and 7 were amended with some deletions of information no longer in use or already included in other parts of the IEC 60747 series, and with some necessary additions;
- b) some parts of Clause 8 and Clause 9 were moved and added to Clause 7 of this third edition;
- c) Clause 8 and 9 were deleted in this third edition;
- d) Annex A was deleted.

This International Standard is to be used in conjunction with IEC 60747-1:2006 and Amendment 1:2010.

The text of this standard is based on the following documents:

FDIS	Report on voting
47E/532/FDIS	47E/538/RVD

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

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

A list of all parts in the IEC 60747 series, published under the general title *Semiconductor devices*, can be found on the IEC website.

Future standards in this series will carry the new general title as cited above. Titles of existing standards in this series will be updated at the time of the next edition.

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

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

SEMICONDUCTOR DEVICES –

Part 6: Discrete devices – Thyristors

1 Scope

This part of IEC 60747 provides standards for the following types of discrete semiconductor devices:

- reverse-blocking triode thyristors;
- reverse-conducting (triode) thyristors;
- bidirectional triode thyristors (triacs);
- turn-off thyristors.

If no ambiguity is likely to occur, any of the above may be referred to as thyristors.

2 Normative references

The following documents, in whole or in part, are normatively referenced in this document and are indispensable for its application. For dated references, only the edition cited applies. For undated references, the latest edition of the referenced document (including any amendments) applies.

IEC 60747-1:2006, *Semiconductor devices – Part 1: General*
IEC 60747-1:2006/AMD1:2010

IEC 60749-23, *Semiconductor devices – Mechanical and climatic test methods– Part 23: High temperature operating life*

IEC 60749-25, *Semiconductor devices – Mechanical and climatic test methods – Part 25: Temperature cycling*

IEC 60749-34:2010, *Semiconductor devices – Mechanical and climatic test methods – Part 34: Power cycling*

3 Terms and definitions

For the purposes of this document, the following terms and definitions apply.

3.1 General

3.1.1

triac

bidirectional triode thyristor

three-terminal thyristor having substantially the same switching behaviour in the first and third quadrants of the current-voltage characteristic

[SOURCE: IEC 60050-521:2002, 521-04-67]

3.1.2

GTO

gate-turn-off thyristor

turn-off thyristor

thyristor which can be switched from the on-state to the off-state and vice versa by applying control signals of appropriate polarity to the gate terminal

Note 1 to entry: This note applies to the French language only.

[SOURCE: IEC 60050-521:2002, 521-04-68]

3.2 Terms and definitions related to ratings and characteristics: currents

3.2.1

overload reverse-conducting current

$I_{RC(OV)}$

reverse-conducting current whose continuous application would cause the maximum rated virtual junction temperature to be exceeded

3.2.2

surge reverse-conducting current

I_{RCSM}

peak non-repetitive reverse current pulse of short duration and specified wave shape

3.2.3

reverse leakage current

I_R

reverse current that occurs when applying reverse voltage to the device

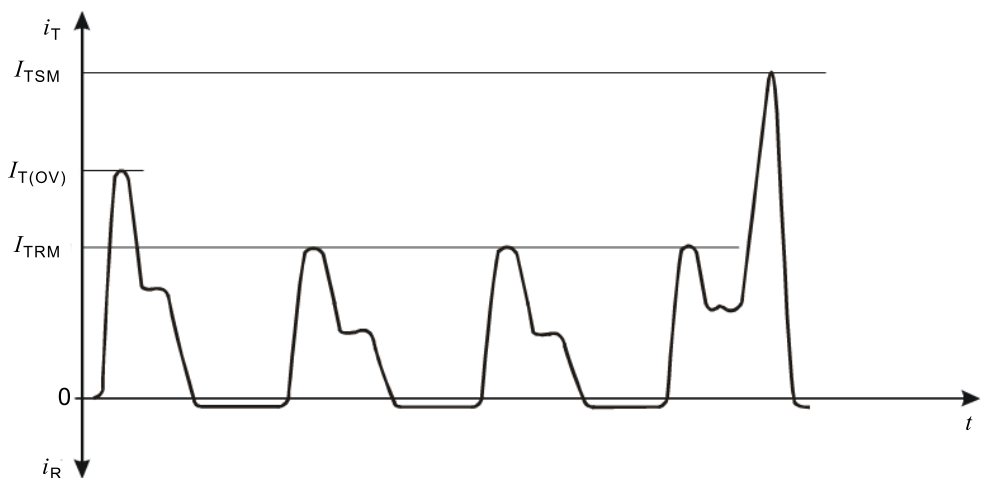
3.2.4

overload on-state current

$I_{T(OV)}$

on-state current whose continuous application would cause the maximum-rated virtual junction temperature to be exceeded

Note 1 to entry: See Figure 1.



IEC

Figure 1 – Peak values of on-state currents

3.2.5**surge on-state current** I_{TSM}

on-state current pulse of short duration and specified wave shape

Note 1 to entry: Occurrence of I_{TSM} causes or would cause the maximum rated virtual junction temperature to be exceeded, but which is assumed to occur rarely and with a limited number of such occurrences during the service life of the device and to be a consequence of unusual circuit conditions (e.g., a fault) (see Figure 1).

3.2.6**tail current** I_Z

<turn-off thyristor> anode current that flows during the tail time

Note 1 to entry: See Figure 8.

3.2.7**peak tail current** I_{ZM}

<turn-off thyristor> peak value of tail current that occurs shortly after the beginning of the tail time

Note 1 to entry: See Figure 8.

3.2.8**peak case non-rupture current** I_{RSMC}

peak value of current that will not cause bursting of the case or the emission of a plasma beam

3.3 Terms and definitions related to ratings and characteristics: gate voltages and currents**3.3.1****sustaining gate current** I_{FGsus}

<turn-off thyristor> minimum forward gate current required ensuring that, if the anode current drops below the value required to keep all the subdivided cathode areas in conduction, they will all return to conduction when the anode current is increased again

3.3.2**turn-off gate voltage** V_{RGQ}

<turn-off thyristor> reverse gate voltage during the time interval within which the thyristor is turning off

3.3.3**peak turn-off gate voltage** V_{RGQM} <turn-off thyristor> peak value of the turn-off gate voltage at the end of its rapid rise after the peak value of turn-off gate current (I_{RGQM}) has been reached**3.3.4****turn-off gate bias voltage** V_{RGQB}

<turn-off thyristor> essentially constant value of the turn-off gate voltage that occurs towards the end of the turn-off process, in the case where the gate-control circuit supports this process by maintaining the turn-off gate voltage at a value that is higher than the off-state gate bias voltage

3.3.5**off-state gate bias voltage** V_{RGB}

<turn-off thyristor> reverse gate voltage which is applied after the thyristor was turned off

3.3.6**on-state gate bias current** I_{FGB}

forward gate current flowing after the thyristor has been turned on

3.3.7**turn-off gate current** I_{RGQ}

<turn-off thyristor> reverse gate current during the time interval within which thyristor is turning off

3.3.8**turn-off gate bias current** I_{RGQB}

<turn-off thyristor> gate current associated with the turn-off gate bias voltage V_{RGQB}

3.3.9**peak turn-off gate current** I_{RGQM}

<turn-off thyristor> peak value of the reverse gate current reached at the end of its rapid rise in the beginning of the turn-off process

Note 1 to entry: Specifications refer to the minimum value of I_{RGQM} that the gate turn-off pulse generator is capable of supplying as a function of the peak on-state current to be switched off under specified conditions.

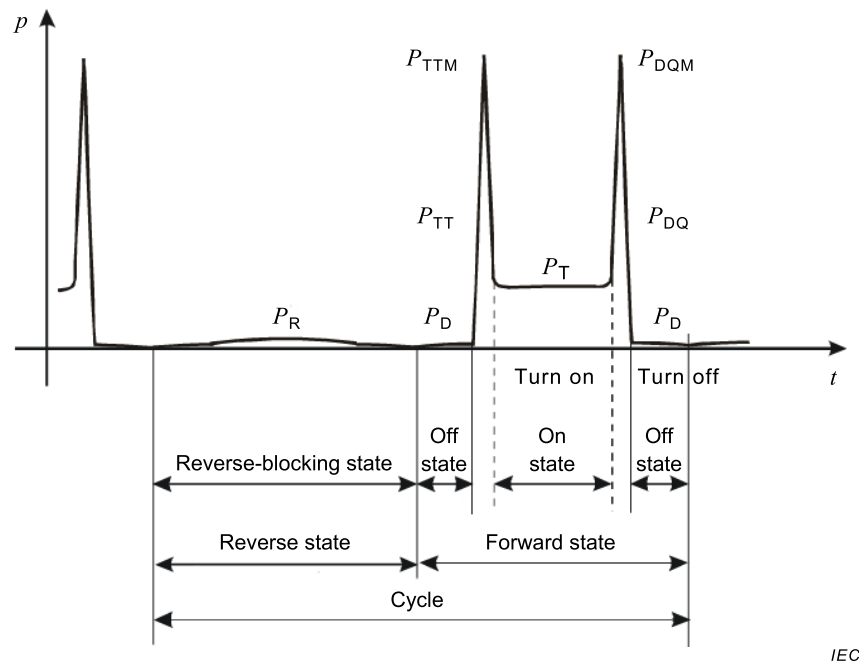
3.4 Terms and definitions related to ratings and characteristics: power and energy dissipation**3.4.1 General**

All definitions are written in terms of triode thyristors. Where appropriate, they apply also to diode thyristors. All definitions for power and power dissipation refer, if not otherwise specified, to the product of anode or principal current and anode or principal voltage. The definitions are general. They do not consider that the beginning and ending of the particular time interval should be identified in order to make specifications for the derived characteristics “mean partial power dissipation” and “partial energy dissipation” meaningful. However, guidance for the specification of these times is given in the relevant notes.

3.4.2 Instantaneous power during a cycle**3.4.2.1****reverse power** P_{R}

power when the thyristor is in the reverse-blocking state

Note 1 to entry: If not otherwise specified, the term refers to the power in the time interval between the ending of the turn-off time and the change from the reverse blocking state to the off state (either $I = 0$ or $V = 0$) (see Figure 2).



IEC

Key

P_R	reverse power	P_T	on-state power
P_D	off-state power	P_{TT}	turn-on power
P_{DQ}	turn-off power		

Figure 2 – Partial power (dissipation) of turn-off thyristors at absolute long on-state period

3.4.2.2 reverse-conducting power

 P_{RC}

<reverse-conducting thyristor> power while the thyristor is in the reverse-conducting state

Note 1 to entry: If not otherwise specified, the term refers to the power in the time interval between the ending of the turn-off time and the change from the reverse conducting state to the off state (either $I = 0$ or $V = 0$).

3.4.2.3 off-state power

 P_D

power while the thyristor is in the off state

Note 1 to entry: If not otherwise specified, the term refers to the power generated during the time interval between the crossing of the origin from the reverse blocking (or conducting) state to the off state ($I = 0$ or $V = 0$) and the beginning of the turn-on time; with turn-off thyristors, in addition, during the time interval between the ending of the turn-off time and the crossing of the origin from the off state to the reverse-blocking (or conducting) state.

3.4.2.4 turn-on power

 P_{TT}

power in the time interval during which the thyristor is turning on

Note 1 to entry: If not otherwise specified, this time interval corresponds to the turn-on time.

3.4.2.5 turn-off power

 P_{RQ}

power in the time interval during which the thyristor is turning off

Note 1 to entry: If not otherwise specified, this time interval corresponds to the turn-off time.

Note 2 to entry: For turn-off thyristors P_{RQ} is replaced with P_{DQ} .

3.4.3 Mean power dissipation

3.4.3.1

mean partial power dissipation

mean value of the instantaneous power dissipation in a particular time interval of the cycle, averaged over the full cycle

3.4.3.2

mean total power dissipation

$P_{\text{tot(AV)}}$

sum of all mean partial power dissipation and the mean gate power dissipation, during a full cycle

$$P_{\text{tot(AV)}} = P_{\text{T(AV)}} + P_{\text{add(AV)}} + P_{\text{G(AV)}}$$

3.4.3.3

mean on-state power dissipation

$P_{\text{T(AV)}}$

mean partial power dissipation resulting from on-state power

3.4.3.4

mean additional power dissipation

$P_{\text{add(AV)}}$

sum of all power dissipation except on-state power dissipation and gate power dissipation

$$P_{\text{add(AV)}} = P_{\text{TT(AV)}} + P_{\text{RQ(AV)}} + P_{\text{D(AV)}} + P_{\text{R(AV)}}$$

Note 1 to entry: For turn-off thyristors, $P_{\text{RQ(AV)}}$ is replaced with $P_{\text{DQ(AV)}}$.

3.4.3.5

mean turn-on power dissipation

$P_{\text{TT(AV)}}$

mean partial power dissipation resulting from the turn-on power

3.4.3.6

mean turn-off power dissipation

$P_{\text{RQ(AV)}}$

mean partial power dissipation resulting from turn-off power

Note 1 to entry: For turn-off thyristors, $P_{\text{RQ(AV)}}$ is replaced with $P_{\text{DQ(AV)}}$.

3.4.3.7

mean off-state power dissipation

$P_{\text{D(AV)}}$

mean partial power dissipation resulting from off-state power

3.4.3.8

mean reverse power dissipation

$P_{\text{R(AV)}}$

mean partial power dissipation resulting from reverse power

3.4.3.9

mean gate power dissipation

$P_{\text{G(AV)}}$

gate power dissipation averaged over a full cycle

3.4.4 Energy dissipation

3.4.4.1

dynamic on-state energy dissipation

 E_T

total energy dissipation from the instant when the rising on-state current reaches a specified low value to the instant that defines the beginning of the turn-off time

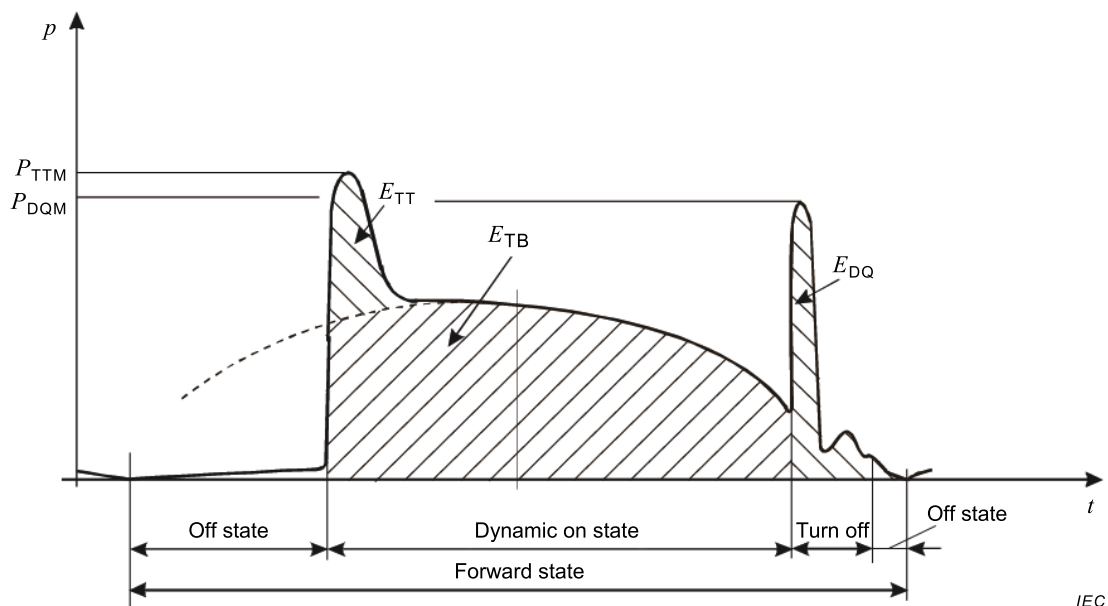
3.4.4.2

basic on-state energy dissipation

 E_{TB}

energy dissipation resulting from the flow of on-state current when the thyristor is fully turned on during the entire on-state period

Note 1 to entry: This energy dissipation can only be determined by calculations based on the observed waveform of the current. The calculation method is to be specified (see Figure 3).



Key

E_{TB}	basic on-state energy dissipation	E_{TT}	additional turn-on energy
$E_T = E_{TB} + E_{TT}$	dynamic (total) on-state energy dissipation	E_{DQ}	turn-off energy dissipation

Figure 3 – Components of dynamic on-state energy dissipation of turn-off thyristors at absolute short on-state period

3.4.4.3

additional turn-on energy dissipation

 E_{TT}

calculated difference between the dynamic on-state energy dissipation and the basic on-state energy dissipation

$$E_{TT} = E_T - E_{TB}$$

3.4.4.4

turn-off energy dissipation

 E_{RQ}

energy dissipation during the turn-off time

Note 1 to entry: For turn-off thyristors, E_{RQ} is replaced with E_{DQ} .

3.5 Terms and definitions related to ratings and characteristics: recovery times and other characteristics

3.5.1 On-state

3.5.1.1 on-state slope resistance

r_T
value of the resistance calculated from the slope of the straight-line approximation of the on-state characteristic that crosses this characteristic at two specified points

3.5.1.2 on-state threshold voltage

$V_{T(TO)}$
 $V_{(TO)}$
value of the on-state voltage obtained at the intersection of its straight-line approximation with the voltage axis

3.5.2 Recovery times

3.5.2.1 reverse recovery time

t_{rr}
<reverse-blocking thyristor> time interval between

- the instant when the current passes through zero while changing from the on-state to the reverse-blocking state, and
- the instant when either the reverse current is reduced from its peak value I_{TM} to a specified low value I_1 (as shown in Figure 4a) and which may be zero), or the extrapolated reverse current reaches zero (as shown in Figure 4b)).

Note 1 to entry: The extrapolation is carried out with respect to specified points A and B, as shown in generalized form in Figure 4b). Point A may be specified at I_{rrm} .

Note 2 to entry: Specified values of t_{rr} refer to a specified waveform of the preceding on-state current pulse, which may be either a half sine wave (solid line) or a trapezoidal wave (dashed line).

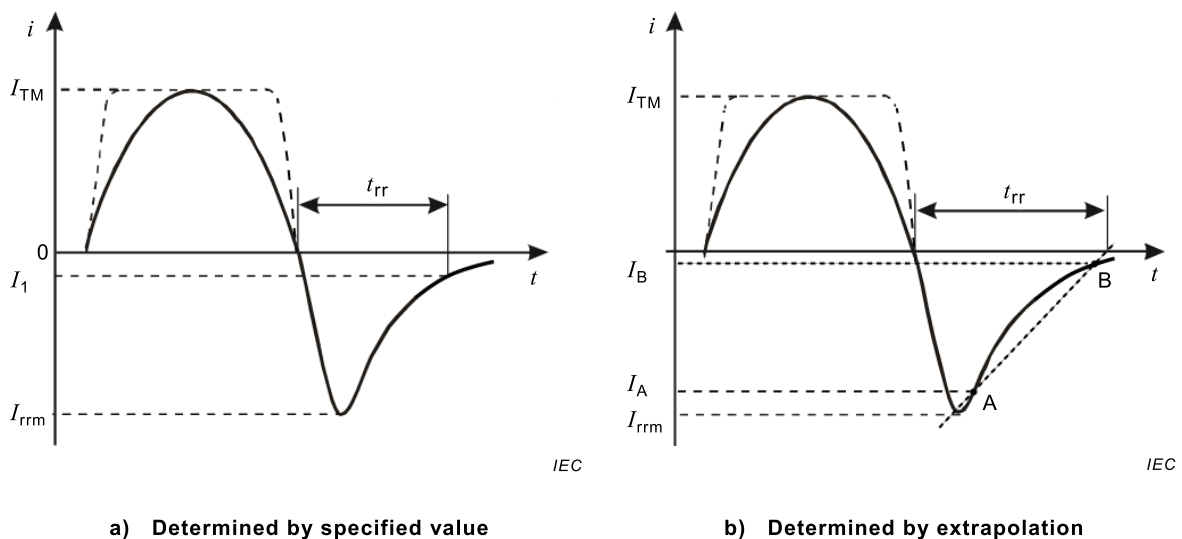


Figure 4 – Reverse recovery time

3.5.2.2 off-state recovery time

t_{dr}
<reverse-conducting thyristor> the time interval between

- the instant when the current passes through zero while changing from the reverse-conducting state to the off state and
- the instant when either the off-state current is reduced from its peak value I_{DM} to a specified low value I_1 (as shown in Figure 5a) and which may be zero), or the extrapolated reverse current reaches zero (as shown in Figure 5b)).

Note 1 to entry: The extrapolation is carried out with respect to specified points A and B, as shown in generalized form in Figure 5b). Point A may be specified at I_{DM} .

Note 2 to entry: Specified values of t_{dr} refer to a specified waveform of the preceding reverse-current pulse, which may be either a half sine wave (solid line) or a trapezoidal wave (dashed line).

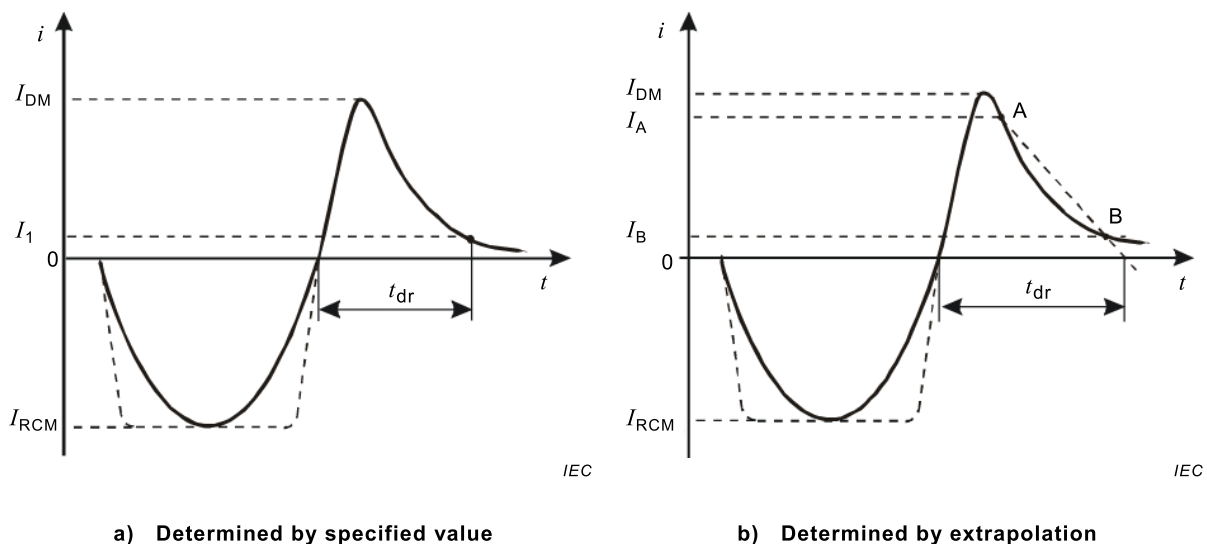


Figure 5 – Off-state recovery time

3.5.2.3 circuit-commutated turn-off time

t_q
time interval between

- the instant when the on-state current has decreased to zero after external switching of the main circuit, and
- the earliest instant when a steeply rising off-state voltage that the thyristor is capable of supporting without breaking over either passes through zero (curve a)) in Figure 6, or begins from a low positive value (curve b)) in Figure 6.

Note 1 to entry: Curve a) refers to a simple reverse-blocking triode thyristor. Curve b) may appear, if the thyristor is bypassed by an external or internal inverse diode (reverse-conducting thyristor), due to the lead inductance of the diode.

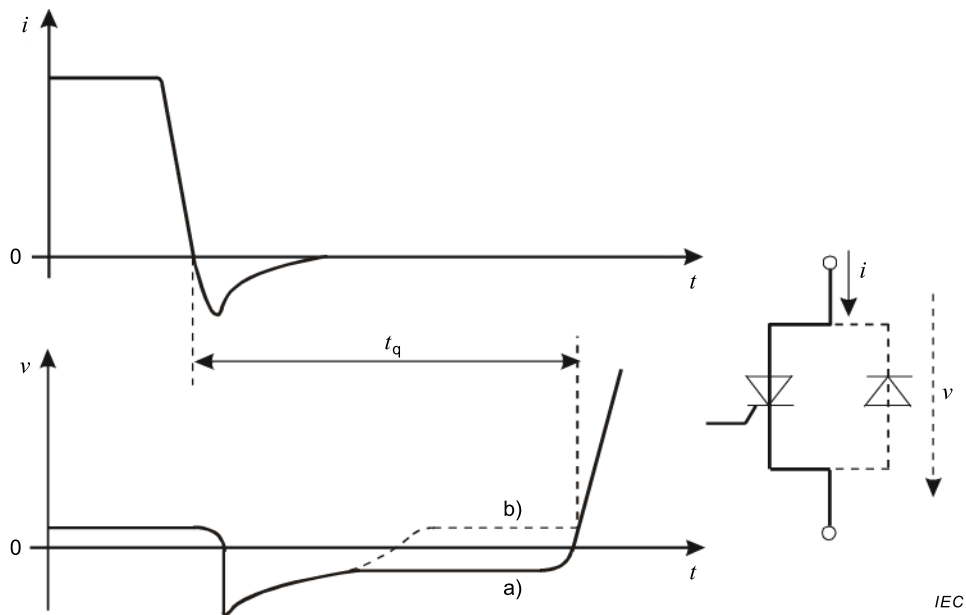


Figure 6 – Circuit-commutated turn-off time

3.5.2.4 hold-off interval

t_H
<in a converter> time interval between

- the instant when the anode current of the thyristor of a converter has decreased to zero and
- the instant when the same thyristor is subjected to off-state voltage.

Note 1 to entry: The hold-off interval is not a characteristic of the thyristor but a service condition of the converter. It will exceed the longest expected individual circuit-commutated turn-off time, which also depends on the service conditions of the converter.

3.5.3 Times and rates of rise characterizing gate-controlled turn-on

The defined terms refer to the switching of a thyristor from the off-state to the on-state by means of a forward gate drive current pulse (see Figure 7).

3.5.3.1 gate controlled turn-on delay time

t_{gd}
time between the instant when the rising gate current reaches 10 % of I_{FGTM} and the instant when the decreasing off-state voltage reaches 90 % of its initial value V_D

3.5.3.2 gate-controlled turn-on rise time

t_{gr}
time interval between 90 % of the decreasing anode voltage V_D and 10 % of V_D

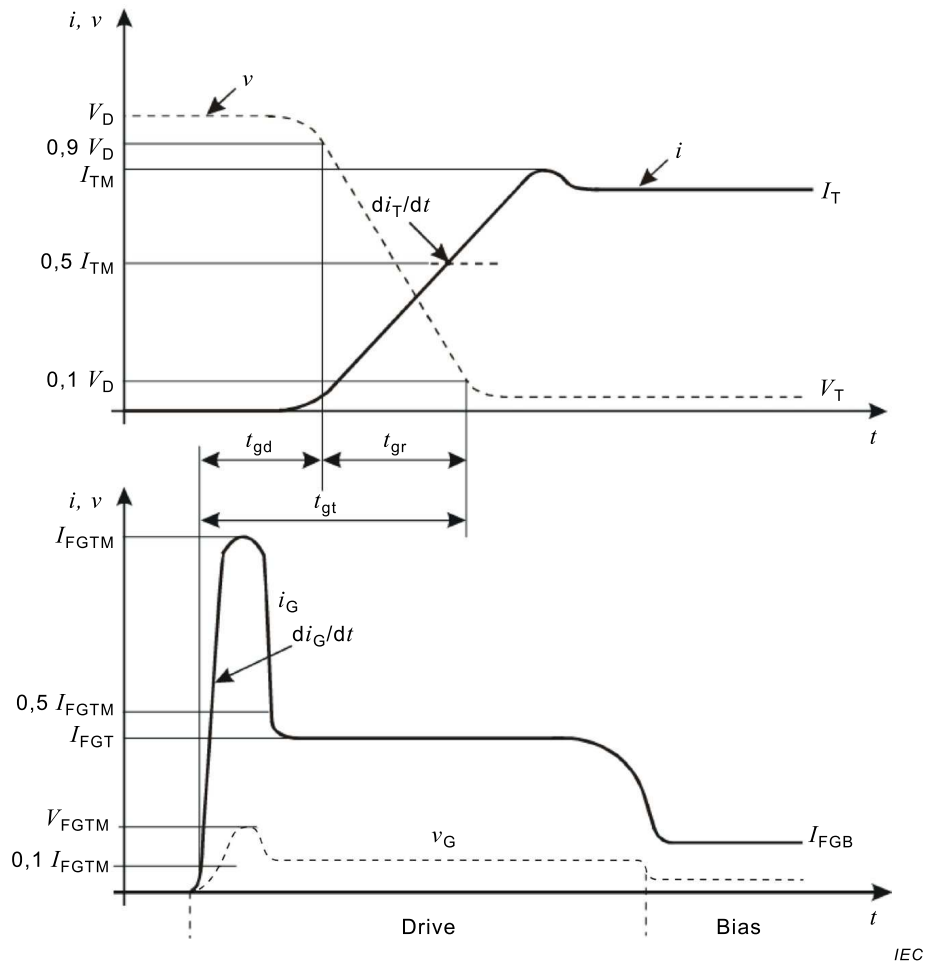
Note 1 to entry: If no ambiguity is likely to occur, the term may be abbreviated to “turn-on rise time”.

3.5.3.3 gate-controlled turn-on time

t_{gt}
sum of gate-controlled turn-on delay time and rise time:

$$t_{gt} = t_{gd} + t_{gr}$$

Note 1 to entry: If no ambiguity is likely to occur, the term may be abbreviated to “turn-on time”.



NOTE The reference values of current and voltage are usually specified as follows.

Peak forward gate current I_{FGTM} :

- specified low value: 10 % of I_{FGTM} ,
- specified level for the measurement of t_{gtw} and di_G/dt : 50 % of I_{FGTM} ,

Anode voltage V_D :

- upper specified value: 90 % of V_D ,
- lower specified value: 10 % of V_D , (where V_D is the off-state voltage prior to turn on),

Anode current I_{TM} :

- specified level for the measurement of di_G/dt : 50 % of I_{TM} .

Figure 7 – Gate-controlled turn-on times

3.5.4 Times and rates of rise characterizing gate-controlled turn-off

The defined terms refer to the switching of a turn-off thyristor from the on-state to the off-state by means of a reverse gate drive current pulse that is supported by an additional reverse gate drive voltage pulse and that is followed by a smaller reverse gate bias current (see Figure 8)

3.5.4.1 gate-controlled turn-off delay time

t_{dq}
time interval between 10 % of rising reverse gate current I_{RGQM} and 90 % of anode current I_T

Note 1 to entry: If no ambiguity is likely to occur, the term may be abbreviated to “turn-off delay time”.

3.5.4.2**gate-controlled fall time** t_{fq}

time interval between 90 % of anode current I_T and the instant when the anode current I_T reaches, at the end of its steep decrease, the valley point current I_{ZV}

Note 1 to entry: If no ambiguity is likely to occur, the term may be abbreviated to “turn-off fall time”.

3.5.4.3**gate-controlled turn-off time** t_{gq}

sum of gate-controlled turn-off delay time and fall time:

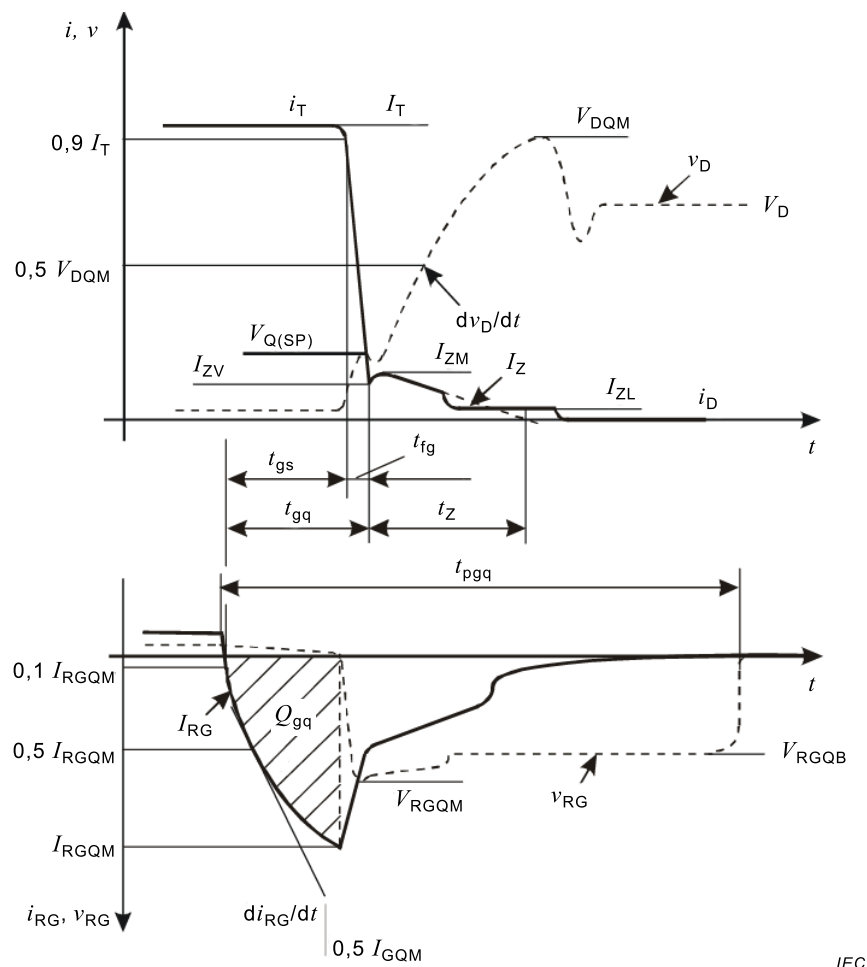
$$t_{gq} = t_{dq} + t_{fq}$$

Note 1 to entry: If no ambiguity is likely to occur, the term may be abbreviated to “turn-off time”.

3.5.4.4**tail time** t_z

time interval between the instant when the anode current has decreased to the valley point I_{ZV} and the instant when the extrapolated tail current i_z reaches zero

Note 1 to entry: Unless otherwise specified, the extrapolation is carried out between the peak point of the tail current I_{ZM} and $I_{ZL} = 25 \% I_{ZM}$ (see Figure 8).



IEC

NOTE The reference values of current and voltage referred to in 3.5.4.1 through 3.5.4.4 are usually specified as follows:

gate current:

- specified low value near zero: 10 % of I_{RGQM} ,
- specified level for the measurement of di_{RG}/dt : 50 % of I_{RGQM} ,

anode current:

- upper reference value: 90 % of I_T ,

anode voltage:

- specified level for the measurement of dv_D/dt : 50 % of V_{DQM} .

Figure 8 – Gate-controlled turn-off times

3.5.4.5

gate turn-off drive-pulse duration

t_{pgq}

duration of the reverse gate-drive voltage pulse measured between two specified levels of reverse gate-drive voltage

3.5.4.6

critical gate turn-off drive-pulse duration

$t_{pgq(cr)}$

lowest value to which the gate turn-off drive-pulse duration can be reduced without the thyristor failing to turn off

3.5.5 Recovered charges

3.5.5.1

recovered charge

Q_r

<reverse-blocking triode thyristor> total charge recovered from the thyristor during a specified integration time after switching from a specified on-state current condition to a specified reverse condition:

$$Q_r = \int_{t_0}^{t_0+t_i} i_{rr} dt$$

where

t_0 is the instant when the current passes through zero;

t_i is the specified integration interval (see Figure 9).

Note 1 to entry: This charge includes components due to both carrier storage and depletion layer capacitance.

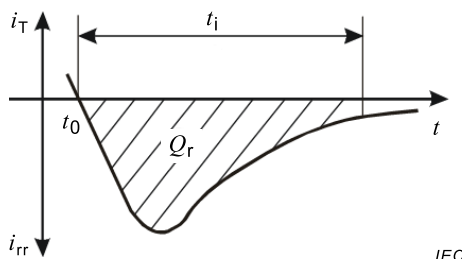


Figure 9 – Recovered charge Q_r

3.5.5.2

off-state recovered charge

Q_{dr}

<reverse-conducting triode thyristor> total charge recovered from the thyristor during a specified integration time after switching from a specified reverse current condition to a specified off-state condition

Note 1 to entry: The formula given in 3.5.5.1 and Figure 9 apply analogously.

3.5.5.3

gate turn-off charge

Q_{gq}

<turn-off thyristor> total charge derived from the integration of the reverse gate current between the instant when the falling forward gate current crosses zero and the instant in which the reverse gate current reaches its peak value I_{RGQM} (see Figure 8)

3.6 Mechanical ratings

3.6.1

mounting torque

M

component of a moment of force M along a given axis passing through the origin point, thus $T = M \cdot e$, where e is the unit vector of the axis

Note 1 to entry: For thyristors having screw connections, the maximum and minimum rated torque values shall be specified.

[SOURCE: IEC 60050-113:2011, 113-03-26, modified — "mounting" has been added to the term, the note has been deleted and Note 1 to entry has been added]

3.6.2 clamping force

F

additive vector quantity characterizing external interactions on a particle or body

Note 1 to entry: For thyristors designed for mounting by means of clamps the minimum and maximum rated clamping force values and the planarity of mounting surfaces shall be specified.

[SOURCE: IEC 60050-113:2011, 113-03-14, modified — "clamping" has been added to the term, Notes have been deleted and Note 1 to entry has been added]

4 Letter symbols

4.1 General

The general rules of IEC 60747-1:2006, Clause 4, are applicable in part.

4.2 Additional general subscripts

In addition to the lists of recommended general subscripts given in IEC 60747-1:2006, Clause 4, the special subscripts given in Table 1 are recommended for the field of thyristors.

Table 1 – Additional general subscripts

Subscript	Significance	Remarks
A, a	Anode	
(com)	Commutating	See 6.2.12
G, g	Gate	
G	Gate-controlled	
H	Holding	
L	Latching	
Q, q	Turn-off	
RC	Reverse-conducting	
(SP)	Spike	
sus	Sustaining	
T	On state	
T, t	Turn-on, trigger	
V	Valley	Under 3.5.4.2 and 3.5.4.4 only
W	Working	
Z, z	Tail	

4.3 List of letter symbols

The symbols contained in Table 2 to Table 8 are recommended for use in the field of thyristors.

Table 2 – Principal voltages, anode-cathode voltages

Name and designation	Letter symbol	Remarks
Off-state voltage	V_D	
Peak off-state voltage	V_{DM}	
Crest (peak) working off-state voltage	V_{DWM}	
Repetitive peak off-state voltage	V_{DRM}	
Non-repetitive peak off-state voltage	V_{DSM}	
On-state voltage	V_T	
On-state threshold voltage	$V_{T(TO)}$	
Reverse voltage	V_R	
Crest (peak) working reverse voltage	V_{RWM}	5.1.8.4 and Table 11 only
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	
Non-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}	

Table 3 – Principal currents, anode currents, cathode currents

Name and designation	Letter symbol	Remarks
Off-state current	I_D	
Holding current	I_H	
On-state current	I_T	
Overload on-state current	$I_{T(OV)}$	
Repetitive peak on-state current	I_{TRM}	Figure 11
Surge (non-repetitive) on-state current	I_{TSM}	
Reverse blocking current	I_R	
Repetitive peak reverse current	I_{RRM}	
Peak reverse recovery current	I_{rrm}	
Latching current	I_L	
Reverse-conducting current	I_{RC}	
Overload reverse-conducting current	$I_{RC(OV)}$	3.2.1
Direct off-state current	$I_{D(D)}$	6.2.5

Table 4 – Gate voltages

Name and designation	Letter symbol	Remarks
Gate trigger continuous (direct) voltage	V_{GT}	
Gate non-trigger continuous (direct) voltage	V_{GD}	

Table 5 – Gate currents

Name and designation	Letter symbol	Remarks
Forward gate continuous (direct) current	I_{FG}	
Gate trigger continuous (direct) current	I_{GT}	
Gate non-trigger continuous (direct) current	I_{GD}	

Table 6 – Time quantities

Name and designation	Letter symbol	Remarks
Gate controlled turn-on time	t_{gt}	
Gate controlled turn-off time	t_{gq}	
Circuit commutated recovery time (circuit commutated turn-off time)	t_q	
Gate-controlled delay time	$t_{gd}, (t_d)$	t_d and t_r shall be used only when misinterpretation will not result
Gate-controlled rise time	$t_{gr}, (t_r)$	t_d and t_r shall be used only when misinterpretation will not result
Off-state recovery time	t_{dr}	For reverse conducting triode thyristors in 3.5.3.2
Hold-off interval	t_H	Figures 11b, 47, 53

Table 7 – Power dissipation

Name and designation	Letter symbol	Remarks
On-state power dissipation	P_T	
Reverse power dissipation	P_R	For reverse blocking and conducting triode thyristors
Off-state power dissipation	P_D	
Turn-on dissipation		
– average turn-on dissipation	$P_{TT(AV)}$	
– total instantaneous turn-on dissipation	P_{TT}	
Turn-off dissipation		
– average turn-off dissipation	$P_{RQ(AV)}$ or $P_{DQ(AV)}$	
– total instantaneous turn-off dissipation	P_{RQ} or P_{DQ}	
– peak turn-off dissipation	P_{DQM}	
Reverse-conducting power dissipation	P_{RC}	3.4.2.2
Peak forward gate power	P_{FGM}	5.1.5.4

Table 8 – Sundry quantities

Name and designation	Letter symbol	Remarks
On-state slope resistance	r_T	
Critical rate of rise of commutating voltage	$dv/dt_{(c)}$, $dv/dt_{(com)}$	For triacs in 6.2.12, $dv/dt_{(c)}$ is the preferred symbol
Critical rate of rise of on-state current	$di_T/dt_{(cr)}$	5.1.10.4
Off-state recovered charge	Q_{dr}	For reverse conducting triode thyristors in 3.5.6.2
Critical rate of voltage rise	$dv/dt_{(cr)}$	5.2.19.3
Basic on-state energy dissipation	E_{TB}	3.4.4.2
Turn-off energy	E_{RQ}, E_{DQ}	3.4.4.4

5 Ratings and characteristics for thyristors

5.1 Ratings (limiting values)

5.1.1 Storage temperatures (T_{stg})

Minimum and maximum value is to be specified.

5.1.2 Junction temperature ($T_{vj(min)}$, $T_{vj(m)}$)

Minimum and maximum value is to be specified.

5.1.3 Operating ambient or case temperature (T_a or T_c)

Minimum and maximum value is to be specified.

5.1.4 Total power dissipation (P_{tot} or P_C)

Where thermal resistance is not given in the characteristics, maximum total power dissipation as a function of temperature over the range of operating temperatures shall also be given.

5.1.5 Gate power dissipation

5.1.5.1 General

If these ratings are dependent on temperature or duty factor, derating information shall be given.

5.1.5.2 Mean gate power

Maximum rated value.

5.1.5.3 Peak gate power dissipation (P_{GM})

Maximum rated value for specified pulse duration.

5.1.5.4 Peak forward gate power (P_{FGM}) for GTO

Maximum rated value for a specified pulse width and repetition rate.

5.1.6 Frequency ratings

Where applicable, maximum and/or minimum frequencies for which the voltage and current ratings apply.

5.1.7 Special requirements for mounting

5.1.7.1 Mounting torque (M) (where appropriate)

Minimum and maximum values.

5.1.7.2 Clamping force (F) for disc type diodes (where appropriate)

Minimum and maximum values and the planarity of the mounting surface shall be specified.

5.1.8 Principle anode-cathode voltages

5.1.8.1 Non-repetitive peak off-state voltage (V_{DSM})

If this maximum rated value has to be derated at higher operating frequencies, the derating factor or curve shall be given.

5.1.8.2 Repetitive peak off-state voltage (V_{DRM})

If this maximum rated value has to be derated at higher operating frequencies, the derating factor or curve shall be given.

5.1.8.3 Crest (peak) working off-state voltage (V_{DWM})

Maximum rated value of a repetitive off-state voltage having a half wave sinusoidal wave-form at mains frequency, usually 50 Hz or 60 Hz (duration: 10 ms or 8,3 ms).

5.1.8.4 Crest (peak) working reverse voltage (V_{RWM})

Maximum value with half wave sinusoidal wave-form at mains frequency, usually 50 Hz or 60 Hz (duration: 10 ms or 8,3 ms).

5.1.8.5 Non-repetitive peak reverse voltage (V_{RSM})

If this maximum value has to be derated at higher operating frequencies, the derating factor or curve shall be given.

5.1.8.6 Repetitive peak reverse voltage (V_{RRM})

Maximum value under specified pulse conditions. If this value has to be derated at higher operating frequencies, the derating factor or curve shall be given.

5.1.8.7 Continuous (direct) reverse voltage (V_R) (where appropriate)

To be specified as a maximum value.

$V_{R(D)}$ may be used for GTO.

5.1.8.8 Continuous (direct) off-state voltage (V_D) (where appropriate)

Maximum value under specified conditions of control signal and gate circuit impedance.

$V_{D(D)}$ may be used for GTO.

5.1.9 Gate voltages

5.1.9.1 General

Gate voltages are applied between gate and cathode terminals of a P-gate thyristor (gate positive for a forward gate voltage), and between anode and gate terminals of an N-gate thyristor (anode positive for a forward gate voltage). See Figure 10 for reference.

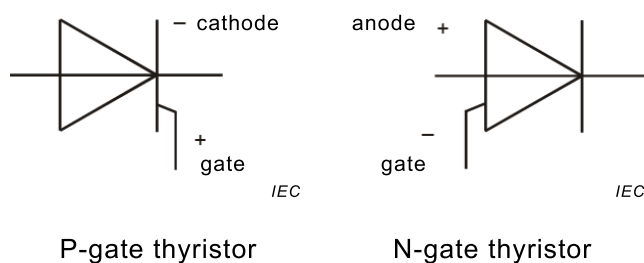


Figure 10 – Application of gate voltages for thyristors

5.1.9.2 Peak forward gate voltage (V_{FGM})

Maximum rated value.

5.1.9.3 Peak reverse gate voltage (V_{RGM})

Maximum rated value.

5.1.10 Principal anode cathode currents

5.1.10.1 RMS on-state current ($I_{T(R.M.S.)}$)

A curve showing maximum rated values versus ambient or case temperature or heatsink temperature for full sine waves and under phase control conditions. As a reference value for certain characteristics, the limiting value for full sine waves at 45 °C ambient or 85 °C case temperature or other specified temperature shall be given as an example.

Where no ambiguity arises, $I_{T(RMS)}$ may be used.

NOTE The rated r.m.s. on-state current is given on the assumption that no overload occurs.

5.1.10.2 Repetitive peak on-state current (I_{TRM}) (where appropriate)

This maximum rated value shall be expressed in relation to the conduction angle.

5.1.10.3 Overload on-state current ($I_{T(OV)}$)

Where this rating is appropriate, it shall be given by stating the maximum rated virtual junction temperature and the maximum transient thermal impedance. In addition, overload current ratings may be given by means of diagrams.

This rating shall be given at initial conditions corresponding to maximum rated virtual junction temperature. In addition, figures corresponding to lower initial virtual junction temperatures may be given.

Surge current ratings shall be given for the following time periods:

- a) for times smaller than one half cycle (at 50 Hz or 60 Hz), but greater than approximately 1 ms, in terms of maximum rated value of

$$\int i^2 dt$$

These ratings may be given by means of a curve or by specified values. The rating applies for operation with either polarity of principal voltage. No immediate subsequent application of off-state voltage is assumed;

- b) for times equal to or greater than one full cycle and smaller than 15 cycles (at 50 Hz or 60 Hz), in the form of a curve showing the maximum rated surge current versus time.

Temporary loss of gate control shall be assumed to occur.

These ratings are given for full cycles of 50 Hz or 60 Hz sine wave surge current.

5.1.10.4 Critical rate of rise of on-state current ($di_T/dt_{(cr)}$)

Maximum rated value under the following specified conditions:

- off-state voltage prior to turn-on, preferably equal to a half or two-thirds the maximum rated repetitive peak off-state voltage of 5.1.8.2;
- peak value of on-state current, preferably equal to $\sqrt{2}$ times the rated r.m.s. on-state current of 5.1.10.1 specified at 85 °C for case or ambient temperature; in case of GTO: preferably equal to the maximum rated repetitive peak controllable on-state current, with current wave shape and pulse width specified;
- repetition rate, preferably 50 Hz or 60 Hz;
- ambient or case temperature or junction temperature equal to the highest temperature at which the peak value of the on-state current is permitted;
- gate-trigger conditions;
- test duration (should be longer than the thermal time constant of the device, for example 30 s).

The rated value of di/dt should be given where there is no RC network connected in parallel with the thyristor. If an additional di/dt rating is given where an RC network is present, the permissible amplitude and duration of the surge from this network or the parameters of this network shall be stated.

NOTE di/dt ratings are not applicable to low-current thyristors.

5.1.10.5 Surge non-repetitive reverse current ($I_{RC(SM)}$) (for reverse conducting thyristors)

Maximum value under specified pulse conditions.

5.1.10.6 Repetitive peak reverse current ($I_{RC(RM)}$) (for reverse conducting thyristors)

Maximum value under specified pulse conditions. If this value has to be derated at higher operating frequencies, the derating factor or curve shall be given.

5.1.10.7 Continuous (direct) reverse current (I_{RC}) (for reverse conducting thyristors)

Maximum value under specified temperature and V_R conditions.

$I_{RC(D)}$ may be used.

5.1.10.8 Mean reverse current ($I_{RC(AV)}$) (for reverse conducting thyristors)

Maximum value for continuous operation with half sine waves of 180° conduction angle and with rectangular pulses of various conduction angles, at least 180° and 120°, at 50 Hz or 60 Hz, versus ambient or case temperature.

5.1.10.9 On-state currents

5.1.10.9.1 Mean on-state current ($I_{T(AV)}$)

Maximum value for continuous operation with half sine waves of 180° conduction angle and with rectangular pulses of various conduction angles, at least 180° and 120°, at 50 Hz or 60 Hz, versus ambient or case temperature.

5.1.10.9.2 Repetitive peak on-state current (I_{TRM}) (where appropriate)

Maximum value for continuous operation. This rating shall be expressed with relation to the on-state current conduction angle, cooling conditions and operating frequency.

5.1.10.10 Short-time and intermittent duty current (for GTO)

Maximum rated on-state current under short-time or intermittent duty.

5.1.10.11 I^2t value (of a surge on-state current) (I^2t)

Maximum value used for the specification of surge on-state current, given in terms of the maximum rated value of

$$I^2t = \int_0^{t_i} i^2 dt$$

for a specified short integration time t_i .

5.1.10.12 Surge on-state current (I_{TSM})

Maximum value with initial conditions corresponding to maximum rated virtual junction temperature.

Surge current ratings shall be given for the following time periods:

- a) for times smaller than one half cycle (at 50 Hz or 60 Hz), but greater than approximately 1 ms, in terms of maximum rated value of

$$\int i^2 dt$$

These ratings may be given by means of a curve or by specified values. No immediate subsequent application of reverse voltage or off-state voltage is assumed.

For fast turn-on thyristors or fast plasma-spreading thyristors such as those with distributed gate or inter-digitated gate structures (GTO), values for times below 1 ms may be needed.

- b) for times equal to, or greater than, one half cycle and smaller than 15 cycles (at 50 Hz or 60 Hz), in the form of a curve showing the maximum rated surge current versus time. Temporary loss of gate control shall be assumed to occur.

These ratings should preferably be given for a reverse voltage of 80 % of the maximum repetitive peak reverse voltage. Additional ratings may be given for reverse voltages of 50 % or 100 % of the maximum repetitive peak reverse voltage.

- c) for a time equal to one cycle, with no reverse voltage applied.

NOTE Although surge on-state current ratings are given for half sine waves, they are, according to experience, also applicable to approximately triangular current waveforms, which occur when a sinusoidally rising fault current is interrupted by a current-limiting fuse.

5.1.10.13 Direct on-state current (I_T)

Maximum value under specified temperature

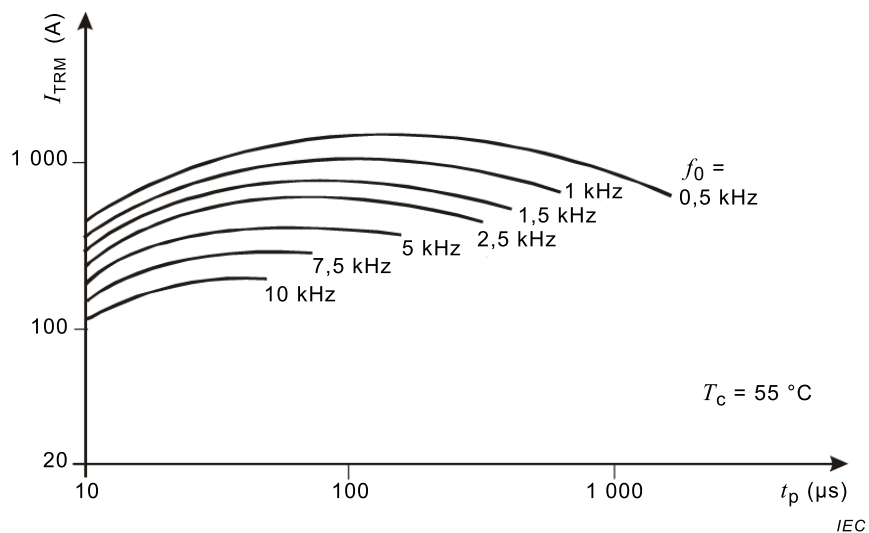
$I_{T(D)}$ may be used.

5.1.10.14 Peak value of sinusoidal on-state current at higher frequencies (where appropriate)

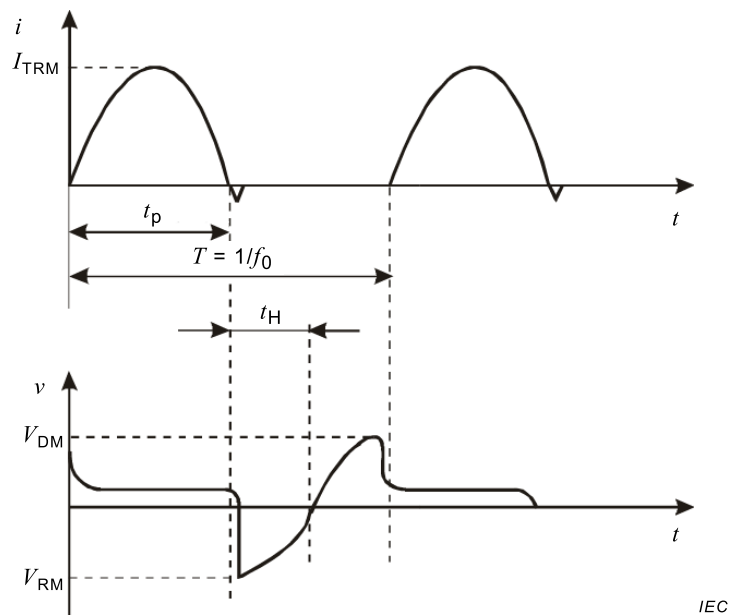
Curves as functions of the half sine wave current pulse duration, with the repetition frequency as a parameter, under the following conditions:

- specified case temperature;
- specified off-state voltage before turn-on;
- specified reverse voltage;
- specified gate conditions during turn-on and turn-off;
- specified RC damping network (snubber).

Figure 11a) is given as an example. Figure 11b) is given for explanatory purposes only.



a) Maximum rated peak sinusoidal on-state current I_{TRM} (see Figure 11b)) as a function of pulse duration t_p with parameter: repetition frequency $f_0 = 1/T$



b) Typical current and voltage waveforms for sinusoidal on-state current pulses; t_H is the hold-off interval (see 3.5.2.4)

NOTE The pulse waveform includes the current pulse due to the RC damping network.

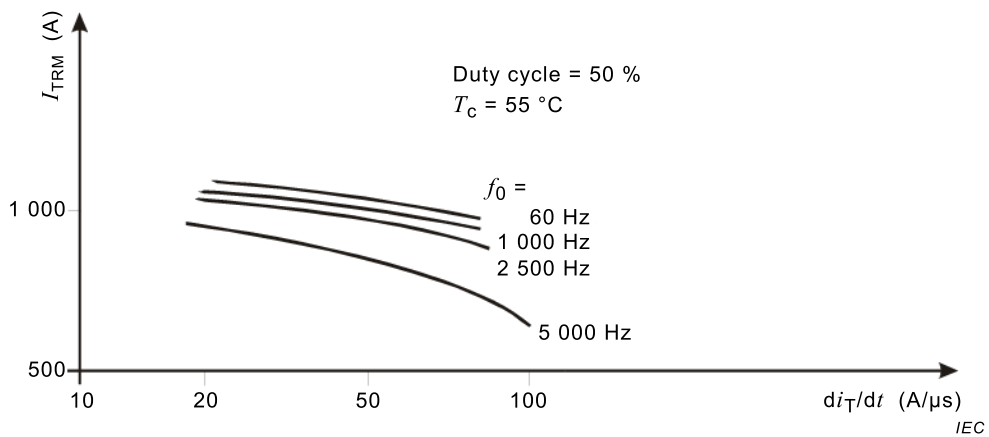
Figure 11 – Peak sinusoidal currents and typical waveforms at higher frequencies

5.1.10.15 Maximum peak value of a trapezoidal on-state current at higher frequencies (where appropriate)

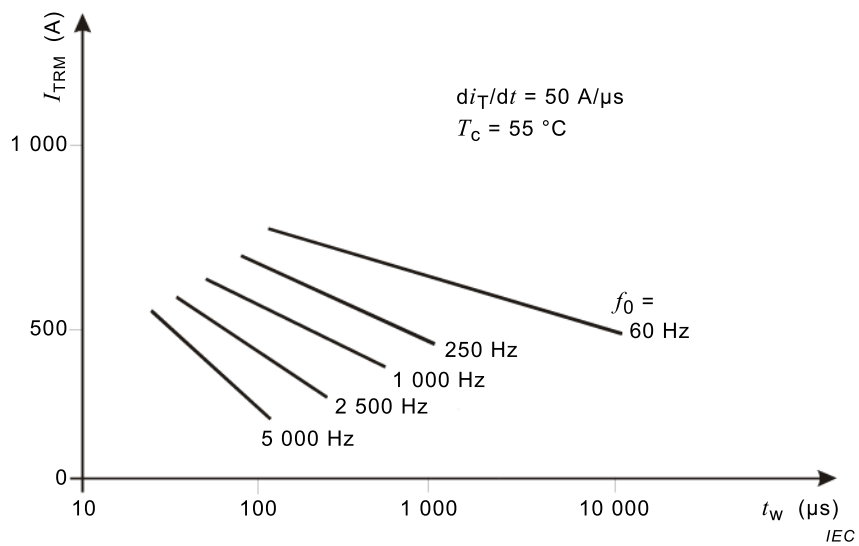
Curves related to the rate of rise of on-state current, the repetition frequency and either the duty cycle or pulse duration under the following conditions:

- a) specified case temperature;
- b) specified off-state voltage before turn-on;
- c) specified reverse voltage (as there is a significant dependence on the applied reverse voltage, it is recommended that two or more families of curves be given);
- d) specified gate conditions during turn-on and turn-off;
- e) specified RC damping network (snubber);
- f) specified duty cycle or pulse duration.

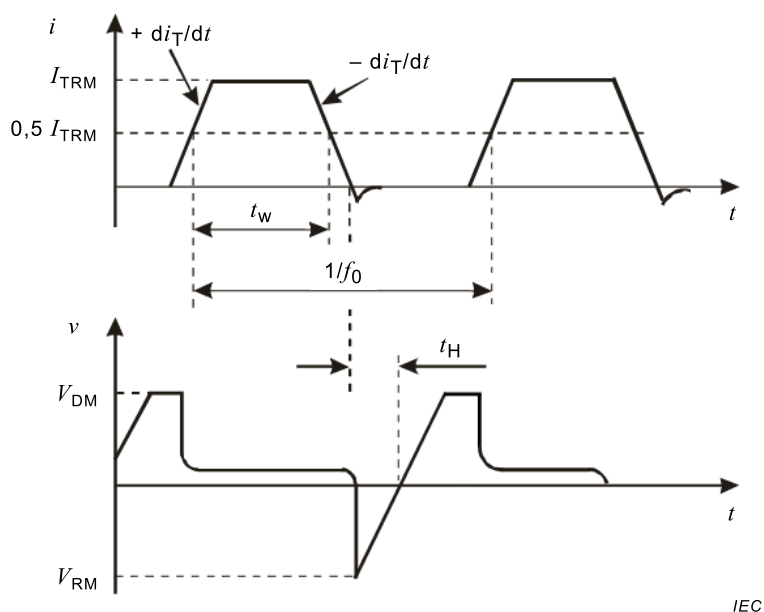
Figure 12a) and Figure 12b) are given as examples. Figure 12c) is given for explanatory purposes only.



a) Maximum rated peak trapezoidal on-state current I_{TRM} for a specified t_w (see Figure 12c) as a function of the rate of rise of on-state current with parameter repetition frequency $f_0 = 1/T$



b) Maximum rated peak trapezoidal on-state current I_{TRM} having a specified di_T/dt (see Figure 12c) as a function of t_w with parameter repetition frequency $f_0 = 1/T$



c) Typical current and voltage waveforms for trapezoidal on-state current pulses; t_H is the hold-off interval (see 3.5.2.4)

Different sets of curves are required for different values of di_T/dt .

Figure 12 – Peak trapezoidal currents and typical waveforms at higher frequencies

5.1.10.16 Peak case non-rupture current (I_{RSMC})(where appropriate)

Maximum value of a triangular current rising at a specified rate, preferably 25 A/ μ s, and having a specified pulse duration for a starting case temperature to be specified, preferably 25 °C.

NOTE The value of the peak case non-rupture current depends considerably on the location of the initial breakdown, on the silicon chip and is usually lowest if the breakdown occurs near the edge.

5.1.10.17 Non-repetitive peak controllable on-state current (I_{TQSM}) for GTO

Maximum rated value under the following conditions:

- maximum rated virtual junction temperature;
- specified reapplied off-state voltage, preferably a half or two-thirds of the maximum rated repetitive peak off-state voltage;
- specified rate of rise of the reapplied off-state voltage;
- specified turn-off spike voltage;
- specified driving voltage in the gate circuit, preferably equal to the maximum rated turn-off gate voltage;
- specified rate of rise of the turn-off gate current.

5.1.10.18 Repetitive peak controllable on-state current (I_{TQRM}) for GTO

Maximum rated value under the following conditions:

- maximum rated virtual junction temperature is reached at the end of the turn-off procedure;
- specified reapplied off-state voltage, preferably a half or two-thirds of the maximum rated repetitive peak off-state voltage;
- specified rate of rise of the reapplied off-state voltage;
- specified turn-off spike voltage;

- e) specified driving voltage in the gate circuit, preferably equal to the maximum rated turn-off gate voltage;
- f) specified rate of rise of the turn-off gate current.

5.1.11 Peak forward gate current (I_{FGM})

Maximum value with anode-cathode voltage polarity specified and any qualifications (e.g. of time, energy, etc.) applicable to this rating.

5.2 Characteristics

5.2.1 General

In the case of a triac the characteristics recommended here are based upon symmetrical operation of the device, and therefore shall be based upon limiting values for either direction of operation. If a characteristic is sensitive to the gate triggering mode, the mode(s) applicable shall be specified.

5.2.2 Reverse current (I_R)

Maximum value at the maximum continuous (direct) reverse voltage and at a low value of reverse voltage at 25 °C and one higher temperature.

$I_{R(D)}$ may be used.

5.2.3 Reverse conducting voltage (V_{RC}) (for reverse conducting thyristors)

Maximum value at the maximum continuous (direct) reverse current

$V_{RC(D)}$ may be used.

5.2.4 Continuous (direct) off-state current (I_D)

Maximum value at the maximum continuous (direct) blocking voltage and at a low value of blocking voltage at 25 °C and one higher temperature.

$I_{D(D)}$ may be used.

5.2.5 On-state voltage (V_T)

Maximum value under the following conditions:

- a) specified on-state current, preferably equal to the maximum rated repetitive peak controllable on-state current;
- b) at a case or ambient temperature equal to the maximum rated virtual junction temperature. If a defined relationship exists between the values at this temperature and at 25 °C, the value at the latter temperature may be given;
- c) specified value of gate current (required to maintain full on-state conduction).

$V_{T(D)}$ may be used.

5.2.6 On-state characteristics (where appropriate)

Curves showing instantaneous values of on-state voltage versus on-state current up to the maximum rated value of the repetitive peak on-state current, at an ambient or case temperature of 25 °C and at one other higher temperature, preferably equal to the maximum rated virtual junction temperature. These characteristics shall be measured using a pulse method, so that the junction temperature is approximately equal to the case temperature.

5.2.7 Peak sinusoidal on-state voltage (V_{TM})

Maximum value at a current of π times the rated mean on-state current at the maximum rated virtual junction temperature or at a case or ambient temperature of 25 °C. In case of a triac this is the maximum value at a current of $\sqrt{2}$ times the maximum rated r.m.s. on-state current.

π may be taken as equal to 3.

The reference value for calculating the on-state power dissipation under operating conditions is the on-state voltage at maximum virtual junction temperature. If, however, a well-established correlation exists between this value and the value at 25 °C, the latter may be given for convenience of testing.

5.2.8 Threshold voltage ($V_{T(TO)}$ / V_{TO})

Maximum value at maximum rated virtual junction temperature.

5.2.9 On-state slope resistance (r_T)

Maximum value at maximum rated virtual junction temperature.

5.2.10 Holding current (I_H)

Maximum value and, where appropriate, minimum value under the following specified conditions:

- a) source voltage in the principal circuit (off-state voltage), preferably equal to 12 V;
- b) gate-bias conditions;
- c) peak initial on-state current.

NOTE The maximum value of the holding current is the smallest current that will maintain all thyristors of a given type in the on state. The minimum value of the holding current is the highest current below which all thyristors of a given type will return to the off-state.

5.2.11 Latching current (I_L)

Maximum value under the following specified conditions:

- a) source voltage in the principal circuit (off-state voltage), preferably equal to 12 V (24 V in case of a GTO);
- b) triggering pulse: rise time, fall time, duration, amplitude, and resistance of the trigger pulse generator.

NOTE The maximum value of the latching current is the smallest current that will maintain all thyristors of a given type in the on-state immediately after the triggering condition has been removed.

5.2.12 Repetitive peak off-state current (I_{DRM})

Maximum value at the rated repetitive peak off-state voltage at 25 °C and, where appropriate, at the maximum rated virtual junction temperature.

5.2.13 Repetitive peak reverse current (I_{RRM})

Maximum value at the maximum rated repetitive peak reverse voltage at 25 °C; in addition, where appropriate, maximum value at the maximum rated virtual junction temperature.

5.2.14 Gate-trigger current (I_{GT}) and gate-trigger voltage (V_{GT})

Values of gate current and gate voltage required to turn on all thyristors of a given type. Limiting values and characteristics for the gate are preferably given with reference to a diagram as shown in Figure 13.

The following conditions shall be specified:

- a) off-state voltage, preferably equal to 12 V (24 V in case of a GTO);
- b) gate-circuit conditions;
- c) ambient, case or junction temperature;
- d) in case of a GTO specified maximum source resistance that will provide sufficient on-state current to assure conduction of all cathode islands.

The values of gate-trigger voltage and current should be given at 25 °C and at minimum operating temperature.

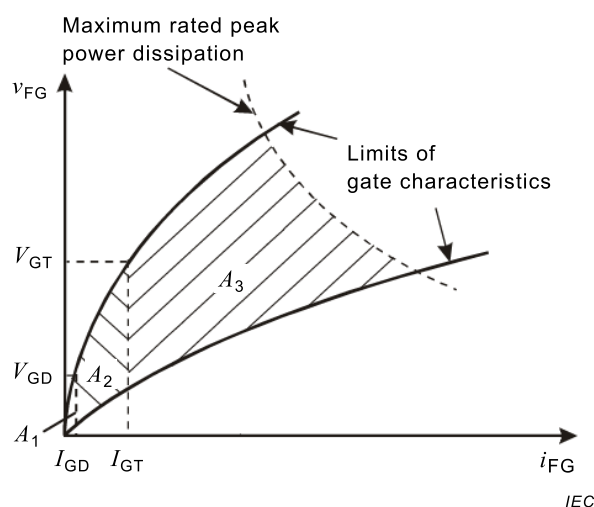
5.2.15 Gate non-trigger current (I_{GD}) and gate non-trigger voltage (V_{GD})

Values of the gate current and gate voltage which will not turn on any thyristor of a given type (see also Figure 13).

The following conditions shall be specified:

- a) off-state voltage, preferably equal to a half or two-thirds of the maximum rated repetitive peak off-state voltage (V_{DRM});
- b) ambient or case temperature, preferably equal to the maximum rated virtual junction temperature;
- c) gate circuit conditions.

The values of gate non-trigger voltage and current should be given at maximum rated virtual junction temperature. If the characteristics given in Figure 13 are different for different quadrants of a triac, this should be stated.



Key

I_{GD}	gate non-trigger current	A_1	area of non-triggering
I_{GT}	gate-trigger current	A_2	area of uncertain triggering
V_{GD}	gate non-trigger voltage	A_3	area of certain triggering
V_{GT}	gate-trigger voltage		

Figure 13 – Forward gate voltage versus forward gate current

5.2.16 Sustaining gate current (I_{FGsus}) for GTO only

Minimum value.

5.2.17 Peak gate turn-off current (I_{RGQM}) for GTO only

Curve showing the minimum value the gate turn-off pulse generator must be capable of supplying as a function of the peak on-state current to turn the thyristor off under the following conditions:

- a) maximum rated virtual junction temperature;
- b) specified value of the reapplied off-state voltage, preferably a half or two-thirds of the maximum rated repetitive peak off-state voltage;
- c) specified rate of rise of the re-applied off-state voltage;
- d) specified driving voltage in the gate circuit, preferably equal to the maximum rated turn-off gate voltage;
- e) specified rate of rise of the turn-off gate current;
- f) repetition rate.

5.2.18 Peak tail current (I_{ZM}) for GTO only

Maximum value under the following conditions:

- a) maximum rated junction temperature;
- b) on-state current before turn-off equal to the maximum rated repetitive peak controllable on-state current;
- c) specified off-state voltage, preferably a half or two-thirds of the maximum rated repetitive peak off-state voltage;
- d) specified rate of rise of the reapplied off-state voltage;
- e) specified turn-off gate driving voltage, preferably equal to the maximum rated turn-off gate voltage;

f) specified rate of rise of the turn-off gate current.

5.2.19 Characteristic time intervals

5.2.19.1 Gate-controlled turn-on delay time (t_{gd})

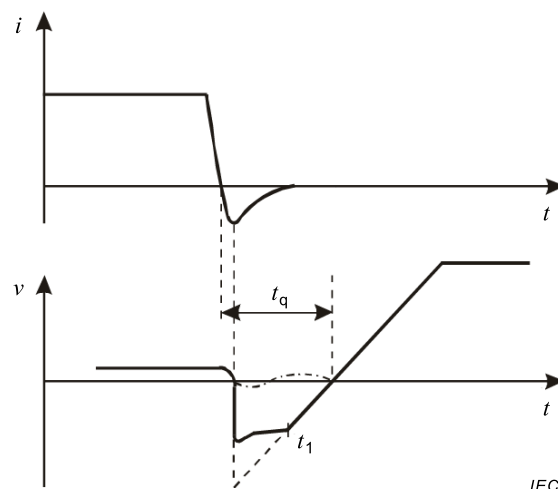
Typical and, where appropriate, maximum and/or minimum value(s), under the following specified conditions:

- gate-current amplitude and gate-circuit impedance;
- rise time of the gate pulse, preferably $0,5 \mu\text{s}$;
- minimum duration of the gate pulse, preferably two times the specified delay time;
- off-state voltage (prior to turn-on), preferably equal to $0,5$ times the maximum rated repetitive peak off-state voltage (V_{DRM});
- minimum anode current at the end of the gate current pulse.

5.2.19.2 Circuit commutated turn-off-time (t_q)

Maximum value under the following specified conditions:

- wave shape of the preceding on-state current. The wave shape shall preferably be rectangular and the duration shall be sufficient to achieve charge carrier equilibrium. The amplitude shall be preferably three times the rated mean on-state current.
- ambient or case temperature equal to the highest temperature at which the peak value of the on-state current is permitted;
- wave shape of the reverse-blocking voltage;
- reverse voltage at the time of initiation of off-state voltage (time instant t_1 in Figure 14);
- peak value and rate of rise of off-state voltage. The peak value of the off-state voltage shall be at least two-thirds of the rated repetitive peak off-state voltage.
- gate bias while the thyristor is in the off state:
 - gate-source voltage,
 - gate-source impedance;
- rate of fall of on-state current ($-di/dt$).



————— capacitor commutation without inverse diode
 - - - - - capacitor commutation with inverse diode
 - · - · - load commutation (parallel resonant circuit)

Figure 14 – Examples of current and voltage wave shapes during turn-off of a thyristor under various circuit conditions

5.2.19.3 Maximum (critical) rate of rise of off-state voltage ($dv/dt_{(cr)}$)

Maximum value of the rate of rise of an applied voltage rising in an approximately linear or exponential manner.

The following conditions shall be specified:

- a) ambient or case temperature, preferably equal to the maximum rated virtual junction temperature;
- b) peak off-state voltage, preferably equal to a half or two-thirds the maximum rated repetitive peak off-state voltage (V_{DRM});
- c) specified waveform (linear or exponential);
- d) gate-bias conditions;
- e) switching repetition frequency.

5.2.19.4 Critical rate of rise of commutating voltage of a triac ($dv/dt_{(com)}$)

Maximum value under the following specified conditions:

- a) peak on-state current preferably equal to $\sqrt{2}$ times the maximum rated r.m.s. value of on-state current of 5.1.10.1 at 25 °C for ambient-rated or at 85 °C for case-rated triacs;
- b) duration (90 % of a half sine wave recommended) and rate of reversal of on-state current di/dt at zero crossing;
- c) peak off-state voltage, preferably equal to a half or two-thirds of the maximum rated repetitive peak off-state voltage of 5.1.8.2;
- d) ambient or case temperature, preferably equal to the maximum rated virtual junction temperature;

5.2.19.5 Turn-off time intervals for a GTO

The maximum values of the following time intervals shall be given under the following conditions:

- a) specified peak on-state current to be turned off, preferably equal to the maximum rated repetitive peak controllable on-state current;
- b) specified reapplied off-state voltage, preferably a half or two-thirds of the maximum rated repetitive peak off-state voltage;
- c) specified rate of rise of reapplied off-state voltage;
- d) specified turn-off spike voltage;
- e) specified driving voltage in the gate circuit, preferably equal to the maximum rated turn-off gate voltage;
- f) specified rate of rise of the turn-off gate current;
- g) maximum rated virtual junction temperature.

5.2.19.6 (Gate-controlled) turn-off time (t_{gq})

Maximum value.

5.2.19.7 (Gate-controlled) turn-off delay time (t_{dq})

Maximum value.

5.2.19.8 (Gate-controlled) fall time (t_{fq})

Maximum value.

5.2.19.9 Tail time (t_z)

Maximum value.

5.2.20 Total power dissipation

5.2.20.1 General

For case-rated thyristors only, curves showing the maximum total power dissipation at maximum virtual junction temperature as a function of mean on-state current and conduction angle, at the maximum value of the repetitive peak reverse voltage and at the maximum value of the repetitive peak off-state voltage. A curve shall be given for each operating condition specified under 5.1.10.

5.2.20.2 Total energy dissipation during one half sine wave on-state current pulse (where appropriate)

Curves showing the maximum total dissipation of energy comprising turn-on plus on-state plus reverse recovery energy related to the peak on-state current and pulse duration under the following conditions:

- specified off-state voltage before turn-on;
- specified reverse voltage (as there is a significant dependence on the reverse recovery dissipation, it is recommended that two or more families of curves be given based on different reverse voltages, in order to make it possible to calculate the reverse recovery dissipation);
- specified gate conditions during turn-on and turn-off;
- specified RC damping network (snubber);
- specified case temperature;
- curves for maximum total energy dissipation given at repetition frequency (e. g. 50 Hz) or in a single pulse.

Figure 15a) is given as an example. Figure 15b) is given for explanatory purposes only.

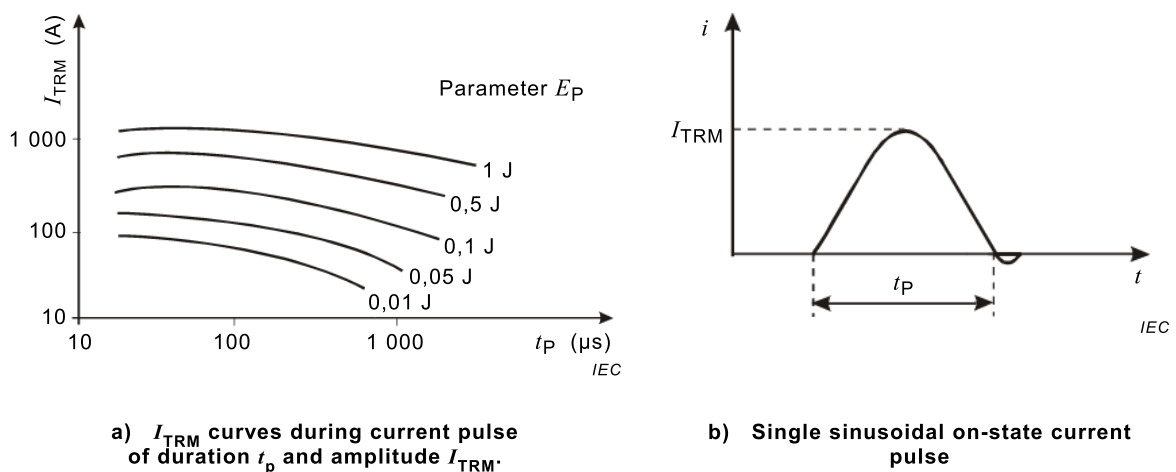


Figure 15 – Curves with total energy dissipation E_p as parameter and sinusoidal current pulse

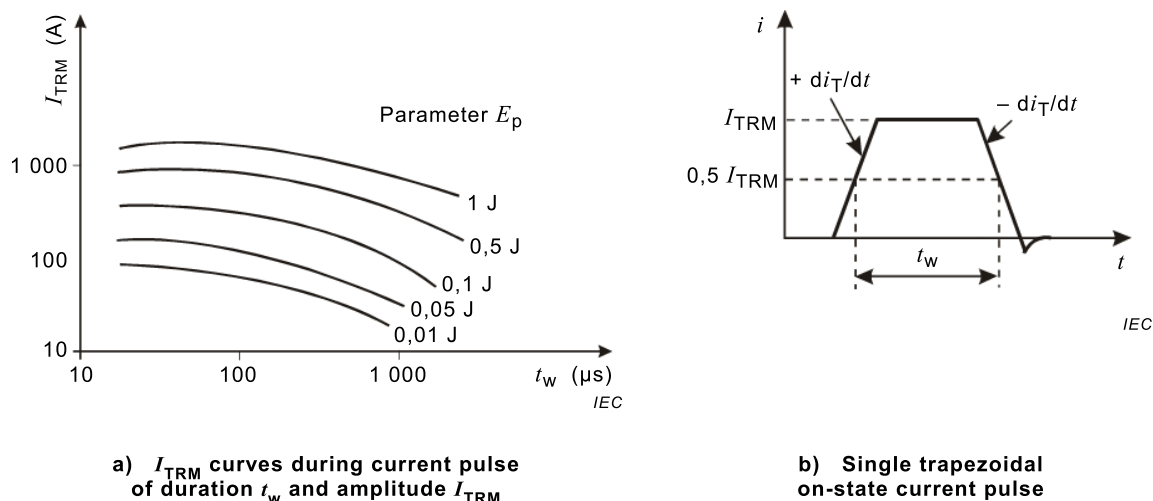
5.2.20.3 Total energy dissipation during one trapezoidal on-state current pulse (E_p) (where appropriate)

Curves showing the maximum total dissipated energy values related to the maximum on-state current and the pulse duration under the following conditions:

- specified off-state voltage before turn-on;

- b) specified reverse voltage (as there is a significant dependence on the reverse recovery energy, it is recommended that two or more families of curves be given based on different reverse voltages, in order to make it possible to calculate the reverse recovery energy);
- c) specified gate conditions during turn-on and turn-off;
- d) specified RC damping network (snubber);
- e) specified rates of rise and decay of on-state current;
- f) specified case temperature.

Figure 16a) is given as an example. Figure 16b) is given for explanatory purposes only.



a) I_{TRM} curves during current pulse of duration t_w and amplitude I_{TRM}

b) Single trapezoidal on-state current pulse

Figure 16 – Curves with total energy dissipation E_p as parameter and trapezoidal current pulse

5.2.21 Turn-on energy dissipation (E_{ON}) for GTO preferably

Curves showing the maximum turn-on energy dissipation for one on-state current pulse as a function of the rate of rise of on-state current with the initial off-state voltage as a parameter (excluding the on-state energy dissipation).

NOTE For half sine waves a good approximation of the rate of rise of the on-state current is:

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{3I_{TM}}{t_p}$$

where

I_{TM} is the amplitude;

t_p is the duration of the half-wave.

5.2.22 On-state energy dissipation (E_T) for GTO preferably

Curves showing the maximum on-state energy dissipation for one on-state current pulse in the steady state, excluding the turn-on and turn-off energy, as a parameter in a diagram of the maximum allowable peak on-state current as a function of the pulse duration

- a) for half sine waves,
- b) for rectangular current pulses.

5.2.23 Turn-off energy dissipation (E_Q) for GTO preferably

Curves showing the maximum turn-off energy dissipation for one on-state current pulse as a function of the peak on-state current with the rate of rise of the off-state voltage, the turn-off peak off-state voltage and the turn-off spike voltage as parameters.

NOTE Turn-on, on-state and turn-off power dissipation values result when the equivalent energy values per pulse are multiplied by the repetition frequency.

5.2.24 Recovered charge (Q_r) (where appropriate)

Maximum value, or maximum and minimum values, under the following specified conditions (see Figure 17):

- on-state current, preferably equal to the peak value of the maximum rated mean on-state current;
- decay rate of on-state current $-di/dt$;
- reverse voltage, preferably equal to 50 % of the maximum rated repetitive peak reverse voltage (V_{RRM}) as specified under 5.1.8.6;
- ambient or case temperature equal to the highest temperature at which the peak value of the on-state current is permitted.

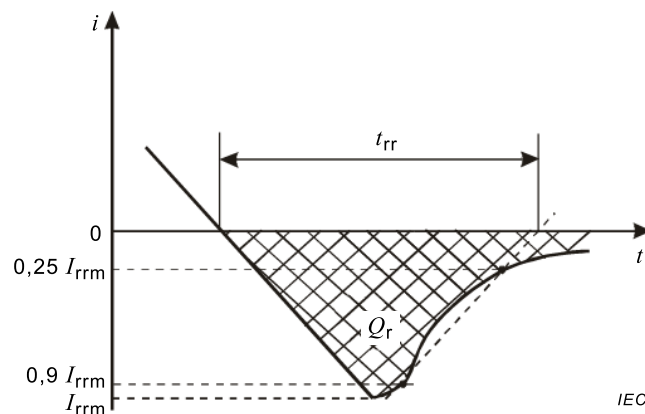


Figure 17 – Recovered charge Q_r , peak reverse recovery current I_{rrm} , reverse recovery time t_{rr} (idealized characteristics)

5.2.25 Peak reverse recovery current (I_{rrm})(where appropriate)

Maximum value under the same specified conditions a) to d) of 5.2.24 (see Figure 17).

5.2.26 Reverse recovery time (t_{rr}) (where appropriate)

Maximum value under the same specified conditions a) to d) of 5.2.24 (see Figure 17).

5.2.27 Thermal resistance junction to ambient ($R_{th(j-a)}$)

Maximum value, for ambient rated thyristors only.

5.2.28 Thermal resistance junction to case ($R_{th(j-c)}$)

Maximum value, for case rated thyristors only.

5.2.29 Thermal resistance case to heat sink ($R_{th(c-s)}$)

Maximum value, for case rated thyristors only.

5.2.30 Thermal resistance junction to heat sink ($R_{th(j-s)}$)

Maximum value, for heat sink rated thyristors only.

5.2.31 Transient thermal impedance junction to ambient ($Z_{th(j-a)}$)

For ambient rated thyristors only, a curve of $Z_{th(j-a)}$ as a function of the time elapsed following a step change in power dissipation.

5.2.32 Transient thermal impedance junction to case ($Z_{th(j-c)}$)

For case rated thyristors only, a curve of $Z_{th(j-c)}$ as a function of the time elapsed following a step change in power dissipation.

5.2.33 Transient thermal impedance junction to heat sink ($Z_{th(j-s)}$)

For heat sink rated thyristors only, a curve of $Z_{th(j-s)}$ as a function of the time elapsed following a step change in power dissipation.

6 Measuring and test methods

6.1 General

With few exceptions, indicated in the titles, the measuring and test methods described in Clause 6 apply to reverse blocking triode thyristors. However, many of them are also applicable to other types of thyristors.

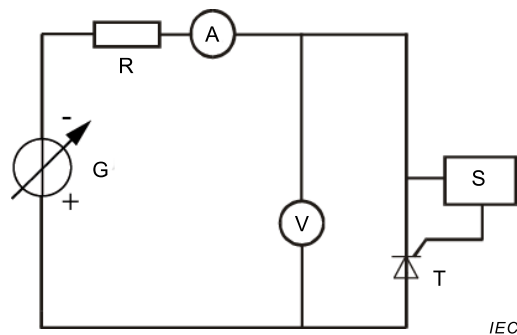
As regards their application to reverse blocking triode thyristors, the polarities shown in the circuits are applicable to P-gate thyristors. However, the circuits can be adapted to N-gate thyristors by changing the polarities of the meters and the sources, as well as the anode and cathode terminals.

6.2 Measuring methods for electrical characteristics

6.2.1 On-state voltage (V_T)

6.2.1.1 DC method

On-state voltage can be measured using the circuit shown in Figure 18. The specified on-state current is set after the thyristor has been switched to the on-state and the voltage between the anode and cathode terminals is measured under specified conditions of bias and impedance of the gate circuit.

**Key**

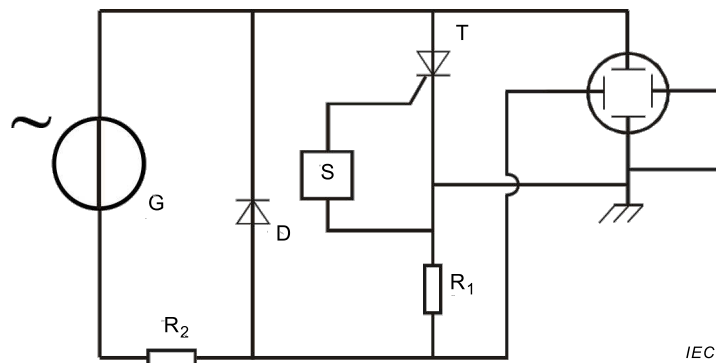
- T thyristor under test
- R protective resistor
- S gate-biasing source
- G d.c. source

Figure 18 – Circuit for measurement of on-state voltage (d.c. method)

6.2.1.2 Oscilloscope method

The magnitude of the current source is set to the required value for the V_T specification. Due to the semiconductor capacitances the oscilloscope shows a hysteresis curve. The turn point is equal to the static on-state voltage. Figure 19 shows a circuit for the measurement of instantaneous on-state voltage, using a half sine wave current source under specified conditions of bias and impedance of the gate circuit. The current is applied through the thyristor in the forward direction with the thyristor in the on-state. The voltage-current curve is displayed on the oscilloscope as shown in Figure 20.

NOTE A sequence of current half waves with rising magnitude gives a series of turn points, which correspond to the static forward characteristic (dashed line in Figure 20).

**Key**

- T thyristor under test
- D clamping diode for negative half wave
- G a.c. generator
- R_1 current sensing resistor
- R_2 protective resistor, low resistance
- S gate-biasing source

Figure 19 – Circuit for measurement of on-state voltage (oscilloscope method)

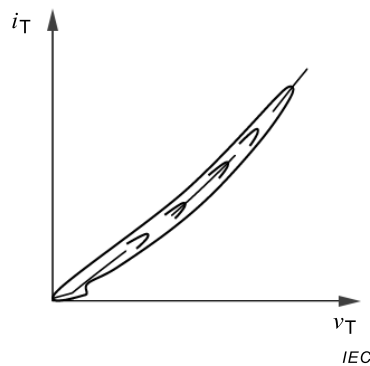


Figure 20 – Graphic representation of on-state voltage versus current characteristic (oscilloscope method)

6.2.1.3 Pulse method

Purpose

To measure the on-state voltage of a thyristor under specified conditions, using a pulse method.

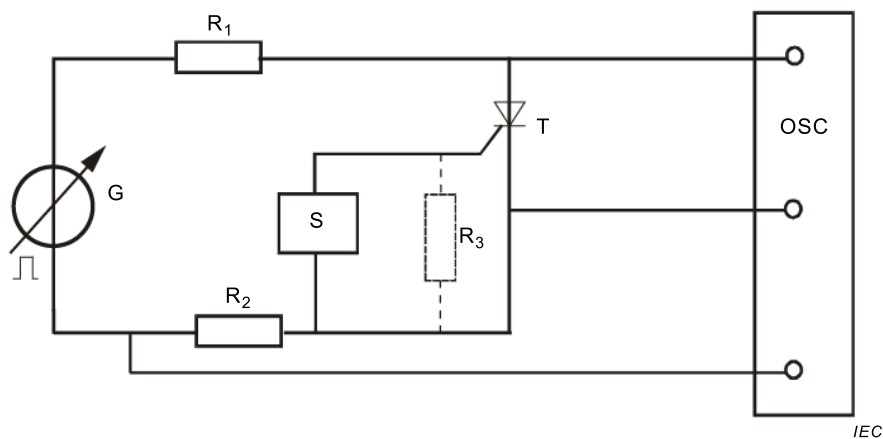


Figure 21 – Circuit diagram for measurement of on-state voltage (pulse method)

Circuit description and requirements (see Figure 21)

- S gate-triggering source
- G pulse generator
- R₁ protective resistor
- R₂ calibrated non-inductive current sensing resistor
- R₃ gate-cathode resistor (optional)
- T thyristor being measured
- OSC oscilloscope or peak reading instrument.

The pulse width and repetition rate of the pulse generator shall be such that negligible internal heating occurs during the measurement.

The duration of the pulse shall be such that the thyristor is fully turned on. With small thyristors and with devices having distributed gate structures, the turn-on spreading time is relatively short, and this condition may be met with pulse widths of 100 μs to 500 μs. With

large thyristors having long turn-on spreading times, pulse widths of 1 ms or more may be necessary. If the on-state characteristics for rising current and for falling current are not identical, the characteristic for falling current (i.e. for the fully conducting thyristor) shall be taken. The thyristor may remain in a partly turned-on condition if the current amplitude is not high enough.

Peak reading instruments may be used instead of the oscilloscope, but they shall allow measurements of the on-state voltage at the time the thyristor is fully turned on.

Precautions to be observed

The di/dt of the thyristor being measured shall not exceed the rated value.

Measurement procedure

The pulse generator and gate-triggering voltages are initially set to zero.

Temperature conditions are set to the specified value and any necessary adjustments made to the bias conditions.

The specified on-state current is then set by increasing the voltage of the pulse generator; the on-state voltage is measured on the oscilloscope.

Specified conditions

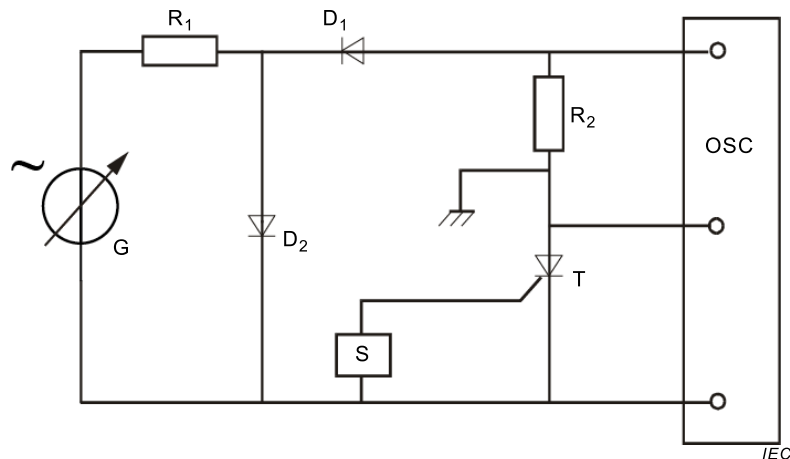
The values of the following conditions shall be stated:

- a) peak on-state current;
- b) ambient, case or reference point temperature;
- c) gate-triggering circuit bias conditions, including R_3 as necessary.

6.2.2 Repetitive peak reverse current (I_{RRM})

Purpose

To measure the peak reverse current of a thyristor at a specified value of repetitive peak reverse voltage under specified conditions (see Figure 22).



Key

- S gate circuit
- D1/D2 diodes to provide negative half cycles, so that only the reverse characteristic of the thyristor is measured
- G alternating voltage source
- R₁ protective resistor
- R₂ calibrated current sensing resistor
- T thyristor being measured
- OSC oscilloscope or peak reading instrument

Figure 22 – Circuit diagram for measuring peak reverse current

Measurement procedure

The repetitive peak reverse voltage across the thyristor, measured on the oscilloscope, is adjusted by means of the alternating voltage source. The peak value of the reverse current through the thyristor is measured on the oscilloscope connected across R₂.

Peak reading instruments may be used instead of the oscilloscope, but they shall be instruments that allow measurement of the peak reverse current at the time the reverse voltage reaches its peak value.

Specified conditions

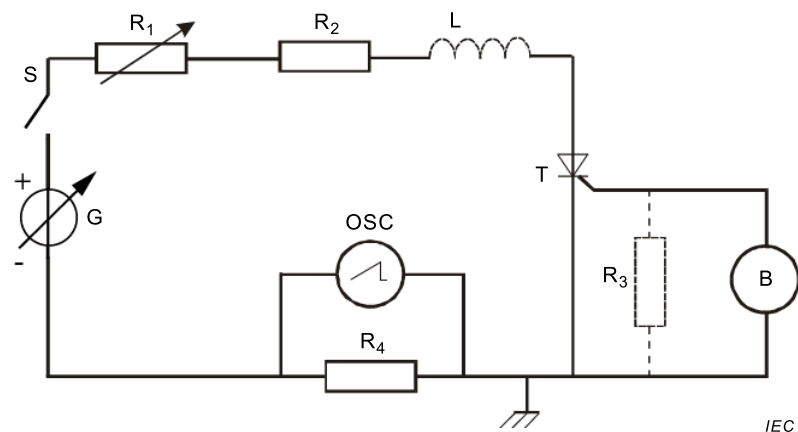
The values of the following conditions shall be stated:

- a) repetitive peak reverse voltage;
- b) frequency of alternating voltage source;
- c) gate bias conditions: source voltage and source resistance or gate-cathode resistor;
- d) ambient, case or reference point temperature.

6.2.3 Latching current (I_L)

Purpose

To measure the latching current of a thyristor under specified conditions (see Figure 23).

**Key**

- S switch
- L inductance
- B triggering and gate-bias source
- R_1 variable resistor
- R_2 protective resistor
- R_3 gate-cathode resistor (optional)
- R_4 calibrated non-inductive current sensing resistor
- T thyristor under test
- OSC oscilloscope or peak reading instrument

Figure 23 – Circuit diagram for measuring latching current

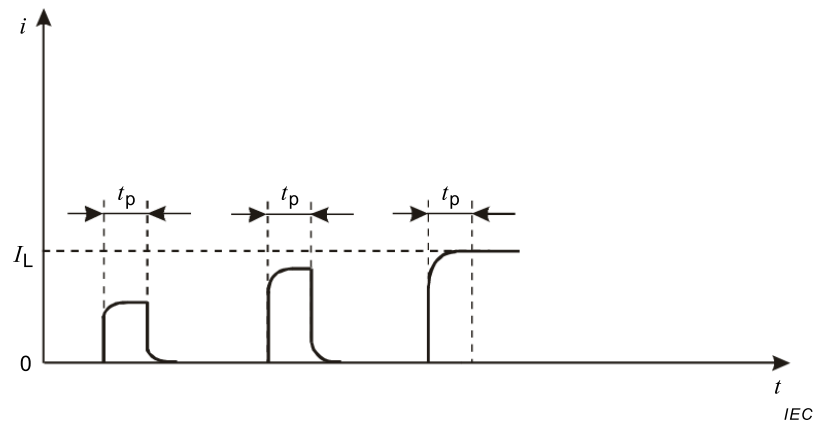
Circuit description and requirements

The residual inductance L of the circuit including the d.c. voltage source should be as small as possible.

Measurement procedure

With the resistor R_1 at its maximum value, the thyristor shall not conduct continuously when switch S is closed.

The value of R_1 is then gradually reduced and the principal current is allowed to increase until it does not fall at the end of each triggering pulse. The value of the principal current at this point corresponds to the value of the latching current (see Figure 24).



Key

- I_L latching current
- t_p trigger pulse duration

Figure 24 – Waveform of the latching current

The measurement may be repeated to obtain greater accuracy by operating switch S and adjusting the value of R_1 until the critical point, at which the latching current is reached, is determined accurately.

Specified conditions

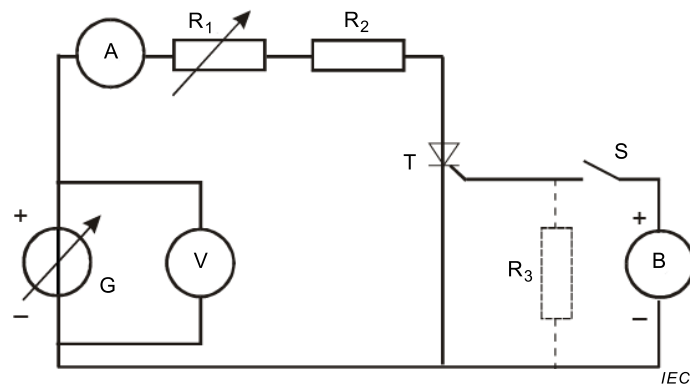
The values of the following conditions shall be stated:

- a) off-state voltage;
- b) gate bias conditions: voltage, polarity and resistance of the gate bias supply, including R_3 as necessary;
- c) triggering pulse: rise time, fall time, pulse width, repetition rate, voltage amplitude and resistance of the trigger pulse generator;
- d) ambient, case or reference-point temperature.

6.2.4 Holding current (I_H)

Purpose

To measure the holding current of a thyristor under specified conditions.

**Key**

B	gate triggering current generator
S	switch
T	thyristor under test
R_1, R_2, R_3	resistors
G	generator

Figure 25 – Circuit diagram for measuring holding current

Circuit description and requirements (see Figure 25)

Resistor R_2 is a protective resistor. Resistor R_3 shall only be used when specified.

Measurement procedure

The temperature is set to the specified value.

The voltage generator output is increased to obtain the specified value of the off-state voltage V_D .

Switch S is closed and the gate current increased until the thyristor triggers.

R_1 is adjusted so that the on-state current is high enough to ensure that the thyristor is fully turned on.

Switch S is then opened and the on-state current gradually decreased by increasing R_1 until the thyristor turns off.

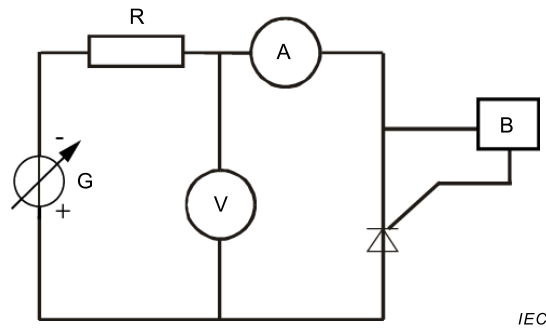
The value of the on-state current, measured on ammeter A immediately prior to the turn-off point, is the holding current.

Specified conditions

- ambient, case or reference point temperature (T_a, T_c, T_{ref});
- (where appropriate) minimum on-state current to ensure that the thyristor is fully turned on;
- gate circuit resistor (R_3), if required;
- off-state voltage (V_D).

6.2.5 Off-state current (I_D)*Purpose*

To measure the off-state current of a thyristor using d.c. voltage source (for the circuitry see Figure 26).



Key

- B gate biasing source
- T thyristor under test
- R resistors
- G generator

Figure 26 – Circuit diagram for measuring off-state current (d.c. method)

Measurement procedure

The specified forward voltage is applied through the protective resistor R and the off-state current is measured under specified conditions of bias and impedance of the gate circuit.

The protective resistor R shall be sufficiently large to protect the current meter and the device being measured in case the device should switch to the conducting state.

6.2.6 Repetitive peak off state current (I_{DRM})

Purpose

To measure the peak off-state current of a thyristor at a specified value of repetitive peak off-state voltage under specified conditions.

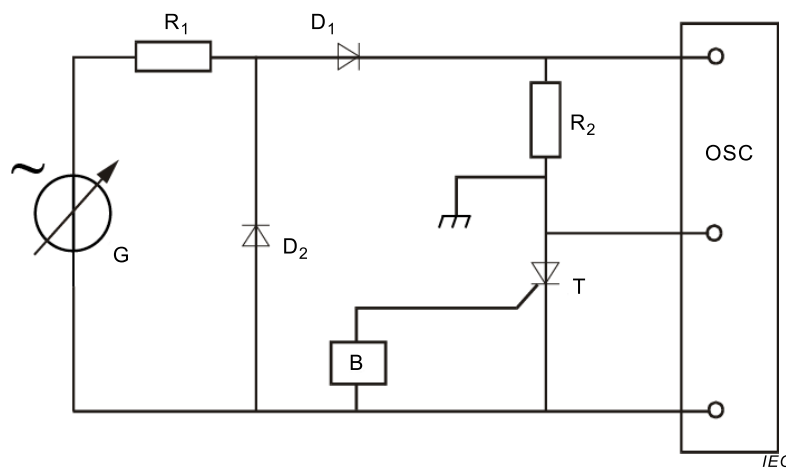


Figure 27 – Circuit diagram for measuring peak off-state current

Circuit description and requirements (see Figure 27)

- B gate circuit
- D_1 and D_2 diodes to provide positive half cycles, so that only the off-state characteristic of the thyristor is measured

G	alternating voltage source
R_1	protective resistor
R_2	calibrated non-inductive current sensing resistor
T	thyristor being measured
OSC	oscilloscope or peak reading instrument. <i>Measurement procedure</i>

The repetitive peak off-state voltage across the thyristor, measured on the oscilloscope, is adjusted by means of the alternating voltage source. The peak value of the off-state current through the thyristor is then measured on the oscilloscope connected across R_2 .

Peak reading instruments may be used instead of the oscilloscope, but they shall be instruments that allow measurement of the peak off-state current at the time the repetitive off-state voltage reaches its peak value.

Specified conditions

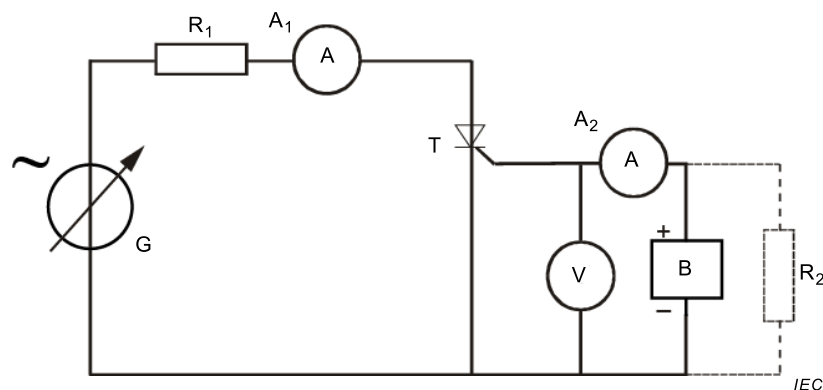
The values of the following conditions shall be stated:

- repetitive peak off-state voltage;
- frequency of alternating voltage;
- gate bias conditions: source voltage and source resistance or gate-cathode resistor;
- ambient, case or reference-point temperature.

6.2.7 Gate trigger current or voltage (I_{GT}), (V_{GT})

Purpose

To measure the gate trigger current and/or voltage of a thyristor under specified conditions.



Key

B	gate circuit
G	generator
R_1 , R_2	resistors
A_1 , A_2	Ampere meters
T	thyristor under test

Figure 28 – Circuit diagram for measuring gate trigger current and/or voltage

Circuit description and requirements (see Figure 28)

Resistor R_1 determines the on-state current which shall be high enough to ensure that the thyristor is fully turned on.

The voltage generator G provides a low supply voltage, preferably 12 V or less.

The alternating voltage generator may be replaced by a d.c. generator.

When measuring very small triggering currents, the voltmeter impedance should be taken into account.

Measurement procedure

The temperature is set to the specified value.

The gate current is gradually increased until the thyristor just triggers and ammeter A_1 indicates an on-state current.

The gate trigger current is the highest recorded value on ammeter A_2 and the gate trigger voltage is the corresponding voltage value measured on voltmeter V.

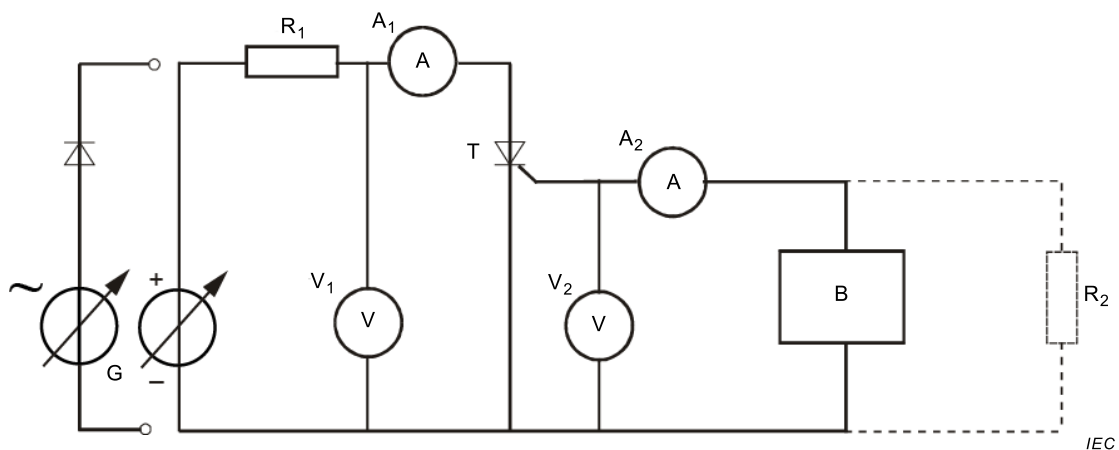
Specified conditions

- a) ambient, case or reference-point temperature (T_a , T_c , T_{ref});
- b) off-state voltage (to be specified if other than 12 V peak a.c.);
- c) frequency of alternating generator (to be specified if greater than 65 Hz);
- d) gate circuit resistor R_2 (if required).

6.2.8 Gate non-trigger voltage (V_{GD}) and gate non-trigger current (I_{GD})

Purpose

To verify or to measure the gate non-trigger voltage or the gate non-trigger current of a thyristor under specified conditions.

**Key**

B	DC gate triggering source
T	thyristor being measured
G	generator
R_1, R_2	resistors
A_1, A_2	Ampere meters
V_1, V_2	voltage meters

Figure 29 – Circuit diagram for measuring gate non-trigger current and/or voltage

Circuit description and requirements (see Figure 29)

Resistor R_1 is a protective resistor which should be as small as practicable. Resistor R_2 is to be used only when specified.

The d.c. generator may be replaced by an a.c. generator with a diode in series, in which case voltmeter V_1 and ammeter A_1 should be peak reading instruments.

Verification method

The temperature is set to the specified value.

The off-state voltage across the thyristor as measured on voltmeter V_1 is set to the specified value.

The specified gate non-trigger voltage as measured on voltmeter V_2 is applied to the gate of the thyristor. The gate non-trigger voltage is verified if the thyristor has not triggered.

Measuring method

The temperature is set to the specified value.

The off-state voltage across the thyristor as measured on voltmeter V_1 is set to the specified value.

The gate voltage is gradually increased until the thyristor triggers and the on-state current flows through ammeter A_1 .

The value of the gate voltage immediately prior to triggering, as measured on voltmeter V_2 , is the gate non-trigger voltage.

The value of the gate current immediately prior to triggering, as measured on ammeter A_2 , is the gate non-trigger current.

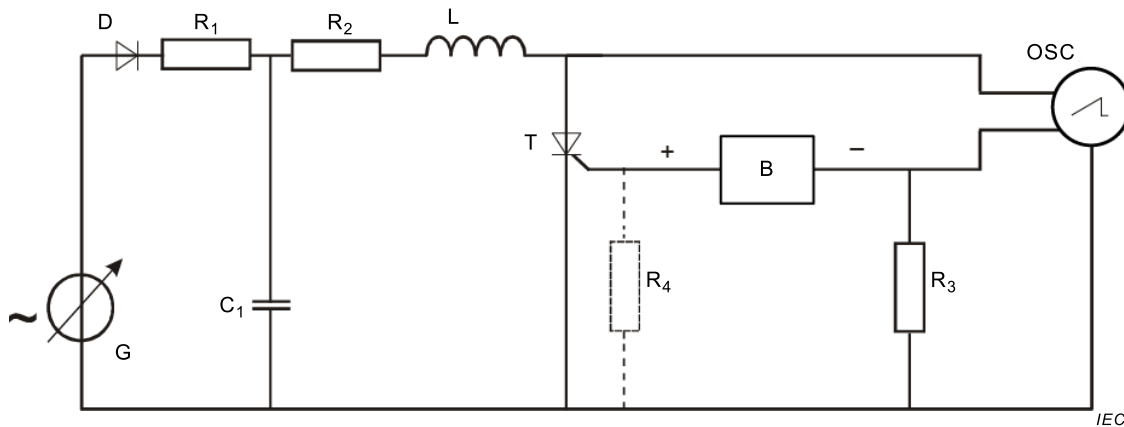
Specified conditions

- a) ambient, case or reference-point temperature (T_a, T_c, T_{ref});
- b) off-state voltage V_D (or V_{DM});
- c) gate circuit resistance R_2 (if required);
- d) gate non-trigger voltage (V_{GD}) (for verification method only);
- e) gate non-trigger current.

6.2.9 Gate controlled delay time (t_d) and turn-on time (t_{gt})

Purpose

To measure the gate controlled delay time and turn-on time of a thyristor under specified conditions.



Key

- T thyristor being measured
- B gate triggering source
- G generator
- D diode
- R_1, R_2, R_3, R_4 resistors
- C_1 capacitor
- OSC dual-beam oscilloscope

Figure 30 – Circuit diagram for measuring the gate controlled delay time and turn-on time

Circuit description and requirements (see Figure 30)

To obtain the required rate of rise of on-state current of a thyristor under test T, R_2 , C_1 , and L shall be such that their values are approximately related to the test voltage V_D , current magnitude I_{TM} and time t_1 as follows:

$$C_1 = 5,6 \frac{I_{TM} \times t_1}{V_D}$$

$$L = 1,7 \frac{V_D \times t_1}{I_{TM}}$$

$$R_2 = 0,55 \frac{V_D}{I_{TM}}$$

$$di/dt = 0,5 \frac{I_{TM}}{t_1}$$

where

t_1 is the rise time of the on-state current needed to reach $0,5 I_{TM}$ as shown in Figure 31,

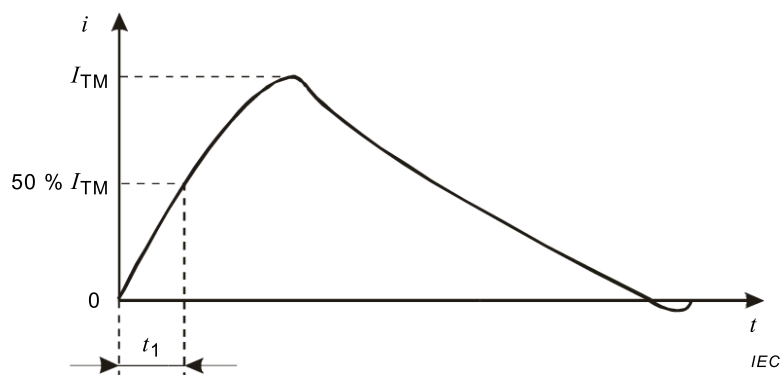


Figure 31 – On-state current waveform of a thyristor

R_1 is a resistor protecting the diode D when the capacitor C_1 is being charged.

Resistor R_4 is only to be used when specified.

Capacitor C_1 is charged on one half cycle of the supply voltage through D and R_1 . On the next half cycle, the gate-trigger pulse generator shall be synchronized so that the gate-trigger pulse is applied while the charging supply is negative.

One input to the oscilloscope is the voltage across the thyristor and the other input is the voltage across the non-inductive calibrated resistor R_3 .

Precautions to be observed

The half amplitude pulse width shall be large enough not to influence the measurement result (preferably greater than or equal to $10 \mu\text{s}$).

Measurement procedure

The temperature is set to the specified value.

The gate triggering source is switched on.

The off-state voltage measured on the oscilloscope is increased to the specified value.

The delay and rise times can be observed by means of a dual-channel oscilloscope (see Figure 32).

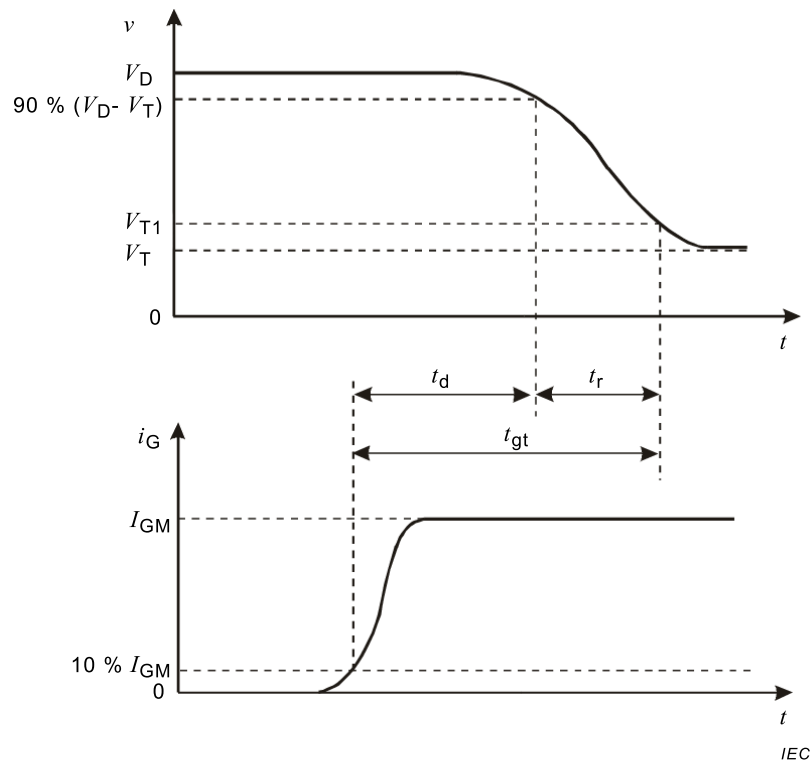


Figure 32 – Off-state voltage and current waveform of a thyristor

Specified conditions

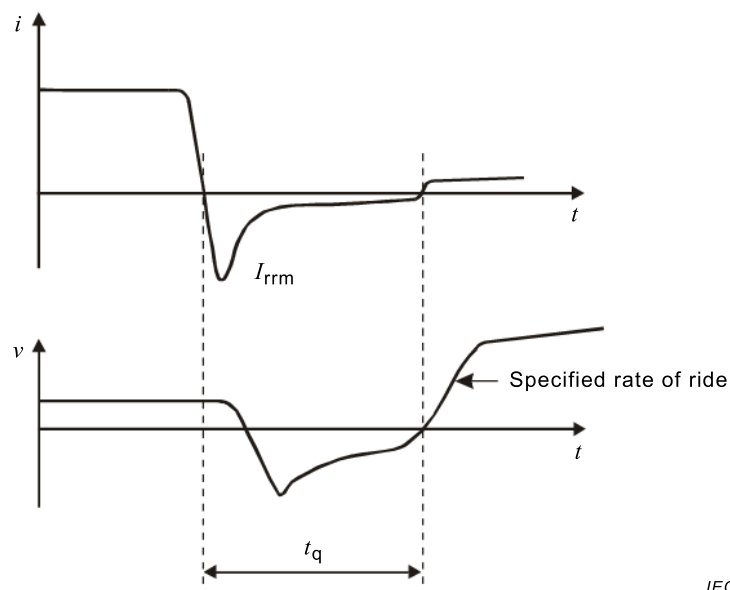
- a) ambient, case or reference point temperature (T_a, T_c, T_{ref});
- b) gate current (I_{GM});
- c) rise time, duration and repetition rate of the gate pulse;
- d) off-state voltage just prior to applying the gate current (V_D);
- e) peak anode current (I_{TM});
- f) gate circuit resistance R_4 (if required);
- g) di/dt ;
- h) turn-on voltage (V_{T1}).

6.2.10 Circuit commutated turn-off time (t_q)

Purpose

To measure the circuit commutated turn-off time of a thyristor under specified conditions.

NOTE It is measured from the instant when the principal current has fallen to zero and the time when the thyristor is capable of blocking the off-state voltage without switching to the on-state.



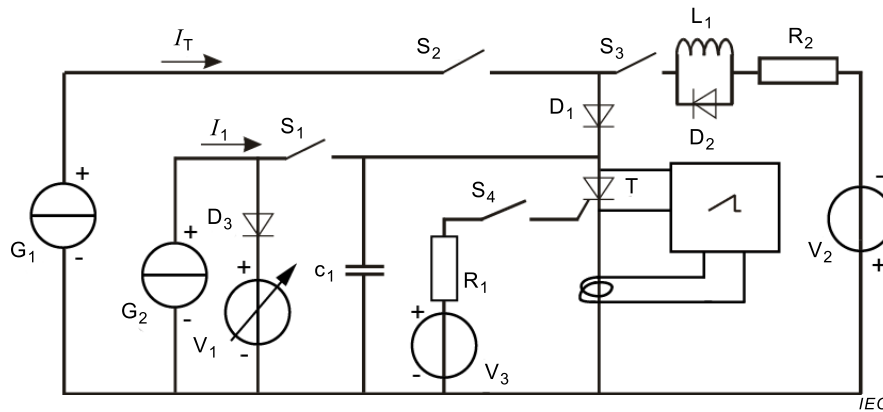
IEC

Key

- i thyristor anode current
- v thyristor anode voltage
- I_{rrm} peak reverse current

Figure 33 – Thyristor switching waveforms*Operating principle*

The basic circuit diagram in Figure 34 indicates the operating principles of a circuit used to generate the waveforms shown in Figure 33. For convenience, the circuit uses current generators and ideal switches.



Key

- R_1, R_2 resistors
- G_1 (on-state) constant current generator
- G_2 (variable rate of rise) constant current generator
- T thyristor under test
- D_1, D_2, D_3 diodes
- V_1, V_3 voltage supplies
- V_2 reverse voltage supply
- S_1, S_2, S_3, S_4 switches
- C_1 capacitor
- L_1 inductance

Figure 34 – Diagram of basic circuit

The operation of the circuit is as follows:

- a) switches S_2 and S_4 are closed simultaneously causing the thyristor to switch to the on-state and conduct the specified current I_T . Switch S_4 is then opened and the trigger circuit disconnected from the thyristor, the on-state current being unaffected;
- b) after the specified conduction time, switch S_3 is closed and a reverse voltage of specified amplitude is applied across the thyristor to cause current reversal through the thyristor with specified rate of change;
- c) switch S_1 is closed so that blocking voltage of specified amplitude and rate of change is applied across the thyristor to determine whether the thyristor is capable of blocking the off-state voltage without switching to the on-state. The switching sequence (S_3 to S_1) is repeated, using successively shorter time intervals, until the time interval is just long enough to allow the off-state voltage to be applied without breakover.

In the circuit, diode D_1 shall have a reverse recovery time longer than the reverse recovery time of the thyristor, so that the full reverse voltage cycle appears across the thyristor. Diode D_2 is used to prevent a commutation voltage transient when the thyristor begins to recover its reverse blocking capability.

Diode D_3 is used in conjunction with the voltage V_1 to limit the blocking voltage. Inductor L_1 and resistor R_2 are used to determine the rate of current change during switching from the on-state. The current I_1 completes the reverse recovery of diode D_1 and then charges capacitor C_1 linearly with time at a rate equal to I_1/C_1 , producing the required rate of rise of blocking voltage at the end of the switching cycle.

Specified conditions

The following conditions shall be specified:

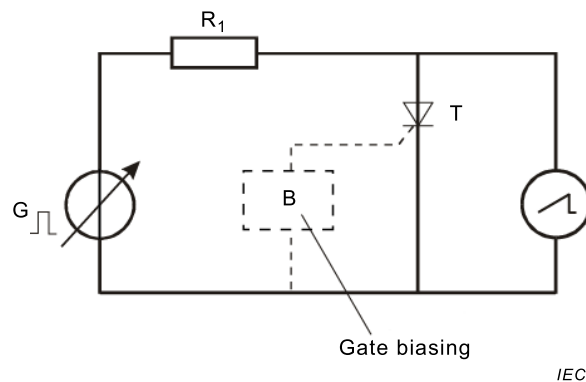
- a) the magnitude and rate of fall of the on-state current;

- b) the magnitude of the reverse voltage applied during the turn-off interval;
- c) the magnitude and rate of rise of the re-applied off-state voltage;
- d) the gate bias conditions;
- e) ambient, case or reference-point temperature.

6.2.11 Critical rate of rise of off-state voltage ($dv/dt_{(cr)}$)

Purpose

To verify that, at the specified minimum rate of rise of off-state voltage, the thyristor remains in the off-state.



Key

- G generator
- R_1 resistor
- T thyristor under test

Figure 35 – Circuit diagram for measuring critical rate of rise of off-state voltage

Circuit description and requirements

One of the following two methods of making this measurement should be specified:

6.2.11.1 Method 1 (linear rate of rise)

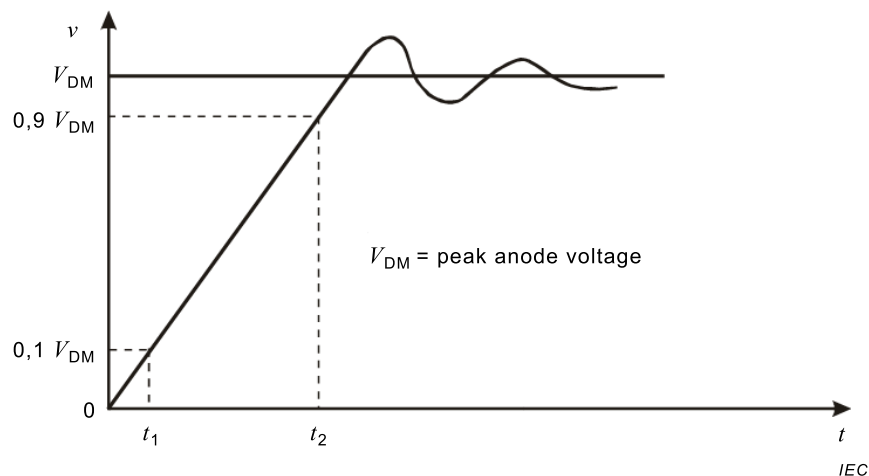


Figure 36 – Waveform

The pulse generator provides a linear waveform of specified amplitude and adjustable linear rate of rise of voltage as shown in Figure 36. The straight line connecting the 10 % and 90 % V_{DM} points shall have the specified slope of the critical rate of rise of off-state voltage.

The following conditions shall be met:

- the instantaneous anode voltage between 10 % and 90 % V_{DM} shall not vary by more than 10 % V_{DM} from the straight line connecting the 10 % and 90 % V_{DM} points;
- the instantaneous slope of the anode voltage between 10 % and 90 % V_{DM} shall not vary by more than ± 100 % from the slope of the line connecting the 10 % and 90 % V_{DM} points;
- the slope of the straight line connecting the 5 % and 10 % V_{DM} points shall not be less than 75 % of the slope of the straight line connecting the 10 % and 90 % V_{DM} points;
- the peak of the anode voltage overshoot shall not exceed 10 % of V_{DM} unless otherwise specified.

The test may be made repetitively, provided that the pulse width is at least five times the total pulse rise time, and that any anode capacitance is discharged between each pulse.

Resistor R_1 is a protective resistor.

The gate biasing circuit is only to be used when specified.

6.2.11.2 Method 2 (exponential rate of rise)

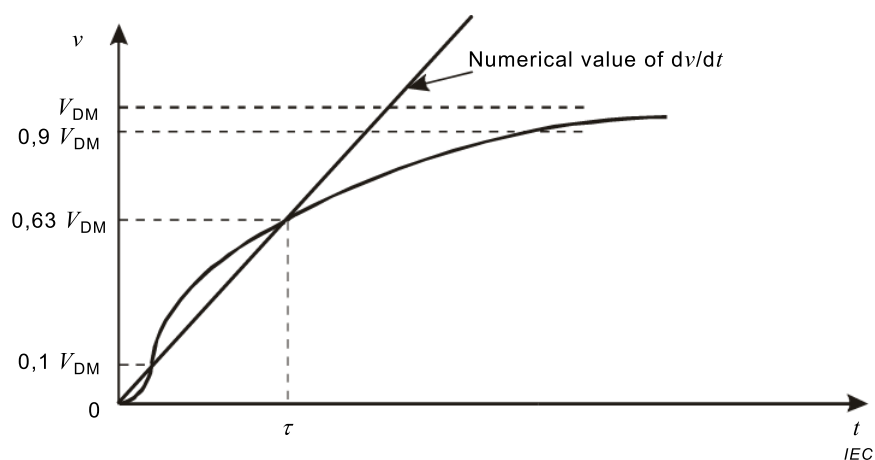


Figure 37 – Measurement circuit for exponential rate of rise

Circuit description and requirements

The pulse generator provides an exponential waveform of specified amplitude and adjustable exponential rate of rise of voltage as shown in Figure 37.

The theoretical exponential curve which passes through the actual curve at 0,1 V_{DM} and 0,63 V_{DM} shall have a time constant τ where

$$\tau = \frac{0,63 V_{DM}}{dv/dt}$$

Between 0,1 V_{DM} and 0,9 V_{DM} the voltage shall not differ by more than 5 % V_{DM} from the theoretical exponential.

The test may be made repetitively provided that the pulse duration is at least ten times the time constant τ and that any anode-cathode capacitance is discharged between each pulse.

Resistor R_1 is a protective resistor.

The gate biasing circuit is only to be used when specified.

Measurement procedure (for Method 1 in 6.2.11.1 and Method 2 in 6.2.11.2)

The temperature is set to the specified value.

The amplitude of the voltage from the pulse generator is increased to the specified value as shown on the oscilloscope.

The rate of rise of the voltage from the pulse generator is adjusted to the specified value as shown on the oscilloscope.

The voltage waveform across the thyristor is examined on the oscilloscope.

The test is verified if the thyristor remains in the off state.

Specified conditions (for Method 1 in 6.2.11.1 and Method 2 in 6.2.11.2)

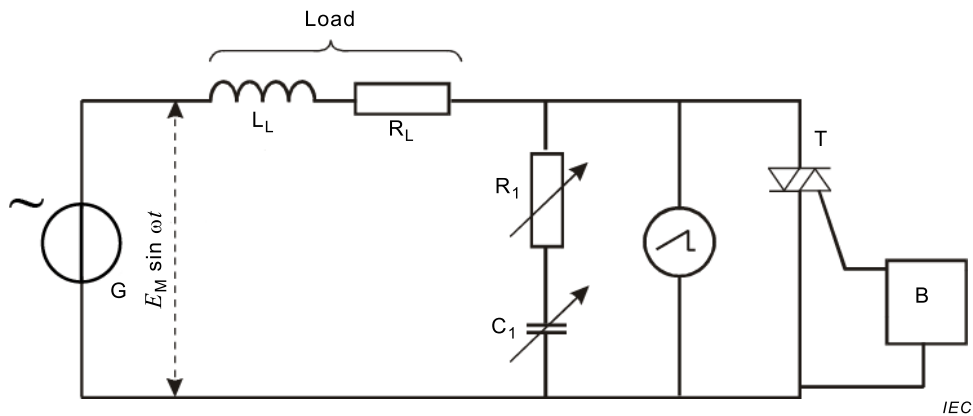
- a) ambient, case or reference-point temperature (T_a , T_c , T_{ref});
- b) critical rate of rise of voltage dV/dt (specify linear or exponential method);
- c) peak off-state voltage (V_{DM});
- d) gate biasing circuit (if required).

6.2.12 Critical rate of rise of commutating voltage of triacs ($dV/dt_{(com)}$)

6.2.12.1 Method 1: low-current triacs

Purpose

To verify that the triac is able to withstand the rate of rise of commutating voltage without loss of control; this applies to bi-directional thyristors for both polarities of applied voltage.



Key

- T triac under measurement
- B gate triggering source
- L_L load inductance
- R_L load resistance
- C_1 capacitor

Figure 38 – Measurement circuit for critical rate of rise of commutating voltage

Circuit description and requirements (see Figure 38)

The power source for the measurement circuit is a 50 Hz or 60 Hz single-phase sine wave supply.

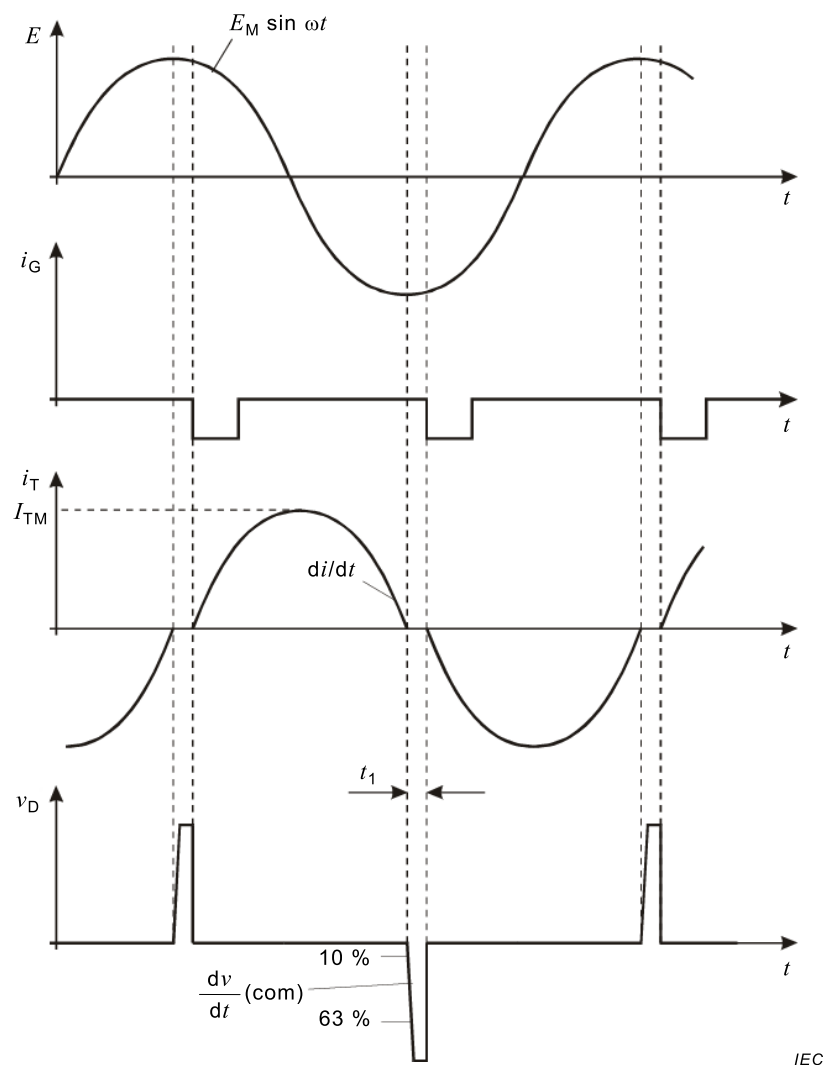
The X/R ratio for the entire measurement circuit shall be greater than or equal to 10 so that the supply voltage and current are essentially in quadrature.

Measurement procedure

The rate of rise of the applied commutating voltage (off-state voltage of the device under measurement) is essentially exponential and is varied by the setting of R_1 and C_1 . The oscilloscope connected across the device under measurement is used to examine the waveform of this voltage and so to ensure that the device has not triggered due to excessive dv/dt .

The numerical value assigned to the dv/dt of the exponential voltage waveform is defined as the slope of the straight line connecting the 10 % and 63 % points on the measurement voltage waveform. The 10 % voltage point is used instead of zero because of the difficulty in determining the time point at which zero voltage occurs. The voltage overshoot should be limited to 10 % of the specified peak value of the measurement voltage.

The current and voltage waveforms are shown in Figure 39.

**Key**

t_1 off-state voltage duration

Figure 39 – Waveforms

The triac under measurement passes the test if, after zero-crossing of i_T , v_D rises to V_{DM} and does not drop back towards zero during the specified off-state voltage duration (t_1).

In this method of measurement, the rate of reversal of current (di/dt) is limited by the circuit. Hence, for triacs with very fast switching capability, the device may sustain the off-state even when R_1 and C_1 are removed. In this case, the dv/dt of the applied voltage waveform is determined by the capacitance of the triac and the distributed capacitance of other circuit components, particularly the inductor.

Specified conditions

These conditions apply for each half cycle of the test voltage and current:

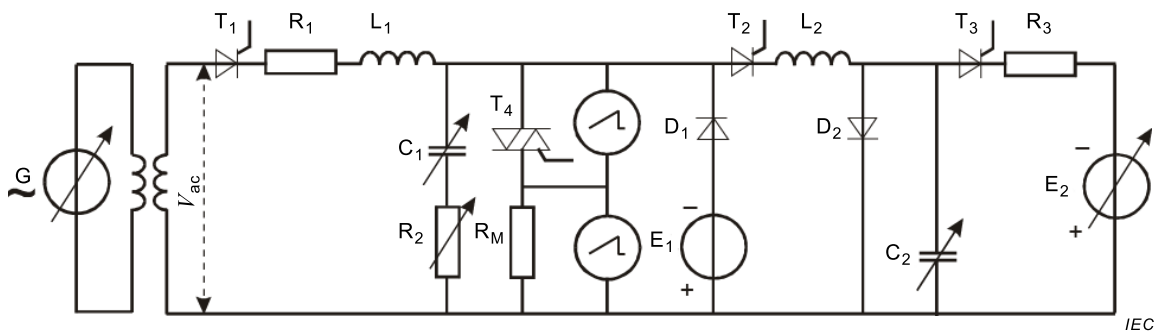
- frequency of single-phase sinusoidal a.c. supply (50 Hz or 60 Hz);
- peak on-state current ($I_{TM} \approx \frac{E_M}{Z_L}$);
- on-state current duration (90 % of half cycle recommended);

- d) rate of reversal of on-state current (di/dt) (the slope of the line connecting the 50 % and 0 % I_{TM} points; $di/dt \approx 2 \pi f I_{TM}$);
- e) peak off-state voltage ($V_{DM} \approx E_M$);
- f) off-state voltage duration (200 μ s minimum recommended);
- g) gate bias conditions (between current pulses):
 gate source voltage,
 gate source resistance, or
 gate bias resistance;
- h) ambient, case or reference point temperature.

6.2.12.2 Method 2: high-current triacs with high or low rate of decay of on-state current

Purpose

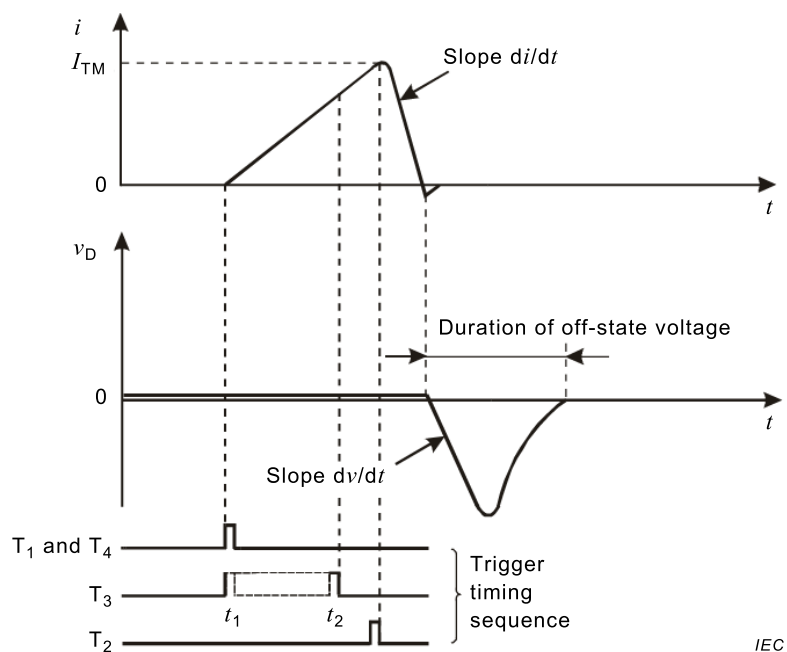
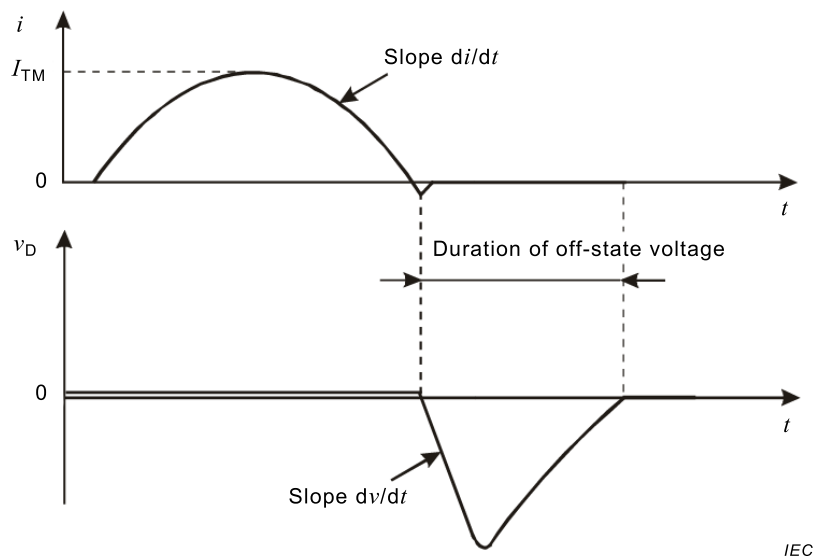
To measure the “critical rate of rise of commutating voltage” of high-current triacs over a large range of values, both under high and low rates of decay of on-state current. High-current triacs may be defined as those rated at 50 A r.m.s. and greater. Other on-state current sources may be used. For example, the transformer providing V_{ac} may be replaced by a capacitor charged from a power supply (see Figure 40).



Key

T4 triac being measured

Figure 40 – Circuit diagram for high current triacs

a) Waveform with high di/dt b) Waveform with low di/dt Figure 41 – Waveforms with high and low di/dt

$t_1 \dots t_2$ is the time interval within which T_3 may be triggered. T_3 may not be triggered before the on-state current through T_2 has ceased, but shall be triggered early enough to allow C_2 to be completely recharged, and the charging current through T_3 to have ceased before T_2 is triggered again.

Circuit description and requirements (see Figure 40)

The on-state current I_T is supplied from the alternating supply V_{ac} via thyristor T_1 , resistor R_1 and inductor L_1 to the triac T_4 being measured.

Inductor L_1 is chosen so as not to exceed the limiting value di/dt .

T_1 is triggered at the same time as the triac T_4 . The off-state voltage V_D is supplied from the voltage developed across the capacitor C_2 due to the triggering of thyristor T_3 and is applied to the triac T_4 via inductor L_2 when thyristor T_2 is triggered.

The on-state current, measured across R_M by the oscilloscope, is set by adjusting V_{ac} . If T_2 is triggered during the on-state half sine wave (Figure 41a)) di/dt and the duration of the off-state voltage are dependent on the values of L_2 and C_2 ; dv/dt is dependent on the values of C_1 , R_2 and E_2 . If T_2 is triggered at the end of the on-state half sine wave (Figure 41b)) di/dt is dependent on V_{ac} and the half wave duration.

When a linear rate of rise of commutating voltage is specified, refer to 6.2.11.1 Method 1 for specification of required linearity. In this case, source E_1 clamps the off-state voltage V_D .

When an exponential rate of rise of commutating voltage is specified, refer to 6.2.11.2 Method 2, for permitted wave shapes. In this case, E_1 and D_1 shall be omitted and the value of V_D is obtained from the setting of E_2 .

Precautions to be observed

Stray capacitance to earth, due to heat sinks, etc., shall not affect the measurements.

The repetition frequency shall be low enough to prevent significant rise of junction temperature of the triac being measured.

The durations of the off-state voltage and the on-state current shall be long enough so that doubling them will not cause any change in the critical rate of rise of commutating voltage of the triac being measured.

Provisions, such as adding resistance in series with inductor L_2 , shall be made to ensure that the triac being measured will not be destroyed if the triac cannot withstand the applied dv/dt and that capacitor C_2 discharges through the triac being measured.

Measurement procedure

All supplies are set to zero and C_1 is set to a maximum before the triac is connected into the circuit.

The temperature is set to the specified value.

Gate bias conditions are set as specified.

The on-state current is set to the specified value by adjustment of V_{ac} (for waveforms, see examples in Figures 41a) and 41b)).

The peak off-state voltage is set to the specified value:

- a) for the exponential rate of rise of voltage, by means of E_2 ,
- b) for the linear rate of rise of voltage, clamped by means of E_1 , with the value of E_2 set high enough to achieve the required linearity.

For high di/dt (≥ 50 A/ μ s), T_2 is triggered during the on-state half sine wave through T_4 (see Figure 41a)); di/dt is set to the specified value by means of L_2 .

For low di/dt T_2 is triggered at an instant so that it begins to conduct on-state current at the end of the on-state half sine wave through T_4 (see Figure 41b)).

The voltage waveform across the triac is observed on the oscilloscope (see for example Figures 41a) and 41b)) and the rate of rise of commutating voltage is increased by adjustment of C_1 to the highest value at which the off-state voltage can be maintained across the triac without its breaking over into on-state. This is the critical rate of rise of commutating voltage.

The measurement is repeated with the triac polarity reversed.

Specified conditions

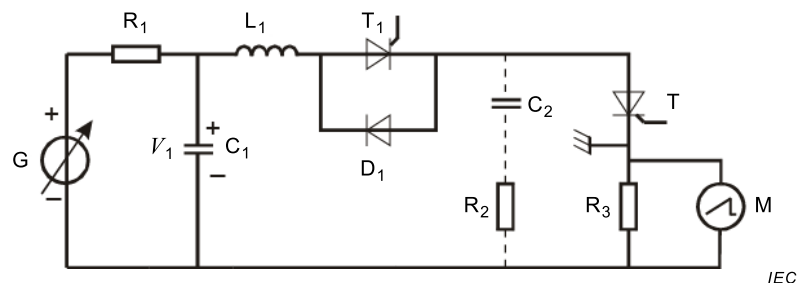
- ambient, case or reference point temperature;
- peak on-state current (I_{TM});
- peak off-state voltage (V_{DM});
- gate bias conditions (during rise of commutating voltage);
- rate of decay of on-state current (di/dt).

6.2.13 Recovered charge (Q_r) and reverse recovery time (t_{rr})

6.2.13.1 Half sine wave method

Purpose

To measure the recovered charge Q_r and the reverse recovery time t_{rr} of a thyristor under specified conditions.



Key

T thyristor being measured

Figure 42 – Circuit diagram for recovered charge and reverse recovery time (half sine wave method)

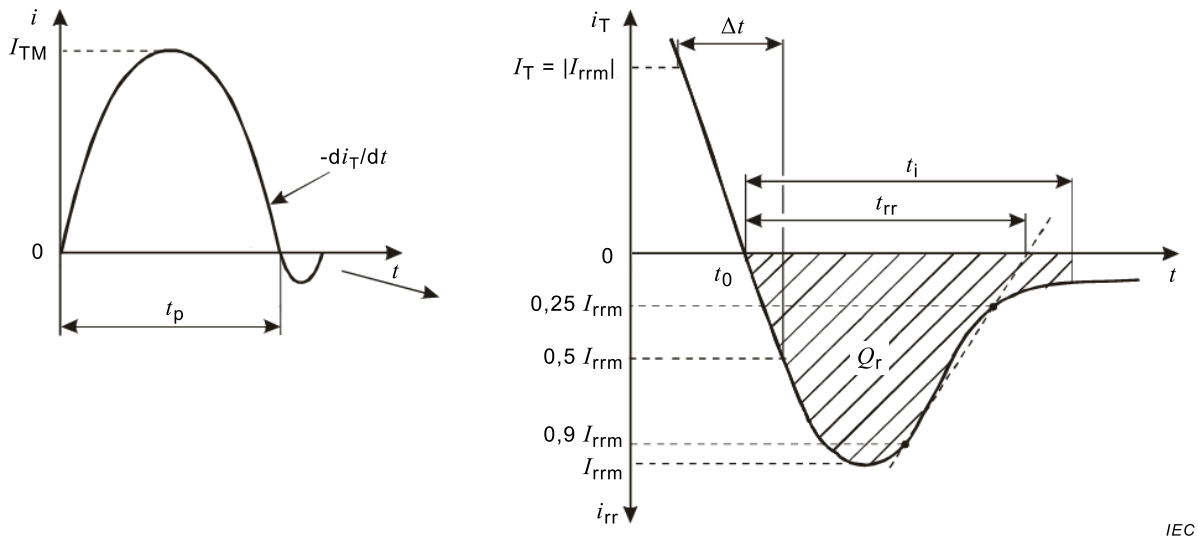


Figure 43 – Current waveform through the thyristor T

Circuit description and requirements (see Figure 42)

- C₁ capacitor supplying the on-state current (see also L₁)
- C₂ capacitor limiting the high induced reverse voltage
- D₁ antiparallel diode
- G on-state current generator
- L₁ inductor adjusting the rate of change of forward current $-di_T/dt$ and the pulse duration ($t_p = \pi\sqrt{L_1C_1}$)
- M measuring instrument (e.g. an oscilloscope)
- R₁ resistor limiting the charge of C₁
- R₂ resistor limiting the high induced reverse voltage
- R₃ calibrated non-inductive current sensing resistor
- T₁ electronic switch (e.g. a thyristor)

Measurement procedure

Thyristor T₁ and the thyristor being measured T are simultaneously triggered; the on-state current generator G is adjusted to give the specified value of the peak on-state current I_{TM} through the thyristor T. The pulse duration t_p, the rate of change of forward current $-di_T/dt$, the voltage V₁ at the C₁ terminals shall be in accordance with the specified conditions.

The recovered charge is measured as (see Figure 43)

$$Q_r = \int_{t_0}^{t_0 + t_i} i_{rr} dt$$

where

t₀ is the instant when the current passes through zero;

t_i is the specified integration time, preferably equal to the specified maximum value of t_{rr}.

The reverse recovery time t_{rr} is measured as the time interval between t_0 and the instant when, for decreasing values of i_{rr} , a line through the points for $0,9 I_{rrm}$ and $0,25 I_{rrm}$ crosses the zero current axis.

Specified conditions

- ambient or case temperature;
- peak on-state current I_{TM} ;
- voltage V_1 at the C_1 terminals;
- pulse duration of on-state current t_p ;
- rate of change of on-state current $-di_T/dt$ (see note);
- integration time t_i .
- C_1, C_2, R_2 .

NOTE The rate of change of on-state current is measured at zero crossing current, if possible for current values between $i_T = |I_{rrm}|$ and $i_{rr} = 0,5 I_{rrm}$. In the latter case (see Figure 43):

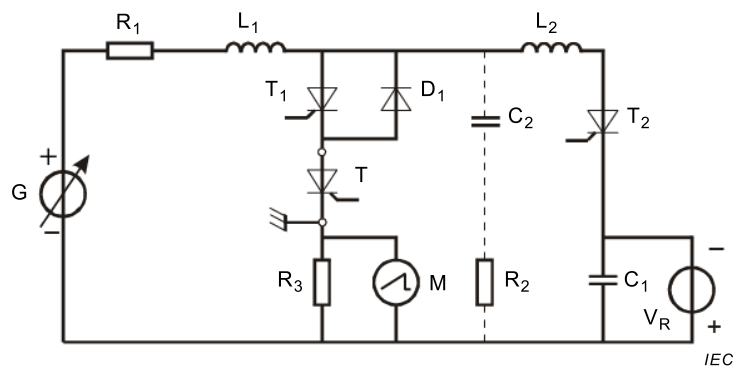
$$-\frac{di_T}{dt} = \frac{3}{2} \times \frac{I_{rrm}}{\Delta t}$$

6.2.13.2 Rectangular wave method

The rectangular method should be preferred.

Purpose

To measure the recovered charge Q_r and the reverse recovery time t_{rr} of a thyristor under specified conditions.



Key

T thyristor being measured

Figure 44 – Circuit diagram for recovered charge and reverse recover time (rectangular wave method)

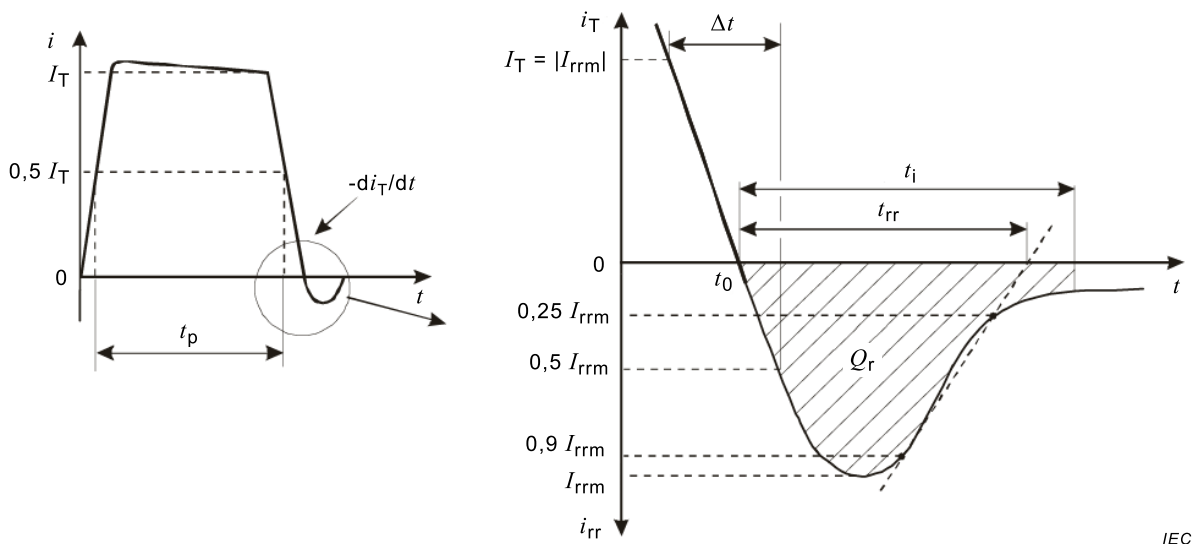


Figure 45 – Current waveform through the thyristor T

Circuit description and requirements (see Figure 44)

- C₁ capacitor supplying the reverse recovery current of T
- C₂ capacitor limiting the high induced reverse voltage
- D₁ antiparallel diode
- G on-state current generator
- L₁ inductor blocking the reverse voltage (the value of L₁/R₁ is selected to be much smaller than the time t_p)
- L₂ inductor adjusting the rate of change of forward current -di_T/dt
- M measuring instrument (e.g. an oscilloscope)
- R₁ resistor limiting on-state current
- R₂ resistor limiting the high induced reverse voltage
- R₃ calibrated non-inductive current sensing resistor
- T₁ and T₂ electronic switches (e.g. thyristors)

Measurement procedure

Thyristor T₁ and thyristor being measured T are simultaneously triggered and the on-state current generator G is adjusted to give the specified value of on-state current I_T before triggering T₂.

Thyristor T₂ is triggered after the time t_p and the current through the thyristor T is reversed by means of an externally applied reverse voltage V_R.

The rate of change of forward current is adjusted to the specified value by means of the reverse voltage V_R in association with capacitor C₁ and inductor L₂.

The recovered charge is measured as

$$Q_r = \int_{t_0}^{t_0 + t_i} i_{rr} dt$$

where

t_0 is the instant when the current passes through zero;

t_i is the specified integration time, preferably equal to or greater than the specified maximum value of t_{rr} .

The reverse recovery time t_{rr} is measured as the time interval between t_0 and the instant when, for decreasing values of i_{rr} , a line through the points for $0,9 I_{rrm}$ or, if specified, I_{rrm} and $0,25 I_{rrm}$ crosses the zero current axis.

Specified conditions

- ambient or case temperature;
- on-state current (before triggering T_2) I_T ;
- reverse voltage V_R ;
- pulse duration of on-state current t_p ;
- rate of change of on-state current $-di_T/dt$ (see note);
- integration time t_i ;
- L_1, L_2, C_2, R_2 .

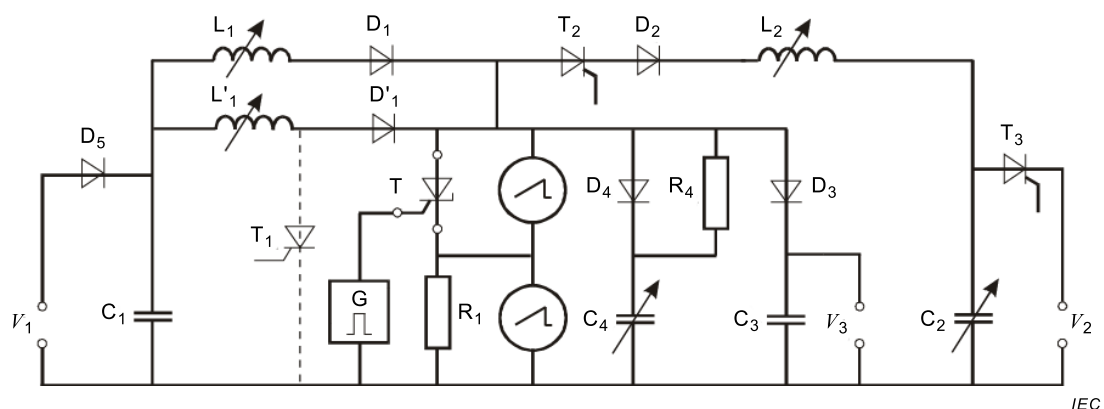
NOTE The rate of change of on-state current is measured at zero crossing current, if possible for current values between $i_T = |I_{rrm}|$ and $i_{rr} = 0,5 I_{rrm}$. In the latter case (see Figure 45).

$$-\frac{di_T}{dt} = \frac{3}{2} \times \frac{I_{rrm}}{\Delta t}$$

6.2.14 Circuit commutated turn-off time (t_q) of a reverse conducting thyristor

Purpose

To measure the circuit commutated turn-off time of a reverse conducting thyristor (where a diode is integrated with a thyristor on a common silicon chip) or of an (asymmetrical) reverse blocking thyristor with an inverse diode connected under specified conditions.



Key

T reverse-conducting thyristor or thyristor with inverse diode being measured

Figure 46 – Circuit diagram for measuring circuit commutated turn-off time of reverse conducting thyristor

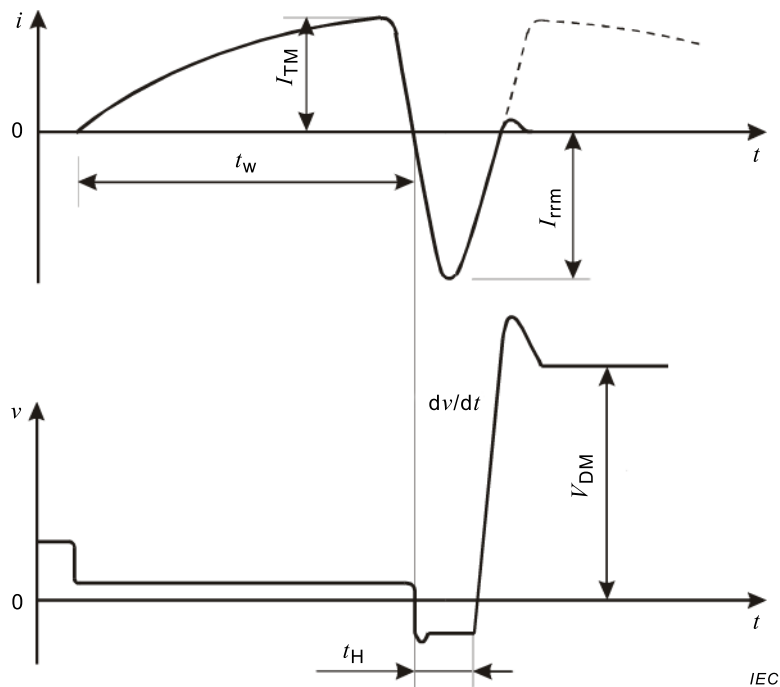


Figure 47 – Current and voltage waveforms of commutated turn-off time of reverse conducting thyristor

Circuit description and requirements (see Figure 46)

- V_1 on-state current source
- V_2 reverse current source
- V_3 voltage for clamping the reapplied off-state voltage
- C_1, L_1, L'_1 oscillating circuit to produce the on-state current half wave
- C_2, L_2 oscillating circuit to produce the reverse current half wave
- C_4 capacitor determining the rate of rise of the reapplied off-state voltage
- T_1 thyristor to reduce the current through the thyristor being measured when it breaks over
- T_2 thyristor to initiate reverse conduction
- G trigger pulse generator
- R_1 non-inductive current sensing resistor
- T thyristor being measured
- $D_1, D'_1,$ diodes
- D_2, D_3, D_4 fast recovery diodes

The capacitors C_1 and C_2 are charged during the same half cycle of the voltages V_1 and V_2 (T_3 shall be triggered). During the following half cycle, the thyristor being measured is triggered and conducts a quarter sine wave, the form of which is determined by V_1, C_1 and L_1 (and L'_1).

At the instant when the on-state current reaches its crest value I_{TM} , thyristor T_2 is triggered. The current through the thyristor being measured reverses. The half sine wave reverse current is determined by V_2, C_2 and L_2 . Its duration determines the hold-off interval t_H (see Figure 47).

After the reverse current half wave, the current from C_1 and L_1 charges capacitor C_4 almost linearly. The rate of rise of the voltage across C_4 is determined by the charging current and by

the value of C_4 , and may be varied by adjusting C_4 . The peak value V_{DM} is limited by the clamping voltage V_3 . Diode D_1 prevents C_4 from discharging so that the voltage across the thyristor being measured remains at V_{DM} for some time.

The value of R_4 shall be high enough to limit the discharge current from C_4 when the thyristor being measured breaks over.

It is advisable to divide L_1 , D_1 and L'_1 , D'_1 and to add the auxiliary thyristor T_1 which is triggered together with T_2 , so that when the forward voltage is reapplied, only a small part of the current from C_1 charges C_4 (which may be made rather small in this case) or flows through the thyristor being measured when it breaks over.

Measurement procedure

- the temperature is set to the specified value,
- the trigger pulse generator is switched on,
- the on-state current through the thyristor being measured is set to the specified value by adjusting V_1 and L_1 ,
- the reverse current is set to the specified value by adjusting V_2 , L_2 and C_2 ,
- the peak value of the reapplied off-state voltage is set to the specified value by adjusting V_3 ,
- the rate of rise of off-state voltage is set to the specified value by adjusting C_4 ,
- by adjusting L_2 and C_2 , the hold-off interval t_H is reduced so that the device just does not break over. The value of t_H is the circuit commutated turn-off time t_q .

The voltage V_2 shall be higher than V_{DM} to make sure that the current from C_1 does not flow into C_2 after commutation.

Specified conditions

The values of the following conditions should be specified:

- a) case or reference point temperature;
- b) peak on-state current I_{TM} ;
- c) duration t_w of the on-state current (quarter sine wave);
- d) peak reverse current I_{rrm} ;
- e) reapplied off-state voltage V_{DM} ;
- f) rate of rise of the reapplied off-state voltage dv/dt ;
- g) gate circuit conditions.

6.2.15 Turn-off behaviour of turn-off thyristors (for GTO)

Purpose

To measure the (gate-controlled) turn-off delay time (t_{dq}), the (gate-controlled) turn-off time (t_{gq}), the tail time (t_z), the (gate-controlled) fall time (t_{fq}) and the tail current (I_{ZM}) of a turn-off thyristor under specified conditions.

Circuit diagram and current and voltage waveforms (see Figure 48)

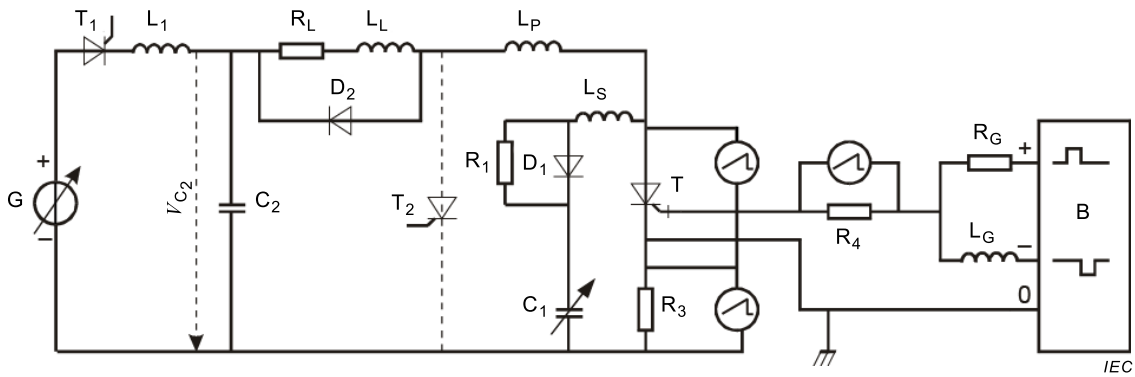


Figure 48 – Circuit diagram to measure turn-off behaviour of turn-off thyristors

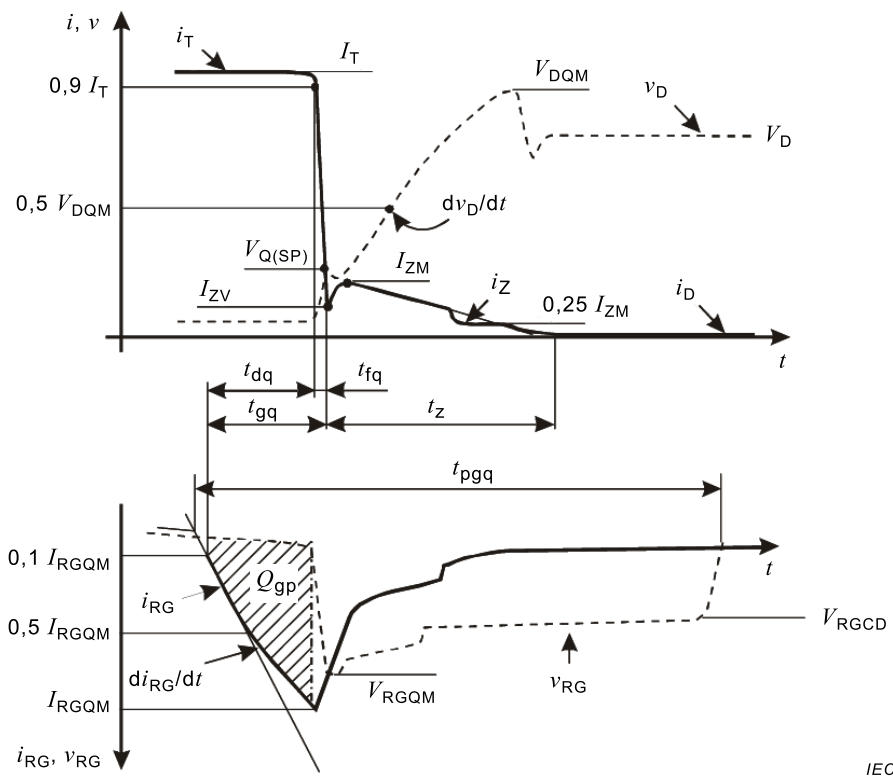


Figure 49 – Voltage and current waveforms during turn-off

Circuit description and requirements (see Figure 48)

G d.c. current supply with low internal resistance

C₂ charging capacitor with high capacitance and voltage V_{C_2}

R_L, L_L load resistance and inductance which define the rate of rise di/dt and the peak value I_{TM} of the on-state current:

$$di/dt = \frac{V_{C_2}}{L_L + L_P}$$

$$I_{TM} = \frac{V_{C_2}}{R_L}$$

C_1 snubber capacitor used to adjust the rate of rise of the re-applied off-state voltage dv_D/dt during turn-off:

$$dv_D/dt = \frac{I_{TM}}{C_1}$$

R_1 snubber resistor to limit rate of discharge of C_1 during turn-off
 D_1 snubber diode to bypass the snubber resistor during turn-off
 T_1 auxiliary thyristor to charge C_2
 L_1 inductance to limit di/dt through T_1
 D_2 freewheeling diode
 T_2 protective thyristor
 R_3 measuring shunt for the principal current
 R_4 measuring shunt for the gate current
 B trigger circuit for turn-on and turn-off
 R_G total resistance between gate and voltage source of the trigger circuit (including connections)
 L_G inductance to keep the turn-off gate current I_{RGQ} constant when the internal resistance of the thyristor rises during turn-off
 L_S inductance of the snubber network
 L_P parasitic inductance (see “precautions”)

By triggering T_1 , the capacitor C_2 is charged from the direct current supply G. With T_1 turned off, the turn-off under test T is triggered by the forward gate current I_{FG} to conduct the specified on-state current I_{TM} .

This on-state current is turned off at the end of the chosen conduction time by the turn-off gate current I_{RGQ} .

As a consequence the voltage across the device under test T rises with the set dv_D/dt to V_{DQM} . This measurement procedure can be performed periodically as well as non-recurrently. The current conduction time should be such that when increasing it by a factor of 2, no change in the measured turn-off time interval or in the tail current will occur.

The current conduction time should be such that, when increasing it by a factor of 2, no change in the measured turn-off time interval nor in the tail current will occur.

Precautions

The parasitic inductance L_P between the device under test T and the freewheeling diode D_2 should be minimized so that the difference between the voltage V_{DQM} across T and the voltage V_{C2} across C_2 is as small as possible.

When measuring periodically, the repetition frequency should be chosen such that no increase in the junction temperature of the turn-off is observed.

The circuit set-up shall be made carefully so as to avoid overloading the device under test. This is especially important with respect to the protection circuit branch C_1 , D_1 , whose parasitic inductance and diode voltage determine the value of the turn-off spike voltage. The turn-off spike voltage shall not exceed a safe value as defined by the manufacturer.

Precautions should be taken to prevent the device under test from being destroyed due to retriggering when it does not withstand the blocking voltage during turn-off. To ensure this, a protective thyristor T_2 can be used.

Measurement procedure

The case temperature is fixed at the specified value.

The trigger circuit for the thyristor T_1 and gate drive circuit for the turn-off thyristor T are synchronized so that the repetition frequency f_0 results.

The current source G is set to deliver a specified load current. By adjusting the load circuit (R_L and L_L) components respectively, the necessary off-state voltage V_{DQM} is achieved.

The rate of rise of the off-state voltage is fixed at the specified value by varying C_1 .

Then the turn-off spike voltage $V_{Q(SP)}$ is checked.

L_S is adjusted to the specified value.

V_{C2} is adjusted to obtain the specified V_D value.

L_P is adjusted to obtain the specified V_{DM} value.

The turn-off delay time, the tail time, the fall time and the tail current can be viewed with a dual trace oscilloscope (see Figure 49).

In addition the peak turn-off gate current can be viewed with an additional oscilloscope (see Figure 49).

Turn-off conditions which retrigger the device under test during reapplication of the off-state voltage should be avoided. This should only be done when evaluating limiting values.

Specified conditions

- a) case temperature (T_c);
- b) repetition frequency f_0 ;
- c) duration and amplitude I_{TM} of the on-state current;
- d) peak value V_{DQM} of the off-state voltage;
- e) conditions of the trigger circuit B;
- f) rate of rise di_{GQ}/dt of the turn-off gate current;
- g) rate of rise dv_D/dt of the off-state voltage or alternatively value of the snubber capacitor C_1 ;
- h) parasitic inductance L_S of the snubber network in combination with the turn-off spike voltage $V_{Q(SP)}$.

6.2.16 Total energy dissipation during one cycle (for fast switching thyristors)

The methods for verifying the maximum rated on-state current at high switching frequencies as described under 8.3.4 can also be used to determine the total energy dissipation E_p during one cycle of the switching frequency. This energy dissipation is

$$E_p = \int_0^{t_w} v(t) \times i(t) \times dt$$

where

$v(t)$ is the voltage across the thyristor;

$i(t)$ is the current flowing through the thyristor;

t_w is the duration of one cycle.

In practice, it is difficult to determine E_p , and so the following procedure may be used instead.

A direct on-state current is passed through the thyristor such that the same temperature is reached at the reference point on the case as was measured previously with the thyristor under pulse operation. Both temperature measurements shall be made under exactly the same cooling conditions and under the same thermal equilibrium conditions.

The product of the direct on-state current and the on-state voltage of the thyristor under test is the same as the total power dissipation in the thyristor under pulse operation.

The total energy dissipation during one cycle is calculated by dividing the total power dissipation by the repetition frequency.

6.3 Verification test methods for ratings (limiting values)

6.3.1 Non-repetitive peak reverse voltage (V_{RSM})

Purpose

To verify the non-repetitive peak reverse voltage rating of a thyristor under specified conditions.

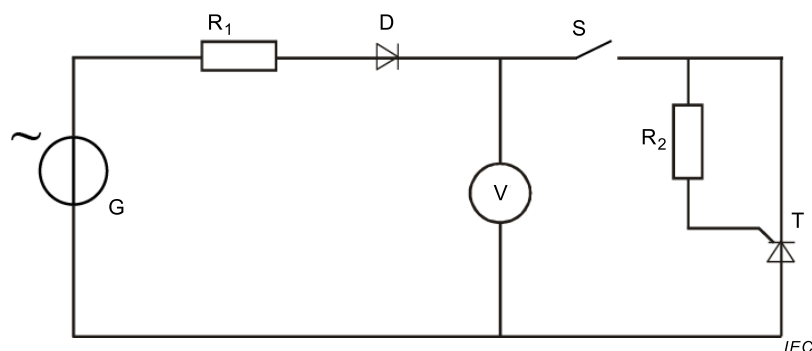


Figure 50 – Circuit diagram for measuring non-repetitive peak reverse voltage rating

Circuit description and requirements (see Figure 50)

D diode to provide negative half cycles, so that only the reverse characteristic of the thyristor is tested

G alternating voltage source

S electromechanical or electronic switch (with a conduction angle of approximately 180°) which applies the source voltage to the thyristor under test for the half cycle in the reverse direction

T thyristor under test

V peak reading instrument

Test procedure

With bias conditions set to zero, the thyristor under test is inserted into the test socket.

Switch S is opened and the a.c. source voltage is increased to the specified value of non-repetitive peak reverse voltage.

The specified temperature conditions are checked.

The specified non-repetitive peak reverse voltage is applied by closing switch S for approximately 180° during the reverse half cycle. The repetition rate should be such that the thermal effect of one pulse will have completely disappeared before the next pulse arrives. Proof of the ability of the thyristor to withstand the non-repetitive peak reverse voltage rating is obtained from the post-test measurements.

Specified conditions

The values of the following conditions shall be stated:

- a) non-repetitive peak reverse voltage;
- b) gate-cathode resistor;
- c) ambient, case or reference point temperature;
- d) duration of the half cycle pulse;
- e) post-test measurement limits.

6.3.2 Non-repetitive peak off-state voltage (V_{DSM})

Purpose

To verify the non-repetitive peak off-state voltage rating of a thyristor under specified conditions.

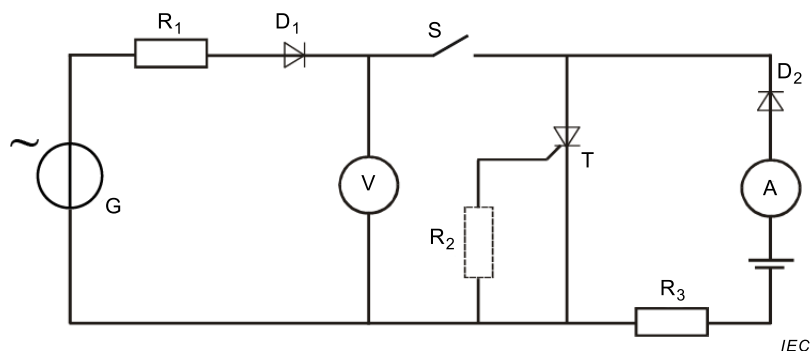


Figure 51 – Circuit diagram for measuring non-repetitive peak off-state voltage rating

Circuit description and requirements (see Figure 51)

- D₁ diode to provide positive half cycles, so that only the off-state characteristic of the thyristor is tested
- G alternating voltage source
- R₁ and R₃ protective resistors. R₂ is only to be used if specified
- S electromechanical or electronic switch (with a conduction angle of approximately 180°) which applies the source voltage to the thyristor under test for one half cycle in the off-state condition

T	thyristor under test
V	peak reading voltmeter

The low voltage d.c. source, ammeter A and limiting resistor R_3 are used to verify that the thyristor has not reached breakover and is not in the on-state condition. The ammeter and the d.c. source can be replaced by an indicating instrument, for example an oscilloscope.

Measurement procedure

With the a.c. source set to zero, the thyristor under test is inserted into the test socket.

Switch S is opened and the a.c. source voltage is increased to the specified value of non-repetitive peak off-state voltage.

The specified temperature conditions are checked.

The specified non-repetitive peak off-state voltage is then applied to the thyristor under test by closing switch S for approximately 180° during the off-state half cycle. The repetition rate should be such that the thermal effect of one pulse will have completely disappeared before the next pulse arrives. Proof of the ability of the thyristor to withstand the non-repetitive peak off-state voltage rating is obtained from the post-test measurement.

Specified conditions

The values of the following conditions shall be stated:

- a) non-repetitive peak off-state voltage;
- b) gate-cathode resistor R_2 ;
- c) ambient, case or reference point temperature;
- d) duration of the half cycle pulse;
- e) post-test measurement limits.

6.3.3 Surge (non-repetitive) on-state current (I_{TSM})

Purpose

To verify the surge (non-repetitive) on-state current rating of a thyristor under specified conditions.

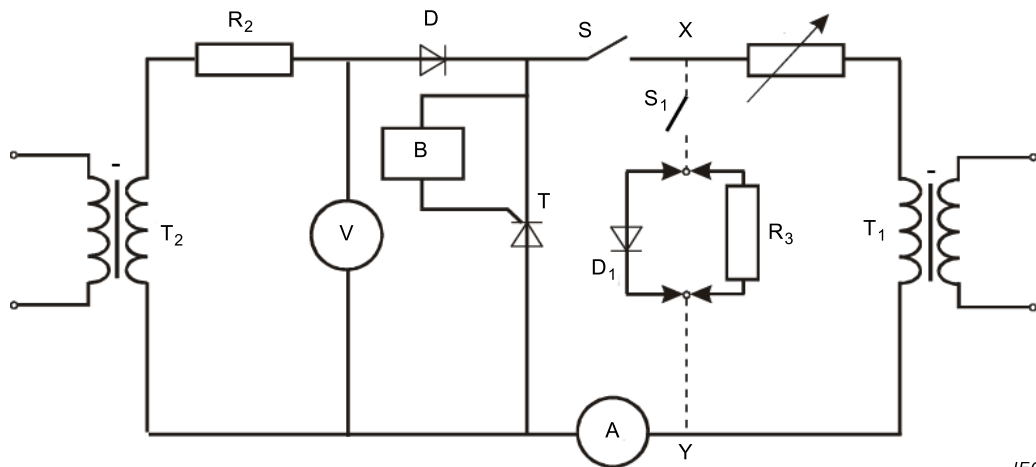


Figure 52 – Circuit diagram for measuring surge (non-repetitive) on-state current rating

Circuit description and requirements (see Figure 52)

- A peak reading instrument (e.g. ammeter or oscilloscope)
- B gate bias circuit
- D diode to block the forward voltage supplied by transformer T_2
- R_1 surge current setting resistor which shall be large compared with the forward resistance of diode D_1 , when present (see note below)
- R_2 protective resistor whose value shall be as small as practicable
- S electromechanical or electronic switch with a conduction angle of approximately 180° during the on-state (surge) half cycle
- T thyristor under test
- T_1 high-current, low-voltage transformer supplying through S the on-state (surge) half cycle. The current wave shape shall be essentially a half sine wave of approximately 10 ms (or 8,3 ms) duration, with a repetition rate of approximately 50 (or 60) pulses per second.
- T_2 low-current high-voltage transformer supplying through diode D the reverse half cycle and, if fed from a separate source, its phase shall be the same as that feeding T_1 . The voltage form shall be essentially a half sine wave.
- V peak reading instrument (e.g. voltmeter or oscilloscope)

If desirable either a diode D_1 in series with a switch S_1 , or a resistor R_3 in series with a switch S_1 may be inserted between points X and Y. These circuits are not mandatory. D_1 is a current balancing diode having approximately the same forward resistance as the on-state resistance of the thyristor under test.

If a resistor R_3 is used, it should have the same resistance as the on-state resistance of the thyristor under test.

S_1 is an electromechanical or electronic switch with a conduction angle of approximately 180° during the reverse half cycle of transformer T_1 .

Test procedure

The voltage and current sources are set to zero.

The thyristor is inserted into the test socket in accordance with its polarity marking and the temperature conditions are checked.

The peak reverse voltage, measured on peak reading instrument V, is adjusted to the specified value.

The surge on-state current, measured on peak reading instrument A, is set to the specified value by adjustment of R_1 .

The thyristor under test is then triggered for the specified number of applications of surge on-state current. Applying the triggering signal during the reverse half cycle shall be avoided.

Proof of the ability of the thyristor to withstand the surge on-state current rating is obtained from the post-test measurements.

Specified conditions

The values of the following conditions shall be stated:

- a) peak reverse voltage;
- b) surge (non-repetitive) on-state current;
- c) maximum impedance of the reverse voltage source;
- d) gate bias conditions: source voltage and source resistance;
- e) number of cycles per surge, number of surges and repetition rate;
- f) ambient, case or reference point temperature;
- g) post-test measurement limits.

6.3.4 On-state current ratings of fast-switching thyristors

Purpose

To verify the maximum rated value of the on-state current of a fast-switching thyristor under specified conditions.

NOTE The circuit commutated turn-off time of the thyristor under test is used as an indication of the ability of the thyristor to carry this current.

Test circuit

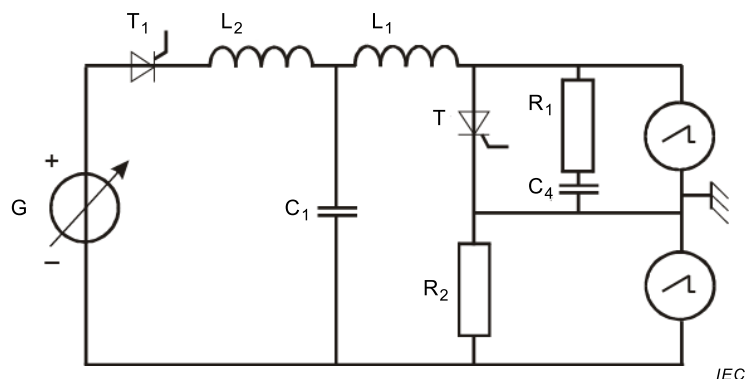
Test methods are given for the following operating conditions:

- a) sinusoidal on-state current with reverse voltage applied (see 6.3.4.1);
- b) sinusoidal on-state current with reverse voltage suppressed (see 6.3.4.2);
- c) trapezoidal on-state current with reverse voltage applied (see 6.3.4.3);
- d) trapezoidal on-state current with reverse voltage suppressed (see 6.3.4.4).

Throughout these test methods, the test circuit hold-off interval (t_H) shall be made equal to the specified maximum value of circuit committed turn-off time (t_q).

If a heat sink is connected to the anode of the thyristor under test, it is permissible to reverse the polarity of all supplies, and the direction of all thyristors and diodes, in order to earth this heat sink.

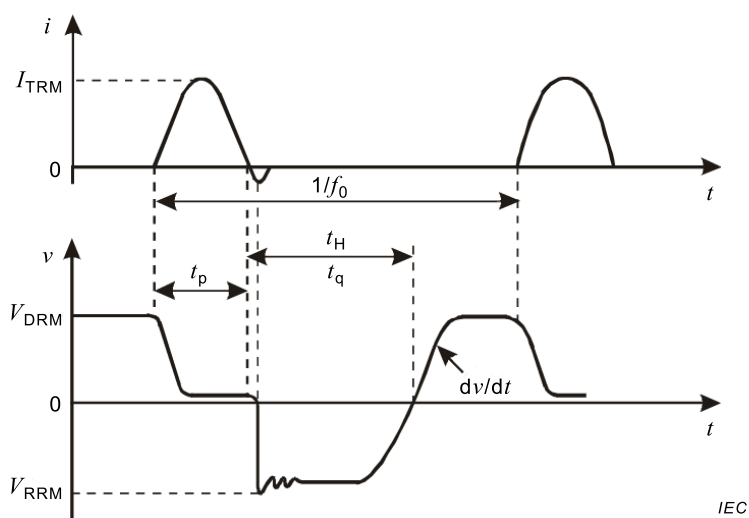
6.3.4.1 Sinusoidal on-state current with reverse voltage applied



Key

T thyristor under test

a) Basic circuit diagram for measuring sinusoidal on-state current with reverse voltage



b) Waveforms produced when measuring sinusoidal on-state current with reverse voltage

Figure 53 – Basic circuit and test waveforms for sinusoidal on-state current with reverse voltage

Circuit description and requirements (see Figure 53a)

G d.c. source of low impedance

L₁, C₁ resonant circuit determining the on-state current half sine wave pulse duration *t_p* and amplitude *I_{TRM}*:

$$t_p = \pi \sqrt{L_1 C_1} \quad I_{TRM} = \frac{V_{DRM}}{\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}}$$

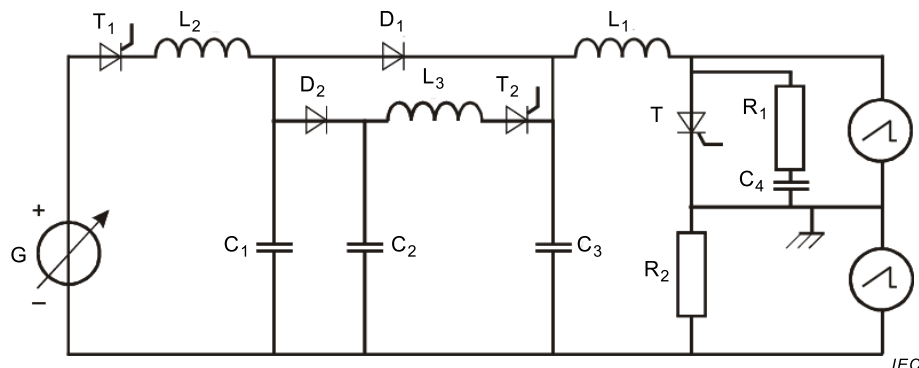
L₂, C₁ resonant circuit set to give the specified rate of rise of the reappplied off-state voltage (together with R₁, C₄)

NOTE The lowest possible hold-off interval is

$$t_H(\text{min}) = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_2 C_1}$$

The off-state voltage V_{DRM} across the thyristor to be measured (see Figure 53b)) is equal to the peak voltage across C_1 and may be up to 10 times the voltage of the d.c. source, depending on the circuit elements. The peak voltage shall not exceed the specified V_{DRM} value.

- R_1, C_4 damping network for protecting the thyristor under test T. A similar RC damping network may be used for protecting thyristor T_1
- T_1 auxiliary thyristor; T_1 is usually required to have a much higher elevated frequency current rating than the thyristor under test
- R_2 current measuring resistor
- C_1 is charged from the d.c. source by triggering T_1 . After T_1 has turned off, T is triggered; this discharges C_1 via L_1 and T, producing a half sine wave current pulse of duration t_p . C_1 then recharges in the reverse direction. After a suitable time, T_1 is triggered again, causing the voltage across the thyristor T to change from the negative level to a positive level at the specified dv/dt . This time is adjusted to give the required hold-off time interval. At the same time, the voltage across C_1 is further charged from G and changes polarity. Repetition of this cycle builds up the voltage across C_1 to the required level (about 10 times the d.c. source voltage).



Key

T thyristor under test

Figure 54 – Extended circuit diagram for measuring sinusoidal on-state current with reverse voltage

Circuit description and requirements (see Figure 54)

The test waveform and requirements are the same as for the basic circuit of Figure 53 except that

$$t_H(\text{min}) = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_3 C_3}$$

By adding $C_2, C_3, T_2, L_3, D_1, D_2$, the test circuit is more flexible and capable of being set to give a higher dv/dt in order to test thyristors with shorter circuit commutated turn-off times. The capacity of C_1 and C_2 is at least 10 times the capacity of C_3 . D_1 and D_2 decouple C_2 and C_3 from C_1 .

C_1, C_2, C_3 are charged from the d.c. source through T_1 and T_2 . When T is triggered, C_1 and C_3 discharge via L_1 and T, producing a half sine wave current and are recharged in the reverse direction. After a suitable time, T_2 is triggered causing a voltage rise from the reverse direction to the forward direction of T by transfer of charge from C_2 to C_3 (C_2 much greater

than C_3). This time is adjusted to give the specified hold-off interval (t_H). For the next test cycle, C_1 , C_2 and C_3 are recharged from the d.c. source by triggering T_1 . The voltages of C_1 , C_2 and C_3 are stepped up to about 10 times the voltage of the d.c. source by the repetition of the test cycles.

Test procedure

The reference point temperature is set to the specified value.

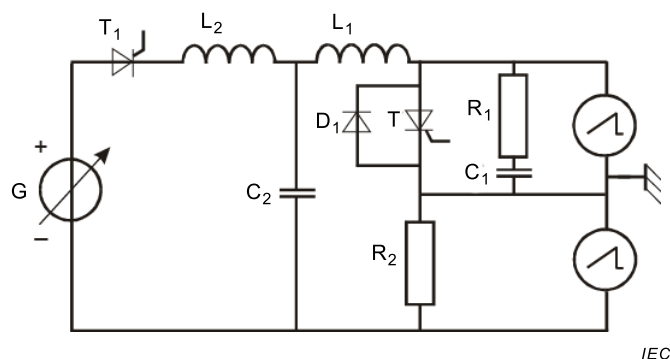
The triggering sources for the thyristors T and T_1 are adjusted to give the specified repetition frequency (f_0) and hold-off interval (t_H). Source G is adjusted to obtain the specified on-state current.

If the thyristor under test does not withstand its specified repetitive peak off-state voltage it has failed the test.

Specified conditions

- a) reference point temperature;
- b) repetition frequency (f_0);
- c) off-state voltage (V_{DRM});
- d) reverse voltage, where appropriate;
- e) on-state current pulse duration (t_p) and amplitude (I_{TRM});
- f) rate of rise of the re-applied off-state voltage (dv/dt);
- g) hold-off interval (t_H) (this shall equal the specified maximum circuit commuted turn-off time);
- h) triggering circuit conditions;
- i) RC damping network (R_1, C_4).

6.3.4.2 Sinusoidal on-state current with reverse voltage suppressed



Key

T thyristor under test

a) Basic circuit diagram

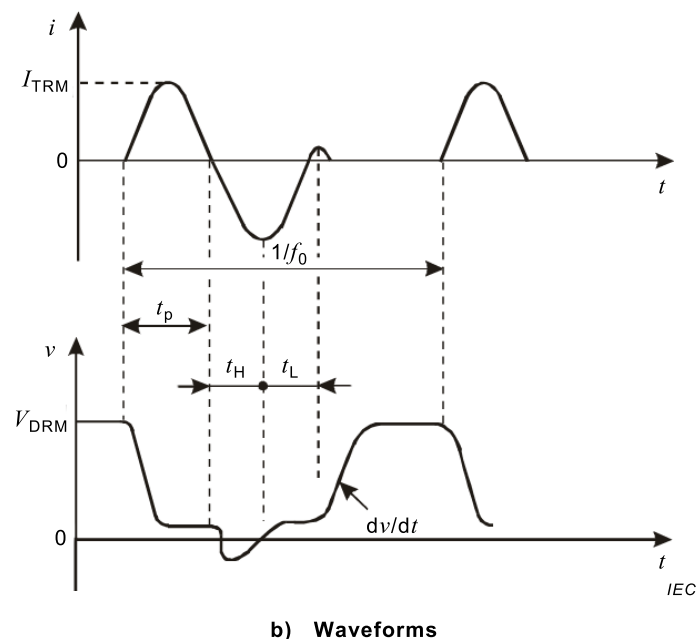


Figure 55 – Basic circuit and test waveforms for sinusoidal on-state current with reverse voltage suppressed.

The voltage across the thyristor may be positive for time t_L due to the inductance of the T, D₁ loop. This shall be kept to a minimum to reduce this voltage as much as possible. The negative part of the current waveform represents the current through diode D₁.

Circuit description and requirements (see Figure 55a))

G d.c. source of low impedance

L₁, C₂ resonant circuit determining the on-state current half sine wave pulse duration t_p and amplitude I_{TRM} and the hold-off interval t_H :

$$t_p = \sqrt{L_1 C_2} \quad I_{TRM} = \frac{V_{DRM}}{\sqrt{\frac{L_1}{C_2}}}$$

The value of C₂ should be adjusted to give the required hold-off interval.

This will lie between

$$t_H(\min) \approx \frac{\pi}{2} \sqrt{L_1 C_2} \quad \text{and} \quad t_H(\max) = \pi \sqrt{L_1 C_2}$$

NOTE V_{DRM} is approximately equal to the d.c. source voltage (G).

R₁, C₁ damping network set to give the specified rate of rise of the re-applied off-state voltage. A similar network may be used to protect T₁

R₂ current measuring resistor

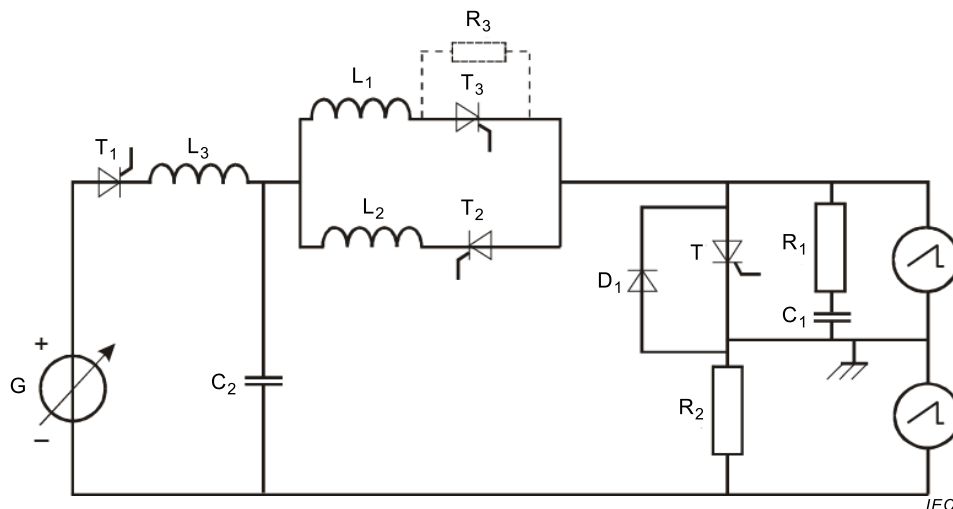
D₁ diode for suppressing reverse voltage

T₁ auxiliary thyristor

L₂ protection inductor for di/dt of T₁

C₂ charged by triggering T₁. After T₁ has turned off, T is triggered. C₂ discharges via L₁ producing a half sine wave current. When T has recovered, the energy swings back

to C_2 via D_1 , and the effective dissipation of charge in C_2 is replaced from the d.c. source by triggering T_1 .



Key

T thyristor under test

Figure 56 – Extended circuit diagram for measuring sinusoidal on-state current with reverse voltage suppressed

Circuit description and requirements (see Figure 56)

The test waveform and requirements are the same as for the basic circuit given in Figure 53 except that

$$t_H (\text{min}) = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_2 C_2}$$

R_3 is a by-pass resistor if required.

T_3 is triggered at the same time as T.

By adding L_2 , T_2 and T_3 , the test circuit is more flexible.

The hold-off interval (t_H) may be varied independently of the pulse duration (t_p) by introducing a delay time between the end of the current pulse and the triggering of T_2 , and by using an inductance L_2 that is different from L_1 .

It is recommended that the diode D_1 be a fast turn-on diode to decrease the reverse recovery power dissipation in the thyristor under test (T).

Test procedure

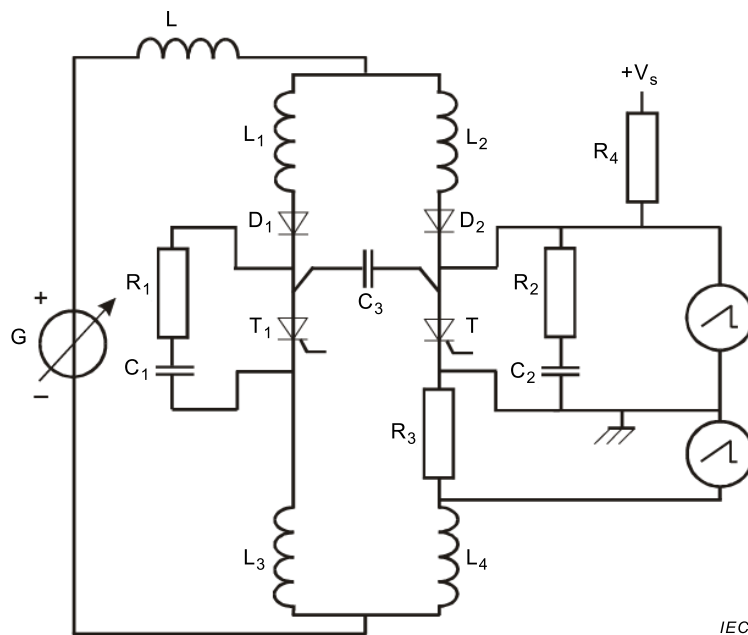
The temperature is set to the specified value.

The triggering sources for the thyristors T and T_1 are adjusted to give the specified repetition frequency (f_0) and the hold-off interval (t_H). Source G is adjusted to obtain the specified on-state current.

If the thyristor under test does not withstand its specified repetitive peak off-state voltage, it has failed the test.

Specified conditions

- reference point temperature;
- repetition frequency (f_0);
- off-state voltage (V_{DRM});
- on-state current pulse duration (t_p) and amplitude (I_{TRM});
- rate of rise of the re-applied off-state voltage (dv/dt);
- hold-off interval (t_H) (this shall be equal to the specified maximum circuit commutated turn-off time);
- triggering circuit conditions;
- RC damping network (R_1, C_1).

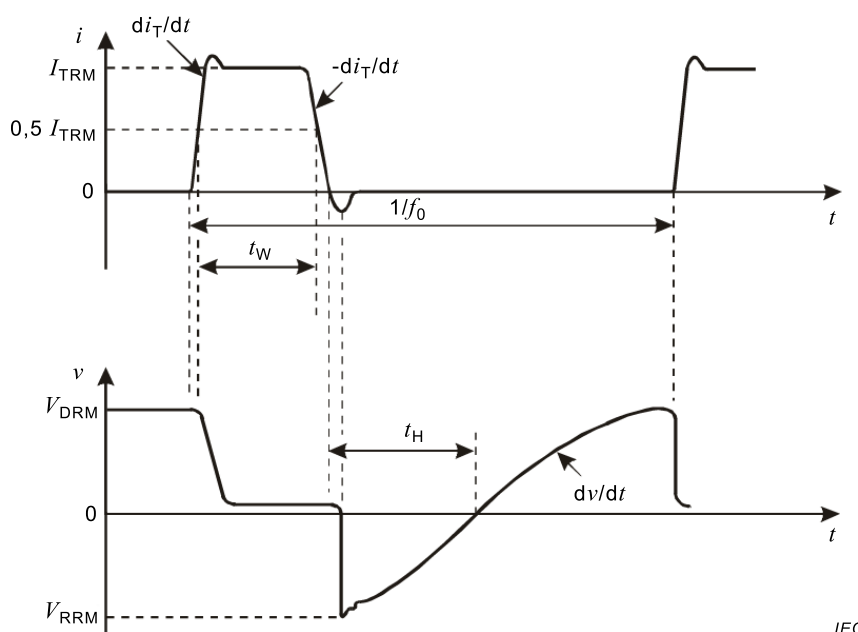
6.3.4.3 Trapezoidal on-state current with reverse voltage applied

IEC

Key

T thyristor under test

a) Basic circuit diagram



b) Test waveforms for trapezoidal on-state current with reverse voltage applied

Figure 57 – Basic circuit diagram and test waveforms for trapezoidal on-state current with reverse voltage applied

Circuit description and requirements (see Figure 57a))

- G, L direct high-current generator
- V_S direct high-voltage source (for starting purposes if required)
- C_3 commutation capacitor
- L_1, L_2 inductances determining the hold-off interval t_H :

$$t_H \approx \sqrt{C_3(L_1 + L_2)}$$

- L_3, L_4 inductances determining the rate of rise of on-state current in the thyristor
- D_1, D_2 blocking diodes
- T_1 auxiliary thyristor
- R_1, C_1 damping networks for protecting the thyristors
- R_2, C_2 damping networks for protecting the thyristors
- R_3 current-measuring resistor or current probe
- R_4 current-limiting resistor

The two thyristors, T and T_1 , conduct the current alternately. Initially, T_1 is triggered, and C_3 is charged to a high voltage approaching V_{DRM} by source V_S via R_4 . When T is triggered, the charge on C_3 reverse biases T_1 , thus causing it to turn off. Current through L_1 then recharges C_3 in the opposite direction, until T_1 is triggered to reverse bias T and cause it to turn off. C_3 is then charged via L_2 and D_2 , giving the rise of voltage (dv/dt) across T.

By repeating the commutation, a step-up of voltage is generated in the oscillation loop L_1, L_2 and C_3 until a voltage is reached which is much higher than the voltage of the source G. Source V_S may be then disconnected. Approximately

$$V_{\text{DRM}} = V_{\text{RRM}} = I_{\text{TRM}} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_3}}$$

The inductor L ensures a constant current in the circuit.

The on-state current pulse duration in the thyristor under test may be varied independently of the repetition frequency by varying the conduction period of T_1 . The rate of rise of on-state current is approximately given by

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{V_{\text{DRM}}}{L_3 + L_4}$$

Test procedure

The temperature is set to the specified value.

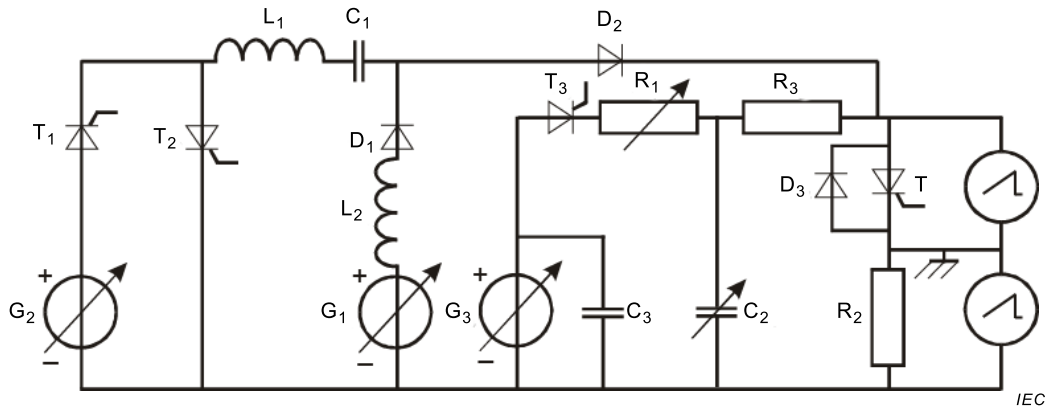
Thyristor T_1 is triggered, and source G is set to give a suitable low value of current. C_3 is charged for starting from source V_S . The triggering sources for T and T_1 are adjusted to the specified repetition frequency f_0 and on-state current pulse duration t_w . The pulse operation is started by triggering T. Source V_S is disconnected and source G is re-adjusted to obtain the specified on-state current (see Figure 57b)).

If the thyristor under test does not withstand its specified repetitive peak off-state voltage, it has failed the test.

Specified conditions

- a) reference point temperature;
- b) repetition frequency (f_0);
- c) off-state and reverse voltages (V_{DRM} and V_{RRM});
- d) on-state current pulse duration (t_w) and amplitude (I_{TRM});
- e) rate of rise and fall of on-state current (di_T/dt and $-di_T/dt$);
- f) hold-off interval (t_H) (this shall be equal to the specified maximum circuit commutated turn-off time);
- g) triggering circuit conditions;
- h) RC-damping network (R_1, C_1).

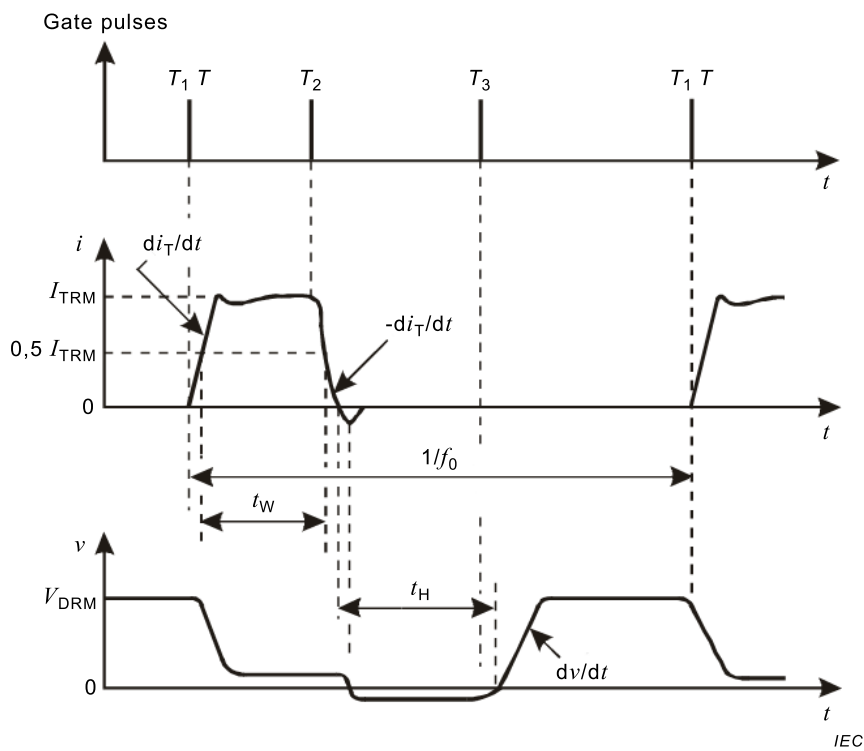
6.3.4.4 Trapezoidal on-state current with reverse voltage suppressed



Key

T thyristor under test

a) Basic circuit



b) Test wave forms

Figure 58 – Basic circuit and test waveforms for trapezoidal on-state current with reverse voltage suppressed

Circuit description and requirements (see Figure 58a))

- G₁ d.c. source: V_1
- G₂ d.c. source: $V_2 > V_1$
- G₃ d.c. source: $V_3 =$ off-state voltage V_{DRM}
- C₁ commutating capacitor
- C₃ storage capacitor for G₃ supply

R_1, C_2	dv/dt network
D_1, D_2	blocking diodes. The recovery time of D_2 shall be less than the turn-off time, but longer than the recovery time of the thyristor under test.
D3	diode for suppressing reverse voltage
R_2	current-measuring resistor or current probe
R_3	protecting resistor if the thyristor under test fails the reapplied voltage
T_1	thyristor for charging the commutating circuit
T_2	thyristor for discharging the commutating circuit
T_3	thyristor for re-application of the forward voltage
L_1	commutating inductor
L_2	inductor to determine the rate the rise of on-state current di_T/dt

$$\pi\sqrt{C_1 L_1} > 2t_H \quad (1)$$

$$dv/dt = V_3/R_1 C_2 \quad (2)$$

$$-di_T/dt = V_2/L_1 \quad (3)$$

Assume that the circuit is in the quiescent state; then T_1 and T are triggered simultaneously.

The independently adjustable load current flows through the path G_1, L_2, D_1, D_2, T and R_2 and at the same time C_1 is charged to the polarity shown through the path $G_2, T_1, L_1, C_1, D_2, T$ and R_2 . When C_1 is fully charged, T_1 ceases conduction.

At a later time, T_2 is triggered, the load current is shunted to the path G_1, L_2, D_1, C_1, L_1 and T_2 . The voltage across C_1 is applied across D_2 in the reverse direction; voltage across T is suppressed by diode D_3 .

When C_1 is charged in the polarity opposite to that shown and L_1 is discharged, T_2 ceases conduction.

When T_3 is triggered, the voltage initially across C_3 from source G_3 is applied to the thyristor under test and the damping circuit $R_1 C_2$.

NOTE Provided that the condition of Equation (1) is met, the hold-off interval t_H will be determined by the triggering time of T_3 .

Test procedure (see Figure 58b))

The temperature is set to the specified value and the triggering circuits are switched on.

The forward current magnitude is set to a low value by adjusting G_1 , the pulse duration is determined by the triggering of T_2 .

The magnitude of the re-applied forward voltage is set by G_3 , and the re-applied dv/dt is determined by $R_1 C_2$.

The hold-off interval t_H is set to the value of the specified maximum circuit commutated turn-off time of the thyristor under test; the on-state current and operating frequency are adjusted to the specified values.

If the thyristor under test does not withstand its specified repetitive peak off-state voltage, it has failed the test.

Specified conditions

- a) reference point temperature;
- b) repetition frequency (f_0);
- c) off-state voltage (V_{DRM});
- d) on-state current pulse duration (t_w) and amplitude (I_{TRM});
- e) rate of rise and fall of on-state current (di_T/dt and $-di_T/dt$);
- f) hold-off interval (t_H) (this shall equal the specified maximum circuit commutated turn-off time);
- g) rate of rise of the re-applied off-state voltage (dv/dt);
- h) triggering circuit conditions.

6.3.5 Critical rate of rise of on-state current ($di/dt_{(cr)}$)

Purpose

To verify the critical rate of rise of on-state current rating of a thyristor under specified conditions.

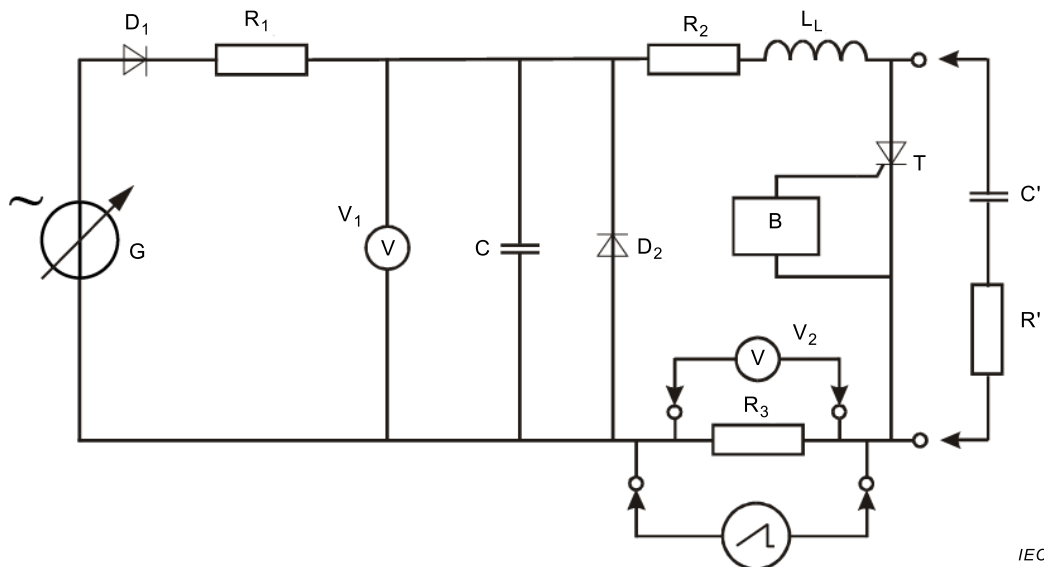


Figure 59 – Circuit diagram for measuring critical rate of rise of on-state current

Circuit description and requirements (see Figure 59)

- B gate-triggering source
- G alternating voltage source
- D_2 diode which protects the thyristor under test from excessive reverse voltage which might arise from resonance effects
- R_1 and D_1 are chosen so that the capacitor C has time to charge fully before each operation
- R_3 calibrated non-inductive current sensing resistor
- T thyristor under test
- V_1 high resistance voltmeter
- V_2 peak reading voltmeter

To obtain the required rate of rise of on-state current of thyristor under test T , R_2 , C and L are chosen such that their values are approximately related to the test voltage V_{DM} , current amplitude I_{TM} and time t_1 as follows:

$$C = 5,6 \frac{I_{TM} \times t_1}{V_{DM}}$$

$$L = 1,7 \frac{V_{DM} \times t_1}{I_{TM}}$$

$$R_2 = 0,55 \frac{V_{DM}}{I_{TM}}$$

where

V_{DM} is the peak off-state voltage and

$$\frac{di}{dt} = \frac{0,5 I_{TM}}{t_1}$$

t_1 is defined in Figure 60,

R_2 is used to damp the oscillatory waveforms. In the case of high-power devices it can consist of the distributed resistances of the circuit elements only. In that case it is assumed that R_2 can be neglected and the formulae in the note can be used:

NOTE For high-power devices, where R_2 is deleted, C and L are chosen such that their values are approximately related to the test voltage V_{DM} , current magnitude I_{TM} and time t_1 as follows:

$$C = 1,91 \frac{I_{TM} \times t_1}{V_{DM}}$$

and

$$L = 1,91 \frac{V_{DM} \times t_1}{I_{TM}}$$

R' and C' are chosen in accordance with the application of the thyristor under test and might be deleted where appropriate.

Final adjustments are made to L and C to ensure that the peak on-state current measured on voltmeter V_2 and the rate of rise of on-state current di/dt measured on the oscilloscope are as specified.

It is recommended that a damped sine wave be used as the on-state current waveform as shown in Figure 60.

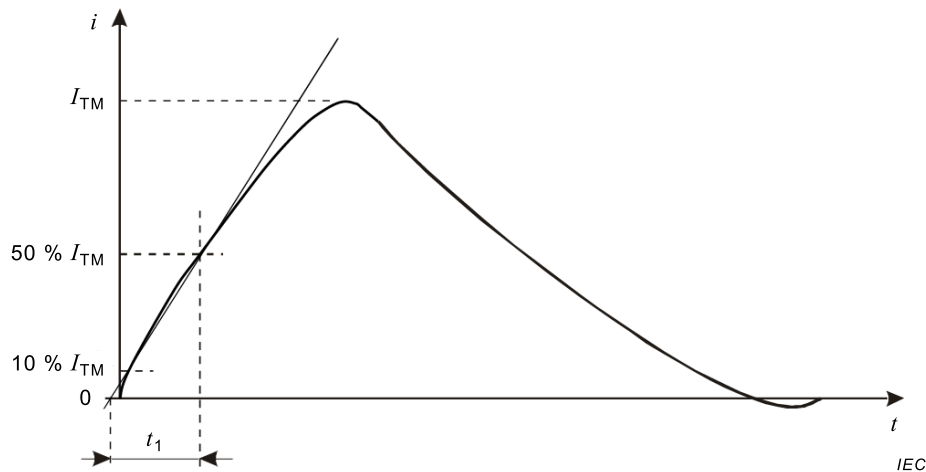


Figure 60 – On-state current waveform for di/dt rating

Zero time is determined by the intersection with the time axis of the straight line passing through the 10 % and 50 % test current points.

With this waveform, the recommended method of assigning a numerical value to di/dt is as follows:

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_{TM}}{2t_1}$$

where

$t_1 \geq 1 \mu\text{s}$;

$I_{TM} \geq$ twice the mean on-state current rating.

Measurement procedure

The alternating voltage source is set to zero. The capacitor C should be fully discharged. The thyristor under test is inserted into the test socket and the temperature is set to the specified value.

The source voltage is set to give a peak voltage equal to the specified off-state voltage V_{DM} as shown by voltmeter V_1 when the capacitor C is fully charged.

The thyristor under test is triggered and capacitor C discharges through L and the thyristor.

The repetition rate is controlled by the gate triggering source and should be as specified. The gate trigger pulse shall occur during the negative half cycle of the alternating voltage source.

Proof of the ability of the thyristor to withstand the critical rate of rise of on-state current rating is obtained from the post-test measurements.

Specified conditions

The values of the following conditions shall be stated:

- a) rate of rise of on-state current di/dt ;
- b) peak value of on-state current; preferably twice the maximum rated mean on-state current at the specified case or reference point temperature;

- c) off-state voltage;
- d) case or reference point temperature;
- e) repetition rate and number of pulses;
- f) gate-trigger source characteristics;
- g) post-test measurement limits.

6.3.6 Peak case non-rupture current (I_{RSMC})

Purpose

To verify the peak case non-rupture current of a thyristor under specified conditions.

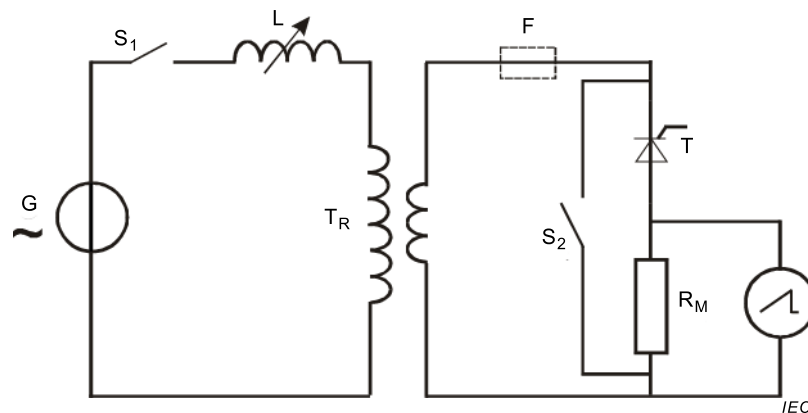


Figure 61 – Circuit diagram for measuring peak case non-rupture current

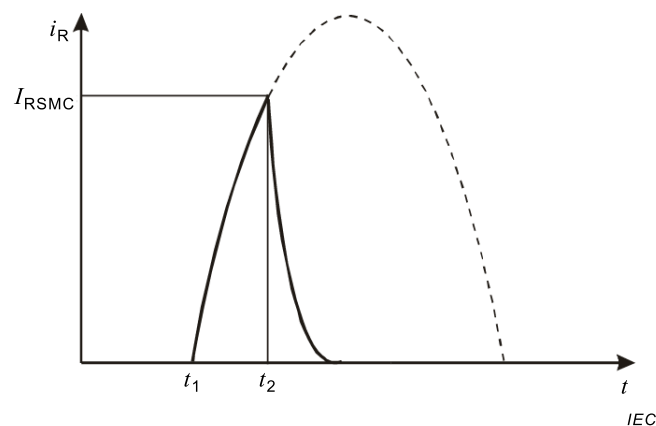


Figure 62 – Waveform of the reverse current i_R through the thyristor under test

Circuit description and requirements (see Figure 61)

- G a.c. system having appropriate short-circuit capacity
- S_1, S_2 electromechanical or electronic high-power switches that can be operated at defined instants of the line voltage cycle
- F optional fuse in place of S_2 (see test procedure)
- L variable inductor
- T_R high-power transformer
- R_M calibrated non-inductive current-sensing resistor
- T thyristor under test

Preconditioning and initial measurements

Prior to the test, the thyristor under test shall be initially damaged, for example, with a low-energy high-voltage pulse or mechanically, so that the breakdown always occurs at the edge of the silicon chip. If required, mechanical damage may be carried out before the device is encapsulated. The device under test is subjected to an initial leak test and the leak rate shall be lower than 10^{-7} Pa m³s⁻¹.

Test procedure (see Figure 62)

The device under test is inserted in the test apparatus.

The switch S_1 is closed at an instant t_1 such that a voltage is applied to the device under test in the reverse direction causing a breakdown at the previously damaged spot. As a result, the reverse current rises steeply with a rate of rise that may be adjusted (within reasonable limits) by varying the inductance L .

At the instant t_2 , the switch S_2 is closed so that the peak current is limited to the specified value I_{RM} .

Alternatively, fuse F may be placed in the circuit and the current through the thyristor under test will be interrupted when the fuse operates.

Specified conditions

- a) case or reference point temperature;
- b) value I_{RM} of the peak case non-rupture current;
- c) rate of rise of the reverse current, preferably 25 A/ μ s;
- d) pulse duration of the test current;
- e) open gate circuit.

Post-test measurements

The thyristor under test is subjected to leak test and the leak rate shall be lower than 10^{-7} Pa m³s⁻¹.

Alternatively, a plasma detecting device may be used during the electrical test to make sure that no plasma escapes during the test even if a small crack develops.

Following the electrical test, the thyristor is visually inspected. There shall be no sign of particles thrown off nor there be evidence that the device has externally melted or burst into flames.

6.4 Measuring methods for thermal characteristics

6.4.1 General

Where applicable, the descriptions given in Method A, Method B and Method C in 6.4.3.1 apply to both case-rated and ambient-rated thyristors. For this, they are written in terms of the "reference point temperature T_r ", where T_r may be either T_c or T_a .

6.4.2 Measurement of the case temperature

If the reference point is a hole that has been drilled by the manufacturer for this purpose, the case temperature is measured by means of a thermo-sensor (e.g. a thermocouple) inserted into this hole.

For other devices, the temperature at the reference point is measured by means of a temperature-sensitive element having negligible thermal capacitance, which is cemented, soldered, clamped or held rigidly against the reference point so as to ensure a negligible thermal resistance.

6.4.3 Measuring methods for thermal resistance (R_{th}) and transient thermal impedance (Z_{th})

6.4.3.1 Methods using a temperature-sensitive characteristic of the thyristor as an indicator of the virtual junction temperature

Method A

As a temperature-sensitive characteristic, the on-state voltage of the thyristor at a small percentage of rated on-state current is used. The available sensitivity is about $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

This method is less suitable for thyristors with large wafer diameters for the following reason: during the measuring period at the low reference current, the active area is reduced to an unknown and much smaller size which varies with temperature and time.

Method B

The method also uses the on-state voltage of the thyristor as the temperature-sensitive characteristic but at a value of the reference current that is typically larger than the rated on-state current. It is well suited for thyristors with larger wafer diameters and for all GTO thyristors. The available sensitivity is about $+6 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

Method C (for GTO thyristors only)

The method uses the avalanche voltage on the gate at a reference gate current pulse as a temperature-sensitive characteristic. It is suitable for GTO thyristors if they have, as usual, an avalanche characteristic at the gate. The available sensitivity is about $+20 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

6.4.3.2 Measurement by means of a heat-flow

Method D (for R_{th} only)

The method is applicable for all thyristors in disc type housings with cooling from the anode side and cathode side. The method allows the separate measurement of the thermal resistances between virtual junction and cathode side ($R_{th(j-c)K}$) and between virtual junction and anode side ($R_{th(j-c)A}$).

6.4.4 Measurement method of thermal resistance and impedance (Method A)

6.4.4.1 Thermal resistance (R_{th})

Purpose

To measure the thermal resistance of a thyristor between the virtual junction and a reference point.

Principle of the Method A

The temperatures $T_r(1)$ and $T_r(2)$ at the reference point are measured for two different power dissipation $P(1)$ and $P(2)$ and cooling conditions causing the same virtual junction temperature. The on-state voltage at a reference current is used to verify that the same virtual junction temperature has been reached. Then:

$$R_{th} = \frac{T_r(1) - T_r(2)}{P(2) - P(1)}$$

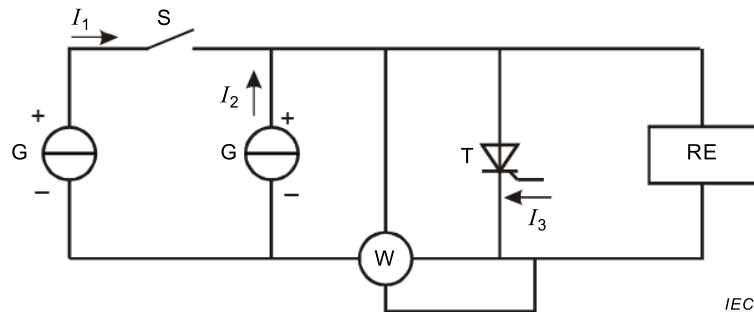


Figure 63 – Basic circuit diagram for the measurement of R_{th} (Method A)

Circuit description and requirements (see Figure 63)

- T thyristor being measured
- I_1 heating current, either a direct or an alternating current
- I_2 reference direct current monitored when the heating current is interrupted periodically for short time gaps
- I_3 trigger current to maintain the thyristor in an on-state, continuous or pulsed condition (pulsed conditions to be specified)
- W wattmeter to indicate the total power dissipation P in the junction during the heating periods (for the a.c. method, W measures the average power dissipation)
- S_1 electronic switch to interrupt periodically the heating current I_1 (for the d.c. method); for the a.c. method, switch S_1 is not mandatory
- S_2 electronic switch which is closed when the heating current I_1 is interrupted
- V null – method voltmeter

Precautions to be observed

- Voltage transients occur due to excess charge carriers when the heating current is interrupted. Additional voltage transients occur if the case of the device under test contains ferromagnetic material. The switch S_2 shall not be closed before these transients have disappeared.
- Generally, the reference current I_2 shall be sufficiently high to hold the whole junction area in the on-state. To check this, it is necessary to ensure that the current remains stable immediately following the step changes in the terminal voltages such as when the heating current is interrupted and the on-state voltage of the thyristor being measured falls rapidly from a relatively higher value to a lower value.

Measurement procedure

The device to be measured is mounted in such a way that the reference point temperature can be sufficiently stabilized at a fixed value, and measured as required in 6.4.4.1.

The measurement is carried out in two steps:

Step 1: The reference point is maintained at an elevated temperature $T_r(1)$. A low heating current is applied causing the total power dissipation $P(1)$ in the junction. After reaching thermal equilibrium, the null-method voltmeter V is adjusted for zero balance. $T_r(1)$ and $P(1)$ are recorded.

Step 2: The reference point is maintained at a lower temperature $T_r(2)$. The heating current is raised until the total power $P(2)$ warms up the junction to the same temperature as during step 1. This is indicated by zero balance of the null-method voltmeter V . $T_r(2)$ and $P(2)$ are recorded.

The thermal resistance is calculated using the expression:

$$R_{th} = \frac{T_r(1) - T_r(2)}{P(2) - P(1)}$$

6.4.4.2 Transient thermal impedance (Z_{th})

Purpose

To measure the transient thermal impedance of a thyristor between the virtual junction and a reference point.

Principle of the method

A calibration curve is established that shows for thermal equilibrium the on-state voltage at a reference current I_2 as a function of the reference-point temperature.

The transient thermal impedance $Z_{th}(t)$ is calculated by means of the calibration curve from the values of on-state voltage and reference-point temperature at the beginning and the end of a cooling time t that follows a heating period in which the thyristor was heated by a measured power to reach thermal equilibrium.

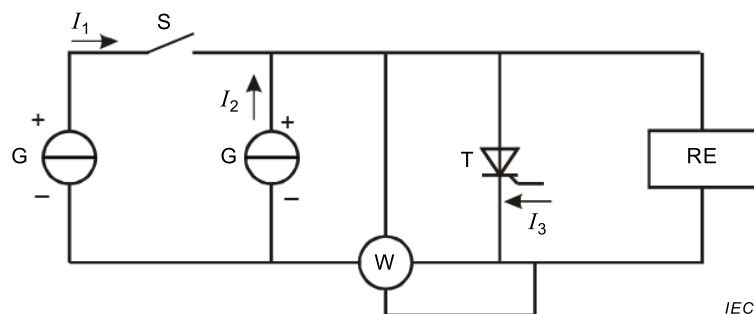


Figure 64 – Basic circuit diagram for the measurement of $Z_{th}(t)$ (Method A)

Circuit description and requirements (see Figure 64)

- T thyristor being measured
- I_1 heating current
- I_2 reference direct current
- I_3 trigger current
- S electronic switch to interrupt the heating current I_1
- W wattmeter to indicate the total power dissipation in the junction during the heating period
- RE recording equipment, for example an oscilloscope to record the time variation of the forward voltage V_T caused by I_2

Precautions to be observed

Generally the reference current I_2 shall be sufficiently high to hold the whole junction area in the on-state.

Measurement procedure

The thyristor to be measured is mounted in such a way that the reference point temperature can sufficiently be stabilized at a fixed value and can be measured in accordance with the requirements stated in 6.4.2.

With switch S opened, I_2 is adjusted to the fixed value. The calibration curve (see the note below)

$$V_T^* = f(T_r^*)$$

is established by measuring the on-state voltage V_T^* generated at thermal equilibrium by the reference current I_2 as a function of the externally varied reference point temperature T_r^* .

The heating current I_1 is applied by closing switch S. After thermal equilibrium has been reached, the power dissipation in the thyristor $P(0)$ and the on-state voltage $V_T(0)$ at $t = 0$ are recorded.

At $t = 0$ (start of the cooling period) the heating current is interrupted by opening switch S. The on-state voltage generated by I_2 is recorded as a function of the cooling time. The course of the reference-point temperature shall also be recorded if the latter cannot be sufficiently stabilized.

After the new thermal equilibrium is sufficiently reached, the power dissipation is again recorded ($P(t)$).

NOTE Values referring to the calibration curve are indicated by an asterisk * next to the letter symbol.

For a given cooling time t , the transient thermal impedance is calculated using the equation:

$$Z_{th}(t) = \frac{|T_r^*(0) - T_r^*(t)| - [T_r(0) - T_r(t)]}{P(0) - P(t)}$$

where

$T_r^*(0)$ or $T_r^*(t)$ are taken from the calibration curve for values of V_T^* equal to the measured values of $V_T(0)$ or $V_T(t)$ respectively;

$T_r(0)$ and $T_r(t)$ are the measured values of T_r at $t = 0$ and $t = t$, respectively.

6.4.5 Measurement method of thermal resistance and impedance (Method B)

6.4.5.1 Principles of the measuring method

Measurement of the virtual junction temperature (T_{vj})

To measure the value T_{vjm} at a given instant t_2 , a sinusoidal half wave current pulse is superimposed on the actual on-state current flowing at this instant that meets the following requirements (see Figure 65).

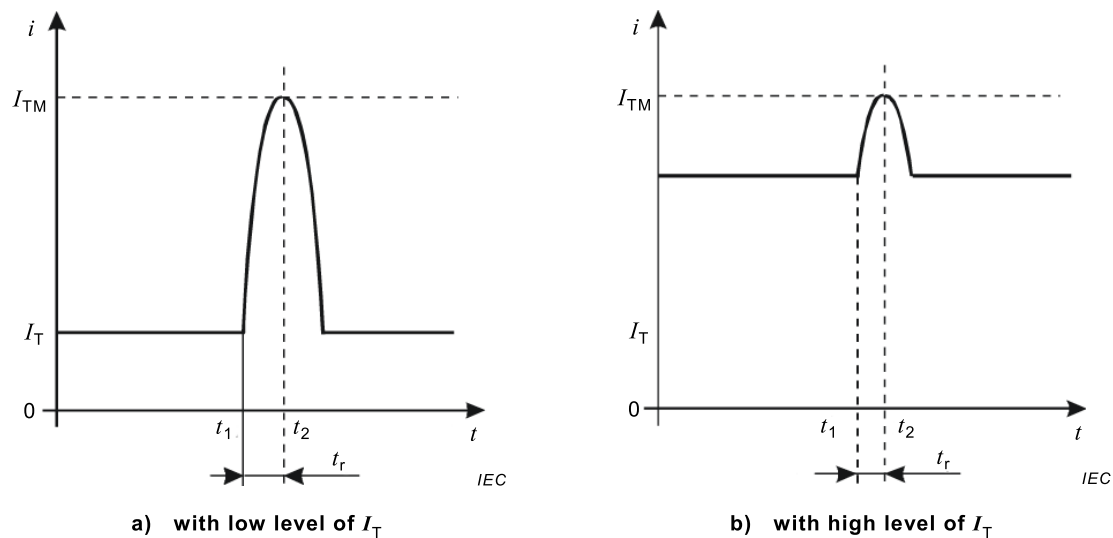


Figure 65 – Superposition of the reference current pulse on different on-state currents

The peak value of the current pulse I_{TM} is reached at $t = t_2$. For this, the pulse starts at $t_1 = t_2 - t_r$ where t_r is the rise time of the pulse to its peak value.

The pulse duration $2t_r$ is small compared with the thermal time constant of the silicon chip, but also sufficiently large so that after t_r , equilibrium of the charge carriers in the thyristor has been reached.

The amplitude of the added pulse is controlled so that, independently of the pre-load I_T , always the same peak value I_{TM} (reference measuring current) is reached.

The value of I_{TM} shall typically be larger than the value of the rated on-state current.

The superimposed power dissipation during the current pulse leads to a superimposed rise of virtual junction temperature which possibly cannot be neglected. Figure 66a) shows this for the more general case where, after P had been reduced at $t = 0$ from $P(1)$ to the lower value $P(2)$, thermal equilibrium would not yet be reached at $t = t_2$.

The solid line in Figure 66b) shows this additional rise ΔT_{vj} which reaches the value ΔT_{vj2} at $t = t_2$.

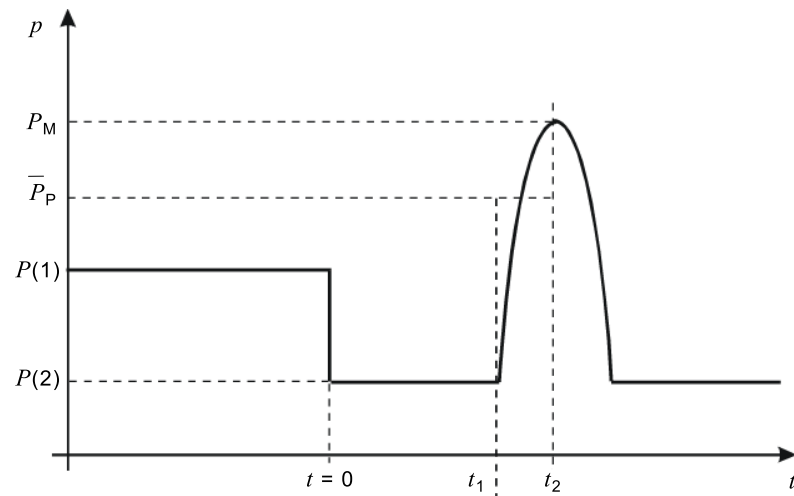
Figure 66c) shows the course of the virtual junction temperature ΔT_{vj} that results from the linear addition of ΔT_{vj} to T_{vj} .

At $t = t_2$, the value $T'_{vj2} = T_{vj2} + \Delta T_{vj2}$ is reached and this value is measured by means of a calibration curve. The value to be measured shall then be calculated as

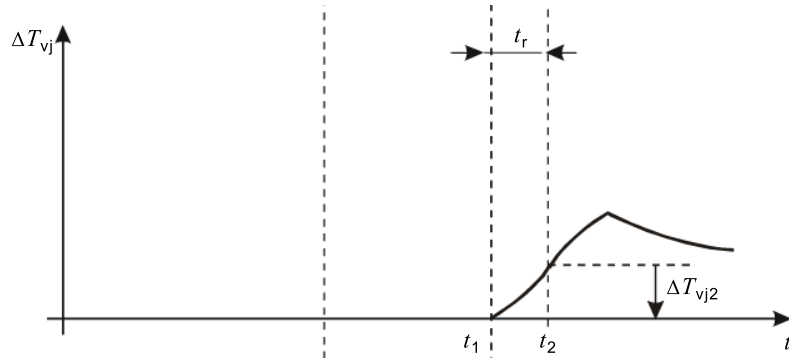
$$T_{vj2} = T'_{vj2} - \Delta T_{vj2} \quad (4)$$

For this, a sufficiently accurate value of ΔT_{vj2} can be calculated from known typical parameter values of the thyristor.

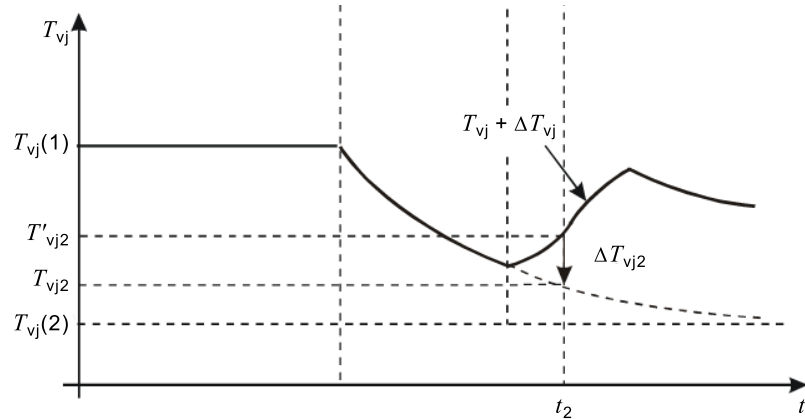
Due to the linear superposition of ΔT_{vj} on T_{vj} , the value of T'_{vj2} does not depend on whether thermal equilibrium would already have been reached at t_2 or not. Thus, Method B is applicable to the measurement of both R_{th} and $Z_{th}(t)$.



a) Waveforms for power dissipation



b) Additional temperature rise ΔT_{vj}



c) Superposition of ΔT_{vj} and T_{vj}

IEC

Figure 66 – Waveforms for power dissipation and virtual junction temperature (general case)

Calculation of ΔT_{vj2}

If the requirements listed above are met, the course of P during t_r can be replaced by a constant power dissipation (\bar{P}_p , dashed line in Figure 66a)) that equals the mean value of the actual power dissipation during t_r . In a first-order approximation it shall further be supposed that the actual course of the superimposed power dissipation has also the form of a sine wave.

$$\text{Then } \bar{P}_p - P(2) = \frac{2}{\pi} (P_M - P(2)) \quad (5)$$

$$\Delta T_{vj2} = \frac{2}{\pi} (P_M - P(2)) Z_{th}(t_r) \quad (6)$$

If the straight-line approximation for the on-state characteristic is known, the factor $2/\pi$ in Equation (6) can more precisely be calculated. However, this additional correction of the already rather small correction ΔT_{vj2} is not necessary. In this respect, Figure 66 cannot be drawn to scale. It is practical to express ΔT_{vj2} as a fraction of $(P_M - P(2)) R_{th}$, i.e. of the maximum change of temperature that would be reached for very large values of t_r :

$$\Delta T_{vj2} = \varepsilon (P_M - P(2)) R_{th} \quad (7)$$

$$\text{then Equation (4) becomes } T_{vj2} = T'_{vj2} - \varepsilon (P_M - P(2)) R_{th} \quad (8)$$

$$\text{with } \varepsilon = \frac{2}{\pi} \frac{Z_{th}(t_r)}{R_{th}} \quad (9)$$

Obviously, it is a disadvantage of the measuring method that the individual values of R_{th} or Z_{th} are calculated from the difference of two T_{vj2} values and that for the calculation of these two values (Equation (8)) the individual values of R_{th} and Z_{th} should already be known. However, as said above, the correction factor ε is so small that for its calculation typical values of R_{th} and $Z_{th}(t_r)$ can be used.

Calculation of ε

When the typical value for $Z_{th}(t_r)$ is not directly specified, ε can be calculated from other given typical parameter values, for example:

- f) from the volume V of the silicon chip. If the requirements listed above are met, practically the total energy lost during t_r will be stored in the thermal capacity C_{th} of the chip; therefore:

$$\Delta T_{vj2} \approx \frac{2}{\pi} (P_M - P(2)) \frac{t_r}{C_{th}} \quad (10)$$

C_{th} can be calculated from a known volume of the chip V as

$$C_{th} = V \times c \times \rho \quad (11)$$

where

V is the volume (cm³),

c is the specific heat 0,735 (Ws/kg);
 ρ is the specific density 2,34 (g/cm³) of silicon.
 Then ε results from Equations (7) and (10)

$$\varepsilon = \frac{2}{\pi} \times \frac{t_r}{R_{th} C_{th}} \tag{12}$$

g) from the specified analytical function for $Z_{th}(t)$ of the form:

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n R_i (1 - \exp(-t/\tau_i)) \tag{13}$$

from Equation (13), the initial slope of $Z_{th} = f(t)$ results in:

$$(dZ_{th}/dt)_{t=0} = \sum_{i=1}^n R_i / \tau_i \tag{14}$$

then
$$Z_{th}(t_r) = t_r \times (dZ_{th}/dt)_{t=0} \tag{15}$$

and
$$\varepsilon = \frac{2}{\pi} \times \frac{t_r}{R_{th}} \sum_{i=1}^n R_i / \tau_i \tag{16}$$

Recording and application of the calibration curve

NOTE 1 Values referring to the calibration curve are indicated by the superscript * next to the letter symbol.

For the recording of the calibration curve, the peak value of the reference current pulse I_{TM} and the value of a constant preload P^* are chosen.

The reference point temperature T_r^* is varied externally by means of electric heating at the contact plates of the thyristor or by means of heating in an oil bath. For different values of T_r^* the peak value of the on-state voltage (V_{TM}^*) is measured under conditions of thermal equilibrium. The calibration curve is drawn as the curve $V_{TM}^* = f(T_r^*)$, see Figure 67.

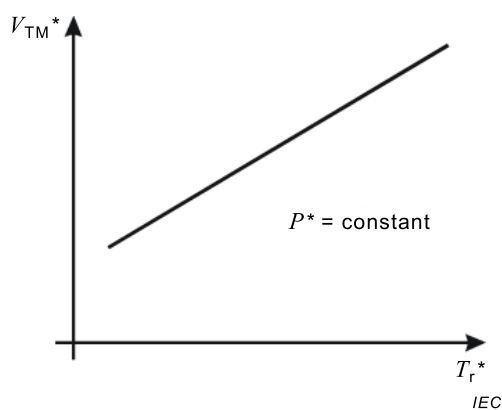


Figure 67 – Calibration curve

The measured peak value V_{TM}^* corresponds very closely to the value of V_{TM} at $t = t_2$, so that T_{vj2}^* for V_{TM}^* can be calculated as:

$$T_{vj2}^* = T_r^* + P^* R_{th} + T_{vj}^*$$

with Equation (7)
$$T_{vj2}^* = T_r^* + P^* R_{th} + \varepsilon (P_M - P^*) R_{th} \quad (17)$$

For the measurement of T_{vj2} at t_2 , the peak value V_{TM} at t_2 is measured, and for $V_{TM}^* = V'_{TM}$ the corresponding value of T_r^* is taken from the calibration curve.

From $V_{TM}^* = V'_{TM}$ follows $T_{vj2}^* = T'_{vj2}$

Hence, with Equations (8) and (17):

$$T_{vj2} = T_r^* + P^* R_{th} + \varepsilon (P(2) - P^*) R_{th} \quad (18)$$

Equation (18) could be used to calculate T_{vj2} . However, for the present measuring method, this is not necessary because the P^* terms cancel each other out when R_{th} or Z_{th} are calculated from the difference of two T_r^* values.

Calculation of R_{th}

For two different power dissipations ($P(1)$, $P(2)$) the reference point temperatures ($T_r(1)$, $T_r(2)$) are controlled so that in both cases at thermal equilibrium the same peak values of on-state voltage ($V_{TM}(1) = V_{TM}(2)$) and therefore the same virtual junction temperature is reached:

$$T'_{vj2}(1) = T'_{vj2}(2) \quad (19)$$

with Equation (8) and

$$T_{vj2} = T_r + P R_{th} \quad (20)$$

follows from Equation (19)

$$R_{th} = \frac{1}{1 - \varepsilon} \times \frac{T_r(1) - T_r(2)}{P(2) - P(1)} \quad (21)$$

Calculation of $Z_{th}(t)$

NOTE 2 For the calculation of $Z_{th}(t)$ the time indicators (0) and (t) are used instead of (1) or (2), respectively.

In a first measurement, with reference point temperature $T_r(0)$ and power dissipation $P(0)$, $V_{TM}(0)$ is measured under conditions of thermal equilibrium.

At $t = 0$, the power dissipation is lowered abruptly to the value $P(t)$. At the specified time t , T_r and V_{TM} are measured again ($T_r(t)$, $V_{TM}(t)$).

From the calibration curve, the values $T_r^*(0)$, $T_r^*(t)$ corresponding to $V_{TM}(0)$, $V_{TM}(t)$ are read.

Then
$$Z_{th}(t) = \frac{[T_{vj2}(0) - T_{vj2}(t)] - [T_r(0) - T_r(t)]}{P(0) - P(t)} \quad (22)$$

with

$$T_{vj2}(0,t) = T_r^*(0,t) + P^* R_{th} + \varepsilon (P(0,t) - P^*) R_{th} \tag{23}$$

follows from Equation (22)

$$Z_{th}(t) = \frac{|T_r^*(0) - T_r^*(t)| - [T_r(0) - T_r(t)]}{P(0) - P(t)} + \varepsilon R_{th} \tag{24}$$

6.4.5.2 Thermal resistance (R_{th})

Purpose

To measure the thermal resistance between the virtual junction and a reference point, preferably for high power thyristors.

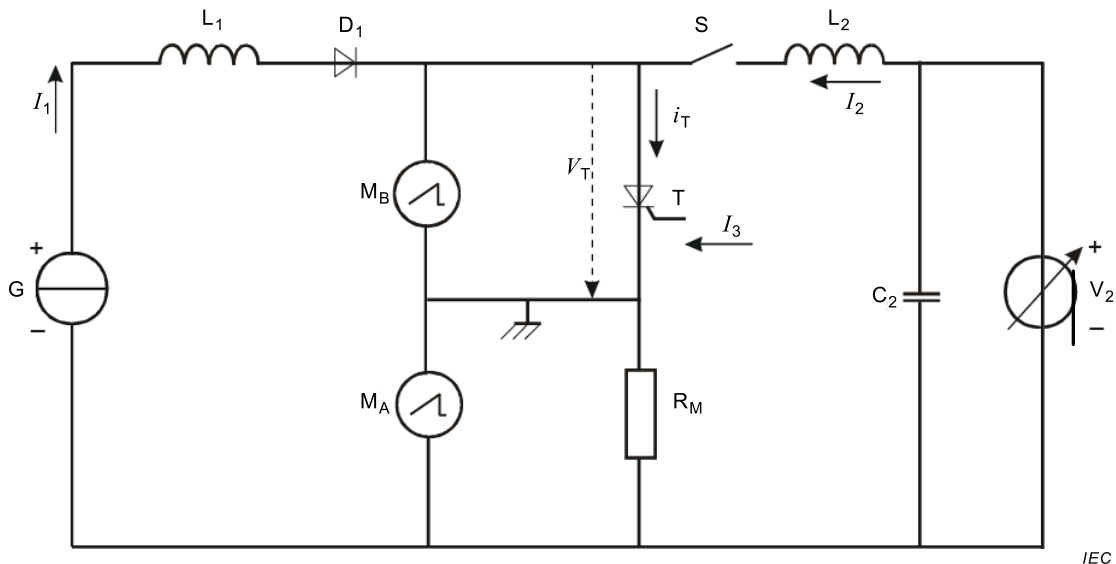
Principle of the method

The temperatures $T_r(1)$ and $T_r(2)$ at the reference point are measured for two different power dissipations $P(1)$ and $P(2)$ and cooling conditions causing the same junction temperature. The on-state voltage V_{TM} at the peak value of a reference current pulse is used to verify that the same virtual junction temperature has been reached.

Then:

$$R_{th} = \frac{1}{1 - \varepsilon} \times \frac{T_r(1) - T_r(2)}{P(2) - P(1)} \tag{25}$$

For the significance of ε , see 6.4.5.1, Equations (9) and (12).



Key

T thyristor being measured

Figure 68 – Basic circuit diagram for the measurement of R_{th} (Method B)

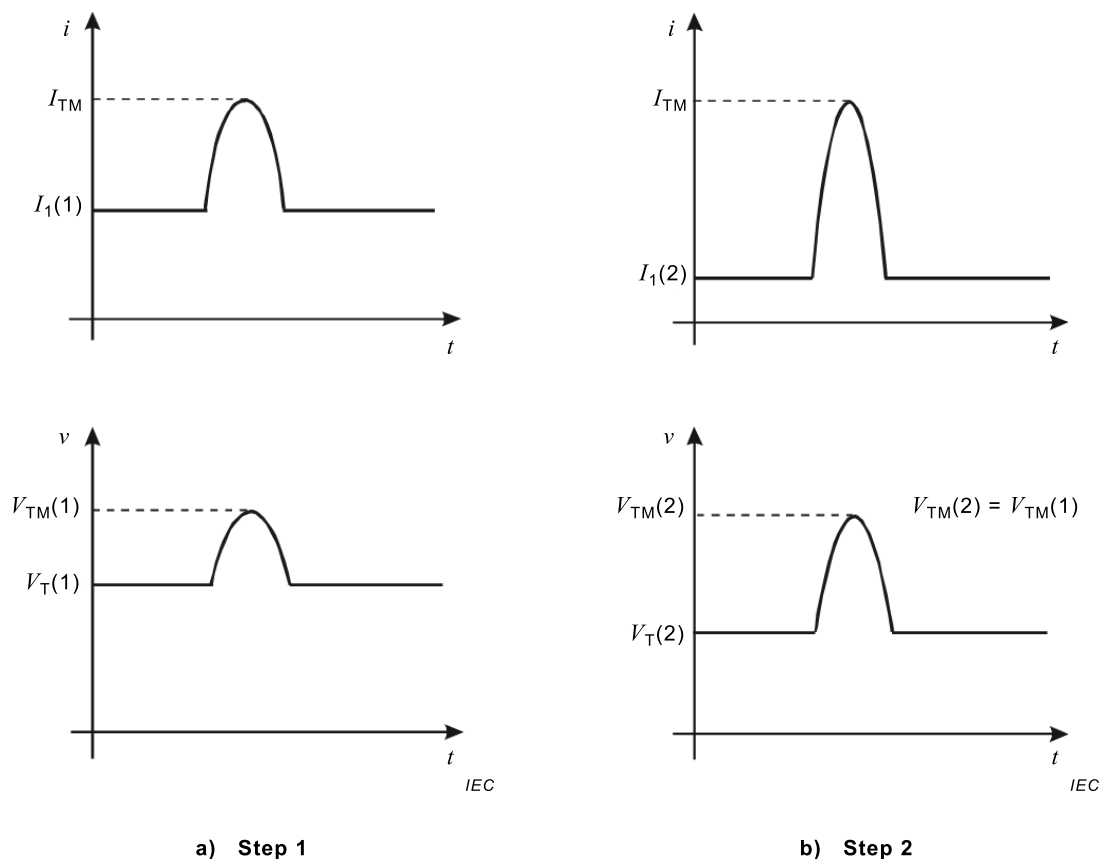


Figure 69 – Waveforms for measuring thermal resistance

Circuit description and requirements (see Figure 68)

- C_2 capacitor supplying the sinusoidal reference current pulse (see also L_2)
- D_1 blocking diode
- G current generator for the heating current I_1 which generates the power dissipation P in the thyristor T
- I_3 trigger current to maintain the on state
- L_1 inductor, blocking the reference current pulse
- L_2 inductor, determining together with C_2 the duration $2t_r$ of the reference current pulse

$$(2t_r = \pi\sqrt{L_2C_2})$$
- M_A measuring instrument for the heating current I_1 and the reference measuring current I_{TM} (the peak value of I_T during the reference current pulse)
- M_B measuring instrument for the on-state voltage V_T at the heating current I_1 and for the peak value V_{TM} produced by the reference current pulse
- R_M calibrated non-inductive current sensing resistor
- S electronic switch
- $V2$ voltage source for setting the peak value I_{TM} during the reference current pulse

Precautions to be observed

Generally, the duration $2t_r$ of the reference current pulse should be in the range of 1 ms to establish at its peak value equilibrium of the charge carriers in T . The interval t_r is then also sufficient for high power thyristors, since the sine wave starts from a lower current.

To obtain optimum sensitivity ($\text{mV}/^\circ\text{C}$), the peak value I_{TM} of the reference current pulse shall be about three to five times the rated on-state current of the thyristor being measured.

Measurement procedure

The thyristor being measured is mounted in such a way that the reference-point temperature can sufficiently be stabilized at a fixed value, and be measured as required in 6.4.2.

The measurement is carried out in two steps (see Figure 69).

Step 1: The reference point temperature is maintained at a lower value. The on-state voltage V_{T} is measured and the heating current is adjusted to reach the power dissipation $P(1) = I_1(1) V_{\text{T}}(1)$. The reference current pulse is adjusted so that the fixed reference measuring current (peak value I_{TM}) is reached. After thermal equilibrium has been reached, the peak value of the on-state voltage $V_{\text{TM}}(1)$ and the reference point temperature $T_{\text{r}}(1)$ are recorded.

Step 2: At a lower heating current $I_1(2)$ generating the power dissipation $P(2) = I_1(2) V_{\text{T}}(2)$ the peak value of the reference current pulse is adjusted to reach I_{TM} as before. The reference point temperature is elevated until the same peak value of the on-state voltage is reached as before: $V_{\text{TM}}(2) = V_{\text{TM}}(1)$. The reference point temperature $T_{\text{r}}(2)$ is recorded.

The thermal resistance is calculated using the expression

$$R_{\text{th}} = \frac{1}{1-\varepsilon} \times \frac{T_{\text{r}}(1) - T_{\text{r}}(2)}{P(2) - P(1)} \quad (26)$$

For the significance of ε , see 6.4.5.1, Equations (9) and (12). Mostly, ε can be approximated to zero.

6.4.5.3 Transient thermal impedance ($Z_{\text{th}}(t)$)

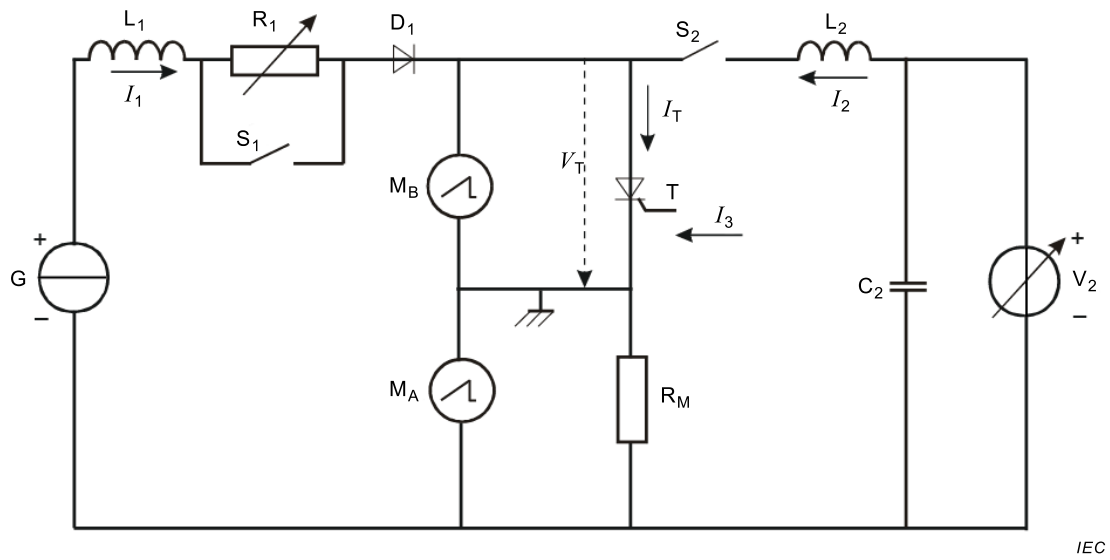
Purpose

To measure the transient thermal impedance between the virtual junction and a reference point, preferably for high power thyristors.

Principle of the method

After applying the heating current and waiting until thermal equilibrium is established, the power dissipation in the thyristor, the on-state voltage at the peak value of a reference current pulse and the reference point temperature are recorded. The heating current is then lowered abruptly, and the on-state voltage at the peak value of the reference current pulse together with the reference point temperature are recorded as a function of time.

By means of a calibration curve, the recorded values of the on-state voltage are converted to corresponding values of virtual junction temperature from which the transient thermal impedance is calculated.

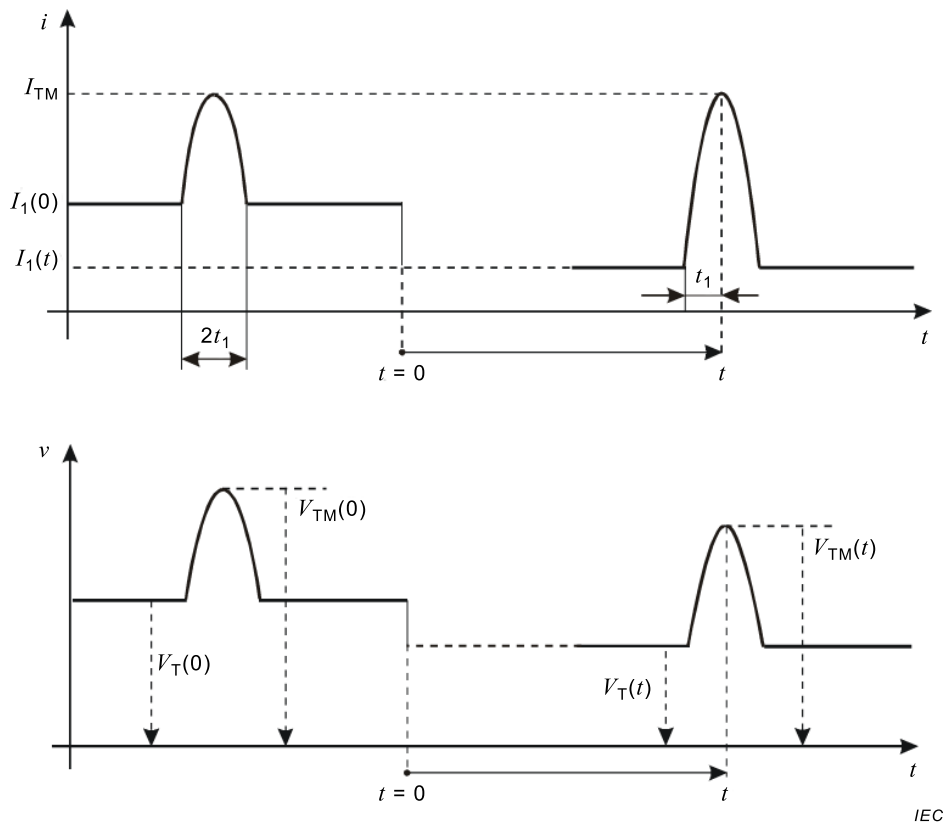


IEC

Key

T thyristor being measured

Figure 70 – Basic circuit diagram for the measurement of $Z_{th}(t)$ (Method B)



IEC

Figure 71 – Waveforms for measuring transient thermal impedance

Circuit description and requirements (see Figure 70)

- C₂ capacitor supplying the sinusoidal reference current pulse (see also L₂)
- D₁ blocking diode
- G current generator for current I_1 during the heating period $I_1(0)$ and the cooling period $I_1(t)$
- I₃ trigger current to maintain the on state
- L₁ inductor blocking the reference current pulse
- L₂ inductor determining together with C₂ the duration $2t_r$ of the reference current pulse

$$(2t_r = \pi\sqrt{L_2C_2})$$

- M_A measuring instrument for the heating current I_1 and the reference measuring current I_{TM} (the peak value of I_T during the reference current pulse)
- M_B measuring instrument for the on-state voltage V_T at the heating current I_1 and for the peak value V_{TM} produced by the reference current pulse
- R_M calibrated non-inductive current sensing resistor
- R₁ resistor to adjust $I_1(t)$
- S₁ electronic switch (e.g. a GTO)
- S₂ electronic switch (e.g. a thyristor)
- V₂ voltage source for setting the peak value I_{TM} during the reference current pulse

Precautions to be observed

Generally, the duration $2t_r$ of the reference current pulse should be in the range of 1 ms to establish at its peak value equilibrium of the charge carriers in T. The interval t_r is then also sufficient for high power thyristors, since the sine wave starts from a lower current.

To obtain optimum sensitivity (mV/°C), the peak value I_{TM} of the reference current pulse shall be about three to five times the nominal current of the thyristor being measured.

Measurement procedure

The thyristor being measured is mounted in such a way that the reference point temperature can be sufficiently stabilized and measured as required in 6.4.2.

A calibration curve is prepared as described in 6.4.5.1. The preload current I_T^* shall have the same value as the on-state current will later have during the cooling period $I_1(t)$.

To prepare the measurement, the fixed values for current I_1 during the heating period $I_1(0)$ and the cooling period $I_1(t)$ shall be adjusted with switch S₂ opened. First, switch S₁ is closed and I_1 is adjusted to the value $I_1(0)$ by means of the variable generator G. Then switch S₁ is opened and I_1 is adjusted to the value $I_1(t)$ by means of the variable resistor R₁.

For the measurement, $I_1(0)$ is applied (switch S₁ closed). After thermal equilibrium has been reached, the actual value $I_1(0)$, the corresponding on-state voltage $V_T(0)$, the peak value $V_{TM}(0)$ and the reference point temperature $T_r(0)$ are recorded.

At the time $t = 0$, I_1 is lowered abruptly to the value $I_1(t)$ by opening switch S₁. At the same time, V₂ is increased so that again the fixed reference measuring current I_{TM} will be reached for the subsequent measurement of $V_{TM}(t)$. At the time $t = t_r$, switch S₂ is closed and at the time t the peak value $V_{TM}(t)$ at I_{TM} and $T_r(t)$ are recorded. Subsequently, the actual values of $I_1(t)$ and $V_T(t)$ are measured.

Periodic recording during the cooling period is possible if the periodical heating by the reference current pulse can be neglected.

For the calculation of $Z_{th}(t)$, the values $T_r^*(0)$ and $T_r^*(t)$ corresponding to the measured values $V_{TM}(0)$ and $V_{TM}(t)$ are taken from the calibration curve.

The transient thermal impedance is calculated (see Equation (24) in 6.4.5.1) as

$$Z_{th}(t) = \frac{|T_r^*(0) - T_r^*(t)| - [T_r(0) - T_r(t)]}{P(0) - P(t)} + \varepsilon R_{th} \quad (27)$$

where

$$P(0) = I_1(0) \cdot V_T(0) \text{ and}$$

$$P(t) = I_1(t) \cdot V_T(t).$$

(For the significance of ε , see 6.4.5.1, Equations (9) and (12). In general, εR_{th} can be neglected.)

6.4.6 Measurement method of thermal resistance and impedance (Method C, for GTO thyristors only)

6.4.6.1 Calibration curve

The calibration curve refers to the off-state characteristic of the GTO thyristor. It shows the avalanche breakdown gate voltage V_{GR}^* at a reference gate current pulse I_G^* as a function of the virtual junction temperature T_{vj}^* . In the off state, T_{vj}^* equals the reference point temperature T_r^* , and T_{vj}^* is varied by varying T_r^* externally.

The peak value of the reference current pulse shall be chosen according to the size and the structure of the GTO thyristor in order to keep it in full conduction. Its duration and repetition frequency shall be chosen such that no significant temperature rise in the GTO thyristor is caused.

6.4.6.2 Thermal resistance (R_{th})

Purpose

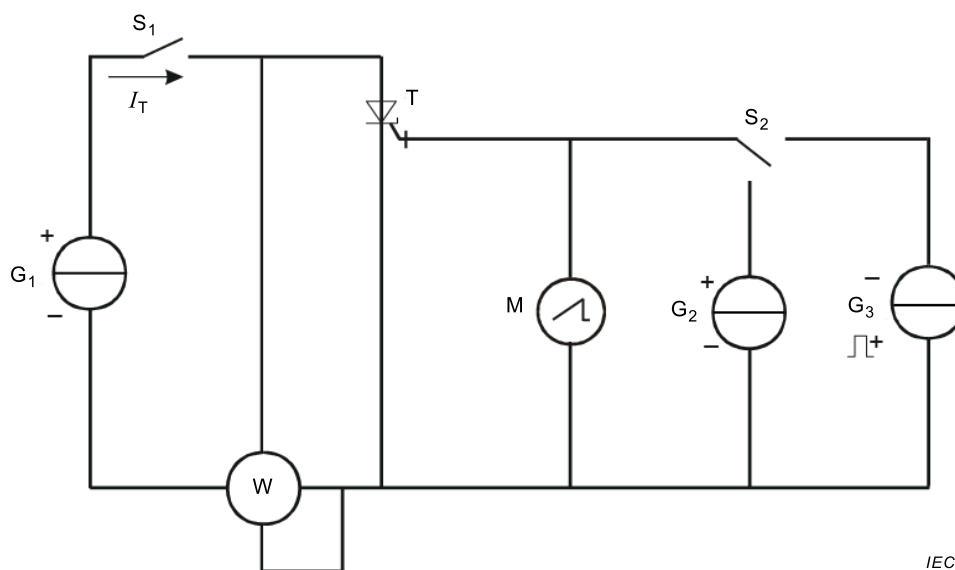
To measure the thermal resistance of a gate turn-off thyristor between the virtual junction and a reference point.

Principle of the method

The temperatures $T_r(1)$ and $T_r(2)$ of the reference point are measured for the power dissipation P and zero, respectively and cooling conditions causing the same junction temperature. The avalanche voltage on the gate at a reference current pulse is used to verify that the same junction temperature has been reached.

Then

$$R_{th} = \frac{T_r(2) - T_r(1)}{P} \quad (28)$$



Key

T thyristor being measured

Figure 72 – Basic circuit diagram for the measurement of R_{th} (Method C)

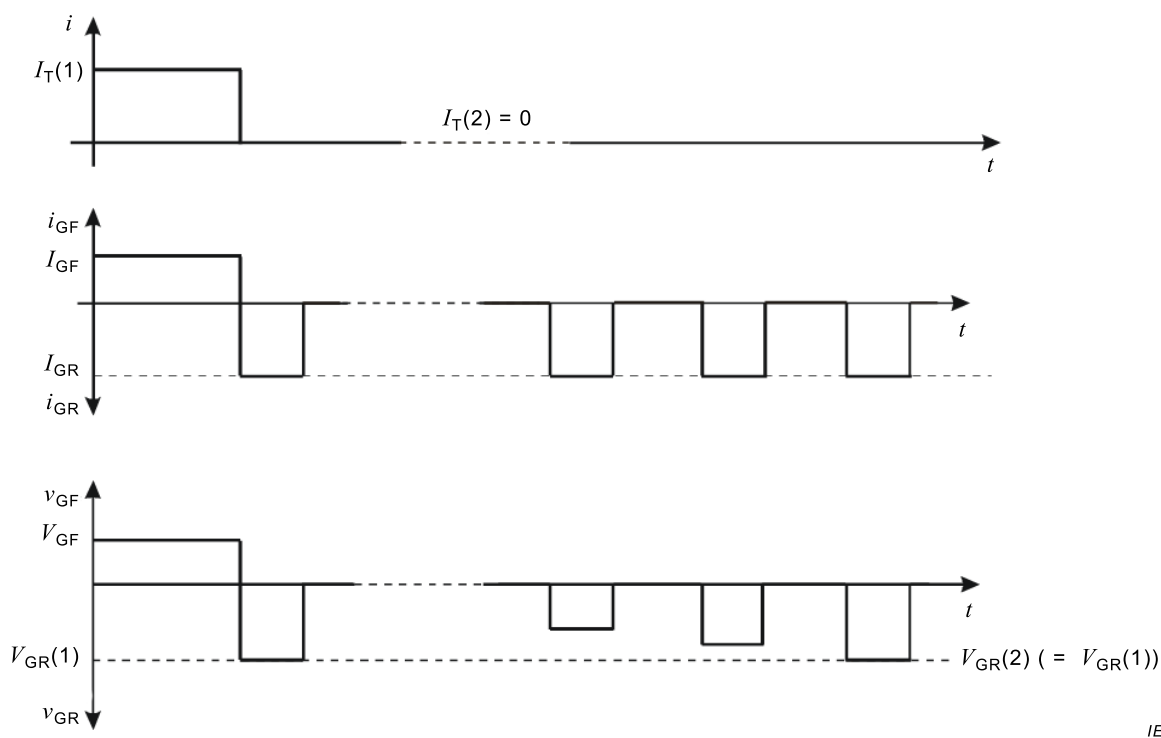


Figure 73 – Waveforms for measuring thermal resistance

Circuit description and requirements (see Figure 72)

G_1 heating current generator (I_T)

G_2 gate current generator

G_3 constant current pulse generator

I_T heating current generating the power dissipation P in the junction of T

S_1 electronic switch to interrupt heating current I_T

- S_2 electronic switch to commutate the gate from generator G_2 to G_3
 M measuring instrument to measure V_{GR}
 W wattmeter to indicate the power dissipation P in the GTO thyristor caused by the heating current I_T

Precautions to be observed

There shall be no significant rise of the virtual junction temperature during the reference current pulse. See 6.4.6.1.

Measurement procedure

The GTO thyristor to be measured is mounted in such a way, that the reference point temperature can sufficiently be stabilized and measured as required in 6.4.2.

The measurement is carried out in three steps (see Figure 73):

- the reference point temperature is maintained at a lower value $T_r(1)$. The current $I_T(1)$ is turned on and the power $P(1)$ warms up the junction until thermal equilibrium is reached. $T_r(1)$ and $P(1)$ are recorded;
- the current I_T is interrupted by opening switch S_1 ($I_T(2) = 0$). Simultaneously S_2 switches the gate from G_2 to G_3 . The avalanche voltage $V_{GR}(1)$ is measured immediately after opening switch S_1 ;
- the reference point temperature is increased until the avalanche voltage reaches the same value as before ($V_{GR}(2) = V_{GR}(1)$).

The reference-point temperature $T_r(2)$ is recorded. The thermal resistance R_{th} is calculated using the equation:

$$R_{th} = \frac{T_r(2) - T_r(1)}{P(1)} \quad (29)$$

6.4.6.3 Transient thermal impedance ($Z_{th}(t)$)

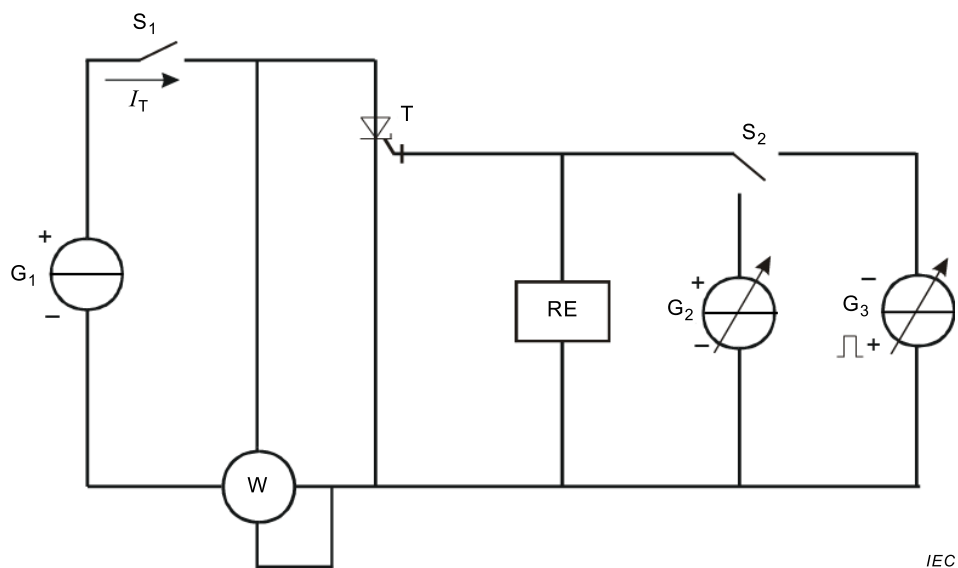
Purpose

To measure the transient thermal impedance of a gate turn-off thyristor between the virtual junction and a reference point.

Principle of the method

After applying the heating current and waiting until thermal equilibrium is established, the power dissipation in the device is recorded. The heating current is then interrupted and the avalanche voltage at the gate at a reference current pulse together with the reference-point temperature are recorded as a function of time.

By means of a calibration curve the recorded values of the avalanche voltage are converted to corresponding values of virtual junction temperature from which the transient thermal impedance is calculated.



Key

T thyristor being measured

Figure 74 – Basic circuit diagram for the measurement of $Z_{th}(t)$ (Method C)

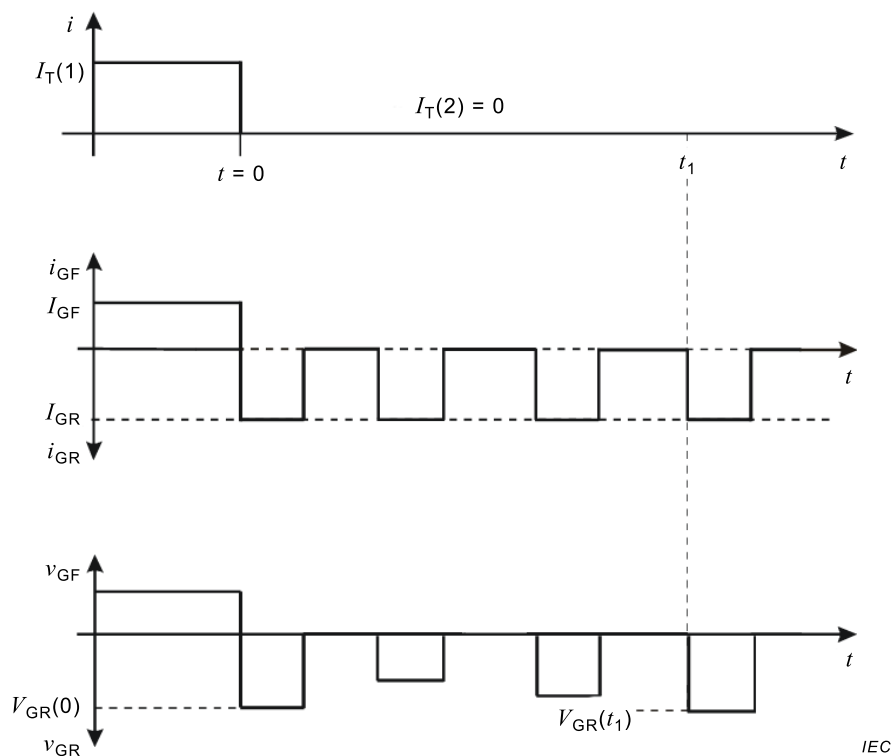


Figure 75 – Waveforms for measuring the transient thermal impedance of a gate turn-off thyristor

Circuit description and requirements (see Figure 74)

G_1 heating current generator (I_T)

G_2 gate current generator

G_3 constant current pulse generator

I_T heating current generating the power dissipation P in the junction of T

- S_1 electronic switch to interrupt heating current I_T
 S_2 electronic switch to commutate gate from generator G_2 to G_3
RE recording equipment, for example a transient recorder to record the avalanche voltage V_{GR} on the gate with its time variation on the reference current pulses
W wattmeter to indicate the power dissipation P in the GTO thyristor caused by the heating current I_T

Precautions to be observed

There shall be no significant rise of the virtual junction temperature during the reference current pulse (see 6.4.6.1).

Measurement procedure (see Figure 75)

The GTO to be measured is mounted in such a way that the reference point temperature can sufficiently be stabilized and measured as required in 6.4.2.

A calibration curve is prepared as described in 6.4.6.1.

For the measurement, the load current $I_T(1)$ is applied generating the power dissipation $P(1)$ in the GTO being measured until thermal equilibrium is reached. The reference point temperature $T_r(1)$ is recorded.

At the time $t = 0$, the load current I_T is interrupted by opening switch S_1 to start the cooling period at zero power dissipation. Simultaneously with switch S_1 , the switch S_2 switches the gate from G_2 to G_3 . The avalanche voltage $V_{GR}(0)$ is measured immediately after opening switch S_1 .

At the time t_1 , the avalanche voltage $V_{GR}(t_1)$ is recorded together with the reference point temperature $T_r(t_1)$. Periodical recording during the cooling period is possible if the periodical heating by the reference current pulse can be tolerated.

For the calculation of the transient thermal impedance, the recorded values of $V_{GR}(0)$ and $V_{GR}(t_1)$ are converted to the corresponding values of $T_{vj}^*(0)$ and $T_{vj}^*(t_1)$ by means of the calibration curve. The transient thermal impedance is calculated (see Equation (24) in 6.4.5.1) as

$$Z_{th(j-r)}(t_1) = \frac{[T_j(0) - T_j(t_1)] - [T_r(0) - T_r(t_1)]}{P(1)} \quad (30)$$

6.4.7 Measurement method of thermal resistance and impedance (Method D, for GTO thyristors only)

Partial thermal resistances $R_{th(j-c)A}$ and $R_{th(j-c)K}$ of thyristors in disc-type housings (heat flow method).

Purpose

To measure the partial thermal resistance between the virtual junction and the anode side or cathode side of the case of a disc-type thyristor, $R_{th(j-c)A}$ or $R_{th(j-c)K}$ respectively.

Principles of the method

- a) the heat flow from the anode side and the cathode side, respectively, of the disc-type housing to the appertaining heatsinks is measured by means of calibrated thermal

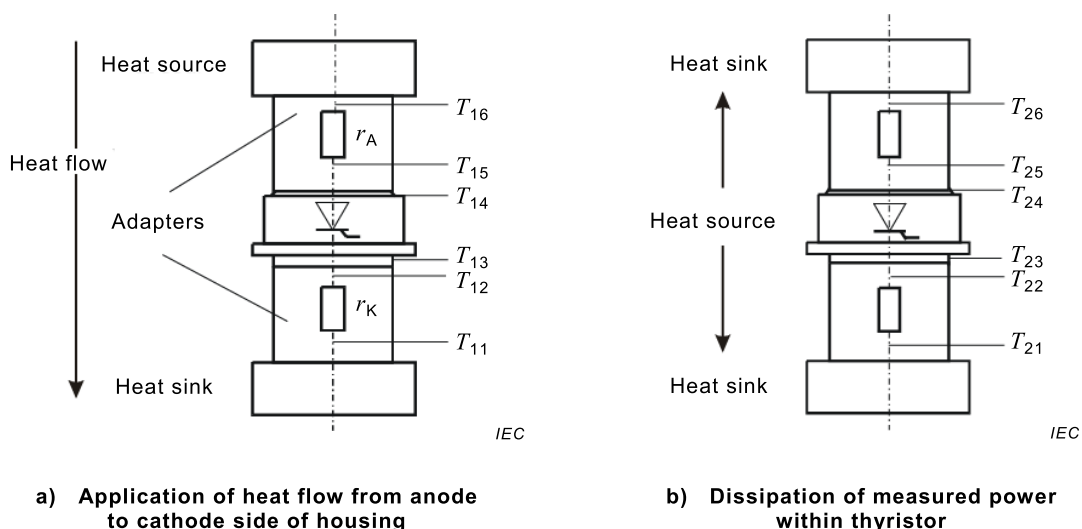
resistors which are inserted between the contact plates of the thyristor to be measured and the heatsinks (r_A and r_K in Figure 76a));

b) the two partial thermal resistances are measured in two steps:

in the first step, the series thermal resistance $R_s = R_{th(j-c)A} + R_{th(j-c)K}$ is measured by applying externally a heat flow from the anode side to the cathode side of the housing (Figure 76a));

in the second step, a measured power is dissipated within the thyristor being measured (Figure 76b)).

The power sharing to anode side and cathode side is measured, and from this and the known value of R_s the two partial thermal resistances can be calculated.



Key

r_A, r_K calibrated thermal resistors

Figure 76 – Calibration and measurement arrangement for the heat flow method

Calibration of r_A and r_K

In principle, r_A and r_K could be calculated as

$$r_{A,K} = \frac{4d}{D^2 \pi \lambda} \tag{31}$$

where

D is the diameter of the cylindrical adapters (cm);

d is the axial distance between the mounting points of the appertaining thermosensitive devices (cm);

λ is the thermal conductivity of the material of the adapter (W/cm·K).

However, there are some reasons to use Equation (31) for estimations only:

- the material constant λ is not always known with sufficient exactitude; there are, for example, different kinds of industrial copper;
- there are unknown tolerances for the value “ d ” and of the diameter and sensitivity of the thermosensitive elements.

An exact calibration of the adapters is therefore recommended.

The calibration is performed in an arrangement as shown in Figure 76b). A symmetrical electrical heating element is used as a heat source and the total electrical power “ P ” from the heating element is measured.

Both adapters as well as the heatsink arrangement shall be identical, so that the power is equally dissipated on both sides. Then r_A and r_K follow from the measured differences in temperature:

$$r_A = \frac{2 \times (T_{25} - T_{26})}{P} \quad r_K = \frac{2 \times (T_{22} - T_{21})}{P} \quad (32)$$

If a semiconductor device is used as a heating element, it shall be a thermally symmetrical device to avoid complications caused by asymmetrical heat flow. A relevant check can be made by turning over the heating element and calibrating r_A and r_K the same way as before. In case of different results, the mean values between the two measurements shall be taken.

During calibration and measurement the heating device or the device being measured shall have good thermal isolation, so that dissipation to the ambient air can be neglected (they are anyhow of the same order at calibration and measurement).

For the adaptors, Cu can be used. Be-Cu is also advantageous since it is harder and has lower values of λ .

Regarding the measurement of the temperatures of the anode and cathode sides of the device, thermocouples or resistance thermometers for surface measurements should preferably be used, positioned at the centre of the contact plates of the device being measured and making contact by means of a spring.

Another method is to measure the temperature at a small, defined distance in the centre beneath the front plane of the adapter. In this way, the additional thermal resistance resulting from that distance and the surface contact are included in the measured values of the partial resistance. For correction, a typical value of the added resistance is then subtracted from the measured values.

During repeated testing, the quality of the contact plates of the adaptors shall periodically be checked.

Precautions to be observed

As mentioned under “calibration of r_A and r_K ”, good thermal isolation is required.

Measurement procedure

The measurement is carried out in two steps:

- a) A heat flow through the device being measured is maintained by means of a heating and cooling system as shown schematically in Figure 76a).

After having reached thermal equilibrium the temperatures $T_{11}, T_{12}, \dots, T_{16}$ of the two adapters are recorded. The heat flow on the anode and cathode side can then be calculated by means of the calibrated thermal resistances r_A and r_K as

$$P_{A1} = (T_{16} - T_{15}) / r_A \quad P_{K1} = (T_{12} - T_{11}) / r_K$$

Due to the low dissipation between the position of r_A and r_K , P_{A1} will be slightly higher than P_{K1} and thermal series resistance

$$R_s = R_{th(j-c)A} + R_{th(j-c)K}$$

is calculated from the mean values of P_{A1} and P_{K1} as

$$R_S = 2 \frac{T_{14} - T_{13}}{P_{A1} + P_{K1}} \quad (33)$$

- b) A heat flow from both sides of the thyristor is caused by means of a direct current through the device being measured (see Figure 76b)).

After having reached thermal equilibrium, the temperatures T_{21} , T_{22}, \dots, T_{26} on the two adapters are recorded.

The heat flow to both sides is calculated as

$$P_{A2} = (T_{25} - T_{26}) / r_A \quad P_{K2} = (T_{22} - T_{21}) / r_K$$

With these values and T_{24} and T_{23} the virtual junction temperature and the partial thermal resistances can be calculated using the expressions

$$T_{vj} = \frac{P_{A2} R_{K2} R_S + T_{23} P_{A2} + T_{24} R_{K2}}{P_{A2} + R_{K2}} \quad (34)$$

$$R_{th(j-c)A} = (T_{vj} - T_{24}) / P_{A2}$$

$$R_{th(j-c)K} = (T_{vj} - T_{23}) / P_{K2}$$

From the two partial thermal resistances a combined thermal resistance $R_{th(j-c)}$ can be calculated:

$$R_{th(j-c)} = \frac{R_{th(j-c)A} - R_{th(j-c)K}}{R_{th(j-c)A} + R_{th(j-c)K}} \quad (35)$$

However, this value is of practical importance only under the assumption that the heatsink temperatures on both sides are approximately the same.

7 Requirements for type tests and routine tests, marking of thyristors and endurance tests

7.1 Type tests

Type tests are carried out on new products on a sample basis in order to determine the electrical and thermal ratings (limiting values) and characteristics that shall be given in the data sheet and to establish the test limits for future routine tests.

Some or all of the type tests may be repeated from time to time on samples drawn from current production or deliveries, so as to confirm that the quality of the product continuously meets the specified requirements.

The minimum type tests to be carried out on reverse-blocking triode thyristors are listed in Table 9.

Some of the type tests are destructive.

7.2 Routine tests

Routine tests are carried out on the current production or deliveries normally on a 100 % basis, in order to verify that the ratings (limiting values) and characteristics specified in the data sheet are met by each specimen.

Routine tests may comprise a selection of the devices into groups.

The minimum routine tests to be carried out on reverse-blocking triode thyristors are listed in Table 9.

7.3 Measuring and test methods

The measuring and test methods given in Clause 6 shall be applied.

For the endurance tests, the methods given in 7.5 shall be applied.

Table 9 – Minimum type and routine tests for reverse-blocking triode thyristors

	Type test	Routine test
Measurements of characteristics		
On-state voltage	x	x
Other static on-state characteristics	x	
Off-state reverse current	x	x
Other static off-state and reverse characteristics	x	
Holding current	x	x ^a
Latching current	x	x ^a
Recovered charge, peak reverse recovery current	x	x ^a
Gate trigger current and voltage	x	x
Gate non-trigger current	x	x ^a
Circuit-commutated turn-off time	x	x ^a
Gate-controlled turn-on time	x	x ^a
Thermal resistance and transient thermal impedance	x	
Verification of ratings		
Critical rate of rise of off-state voltage	x	
Critical rate of rise of on-state current	x	
Surge on-state current	x	
Peak case non-rupture current	x ^b	
Endurance tests		
High-temperature a.c. reverse bias test	x	
Thermal cycling load test	x	
^a Routine test only for devices with specified maximum or minimum values.		
^b Type test only for devices with a specified maximum value.		

7.4 Marking of thyristors

Each thyristor shall be clearly and indelibly marked with the following information as a minimum:

- manufacturer's name and identification;
- manufacturer's or supplier's type;
- marking to permit the distinction between anode, cathode and gate terminals.

7.5 Endurance tests

7.5.1 General requirements

IEC 60747-1:2006, 7.2 is applicable.

7.5.2 Specific requirements

7.5.2.1 List of endurance tests

For reverse-blocking triode thyristors, a choice of endurance tests is given in Table 11

7.5.2.2 Conditions for endurance tests

Conditions for some endurance tests are provided in Table 11. The relevant specification shall state which test(s) applies (apply).

7.5.3 Acceptance-defining characteristics and criteria for endurance tests

Acceptance-defining characteristics, their criteria and measurement conditions are listed in Table 10. Characteristics should be measured in the sequence in which they are listed in Table 10, because any changes in characteristics caused by certain failure mechanisms may be wholly or partially masked by the influence of other measurements.

A thyristor is also considered to have failed a test if it loses its ability to block specified voltage during the test.

7.5.4 Acceptance-defining characteristics and criteria for reliability tests

Acceptance-defining criteria for reliability tests shall be in accordance with IEC 60749-23, IEC 60749-25 and IEC 60749-34.

7.5.5 Procedure in case of a testing error

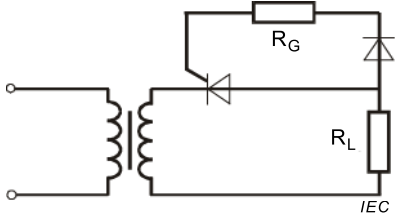
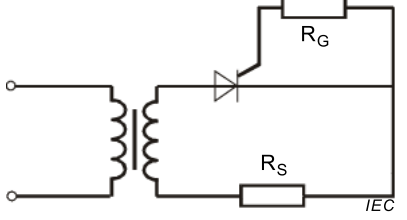
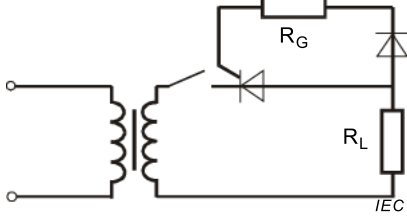
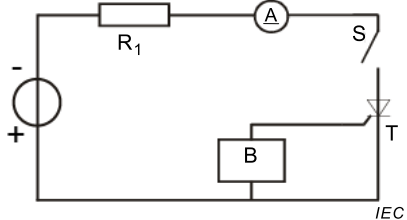
When a device has failed as a result of a testing error (such as a test equipment fault or measurement equipment fault, or an operator error) the failure shall be noted in the data record with an explanation of the cause.

Table 10 – Acceptance-defining characteristics after endurance tests

Characteristics	Criteria ^a	Measurement conditions
I_R	$< 2 \times \text{USL}$	Highest $V_R (= V_{RRM})$ and highest temperature specified for I_R
I_D	$< 2 \times \text{USL}$	Highest $V_D (= V_{DRM})$ and highest temperature specified for I_D
I_{GT}	$< 1,1 \times \text{USL}$	Lowest V_D specified for I_{GT}
V_T	$< 1,1 \times \text{USL}$	Highest I_T specified for V_T

^a USL = upper specification limit.

Table 11 – Conditions for endurance tests

Tests	Operating conditions			Test circuits	Remarks
	Current	Voltage	Temperature		
Operating life (resistive load)	See IEC 60747-1:2006, 7.2	Sine wave 50 Hz or 60 Hz Peak value = 100 % V_{RWM} or V_{DWM}	See IEC 60747-1:2006, 7.2		R_G = gate resistor R_L = load resistor (alternatively a cheater circuit shall be used)
High-temperature a.c. blocking		Sine wave 50 Hz or 60 Hz. Peak value = V_{RWM} or V_{DWM} whichever is the lower	Highest temperature for which V_{RWM} and V_{DWM} are rated		R_S = current-limiting resistor R_G = gate resistor
Thermal cycling load test	I_T shall be high enough to heat the device to T_{vjm} (see IEC 60749-34)	Depends on I_T and R_L	See IEC 60749-34:2010, Clause 6.	<p>Half sine wave method</p>  <p>DC current method</p> 	R_L shall be approximately equal to the effective resistance of the thyristor under test R_G = gate resistor

Bibliography

IEC 60050-113, *International Electrotechnical Vocabulary – Part 113: Physics for electrotechnology* (available at <http://www.electropedia.org>)

IEC 60050-521, *International Electrotechnical Vocabulary – Part 521: Semiconductor devices and integrated circuits* (available at <http://www.electropedia.org>)

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS.....	132
1 Domaine d'application	134
2 Références normatives	134
3 Termes et définitions	134
3.1 Généralités	134
3.2 Termes et définitions relatifs aux valeurs assignées et aux caractéristiques: courants	135
3.3 Termes et définitions relatifs aux valeurs assignées et aux caractéristiques: tensions et courants de gâchette.....	136
3.4 Termes et définitions relatifs aux valeurs assignées et aux caractéristiques: dissipation de puissance et d'énergie	137
3.4.1 Généralités	137
3.4.2 Puissance instantanée pendant un cycle	137
3.4.3 Dissipation de puissance moyenne.....	139
3.4.4 Dissipation d'énergie	140
3.5 Termes et définitions relatifs aux valeurs assignées et aux caractéristiques: temps de recouvrement et autres caractéristiques	141
3.5.1 État passant	141
3.5.2 Temps de recouvrement.....	141
3.5.3 Temps et taux d'amorçage commandé par gâchette de caractérisation de croissance	143
3.5.4 Temps et taux de désamorçage de caractérisation de croissance commandés par la gâchette	145
3.5.5 Charges recouvrées.....	148
3.6 Valeurs assignées mécaniques	148
4 Symboles littéraux.....	149
4.1 Généralités	149
4.2 Indices généraux supplémentaires	149
4.3 Liste de symboles littéraux.....	149
5 Valeurs assignées et caractéristiques pour les thyristors.....	152
5.1 Valeurs assignées (valeurs limites)	152
5.1.1 Températures de stockage (T_{stg}).....	152
5.1.2 Température de jonction ($T_{vj(min)}$, $T_{vj(m)}$)	152
5.1.3 Température ambiante de fonctionnement ou température du boîtier (T_a ou T_c).....	152
5.1.4 Dissipation de puissance totale (P_{tot} ou P_C)	152
5.1.5 Dissipation de puissance de gâchette	152
5.1.6 Valeurs assignées de fréquence	152
5.1.7 Exigences spéciales relatives au montage.....	152
5.1.8 Tensions principales anode-cathode	153
5.1.9 Tensions de gâchette.....	153
5.1.10 Courants principaux anode-cathode	154
5.1.11 Courant direct de pointe de gâchette (I_{FGM}).....	161
5.2 Caractéristiques.....	161
5.2.1 Généralités	161
5.2.2 Courant inverse (I_R)	161
5.2.3 Tension passant en inverse (V_{RC}) (pour thyristors passant en inverse)	161

5.2.4	Courant (continu) permanent à l'état bloqué (I_D)	161
5.2.5	Tension à l'état passant (V_T).....	161
5.2.6	Caractéristiques à l'état passant (le cas échéant).....	162
5.2.7	Tension sinusoïdale de pointe à l'état passant (V_{TM})	162
5.2.8	Tension de seuil ($V_{T(TO)} / V_{TO}$)	162
5.2.9	Résistance apparente à l'état passant (r_T)	162
5.2.10	Courant hypostatique (ou de maintien) (I_H).....	162
5.2.11	Courant d'accrochage (I_L).....	162
5.2.12	Courant de pointe répétitif à l'état bloqué (I_{DRM}).....	163
5.2.13	Courant inverse de pointe répétitif (I_{RRM})	163
5.2.14	Courant d'amorçage par la gâchette (I_{GT}) et tension de gâchette d'amorçage (V_{GT}).....	163
5.2.15	Courant de non-amorçage par la gâchette (I_{GD}) et tension de gâchette de non-amorçage (V_{GD})	163
5.2.16	Courant de gâchette permanent (I_{FGsus}) pour GTO uniquement.....	164
5.2.17	Courant de coupure de gâchette de pointe (I_{RGQM}) pour GTO uniquement.....	164
5.2.18	Courant de queue de pointe (I_{ZM}) pour GTO uniquement.....	164
5.2.19	Intervalles de temps caractéristiques	165
5.2.20	Dissipation de puissance totale	167
5.2.21	Dissipation d'énergie à l'établissement du courant (E_{ON}) pour GTO de préférence	169
5.2.22	Dissipation d'énergie à l'état passant (E_T) pour GTO de préférence	169
5.2.23	Dissipation d'énergie de désamorçage (E_Q) pour GTO de préférence.....	169
5.2.24	Charge recouvrée (Q_r) (le cas échéant).....	170
5.2.25	Courant de récupération inverse de pointe (I_{rrm}) (le cas échéant).....	170
5.2.26	Temps de récupération inverse (t_{rr}) (le cas échéant).....	170
5.2.27	Résistance thermique de la jonction à la température ambiante ($R_{th(j-a)}$) 170	
5.2.28	Résistance thermique de la jonction à la température du boîtier ($R_{th(j-c)}$)	170
5.2.29	Résistance thermique du boîtier par rapport à celle du dissipateur thermique ($R_{th(c-s)}$).....	170
5.2.30	Résistance thermique de la jonction par rapport à celle du dissipateur thermique ($R_{th(j-s)}$).....	170
5.2.31	Impédance thermique transitoire de jonction à la température ambiante ($Z_{th(j-a)}$)	171
5.2.32	Impédance thermique transitoire de jonction à la température du boîtier ($Z_{th(j-c)}$)	171
5.2.33	Impédance thermique transitoire de jonction par rapport à celle du dissipateur thermique ($Z_{th(j-s)}$)	171
6	Méthodes de mesure et d'essai	171
6.1	Généralités	171
6.2	Méthodes de mesure des caractéristiques électriques	171
6.2.1	Tension à l'état passant (V_T).....	171
6.2.2	Courant inverse de pointe répétitif (I_{RRM})	174
6.2.3	Courant d'accrochage (I_L).....	175
6.2.4	Courant hypostatique (ou de maintien) (I_H).....	177
6.2.5	Courant à l'état bloqué (I_D).....	179
6.2.6	Courant de pointe répétitif à l'état bloqué (I_{DRM}).....	179
6.2.7	Courant ou tension d'amorçage par la gâchette (I_{GT}), (V_{GT}).....	180

6.2.8	Tension de non-amorçage par la gâchette (V_{GD}) et courant de non-amorçage par la gâchette (I_{GD})	182
6.2.9	Temps de délai de désamorçage commandé par la gâchette (t_d) et temps d'amorçage commandé par la gâchette (t_{gt}).....	183
6.2.10	Temps de désamorçage commuté par circuit (t_q).....	185
6.2.11	Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué ($dv/dt_{(cr)}$).....	188
6.2.12	Vitesse critique de croissance de la tension de commutation des triacs ($dv/dt_{(com)}$)	191
6.2.13	Charge recouvrée (Q_r) et temps de récupération inverse (t_{rr})	197
6.2.14	Temps de désamorçage commuté par circuit (t_q) d'un thyristor passant en inverse.....	201
6.2.15	Caractéristiques de désamorçage des thyristors blocables (pour GTO).....	203
6.2.16	Dissipation d'énergie totale pendant un cycle (pour les thyristors à commutation rapide)	207
6.3	Méthodes d'essai de vérification pour les valeurs assignées (valeurs limites)	207
6.3.1	Tension inverse de pointe non répétitive (V_{RSM}).....	207
6.3.2	Tension de pointe non répétitive à l'état bloqué (V_{DSM})	209
6.3.3	Courant (non répétitif) de surcharge accidentelle à l'état passant (I_{TSM}) 210	
6.3.4	Valeurs assignées du courant à l'état passant des thyristors à commutation rapide	212
6.3.5	Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant ($di/dt_{(cr)}$).....	223
6.3.6	Courant de pointe pour non-rupture du boîtier (I_{RSMC}).....	225
6.4	Méthodes de mesure des caractéristiques thermiques	227
6.4.1	Généralités	227
6.4.2	Mesurage de la température du boîtier	227
6.4.3	Méthodes de mesure pour la résistance thermique (R_{th}) et l'impédance thermique transitoire (Z_{th}).....	228
6.4.4	Méthode de mesure de la résistance thermique et de l'impédance thermique (Méthode A)	228
6.4.5	Méthode de mesure de la résistance thermique et de l'impédance thermique (Méthode B)	231
6.4.6	Méthode de mesure de la résistance et de l'impédance thermiques (Méthode C, pour thyristors GTO seulement).....	243
6.4.7	Méthode de mesure de la résistance et de l'impédance thermiques (Méthode D, pour thyristors GTO seulement).....	247
7	Exigences pour les essais de type et essais individuels de série, marquage des thyristors et essais d'endurance.....	250
7.1	Essais de type	250
7.2	Essais individuels de série	250
7.3	Méthodes de mesure et d'essai	251
7.4	Marquage des thyristors.....	251
7.5	Essais d'endurance.....	251
7.5.1	Exigences générales.....	251
7.5.2	Exigences spécifiques.....	251
7.5.3	Critères d'acceptation et caractéristiques définissant l'acceptation pour les essais d'endurance	252
7.5.4	Critères d'acceptation et caractéristiques définissant l'acceptation pour les essais de fiabilité.....	252
7.5.5	Procédure à suivre dans le cas d'une erreur d'essai	252
	Bibliographie	254

Figure 1 – Valeurs de pointe des courants à l'état passant	135
Figure 2 – Puissance partielle (dissipation) des thyristors blocables pendant une longue période absolue à l'état passant	138
Figure 3 – Composantes de la dissipation d'énergie dynamique à l'état passant des thyristors blocables pendant une courte période absolue à l'état passant	140
Figure 4 – Temps de récupération en inverse.....	142
Figure 5 – Temps de recouvrement à l'état bloqué	142
Figure 6 – Temps de désamorçage commuté par circuit.....	143
Figure 7 – Temps d'amorçage commandés par gâchette	145
Figure 8 – Temps de désamorçage commandés par gâchette.....	147
Figure 9 – Charge recouvrée Q_r	148
Figure 10 – Application des tensions de gâchette pour les thyristors	154
Figure 11 – Courants sinusoïdaux de pointe et formes d'onde typiques aux fréquences élevées	158
Figure 12 – Courants trapézoïdaux de pointe et formes d'onde typiques aux fréquences élevées	160
Figure 13 – Tension directe de gâchette en fonction du courant direct de gâchette.....	164
Figure 14 – Exemples de formes d'onde du courant et de la tension pendant le désamorçage d'un thyristor pour différents circuits.....	166
Figure 15 – Courbes avec comme paramètre la dissipation d'énergie totale E_p et une impulsion sinusoïdale de courant.....	168
Figure 16 – Courbes avec comme paramètre la dissipation d'énergie totale E_p et une impulsion trapézoïdale de courant.....	169
Figure 17 – Charge recouvrée Q_r , courant de récupération inverse de pointe I_{rrm} , temps de récupération inverse t_{rr} (caractéristiques idéales).....	170
Figure 18 – Circuit de mesure de la tension à l'état passant (méthode en courant continu).....	172
Figure 19 – Circuit de mesure de la tension à l'état passant (méthode de l'oscilloscope)	172
Figure 20 – Courbe de la tension à l'état passant en fonction de la caractéristique de courant (méthode de l'oscilloscope).....	173
Figure 21 – Circuit de mesure de la tension à l'état passant (méthode en impulsions)	173
Figure 22 – Circuit de mesure du courant inverse de pointe	175
Figure 23 – Circuit de mesure du courant d'accrochage	176
Figure 24 – Forme d'onde du courant d'accrochage	177
Figure 25 – Circuit de mesure du courant hypostatique	178
Figure 26 – Circuit de mesure du courant à l'état bloqué (méthode en courant continu)	179
Figure 27 – Circuit de mesure du courant de pointe à l'état bloqué.....	180
Figure 28 – Circuit de mesure du courant et/ou de la tension d'amorçage par la gâchette	181
Figure 29 – Circuit de mesure du courant et/ou de la tension de non-amorçage par la gâchette	182
Figure 30 – Circuit de mesure du temps de délai de désamorçage commandé par la gâchette et du temps d'amorçage commandé par la gâchette.....	183
Figure 31 – Forme d'onde du courant à l'état passant d'un thyristor	184
Figure 32 – Forme d'onde du courant et de la tension à l'état bloqué d'un thyristor.....	185
Figure 33 – Formes d'onde pendant la commutation du thyristor	186

Figure 34 – Schéma de principe du circuit.....	187
Figure 35 – Circuit de mesure de la vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué.....	188
Figure 36 – Forme d'onde.....	189
Figure 37 – Circuit de mesure de la vitesse de croissance exponentielle.....	190
Figure 38 – Circuit de mesure de la vitesse critique de croissance de la tension de commutation.....	191
Figure 39 – Formes d'onde.....	193
Figure 40 – Circuit de mesure pour les triacs à fort courant.....	194
Figure 41 – Formes d'ondes pour une forte et une faible valeur de di/dt	195
Figure 42 – Circuit de mesure pour la charge recouvrée et le temps de récupération inverse (méthode en demi-onde sinusoïdale).....	197
Figure 43 – Forme d'onde du courant traversant le thyristor T.....	198
Figure 44 – Circuit de mesure de la charge recouvrée et du temps de recouvrement inverse (méthode en onde rectangulaire).....	199
Figure 45 – Forme d'onde du courant traversant le thyristor T.....	200
Figure 46 – Circuit de mesure du temps de désamorçage commuté par circuit d'un thyristor passant en inverse.....	201
Figure 47 – Formes d'onde de courant et de tension du temps de désamorçage commuté d'un thyristor passant en inverse.....	202
Figure 48 – Circuit de mesure des caractéristiques de désamorçage des thyristors blocables.....	204
Figure 49 – Formes d'ondes des tensions et courants pendant le désamorçage.....	204
Figure 50 – Circuit de mesure de la valeur assignée de la tension inverse de pointe non répétitive.....	208
Figure 51 – Circuit de mesure de la valeur assignée de la tension de pointe non répétitive à l'état bloqué.....	209
Figure 52 – Circuit de mesure de la valeur assignée du courant (non répétitif) de surcharge accidentelle à l'état passant.....	210
Figure 53 – Circuit de mesure et formes d'ondes d'essai pour le courant sinusoïdal à l'état passant avec application d'une tension inverse.....	213
Figure 54 – Circuit de mesure détaillé du courant sinusoïdal à l'état passant avec application d'une tension inverse.....	214
Figure 55 – Circuit de mesure de base et formes d'onde d'essai pour le courant sinusoïdal à l'état passant sans application de la tension inverse.....	215
Figure 56 – Circuit détaillé de mesure du courant sinusoïdal à l'état passant sans application de la tension inverse.....	216
Figure 57 – Circuit de mesure et formes d'ondes d'essai pour le courant trapézoïdal à l'état passant avec application de la tension inverse.....	218
Figure 58 – Circuit de mesure de base et formes d'ondes d'essai du courant trapézoïdal à l'état passant sans application de la tension inverse.....	221
Figure 59 – Circuit de mesure de la vitesse critique de croissance du courant à l'état passant.....	223
Figure 60 – Forme d'onde du courant à l'état passant pour la valeur assignée de di/dt	224
Figure 61 – Circuit de mesure du courant de pointe pour non-rupture de boîtier.....	226
Figure 62 – Forme d'onde du courant inverse i_R traversant le thyristor en essai.....	226
Figure 63 – Schéma de base pour le mesurage de R_{th} (méthode A).....	229
Figure 64 – Schéma de base de mesure de $Z_{th}(t)$ (méthode A).....	230

Figure 65 – Superposition de l'impulsion de courant de référence aux différents courants à l'état passant.....	232
Figure 66 – Formes d'onde pour la dissipation de puissance et la température virtuelle de jonction (cas général)	233
Figure 67 – Courbe d'étalonnage	236
Figure 68 – Schéma de base de mesure de R_{th} (Méthode B).....	238
Figure 69 – Formes d'onde pour la mesure de la résistance thermique	238
Figure 70 – Schéma de base de mesure de $Z_{th}(t)$ (Méthode B).....	240
Figure 71 – Formes d'onde pour la mesure de l'impédance thermique transitoire.....	241
Figure 72 – Schéma de base de mesure de R_{th} (Méthode C).....	243
Figure 73 – Formes d'ondes pour le mesurage de la résistance thermique	244
Figure 74 – Schéma de base de mesure de $Z_{th}(t)$ (Méthode C)	245
Figure 75 – Formes d'ondes pour le mesurage de l'impédance thermique transitoire d'un thyristor blocable par la gâchette.....	246
Figure 76 – Étalonnage et montage de mesure pour la méthode du flux de chaleur	248
Tableau 1 – Indices généraux supplémentaires	149
Tableau 2 – Tensions principales, tensions anode-cathode	150
Tableau 3 – Courants principaux, courants d'anode, courants de cathode	150
Tableau 4 – Tensions de gâchette	150
Tableau 5 – Courants de gâchette	150
Tableau 6 – Grandeurs de temps	151
Tableau 7 – Dissipation de puissance	151
Tableau 8 – Grandeurs diverses	151
Tableau 9 – Essais de type et essais individuels de série minimaux pour les thyristors triodes bloqués en inverse	251
Tableau 10 – Caractéristiques définissant l'acceptation après les essais d'endurance	252
Tableau 11 – Conditions pour les essais d'endurance	253

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS –

Partie 6: Dispositifs discrets – Thyristors

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'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Publication de l'IEC peuvent faire l'objet de droits de brevet. L'IEC ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de brevets et de ne pas avoir signalé leur existence.

La Norme internationale IEC 60747-6 a été établie par le sous-comité 47E: Dispositifs discrets à semiconducteurs, du comité d'études 47 de l'IEC: Dispositifs à semiconducteurs.

Cette troisième édition annule et remplace la deuxième édition, parue en 2000. Cette édition constitue une révision technique.

Cette édition inclut les modifications techniques majeures suivantes par rapport à l'édition précédente:

- a) Les Articles 3, 4, 5, 6 et 7 ont été modifiés en procédant d'une part à des suppressions d'informations ne faisant plus l'objet d'une application ou figurant déjà dans d'autres parties de la série IEC 60747, et d'autre part à des ajouts nécessaires.
- b) Certaines parties de l'Article 8 et de l'Article 9 ont été déplacées et ajoutées à l'Article 7 dans cette troisième édition.

- c) L'Article 8 et l'Article 9 ont été supprimés dans cette troisième édition.
- d) L'Annexe A a été supprimée.

Cette Norme Internationale doit être utilisée conjointement avec l'IEC 60747-1:2006 et l'Amendement 1:2010.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
47E/532/FDIS	47E/538/RVD

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

Cette publication a été rédigée selon les Directives ISO/IEC, Partie 2.

Une liste de toutes les parties de la série IEC 60747, publiées sous le titre général *Dispositifs à semiconducteurs*, peut être consultée sur le site web de l'IEC.

Les futures normes de cette série porteront dorénavant le nouveau titre général cité ci-dessus. Le titre des normes existant déjà dans cette série sera mis à jour lors de la prochaine édition.

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

- reconduite,
- supprimée,
- remplacée par une édition révisée, ou
- amendée.

DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS –

Partie 6: Dispositifs discrets – Thyristors

1 Domaine d'application

La présente partie de l'IEC 60747 donne les normes pour les types suivants de dispositifs discrets à semiconducteurs:

- les thyristors triodes bloqués en inverse,
- les thyristors (triodes) passants en inverse,
- les thyristors triodes bidirectionnels (triacs),
- les thyristors blocables.

En l'absence de toute ambiguïté, les dispositifs cités ci-dessus peuvent être désignés thyristors.

2 Références normatives

Les documents suivants sont cités en référence de manière normative, en intégralité ou en partie, dans le présent document et sont indispensables pour son application. 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 60747-1:2006, *Dispositifs à semiconducteurs – Partie 1: Généralités*
IEC 60747-1:2006/AMD1:2010

IEC 60749-23, *Dispositifs à semiconducteurs – Méthodes d'essais mécaniques et climatiques – Partie 23: Durée de vie en fonctionnement à haute température*

IEC 60749-23:2004/AMD1:2011 IEC 60749-25:2003, *Dispositifs à semiconducteurs – Méthodes d'essais mécaniques et climatiques – Partie 25: Cycles de température*

IEC 60749-34:2010, *Dispositifs à semiconducteurs – Méthodes d'essais mécaniques et climatiques – Partie 34: Cycles en puissance*

3 Termes et définitions

Pour les besoins du présent document, les termes et définitions suivants s'appliquent.

3.1 Généralités

3.1.1

triac

thyristor triode bidirectionnel

thyristor à trois bornes présentant sensiblement le même comportement en commutation dans le premier et le troisième quadrants de la caractéristique principale

[SOURCE: IEC 60050-521:2002, 521-04-67]

3.1.2

thyristor GTO

thyristor blocable par la gâchette

thyristor qui peut être commuté de l'état passant à l'état bloqué et vice versa en appliquant des signaux de commande, de polarité appropriée, à la borne de gâchette

Note 1 à l'article: L'abréviation «GTO» est dérivée du terme anglais développé correspondant «Gate-Turn-Off thyristor».

[SOURCE: IEC 60050-521:2002, 521-04-68]

3.2 Termes et définitions relatifs aux valeurs assignées et aux caractéristiques: courants

3.2.1

courant de surcharge passant en inverse

$I_{RC(OV)}$

courant passant en inverse dont l'application permanente provoquerait le dépassement de la température maximale assignée virtuelle de jonction

3.2.2

courant de surcharge accidentelle passant en inverse

I_{RCSM}

impulsion de courant inverse de pointe non répétitif de courte durée et de forme d'onde déterminée

3.2.3

courant inverse de fuite

I_R

courant inverse résultant de l'application d'une tension inverse au dispositif

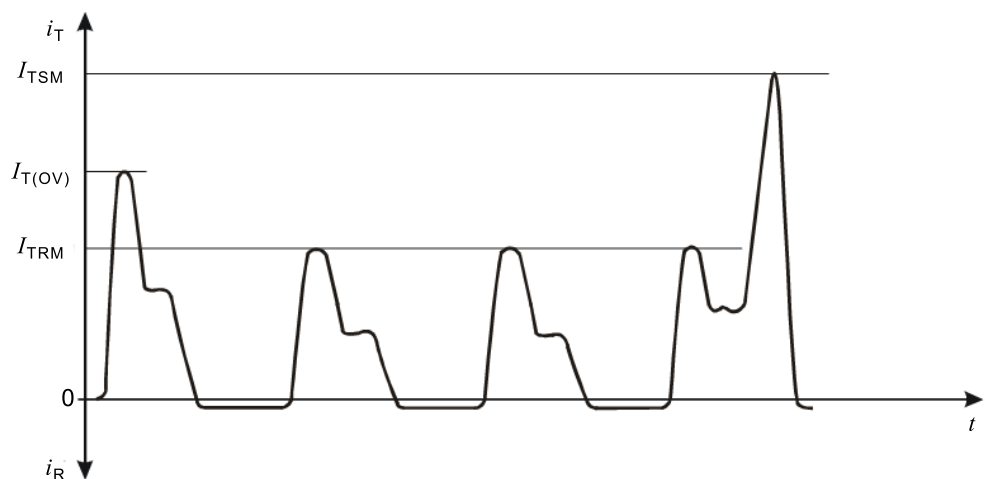
3.2.4

courant de surcharge à l'état passant

$I_{T(OV)}$

courant à l'état passant dont l'application permanente provoquerait le dépassement de la température virtuelle de jonction assignée maximale

Note 1 à l'article: Voir la Figure 1.



IEC

Figure 1 – Valeurs de pointe des courants à l'état passant

3.2.5**courant de surcharge accidentelle à l'état passant** I_{TSM}

impulsion de courant passant de courte durée et de forme d'onde déterminée

Note 1 à l'article: L'application de I_{TSM} provoque ou risque de provoquer le dépassement de la température virtuelle de jonction assignée maximale, mais qui est censé avoir lieu rarement et présenter un nombre limité d'événements pendant la durée en service du dispositif, et être la conséquence de conditions de circuit inhabituelles (par exemple, un défaut) (voir la Figure 1).

3.2.6**courant de queue** I_Z

<thyristor blocable> courant d'anode qui circule pendant le temps de queue

Note 1 à l'article: Voir la Figure 8.

3.2.7**courant de queue de pointe** I_{ZM}

<thyristor blocable> valeur de pointe d'un courant de queue qui a lieu peu après le début du temps de queue

Note 1 à l'article: Voir la Figure 8.

3.2.8**courant de pointe pour non-rupture du boîtier** I_{RSMC}

valeur de pointe de courant inverse qui ne provoque pas l'éclatement du boîtier ou l'émission d'un faisceau de plasma

3.3 Termes et définitions relatifs aux valeurs assignées et aux caractéristiques: tensions et courants de gâchette**3.3.1****courant de gâchette continu** I_{FGsus}

<thyristor blocable> courant direct de gâchette minimal requis pour assurer que, si le courant de l'anode tombe au-dessous de la valeur requise pour maintenir toutes les zones de cathode subdivisées en conduction, elles retournent toutes à l'état de conduction lorsque le courant de cathode est à nouveau augmenté

3.3.2**tension de désamorçage de gâchette** V_{RGQ}

<thyristor blocable> tension inverse de gâchette au cours d'un intervalle de temps pendant lequel le courant du thyristor est coupé

3.3.3**tension de désamorçage de pointe de gâchette** V_{RGQM} <thyristor blocable> valeur de pointe de la tension de désamorçage de gâchette à la fin de sa croissance rapide après que la valeur de pointe du courant de coupure de gâchette (I_{RGQM}) a été atteinte**3.3.4****tension de polarisation de désamorçage de gâchette** V_{RGQB}

<thyristor blocable> valeur essentiellement constante de la tension de désamorçage de gâchette qui a lieu vers la fin du processus de coupure de courant dans le cas où le circuit de

commande de gâchette soutient ce processus en maintenant la tension de désamorçage de gâchette à une valeur supérieure à celle de la tension de polarisation de gâchette à l'état bloqué

3.3.5

tension de polarisation de gâchette à l'état bloqué

V_{RGB}

<thyristor blocable> tension inverse de gâchette qui est appliquée après avoir coupé le courant du thyristor

3.3.6

courant de polarisation de gâchette à l'état passant

I_{FGB}

courant direct de gâchette circulant après avoir établi le courant du thyristor

3.3.7

courant de coupure de gâchette

I_{RGQ}

<thyristor blocable> courant inverse de gâchette au cours de l'intervalle de temps pendant lequel le courant du thyristor est coupé

3.3.8

courant de polarisation de désamorçage de gâchette

I_{RGQB}

<thyristor blocable> courant de gâchette associé à la tension de polarisation de désamorçage de gâchette V_{RGQB}

3.3.9

courant de coupure de gâchette de pointe

I_{RGQM}

<thyristor blocable> valeur de pointe de courant inverse de gâchette atteinte à la fin de sa croissance rapide au début du processus de désamorçage

Note 1 à l'article: Les spécifications font référence à la valeur minimale de I_{RGQM} que le générateur d'impulsion de désamorçage de la gâchette est capable de fournir en fonction du courant de pointe à l'état passant devant être coupé dans des conditions spécifiques.

3.4 Termes et définitions relatifs aux valeurs assignées et aux caractéristiques: dissipation de puissance et d'énergie

3.4.1 Généralités

Toutes les définitions sont rédigées en termes de thyristors triodes. Le cas échéant, ces définitions s'appliquent également aux thyristors diodes. Toutes les définitions de puissance et de dissipation de puissance font référence, sauf spécification contraire, au produit du courant d'anode ou principal et de la tension d'anode ou principale. Les définitions sont d'ordre général. Elles ne prennent pas en considération le fait qu'il convient de spécifier le début ou la fin des intervalles de temps donnés pour donner un sens aux spécifications relatives aux caractéristiques dérivées "dissipation de puissance partielle moyenne" et "dissipation d'énergie partielle". Toutefois, les lignes directrices permettant la spécification de ces temps sont données dans les notes correspondantes.

3.4.2 Puissance instantanée pendant un cycle

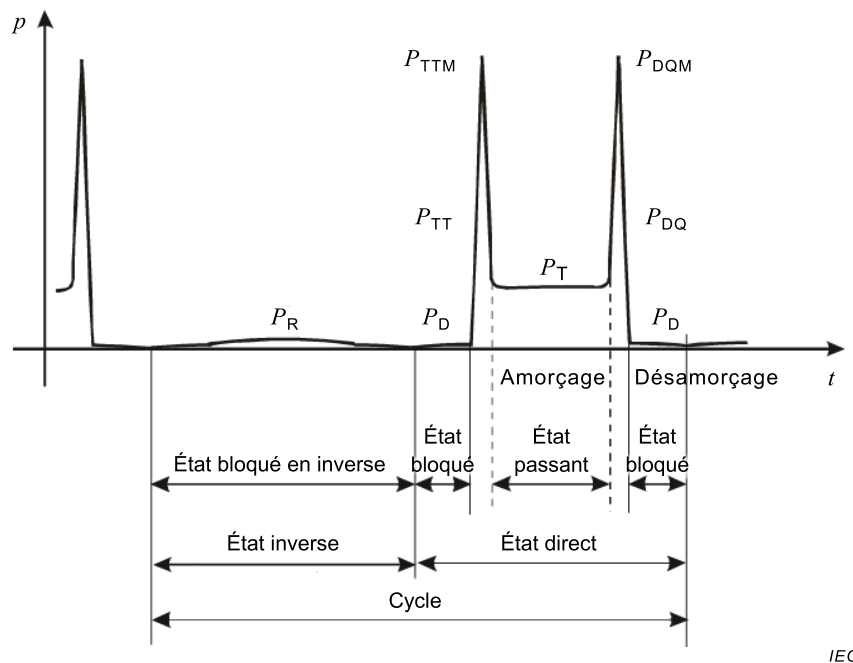
3.4.2.1

puissance en inverse

P_R

puissance lorsque le thyristor est à l'état bloqué en inverse

Note 1 à l'article: Sauf spécification contraire, l'expression fait référence à la puissance pendant l'intervalle de temps situé entre la fin du temps de désamorçage et le passage de l'état bloqué en inverse à l'état bloqué (soit $I = 0$ soit $V = 0$) (voir la Figure 2).



IEC

Légende

P_R	puissance en inverse	P_T	puissance à l'état passant
P_D	puissance à l'état bloqué	P_{TT}	puissance d'amorçage
P_{DQ}	puissance de désamorçage		

Figure 2 – Puissance partielle (dissipation) des thyristors bloquables pendant une longue période absolue à l'état passant

3.4.2.2 puissance passant en inverse

P_{RC}
 <thyristor passant en inverse> puissance pendant que le thyristor est à l'état passant en inverse

Note 1 à l'article: Sauf spécification contraire, l'expression fait référence à la puissance pendant la période située entre la fin du temps de désamorçage et le passage de l'état passant en inverse à l'état bloqué (soit $I = 0$ soit $V = 0$).

3.4.2.3 puissance à l'état bloqué

P_D
 puissance lorsque le thyristor est à l'état bloqué

Note 1 à l'article: Sauf spécification contraire, l'expression fait référence à la puissance générée pendant l'intervalle de temps situé entre l'origine de l'état bloqué (ou de passage) en inverse à l'état bloqué ($I = 0$ ou $V = 0$) et le début du temps d'amorçage; et pour les thyristors bloquables de plus pendant l'intervalle de temps entre la fin du temps de désamorçage et l'origine de l'état bloqué à l'état bloqué (ou de passage) en inverse.

3.4.2.4 puissance d'établissement de courant d'amorçage

P_{TT}
 puissance pendant l'intervalle de temps au cours duquel le courant du thyristor est établi

Note 1 à l'article: Sauf spécification contraire, cet intervalle de temps correspond au temps d'amorçage.

3.4.2.5**puissance de désamorçage** P_{RQ}

puissance pendant l'intervalle de temps de désamorçage du thyristor

Note 1 à l'article: Sauf spécification contraire, cet intervalle de temps correspond au temps de désamorçage.

Note 2 à l'article: Pour les thyristors blocables, P_{RQ} est remplacé par P_{DQ} .**3.4.3 Dissipation de puissance moyenne****3.4.3.1****dissipation de puissance partielle moyenne**

valeur moyenne de la dissipation de puissance instantanée pendant un intervalle de temps particulier du cycle, calculée au cours du cycle complet

3.4.3.2**dissipation de puissance totale moyenne** $P_{tot(AV)}$

somme de toutes les dissipations partielles moyennes et de la dissipation de puissance de gâchette moyenne, au cours d'un cycle entier

$$P_{tot(AV)} = P_{T(AV)} + P_{add(AV)} + P_{G(AV)}$$

3.4.3.3**dissipation de puissance moyenne à l'état passant** $P_{T(AV)}$

dissipation de puissance partielle moyenne résultant de la puissance à l'état passant

3.4.3.4**dissipation de puissance moyenne additionnelle** $P_{add(AV)}$

somme de toutes les dissipations de puissance sauf la dissipation de puissance à l'état passant et la dissipation de puissance de gâchette

$$P_{add(AV)} = P_{TT(AV)} + P_{RQ(AV)} + P_{D(AV)} + P_{R(AV)}$$

Note 1 à l'article: Pour les thyristors blocables, $P_{RQ(AV)}$ est remplacé par $P_{DQ(AV)}$.**3.4.3.5****dissipation de puissance d'amorçage moyenne** $P_{TT(AV)}$

dissipation de puissance partielle moyenne résultant de la puissance d'amorçage

3.4.3.6**dissipation de puissance de désamorçage moyenne** $P_{RQ(AV)}$

dissipation de puissance partielle moyenne résultant de la puissance de désamorçage

Note 1 à l'article: Pour les thyristors blocables, $P_{RQ(AV)}$ est remplacé par $P_{DQ(AV)}$.**3.4.3.7****dissipation de puissance moyenne à l'état bloqué** $P_{D(AV)}$

dissipation de puissance partielle moyenne résultant de la puissance à l'état bloqué

3.4.3.8**dissipation de puissance en inverse moyenne** $P_{R(AV)}$

dissipation de puissance partielle moyenne résultant de la puissance en inverse

**3.4.3.9
dissipation de puissance de gâchette moyenne**

$P_{G(AV)}$
valeur moyenne de la dissipation de puissance de gâchette sur un cycle complet

3.4.4 Dissipation d'énergie

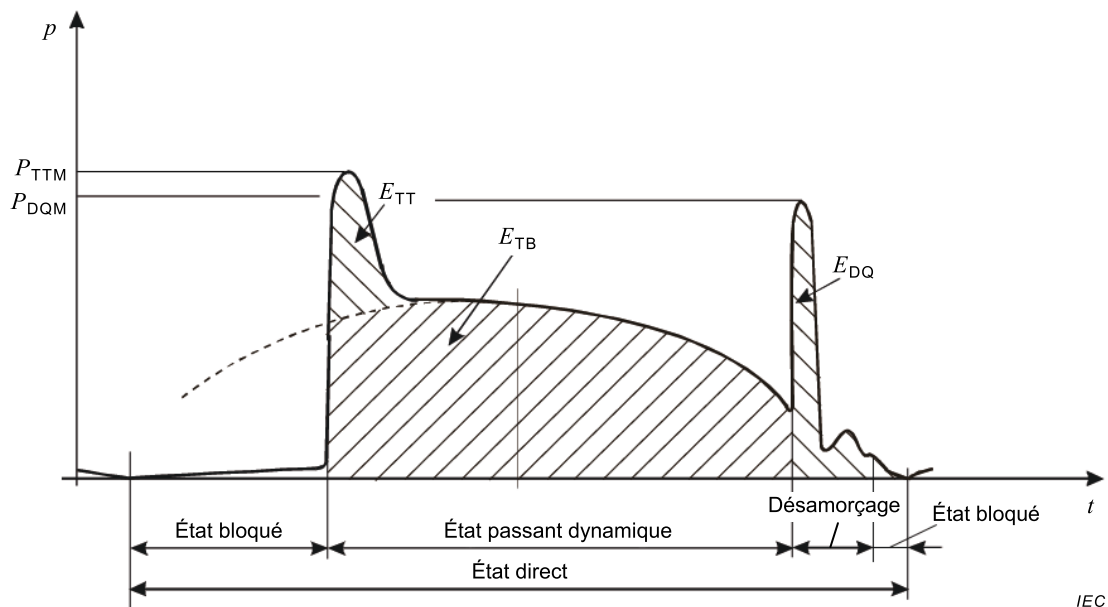
**3.4.4.1
dissipation d'énergie dynamique à l'état passant**

E_T
dissipation totale d'énergie à partir du moment où le courant de croissance à l'état passant atteint une valeur faible spécifiée jusqu'au moment qui définit le début du temps de désamorçage

**3.4.4.2
dissipation d'énergie de base à l'état passant**

E_{TB}
dissipation d'énergie résultant du débit de courant à l'état passant lorsque le thyristor est entièrement amorcé pendant l'intégralité de la période à l'état passant

Note 1 à l'article: Cette dissipation d'énergie peut être déterminée seulement à l'aide de calculs basés sur la forme d'onde observée du courant. La méthode de calcul doit être spécifiée (voir la Figure 3).



Légende

E_{TB}	dissipation d'énergie de base à l'état passant	E_{TT}	dissipation d'énergie d'amorçage supplémentaire
$E_T = E_{TB} + E_{TT}$	dissipation d'énergie dynamique à l'état passant (totale)	E_{DQ}	dissipation d'énergie de désamorçage

Figure 3 – Composantes de la dissipation d'énergie dynamique à l'état passant des thyristors blocables pendant une courte période absolue à l'état passant

**3.4.4.3
dissipation d'énergie d'amorçage supplémentaire**

E_{TT}
différence calculée entre la dissipation d'énergie dynamique à l'état passant et la dissipation d'énergie de base à l'état passant

$$E_{TT} = E_T - E_{TB}$$

3.4.4.4**dissipation d'énergie de désamorçage** E_{RQ}

dissipation d'énergie pendant la période de désamorçage

Note 1 à l'article: Pour les thyristors blocables, E_{RQ} est remplacé par E_{DQ} .

3.5 Termes et définitions relatifs aux valeurs assignées et aux caractéristiques: temps de recouvrement et autres caractéristiques**3.5.1 État passant****3.5.1.1****résistance apparente à l'état passant** r_T

valeur de la résistance calculée à partir de la pente de la droite représentant approximativement la caractéristique à l'état passant qui coupe cette caractéristique en deux points spécifiés

3.5.1.2**tension de seuil à l'état passant** $V_{T(TO)}$ $V_{(TO)}$

valeur de la tension à l'état passant obtenue à l'intersection de la droite la représentant approximativement et de l'axe de tension

3.5.2 Temps de recouvrement**3.5.2.1****temps de récupération inverse** t_{rr}

<thyristor bloqué en inverse> intervalle de temps entre

- le moment où le courant passe par zéro lors du passage de l'état passant à l'état bloqué en inverse, et
- le moment où soit le courant en inverse est réduit de sa valeur de pointe I_{TM} à une valeur faible spécifique I_1 (comme l'indique la Figure 4a) et qui peut être égale à zéro, soit le courant en inverse extrapolé atteint zéro (comme l'indique la Figure 4b))

Note 1 à l'article: L'extrapolation est effectuée en fonction des points spécifiés A et B, comme l'indique la Figure 4b) de façon généralisée. Le point A peut être spécifié à I_{rrm} .

Note 2 à l'article: Les valeurs spécifiques t_{rr} font référence à une forme d'onde spécifique de l'impulsion de courant à l'état passant précédente, qui peut être soit une demi-onde sinusoïdale (trait plein), soit une onde trapézoïdale (trait pointillé).

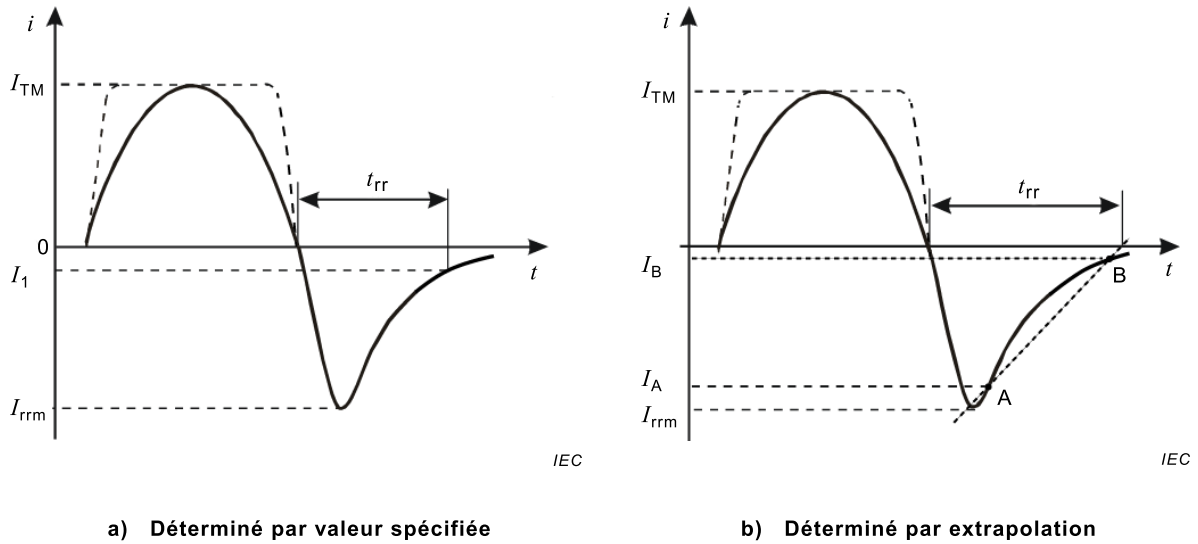


Figure 4 – Temps de récupération en inverse

3.5.2.2
temps de recouvrement à l'état bloqué

t_{dr}
 <thyristor passant en inverse> intervalle de temps entre

- l'instant où le courant passe par zéro lors du passage de l'état passant en inverse à l'état bloqué et
- le moment où soit le courant à l'état bloqué est réduit de sa valeur de pointe I_{DM} à une valeur faible spécifiée I_1 (comme l'indique la Figure 5a) et qui peut être égale à zéro), soit le courant en inverse extrapolé atteint zéro (comme l'indique la Figure 5b))

Note 1 à l'article: L'extrapolation est effectuée en fonction des points spécifiés A et B, comme l'indique la Figure 5b) de façon généralisée. Le point A peut être spécifié à I_{DM} .

Note 2 à l'article: Les valeurs spécifiées de t_{dr} font référence à une forme d'onde spécifiée de l'impulsion précédente de courant en inverse, qui peut être soit une demi-onde sinusoïdale (trait plein), soit une onde trapézoïdale (trait pointillé).

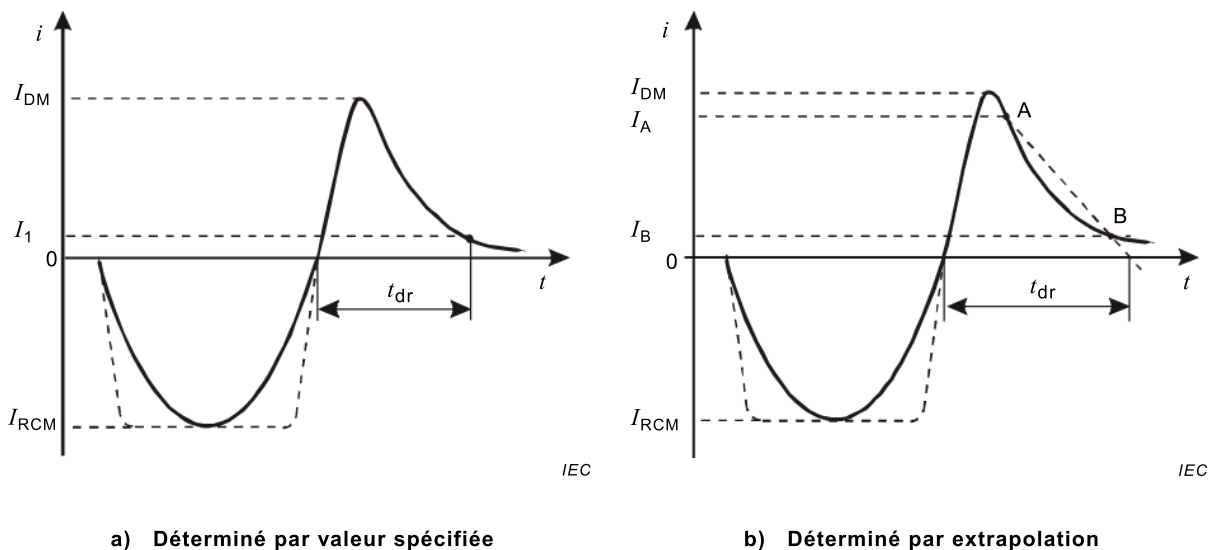


Figure 5 – Temps de recouvrement à l'état bloqué

3.5.2.3**temps de désamorçage commuté par circuit** t_q

intervalle de temps entre

- l'instant où le courant à l'état passant a diminué jusqu'à zéro après la commutation externe du circuit principal, et
- le premier instant où une tension à l'état bloqué en croissance rapide que le thyristor est capable d'admettre sans retournement, passe par zéro (trajectoire a)) à la Figure 6, ou commence à partir d'une valeur faible positive (trajectoire b)) à la Figure 6

Note 1 à l'article: La trajectoire a) fait référence à un thyristor triode simple bloqué en inverse. La trajectoire b) peut se produire, si le thyristor est dérivé par une diode de retour interne ou externe (thyristor passant en inverse) en raison de l'inductance de tête de la diode.

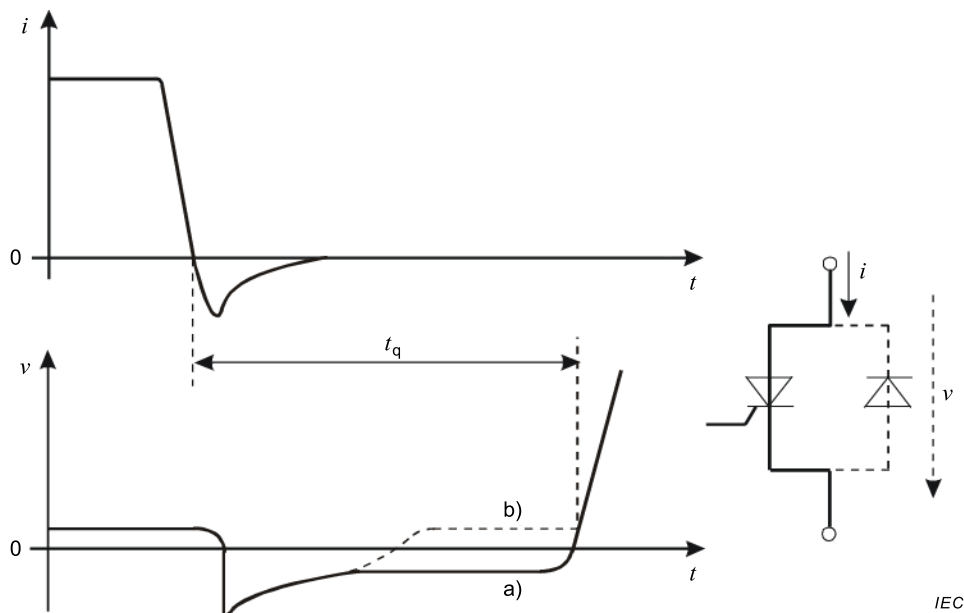


Figure 6 – Temps de désamorçage commuté par circuit

3.5.2.4**intervalle de suppression** t_H

<dans un convertisseur> intervalle de temps entre

- l'instant où le courant d'anode en décroissance des thyristors du convertisseur atteint zéro et
- l'instant où les mêmes thyristors sont soumis à une tension à l'état bloqué

Note 1 à l'article: L'intervalle de suppression n'est pas une caractéristique du thyristor mais une condition de fonctionnement du convertisseur. Il dépasse le temps de désamorçage individuel commuté par circuit le plus long prévu, qui dépend également des conditions de fonctionnement du convertisseur.

3.5.3 Temps et taux d'amorçage commandé par gâchette de caractérisation de croissance

Les termes définis font référence à la commutation d'un thyristor de l'état bloqué à l'état passant par une impulsion de courant de transmission directe de gâchette (voir la Figure 7).

3.5.3.1**temps de retard d'amorçage commandé par la gâchette** t_{gd}

intervalle de temps entre l'instant où le courant de croissance de transmission de gâchette atteint 10 % de I_{FGTM} et l'instant où la tension à l'état bloqué en diminution atteint 90 % de sa valeur initiale V_D

3.5.3.2**temps de croissance d'amorçage commandé par la gâchette** t_{gr}

intervalle de temps entre 90 % de la tension d'anode en diminution V_D et 10 % de V_D

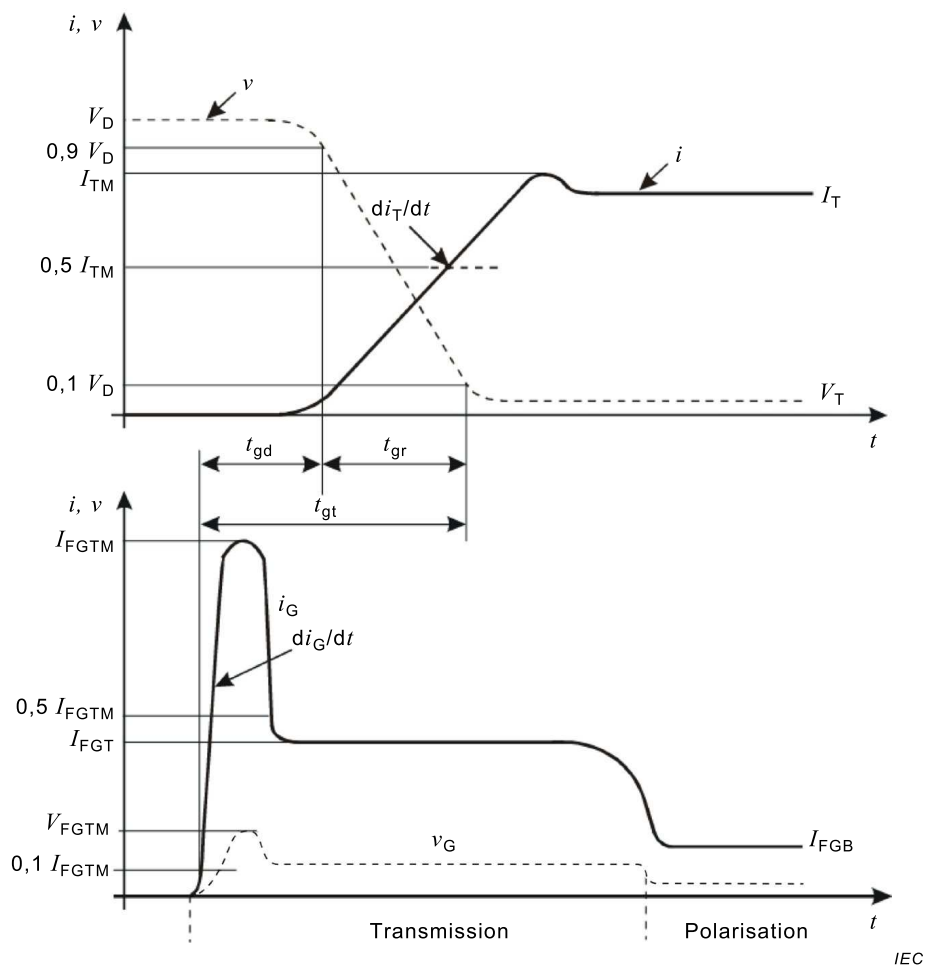
Note 1 à l'article: S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté, l'expression peut être abrégée ainsi "temps de croissance d'amorçage".

3.5.3.3**temps d'amorçage commandé par la gâchette** t_{gt}

somme du temps d'amorçage commandé par gâchette et du temps de croissance:

$$t_{gt} = t_{gd} + t_{gr}$$

Note 1 à l'article: S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté, l'expression peut être abrégée ainsi "temps d'amorçage".



NOTE Les valeurs de référence de courant et de tension sont généralement spécifiées comme suit:

Courant de gâchette direct de pointe I_{FGTM} :

- valeur inférieure spécifiée: 10 % de I_{FGTM} ,
- niveau spécifié pour le mesurage de t_{gtw} et di_G/dt : 50 % de I_{FGTM} ,

Tension d'anode V_D :

- valeur supérieure spécifiée: 90 % de V_D ,
- valeur inférieure spécifiée: 10 % de V_D , (où V_D est la tension à l'état bloqué avant l'amorçage),

Courant d'anode I_{TM} :

- niveau spécifié pour le mesurage de di_G/dt : 50 % de I_{TM} .

Figure 7 – Temps d'amorçage commandés par gâchette

3.5.4 Temps et taux de désamorçage de caractérisation de croissance commandés par la gâchette

Les termes définis font référence à la commutation d'un thyristor blocable de l'état passant à l'état bloqué par impulsion de courant inverse de transmission de gâchette soutenu par une impulsion de tension de transmission de gâchette en inverse supplémentaire et suivi par un courant en inverse de polarisation de gâchette plus faible (voir Figure 8).

3.5.4.1**temps de délai de désamorçage commandé par la gâchette**

t_{dq}
intervalle de temps entre 10 % du courant de croissance de gâchette en inverse I_{RGQM} et 90 % du courant d'anode I_T

Note 1 à l'article: S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté, l'expression peut être abrégée ainsi "temps de délai de désamorçage".

3.5.4.2**temps de descente commandé par la gâchette**

t_{fq}
intervalle de temps entre 90 % du courant d'anode I_T et l'instant où le courant d'anode I_T atteint, à la fin de sa décroissance rapide, le courant de point de vallée I_{ZV}

Note 1 à l'article: S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté, l'expression peut être abrégée ainsi "temps de descente de désamorçage".

3.5.4.3**temps de désamorçage commandé par la gâchette**

t_{gq}
somme du temps de délai de désamorçage et du temps de descente commandés par la gâchette:

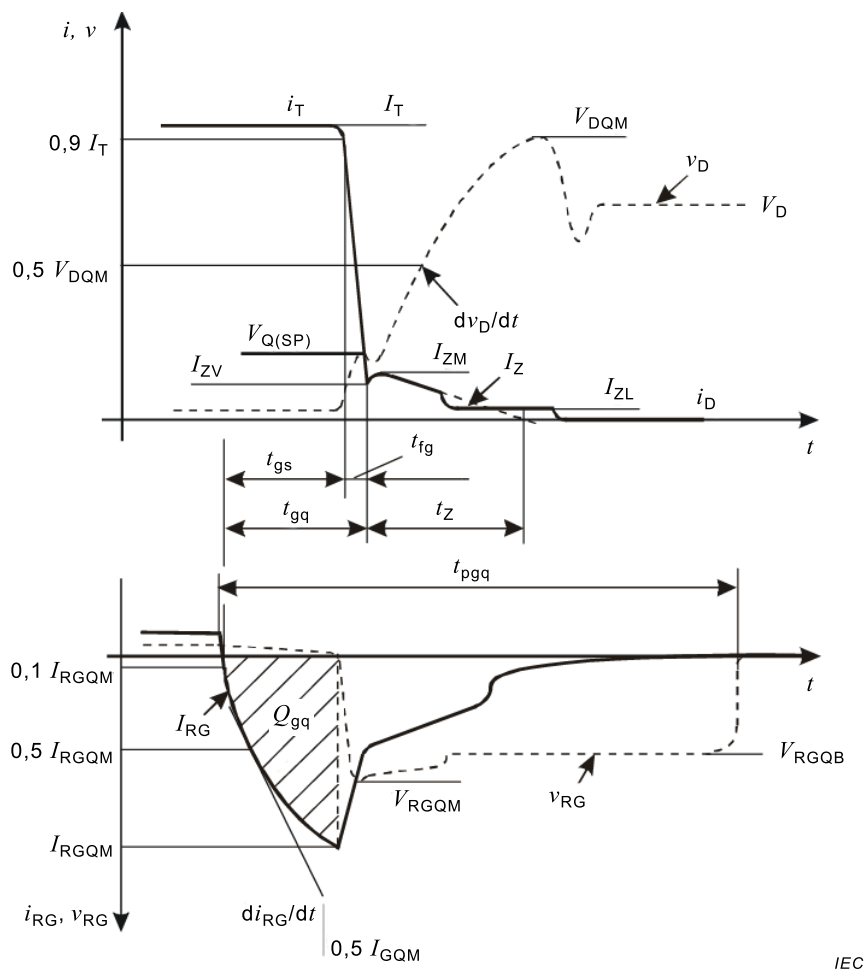
$$t_{gq} = t_{dq} + t_{fq}$$

Note 1 à l'article: S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté, l'expression peut être abrégée ainsi "temps de désamorçage".

3.5.4.4**temps de queue**

t_z
intervalle de temps entre l'instant où le courant d'anode a diminué jusqu'au point de vallée I_{ZV} et l'instant où le courant de queue extrapolé i_z atteint zéro

Note 1 à l'article: Sauf spécification contraire, l'extrapolation est effectuée entre le point de sommet du courant de queue I_{ZM} et $I_{ZL} = 25 \% I_{ZM}$ (voir la Figure 8).



NOTE Les valeurs de référence de courant et de tension citées de 3.5.4.1 à 3.5.4.4 sont généralement spécifiées comme suit:

courant de gâchette:

- valeur inférieure spécifiée proche de zéro: 10 % de I_{RGQM} ,
- niveau spécifié pour le mesurage de di_{RG}/dt : 50 % de I_{RGQM} ,

courant d'anode:

- valeur de référence supérieure: 90 % de I_T ,

tension d'anode:

- niveau spécifié pour le mesurage de dv_D/dt : 50 % de V_{DQM} .

Figure 8 – Temps de désamorçage commandés par gâchette

3.5.4.5

durée d'impulsion de transmission de désamorçage de gâchette

t_{pgq}

durée de l'impulsion de tension de transmission de gâchette en inverse mesurée entre deux niveaux spécifiés de tension de transmission de gâchette en inverse

3.5.4.6

durée critique d'impulsion de transmission de désamorçage de gâchette

$t_{pgq(cr)}$

valeur la plus faible à laquelle la durée d'impulsion de transmission de désamorçage de gâchette peut être réduite sans empêcher le désamorçage du thyristor

3.5.5 Charges recouvrées

3.5.5.1

charge recouvrée

Q_r

<thyristor triode bloqué en inverse> charge totale recouvrée à partir du thyristor pendant un temps d'intégration spécifié après commutation à partir d'une condition de courant à l'état passant spécifiée vers une condition en inverse spécifiée:

$$Q_r = \int_{t_0}^{t_0+t_i} i_{rr} dt$$

où

t_0 est l'instant où le courant passe par zéro;

t_i est l'intervalle d'intégration spécifié (voir la Figure 9).

Note 1 à l'article: Cette charge inclut des composantes dues à l'accumulation des porteurs et à la capacitance de la zone de déplétion.

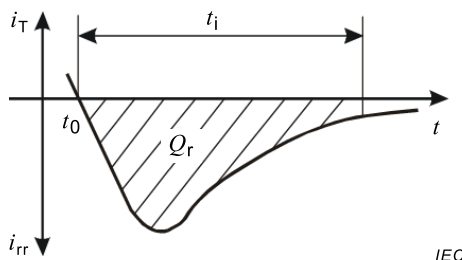


Figure 9 – Charge recouvrée Q_r

3.5.5.2

charge recouvrée à l'état bloqué

Q_{dr}

<thyristor triode passant en inverse> charge totale recouvrée à partir du thyristor pendant un temps d'intégration spécifié après la commutation à partir d'une condition de courant en inverse spécifiée vers une condition à l'état bloqué spécifiée

Note 1 à l'article: La formule donnée en 3.5.5.1 et la Figure 9 s'appliquent par analogie.

3.5.5.3

charge de désamorçage de gâchette

Q_{gq}

<thyristor blocable> charge totale dérivée de l'intégration du courant de gâchette en inverse entre l'instant où le courant de gâchette direct de descente passe le point zéro et l'instant où le courant de gâchette en inverse atteint sa valeur de pointe I_{RGQM} (voir Figure 8)

3.6 Valeurs assignées mécaniques

3.6.1

couple au montage

M

composante d'un moment de force M le long d'un axe donné passant par le point origine, soit $T = M \cdot e$, où e est le vecteur unitaire de l'axe

Note 1 à l'article: Pour les thyristors munis de connexions par vis, les valeurs assignées de couple maximale et minimale doivent être spécifiées.

[SOURCE: IEC 60050-113:2011, 113-03-26, modifiée — "au montage" a été ajouté au terme, la note a été supprimée et la note 1 à l'article a été ajoutée]

3.6.2**force de serrage***F*

grandeur vectorielle additive caractérisant des interactions extérieures sur une particule ou un corps

Note 1 à l'article: Pour les thyristors conçus pour être montés au moyen de brides, les forces assignées de serrage maximale et minimale, ainsi que la rigidité des surfaces de montage, doivent être spécifiées.

[SOURCE: IEC 60050-113:2011, 113-03-14, modifiée — "de serrage" a été ajouté au terme, les notes ont été supprimées et la note 1 à l'article a été ajoutée]

4 Symboles littéraux**4.1 Généralités**

Les règles générales de l'Article 4 de l'IEC 60747-1:2006, sont applicables en partie.

4.2 Indices généraux supplémentaires

Outre les listes d'indices généraux recommandés donnés dans l'Article 4 de l'IEC 60747-1:2006, les indices spéciaux indiqués dans le Tableau 1 sont recommandés pour le domaine des thyristors.

Tableau 1 – Indices généraux supplémentaires

Indice	Signification	Observations
A, a	Anode	
(com)	En commutation	Voir 6.2.12
G, g	Gâchette	
G	Commandé par gâchette	
H	Hypostatique	
L	Accrochage	
Q, q	Désamorçage	
RC	Passant en inverse	
(SP)	Crête	
sus	Soutenu	
T	À l'état passant	
T, t	Amorçage	
V	Vallée	Dans 3.5.4.2 et 3.5.4.4 uniquement
W	En fonctionnement	
Z, z	Queue	

4.3 Liste de symboles littéraux

Les symboles contenus dans les Tableaux 2 à 8 sont recommandés pour le domaine des thyristors.

Tableau 2 – Tensions principales, tensions anode-cathode

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Tension à l'état bloqué	V_D	
Tension de pointe à l'état bloqué	V_{DM}	
Tension de (pointe) crête à l'état bloqué	V_{DWM}	
Tension de pointe répétitive à l'état bloqué	V_{DRM}	
Tension de pointe non répétitive à l'état bloqué	V_{DSM}	
Tension à l'état passant	V_T	
Tension de seuil à l'état passant	$V_{T(TO)}$	
Tension inverse	V_R	
Tension inverse de crête (pointe)	V_{RWM}	5.1.8.4 et Tableau 11 uniquement
Tension inverse de pointe répétitive	V_{RRM}	
Tension inverse de pointe non répétitive	V_{RSM}	

Tableau 3 – Courants principaux, courants d'anode, courants de cathode

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Courant à l'état bloqué	I_D	
Courant hypostatique	I_H	
Courant à l'état passant	I_T	
Courant de surcharge à l'état passant	$I_{T(OV)}$	
Courant de pointe répétitif à l'état passant	I_{TRM}	Figure 11
Courant de surcharge accidentelle (non répétitif) à l'état passant	I_{TSM}	
Courant bloqué en inverse	I_R	
Courant inverse de pointe répétitif	I_{RRM}	
Courant de récupération inverse de pointe	I_{rrm}	
Courant d'accrochage	I_L	
Courant passant en inverse	I_{RC}	
Courant de surcharge passant en inverse	$I_{RC(OV)}$	3.2.1
Courant continu à l'état bloqué	$I_{D(D)}$	6.2.5

Tableau 4 – Tensions de gâchette

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Tension permanente (continue) d'amorçage par la gâchette	V_{GT}	
Tension permanente (continue) de non-amorçage par la gâchette	V_{GD}	

Tableau 5 – Courants de gâchette

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Courant direct permanent (continu) de gâchette	I_{FG}	
Courant permanent (continu) de gâchette d'amorçage	I_{GT}	
Courant permanent (continu) de gâchette de non-amorçage	I_{GD}	

Tableau 6 – Grandeurs de temps

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Temps d'amorçage commandé par la gâchette	t_{gt}	
Temps de désamorçage par la gâchette	t_{gq}	
Temps de désamorçage par commutation du circuit (temps de désamorçage commuté par circuit)	t_q	
Temps de retard ou de délai commandé par la gâchette	$t_{gd}, (t_d)$	t_d et t_r ne doivent être utilisés que si aucune confusion n'est possible
Temps de croissance commandée par la gâchette	$t_{gr}, (t_r)$	t_d et t_r ne doivent être utilisés que si aucune confusion n'est possible
Temps de recouvrement à l'état bloqué	t_{dr}	Pour les thyristors triodes passant en inverse en 3.5.3.2
Intervalle de suppression	t_H	Figures 11b, 47, 53

Tableau 7 – Dissipation de puissance

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Dissipation de puissance à l'état passant	P_T	
Dissipation de puissance en inverse	P_R	Pour les thyristors triodes bloqués et passant en inverse
Dissipation de puissance à l'état bloqué	P_D	
Dissipation à l'établissement du courant – dissipation moyenne à l'établissement du courant – dissipation totale instantanée à l'établissement du courant	$P_{TT(AV)}$ P_{TT}	
Dissipation de désamorçage – dissipation moyenne de désamorçage – dissipation totale instantanée de désamorçage – dissipation de pointe de désamorçage	$P_{RQ(AV)}$ ou $P_{DQ(AV)}$ P_{RQ} ou P_{DQ} P_{DQM}	
Dissipation de puissance passant en inverse	P_{RC}	3.4.2.2
Puissance de gâchette directe de pointe	P_{FGM}	5.1.5.4

Tableau 8 – Grandeurs diverses

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Résistance apparente à l'état passant	r_T	
Vitesse critique de croissance de la tension de commutation	$dv/dt_{(c)}$, $dv/dt_{(com)}$	Pour les triacs de 6.2.12, $dv/dt_{(c)}$ est le symbole préférentiel
Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant	$di_T/dt_{(cr)}$	5.1.10.4
Charge recouvrée à l'état bloqué	Q_{dr}	Pour les thyristors triodes passant en inverse de 3.5.6.2
Vitesse critique de croissance de la tension	$dv/dt_{(cr)}$	5.2.19.3
Dissipation d'énergie de base à l'état passant	E_{TB}	3.4.4.2
Énergie de désamorçage	E_{RQ}, E_{DQ}	3.4.4.4

5 Valeurs assignées et caractéristiques pour les thyristors

5.1 Valeurs assignées (valeurs limites)

5.1.1 Températures de stockage (T_{stg})

Les valeurs minimale et maximale doivent être spécifiées.

5.1.2 Température de jonction ($T_{vj(min)}$, $T_{vj(m)}$)

Les valeurs minimale et maximale doivent être spécifiées.

5.1.3 Température ambiante de fonctionnement ou température du boîtier (T_a ou T_c)

Les valeurs minimale et maximale doivent être spécifiées.

5.1.4 Dissipation de puissance totale (P_{tot} ou P_C)

Lorsque la résistance thermique n'est pas donnée dans les caractéristiques, la dissipation de puissance totale maximale en fonction de la température sur la plage des températures de fonctionnement doit également être donnée.

5.1.5 Dissipation de puissance de gâchette

5.1.5.1 Généralités

Si ces valeurs assignées dépendent de la température ou du facteur d'utilisation, une information concernant la réduction de la puissance admissible doit être donnée.

5.1.5.2 Puissance moyenne de gâchette

Valeur assignée maximale.

5.1.5.3 Dissipation de puissance de pointe de gâchette (P_{GM})

Valeur assignée maximale pour une durée d'impulsion spécifiée.

5.1.5.4 Puissance de pointe de gâchette dans le sens direct (P_{FGM}) pour GTO

Valeur assignée maximale pour une largeur d'impulsion et une fréquence de répétition spécifiées.

5.1.6 Valeurs assignées de fréquence

Le cas échéant, les fréquences maximale et/ou minimale pour lesquelles les valeurs assignées de tension et de courant s'appliquent.

5.1.7 Exigences spéciales relatives au montage

5.1.7.1 Couple au montage (M) (le cas échéant)

Valeurs minimale et maximale.

5.1.7.2 Force de serrage (F) pour les diodes de type à disques (le cas échéant)

Les valeurs minimale et maximale, ainsi que la rigidité des surfaces de montage, doivent être spécifiées.

5.1.8 Tensions principales anode-cathode

5.1.8.1 Tension de pointe non répétitive à l'état bloqué (V_{DSM})

Si cette valeur assignée maximale doit être réduite pour des fréquences de fonctionnement plus élevées, le facteur ou la courbe de réduction doit être indiqué(e).

5.1.8.2 Tension de pointe répétitive à l'état bloqué (V_{DRM})

Si cette valeur assignée maximale doit être réduite pour des fréquences de fonctionnement plus élevées, le facteur ou la courbe de réduction doit être indiqué(e).

5.1.8.3 Tension de crête (pointe) à l'état bloqué (V_{DWM})

Valeur assignée maximale d'une tension répétitive à l'état bloqué en forme de demi-ondes sinusoïdales à la fréquence du réseau, en général 50 Hz ou 60 Hz (durée: 10 ms ou 8,3 ms).

5.1.8.4 Tension inverse de crête (pointe) (V_{RWM})

Valeur maximale en forme de demi-ondes sinusoïdales à la fréquence du réseau, en général 50 Hz ou 60 Hz (durée: 10 ms ou 8,3 ms).

5.1.8.5 Tension inverse de pointe non répétitive (V_{RSM})

Si cette valeur maximale doit être réduite pour des fréquences de fonctionnement plus élevées, le facteur ou la courbe de réduction doit être indiqué(e).

5.1.8.6 Tension inverse de pointe répétitive (V_{RRM})

Valeur maximale dans des conditions d'impulsion spécifiées. Si cette valeur doit être réduite pour des fréquences de fonctionnement plus élevées, le facteur ou la courbe de réduction doit être indiqué(e).

5.1.8.7 Tension inverse permanente (continue) (V_R) (le cas échéant)

Doit être spécifiée comme une valeur maximale.

$V_{R(D)}$ peut être utilisée pour GTO.

5.1.8.8 Tension permanente (continue) à l'état bloqué (V_D) (le cas échéant)

Valeur maximale dans des conditions spécifiées de signal de commande et d'impédance du circuit de gâchette.

$V_{D(D)}$ peut être utilisée pour GTO.

5.1.9 Tensions de gâchette

5.1.9.1 Généralités

Les tensions de gâchette sont appliquées entre les bornes de gâchette et de cathode dans le cas d'un thyristor P (gâchette positive pour une tension directe de gâchette) et entre les bornes de gâchette et d'anode dans le cas d'un thyristor N (anode positive pour une tension directe de gâchette). Voir la Figure 10 pour référence.

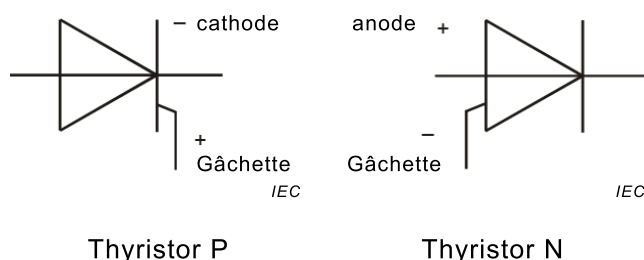


Figure 10 – Application des tensions de gâchette pour les thyristors

5.1.9.2 Tension directe de pointe de gâchette (V_{FGM})

Valeur assignée maximale.

5.1.9.3 Tension inverse de pointe de gâchette (V_{RGM})

Valeur assignée maximale.

5.1.10 Courants principaux anode-cathode

5.1.10.1 Courant efficace à l'état passant ($I_{T(R.M.S.)}$)

Courbe donnant les valeurs assignées maximales en fonction de la température ambiante ou de la température du boîtier ou de la température de dissipateur thermique pour ondes sinusoïdales complètes et dans des conditions de commande de phase. Comme valeur de référence pour certaines caractéristiques, doit être indiquée à titre d'exemple la valeur limite pour des ondes sinusoïdales complètes à la température ambiante de 45 °C ou à la température du boîtier de 85 °C ou à une autre température spécifiée.

S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté, $I_{T(RMS)}$ peut être utilisé.

NOTE La valeur assignée du courant efficace à l'état passant est donnée en retenant l'hypothèse qu'aucune surcharge ne se produit.

5.1.10.2 Courant de pointe répétitif à l'état passant (I_{TRM}) (le cas échéant)

Cette valeur assignée maximale doit être exprimée en fonction de l'angle de conduction.

5.1.10.3 Courant de surcharge à l'état passant ($I_{T(OV)}$)

Quand cette valeur assignée est pertinente, elle doit être donnée en indiquant la valeur assignée maximale de la température virtuelle de jonction et l'impédance thermique transitoire maximale. De plus, des valeurs assignées de courant de surcharge peuvent être données par des graphiques.

Cette valeur assignée doit être donnée dans des conditions initiales correspondant à la valeur assignée maximale de la température virtuelle de jonction. De plus, des chiffres correspondant à des températures virtuelles de jonction initiales plus basses peuvent être donnés.

Les valeurs assignées de courant de surcharge accidentelle doivent être données pour les durées suivantes:

- a) pour des durées inférieures à une demi-période (à 50 Hz ou 60 Hz), mais supérieures à environ 1 ms, en termes de la valeur assignée maximale de

$$\int i^2 dt$$

Ces valeurs assignées peuvent être données par une courbe ou par des valeurs spécifiées. La valeur assignée s'applique au fonctionnement avec les deux polarités de la tension principale. L'hypothèse retenue est qu'il n'y a pas d'application de la tension à l'état bloqué immédiatement après la surcharge accidentelle;

- b) pour des durées égales ou supérieures à une période entière et inférieures à 15 périodes (à 50 Hz ou 60 Hz), sous forme d'une courbe représentant la valeur assignée maximale du courant de surcharge accidentelle en fonction du temps.

L'hypothèse retenue doit être qu'une perte de contrôle par la gâchette peut se produire temporairement.

Ces valeurs assignées sont données pour des périodes complètes du courant de surcharge accidentelle sinusoïdal à 50 Hz ou 60 Hz.

5.1.10.4 Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant ($di_T/dt_{(cr)}$)

Valeur assignée maximale dans des conditions spécifiées suivantes:

- tension à l'état bloqué avant l'amorçage, de préférence égale à la moitié ou aux deux tiers de la valeur assignée maximale de la tension de pointe répétitive à l'état bloqué de 5.1.8.2;
- valeur du courant de pointe à l'état passant, de préférence égale à $\sqrt{2}$ fois le courant efficace assigné à l'état passant de 5.1.10.1 spécifié pour une température du boîtier ou ambiante de 85 °C; dans le cas de GTO: de préférence égale au courant assigné maximal de pointe répétitif contrôlable à l'état passant, avec forme d'onde du courant et largeur d'impulsion spécifiées;
- fréquence de répétition, de préférence 50 Hz ou 60 Hz;
- température ambiante ou température du boîtier ou température de jonction égale à la température la plus élevée pour laquelle la valeur de pointe du courant à l'état passant est permise;
- conditions d'amorçage par la gâchette;
- durée d'essai (il convient qu'elle soit plus longue que la constante de temps thermique du dispositif, par exemple 30 s).

Il convient de donner la valeur assignée de di/dt dans le cas où il n'y a pas de réseau RC raccordé en parallèle avec le thyristor. Si une valeur assignée supplémentaire de di/dt est donnée dans le cas où il y a un réseau RC, doivent être spécifié(e)s l'amplitude et la durée admissibles de la surcharge accidentelle due à ce réseau ou bien les paramètres du réseau.

NOTE Les valeurs assignées de di/dt ne s'appliquent pas aux thyristors à faible courant.

5.1.10.5 Courant de surcharge accidentelle passant en inverse non répétitif ($I_{RC\text{SM}}$) (pour thyristors passant en inverse)

Valeur maximale dans des conditions d'impulsion spécifiées.

5.1.10.6 Courant inverse de pointe répétitif ($I_{RC\text{RM}}$) (pour thyristors passant en inverse)

Valeur maximale dans des conditions d'impulsion spécifiées. Si cette valeur doit être réduite pour des fréquences de fonctionnement plus élevées, le facteur ou la courbe de réduction doit être indiqué(e).

5.1.10.7 Courant inverse permanent (continu) (I_{RC}) (pour thyristors passant en inverse)

Valeur maximale dans des conditions spécifiées de température et V_R .

$I_{RC(D)}$ peut être utilisé.

5.1.10.8 Courant inverse moyen ($I_{RC(AV)}$) (pour thyristors passant en inverse)

Valeur maximale pour un fonctionnement permanent pour des demi-sinusoïdales ayant un angle de conduction de 180° et pour des impulsions rectangulaires ayant différents angles de conduction, parmi lesquels au moins 180° et 120° à 50 Hz ou 60 Hz en fonction de la température ambiante ou de la température du boîtier.

5.1.10.9 Courants à l'état passant

5.1.10.9.1 Courant moyen à l'état passant ($I_{T(AV)}$)

Valeur maximale pour un fonctionnement permanent pour des demi-sinusoïdales ayant un angle de conduction de 180° et pour des impulsions rectangulaires ayant différents angles de conduction, parmi lesquels au moins 180° et 120° à 50 Hz ou 60 Hz en fonction de la température ambiante ou de la température du boîtier.

5.1.10.9.2 Courant de pointe répétitif à l'état passant (le cas échéant) (I_{TRM})

Valeur maximale pour un fonctionnement permanent. Cette valeur assignée doit être exprimée en fonction de l'angle de conduction du courant à l'état passant, des conditions de refroidissement et de la fréquence de fonctionnement.

5.1.10.10 Courant en fonctionnement temporaire ou intermittent (pour GTO)

Courant assigné maximal à l'état passant dans des conditions de fonctionnement temporaire ou intermittent.

5.1.10.11 Valeur I^2t (d'un courant de surcharge accidentelle à l'état passant) (I^2t)

Valeur maximale utilisée pour la spécification du courant de surcharge accidentelle à l'état passant, donnée en termes de valeur assignée maximale de

$$I^2t = \int_0^{t_i} i^2 dt$$

pour un temps d'intégration court donné t_i .

5.1.10.12 Courant de surcharge accidentelle à l'état passant (I_{TSM})

Valeur maximale dans des conditions initiales correspondant à la valeur assignée maximale de la température virtuelle de jonction.

Les valeurs assignées de courant de surcharge accidentelle doivent être données pour les durées suivantes:

- a) pour des durées inférieures à une demi-période (à 50 Hz ou 60 Hz), mais supérieures à environ 1 ms, en termes de la valeur assignée maximale de

$$\int i^2 dt$$

Ces valeurs assignées peuvent être données par une courbe ou par des valeurs spécifiées. L'hypothèse retenue est qu'il n'y pas d'application de la tension inverse ou de la tension à l'état bloqué suivant immédiatement la surcharge accidentelle.

Pour les thyristors d'amorçage rapides ou ceux à forte densité de décharge dans la fermeture tels que les thyristors à répartition périphérique ou à interdigitation des structures de gâchette (GTO), il peut être nécessaire de prévoir des temps inférieurs à 1 ms.

- b) pour des durées égales ou supérieures à une demi-période et inférieures à 15 périodes (à 50 Hz ou 60 Hz), sous forme d'une courbe représentant la valeur assignée maximale du

courant de surcharge accidentelle en fonction du temps. L'hypothèse retenue doit être qu'une perte de contrôle par la gâchette peut se produire temporairement.

Il convient de donner de préférence ces valeurs assignées pour une tension inverse égale à 80 % de la valeur maximale de la tension inverse de pointe répétitive. Des valeurs assignées supplémentaires peuvent être données pour des tensions inverses égales à 50 % ou 100 % de la valeur maximale de la tension inverse de pointe répétitive.

c) pour une durée égale à une période, sans application de la tension inverse.

NOTE Bien que les valeurs assignées de courant de surcharge accidentelle à l'état passant soient fournies pour des demi-périodes sinusoïdales, l'expérience montre qu'elles sont également applicables à des formes d'onde de courant plus ou moins triangulaires, comme celles qui surviennent lorsque la montée d'un courant sinusoïdal dû à un défaut est interrompue par un fusible limiteur de courant.

5.1.10.13 Courant continu à l'état passant (I_T)

Valeur maximale dans des conditions spécifiées de température.

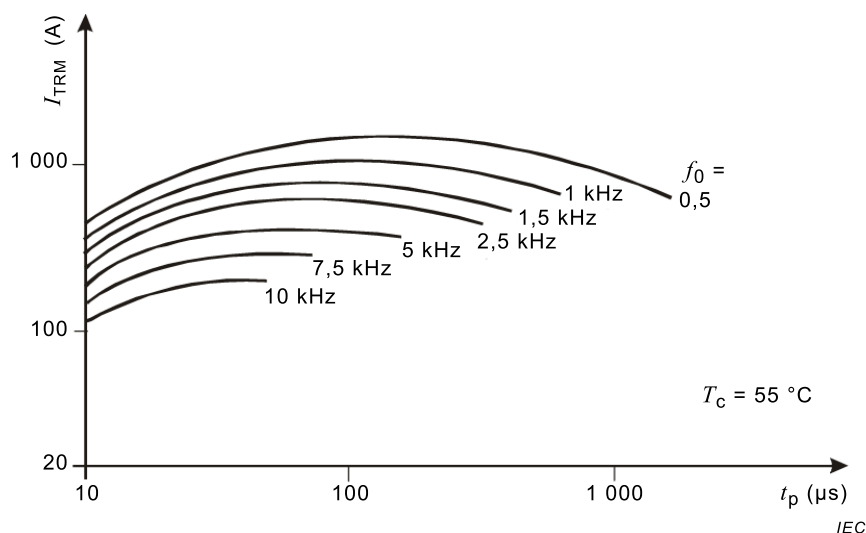
$I_{T(D)}$ peut être utilisé.

5.1.10.14 Valeur de pointe d'un courant sinusoïdal à l'état passant aux fréquences élevées (le cas échéant)

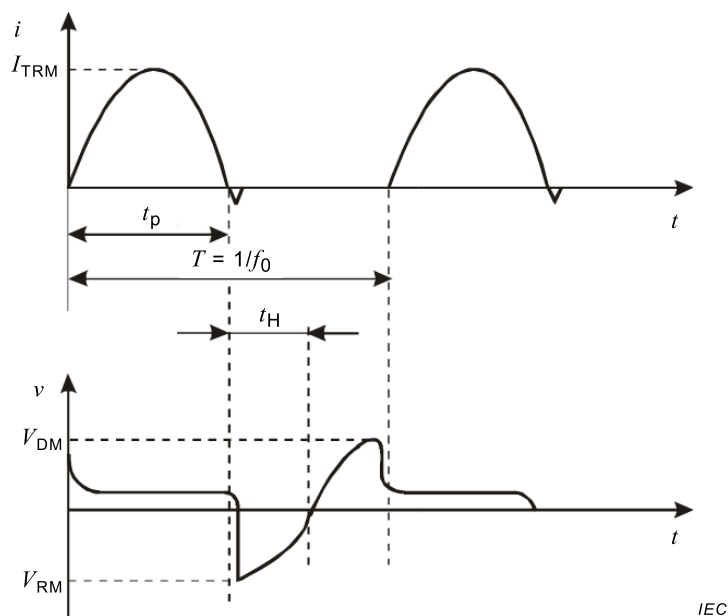
Courbes en fonction de la durée de l'impulsion de courant demi-sinusoïdal, avec comme paramètre la fréquence de répétition, dans les conditions suivantes:

- a) la température du boîtier spécifiée;
- b) la tension spécifiée à l'état bloqué avant l'amorçage;
- c) la tension inverse spécifiée;
- d) les conditions de gâchette spécifiées pendant l'amorçage et le désamorçage;
- e) le réseau d'amortissement RC spécifié.

La Figure 11a) est donnée comme exemple et la Figure 11b) à titre explicatif uniquement.



a) Valeur assignée maximale du courant sinusoïdal de pointe à l'état passant I_{TRM} (voir Figure 11b)) en fonction de la durée de l'impulsion t_p , avec comme paramètre la fréquence de répétition $f_0 = 1/T$



b) Formes d'onde typiques du courant et de la tension pour impulsions de courant sinusoïdal à l'état passant; t_H est l'intervalle de suppression (voir 3.5.2.4)

NOTE La forme d'onde de l'impulsion comprend le courant d'impulsion dû au réseau d'amortissement RC.

Figure 11 – Courants sinusoïdaux de pointe et formes d'onde typiques aux fréquences élevées

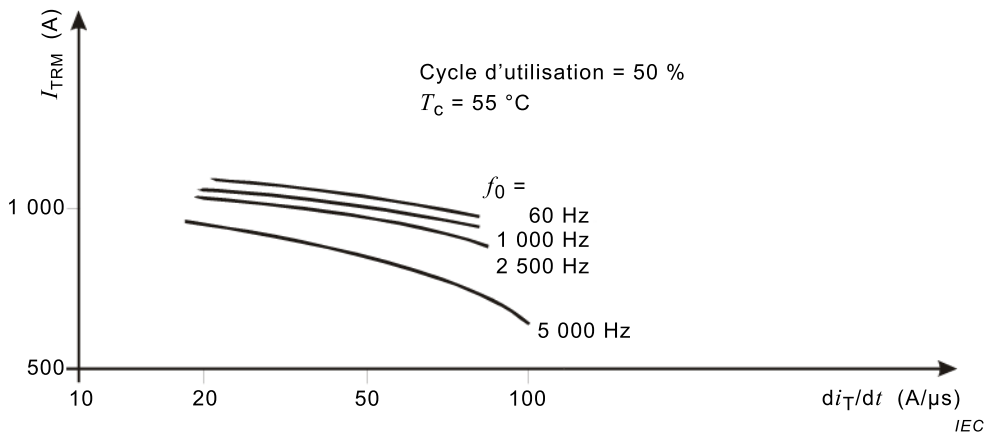
5.1.10.15 Valeur de pointe maximale d'un courant trapézoïdal à l'état passant aux fréquences élevées (le cas échéant)

Courbes en fonction de la vitesse de croissance du courant à l'état passant, de la fréquence de répétition et du cycle d'utilisation ou de la durée de l'impulsion dans les conditions suivantes:

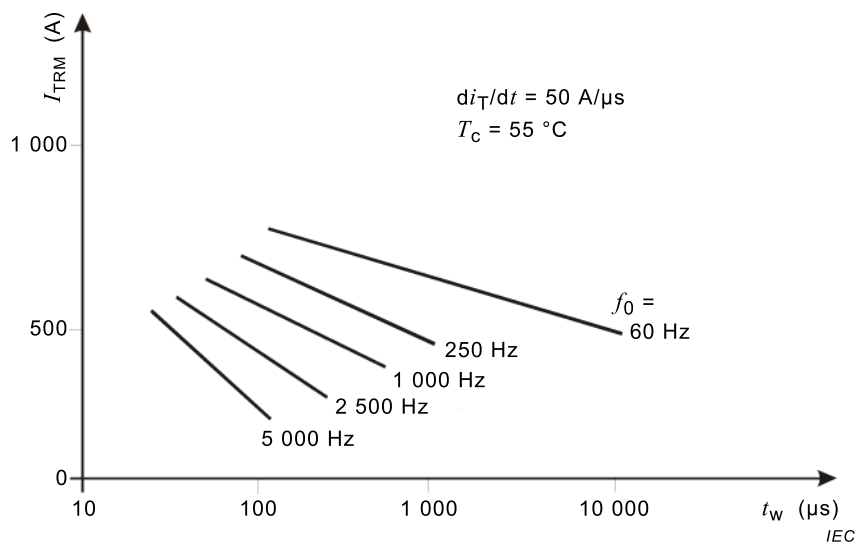
- a) la température du boîtier spécifiée;
- b) la tension à l'état bloqué spécifiée avant établissement du courant;

- c) la tension inverse spécifiée (étant donné que l'influence de la tension inverse appliquée est significative, il est recommandé de donner deux ou plusieurs familles de courbes);
- d) les conditions de gâchette spécifiées pendant l'amorçage et le désamorçage;
- e) le réseau d'amortissement RC spécifié;
- f) le cycle d'utilisation spécifié ou la durée d'impulsion spécifiée.

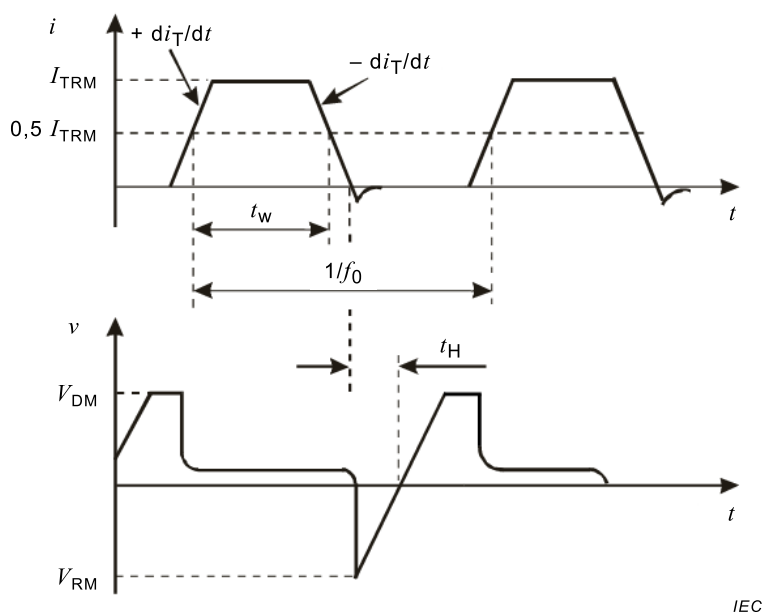
Les Figures 12a) et 12b) sont données à titre d'exemple. La Figure 12c) n'est donnée que dans un but explicatif.



- a) Courant assigné maximal de pointe trapézoïdal à l'état passant I_{TRM} pour une durée d'impulsion t_w spécifiée (voir Figure 12c)) en fonction de la vitesse de croissance du courant à l'état passant, avec comme paramètre la fréquence de répétition $f_0 = 1/T$



- b) Courant assigné maximal de pointe trapézoïdal à l'état passant I_{TRM} ayant une valeur spécifiée de di_T/dt (voir Figure 12c)) en fonction de la largeur d'impulsion t_w avec comme paramètre la fréquence de répétition $f_0 = 1/T$



c) Formes d'onde typiques du courant et de la tension pour impulsions de courant trapézoïdal à l'état passant; t_H est l'intervalle de suppression (voir 3.5.2.4)

Différents ensembles de courbes sont exigés pour différentes valeurs de di_T/dt .

Figure 12 – Courants trapézoïdaux de pointe et formes d'onde typiques aux fréquences élevées

5.1.10.16 Courant de pointe pour non-rupture du boîtier (I_{RSMC}) (le cas échéant)

Valeur maximale d'un courant triangulaire augmentant à une vitesse déterminée, de préférence 25 A/ μ s, et ayant une durée d'impulsion spécifiée pour une température du boîtier au départ devant être spécifiée, de préférence 25 °C.

NOTE La valeur du courant de pointe pour non-rupture du boîtier dépend énormément de l'emplacement du claquage initial sur la pastille de silicium: elle est généralement plus faible si le claquage a eu lieu près des bords.

5.1.10.17 Courant de pointe non répétitif contrôlable à l'état passant (I_{TQSM}) pour GTO

Valeur assignée maximale dans les conditions suivantes:

- la température assignée maximale virtuelle de jonction;
- la tension spécifiée réappliquée à l'état bloqué, de préférence égale à la moitié ou aux deux tiers de la valeur assignée maximale de tension de pointe répétitive à l'état bloqué;
- la vitesse de croissance spécifiée de la tension réappliquée à l'état bloqué;
- la tension spécifiée de crête de désamorçage;
- la tension d'attaque spécifiée dans le circuit de gâchette, de préférence égale à la valeur assignée maximale de tension de désamorçage de gâchette;
- la vitesse de croissance spécifiée du courant de coupure de gâchette.

5.1.10.18 Courant de pointe répétitif contrôlable à l'état passant (I_{TQRM}) pour GTO

Valeur assignée maximale dans les conditions suivantes:

- la température assignée maximale virtuelle de jonction est atteinte à la fin de la procédure de désamorçage;
- la tension spécifiée réappliquée à l'état bloqué, de préférence égale à la moitié ou aux deux tiers de la valeur assignée maximale de tension de pointe répétitive à l'état bloqué;

- c) la vitesse de croissance spécifiée de la tension réappliquée à l'état bloqué;
- d) la tension spécifiée de crête de désamorçage;
- e) la tension d'attaque spécifiée dans le circuit de gâchette, de préférence égale à la valeur assignée maximale de tension de désamorçage de gâchette;
- f) la vitesse de croissance spécifiée du courant de coupure de gâchette.

5.1.11 Courant direct de pointe de gâchette (I_{FGM})

Valeur maximale pour une polarité spécifiée de la tension anode-cathode et toutes les qualifications (par exemple de temps, d'énergie, etc.) applicables à cette valeur assignée.

5.2 Caractéristiques

5.2.1 Généralités

Dans le cas d'un triac, les caractéristiques recommandées ici sont basées sur le fonctionnement symétrique du dispositif. Par conséquent, elles doivent être basées sur des valeurs limites pour chaque sens de fonctionnement. Si une caractéristique dépend du mode d'amorçage par la gâchette, le ou les modes applicables doivent être spécifiés.

5.2.2 Courant inverse (I_R)

Valeur maximale à la tension inverse (continue) permanente maximale et à une valeur basse de la tension inverse à 25 °C et à une température plus élevée.

$I_{R(D)}$ peut être utilisé.

5.2.3 Tension passant en inverse (V_{RC}) (pour thyristors passant en inverse)

Valeur maximale au courant inverse (continu) permanent maximal.

$V_{RC(D)}$ peut être utilisée.

5.2.4 Courant (continu) permanent à l'état bloqué (I_D)

Valeur maximale à la tension de blocage (continue) permanente maximale et à une valeur basse de la tension de blocage à 25 °C et à une température plus élevée.

$I_{D(D)}$ peut être utilisé.

5.2.5 Tension à l'état passant (V_T)

Valeur maximale dans les conditions suivantes:

- a) courant à l'état passant spécifié, de préférence égal à la valeur assignée maximale de courant répétitif de pointe contrôlable à l'état passant;
- b) à des températures de boîtier ou ambiante spécifiées, égales à la température assignée maximale virtuelle de jonction. Si un rapport défini existe entre les valeurs définies à cette température et à une température de 25 °C, la valeur de cette dernière température peut être fournie;
- c) valeur spécifiée du courant de gâchette (nécessaire pour maintenir la conduction à l'état passant).

$V_{T(D)}$ peut être utilisée.

5.2.6 Caractéristiques à l'état passant (le cas échéant)

Courbes représentant la valeur instantanée de la tension à l'état passant en fonction du courant à l'état passant jusqu'à la valeur assignée maximale du courant de pointe répétitif à l'état passant à une température ambiante ou de boîtier de 25 °C et à une autre température plus élevée de préférence égale à la valeur assignée maximale de la température virtuelle de jonction. Ces caractéristiques doivent être mesurées en appliquant une méthode en impulsions de sorte que la température de jonction soit approximativement égale à la température du boîtier.

5.2.7 Tension sinusoïdale de pointe à l'état passant (V_{TM})

Valeur maximale pour un courant égal à π fois la valeur assignée du courant moyen à l'état passant à la valeur assignée maximale de la température virtuelle de jonction ou à la température ambiante ou de boîtier de 25 °C. Dans le cas d'un triac, il s'agit de la valeur maximale à un courant égal à $\sqrt{2}$ fois la valeur assignée maximale du courant efficace à l'état passant.

π peut être considéré comme égal à 3.

La valeur de référence qui permet de calculer la dissipation de puissance à l'état passant dans les conditions de fonctionnement est la tension à l'état passant à la température maximale virtuelle de jonction. Si cependant il existe une corrélation bien établie entre cette valeur et la valeur à 25 °C, cette dernière peut être indiquée pour simplifier les essais.

5.2.8 Tension de seuil ($V_{T(TO)}$ / V_{TO})

Valeur maximale à la température assignée maximale virtuelle de jonction.

5.2.9 Résistance apparente à l'état passant (r_T)

Valeur maximale à la valeur assignée maximale de la température virtuelle de jonction.

5.2.10 Courant hypostatique (ou de maintien) (I_H)

Valeur maximale et, le cas échéant, valeur minimale dans les conditions spécifiées suivantes:

- tension de la source dans le circuit principal (tension à l'état bloqué), de préférence égale à 12 V;
- conditions de polarisation de gâchette;
- courant de pointe initial à l'état passant.

NOTE La valeur maximale du courant hypostatique est la valeur du plus petit courant qui maintient tous les thyristors d'un type déterminé à l'état passant. La valeur minimale du courant hypostatique est la valeur la plus élevée du courant au-dessous de laquelle tous les thyristors d'un type déterminé reviennent à l'état bloqué.

5.2.11 Courant d'accrochage (I_L)

Valeur maximale dans les conditions spécifiées suivantes:

- tension de la source dans le circuit principal (tension à l'état bloqué), de préférence égale à 12 V (24 V dans le cas d'un GTO);
- impulsion d'amorçage: temps de croissance, temps de descente, durée de l'impulsion, amplitude et résistance du générateur d'impulsions d'amorçage.

NOTE La valeur maximale du courant d'accrochage est la valeur du plus petit courant qui maintient tous les thyristors d'un type déterminé à l'état passant immédiatement après le retrait de la condition d'amorçage.

5.2.12 Courant de pointe répétitif à l'état bloqué (I_{DRM})

Valeur maximale à la valeur assignée de la tension de pointe répétitive à l'état bloqué à 25 °C et, le cas échéant, à la valeur assignée maximale de la température virtuelle de jonction.

5.2.13 Courant inverse de pointe répétitif (I_{RRM})

Valeur maximale à la valeur assignée maximale de la tension inverse de pointe répétitive à 25 °C; et en outre, le cas échéant, valeur maximale à la valeur assignée maximale de la température virtuelle de jonction.

5.2.14 Courant d'amorçage par la gâchette (I_{GT}) et tension de gâchette d'amorçage (V_{GT})

Valeurs du courant de gâchette et de la tension de gâchette exigées pour provoquer l'amorçage de tous les thyristors d'un type donné. Les valeurs limites et les caractéristiques de gâchette sont données de préférence dans un schéma tel que représenté à la Figure 13.

Les conditions suivantes doivent être spécifiées:

- a) la tension à l'état bloqué, de préférence égale à 12 V (24 V dans le cas d'un GTO);
- b) les conditions de circuit de gâchette;
- c) la température ambiante, la température du boîtier ou la température de jonction;
- d) dans le cas d'un GTO, la résistance de source maximale spécifiée qui fournit un courant à l'état passant suffisant pour garantir la conduction de tous les îlots de cathodes.

Il convient d'indiquer les valeurs de tension et de courant d'amorçage par la gâchette à 25 °C et à la température de fonctionnement minimale.

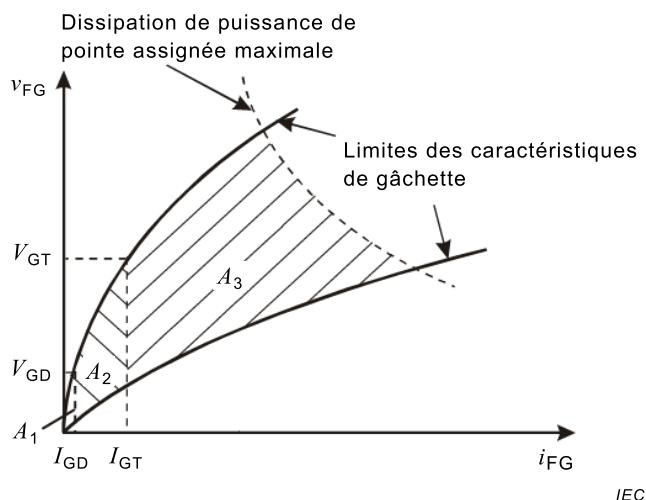
5.2.15 Courant de non-amorçage par la gâchette (I_{GD}) et tension de gâchette de non-amorçage (V_{GD})

Valeurs du courant de gâchette et de la tension de gâchette qui ne provoquent l'amorçage d'aucun thyristor d'un type donné (voir également la Figure 13).

Les conditions suivantes doivent être spécifiées:

- a) la tension à l'état bloqué, de préférence égale à la moitié ou aux deux tiers de la tension assignée maximale de pointe répétitive à l'état bloqué (V_{DRM});
- b) la température ambiante ou la température du boîtier, de préférence égale à la valeur assignée maximale de la température virtuelle de jonction;
- c) les conditions de circuit de gâchette.

Il convient d'indiquer les valeurs de tension et de courant de non-amorçage par la gâchette à la valeur assignée maximale de la température virtuelle de jonction. Si les caractéristiques données à la Figure 13 sont différentes selon les quadrants d'un triac, il convient de l'indiquer.



Légende

I_{GD}	courant de non-amorçage par la gâchette	A_1	surface de non-amorçage
I_{GT}	courant d'amorçage par la gâchette	A_2	surface d'amorçage incertain
V_{GD}	tension de non-amorçage par la gâchette	A_3	surface d'amorçage certain
V_{GT}	tension d'amorçage par la gâchette		

Figure 13 – Tension directe de gâchette en fonction du courant direct de gâchette

5.2.16 Courant de gâchette permanent (I_{FGsus}) pour GTO uniquement

Valeur minimale.

5.2.17 Courant de coupure de gâchette de pointe (I_{RGQM}) pour GTO uniquement

Courbe indiquant la valeur minimale que doit être capable de fournir le générateur d'impulsions de désamorçage de gâchette en fonction du courant de pointe à l'état passant pour bloquer le thyristor dans les conditions suivantes:

- a) température assignée maximale virtuelle de jonction;
- b) valeur spécifiée de la tension à l'état bloqué réappliquée, de préférence égale à la moitié ou aux deux tiers de la valeur assignée maximale de tension répétitive de pointe à l'état bloqué;
- c) vitesse de croissance spécifiée de la tension à l'état bloqué réappliquée;
- d) tension d'attaque spécifiée dans le circuit de gâchette, de préférence égale à la valeur assignée maximale de la tension de désamorçage de gâchette;
- e) vitesse de croissance spécifiée du courant de coupure de gâchette;
- f) fréquence de répétition.

5.2.18 Courant de queue de pointe (I_{ZM}) pour GTO uniquement

Valeur maximale dans les conditions suivantes:

- a) température assignée maximale virtuelle de jonction;
- b) courant à l'état passant avant désamorçage, égal au courant assigné maximal répétitif de pointe contrôlable à l'état passant;
- c) tension à l'état bloqué spécifiée, de préférence égale à la moitié ou aux deux tiers de la valeur assignée maximale de tension répétitive de pointe à l'état bloqué;
- d) vitesse de croissance spécifiée de la tension réappliquée à l'état bloqué;

- e) tension d'attaque spécifiée de désamorçage de gâchette, de préférence égale à la tension assignée maximale de désamorçage de gâchette;
- f) vitesse de croissance spécifiée du courant de coupure de gâchette.

5.2.19 Intervalles de temps caractéristiques

5.2.19.1 Temps de retard d'amorçage commandé par la gâchette (t_{gd})

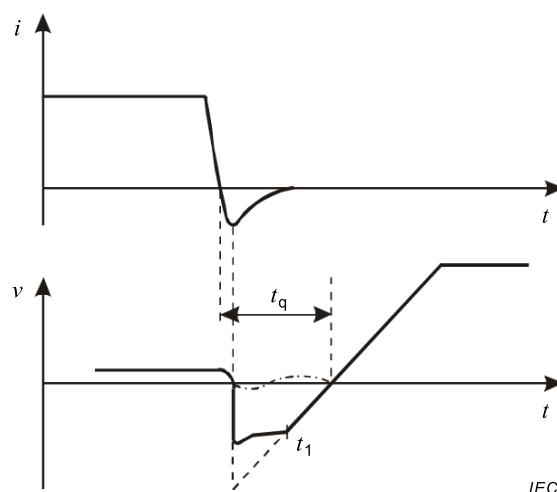
Valeur typique et, le cas échéant, valeur(s) maximale et/ou minimale, dans les conditions spécifiées suivantes:

- a) amplitude du courant de gâchette et impédance du circuit de gâchette;
- b) temps de croissance de l'impulsion de gâchette, de préférence 0,5 μs ;
- c) durée minimale de l'impulsion de gâchette, de préférence deux fois le temps de retard spécifié;
- d) tension à l'état bloqué (avant l'amorçage), de préférence égale à 0,5 fois la tension assignée maximale de pointe répétitive à l'état bloqué (V_{DRM}).
- e) courant d'anode minimal à la fin de l'impulsion de courant de gâchette.

5.2.19.2 Temps de désamorçage commuté par circuit (t_q)

Valeur maximale dans les conditions spécifiées suivantes:

- a) forme d'onde du courant à l'état passant précédent. La forme d'onde doit être de préférence rectangulaire et la durée doit être suffisante pour que l'équilibre des porteurs soit obtenu. L'amplitude doit être de préférence égale à trois fois la valeur assignée du courant moyen à l'état passant.
- b) température ambiante ou température du boîtier égale à la température la plus élevée pour laquelle la valeur de pointe du courant à l'état passant est permise;
- c) forme d'onde de la tension bloquée en inverse;
- d) tension inverse à l'instant où la tension à l'état bloqué est appliquée (l'instant t_1 dans la Figure 14);
- e) valeur de pointe et vitesse de croissance de la tension à l'état bloqué. La valeur de pointe de la tension à l'état bloqué doit être au moins égale aux deux tiers de la valeur assignée de la tension répétitive de pointe à l'état bloqué.
- f) polarisation de gâchette pendant que le thyristor est à l'état bloqué:
 - tension de la source de gâchette,
 - impédance de la source de gâchette;
- g) vitesse de descente du courant à l'état passant ($-di/dt$).



————— commutation par condensateur sans diode inverse
 - - - - - commutation par condensateur avec diode inverse
 - . - . - . commutation par la charge (circuit antirésonant parallèle)

Figure 14 – Exemples de formes d’onde du courant et de la tension pendant le désamorçage d’un thyristor pour différents circuits

5.2.19.3 Vitesse maximale (critique) de croissance de la tension à l'état bloqué ($dv/dt_{(cr)}$)

Valeur maximale de la vitesse de croissance d’une tension appliquée croissant de façon à peu près linéaire ou de façon exponentielle.

Les conditions suivantes doivent être spécifiées:

- a) température ambiante ou température du boîtier, de préférence égale à la valeur assignée maximale de la température virtuelle de jonction;
- b) tension de pointe à l’état bloqué de préférence égale à la moitié ou aux deux tiers de la tension assignée maximale de pointe répétitive à l’état bloqué (V_{DRM});
- c) forme d'onde spécifiée (linéaire ou exponentielle);
- d) conditions de polarisation de gâchette;
- e) fréquence de répétition de la commutation.

5.2.19.4 Vitesse critique de croissance de la tension de commutation d’un triac ($dv/dt_{(com)}$)

Valeur maximale dans les conditions spécifiées suivantes:

- a) courant de pointe à l'état passant, de préférence égal à $\sqrt{2}$ fois la valeur assignée maximale du courant efficace à l'état passant de 5.1.10.1 défini pour 25 °C dans le cas des triacs à température ambiante assignée, et pour 85 °C dans le cas des triacs à température du boîtier assignée;
- b) durée (la valeur de 90 % d'une demi-onde sinusoïdale est recommandée) et vitesse d’inversion du courant à l’état passant di/dt au passage à zéro;
- c) tension de pointe à l’état bloqué de préférence égale à la moitié ou aux deux tiers de la tension assignée maximale de pointe répétitive à l'état bloqué de 5.1.8.2;
- d) température ambiante ou température du boîtier de préférence égale à la température assignée maximale virtuelle de jonction.

5.2.19.5 Intervalles de temps de désamorçage pour un GTO

Les valeurs maximales des intervalles de temps ci-après doivent être fournies dans les conditions suivantes:

- a) le courant spécifié de pointe à l'état passant pour le blocage, de préférence égal à la valeur assignée maximale du courant de pointe répétitif contrôlable à l'état passant;
- b) la tension spécifiée réappliquée à l'état bloqué, de préférence égale à la moitié ou aux deux tiers de la valeur assignée maximale de la tension de pointe répétitive à l'état bloqué;
- c) la vitesse de croissance spécifiée de la tension réappliquée à l'état bloqué;
- d) la tension spécifiée de crête de désamorçage;
- e) la tension d'attaque spécifiée dans le circuit de gâchette de préférence égale à la valeur assignée maximale de la tension de désamorçage de gâchette;
- f) la vitesse de croissance spécifiée du courant de coupure de gâchette;
- g) la température assignée maximale virtuelle de jonction.

5.2.19.6 Temps de désamorçage (commandé par la gâchette) (t_{gq})

Valeur maximale.

5.2.19.7 Temps de délai de désamorçage (commandé par la gâchette) (t_{dq})

Valeur maximale.

5.2.19.8 Temps de descente (commandé par la gâchette) (t_{fq})

Valeur maximale.

5.2.19.9 Temps de queue (t_z)

Valeur maximale.

5.2.20 Dissipation de puissance totale

5.2.20.1 Généralités

Pour les thyristors à température du boîtier assignée seulement, courbes donnant la dissipation de puissance totale maximale à la température maximale virtuelle de jonction en fonction du courant moyen à l'état passant et de l'angle de conduction, à la valeur maximale de la tension inverse de pointe répétitive et à la valeur maximale de la tension de pointe répétitive à l'état bloqué. Une courbe doit être donnée pour chaque condition de fonctionnement spécifiée en 5.1.10.

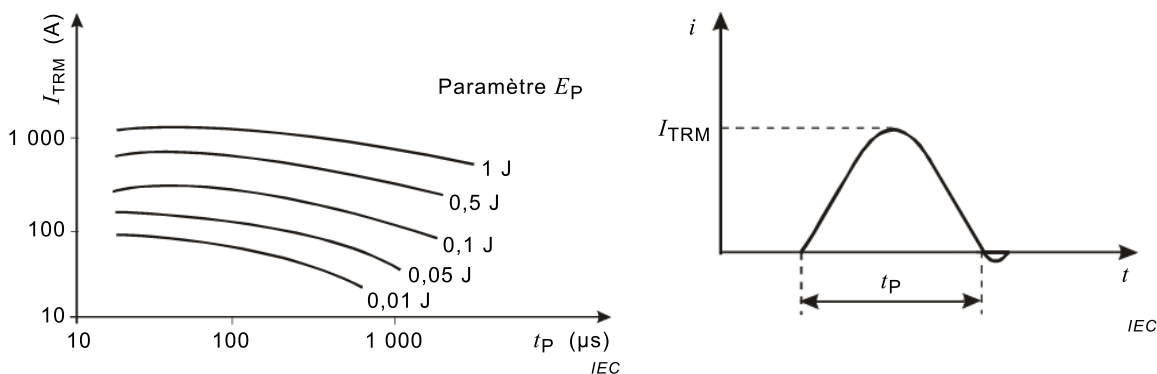
5.2.20.2 Dissipation d'énergie totale pendant une impulsion de courant à l'état passant en forme de demi-onde sinusoïdale (le cas échéant)

Courbes indiquant la dissipation d'énergie totale maximale comprenant: l'énergie à l'établissement du courant, l'énergie à l'état passant et l'énergie de récupération inverse en fonction du courant de pointe à l'état passant et de la durée de l'impulsion dans les conditions suivantes:

- a) tension spécifiée à l'état bloqué avant l'amorçage;
- b) tension inverse spécifiée (étant donné que l'influence de la tension inverse appliquée est significative sur la dissipation de récupération inverse, il est recommandé de donner deux ou plusieurs familles de courbes basées sur différentes tensions inverses afin de rendre possible le calcul de la dissipation de récupération inverse);

- c) conditions de gâchette spécifiées pendant l'amorçage et le désamorçage;
- d) réseau d'amortissement RC spécifié;
- e) température du boîtier spécifiée;
- f) courbes de la dissipation d'énergie totale maximale donnée à la fréquence de répétition (par exemple 50 Hz) ou pendant une seule impulsion.

La Figure 15a) est donnée à titre d'exemple. La Figure 15b) est donnée à titre explicatif seulement.



- a) Courbes I_{TRM} pendant l'impulsion de courant de durée t_p et d'amplitude I_{TRM} .
- b) Impulsion sinusoïdale de courant à l'état passant

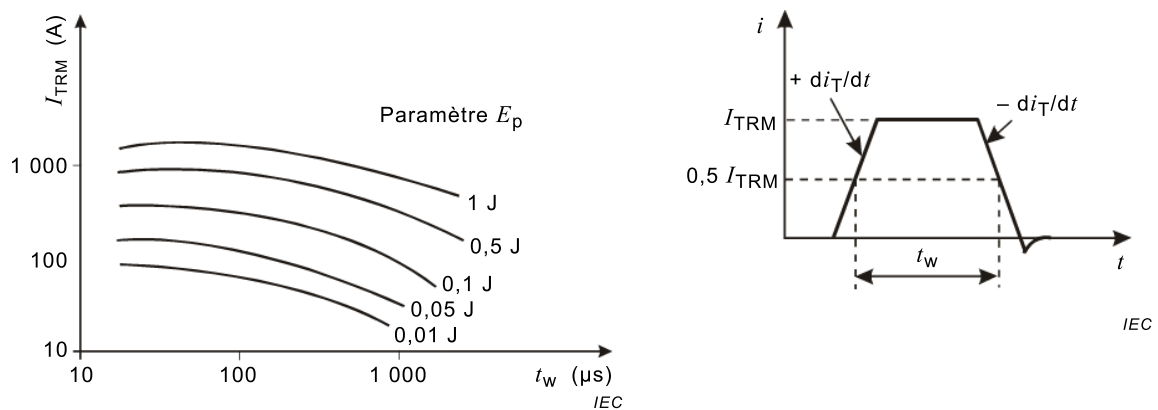
Figure 15 – Courbes avec comme paramètre la dissipation d'énergie totale E_p et une impulsion sinusoïdale de courant

5.2.20.3 Dissipation d'énergie totale pendant une impulsion de courant à l'état passant de forme trapézoïdale (E_p) (le cas échéant)

Courbes indiquant les valeurs de l'énergie dissipée totale maximale en fonction du courant à l'état passant maximal et de la durée de l'impulsion dans les conditions suivantes:

- a) tension à l'état bloqué spécifiée avant établissement du courant;
- b) tension inverse spécifiée (étant donné que l'influence de la tension inverse appliquée est significative sur l'énergie de récupération inverse, il est recommandé de donner deux ou plusieurs familles de courbes basées sur différentes tensions inverses, afin de rendre possible le calcul de l'énergie de récupération inverse);
- c) conditions de gâchette spécifiées pendant l'amorçage et le désamorçage;
- d) réseau d'amortissement RC spécifié;
- e) vitesses spécifiées de croissance et de décroissance du courant à l'état passant;
- f) température du boîtier spécifiée.

La Figure 16a) est donnée à titre d'exemple. La Figure 16b) est donnée à titre explicatif seulement.



a) Courbes I_{TRM} pendant une impulsion de courant de durée t_w et d'amplitude I_{TRM}

b) Impulsion trapézoïdale de courant à l'état passant

Figure 16 – Courbes avec comme paramètre la dissipation d'énergie totale E_p et une impulsion trapézoïdale de courant

5.2.21 Dissipation d'énergie à l'établissement du courant (E_{ON}) pour GTO de préférence

Courbes indiquant la dissipation maximale d'énergie à l'établissement du courant pour une impulsion de courant à l'état passant, en fonction de la vitesse de croissance du courant à l'état passant, avec comme paramètre la tension initiale à l'état bloqué (à l'exclusion de la dissipation d'énergie à l'état passant).

NOTE Pour les ondes demi-sinusoidales, la formule ci-après donne une bonne approximation de la vitesse de croissance du courant à l'état passant:

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{3I_{TM}}{t_p}$$

où

I_{TM} est l'amplitude;

t_p est la durée de la demi-période.

5.2.22 Dissipation d'énergie à l'état passant (E_T) pour GTO de préférence

Courbes indiquant la dissipation maximale d'énergie à l'état passant pour une impulsion de courant à l'état passant stabilisé, à l'exclusion des énergies d'amorçage et de désamorçage, utilisée comme paramètre dans un diagramme représentant le courant maximal de pointe admissible à l'état passant en fonction de la durée de l'impulsion

a) pour les ondes demi-sinusoidales,

b) pour les impulsions de courant de forme rectangulaire.

5.2.23 Dissipation d'énergie de désamorçage (E_Q) pour GTO de préférence

Courbes indiquant la dissipation d'énergie maximale de désamorçage pour une impulsion de courant à l'état passant, en fonction du courant de pointe à l'état passant, en utilisant comme paramètres la vitesse de croissance de la tension à l'état bloqué, la tension de désamorçage de pointe à l'état bloqué et la tension de crête de désamorçage.

NOTE Les valeurs de dissipation de puissance d'amorçage et de désamorçage ainsi que la valeur de dissipation de puissance à l'état passant sont obtenues en multipliant les valeurs d'énergie par impulsion équivalentes par la fréquence de répétition.

5.2.24 Charge recouvrée (Q_r) (le cas échéant)

Valeur maximale, ou valeurs maximale et minimale, dans les conditions spécifiées suivantes (voir la Figure 17):

- courant à l'état passant, de préférence égal à la valeur de pointe assignée maximale du courant moyen à l'état passant;
- vitesse de décroissance du courant à l'état passant $-di/dt$;
- tension inverse, de préférence égale à 50 % de la tension inverse de pointe répétitive assignée maximale (V_{RRM}) indiquée en 5.1.8.6;
- température ambiante ou température du boîtier égale à la température la plus élevée pour laquelle la valeur de pointe du courant à l'état passant est permise.

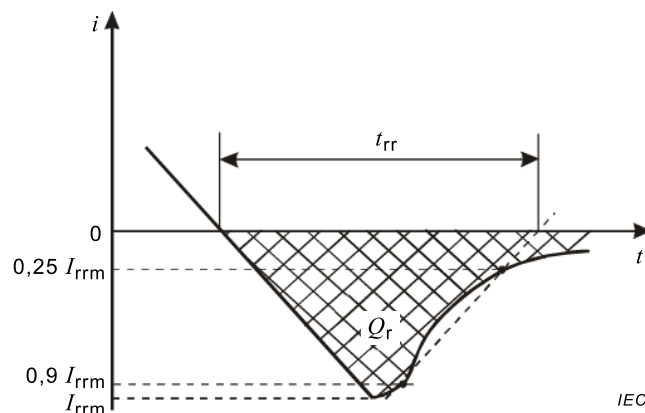


Figure 17 – Charge recouvrée Q_r , courant de récupération inverse de pointe I_{rrm} , temps de récupération inverse t_{rr} (caractéristiques idéales)

5.2.25 Courant de récupération inverse de pointe (I_{rrm}) (le cas échéant)

Valeur maximale dans les mêmes conditions spécifiées aux points a) à d) de 5.2.24 (voir la Figure 17).

5.2.26 Temps de récupération inverse (t_{rr}) (le cas échéant)

Valeur maximale dans les mêmes conditions spécifiées aux points a) à d) de 5.2.24 (voir la Figure 17).

5.2.27 Résistance thermique de la jonction à la température ambiante ($R_{th(j-a)}$)

Valeur maximale, applicable uniquement aux thyristors à température ambiante assignée.

5.2.28 Résistance thermique de la jonction à la température du boîtier ($R_{th(j-c)}$)

Valeur maximale, applicable uniquement aux thyristors à température du boîtier assignée.

5.2.29 Résistance thermique du boîtier par rapport à celle du dissipateur thermique ($R_{th(c-s)}$)

Valeur maximale, applicable uniquement aux thyristors à température du boîtier assignée.

5.2.30 Résistance thermique de la jonction par rapport à celle du dissipateur thermique ($R_{th(j-s)}$)

Valeur maximale, applicable uniquement aux thyristors à température de dissipateur thermique assignée.

5.2.31 Impédance thermique transitoire de jonction à la température ambiante **($Z_{th(j-a)}$)**

Applicable uniquement aux thyristors à température ambiante assignée; représentée par une courbe de $Z_{th(j-a)}$ en fonction du temps écoulé après modification d'un échelon de dissipation de puissance.

5.2.32 Impédance thermique transitoire de jonction à la température du boîtier **($Z_{th(j-c)}$)**

Applicable uniquement aux thyristors à température du boîtier assignée; représentée par une courbe de $Z_{th(j-c)}$ en fonction du temps écoulé après modification d'un échelon de dissipation de puissance.

5.2.33 Impédance thermique transitoire de jonction par rapport à celle du dissipateur thermique ($Z_{th(j-s)}$)

Applicable uniquement aux thyristors à température de dissipateur thermique assignée; représentée par une courbe de $Z_{th(j-s)}$ en fonction du temps écoulé après modification d'un échelon de dissipation de puissance.

6 Méthodes de mesure et d'essai

6.1 Généralités

À quelques exceptions près, indiquées dans les titres, les méthodes de mesure et d'essai décrites dans l'Article 6 s'appliquent aux thyristors triodes bloqués en inverse. Cependant beaucoup d'entre elles s'appliquent aussi à d'autres types de thyristors.

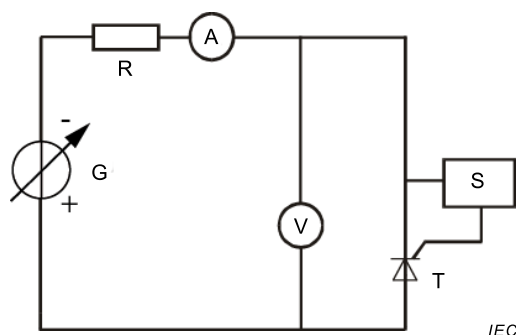
Pour leurs applications aux thyristors triodes bloqués en inverse, les polarités données dans les circuits sont applicables aux thyristors P. Cependant, ces circuits peuvent être adaptés pour les thyristors N en changeant les polarités des appareils de mesure et des sources d'alimentation, et aussi des bornes d'anode et de cathode.

6.2 Méthodes de mesure des caractéristiques électriques

6.2.1 Tension à l'état passant (V_T)

6.2.1.1 Méthode en courant continu

La tension à l'état passant peut être mesurée dans le circuit indiqué à la Figure 18. Le courant à l'état passant spécifié est établi après que le thyristor a commuté à l'état passant et la tension entre les bornes d'anode et de cathode est mesurée dans des conditions spécifiées de polarisation et d'impédance du circuit de gâchette.



Légende

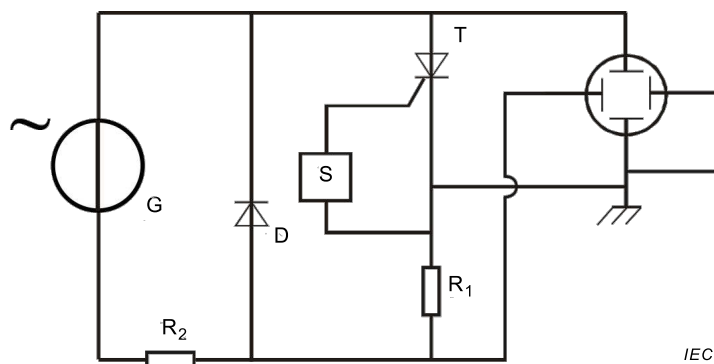
- T thyristor en essai
- R résistance de protection
- S source de polarisation de gâchette
- G source continue

Figure 18 – Circuit de mesure de la tension à l'état passant (méthode en courant continu)

6.2.1.2 Méthode de l'oscilloscope

L'amplitude de la source de courant est établie à la valeur exigée pour la spécification V_T . L'oscilloscope affiche une courbe d'hystérésis du fait des capacités du semiconducteur. Le point d'établissement est égal à la tension statique à l'état passant. La Figure 19 ci-dessous correspond à un circuit utilisant une source de courant sinusoïdale simple alternance pour le mesurage de la tension instantanée à l'état passant dans des conditions spécifiées de polarisation et d'impédance du circuit de gâchette. Le courant parcourt le thyristor dans le sens direct, le thyristor étant à l'état passant. La courbe tension-courant est présentée sur l'oscilloscope comme indiqué sur la Figure 20.

NOTE Une séquence de demi-ondes de courant d'amplitude croissante donne une série de points d'établissement correspondant à la caractéristique statique directe (ligne pointillée à la Figure 20).



Légende

- T thyristor en essai
- D diode de blocage pour demi-période négative
- G générateur de courant alternatif
- R₁ résistance qui permet de déterminer le courant
- R₂ résistance de protection, faible résistance
- S source de polarisation de gâchette

Figure 19 – Circuit de mesure de la tension à l'état passant (méthode de l'oscilloscope)

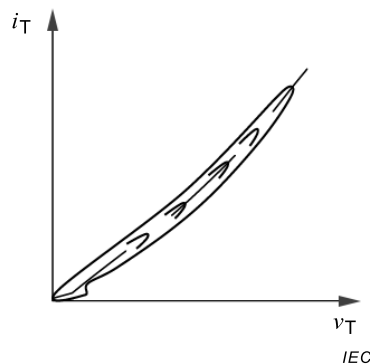


Figure 20 – Courbe de la tension à l'état passant en fonction de la caractéristique de courant (méthode de l'oscilloscope)

6.2.1.3 Méthode en impulsions

But

Mesurer la tension à l'état passant d'un thyristor dans des conditions spécifiées en utilisant une méthode en impulsions.

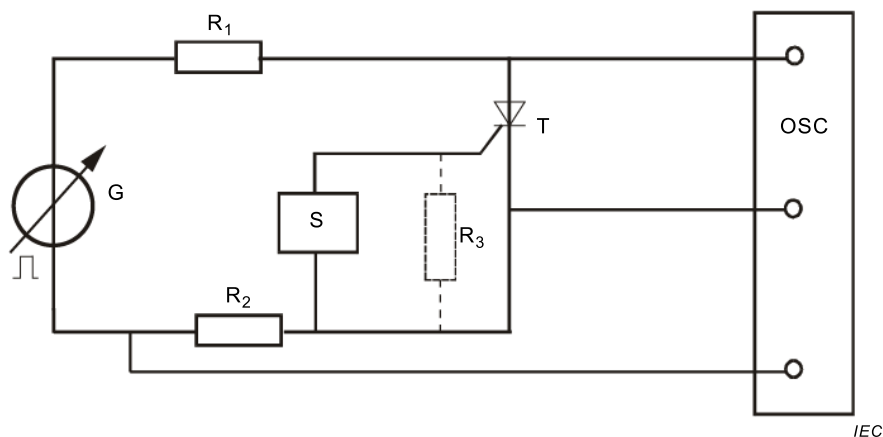


Figure 21 – Circuit de mesure de la tension à l'état passant (méthode en impulsions)

Description et exigences du circuit (voir la Figure 21)

- S source d'amorçage par la gâchette
- G générateur d'impulsions
- R_1 résistance de protection
- R_2 résistance étalonée non inductive qui permet de déterminer le courant
- R_3 résistance gâchette-cathode (facultative)
- T thyristor mesuré
- OSC oscilloscope ou appareil de mesure de crête.

La largeur de l'impulsion et la fréquence de répétition du générateur d'impulsions doivent être telles que l'élévation de température interne est négligeable pendant le mesurage.

La durée de l'impulsion doit être telle que le thyristor est complètement amorcé. Pour les petits thyristors et pour les dispositifs ayant des structures de gâchette distribuées, la dispersion des temps d'amorçage est relativement faible; cette condition peut exister pour les largeurs d'impulsions comprises entre 100 μ s et 500 μ s. Pour les thyristors de grandes

dimensions, la dispersion des temps d'amorçage est grande, ce qui peut nécessiter des largeurs d'impulsions égales ou supérieures à 1 ms. Si les caractéristiques à l'état passant diffèrent à la croissance et à la descente du courant, la caractéristique à la descente du courant doit être utilisée (c'est-à-dire celle pour laquelle le thyristor est complètement amorcé). Le thyristor peut être partiellement amorcé si l'amplitude du courant n'a pas une valeur suffisante.

Il est possible d'utiliser des appareils de mesure de crête au lieu de l'oscilloscope, mais ils doivent permettre de mesurer la tension à l'état passant lorsque le thyristor est complètement amorcé.

Précautions devant être observées

La valeur de di/dt du thyristor mesuré ne doit pas dépasser la valeur assignée.

Procédure de mesure

La tension délivrée par le générateur d'impulsions et la tension d'amorçage par la gâchette sont initialement nulles.

La température est réglée à la valeur spécifiée et les réglages nécessaires sont effectués pour réaliser les conditions de polarisation.

Le courant à l'état passant est ajusté à sa valeur spécifiée en augmentant la tension du générateur d'impulsions; la tension à l'état passant est alors mesurée sur oscilloscope.

Conditions spécifiées

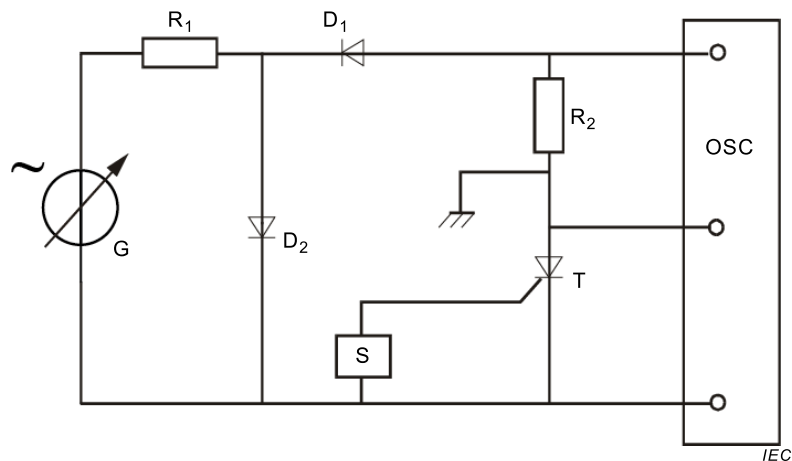
Les valeurs des conditions suivantes doivent être données:

- a) le courant de pointe à l'état passant;
- b) la température ambiante, la température du boîtier ou la température d'un point de référence;
- c) les conditions de polarisation du circuit d'amorçage par la gâchette, y compris R_3 si nécessaire.

6.2.2 Courant inverse de pointe répétitif (I_{RRM})

But

Mesurer le courant inverse de pointe d'un thyristor pour une valeur spécifiée de la tension inverse de pointe répétitive dans des conditions spécifiées (voir la Figure 22).



Légende

- S circuit de gâchette
- D1/D2 diodes fournissant des demi-périodes négatives de sorte que seule la caractéristique inverse du thyristor est mesurée
- G source de tension alternative
- R_1 résistance de protection
- R_2 résistance étalonée qui permet de déterminer le courant
- T thyristor mesuré
- OSC oscilloscope ou appareil de mesure de crête

Figure 22 – Circuit de mesure du courant inverse de pointe

Procédure de mesure

La tension inverse de pointe répétitive aux bornes du thyristor, mesurée sur l'oscilloscope, est ajustée à l'aide de la source de tension alternative. La valeur de pointe du courant inverse qui traverse le thyristor est mesurée sur l'oscilloscope connecté aux bornes de R_2 .

Des appareils de mesure de crête peuvent être utilisés au lieu de l'oscilloscope, mais il doit s'agir d'instruments qui permettent le mesurage du courant inverse de pointe lorsque la tension inverse a atteint sa valeur de pointe.

Conditions spécifiées

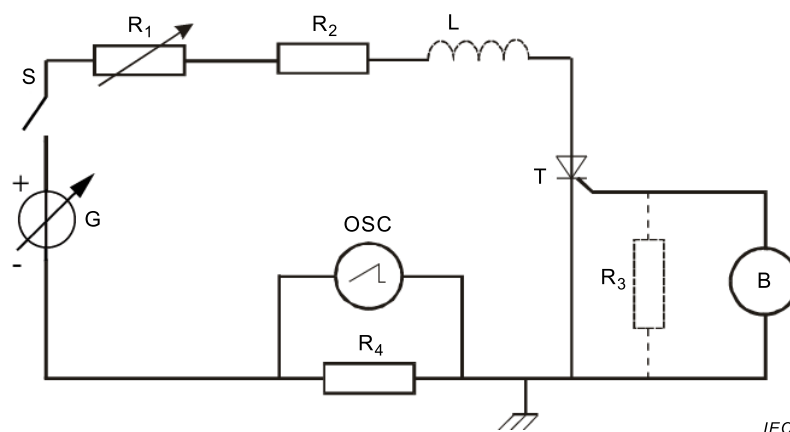
Les valeurs des conditions suivantes doivent être données:

- la tension inverse de pointe répétitive;
- la fréquence de la source de tension alternative;
- les conditions de polarisation de gâchette: la tension de la source et la résistance de source ou la résistance gâchette-cathode;
- la température ambiante, la température du boîtier ou la température d'un point de référence.

6.2.3 Courant d'accrochage (I_L)

But

Mesurer le courant d'accrochage d'un thyristor dans des conditions spécifiées (voir la Figure 23).



Légende

- S interrupteur
- L inductance
- B source d'amorçage et de polarisation de gâchette
- R_1 résistance variable
- R_2 résistance de protection
- R_3 résistance gâchette-cathode (facultative)
- R_4 résistance étalonée non inductive qui permet de déterminer le courant
- T thyristor en essai
- OSC oscilloscope ou appareil de mesure de crête

Figure 23 – Circuit de mesure du courant d'accrochage

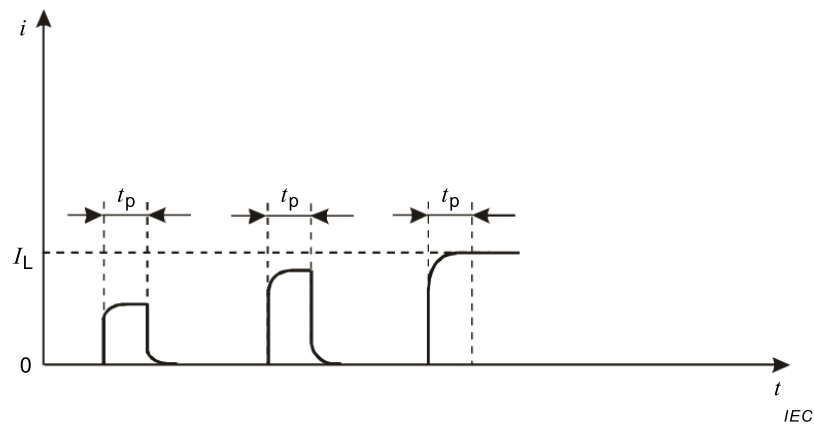
Description et exigences du circuit

Il convient que l'inductance résiduelle L du circuit comprenant la source de tension continue soit aussi faible que possible.

Procédure de mesure

La résistance R_1 ayant sa valeur maximale, le thyristor ne doit pas conduire de façon continue lorsque l'interrupteur S est fermé.

La valeur de R_1 est réduite progressivement et le courant principal croît jusqu'à ce qu'il ne descende plus à la fin de chacune des impulsions d'amorçage. La valeur du courant principal correspond alors au courant d'accrochage (voir la Figure 24).

**Légende**

- I_L courant d'accrochage
 t_p durées de l'impulsion d'amorçage

Figure 24 – Forme d'onde du courant d'accrochage

Le mesurage peut alors être répété pour obtenir une exactitude plus grande en manœuvrant l'interrupteur S et en ajustant la valeur de R_1 jusqu'à ce que le point critique où le courant d'accrochage est atteint soit déterminé avec exactitude.

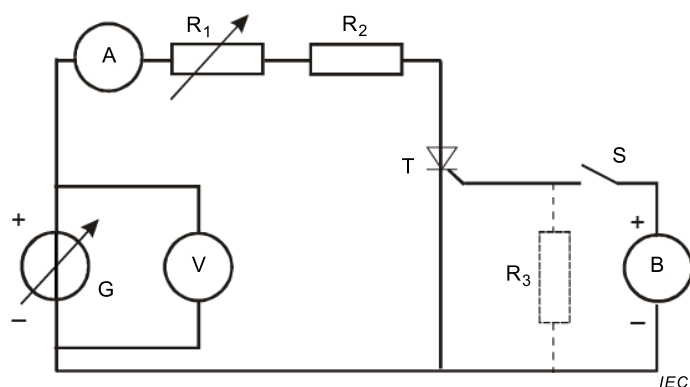
Conditions spécifiées

Les valeurs des conditions suivantes doivent être données:

- la tension à l'état bloqué;
- les conditions de polarisation de gâchette: la tension, la polarité et la résistance de l'alimentation de polarisation de gâchette, y compris R_3 si nécessaire;
- l'impulsion d'amorçage: le temps de croissance, le temps de descente, la largeur de l'impulsion, la fréquence de répétition, l'amplitude de la tension et la résistance du générateur d'impulsions d'amorçage;
- la température ambiante, la température du boîtier ou la température d'un point de référence.

6.2.4 Courant hypostatique (ou de maintien) (I_H)*But*

Mesurer le courant hypostatique d'un thyristor dans des conditions spécifiées.



Légende

- B générateur de courant d'amorçage de gâchette
- S interrupteur
- T thyristor en essai
- R_1, R_2, R_3 résistances
- G générateur

Figure 25 – Circuit de mesure du courant hypostatique

Description et exigences du circuit (voir la Figure 25)

R_2 est une résistance de protection. La résistance R_3 ne doit être utilisée que si elle est spécifiée.

Procédure de mesure

La température est réglée à la valeur spécifiée.

La tension de sortie du générateur est augmentée pour obtenir la valeur spécifiée de la tension à l'état bloqué V_D .

L'interrupteur S est fermé et le courant de gâchette est augmenté jusqu'à ce que le thyristor soit amorcé.

R_1 est réglée de façon que le courant à l'état passant soit suffisamment élevé pour garantir que le thyristor est complètement amorcé.

L'interrupteur S est alors ouvert et le courant à l'état passant est diminué progressivement en augmentant R_1 jusqu'à ce que le thyristor se désamorce.

La valeur du courant à l'état passant, mesuré sur l'ampèremètre A, immédiatement avant le point de désamorçage, est le courant hypostatique.

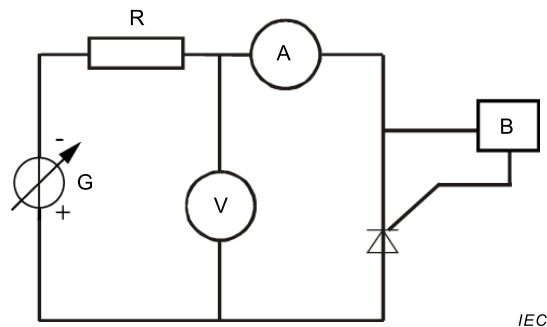
Conditions spécifiées

- a) la température ambiante, la température du boîtier ou la température d'un point de référence (T_a, T_C, T_{ref});
- b) (le cas échéant) le courant à l'état passant minimal pour garantir que le thyristor est complètement amorcé;
- c) la résistance du circuit de gâchette (R_3), si cela est exigé;
- d) la tension à l'état bloqué (V_D).

6.2.5 Courant à l'état bloqué (I_D)

But

Mesurer le courant à l'état bloqué d'un thyristor en appliquant une source de tension continue (pour le circuit, voir la Figure 26).



Légende

- B source de polarisation de gâchette
- T thyristor en essai
- R résistances
- G générateur

Figure 26 – Circuit de mesure du courant à l'état bloqué (méthode en courant continu)

Procédure de mesure

La tension directe spécifiée est appliquée avec incorporation dans le circuit d'une résistance de protection R, et le courant à l'état bloqué est mesuré dans des conditions spécifiées de polarisation et d'impédance du circuit de gâchette.

La résistance de protection R doit être suffisamment grande pour protéger l'appareil de mesure de courant et le dispositif mesuré, pour le cas où ce dernier commute à l'état passant.

6.2.6 Courant de pointe répétitif à l'état bloqué (I_{DRM})

But

Mesurer le courant de pointe à l'état bloqué d'un thyristor pour une valeur spécifiée de la tension de pointe répétitive à l'état bloqué dans des conditions spécifiées.

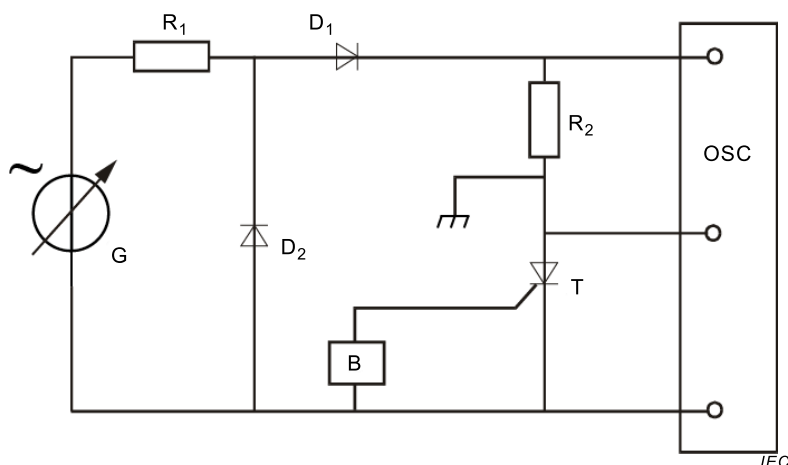


Figure 27 – Circuit de mesure du courant de pointe à l'état bloqué

Description et exigences du circuit (voir Figure 27)

- B circuit de gâchette
- D_1 et D_2 diodes fournissant des demi-périodes positives de sorte que seule la caractéristique à l'état bloqué du thyristor est mesurée
- G source de tension alternative
- R_1 résistance de protection
- R_2 résistance étalonée, non inductive, qui permet de déterminer le courant
- T thyristor mesuré
- OSC oscilloscope ou appareil de mesure de crête

Procédure de mesure

La tension de pointe répétitive à l'état bloqué aux bornes du thyristor, mesurée sur l'oscilloscope, est ajustée à l'aide de la source de tension alternative. La valeur de pointe du courant à l'état bloqué qui traverse le thyristor est alors mesurée sur l'oscilloscope connecté aux bornes de R_2 .

Des appareils de mesure de crête peuvent être utilisés au lieu de l'oscilloscope, mais ils doivent être des instruments qui permettent le mesurage du courant de pointe à l'état bloqué lorsque la tension répétitive à l'état bloqué atteint sa valeur de pointe.

Conditions spécifiées

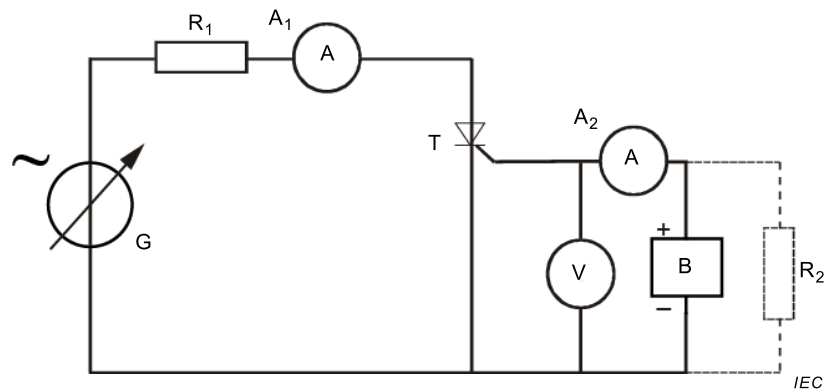
Les valeurs des conditions suivantes doivent être données:

- a) la tension de pointe répétitive à l'état bloqué;
- b) la fréquence de la source de tension alternative;
- c) les conditions de polarisation de gâchette: la tension de la source et la résistance de source ou la résistance gâchette-cathode;
- d) la température ambiante, la température du boîtier ou la température d'un point de référence.

6.2.7 Courant ou tension d'amorçage par la gâchette (I_{GT}), (V_{GT})

But

Mesurer le courant et/ou la tension d'amorçage par la gâchette d'un thyristor dans des conditions spécifiées.



Légende

B	circuit de gâchette
T	thyristor en essai
G	générateur
R_1, R_2	résistances
A_1, A_2	ampèremètres

Figure 28 – Circuit de mesure du courant et/ou de la tension d'amorçage par la gâchette

Description et exigences du circuit (voir la Figure 28)

La résistance R_1 détermine le courant à l'état passant qui doit être suffisamment élevé pour garantir que le thyristor est complètement amorcé.

Le générateur de tension G fournit une tension d'alimentation de faible valeur, de préférence 12 V ou moins.

Le générateur de tension alternative peut être remplacé par un générateur de courant continu.

Quand des courants d'amorçage très faibles sont mesurés, il convient de prendre en considération l'impédance du voltmètre.

Procédure de mesure

La température est réglée à la valeur spécifiée.

Le courant de gâchette est augmenté progressivement jusqu'au point où le thyristor est amorcé; l'ampèremètre A_1 indique le courant à l'état passant.

Le courant d'amorçage par la gâchette est la valeur la plus élevée enregistrée par l'ampèremètre A_2 et la tension d'amorçage par la gâchette est la valeur de la tension correspondante mesurée sur le voltmètre V .

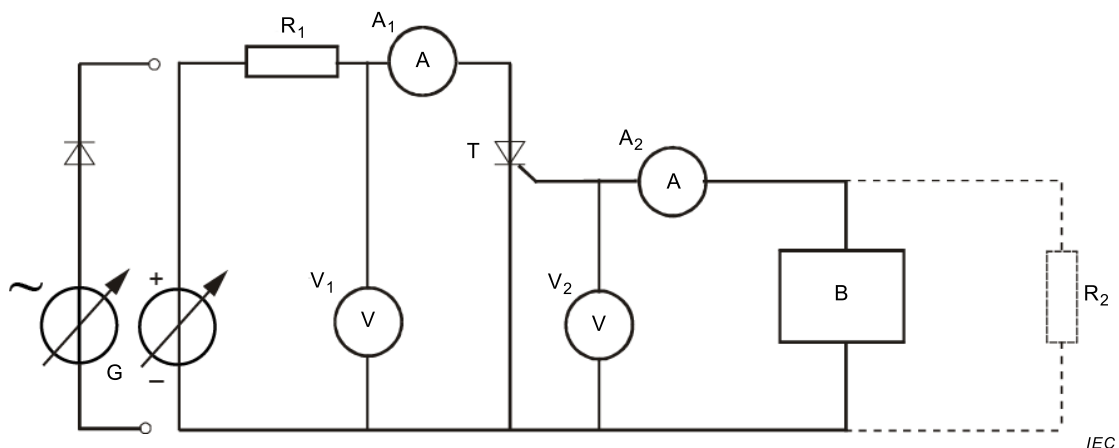
Conditions spécifiées

- la température ambiante, la température du boîtier ou la température d'un point de référence (T_a, T_C, T_{ref});
- la tension à l'état bloqué (il doit être spécifié si elle diffère de 12 V de pointe en alternatif);
- la fréquence du générateur alternatif (il doit être spécifié si elle est supérieure à 65 Hz);
- la résistance du circuit de gâchette R_2 (si cela est exigé).

6.2.8 Tension de non-amorçage par la gâchette (V_{GD}) et courant de non-amorçage par la gâchette (I_{GD})

But

Vérifier ou mesurer la tension de non-amorçage par la gâchette ou le courant de non-amorçage par la gâchette d'un thyristor dans des conditions spécifiées.



Légende

- B source d'amorçage par la gâchette à courant continu
- T thyristor mesuré
- G générateur
- R_1, R_2 résistances
- A_1, A_2 ampèremètres
- V_1, V_2 voltmètres

Figure 29 – Circuit de mesure du courant et/ou de la tension de non-amorçage par la gâchette

Description et exigences du circuit (voir la Figure 29)

R_1 est une résistance de protection dont il convient qu'elle soit aussi faible que possible. La résistance R_2 ne doit être utilisée que si elle est spécifiée.

Le générateur de courant continu peut être remplacé par un générateur de courant alternatif avec une diode en série, dans ce cas, il convient que le voltmètre V_1 et l'ampèremètre A_1 soient des appareils de mesure de crête.

Méthode de vérification

La température est réglée à la valeur spécifiée.

La tension à l'état bloqué aux bornes du thyristor est réglée à la valeur spécifiée; cette tension est mesurée sur le voltmètre V_1 .

La tension de non-amorçage par la gâchette spécifiée, mesurée sur le voltmètre V_2 , est appliquée à la gâchette du thyristor. Il est vérifié que cette tension peut être appliquée si le thyristor ne s'amorce pas.

Méthode de mesure

La température est réglée à la valeur spécifiée.

La tension à l'état bloqué aux bornes du thyristor, mesurée sur le voltmètre V_1 , est réglée à la valeur spécifiée.

La tension de gâchette est augmentée progressivement jusqu'à ce que le thyristor s'amorce et que l'ampèremètre A_1 indique un courant à l'état passant.

La valeur de la tension de gâchette mesurée sur le voltmètre V_2 immédiatement avant l'amorçage est la tension de non-amorçage par la gâchette.

La valeur du courant de gâchette mesurée sur l'ampèremètre A_2 immédiatement avant l'amorçage est le courant de non-amorçage par la gâchette.

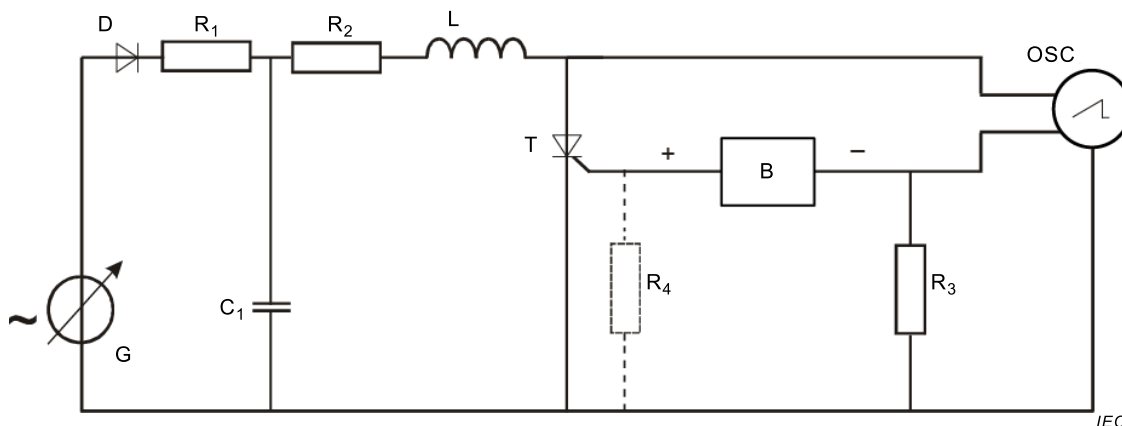
Conditions spécifiées

- la température ambiante, la température du boîtier ou la température d'un point de référence (T_a , T_c , T_{ref});
- la tension à l'état bloqué V_D (ou V_{DM});
- la résistance du circuit de gâchette R_2 (si cela est exigé);
- la tension de non-amorçage par la gâchette (V_{GD}) (pour la méthode de vérification seulement);
- le courant de non-amorçage par la gâchette.

6.2.9 Temps de délai de désamorçage commandé par la gâchette (t_d) et temps d'amorçage commandé par la gâchette (t_{gt})

But

Mesurer le temps de délai de désamorçage commandé par la gâchette et le temps d'amorçage commandé par la gâchette d'un thyristor dans des conditions spécifiées.



Légende

T	thyristor mesuré
B	source d'amorçage par la gâchette
G	générateur
D	diode
R_1, R_2, R_3, R_4	résistances
C_1	condensateur
OSC	oscilloscope à deux voies

Figure 30 – Circuit de mesure du temps de délai de désamorçage commandé par la gâchette et du temps d'amorçage commandé par la gâchette

Description et exigences du circuit (voir la Figure 30)

Afin d'obtenir la vitesse de croissance requise du courant à l'état passant d'un thyristor en essai T, R_2 , C_1 et L doivent être approximativement reliés à la tension d'essai V_D , à l'amplitude du courant I_{TM} et au temps t_1 par les relations suivantes:

$$C_1 = 5,6 \frac{I_{TM} \times t_1}{V_D}$$

$$L = 1,7 \frac{V_D \times t_1}{I_{TM}}$$

$$R_2 = 0,55 \frac{V_D}{I_{TM}}$$

$$di/dt = 0,5 \frac{I_{TM}}{t_1}$$

où

t_1 est le temps de croissance du courant à l'état passant nécessaire pour atteindre la valeur de $0,5 I_{TM}$ comme le représente la Figure 31.

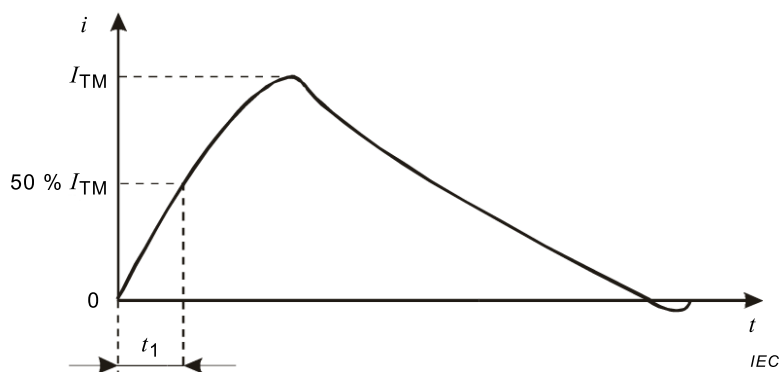


Figure 31 – Forme d'onde du courant à l'état passant d'un thyristor

R_1 est une résistance servant à protéger la diode D pendant la charge du condensateur C_1 .

La résistance R_4 ne doit être utilisée que si elle est spécifiée.

Le condensateur C_1 se charge à travers D et R_1 pendant une demi-période de la tension d'alimentation. À la demi-période suivante, le générateur d'impulsions d'amorçage de gâchette doit être synchronisé de façon qu'une impulsion d'amorçage de déclenchement soit appliquée pendant que le courant de charge est négatif.

La tension aux bornes du thyristor est appliquée à l'une des entrées de l'oscilloscope et l'autre entrée est reliée à la résistance étalonée non inductive R_3 .

Précautions devant être observées

La largeur de l'impulsion à mi-amplitude doit être suffisamment grande pour ne pas influencer le résultat de mesure (de préférence supérieure ou égale à 10 μ s).

Procédure de mesure

La température est réglée à la valeur spécifiée.

La source d'amorçage de gâchette est appliquée.

La tension à l'état bloqué mesurée sur l'oscilloscope est augmentée jusqu'à la valeur spécifiée.

Le temps de retard, le temps de délai et le temps de croissance peuvent être observés avec un oscilloscope à deux voies (voir la Figure 32).

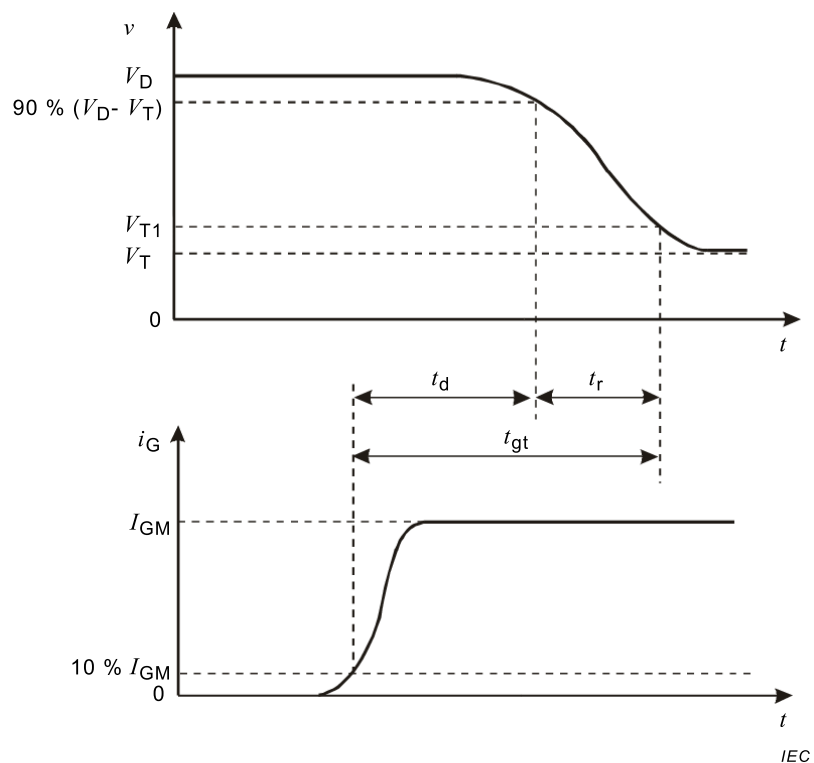


Figure 32 – Forme d'onde du courant et de la tension à l'état bloqué d'un thyristor

Conditions spécifiées

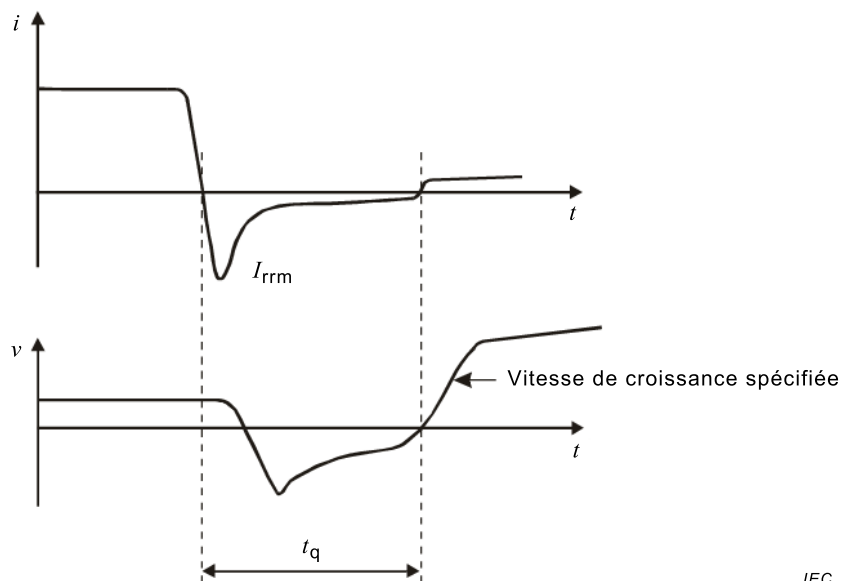
- la température ambiante, la température du boîtier ou la température d'un point de référence (T_a , T_c , T_{ref});
- le courant de gâchette (I_{GM});
- le temps de croissance, la durée et la fréquence de répétition de l'impulsion de gâchette;
- la tension à l'état bloqué juste avant d'appliquer le courant de gâchette (V_D);
- le courant anode de pointe (I_{TM});
- la résistance du circuit de gâchette R_4 (si cela est exigé);
- di/dt ;
- la tension d'amorçage (V_{T1}).

6.2.10 Temps de désamorçage commuté par circuit (t_q)

But

Mesurer le temps de désamorçage commuté par circuit d'un thyristor dans des conditions spécifiées.

NOTE Il est mesuré entre l'instant où le courant principal s'annule et celui où le thyristor est capable de supporter la tension à l'état bloqué sans commuter à l'état passant.



IEC

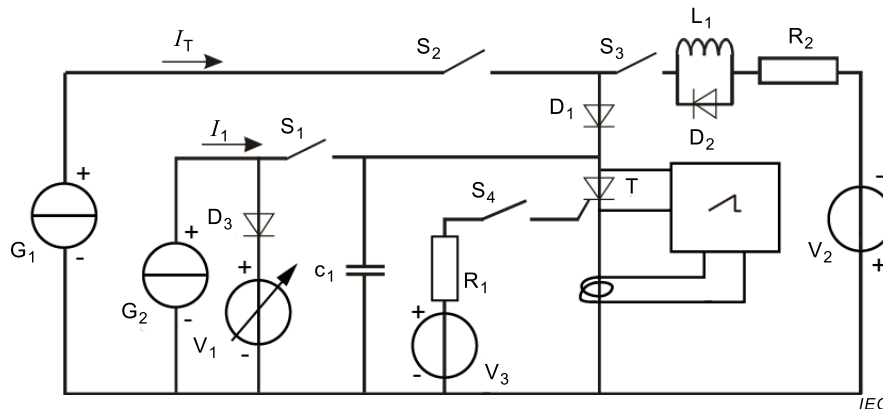
Légende

- i courant d'anode du thyristor
- v tension d'anode du thyristor
- I_{rrm} courant inverse de pointe

Figure 33 – Formes d'onde pendant la commutation du thyristor

Principe de fonctionnement

Le schéma de principe de la Figure 34 indique les principes de fonctionnement d'un circuit utilisé pour donner les formes d'onde indiquées sur la Figure 33. Par commodité, le circuit utilise des générateurs de courant et des interrupteurs idéaux.



Légende

R_1, R_2	résistances
G_1	générateur de courant constant (à l'état passant)
G_2	générateur de courant constant (à vitesse de croissance variable)
T	thyristor en essai
D_1, D_2, D_3	diodes
V_1, V_3	sources de tension
V_2	source de tension inverse
S_1, S_2, S_3, S_4	interrupteurs
C_1	condensateur
L_1	inductance

Figure 34 – Schéma de principe du circuit

Le circuit fonctionne comme suit:

- les interrupteurs S_2 et S_4 sont fermés en même temps, ce qui provoque la commutation du thyristor à l'état passant et la conduction d'un courant spécifié I_T . L'interrupteur S_4 est alors ouvert et le circuit d'amorçage est déconnecté du thyristor, sans qu'il y ait action sur le courant à l'état passant;
- après un temps de conduction spécifié, l'interrupteur S_3 est fermé et est appliquée au thyristor une tension inverse d'amplitude et de vitesse d'établissement spécifiées afin de provoquer une inversion du courant dans le thyristor;
- l'interrupteur S_1 est fermé de façon à appliquer au thyristor une tension de blocage d'amplitude et de vitesse d'établissement spécifiée pour déterminer l'instant où le thyristor est capable de supporter la tension à l'état bloqué sans commuter à l'état passant. La manœuvre des interrupteurs (S_3 à S_1) est répétée en utilisant successivement des intervalles de temps plus courts, jusqu'à ce que l'intervalle de temps soit juste suffisant pour que la tension à l'état bloqué puisse être appliquée sans qu'il y ait retournement.

Dans le circuit, la diode D_1 doit avoir un temps de récupération inverse plus grand que le temps de récupération inverse du thyristor, afin de faire apparaître la totalité de la tension inverse aux bornes du thyristor. La diode D_2 est utilisée pour empêcher l'apparition d'une tension transitoire à la commutation lorsque le thyristor commence à retrouver sa capacité de blocage en inverse.

La diode D_3 est utilisée en liaison avec la tension V_1 pour limiter la tension de blocage. La bobine d'inductance L_1 et la résistance R_2 sont utilisées pour fixer la vitesse de variation du courant hors de la commutation à partir de l'état passant. Le courant I_1 complète la récupération inverse de la diode D_1 et charge alors le condensateur C_1 linéairement en fonction du temps à une vitesse égale à I_1/C_1 , de façon à obtenir la valeur requise de la vitesse de croissance de la tension de blocage à la fin du cycle de commutation.

Conditions spécifiées

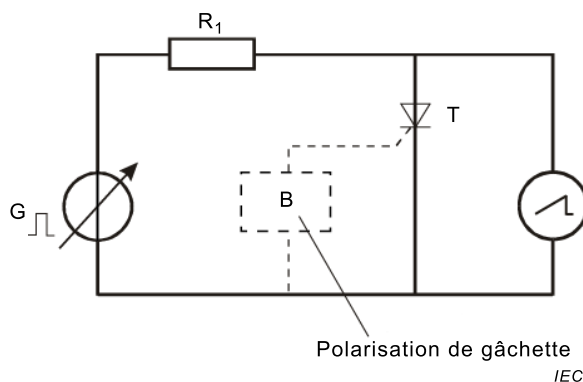
Les conditions suivantes doivent être spécifiées:

- a) l'amplitude et la vitesse de descente du courant à l'état passant;
- b) l'amplitude de la tension inverse appliquée pendant l'intervalle de temps de désamorçage;
- c) l'amplitude et la vitesse de croissance de la tension à l'état bloqué quand elle est réappliquée;
- d) les conditions de polarisation de gâchette;
- e) la température ambiante, ou la température du boîtier, ou la température d'un point de référence.

6.2.11 Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué ($dv/dt_{(cr)}$)

But

Vérifier qu'à la vitesse minimale de croissance de la tension à l'état bloqué spécifiée, le thyristor reste à l'état bloqué.



Légende

- G générateur
- R1 résistance
- T thyristor en essai

Figure 35 – Circuit de mesure de la vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué

Description et exigences du circuit

Il convient de spécifier l'une des deux méthodes suivantes pour réaliser ce mesurage:

6.2.11.1 Méthode 1 (vitesse de croissance linéaire)

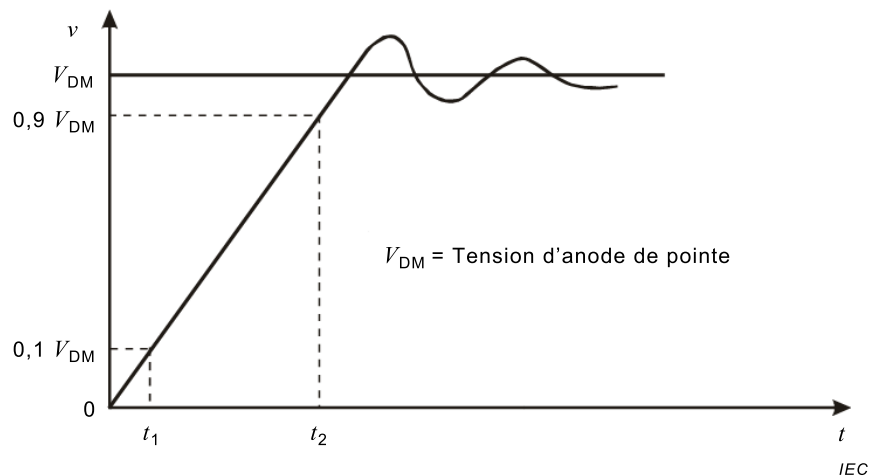


Figure 36 – Forme d'onde

Le générateur d'impulsions fournit une forme d'onde linéaire d'amplitude spécifiée et avec une vitesse de croissance linéaire et réglable de la tension, comme le représente la Figure 36. La ligne droite reliant les points 10 % et 90 % V_{DM} doit avoir la pente spécifiée de la vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué.

Les conditions suivantes doivent être satisfaites:

- la tension instantanée d'anode entre 10 % et 90 % de V_{DM} ne doit pas varier de plus de 10 % de V_{DM} de la droite reliant les points à 10 % et 90 % de V_{DM} ;
- la pente instantanée de la tension d'anode entre 10 % et 90 % de V_{DM} ne doit pas varier de plus de ± 100 % de la pente de la droite reliant les points à 10 % et 90 % de V_{DM} ;
- la pente de la droite reliant les points à 5 % et 10 % de V_{DM} ne doit pas être inférieure à 75 % de la pente de la droite reliant les points à 10 % et 90 % de V_{DM} ;
- la pointe du dépassement de la tension d'anode ne doit pas être supérieure à 10 % de V_{DM} , sauf spécification contraire.

L'essai peut être réalisé de façon répétitive à condition que la durée de l'impulsion soit d'au moins cinq fois la durée totale de croissance de l'impulsion et que la capacité d'anode soit déchargée entre deux impulsions successives.

La résistance R_1 est une résistance de protection.

Le circuit de polarisation de gâchette ne doit être utilisé que s'il est spécifié.

6.2.11.2 Méthode 2 (vitesse de croissance exponentielle)

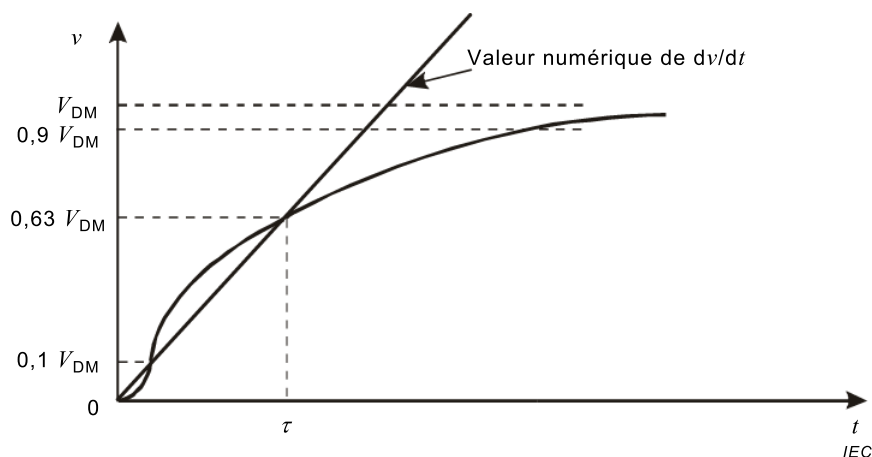


Figure 37 – Circuit de mesure de la vitesse de croissance exponentielle

Description et exigences du circuit

Le générateur d'impulsions fournit une forme d'onde exponentielle d'amplitude spécifiée et avec une vitesse de croissance exponentielle de la tension pouvant être réglée comme le représente la Figure 37.

La courbe exponentielle théorique qui traverse la courbe réelle à $0,1 V_{DM}$ et $0,63 V_{DM}$ doit avoir une constante de temps τ telle que:

$$\tau = \frac{0,63 V_{DM}}{dv/dt}$$

Entre $0,1 V_{DM}$ et $0,9 V_{DM}$, la tension ne doit pas varier de plus de 5 % de V_{DM} par rapport à la courbe exponentielle théorique.

L'essai peut être réalisé de façon répétitive à condition que la durée de l'impulsion soit d'au moins dix fois la constante de temps τ et que la capacité anode-cathode soit déchargée entre deux impulsions successives.

La résistance R_1 est une résistance de protection.

Le circuit de polarisation de gâchette ne doit être utilisé que s'il est spécifié.

Procédure de mesure (pour la Méthode 1 en 6.2.11.1 et la Méthode 2 en 6.2.11.2)

La température est réglée à la valeur spécifiée.

L'amplitude de la tension du générateur d'impulsions est augmentée jusqu'à la valeur spécifiée comme indiqué sur l'oscilloscope.

La vitesse de croissance de la tension du générateur d'impulsions est réglée à la valeur spécifiée comme indiqué sur l'oscilloscope.

Sur l'oscilloscope, la forme d'onde de tension aux bornes du thyristor est examinée.

L'essai est considéré comme satisfaisant si le thyristor reste à l'état bloqué.

Conditions spécifiées (pour la Méthode 1 en 6.2.11.1 et la Méthode 2 en 6.2.11.2)

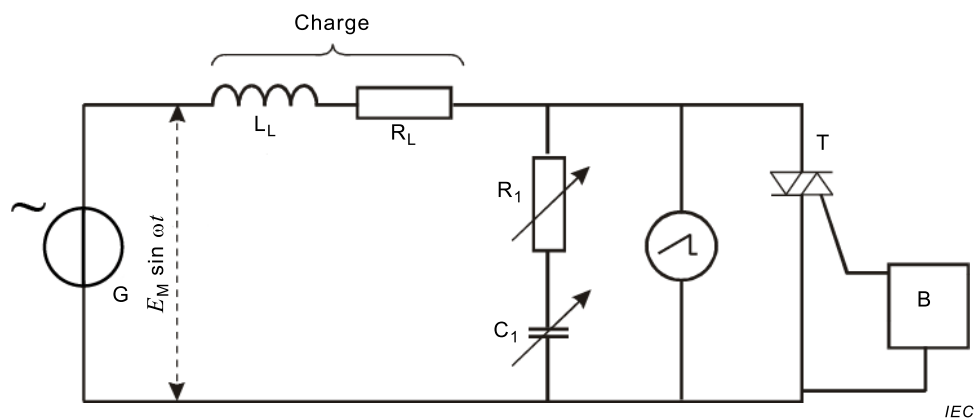
- la température ambiante, la température du boîtier ou la température d'un point de référence (T_a , T_c , T_{ref});
- la vitesse critique de croissance de la tension dv/dt (spécifier méthode linéaire ou exponentielle);
- la tension de pointe à l'état bloqué (V_{DM});
- le circuit de polarisation de gâchette (si cela est exigé).

6.2.12 Vitesse critique de croissance de la tension de commutation des triacs ($dv/dt_{(com)}$)

6.2.12.1 Méthode 1: triacs à faible courant

But

Vérifier que le triac peut supporter la vitesse de croissance de la tension de commutation sans perte de contrôle; ceci s'applique aux thyristors bidirectionnels pour les deux polarités de la tension appliquée.



Légende

- T triac mesuré
- B source d'amorçage par la gâchette
- L_L inductance de charge
- R_L résistance de charge
- C_1 condensateur

Figure 38 – Circuit de mesure de la vitesse critique de croissance de la tension de commutation

Description et exigences du circuit (voir la Figure 38)

La source de puissance du circuit de mesure est une alimentation sinusoïdale monophasée à 50 Hz ou 60 Hz.

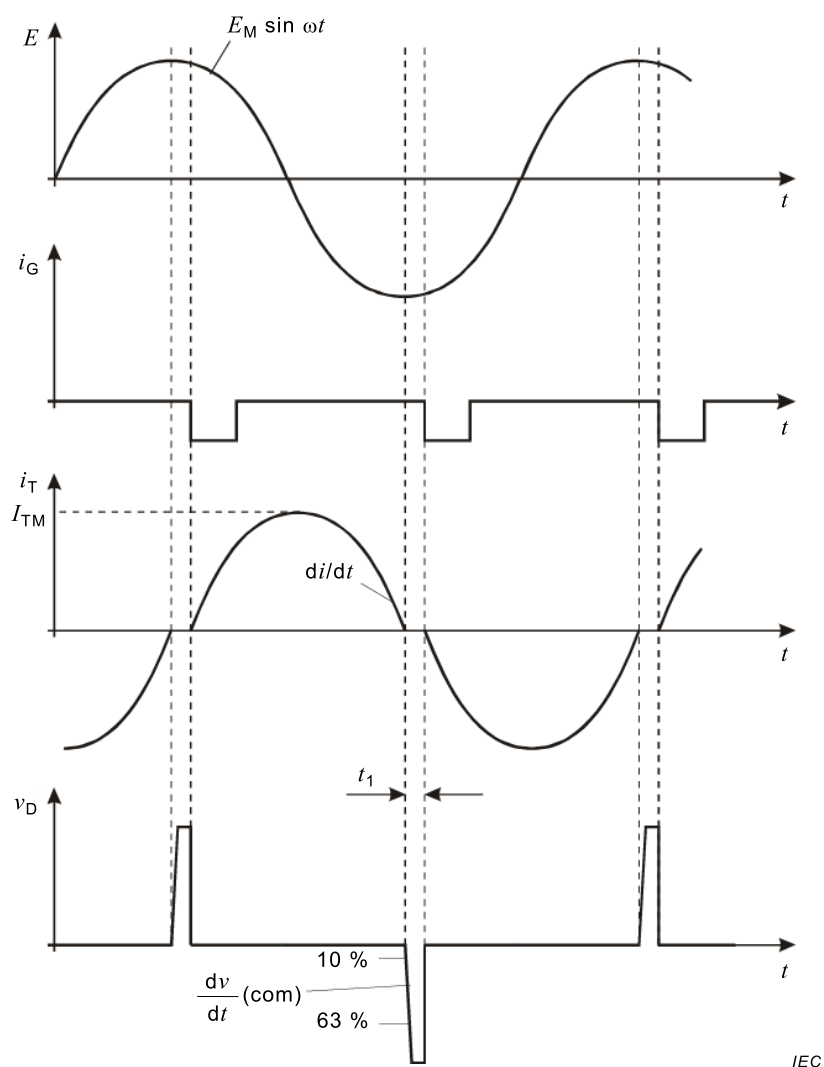
Le rapport X/R du circuit de mesure total doit être supérieur ou égal à 10 pour que le courant et la tension d'alimentation soient sensiblement en quadrature.

Procédure de mesure

La vitesse de croissance de la tension de commutation appliquée (tension à l'état bloqué pour le dispositif mesuré) est sensiblement exponentielle; elle est déterminée par le réglage de R_1 et de C_1 . L'oscilloscope branché aux bornes du dispositif mesuré est utilisé pour examiner la forme d'onde de cette tension et s'assurer ainsi que le dispositif n'a pas été amorcé par suite d'une valeur trop élevée de dv/dt .

La valeur numérique assignée au dv/dt de la forme d'onde de la tension exponentielle est définie comme étant la pente de la droite joignant les points correspondant à 10 % et à 63 % de la forme d'onde de la tension de mesure. Le point à 10 % de la tension est utilisé et non 0 %, car il est difficile de déterminer l'instant où la tension est nulle. Il convient que le dépassement de la tension soit limité à 10 % de la valeur de pointe spécifiée de la tension de mesure.

Les formes d'onde du courant et de la tension sont indiquées à la Figure 39.

**Légende**

t_1 durée de la tension à l'état bloqué

Figure 39 – Formes d'onde

Le triac mesuré est considéré comme satisfaisant si, après passage par zéro de i_T , v_D augmente jusqu'à V_{DM} et ne redescend pas vers zéro pendant la durée spécifiée de la tension à l'état bloqué (t_1).

Dans cette méthode de mesure, la vitesse d'inversion du courant (di/dt) est limitée par le circuit. Ainsi, pour les triacs qui possèdent une capacité de commutation très rapide, le dispositif peut rester à l'état bloqué même si R_1 et C_1 sont supprimés. Dans ce cas, le dv/dt de la forme d'onde de la tension appliquée est déterminé par la capacité du triac et la capacité répartie des autres composants du circuit, en particulier de la bobine d'inductance.

Conditions spécifiées

Ces conditions s'appliquent à chaque demi-période de la tension et du courant d'essai:

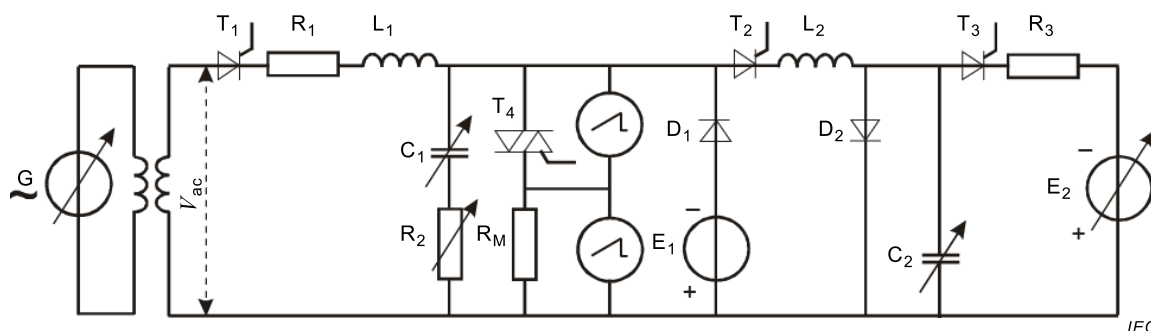
- la fréquence de l'alimentation alternative sinusoïdale monophasée (50 Hz ou 60 Hz);
- le courant de pointe à l'état passant ($I_{TM} \approx \frac{E_M}{Z_L}$);
- la durée du courant à l'état passant (90 % de la demi-période recommandé);

- d) la vitesse d'inversion du courant à l'état passant (di/dt) (pente de la droite passant par les points 50 % et 0 % de I_{TM} ; $di/dt \approx 2 \pi f I_{TM}$);
- e) la tension de pointe à l'état bloqué ($V_{DM} \approx E_M$);
- f) la durée de la tension à l'état bloqué (minimum recommandé: 200 μ s);
- g) les conditions de polarisation de gâchette (entre les impulsions de courant):
 - la tension de la source de gâchette,
 - la résistance de l'alimentation de gâchette, ou
 - la résistance de polarisation dans le circuit de gâchette;
- h) la température ambiante, la température du boîtier ou la température d'un point de référence.

6.2.12.2 Méthode 2: triacs à fort courant, ayant une forte ou faible vitesse de décroissance du courant à l'état passant

But

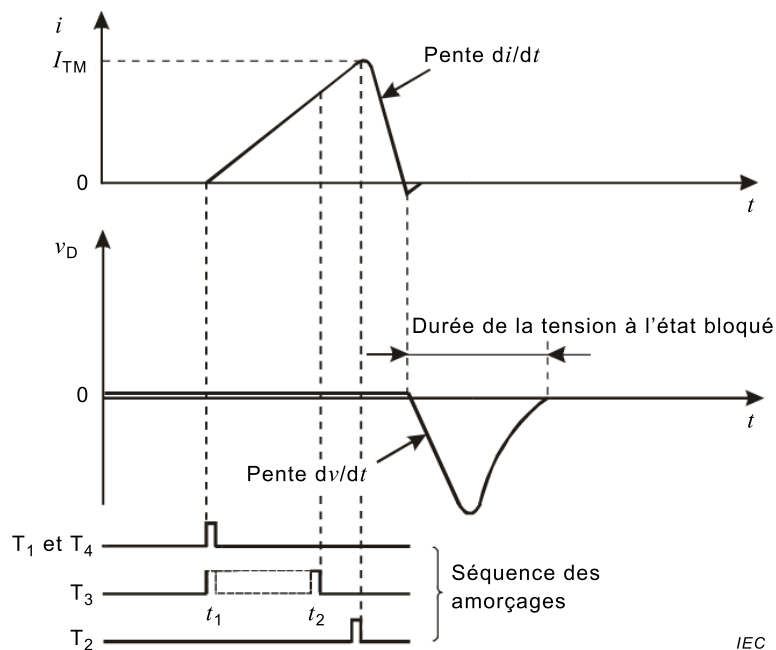
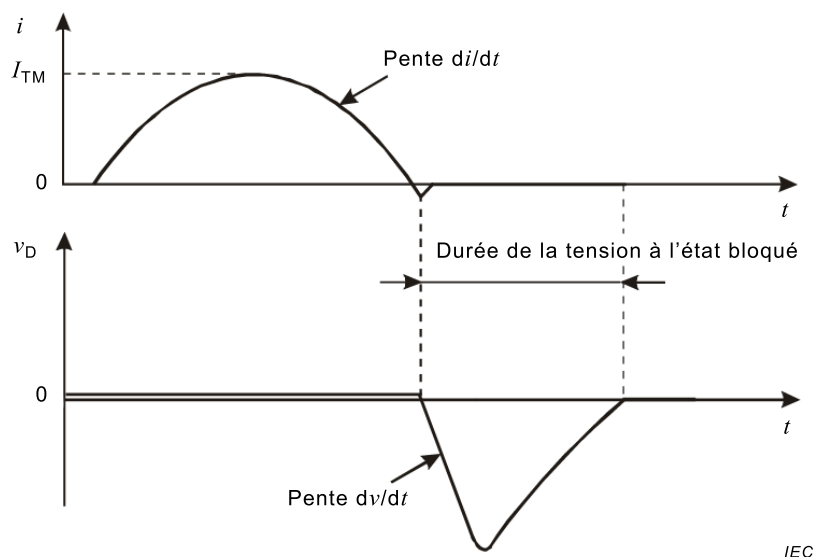
Mesurer sur une large plage de valeurs, la valeur de la «vitesse critique de croissance de la tension de commutation» pour les triacs à fort courant, sous des régimes de forte ou de faible vitesse de décroissance du courant à l'état passant. Les triacs à fort courant peuvent être définis comme fonctionnant à une intensité de valeur assignée efficace de 50 A et au-dessus. D'autres sources peuvent être utilisées pour fournir le courant à l'état passant. Par exemple, le transformateur délivrant V_{ac} peut être remplacé par un condensateur chargé par une source d'alimentation (voir la Figure 40).



Légende

T_4 triac mesuré

Figure 40 – Circuit de mesure pour les triacs à fort courant

a) Formes d'onde pour une forte valeur de di/dt b) Formes d'onde pour une faible valeur de di/dt Figure 41 – Formes d'ondes pour une forte et une faible valeur de di/dt

$t_1 \dots t_2$ représente l'intervalle de temps pendant lequel T_3 peut être amorcé. T_3 ne peut être amorcé avant que le courant à l'état passant qui traverse T_2 n'ait cessé, mais doit être amorcé suffisamment tôt pour permettre à C_2 d'être entièrement rechargé, et le courant de chargement qui traverse T_3 devant avoir cessé avant que T_2 soit à nouveau amorcé.

Description et exigences du circuit (voir la Figure 40)

Le courant à l'état passant I_T est fourni au triac mesuré T_4 par la source alternative V_{ac} , à travers le thyristor T_1 , la résistance R_1 et la bobine d'inductance L_1 .

La bobine d'inductance L_1 est choisie de façon à ne pas dépasser la valeur limite de di/dt .

T_1 est amorcé en même temps que le triac T_4 . La tension à l'état bloqué V_D est fournie par la tension à laquelle se charge le condensateur C_2 quand le thyristor T_3 est amorcé, elle est appliquée au triac T_4 à travers la bobine d'inductance L_2 quand le thyristor T_2 est amorcé.

Le courant à l'état passant, mesuré par l'oscilloscope branché aux bornes de R_M est fixé en réglant V_{ac} . Si T_2 est amorcé pendant la demi-onde sinusoïdale où le thyristor est à l'état passant (voir Figure 41a)), di/dt et la durée de la tension à l'état bloqué dépendent des valeurs de L_2 et de C_2 ; dv/dt dépend des valeurs de C_1 , R_2 et E_2 . Si T_2 est amorcé à la fin de la demi-onde sinusoïdale où le thyristor est à l'état passant (voir Figure 41b)), di/dt dépend de V_{ac} et de la durée de la demi-onde sinusoïdale.

Lorsqu'est spécifiée une vitesse de croissance linéaire pour la tension de commutation, se reporter à 6.2.11.1, Méthode 1, pour la spécification de la linéarité requise. Dans ce cas, la tension à l'état bloqué V_D est écrêtée par la source E_1 .

Lorsqu'est spécifiée une vitesse de croissance exponentielle pour la tension de commutation, se reporter à 6.2.11.2, Méthode 2, pour les formes d'onde permises. Dans ce cas, E_1 et D_1 doivent être supprimées et la valeur de V_D est obtenue à partir de celle de E_2 .

Précautions devant être observées

Les capacités parasites par rapport à la terre, dues aux dissipateurs thermiques, etc., ne doivent pas affecter les mesurages.

La fréquence de répétition doit être suffisamment basse pour ne pas donner lieu à un accroissement significatif de la température de jonction du triac mesuré.

Les durées de la tension à l'état bloqué et du courant à l'état passant doivent être suffisamment longues pour que le fait de les doubler ne provoque pas d'augmentation de la vitesse critique de croissance de la tension de commutation du triac mesuré.

Il doit être assuré, par exemple en ajoutant une résistance en série avec la bobine d'inductance L_2 , que le triac mesuré n'est pas détruit s'il ne peut pas supporter le dv/dt appliqué et que le condensateur C_2 se décharge à travers le triac mesuré.

Procédure de mesure

Toutes les sources d'alimentation sont réglées à zéro et C_1 à sa valeur maximale avant que le triac ne soit relié au circuit.

La température est réglée à la valeur spécifiée.

Les conditions de polarisation de gâchette sont établies comme il est spécifié.

Le courant à l'état passant est réglé à la valeur spécifiée par réglage de V_{ac} (pour les formes d'onde, voir des exemples dans les Figures 41a) et 41b)).

La tension de pointe à l'état bloqué est réglée à la valeur spécifiée:

- a) pour la vitesse de croissance exponentielle de la tension, à l'aide de E_2 ,
- b) pour la vitesse de croissance linéaire de la tension, écrêtée à l'aide de E_1 la valeur de E_2 étant suffisamment élevée pour pouvoir obtenir la linéarité requise.

Pour des valeurs élevées de di/dt ($\geq 50 \text{ A}/\mu\text{s}$), T_2 est amorcé pendant la demi-onde sinusoïdale rendant T_4 passant (Figure 41a)); di/dt est réglé à la valeur spécifiée au moyen de L_2 .

Pour de faibles valeurs de di/dt , T_2 est amorcé à un instant tel qu'il commence à conduire à la fin de la demi-onde sinusoïdale qui rend T_4 passant (Figure 41b)).

La forme d'onde de la tension aux bornes du triac est observée sur l'oscilloscope (voir par exemple les Figures 41a) et 41b)) et la vitesse de croissance de la tension de commutation est augmentée en réglant C_1 à la valeur la plus élevée pour laquelle la tension à l'état bloqué est maintenue aux bornes du triac sans retournement de celui-ci à l'état passant. La vitesse critique de croissance de la tension de commutation est alors obtenue.

Le mesurage est répété en inversant la polarité du triac.

Conditions spécifiées

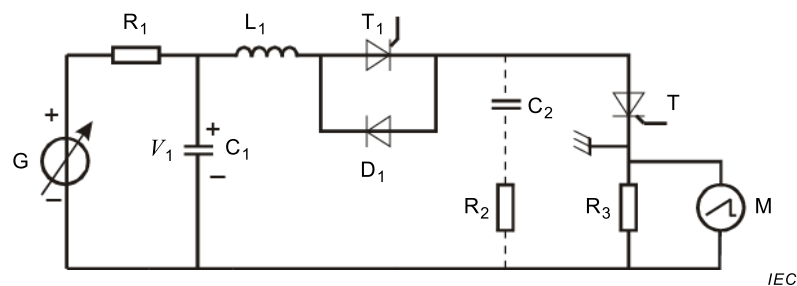
- la température ambiante, la température du boîtier ou la température d'un point de référence;
- le courant de pointe à l'état passant (I_{TM});
- la tension de pointe à l'état bloqué (V_{DM});
- les conditions de polarisation de gâchette (pendant la croissance de la tension de commutation);
- la vitesse de décroissance du courant à l'état passant (di/dt).

6.2.13 Charge recouvrée (Q_r) et temps de récupération inverse (t_{rr}).

6.2.13.1 Méthode en demi-onde sinusoïdale

But

Mesurer la charge recouvrée Q_r et le temps de récupération inverse t_{rr} d'un thyristor dans des conditions spécifiées.



Légende

T thyristor mesuré

Figure 42 – Circuit de mesure pour la charge recouvrée et le temps de récupération inverse (méthode en demi-onde sinusoïdale)

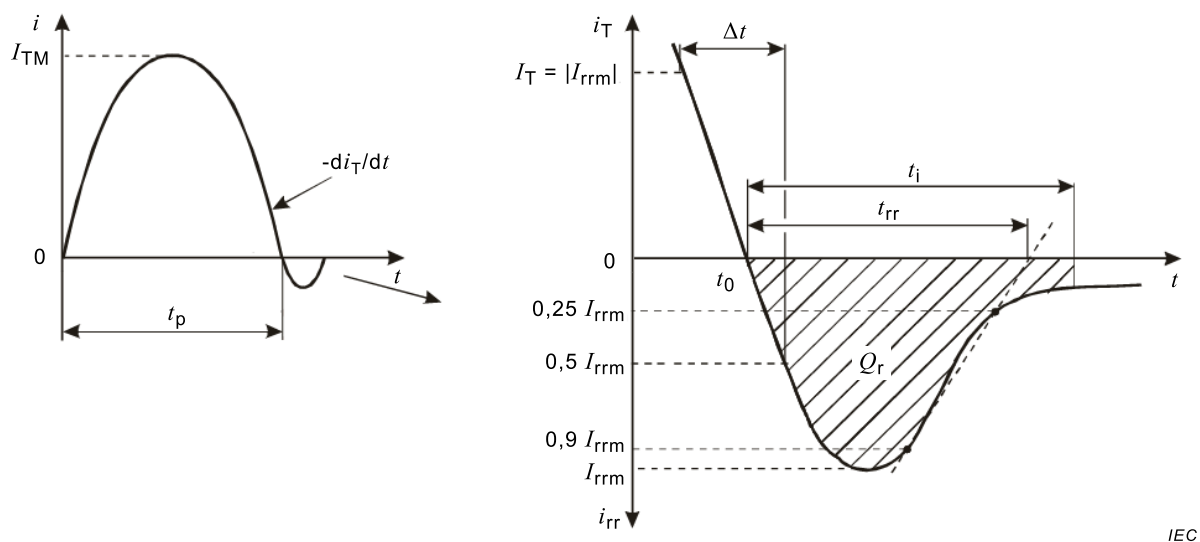


Figure 43 – Forme d’onde du courant traversant le thyristor T

Description et exigences du circuit (voir Figure 42)

- C₁ condensateur qui fournit le courant à l’état passant (voir aussi L₁)
- C₂ condensateur qui limite la haute tension inverse induite
- D₁ diode antiparallèle
- G générateur de courant à l’état passant
- L₁ bobine d’inductance qui permet d’ajuster la vitesse de variation du courant direct $-di_T/dt$ et la durée de l’impulsion ($t_p = \pi\sqrt{L_1C_1}$)
- M instrument de mesure (par exemple, un oscilloscope)
- R₁ résistance qui limite la charge de C₁
- R₂ résistance qui limite la haute tension inverse induite
- R₃ résistance étalonée non inductive qui permet de déterminer le courant
- T₁ interrupteur électronique (par exemple, un thyristor)

Procédure de mesure

Le thyristor T₁ et le thyristor mesuré T sont amorcés simultanément et le générateur de courant à l’état passant G est ajusté pour obtenir la valeur spécifiée du courant de pointe à l’état passant I_{TM} dans le thyristor T. La durée de l’impulsion t_p, la vitesse de variation du courant direct $-di_T/dt$, la tension V₁ aux bornes de C₁ doivent correspondre aux conditions spécifiées.

La charge recouvrée est mesurée comme suit (voir la Figure 43):

$$Q_r = \int_{t_0}^{t_0 + t_i} i_{rr} dt$$

où

t₀ est l’instant où le courant passe par zéro;

t_i est le temps d’intégration spécifié, de préférence égal à la valeur maximale spécifiée de t_{rr}.

Le temps de récupération inverse t_{rr} est l'intervalle de temps qui sépare t_0 de l'instant où la droite qui joint les valeurs décroissantes $0,9 I_{rrm}$ et $0,25 I_{rrm}$ de i_{rr} coupe l'axe des courants nuls.

Conditions spécifiées

- la température ambiante ou de boîtier;
- le courant de pointe à l'état passant I_{TM} ;
- la tension V_1 aux bornes de C_1 ;
- la durée d'impulsion du courant à l'état passant t_p ;
- la vitesse de variation du courant à l'état passant $-di_T/dt$ (voir la note);
- le temps d'intégration t_i ;
- C_1 , C_2 , R_2 .

NOTE La vitesse de variation du courant à l'état passant est mesurée au passage du courant à zéro, si possible pour des valeurs de courant comprises entre $i_T = |I_{rrm}|$ et $i_{rr} = 0,5 I_{rrm}$. Dans ce cas (voir Figure 43):

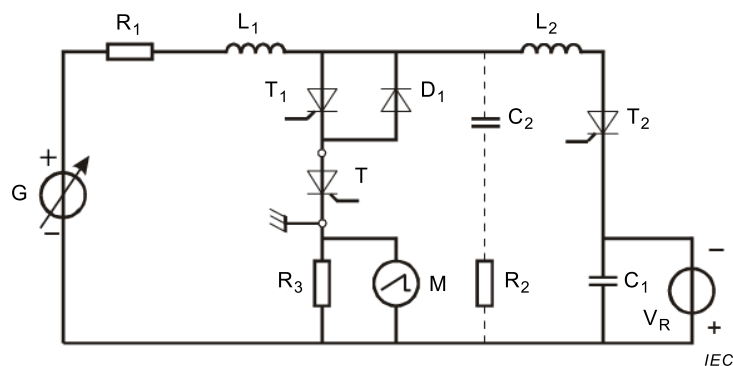
$$-\frac{di_T}{dt} = \frac{3}{2} \times \frac{I_{rrm}}{\Delta t}$$

6.2.13.2 Méthode en onde rectangulaire

Il convient de privilégier la méthode rectangulaire.

But

Mesurer la charge recouverte Q_r et le temps de récupération inverse t_{rr} d'un thyristor dans des conditions spécifiées.



Légende

T thyristor mesuré

Figure 44 – Circuit de mesure de la charge recouverte et du temps de recouvrement inverse (méthode en onde rectangulaire)

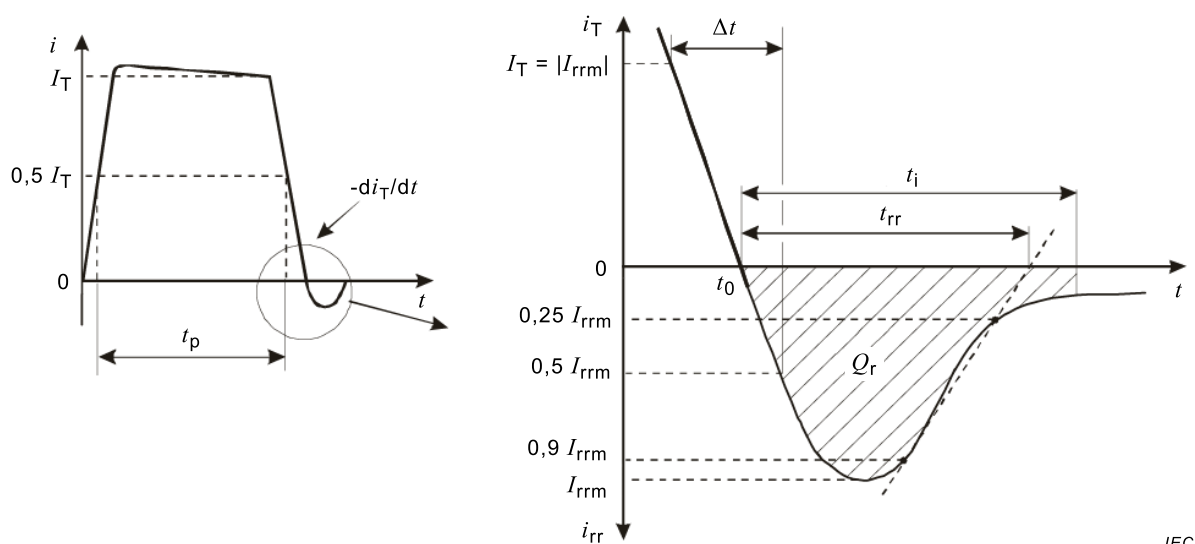


Figure 45 – Forme d'onde du courant traversant le thyristor T

Description et exigences du circuit (voir la Figure 44)

- C₁ condensateur qui fournit le courant de récupération inverse T
- C₂ condensateur qui limite la haute tension inverse induite
- D₁ diode antiparallèle
- G générateur de courant à l'état passant
- L₁ bobine d'inductance qui bloque la tension inverse (la valeur de L₁/R₁ est choisie de façon à être très inférieure au temps t_p)
- L₂ bobine d'inductance qui permet d'ajuster la vitesse de variation du courant direct -di_T/dt
- M instrument de mesure (par exemple, un oscilloscope)
- R₁ résistance qui limite le courant à l'état passant
- R₂ résistance qui limite la haute tension inverse induite
- R₃ résistance étalonnée non inductive qui permet de déterminer le courant
- T₁ et T₂ interrupteurs électroniques (par exemple des thyristors)

Procédure de mesure

Le thyristor T₁ et le thyristor mesuré T sont amorcés simultanément et le générateur de courant à l'état passant G est ajusté pour obtenir la valeur spécifiée du courant à l'état passant I_T avant l'amorçage de T₂.

Le thyristor T₂ est amorcé après le temps t_p, le courant dans le thyristor T est inversé grâce à une tension inverse V_R appliquée extérieurement.

La vitesse de variation du courant direct est ajustée à la valeur spécifiée grâce à la tension inverse V_R associée au condensateur C₁ et à la bobine d'inductance L₂.

La charge recouvrée est mesurée comme suit:

$$Q_r = \int_{t_0}^{t_0 + t_i} i_{rr} dt$$

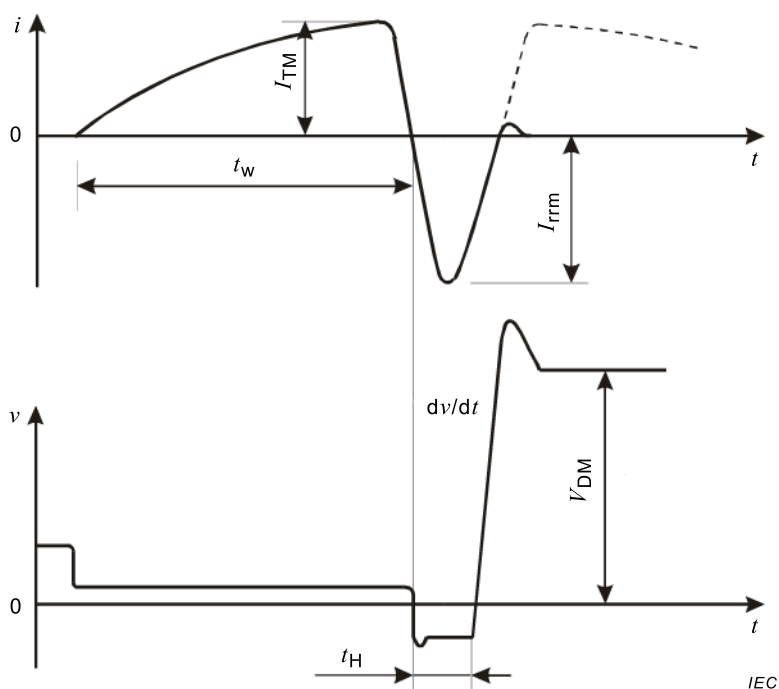


Figure 47 – Formes d'onde de courant et de tension du temps de désamorçage commuté d'un thyristor passant en inverse

Description et exigences du circuit (voir la Figure 46)

- V_1 source de courant à l'état passant
- V_2 source de courant inverse
- V_3 tension destinée à écrêter la tension réappliquée à l'état bloqué
- C_1, L_1, L'_1 circuit oscillant destiné à engendrer le courant demi-sinusoïdal à l'état passant
- C_2, L_2 circuit oscillant destiné à engendrer le courant demi-sinusoïdal inverse
- C_4 condensateur déterminant la vitesse de croissance de la tension réappliquée à l'état bloqué
- T_1 thyristor destiné à réduire le courant dans le thyristor mesuré lorsqu'il y a retournement
- T_2 thyristor destiné à instaurer la conduction inverse
- G générateur d'impulsions d'amorçage
- R_1 résistance non inductive qui permet de déterminer le courant
- T thyristor mesuré
- $D_1, D'_1,$ diodes
- D_2, D_3, D_4 diodes à recouvrement rapide

Les condensateurs C_1 et C_2 sont chargés pendant la même demi-période des tensions V_1 et V_2 (T_3 doit être amorcé). Pendant la demi-période suivante, le thyristor mesuré est amorcé et il conduit pendant le quart de l'onde sinusoïdale, la forme d'onde étant déterminée par V_1, C_1 et L_1 (et L'_1).

Au moment où le courant à l'état passant atteint sa valeur de crête I_{TM} , le thyristor T_2 est amorcé. Le courant dans le thyristor mesuré s'inverse. Le courant inverse demi-sinusoïdal est déterminé par V_2, C_2 et L_2 . Sa durée détermine l'intervalle de suppression t_H (voir la Figure 47).

Après le passage du courant inverse demi-sinusoïdal, le courant de C_1 et L_1 charge le condensateur C_4 de façon quasi linéaire. La vitesse de croissance de la tension aux bornes de C_4 est déterminée par le courant de charge et la valeur de C_4 et peut être modifiée en ajustant C_4 . La valeur de pointe V_{DM} est limitée par la tension d'écèlement V_3 . La diode D_1 empêche C_4 de se décharger, de façon que la tension aux bornes du thyristor mesuré reste égale à V_{DM} pendant un certain temps.

La valeur de R_4 doit être suffisamment élevée pour limiter le courant de décharge de C_4 lorsqu'il y a retournement du thyristor mesuré.

Il est préférable de diviser L_1 , D_1 et L'_1 , D'_1 , et d'ajouter le thyristor auxiliaire T_1 qui est amorcé avec T_2 de façon que lorsque la tension directe est réappliquée, une faible partie seulement du courant provenant de C_1 charge C_4 (qui peut être rendu plutôt faible dans ce cas) ou traverse le thyristor mesuré lorsqu'il y a retournement.

Procédure de mesure

- la température est réglée à la valeur spécifiée,
- le générateur d'impulsions d'amorçage est activé,
- le courant à l'état passant dans le thyristor mesuré est réglé à la valeur spécifiée en ajustant V_1 et L_1 ,
- le courant inverse est réglé à la valeur spécifiée en ajustant V_2 , L_2 et C_2 ,
- la valeur de pointe de la tension réappliquée à l'état bloqué est réglée à la valeur spécifiée en ajustant V_3 ,
- la vitesse de croissance de la tension à l'état bloqué est réglée à la valeur spécifiée en ajustant C_4 ,
- en ajustant L_2 et C_2 , l'intervalle de suppression t_H , est réduit de façon qu'il n'y ait juste plus retournement du dispositif. Cette valeur de t_H est le temps de désamorçage commuté par circuit t_q .

La tension V_2 doit être supérieure à V_{DM} pour s'assurer que le courant provenant de C_1 ne traverse pas C_2 , après commutation.

Conditions spécifiées

Il convient de spécifier les valeurs des conditions suivantes:

- a) la température du boîtier ou la température d'un point de référence;
- b) le courant de pointe à l'état passant I_{TM} ;
- c) la durée t_w du courant à l'état passant (quart de l'onde sinusoïdale);
- d) le courant inverse de pointe I_{rrm} ;
- e) la tension réappliquée à l'état bloqué V_{DM} ;
- f) la vitesse de croissance de la tension réappliquée à l'état bloqué dv/dt ;
- g) les conditions pour le circuit de gâchette.

6.2.15 Caractéristiques de désamorçage des thyristors blocables (pour GTO)

But

Mesurer le temps de délai de désamorçage (commandé par la gâchette) (t_{dq}), le temps de désamorçage (commandé par la gâchette) (t_{gq}), le temps de queue (t_z), le temps de descente (commandé par la gâchette) (t_{fq}) et le courant de queue (I_{ZM}) d'un thyristor blocable dans des conditions spécifiées.

Schéma, formes d'ondes des courants et tensions (voir la Figure 48)

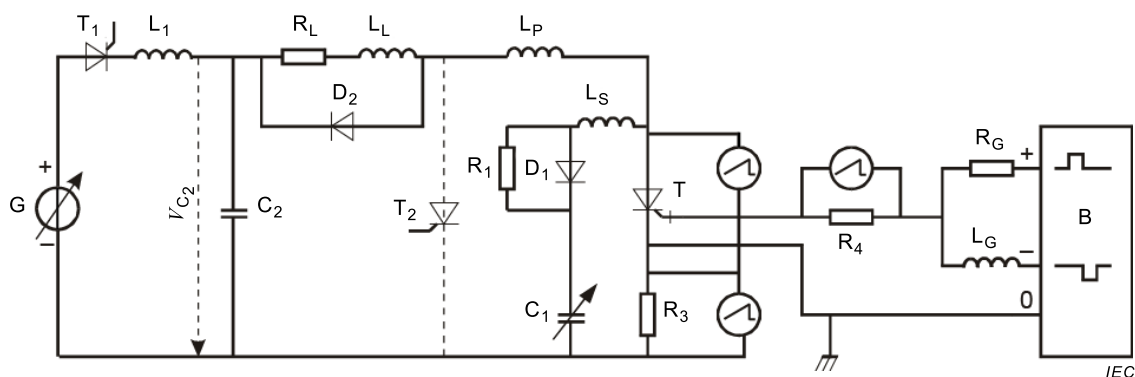


Figure 48 – Circuit de mesure des caractéristiques de désamorçage des thyristors blocables

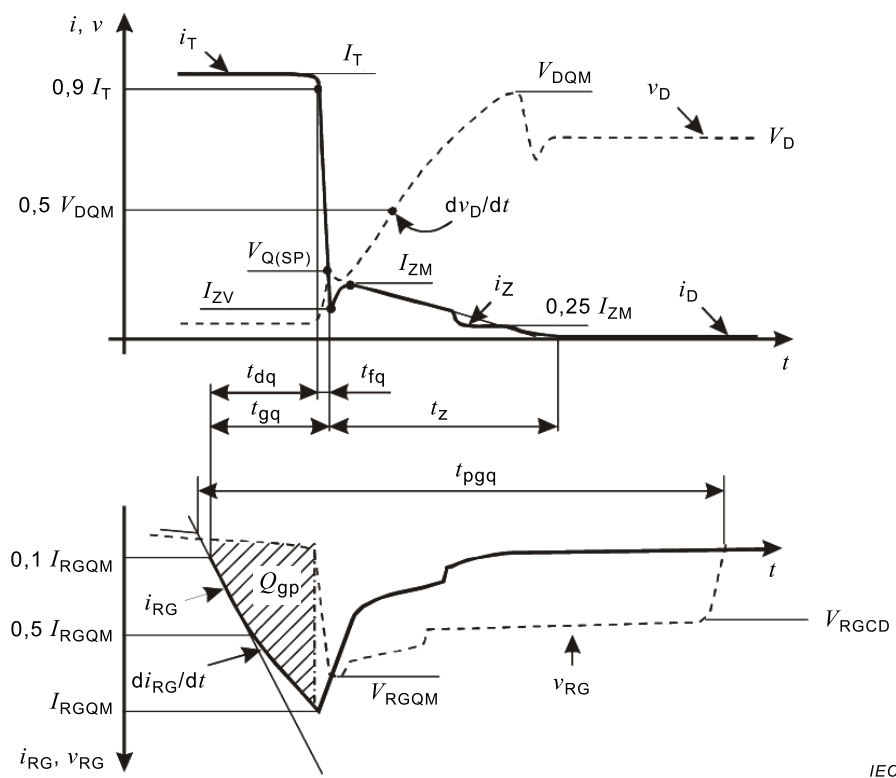


Figure 49 – Formes d'ondes des tensions et courants pendant le désamorçage

Description et exigences du circuit (voir la Figure 48)

- G alimentation en courant continu à faible résistance interne
- C₂ condensateur de charge à haute capacité et tension V_{C2}
- R_L, L_L résistance de charge et inductance qui définissent la vitesse de croissance di/dt et la valeur de pointe I_{TM} du courant à l'état passant:

$$di/dt = \frac{V_{C2}}{L_L + L_P}$$

$$I_{TM} = \frac{V_{C2}}{R_L}$$

C_1 condensateur d'amortissement utilisé pour régler la vitesse de croissance de la tension à l'état bloqué dv_D/dt lorsqu'elle est appliquée de nouveau pendant le désamorçage:

$$dv_D/dt = \frac{I_{TM}}{C_1}$$

- R_1 résistance d'amortissement pour limiter la vitesse de décharge de C_1 pendant le désamorçage
- D_1 diodes d'amortissement pour contourner la résistance d'amortissement pendant le désamorçage
- T_1 thyristor auxiliaire permettant de charger C_2
- L_1 inductance destinée à limiter di/dt par T_1
- D_2 diode de roue libre
- T_2 thyristor de protection
- R_3 shunt de mesure pour le courant principal
- R_4 shunt de mesure pour le courant de gâchette
- B circuit d'amorçage pour l'amorçage et le désamorçage
- R_G résistance totale entre la gâchette et la source de tension du circuit d'amorçage (y compris les connexions)
- L_G inductance pour maintenir le courant de coupure de gâchette I_{RGQ} constant lorsque la résistance interne du thyristor croît durant le désamorçage
- L_S inductance du réseau d'amortissement
- L_P inductance parasite (voir «*précautions*»)

En amorçant T_1 , le condensateur C_2 est chargé par l'alimentation en courant continu G. T_1 étant bloqué, le thyristor blocable en essai T est amorcé par le courant direct de gâchette I_{FG} pour conduire le courant à l'état passant spécifié I_{TM} .

Ce courant à l'état passant est bloqué à la fin de la période de conduction choisie par le courant de coupure de gâchette I_{RGQ} .

Il en résulte que la tension à travers le dispositif en essai T atteint V_{DQM} avec l'ensemble dv_D/dt . Cette procédure de mesure peut être appliquée de façon périodique ou non. Il convient que le temps de conduction du courant soit tel que lorsqu'il est augmenté avec un facteur 2, il ne se produise aucune modification, ni dans l'intervalle de temps du désamorçage mesuré, ni dans le courant de queue.

Il convient que le temps de conduction du courant soit tel que lorsqu'il est augmenté avec un facteur 2, il ne se produise aucune modification, ni dans l'intervalle de temps du désamorçage mesuré, ni dans le courant de queue.

Précautions

Il convient de réduire l'inductance parasite L_P entre le dispositif en essai T et la diode de roue libre D_2 , de manière que la différence entre la tension V_{DQM} à travers T et la tension V_{C2} à travers C_2 soit aussi faible que possible.

Pour les mesures périodiques, il convient de choisir une fréquence de répétition telle qu'une augmentation de la température de la jonction du thyristor blocable ne puisse pas être observée.

Le circuit doit être monté avec soin de manière à ne pas mettre en surcharge le dispositif en essai. Ceci est particulièrement important en ce qui concerne le circuit de protection C_1 , D_1 dont l'inductance parasite et la tension de la diode déterminent la valeur de la tension de crête de désamorçage. La tension de crête de désamorçage ne doit pas dépasser une valeur assurant la sécurité sur la base des indications du fabricant.

Il convient de prendre toutes les précautions pour que le dispositif en essai ne soit pas détruit par suite du réamorçage lorsqu'il ne supporte pas la tension de blocage pendant le désamorçage. À cet effet, un thyristor de protection T_2 peut être utilisé.

Procédure de mesure

La température du boîtier est fixée à la valeur spécifiée.

Le circuit d'amorçage du thyristor T_1 et le circuit d'attaque de la gâchette du thyristor blocable T sont synchronisés pour obtenir la fréquence de répétition f_0 .

La source de courant G est réglée de manière à fournir un courant de charge spécifié. En réglant respectivement les composants du circuit de charge (R_L et L_L), la tension à l'état bloqué V_{DQM} nécessaire est obtenue.

La vitesse de croissance de la tension à l'état bloqué est fixée à la valeur spécifiée en faisant varier C_1 .

Ensuite, la tension de crête de désamorçage $V_{Q(SP)}$ est vérifiée.

L_S est réglée à la valeur spécifiée.

V_{C2} est réglée pour obtenir la valeur spécifiée V_D .

L_P est réglée pour obtenir la valeur spécifiée V_{DM} .

Le temps de délai de désamorçage, le temps de queue, le temps de descente et le courant de queue peuvent être visualisés avec un oscilloscope à deux voies (voir la Figure 49).

De plus, le courant de coupure de gâchette de pointe peut être visualisé sur un oscilloscope supplémentaire (voir la Figure 49).

Il convient d'éviter les conditions de désamorçage qui réamorcent le dispositif en essai pendant la réapplication de la tension à l'état bloqué. Il convient de ne procéder de cette manière que pour l'évaluation des valeurs limites.

Conditions spécifiées

- a) la température du boîtier (T_c);
- b) la fréquence de répétition f_0 ;

- c) la durée et l'amplitude I_{TM} du courant de l'état passant;
- d) la valeur de pointe V_{DQM} de la tension à l'état bloqué;
- e) la condition du circuit d'amorçage B;
- f) la vitesse de croissance du courant de coupure de gâchette: di_{GQ}/dt ;
- g) la vitesse de croissance dv_D/dt de la tension à l'état bloqué ou bien la valeur du condensateur d'amortissement C_1 ;
- h) l'inductance parasite L_S du réseau d'amortissement associé à la tension de crête de désamorçage $V_{Q(SP)}$.

6.2.16 Dissipation d'énergie totale pendant un cycle (pour les thyristors à commutation rapide)

Les méthodes de vérification du courant assigné maximal à l'état passant à des fréquences de commutation très élevées telles que décrites en 8.3.4 peuvent être également utilisées pour déterminer la dissipation d'énergie totale E_p pendant un cycle de la fréquence de commutation. Cette dissipation d'énergie est

$$E_p = \int_0^{t_w} v(t) \times i(t) \times dt$$

où:

$v(t)$ est la tension appliquée au thyristor;

$i(t)$ est le courant traversant le thyristor;

t_w est la durée d'un cycle.

En pratique, il est difficile de déterminer E_p et, en conséquence, il est possible d'utiliser à la place la procédure suivante.

Un courant continu à l'état passant est passé par le thyristor de sorte que la température au point de référence choisi sur le boîtier ait la même valeur que celle mesurée préalablement avec le thyristor fonctionnant en impulsion. Les deux mesurages de température doivent être réalisés exactement dans les mêmes conditions de refroidissement et dans les mêmes conditions d'équilibre thermique.

Le produit du courant continu à l'état passant par la tension à l'état passant du thyristor en essai est égal à la dissipation de puissance totale du thyristor en fonctionnement par impulsion.

La dissipation d'énergie totale pendant un cycle se calcule en divisant la dissipation de puissance totale par la fréquence de répétition.

6.3 Méthodes d'essai de vérification pour les valeurs assignées (valeurs limites)

6.3.1 Tension inverse de pointe non répétitive (V_{RSM})

But

Vérifier la valeur assignée de la tension inverse de pointe non répétitive d'un thyristor dans des conditions spécifiées.

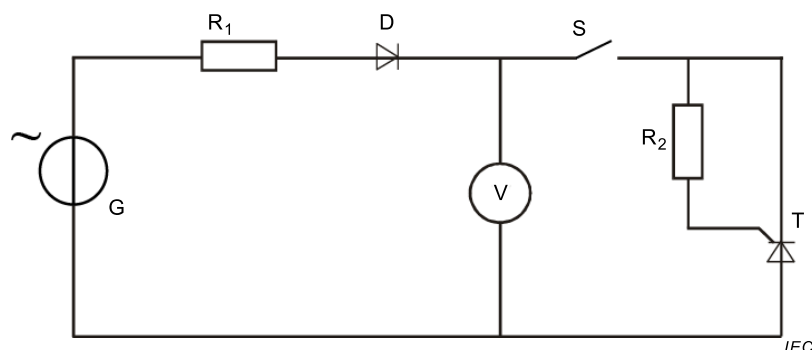


Figure 50 – Circuit de mesure de la valeur assignée de la tension inverse de pointe non répétitive

Description et exigences du circuit (voir la Figure 50)

D diode fournissant des demi-périodes négatives, de sorte que seule la caractéristique inverse du thyristor est soumise à essai

G source de tension alternative

S interrupteur électromécanique ou électronique (ayant un angle de conduction d'environ 180°) qui permet d'appliquer la tension de la source au thyristor en essai pendant la demi-période en sens inverse

T thyristor en essai

V appareil de mesure de crête

Procédure d'essai

La polarisation étant nulle, le thyristor en essai est placé dans le support d'essai.

L'interrupteur S est ouvert et la tension alternative de la source est augmentée jusqu'à atteindre la valeur spécifiée de la tension inverse de pointe non répétitive.

Les conditions de température spécifiées sont vérifiées.

La tension inverse de pointe non répétitive spécifiée est appliquée en fermant l'interrupteur S sur environ 180° durant la demi-période inverse. Il convient que la fréquence de répétition soit telle que l'effet thermique d'une impulsion ait complètement disparu avant l'arrivée de l'impulsion suivante. Les mesurages effectués après l'essai indiquent si le thyristor a pu supporter la valeur assignée de la tension inverse de pointe non répétitive.

Conditions spécifiées

Les valeurs des conditions suivantes doivent être données:

- la tension inverse de pointe non répétitive;
- la résistance gâchette-cathode;
- la température ambiante, la température du boîtier ou la température d'un point de référence;
- la durée de l'impulsion de demi-période;
- les limites des caractéristiques mesurées après l'essai.

6.3.2 Tension de pointe non répétitive à l'état bloqué (V_{DSM})

But

Vérifier la valeur assignée de la tension de pointe non répétitive à l'état bloqué d'un thyristor dans des conditions spécifiées.

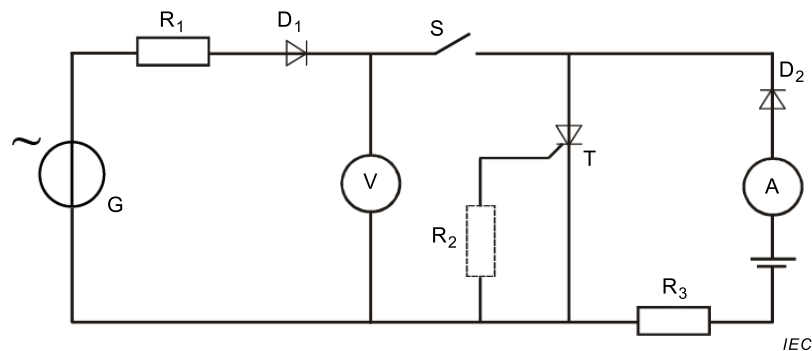


Figure 51 – Circuit de mesure de la valeur assignée de la tension de pointe non répétitive à l'état bloqué

Description et exigences du circuit (voir la Figure 51)

- D₁ diode fournissant des demi-périodes positives, de sorte que seule la caractéristique à l'état bloqué du thyristor est soumise à essai
- G source de tension alternative
- R₁ et R₃ résistances de protection. R₂ ne doit être utilisée que si elle est spécifiée.
- S interrupteur électromécanique ou électronique (avec un angle de conduction d'environ 180°) qui permet d'appliquer la tension de la source au thyristor en essai pendant une demi-période à l'état bloqué
- T thyristor en essai
- V voltmètre de crête

La faible source de tension continue, l'ampèremètre A et la résistance R₃ limitant le courant, sont utilisés pour vérifier que le thyristor n'a pas atteint le point de retournement et n'est pas à l'état passant. Il est possible de remplacer l'ampèremètre et la source de courant continu par un appareil indicateur, par exemple un oscilloscope.

Procédure de mesure

La source ne délivrant aucune tension alternative, le thyristor en essai est placé dans le support d'essai.

L'interrupteur S est ouvert et la tension alternative de la source est augmentée jusqu'à atteindre la valeur spécifiée de la tension de pointe non répétitive à l'état bloqué.

Les conditions de température spécifiées sont vérifiées.

La tension de pointe non répétitive à l'état bloqué spécifiée est alors appliquée au thyristor en essai en fermant l'interrupteur S sur environ 180° durant la demi-période à l'état bloqué. Il convient que la fréquence de répétition soit telle que l'effet thermique d'une impulsion ait complètement disparu avant l'arrivée de l'impulsion suivante. Les mesurages effectués après l'essai indiquent si le thyristor peut supporter la valeur assignée de la tension de pointe non répétitive à l'état bloqué.

Conditions spécifiées

Les valeurs des conditions suivantes doivent être données:

- a) la tension de pointe non répétitive à l'état bloqué;
- b) la résistance gâchette-cathode R_2 ;
- c) la température ambiante, la température du boîtier ou la température d'un point de référence;
- d) la durée de l'impulsion de demi-période;
- e) les limites des caractéristiques mesurées après l'essai.

6.3.3 Courant (non répétitif) de surcharge accidentelle à l'état passant (I_{TSM})

But

Vérifier la valeur assignée du courant (non répétitif) de surcharge accidentelle à l'état passant d'un thyristor dans des conditions spécifiées.

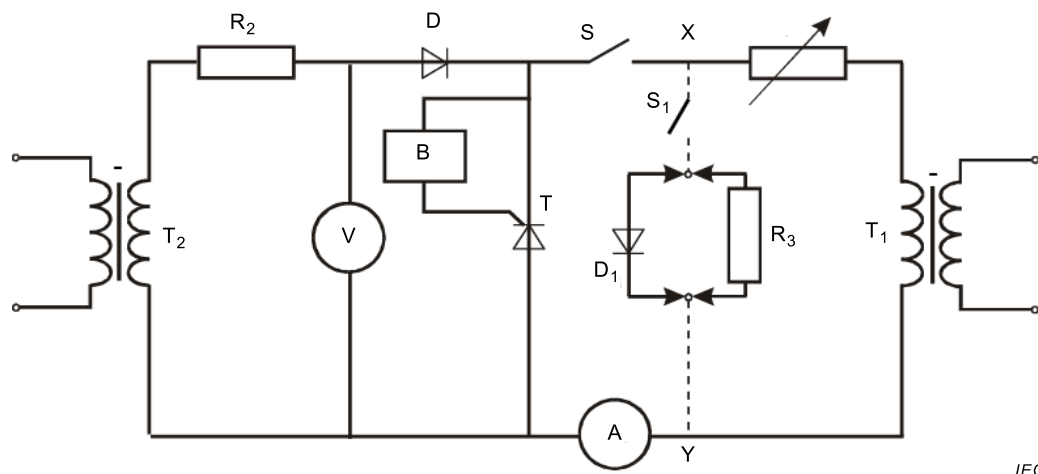


Figure 52 – Circuit de mesure de la valeur assignée du courant (non répétitif) de surcharge accidentelle à l'état passant

Description et exigences du circuit (voir la Figure 52)

- A appareil de mesure de crête (par exemple un ampèremètre ou un oscilloscope)
- B circuit de polarisation de gâchette
- D diode qui bloque la tension directe délivrée par le transformateur T_2
- R_1 résistance permettant de régler le courant de surcharge accidentelle; sa valeur doit être grande vis-à-vis de celle de la résistance directe de la diode D_1 lorsqu'elle est présente (voir note ci-dessous)
- R_2 résistance de protection, sa valeur doit être aussi faible que possible
- S interrupteur électromécanique ou électronique ayant un angle de conduction d'environ 180° pendant la demi-période (de surcharge accidentelle) à l'état passant
- T thyristor en essai
- T_1 transformateur basse tension, à courant élevé, fournissant à travers S la demi-période de courant (de surcharge accidentelle) à l'état passant. La forme d'onde du courant doit être sensiblement demi-sinusoïdale, d'une durée voisine de 10 ms (ou 8,3 ms) avec une fréquence de répétition d'environ 50 (ou 60) impulsions par seconde.
- T_2 transformateur haute tension, à faible courant, fournissant à travers la diode D la demi-période inverse; s'il est alimenté par une source séparée, la phase de celle-ci doit être

la même que celle de la source qui alimente T_1 . La forme d'onde de la tension doit être sensiblement demi-sinusoïdale.

V appareil de mesure de crête (par exemple un voltmètre ou un oscilloscope)

Le cas échéant, il est possible d'insérer entre les points X et Y soit une diode D_1 en série avec un interrupteur S_1 , soit une résistance R_3 en série avec un interrupteur S_1 . Ces circuits ne sont pas obligatoires. D_1 est une diode d'équilibrage du courant ayant sensiblement la même résistance directe que la résistance à l'état passant du thyristor en essai.

Si une résistance R_3 est utilisée, il convient qu'elle ait la même résistance que la résistance à l'état passant du thyristor en essai.

S_1 est un interrupteur électromécanique ou électronique ayant un angle de conduction d'environ 180° pendant la demi-période inverse du transformateur T_1 .

Procédure d'essai

Les sources de tension et de courant sont mises à zéro.

Le thyristor est placé dans le support d'essai selon l'indication de sa polarité et les conditions de température sont vérifiées.

La tension inverse de pointe, mesurée par l'appareil de mesure de crête V, est ajustée à la valeur spécifiée.

Le courant de surcharge accidentelle à l'état passant, mesuré par l'appareil de mesure de crête A, est réglé à la valeur spécifiée en ajustant R_1 .

Le thyristor en essai est alors amorcé pour le nombre spécifié d'applications de courant de surcharge accidentelle à l'état passant. L'application du signal d'amorçage pendant la demi-période inverse doit être évitée.

Les mesurages effectués après l'essai indiquent si le thyristor a pu supporter la valeur assignée du courant de surcharge accidentelle à l'état passant.

Conditions spécifiées

Les valeurs des conditions suivantes doivent être données:

- a) la tension inverse de pointe;
- b) le courant (non répétitif) de surcharge accidentelle à l'état passant;
- c) l'impédance maximale de la source de tension inverse;
- d) les conditions de polarisation de gâchette: la tension de la source et la résistance de source;
- e) le nombre de cycles par surcharge accidentelle, le nombre de surcharges accidentelles et la fréquence de répétition;
- f) la température ambiante, la température du boîtier ou la température d'un point de référence;
- g) les limites des caractéristiques mesurées après l'essai.

6.3.4 Valeurs assignées du courant à l'état passant des thyristors à commutation rapide

But

Vérifier la valeur assignée maximale du courant à l'état passant des thyristors à commutation rapide dans des conditions spécifiées.

NOTE Le temps de désamorçage commuté par circuit du thyristor en essai indique si le thyristor peut supporter ce courant.

Circuit d'essai

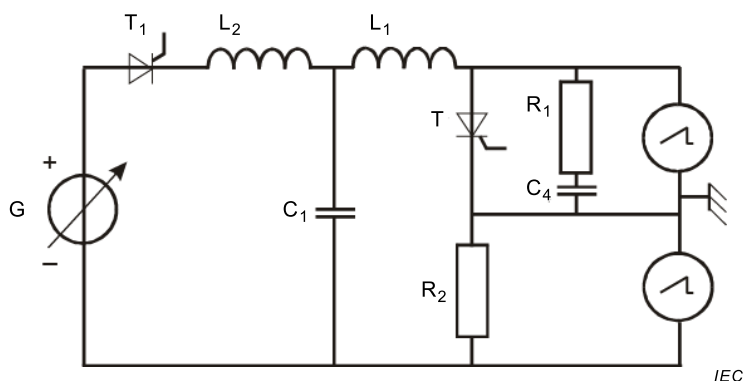
Les méthodes d'essai sont données pour les conditions de fonctionnement suivantes:

- a) le courant sinusoïdal à l'état passant, avec application d'une tension inverse (voir 6.3.4.1);
- b) le courant sinusoïdal à l'état passant, sans application d'une tension inverse (voir 6.3.4.2);
- c) le courant trapézoïdal à l'état passant, avec application d'une tension inverse (voir 6.3.4.3);
- d) le courant trapézoïdal à l'état passant, sans application d'une tension inverse (voir 6.3.4.4).

Pour toutes ces méthodes d'essai, l'intervalle de suppression (t_H) doit être égal à la valeur maximale spécifiée du temps de désamorçage commuté par circuit (t_q).

Si un dissipateur thermique est placé sur l'anode du thyristor en essai, il est possible d'inverser la polarité de toutes les alimentations, ainsi que le sens de tous les thyristors et diodes, afin de mettre ce dissipateur thermique à la terre.

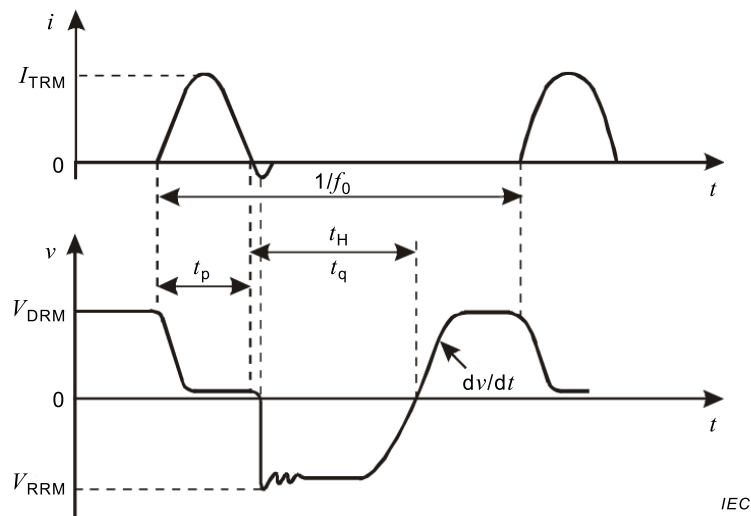
6.3.4.1 Courant sinusoïdal à l'état passant, avec application d'une tension inverse



Légende

T thyristor en essai

- a) Circuit de mesure du courant sinusoïdal à l'état passant avec application d'une tension inverse



b) Formes d'ondes produites au cours de la mesure du courant sinusoïdal à l'état passant avec application d'une tension inverse

Figure 53 – Circuit de mesure et formes d'ondes d'essai pour le courant sinusoïdal à l'état passant avec application d'une tension inverse

Description et exigences du circuit (voir la Figure 53a))

G source continue à faible impédance

L_1, C_1 circuit résonant déterminant la durée t_p et l'amplitude I_{TRM} de l'impulsion demi-sinusoïdale de courant à l'état passant:

$$t_p = \pi \sqrt{L_1 C_1} \quad I_{TRM} = \frac{V_{DRM}}{\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}}$$

L_2, C_1 circuit résonant réglé pour obtenir la vitesse de croissance spécifiée de la tension réappliquée à l'état bloqué (ainsi que R_1, C_4)

NOTE L'intervalle de suppression le plus faible possible est

$$t_H(\min) = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_2 C_1}$$

La tension à l'état bloqué V_{DRM} aux bornes du thyristor devant être mesurée (voir Figure 53b)) est égale à la tension de pointe aux bornes de C_1 et peut atteindre 10 fois la tension de la source continue, selon les éléments du circuit. La tension de pointe de doit pas dépasser la valeur spécifiée de V_{DRM}

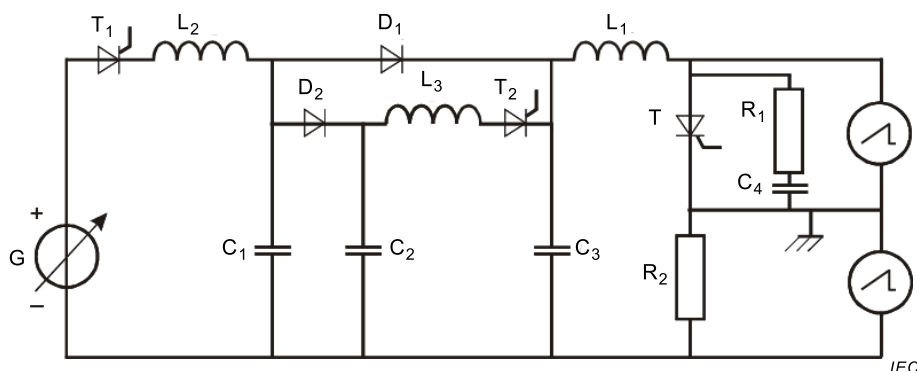
R_1, C_4 réseau d'amortissement pour la protection du thyristor en essai T. Un réseau RC d'amortissement similaire peut être utilisé pour protéger le thyristor T_1

T_1 thyristor auxiliaire; T_1 est en général nécessaire pour avoir une valeur assignée du courant, à une fréquence élevée, plus grande que celle du thyristor en essai

R_2 résistance permettant la mesure du courant

C_1 est chargé à partir de la source continue lorsque T_1 est amorcé. Lorsque T_1 est bloqué, T est amorcé, ce qui provoque la décharge de C_1 à travers L_1 et T sous forme d'une impulsion de courant demi-sinusoïdale de durée t_p . C_1 se charge alors, mais en sens inverse. Après un temps convenable, T_1 est à nouveau amorcé, ce qui fait que la tension aux bornes du thyristor T de négative devient positive, avec le

dv/dt spécifié. Ce temps est ajusté pour donner l'intervalle de suppression exigé. Au même instant, C_1 se charge à nouveau et la tension à ses bornes, due à G , change de polarité. La répétition de ce cycle fait croître la tension aux bornes de C_1 jusqu'à la valeur spécifiée (environ 10 fois la tension de la source continue).



Légende

T thyristor en essai

Figure 54 – Circuit de mesure détaillé du courant sinusoïdal à l'état passant avec application d'une tension inverse

Description et exigences du circuit (voir la Figure 54)

La forme d'onde et les exigences d'essai sont les mêmes que pour le circuit de base de la Figure 53 exception faite de

$$t_H(\text{min}) = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_3 C_3}$$

En ajoutant C_2 , C_3 , T_2 , L_3 , D_1 , D_2 , le circuit d'essai est d'un emploi plus facile et permet d'obtenir un dv/dt plus élevé afin de soumettre à essai des thyristors ayant des temps de désamorçage commutés par circuit plus courts. La capacité de C_1 et de C_2 est au moins 10 fois celle de C_3 . D_1 et D_2 séparent C_2 et C_3 de C_1 .

C_1 , C_2 , C_3 sont chargés à partir de la source continue à travers T_1 et T_2 . Lorsque T est amorcé, C_1 et C_3 se déchargent via L_1 et T , en produisant un courant demi-sinusoïdal et sont rechargés en sens inverse. Après un temps convenable, T_2 est amorcé ce qui entraîne une croissance de la tension du sens inverse au sens direct de T par un transfert de charge de C_2 vers C_3 (la valeur de C_2 est bien supérieure à celle de C_3). Ce temps est ajusté pour donner l'intervalle de suppression (t_H) spécifié. Pour le cycle suivant de l'essai, C_1 , C_2 et C_3 sont rechargés à partir de la source continue en amorçant T_1 . Les tensions de C_1 , C_2 et C_3 s'élèvent jusqu'à environ 10 fois la tension de la source continue par la répétition des cycles d'essai.

Procédure d'essai

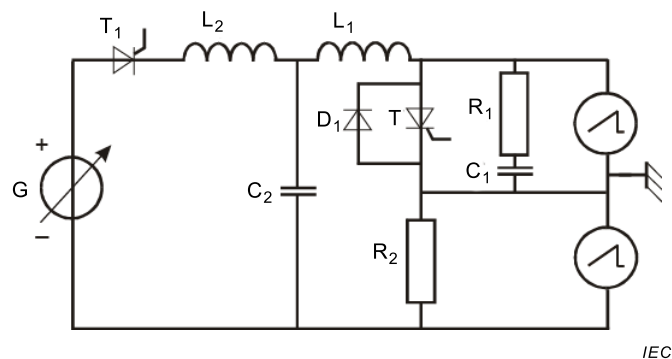
La température est réglée d'un point de référence à la valeur spécifiée.

Les sources d'amorçage des thyristors T et T_1 sont ajustées pour obtenir la fréquence de répétition (f_0) et l'intervalle de suppression (t_H) spécifiés. La source G est ajustée pour obtenir le courant à l'état passant spécifié.

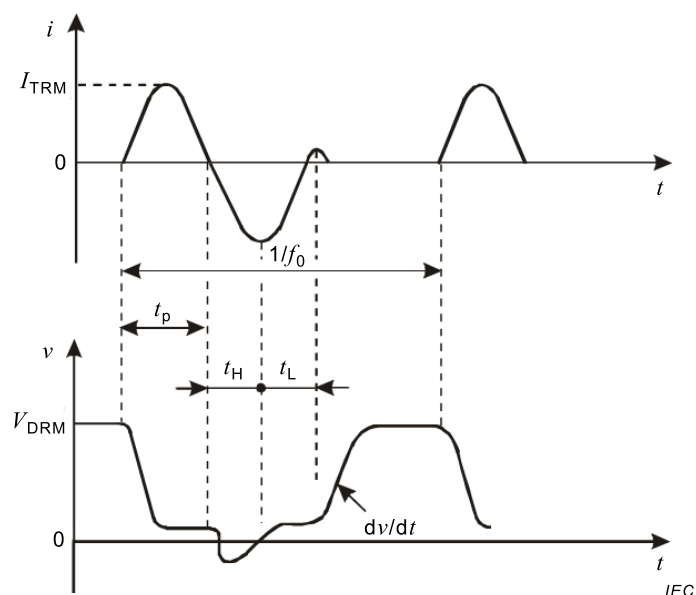
Si le thyristor en essai ne supporte pas la tension de pointe répétitive à l'état bloqué spécifiée, il ne satisfait pas à l'essai.

Conditions spécifiées

- la température d'un point de référence;
- la fréquence de répétition (f_0);
- la tension à l'état bloqué (V_{DRM});
- la tension inverse, le cas échéant;
- la durée (t_p) et l'amplitude (I_{TRM}) de l'impulsion de courant à l'état passant;
- la vitesse de croissance de la tension réappliquée à l'état bloqué (dv/dt);
- l'intervalle de suppression (t_H) (celui-ci doit être égal au temps de désamorçage commuté par circuit maximal spécifié);
- les conditions du circuit d'amorçage;
- le réseau RC d'amortissement (R_1, C_1).

6.3.4.2 Courant sinusoïdal à l'état passant sans application de la tension inverse**Légende**

T thyristor en essai

a) Circuit de mesure de base**b) Formes d'ondes****Figure 55 – Circuit de mesure de base et formes d'onde d'essai pour le courant sinusoïdal à l'état passant sans application de la tension inverse**

La tension aux bornes du thyristor peut être positive pendant le temps t_L à cause de l'inductance de la boucle T, D₁. Cette inductance doit être aussi faible que possible afin de réduire cette tension le plus possible. La partie négative de la forme d'onde du courant représente le courant à travers la diode D₁.

Description et exigences du circuit (voir la Figure 55a))

- G source continue à faible impédance
- L₁, C₂ circuit résonant déterminant la durée t_p et l'amplitude I_{TRM} de l'impulsion demi-sinusoïdale du courant à l'état passant ainsi que l'intervalle de suppression t_H :

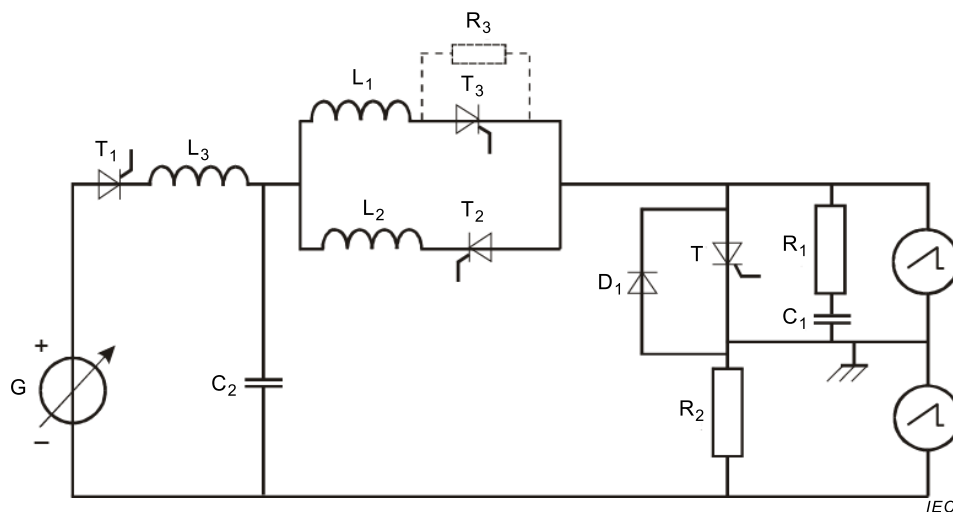
$$t_p = \sqrt{L_1 C_2} \quad I_{TRM} = \frac{V_{DRM}}{\sqrt{\frac{L_1}{C_2}}}$$

Il convient d'ajuster la valeur de C₂ pour obtenir l'intervalle de suppression requis. Celui-ci se situe entre

$$t_H(\min) \approx \frac{\pi}{2} \sqrt{L_1 C_2} \quad \text{et} \quad t_H(\max) = \pi \sqrt{L_1 C_2}$$

NOTE V_{DRM} est approximativement égale à la tension de la source continue (G).

- R₁, C₁ réseau d'amortissement réglé pour obtenir la vitesse de croissance spécifiée de la tension réappliquée à l'état bloqué. Il est possible d'utiliser un réseau similaire pour protéger T₁
- R₂ résistance permettant la mesure du courant
- D₁ diode destinée à supprimer la tension inverse
- T₁ thyristor auxiliaire
- L₂ bobine d'inductance de protection pour di/dt de T₁
- C₂ se charge lorsque T₁ est amorcé. Lorsque T₁ est bloqué, T est amorcé. C₂ se décharge à travers L₁ en produisant un courant demi-sinusoïdal. Lorsque T est bloqué, l'énergie s'écoule alors dans C₂ via D₁, et la dissipation de charge effective de C₂ est compensée à partir de la source continue en amorçant T₁.



Légende

- T thyristor en essai

Figure 56 – Circuit détaillé de mesure du courant sinusoïdal à l'état passant sans application de la tension inverse

Description et exigences du circuit (voir la Figure 56)

La forme d'onde et les exigences d'essai sont les mêmes que pour le circuit de base de la Figure 53, exception faite de

$$t_H (\text{min}) = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_2 C_2}$$

R_3 est une résistance de découplage, si nécessaire.

T_3 est amorcé en même temps que T .

En ajoutant L_2 , T_2 et T_3 , le circuit d'essai est plus facile à utiliser.

L'intervalle de suppression (t_H) peut varier indépendamment de la durée de l'impulsion (t_p) en introduisant un temps de retard entre la fin de l'impulsion de courant et l'amorçage de T_2 , et en utilisant une inductance L_2 différente de L_1 .

Il est recommandé d'utiliser une diode à établissement rapide du courant direct pour D_1 afin de diminuer la dissipation de la puissance de récupération inverse du thyristor en essai (T).

Procédure d'essai

La température est réglée à la valeur spécifiée.

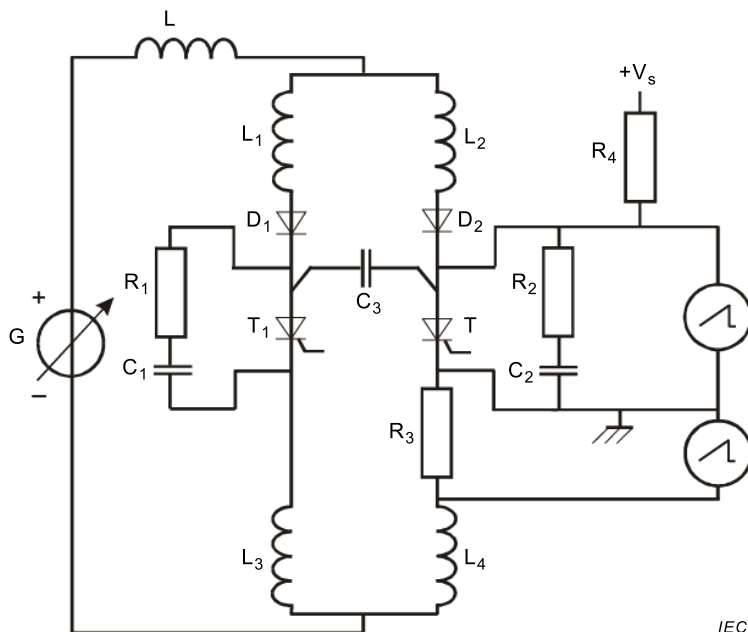
Les sources d'amorçage des thyristors T et T_1 sont ajustées pour obtenir la fréquence de répétition (f_0) et l'intervalle de suppression (t_H) spécifiés. La source G est ajustée pour obtenir le courant à l'état passant spécifié.

Si le thyristor en essai ne supporte pas la tension de pointe répétitive à l'état bloqué spécifiée, il ne satisfait pas à l'essai.

Conditions spécifiées

- a) la température d'un point de référence;
- b) la fréquence de répétition (f_0);
- c) la tension à l'état bloqué (V_{DRM});
- d) la durée (t_p) et l'amplitude (I_{TRM}) de l'impulsion du courant à l'état passant;
- e) la vitesse de croissance de la tension réappliquée à l'état bloqué (dv/dt);
- f) l'intervalle de suppression (t_H) (celui-ci doit être égal au temps de désamorçage commuté par circuit maximal spécifié);
- g) les conditions d'amorçage du circuit;
- h) le réseau RC d'amortissement (R_1 , C_1).

6.3.4.3 Courant trapézoïdal à l'état passant, avec application de la tension inverse

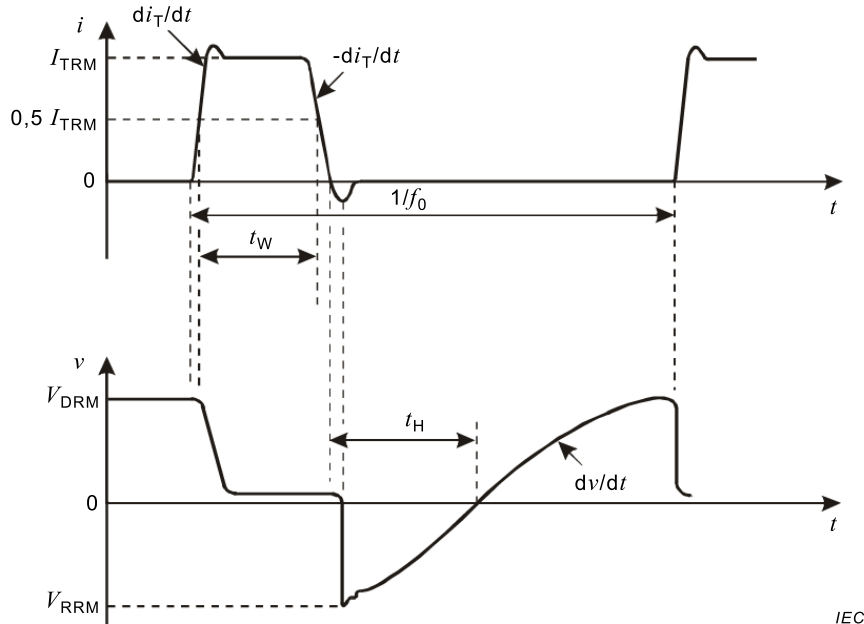


IEC

Légende

T thyristor en essai

a) Circuit de mesure de base



IEC

b) Formes d'ondes du courant trapézoïdal à l'état passant avec application de la tension inverse

Figure 57 – Circuit de mesure et formes d'ondes d'essai pour le courant trapézoïdal à l'état passant avec application de la tension inverse

Description et exigences du circuit (voir la Figure 57a))

G, L générateur de courant continu élevé

V_S source de tension continue élevée (en vue de permettre la mise en route de l'essai si cela est exigé)

- C_3 condensateur de commutation
 L_1, L_2 inductances déterminant l'intervalle de suppression t_H :

$$t_H \approx \sqrt{C_3(L_1 + L_2)}$$

- L_3, L_4 inductances déterminant la vitesse de croissance du courant à l'état passant dans le thyristor
 D_1, D_2 diodes de blocage
 T_1 thyristor auxiliaire
 R_1, C_1 réseaux d'amortissement pour la protection des thyristors
 R_2, C_2 réseaux d'amortissement pour la protection des thyristors
 R_3 résistance permettant la mesure du courant ou sonde de courant
 R_4 résistance permettant de limiter le courant

Les deux thyristors, T et T_1 , conduisent alternativement. Initialement, T_1 est amorcé, et C_3 est chargé à une tension élevée, proche de V_{DRM} , par la source V_S , à travers R_4 . Lorsque T est amorcé, la charge de C_3 polarise T_1 en inverse, bloquant ainsi T_1 . Le courant à travers L_1 recharge alors C_3 en sens inverse jusqu'à ce que T_1 soit amorcé pour polariser T en inverse et bloquer ainsi T. C_3 est alors chargé par L_2 et D_2 , ce qui donne la croissance de tension (dv/dt) aux bornes de T.

En répétant la commutation, il se produit une élévation de la tension dans la boucle d'oscillation L_1, L_2 et C_3 , jusqu'à ce que la tension atteinte soit nettement supérieure à la tension de la source G. La source V_S peut alors être déconnectée. La valeur est approximativement

$$V_{DRM} = V_{RRM} = I_{TRM} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_3}}$$

La bobine d'inductance L assure un courant constant dans le circuit.

La durée de l'impulsion du courant à l'état passant dans le thyristor en essai peut varier indépendamment de la fréquence de répétition en faisant varier la période de conduction de T_1 . La vitesse de croissance du courant à l'état passant est approximativement donnée par:

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{V_{DRM}}{L_3 + L_4}$$

Procédure d'essai

La température est réglée à la valeur spécifiée.

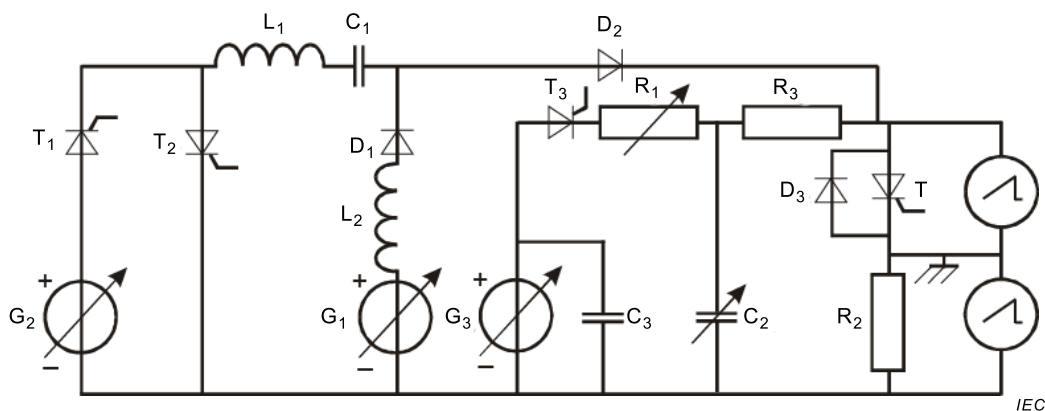
Le thyristor T_1 est amorcé et la source G est réglée pour obtenir un courant à une valeur suffisamment basse. C_3 est chargé à partir de la source V_S . Les sources d'amorçage de T et T_1 sont ajustées à la fréquence de répétition spécifiée f_0 et à la durée de l'impulsion du courant à l'état passant t_w . Le fonctionnement en impulsions est démarré en amorçant T. La source V_S est déconnectée et la source G est réajustée pour obtenir le courant à l'état passant spécifié (voir la Figure 57b)).

Si le thyristor en essai ne supporte pas la tension de pointe répétitive à l'état bloqué spécifiée, il ne satisfait pas à l'essai.

Conditions spécifiées

- a) la température d'un point de référence;
- b) la fréquence de répétition (f_0);
- c) la tension à l'état bloqué et inverse (V_{DRM} et V_{RRM});
- d) la durée (t_w) et l'amplitude (I_{TRM}) de l'impulsion de courant à l'état passant;
- e) la vitesse de croissance et la vitesse de descente du courant à l'état passant (di_T/dt et $-di_T/dt$);
- f) l'intervalle de suppression (t_H) (celui-ci doit être égal au temps de désamorçage commuté par circuit maximal spécifié);
- g) les conditions d'amorçage du circuit;
- h) le réseau RC d'amortissement (R_1, C_1).

6.3.4.4 Courant trapézoïdal à l'état passant sans application de la tension inverse



Légende

T thyristor en essai

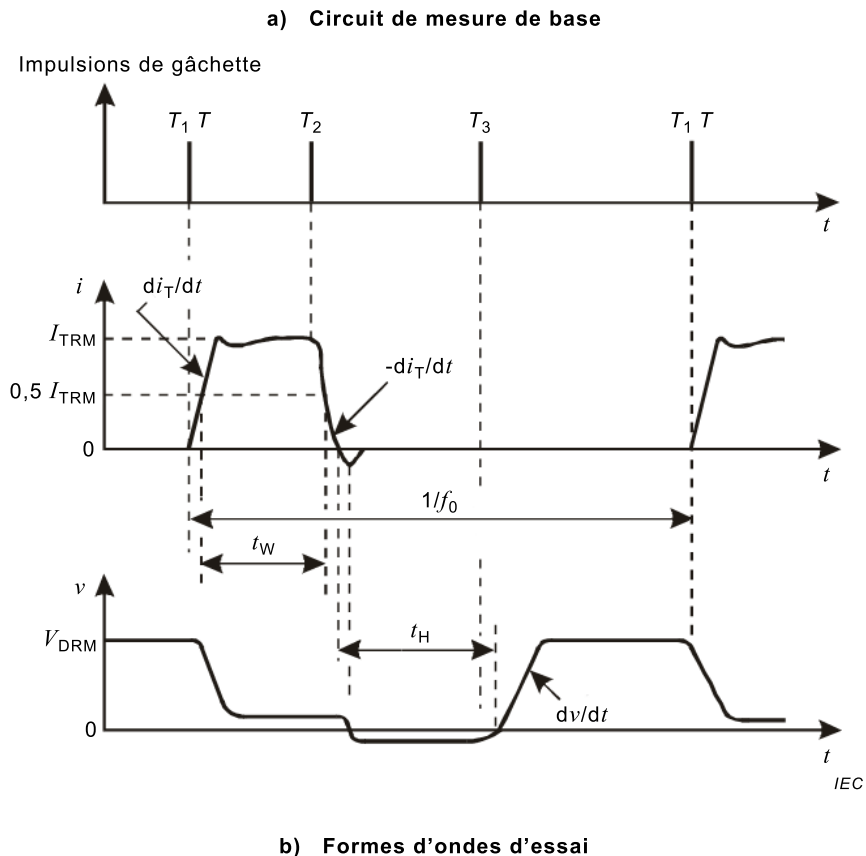


Figure 58 – Circuit de mesure de base et formes d'ondes d'essai du courant trapézoïdal à l'état passant sans application de la tension inverse

Description et exigences du circuit (voir la Figure 58a))

- G₁ source continue: V_1
- G₂ source continue: $V_2 > V_1$
- G₃ source continue: $V_3 =$ tension à l'état bloqué V_{DRM}
- C₁ condensateur dans le circuit de commutation
- C₃ condensateur permettant de stocker la tension de l'alimentation G₃
- R₁, C₂ réseau dv/dt
- D₁, D₂ diodes de blocage. Le temps de recouvrement de D₂ doit être inférieur au temps de désamorçage, mais supérieur au temps de recouvrement du thyristor en essai.
- D₃ diode destinée à supprimer la tension inverse
- R₂ résistance permettant la mesure du courant ou sonde de courant
- R₃ résistance de protection, au cas où le thyristor en essai ne peut pas supporter la tension réappliquée
- T₁ thyristor permettant de charger le circuit de commutation
- T₂ thyristor permettant de décharger le circuit de commutation
- T₃ thyristor permettant de réappliquer la tension directe
- L₁ bobine d'inductance de commutation
- L₂ bobine d'inductance destinée à déterminer la vitesse de croissance du courant à l'état passant di_T/dt

$$\pi\sqrt{C_1 L_1} > 2t_H \quad (1)$$

$$dv/dt = V_3/R_1C_2 \quad (2)$$

$$-di_T/dt = V_2/L_1 \quad (3)$$

Partant de l'hypothèse que le circuit est dans un état stable; T_1 et T sont alors amorcés simultanément.

Le courant de charge, réglable indépendamment, circule à travers G_1 , L_2 , D_1 , D_2 , T et R_2 , tandis qu'au même moment C_1 se charge suivant la polarité à travers G_2 , T_1 , L_1 , C_1 , D_2 , T et R_2 . Lorsque C_1 est entièrement chargé, T_1 cesse de conduire.

Ultérieurement, T_2 est amorcé, le courant de charge passe alors par les éléments G_1 , L_2 , D_1 , C_1 , L_1 et T_2 . La tension aux bornes de C_1 est appliquée à D_2 en sens inverse, la tension aux bornes de T étant supprimée par la diode D_3 .

Lorsque C_1 est chargé à la polarité inverse de celle indiquée et que L_1 est déchargée, T_2 cesse de conduire.

Lorsque T_3 est amorcé, la tension qui existait initialement aux bornes de C_3 , due à G_3 , est appliquée au thyristor en essai et au circuit d'amortissement R_1C_2 .

NOTE En admettant que la condition de l'Equation (1) soit remplie, l'intervalle de suppression t_H se déduit du temps d'amorçage de T_3 .

Procédure d'essai (voir la Figure 58b))

La température est réglée à la valeur spécifiée et les circuits d'amorçage sont mis en marche.

L'amplitude du courant direct est réglée à une faible valeur en ajustant G_1 , la durée de l'impulsion étant déterminée par l'amorçage de T_2 .

L'amplitude de la tension directe réappliquée est réglée à l'aide de G_3 , la valeur de dv/dt réappliquée étant déterminée par R_1C_2 .

La valeur de l'intervalle de suppression t_H est réglée à la valeur maximale spécifiée du temps de désamorçage commuté par circuit du thyristor en essai; le courant à l'état passant et la fréquence de fonctionnement sont ajustés aux valeurs spécifiées.

Si le thyristor en essai ne supporte pas la tension de pointe répétitive à l'état bloqué spécifiée, il ne satisfait pas à l'essai.

Conditions spécifiées

- a) la température d'un point de référence;
- b) la fréquence de répétition (f_0);
- c) la tension à l'état bloqué (V_{DRM});
- d) la durée (t_w) et l'amplitude (I_{TRM}) de l'impulsion du courant à l'état passant;
- e) la vitesse de croissance et la vitesse de descente du courant à l'état passant (di_T/dt et $-di_T/dt$);
- f) l'intervalle de suppression (t_H) (celui-ci doit être égal au temps de désamorçage commuté par circuit maximal spécifié);
- g) la vitesse de croissance de la tension réappliquée à l'état bloqué (dv/dt);
- h) les conditions d'amorçage du circuit.

6.3.5 Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant ($di/dt_{(cr)}$)

But

Vérifier la valeur assignée de la vitesse critique de croissance du courant à l'état passant d'un thyristor dans des conditions spécifiées.

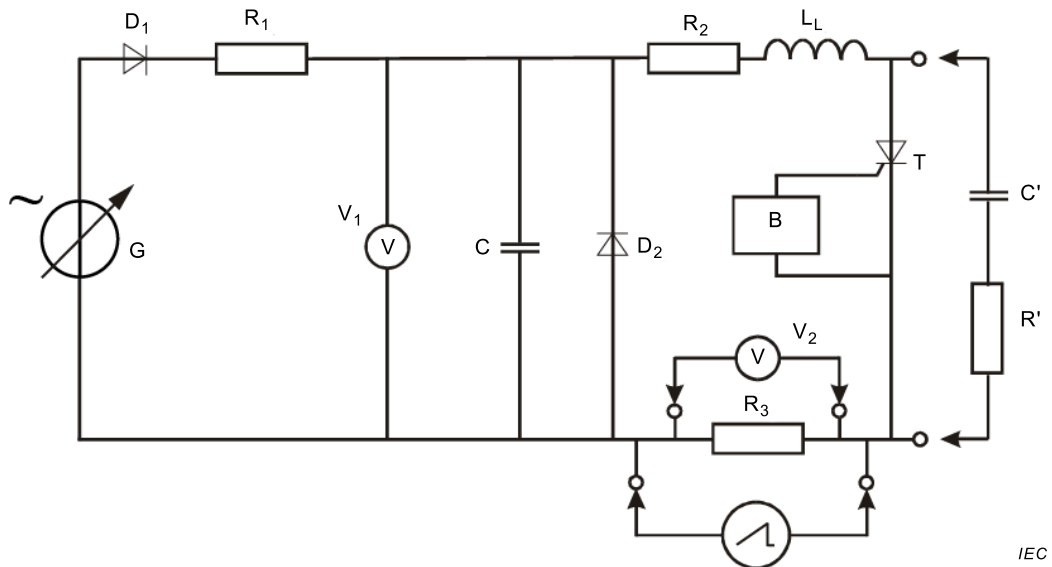


Figure 59 – Circuit de mesure de la vitesse critique de croissance du courant à l'état passant

Description et exigences du circuit (voir la Figure 59)

- B source d'amorçage par la gâchette
- G source de tension alternative
- D₂ diode qui protège le thyristor en essai de la tension inverse excessive qui peut être due aux effets de résonance
- R₁ et D₁ sont choisies pour que le condensateur C puisse se charger complètement avant chaque cycle de fonctionnement
- R₃ résistance étalonnée, non inductive, qui permet de déterminer le courant
- T thyristor en essai
- V₁ voltmètre à forte résistance
- V₂ voltmètre de crête

Afin d'obtenir la vitesse requise de croissance du courant à l'état passant du thyristor en essai T, R₂, C et L sont choisis de façon que leur valeur soit reliée approximativement à la tension d'essai V_{DM} , à l'amplitude du courant I_{TM} et au temps t_1 de la façon suivante:

$$C = 5,6 \frac{I_{TM} \times t_1}{V_{DM}}$$

$$L = 1,7 \frac{V_{DM} \times t_1}{I_{TM}}$$

$$R_2 = 0,55 \frac{V_{DM}}{I_{TM}}$$

où

V_{DM} est la tension de pointe à l'état bloqué et

$$\frac{di}{dt} = \frac{0,5 I_{TM}}{t_1}$$

t_1 est défini à la Figure 60.

R_2 sert à amortir les oscillations. Dans le cas de dispositifs de forte puissance, elle peut être seulement constituée par les résistances distribuées des éléments du circuit. Dans ce cas, il est possible de considérer R_2 comme négligeable et utiliser les formules données en note.

NOTE Pour les dispositifs de forte puissance où R_2 est supprimée, C et L sont choisis de façon que leur valeur soit approximativement reliée à la tension d'essai V_{DM} , à l'amplitude du courant I_{TM} et au temps t_1 de la façon suivante:

$$C = 1,91 \frac{I_{TM} \times t_1}{V_{DM}}$$

et

$$L = 1,91 \frac{V_{DM} \times t_1}{I_{TM}}$$

R' et C' sont choisis en fonction de l'application du thyristor en essai, et il est possible de les supprimer le cas échéant.

Les réglages finaux de L et de C sont effectués pour s'assurer que le courant de pointe à l'état passant, mesuré à l'aide du voltmètre V_2 et que la vitesse de croissance du courant à l'état passant di/dt , mesurée sur oscilloscope, ont bien les valeurs spécifiées.

Il est recommandé d'utiliser une onde sinusoïdale amortie comme forme d'onde du courant à l'état passant, comme il est indiqué à la Figure 60.

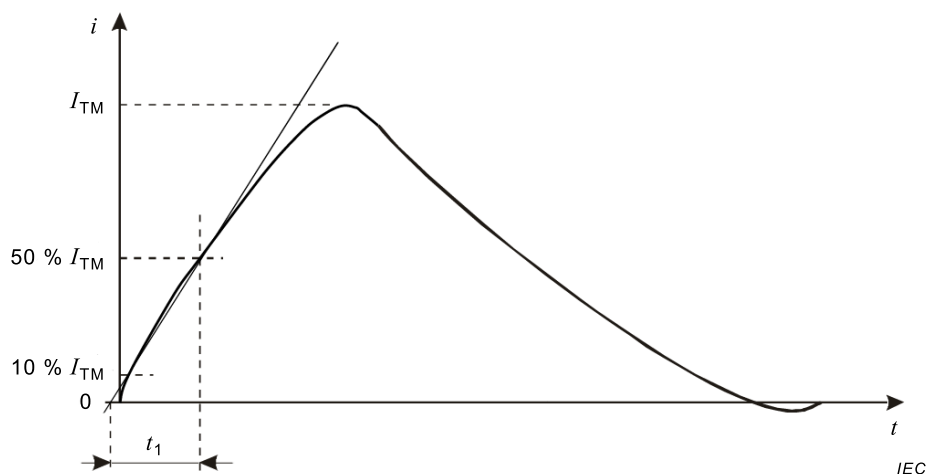


Figure 60 – Forme d'onde du courant à l'état passant pour la valeur assignée de di/dt

Le temps zéro est déterminé par l'intersection, avec l'axe des temps, de la droite joignant les points 10 % et 50 % du courant d'essai.

Avec cette forme d'onde, la méthode recommandée pour assigner une valeur numérique à di/dt est la suivante:

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_{TM}}{2t_1}$$

où

$t_1 \geq 1 \mu\text{s}$;

$I_{TM} \geq$ deux fois la valeur assignée du courant moyen à l'état passant.

Procédure de mesure

La source de tension alternative est réglée à zéro. Il convient de veiller à ce que le condensateur C soit complètement déchargé. Le thyristor en essai est placé dans le support d'essai et la température est réglée à la valeur spécifiée.

La tension de la source est réglée pour obtenir une tension de pointe égale à la tension spécifiée à l'état bloqué V_{DM} , indiquée par le voltmètre V_1 lorsque le condensateur C est complètement chargé.

Le thyristor en essai est amorcé et le condensateur C se décharge dans L et dans le thyristor.

La fréquence de répétition est commandée à l'aide de la source d'amorçage par la gâchette, il convient qu'elle soit égale à la valeur spécifiée. L'impulsion d'amorçage par la gâchette doit avoir lieu pendant la demi-période négative de la source de tension alternative.

Les mesurages effectués après l'essai indiquent si le thyristor a pu supporter la valeur assignée de la vitesse critique de croissance du courant à l'état passant.

Conditions spécifiées

Les valeurs des conditions suivantes doivent être données:

- a) la vitesse de croissance du courant à l'état passant di/dt ;
- b) la valeur de pointe du courant à l'état passant; de préférence deux fois la valeur assignée maximale du courant moyen à l'état passant à la température spécifiée du boîtier ou du point de référence;
- c) la tension à l'état bloqué;
- d) la température du boîtier ou la température d'un point de référence;
- e) la fréquence de répétition et le nombre d'impulsions;
- f) les caractéristiques de la source d'amorçage par la gâchette;
- g) les limites des caractéristiques mesurées après l'essai.

6.3.6 Courant de pointe pour non-rupture du boîtier (I_{RSMC})

But

Vérifier le courant de pointe pour non-rupture du boîtier d'un thyristor dans des conditions spécifiées.

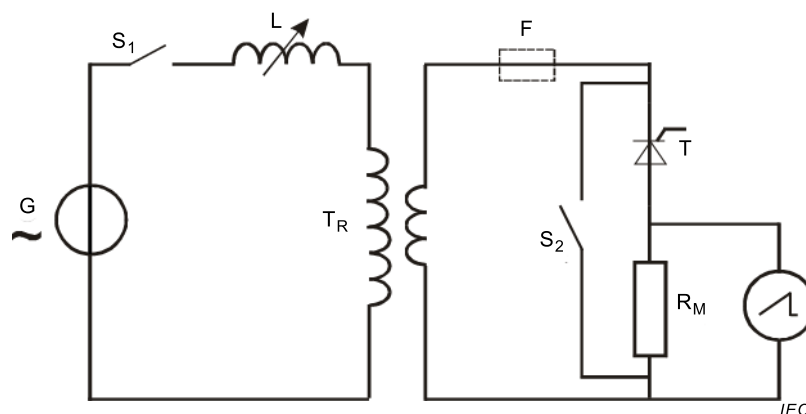


Figure 61 – Circuit de mesure du courant de pointe pour non-rupture de boîtier

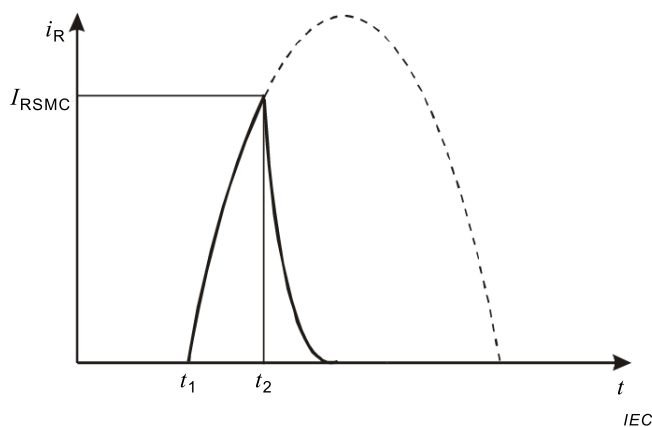


Figure 62 – Forme d'onde du courant inverse i_R traversant le thyristor en essai

Description et exigences du circuit (voir la Figure 61)

- G générateur alternatif ayant une capacité adéquate de court-circuit
- S_1, S_2 interrupteurs électromécaniques ou électroniques pour fortes puissances pouvant fonctionner à des instants définis du cycle de la tension du secteur
- F fusible facultatif pouvant remplacer S_2 (voir la procédure d'essai)
- L bobine d'inductance variable
- T_R transformateur pour puissances élevées
- R_M résistance qui permet de déterminer le courant, étalonnée et non inductive
- T thyristor en essai

Préconditionnement et mesurages initiaux

Avant l'essai, le thyristor en essai doit être préalablement endommagé, par exemple par une impulsion à haute tension et de faible énergie ou bien mécaniquement, de façon que le claquage ait toujours lieu sur les bords de la pastille de silicium. Si cela est exigé, un dommage mécanique peut être effectué avant encapsulation du dispositif. Le dispositif en essai est soumis à un essai de fuite avant l'essai; le taux de fuite doit être inférieur à 10^{-7} Pa m^3s^{-1} .

Procédure d'essai (voir la Figure 62)

Le dispositif en essai est placé dans l'appareillage d'essai.

L'interrupteur S_1 est fermé à l'instant t_1 de façon à appliquer au dispositif en essai une tension en sens inverse provoquant un claquage dans la partie préalablement endommagée. Il s'ensuit que le courant inverse croît brusquement avec une vitesse de croissance qu'il est possible d'ajuster (dans des limites raisonnables) en faisant varier l'inductance L .

A l'instant t_2 , l'interrupteur S_2 est fermé de façon que le courant de pointe soit limité à la valeur spécifiée I_{RM} .

Une autre manière de procéder peut consister à placer un fusible F dans le circuit. Le courant dans le thyristor en essai cesse lorsque le fusible coupe le circuit.

Conditions spécifiées

- a) la température du boîtier ou la température d'un point de référence;
- b) la valeur I_{RM} du courant de pointe pour non-rupture du boîtier;
- c) la vitesse de croissance du courant inverse, de préférence $25 \text{ A}/\mu\text{s}$;
- d) la durée de l'impulsion du courant d'essai;
- e) le courant de gâchette ouvert.

Mesurages après essai

Le thyristor en essai est soumis à un essai de fuite; le taux de fuite doit être inférieur à $10^{-7} \text{ Pa m}^3\text{s}^{-1}$.

Une autre manière de procéder peut consister à utiliser un dispositif détectant le plasma pendant l'essai électrique de façon à s'assurer qu'il n'y a aucune disparition de plasma pendant l'essai même si une petite craquelure apparaît.

Après l'essai électrique, le thyristor est soumis à une inspection visuelle. Il ne doit pas y avoir d'indication que des particules ont été arrachées ni que le dispositif a fondu extérieurement ou s'est enflammé.

6.4 Méthodes de mesure des caractéristiques thermiques

6.4.1 Généralités

Le cas échéant, les descriptions données dans les Méthodes A, B et C en 6.4.3.1 s'appliquent aussi bien aux thyristors à température du boîtier assignée, qu'à ceux à température ambiante assignée. Dans ce cas, elles sont décrites en termes de «température de point de référence T_r » où T_r peut être aussi bien T_c que T_a .

6.4.2 Mesurage de la température du boîtier

Si le point de référence est un trou qui a été percé par le fabricant à cet effet, la température du boîtier est mesurée à l'aide d'un capteur thermique (par exemple un thermocouple) introduit dans ce trou.

Pour les autres dispositifs, la température au point de référence est mesurée à l'aide d'un élément sensible à la température, ayant une capacité thermique négligeable, qui est scellé, soudé, serré ou maintenu rigidement sur le point de référence de façon à présenter une résistance thermique négligeable.

6.4.3 Méthodes de mesure pour la résistance thermique (R_{th}) et l'impédance thermique transitoire (Z_{th})

6.4.3.1 Méthodes utilisant une caractéristique sensible à la température du thyristor comme indicateur de la température virtuelle de jonction

Méthode A

Comme caractéristique sensible à la température, la tension à l'état passant du thyristor à une faible valeur du courant assigné à l'état passant est appliquée. La sensibilité disponible est de l'ordre de $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

Cette méthode convient moins aux thyristors sur plaquette de grand diamètre pour les raisons suivantes: pendant la période de mesure en faible courant de référence, la zone active est réduite à une dimension beaucoup plus faible et inconnue, qui varie avec la température et le temps.

Méthode B

Cette méthode utilise également la tension à l'état passant du thyristor comme caractéristique sensible à la température, mais à une valeur du courant de référence beaucoup plus grande que celle du courant assigné à l'état passant. Elle convient aux thyristors sur plaquette de grand diamètre et à tous les thyristors GTO. La sensibilité disponible est de l'ordre de $+6 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

Méthode C (pour thyristors GTO seulement)

Cette méthode utilise la tension d'avalanche sur la gâchette, à l'impulsion de courant de gâchette de référence donnée comme caractéristique sensible à la température. Elle convient aux thyristors GTO s'ils ont, comme c'est habituellement le cas, une caractéristique d'avalanche à la gâchette. La sensibilité disponible est de l'ordre de $+20 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

6.4.3.2 Mesurage par la méthode du débit de chaleur

Méthode D (pour R_{th} seulement)

Cette méthode est applicable à tous les thyristors à boîtier de type disque avec refroidissement de l'anode et de la cathode. Cette méthode permet de mesurer séparément les résistances thermiques entre la jonction virtuelle et la cathode ($R_{th(j-c)K}$) et entre la jonction virtuelle et l'anode ($R_{th(j-c)A}$).

6.4.4 Méthode de mesure de la résistance thermique et de l'impédance thermique (Méthode A)

6.4.4.1 Résistance thermique (R_{th})

But

Mesurer la résistance thermique d'un thyristor entre la jonction virtuelle et un point de référence.

Principe de la Méthode A

Les températures $T_r(1)$ et $T_r(2)$ au point de référence sont mesurées pour deux dissipations de puissance différentes $P(1)$ et $P(2)$ et dans les conditions de refroidissement provoquant la même température virtuelle de jonction. La tension à l'état passant pour un courant de référence donné est utilisée pour vérifier que la température virtuelle de jonction est bien la même. Puis:

$$R_{th} = \frac{T_r(1) - T_r(2)}{P(2) - P(1)}$$

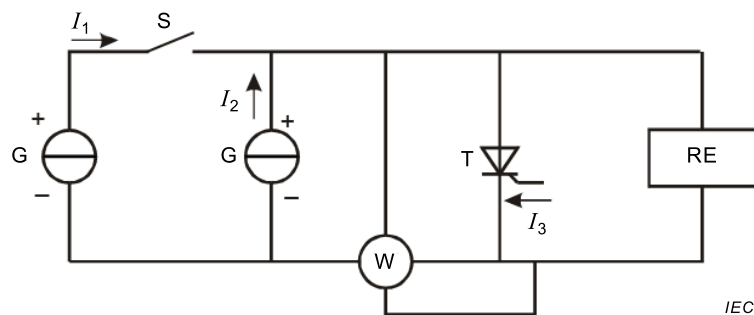


Figure 63 – Schéma de base pour le mesurage de R_{th} (méthode A)

Description et exigences du circuit (voir la Figure 63)

- T thyristor mesuré
- I_1 courant d'échauffement: c'est un courant continu ou un courant alternatif
- I_2 courant continu de référence contrôlé lorsque le courant d'échauffement est interrompu périodiquement pendant de courts intervalles de temps
- I_3 courant d'amorçage destiné à maintenir le thyristor à l'état passant en permanence ou en impulsions (conditions d'impulsions devant être spécifiées)
- W wattmètre indiquant la dissipation de puissance totale P dans la jonction pendant les périodes d'échauffement (pour la méthode en courant alternatif W mesure la dissipation de puissance moyenne)
- S_1 interrupteur électronique destiné à interrompre périodiquement le courant d'échauffement I_1 (pour la méthode en courant continu); pour la méthode en courant alternatif, l'interrupteur S_1 n'est pas nécessaire
- S_2 interrupteur électronique fermé lors de l'interruption du courant d'échauffement I_1
- V voltmètre de zéro

Précautions devant être observées

- Les transitoires de tension ont lieu à cause des porteurs de charge en excès lorsque le courant d'échauffement est interrompu. Des transitoires de tension supplémentaires ont lieu si le boîtier du dispositif en essai contient un matériau ferromagnétique. L'interrupteur S_2 ne doit pas être fermé tant que ces transitoires n'ont pas disparu.
- Généralement, le courant de référence I_2 doit être suffisamment élevé pour maintenir toute la jonction à l'état passant. Pour vérifier ce point, il est nécessaire de s'assurer que le courant redevient stable immédiatement après la modification d'état des tensions de borne d'une manière identique à celle du courant d'échauffement lorsque celui-ci est interrompu, et la tension à l'état passant du thyristor mesuré décroît rapidement d'une valeur relativement haute à une valeur plus basse.

Procédure de mesure

Le dispositif devant être mesuré est monté de telle façon que la température du point de référence puisse être stabilisée à une valeur fixée et mesurée comme exigé en 6.4.4.1.

Le mesurage est réalisé en deux étapes:

Étape 1: Le point de référence est maintenu à une température élevée $T_r(1)$. Un courant d'échauffement de faible valeur est appliqué provoquant la dissipation de puissance totale

$P(1)$ dans la jonction. Après avoir atteint l'équilibre thermique, le voltmètre de zéro V est mis à zéro. $T_r(1)$ et $P(1)$ sont enregistrés.

Étape 2: Le point de référence est maintenu à une température basse $T_r(2)$. Le courant d'échauffement est augmenté jusqu'à ce que la puissance totale $P(2)$ échauffe la jonction à la même température que celle atteinte à l'étape 1. Ceci est précisé par la mise au zéro du voltmètre de zéro V. $T_r(2)$ et $P(2)$ sont enregistrés.

La résistance thermique est calculée d'après l'expression suivante:

$$R_{th} = \frac{T_r(1) - T_r(2)}{P(2) - P(1)}$$

6.4.4.2 Impédance thermique transitoire (Z_{th})

But

Mesurer l'impédance thermique transitoire d'un thyristor entre la jonction virtuelle et un point de référence.

Principe de la méthode

Une courbe d'étalonnage est établie à l'équilibre thermique avec la tension à l'état passant au courant de référence I_2 en fonction de la température du point de référence.

L'impédance thermique transitoire $Z_{th}(t)$ est calculée au moyen de la courbe d'étalonnage obtenue à partir des valeurs de tension à l'état passant et de la température du point de référence, au début et à la fin du temps de refroidissement t qui suit une période d'échauffement au cours de laquelle le thyristor a été échauffé par une puissance mesurée jusqu'à atteindre l'équilibre thermique.

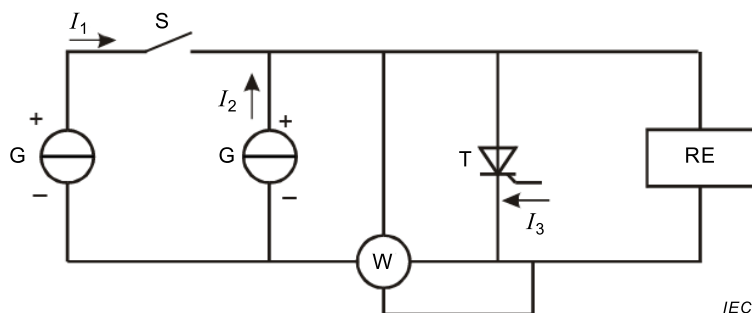


Figure 64 – Schéma de base de mesure de $Z_{th}(t)$ (méthode A)

Description et exigences du circuit (voir la Figure 64)

- T thyristor mesuré
- I_1 courant d'échauffement
- I_2 courant continu de référence
- I_3 courant d'amorçage
- S interrupteur destiné à couper le courant d'échauffement I_1
- W wattmètre indiquant la dissipation de puissance totale dans la jonction pendant la période d'échauffement

RE enregistreur, par exemple un oscillographe enregistrant la variation en fonction du temps de la tension directe V_T due à I_2

Précautions devant être observées

Généralement, le courant de référence I_2 doit être suffisamment élevé pour maintenir toute la jonction à l'état passant.

Procédure de mesure

Le thyristor devant être mesuré est monté de telle façon que la température du point de référence soit suffisamment stabilisée à une valeur fixée et puisse être mesurée conformément aux exigences de 6.4.2.

L'interrupteur S étant ouvert, I_2 est ajusté à la valeur fixée. La courbe d'étalonnage (voir note ci-dessous)

$$V_T^* = f(T_r^*)$$

est établie en mesurant la tension à l'état passant V_T^* générée à l'équilibre thermique par le courant de référence I_2 en fonction de la température du point de référence T_r^* , qui varie extérieurement.

Le courant d'échauffement I_1 est appliqué en fermant l'interrupteur S. Lorsque l'équilibre thermique est atteint, la dissipation de puissance dans le thyristor $P(0)$ et la tension à l'état passant $V_T(0)$ à $t = 0$ sont enregistrés.

À $t = 0$ (début de la période de refroidissement), le courant d'échauffement est interrompu en ouvrant l'interrupteur S. La tension à l'état passant générée par I_2 est enregistrée en fonction du temps de refroidissement. L'évolution de la température du point de référence doit également être enregistrée si elle ne peut pas être suffisamment stabilisée.

Lorsque le nouvel équilibre thermique est atteint, la dissipation de puissance $P(t)$ est de nouveau enregistrée.

NOTE Les valeurs se référant à la courbe d'étalonnage sont indiquées par un astérisque * associé au symbole littéral.

Pour un temps t de refroidissement donné, l'impédance thermique transitoire est calculée selon l'équation:

$$Z_{th}(t) = \frac{[T_r^*(0) - T_r^*(t)] - [T_r(0) - T_r(t)]}{P(0) - P(t)}$$

où

$T_r^*(0)$ ou $T_r^*(t)$ sont notées sur la courbe d'étalonnage pour des valeurs de V_T^* égales aux valeurs mesurées respectives de $V_T(0)$ ou $V_T(t)$;

$T_r(0)$ et $T_r(t)$ sont les valeurs de T_r mesurées à $t = 0$ et $t = t$.

6.4.5 Méthode de mesure de la résistance thermique et de l'impédance thermique (Méthode B)

6.4.5.1 Principe de la méthode de mesure

Mesurage de la température virtuelle de jonction (T_{vj})

Pour mesurer la valeur T_{vj2} à l'instant donné t_2 , une impulsion de courant de demi-onde sinusoïdale est superposée au courant à l'état passant réel circulant à cet instant et conforme aux exigences suivantes (voir la Figure 65).

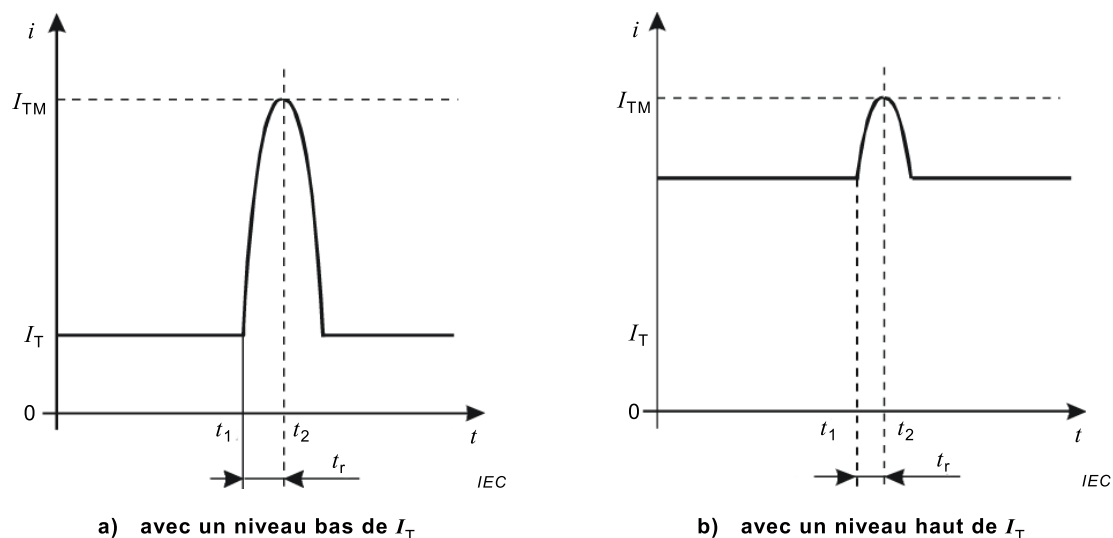


Figure 65 – Superposition de l'impulsion de courant de référence aux différents courants à l'état passant

La valeur de pointe de l'impulsion de courant I_{TM} est atteinte à $t = t_2$. Pour ce faire, l'impulsion démarre à $t_1 = t_2 - t_r$ où t_r est le temps de montée de l'impulsion jusqu'à sa valeur de pointe.

La durée d'impulsion $2t_r$ est faible par rapport à la constante de temps thermique de la pastille de silicium, mais suffisamment grande pour qu'après le temps t_r , l'équilibre des porteurs de charge dans le thyristor soit atteint.

L'amplitude de l'impulsion superposée est contrôlée de telle façon que, indépendamment du courant de précharge I_T , la même valeur de pointe I_{TM} (courant de mesure de référence) soit atteinte.

La valeur de I_{TM} doit être notablement plus grande que la valeur assignée du courant à l'état passant.

La dissipation de puissance superposée pendant l'impulsion de courant conduit à une augmentation correspondante de la température virtuelle de jonction qui peut ne pas être négligeable. La Figure 66a) représente le cas le plus général après que P a été réduit à $t = 0$ de $P(1)$ à une plus faible valeur $P(2)$, l'équilibre thermique n'ayant pas encore été atteint à $t = t_2$.

Le trait continu de la Figure 66b) représente cette augmentation supplémentaire ΔT_{vj} qui atteint la valeur ΔT_{vj2} à $t = t_2$.

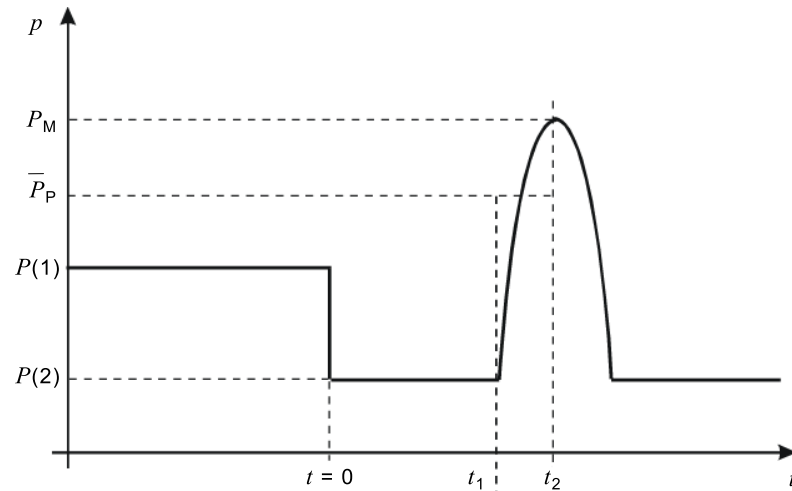
La Figure 66c) représente l'évolution de la température virtuelle de jonction ΔT_{vj} résultant de la somme linéaire de ΔT_{vj} et T_{vj} .

À $t = t_2$, la valeur $T'_{vj2} = T_{vj2} + \Delta T_{vj2}$ est atteinte et cette valeur est mesurée au moyen de la courbe d'étalonnage. La valeur devant être mesurée doit être calculée selon

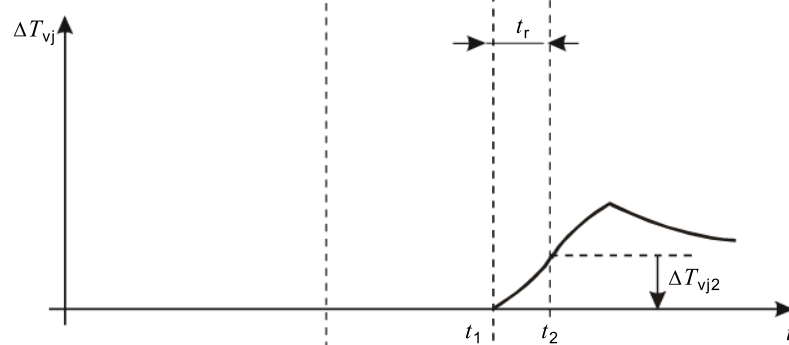
$$T_{vj2} = T'_{vj2} - \Delta T_{vj2} \quad (4)$$

Pour ce faire, une valeur suffisamment exacte de ΔT_{vj2} peut être calculée à partir des paramètres typiques connus du thyristor.

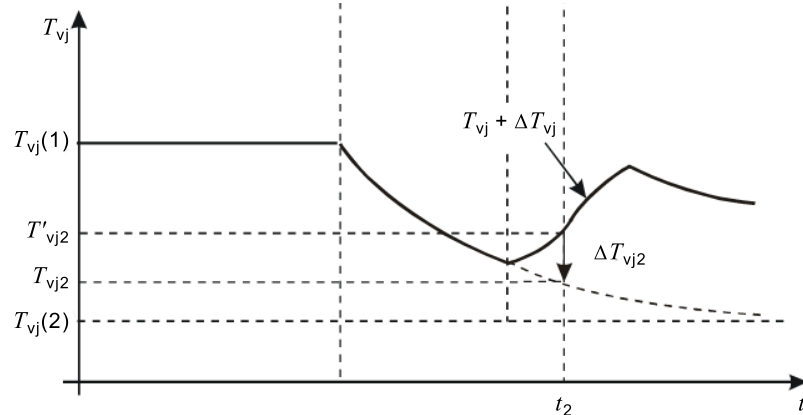
À cause de la superposition linéaire de ΔT_{vj} sur T_{vj} , la valeur de T'_{vj2} ne dépend pas du fait que l'équilibre thermique a été ou non atteint à t_2 . De ce fait, la méthode B est applicable aussi bien pour le mesurage de R_{th} que celui de $Z_{th}(t)$.



a) Formes d'onde pour la dissipation de puissance



b) Échauffement supplémentaire ΔT_{vj}



c) Superposition de ΔT_{vj} et T_{vj}

IEC

Figure 66 – Formes d'onde pour la dissipation de puissance et la température virtuelle de jonction (cas général)

Calcul de ΔT_{vj2}

Si les exigences ci-dessus sont satisfaites, l'évolution de P pendant t_r peut être remplacée par une dissipation de puissance constante (\overline{P}_P , trait pointillé dans la Figure 66a) égale à la valeur moyenne de la dissipation de puissance réelle pendant le temps t_r . Dans une approximation du premier ordre, l'hypothèse retenue doit être que l'évolution réelle de la dissipation de puissance superposée a également la forme d'une onde sinusoïdale.

Puis
$$\overline{P}_P - P(2) = \frac{2}{\pi} (P_M - P(2)) \quad (5)$$

$$\Delta T_{vj2} = \frac{2}{\pi} (P_M - P(2)) Z_{th}(t_r) \quad (6)$$

Si l'approximation linéaire de la caractéristique à l'état passant est connue, le facteur $2/\pi$ de l'Equation (6) peut être calculé avec plus de précision. Cependant cette correction additionnelle d'une correction déjà peu importante ΔT_{vj2} n'est pas nécessaire. De ce fait la Figure 66 ne peut être tracée à l'échelle. Il est préférable d'exprimer ΔT_{vj2} comme une fraction de $(P_M - P(2)) R_{th}$, c'est-à-dire de la variation maximale de température qui est atteinte pour de très grandes valeurs de t_r :

$$\Delta T_{vj2} = \varepsilon (P_M - P(2)) R_{th} \quad (7)$$

ainsi l'Equation (4) devient
$$T_{vj2} = T'_{vj2} - \varepsilon (P_M - P(2)) R_{th} \quad (8)$$

avec
$$\varepsilon = \frac{2}{\pi} \frac{Z_{th}(t_r)}{R_{th}} \quad (9)$$

Il est évident qu'un inconvénient de la méthode de mesure est que les valeurs particulières de R_{th} ou Z_{th} sont calculées à partir de la différence de deux valeurs de T_{vj2} et que pour le calcul de ces deux valeurs (Equation (8)), il convient que les valeurs particulières de R_{th} et Z_{th} soient déjà connues. Cependant, comme précisé ci-dessus, le facteur de correction ε est si faible que pour son calcul les valeurs typiques de R_{th} et $Z_{th}(t_r)$ peuvent être utilisées.

Calcul de ε

Lorsque la valeur typique de $Z_{th}(t_r)$ n'est pas directement spécifiée, ε peut être calculé à partir d'autres paramètres typiques, par exemple:

- a) à partir du volume V de la pastille de silicium. Si les exigences ci-dessus sont satisfaites, la perte totale d'énergie pendant t_r est accumulée dans la capacité thermique C_{th} de la pastille; de ce fait:

$$\Delta T_{vj2} \approx \frac{2}{\pi} (P_M - P(2)) \frac{t_r}{C_{th}} \quad (10)$$

C_{th} peut être calculé à partir du volume connu V de la pastille selon:

$$C_{th} = V \times c \times \rho \quad (11)$$

où

V est le volume, en cm^3 ,

c est la chaleur spécifique 0,735, en Ws/kg ;

ρ est la densité spécifique du silicium, soit $2,34 \text{ g/cm}^3$.

ε est ainsi obtenu à partir des Equations (7) et (10)

$$\varepsilon = \frac{2}{\pi} \times \frac{t_r}{R_{th} C_{th}} \quad (12)$$

b) de la fonction analytique spécifiée pour $Z_{th}(t)$ de la forme:

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n R_i (1 - \exp(-t/\tau_i)) \quad (13)$$

De l'Equation (13) découle que la pente initiale de $Z_{th} = f(t)$ est:

$$\left(\frac{dZ_{th}}{dt}\right)_{t=0} = \sum_{i=1}^n R_i / \tau_i \quad (14)$$

puis

$$Z_{th}(t_r) = t_r \times \left(\frac{dZ_{th}}{dt}\right)_{t=0} \quad (15)$$

et

$$\varepsilon = \frac{2}{\pi} \times \frac{t_r}{R_{th}} \sum_{i=1}^n R_i / \tau_i \quad (16)$$

Enregistrement et application de la courbe d'étalonnage

NOTE 1 Les valeurs se référant à la courbe d'étalonnage sont indiquées par l'exposant * associé au symbole littéral.

Pour l'enregistrement de la courbe d'étalonnage, la valeur de pointe de l'impulsion du courant de référence I_{TM} et la valeur d'une précharge constante P^* sont retenues.

La variation de la température du point de référence T_r^* est effectuée extérieurement au moyen d'un échauffement électrique aux électrodes du thyristor, ou par échauffement dans un bain d'huile. Pour différentes valeurs de T_r^* , la valeur de pointe de la tension à l'état passant (V_{TM}^*) est mesurée dans les conditions de l'équilibre thermique. La courbe d'étalonnage est tracée selon $V_{TM}^* = f(T_r^*)$, voir la Figure 67.

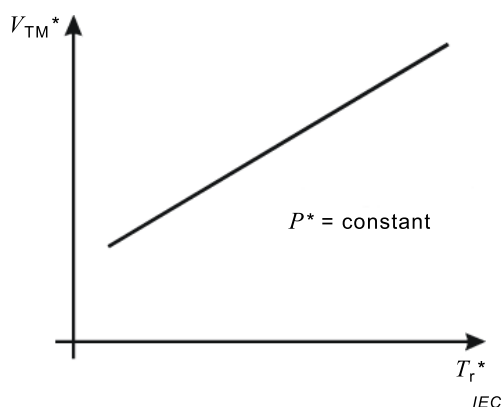


Figure 67 – Courbe d'étalonnage

La valeur de pointe mesurée V_{TM}^* correspond très étroitement à la valeur de V_{TM} à $t = t_2$, aussi il est possible de calculer T_{vj2}^* pour V_{TM}^* selon:

$$T_{vj2}^* = T_r^* + P^* R_{th} + T_{vj}^*$$

avec l'Equation (7)
$$T_{vj2}^* = T_r^* + P^* R_{th} + \varepsilon (P_M - P^*) R_{th} \tag{17}$$

Pour le mesurage de T_{vj2} à t_2 , la valeur de pointe V_{TM} à t_2 est mesurée, et pour $V_{TM}^* = V'_{TM}$ la valeur correspondante de T_r^* est prise sur la courbe d'étalonnage.

De $V^*_{TM} = V'_{TM}$ est obtenu $T^*_{vj2} = T'_{vj2}$

En découle à partir des Equations (8) et (17):

$$T_{vj2} = T_r^* + P^* R_{th} + \varepsilon (P(2) - P^*) R_{th} \tag{18}$$

L'Equation (18) peut être utilisée pour calculer T_{vj2} . Cependant, pour la présente méthode de mesure ce n'est pas nécessaire, car les termes de P^* s'annulent un à un lorsque R_{th} et Z_{th} sont calculés à partir de la différence de deux valeurs de T_r^* .

Calcul de R_{th}

Pour deux valeurs différentes de dissipation de puissance ($P(1)$, $P(2)$) les températures du point de référence ($T_r(1)$, $T_r(2)$) sont contrôlées de façon à obtenir dans les deux cas, à l'équilibre thermique, les mêmes valeurs de pointe de tension à l'état passant ($V_{TM}(1) = V_{TM}(2)$) et de ce fait à atteindre la même valeur de la température virtuelle de jonction:

$$T'_{vj2}(1) = T'_{vj2}(2) \tag{19}$$

avec l'Equation (8) et

$$T_{vj2} = T_r + P R_{th} \tag{20}$$

de l'Equation (19) est déduit

$$R_{th} = \frac{1}{1-\varepsilon} \times \frac{T_r(1) - T_r(2)}{P(2) - P(1)} \quad (21)$$

Calcul de $Z_{th}(t)$

NOTE 2 Pour le calcul de $Z_{th}(t)$ les indicateurs de temps (0) et (t) sont utilisés à la place de (1) ou (2) respectivement.

Dans un premier mesurage, avec la température du point de référence $T_r(0)$ et la dissipation de puissance $P(0)$, $V_{TM}(0)$ est mesurée dans les conditions d'équilibre thermique.

À $t = 0$, la dissipation de puissance est brusquement ramenée à la valeur $P(t)$. Au temps spécifié t , T_r et V_{TM} sont mesurés de nouveau ($T_r(t)$, $V_{TM}(t)$).

Les valeurs $T_r^*(0)$, $T_r^*(t)$ correspondant à $V_{TM}(0)$, $V_{TM}(t)$ sont lues sur la courbe d'étalonnage.

Puis

$$Z_{th}(t) = \frac{[T_{vj2}(0) - T_{vj2}(t)] - [T_r(0) - T_r(t)]}{P(0) - P(t)} \quad (22)$$

avec

$$T_{vj2}(0, t) = T_r^*(0, t) + P^* R_{th} + \varepsilon (P(0, t) - P^*) R_{th} \quad (23)$$

à partir de l'Equation (22)

$$Z_{th}(t) = \frac{|T_r^*(0) - T_r^*(t)| - [T_r(0) - T_r(t)]}{P(0) - P(t)} + \varepsilon R_{th} \quad (24)$$

6.4.5.2 Résistance thermique (R_{th})

But

Mesurer la résistance thermique entre la jonction virtuelle et un point de référence, de préférence pour les thyristors de forte puissance.

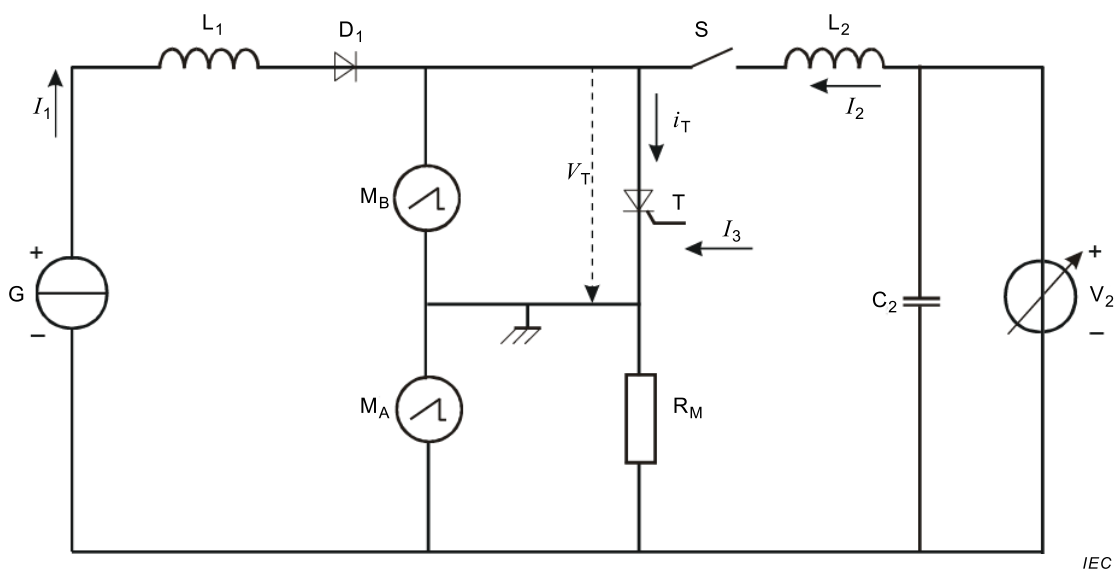
Principe de la méthode

Les températures $T_r(1)$ et $T_r(2)$ d'un point de référence sont mesurées à deux dissipations de puissance différentes $P(1)$ et $P(2)$ et dans des conditions de refroidissement telles que la température de jonction soit la même. La tension à l'état passant V_{TM} à la valeur de pointe de l'impulsion du courant de référence est appliquée pour vérifier que la même température virtuelle de jonction est atteinte.

Puis:

$$R_{th} = \frac{1}{1-\varepsilon} \times \frac{T_r(1) - T_r(2)}{P(2) - P(1)} \quad (25)$$

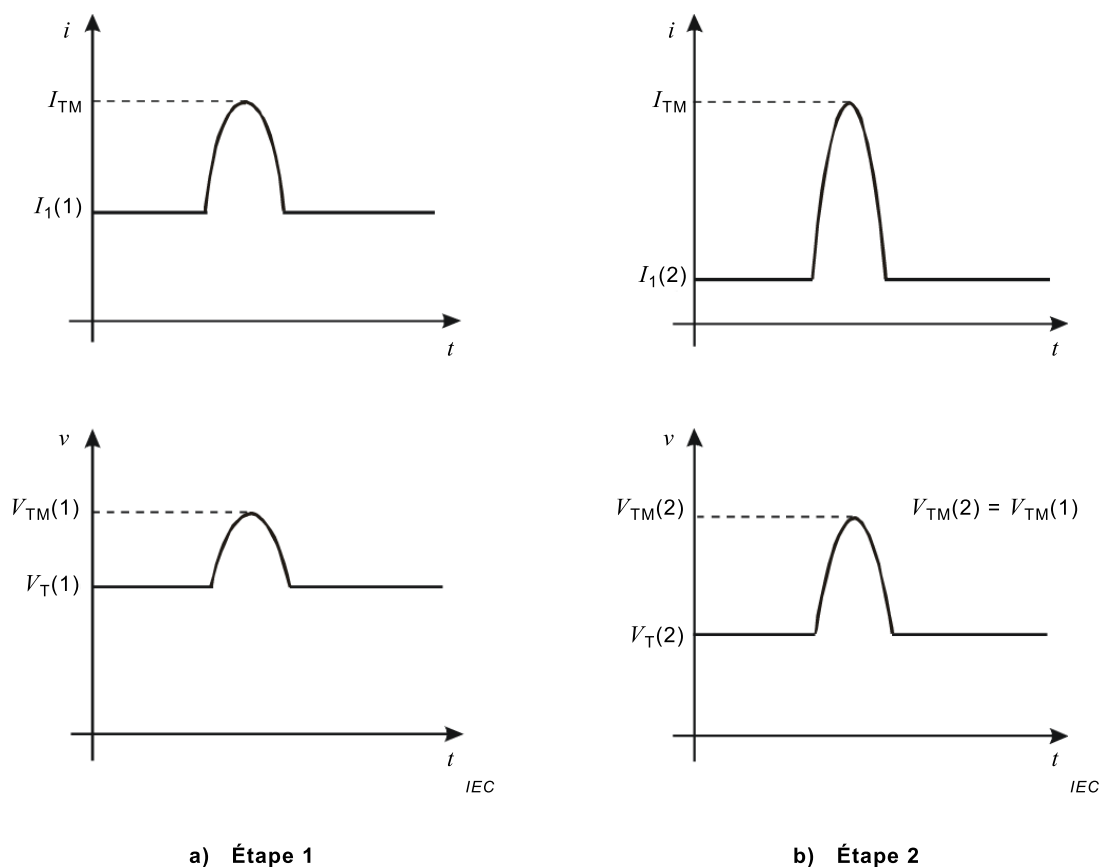
Pour la signification de ε voir 6.4.5.1, Equations (9) et (12)



Légende

T thyristor mesuré

Figure 68 – Schéma de base de mesure de R_{th} (Méthode B)



a) Étape 1

b) Étape 2

Figure 69 – Formes d'onde pour la mesure de la résistance thermique

Description et exigences du circuit (voir la Figure 68)

- C₂ condensateur fournissant l'impulsion sinusoïdale de courant de référence (voir aussi L₂)
- D₁ diode de blocage
- G générateur de courant d'échauffement I_1 qui provoque la dissipation de puissance P

dans le thyristor T

- I_3 courant d'amorçage destiné à maintenir le thyristor à l'état passant
- L_1 bobine d'inductance destinée à bloquer l'impulsion de courant de référence
- L_2 bobine d'inductance déterminant conjointement avec C_2 la durée $2t_r$ de l'impulsion de courant de référence

$$(2t_r = \pi\sqrt{L_2C_2})$$

- M_A instrument de mesure du courant d'échauffement I_1 et du courant de mesure de référence I_{TM} (la valeur de pointe de I_T pendant l'impulsion de courant de référence)
- M_B instrument de mesure de la tension à l'état passant V_T au courant d'échauffement I_1 et pour la valeur de pointe V_{TM} produite par l'impulsion de courant de référence
- R_M résistance étalonnée non inductive qui permet de déterminer le courant
- S interrupteur électronique
- V2 source de tension destinée à produire la valeur de pointe I_{TM} durant l'impulsion de courant de référence

Précautions devant être observées

Généralement, il convient que la durée $2t_r$ de l'impulsion de courant de référence soit de l'ordre de 1 ms pour établir à ses valeurs de pointe l'équilibre des porteurs de charge en T. L'intervalle t_r est également suffisant pour les thyristors de forte puissance puisque les ondes sinusoïdales partent d'une faible intensité.

Pour obtenir une sensibilité optimale (mV/°C), la valeur de pointe I_{TM} de l'impulsion de courant de référence doit être de l'ordre de 3 à 5 fois le courant assigné à l'état passant du thyristor mesuré.

Procédure de mesure

Le thyristor mesuré est monté de sorte que la température du point de référence soit suffisamment stabilisée à une valeur fixée; cette température est mesurée selon 6.4.2.

Le mesurage est réalisé en deux étapes (voir la Figure 69).

Étape 1: La température du point de référence est maintenue à une faible valeur. La tension à l'état passant V_T est mesurée et le courant d'échauffement est ajusté de manière à atteindre la dissipation de puissance $P(1) = I_1(1) V_T(1)$. L'impulsion de courant de référence est ajustée de telle sorte que la valeur du courant de mesure de référence fixe (valeur de pointe I_{TM}) soit atteinte. Après que l'équilibre thermique a été atteint, la valeur de pointe de la tension à l'état passant $V_{TM}(1)$ et la température du point de référence $T_r(1)$ sont enregistrées.

Étape 2: A une faible valeur du courant d'échauffement $I_1(2)$ provoquant la dissipation de puissance $P(2) = I_1(2) V_T(2)$, la valeur de pointe de l'impulsion de courant de référence est ajustée de façon à atteindre I_{TM} comme précédemment. La température du point de référence est augmentée jusqu'à ce que la même valeur de pointe de la tension à l'état passant soit atteinte: $V_{TM}(2) = V_{TM}(1)$. La température du point de référence $T_r(2)$ est enregistrée.

La résistance thermique est calculée selon l'expression:

$$R_{th} = \frac{1}{1-\varepsilon} \times \frac{T_r(1) - T_r(2)}{P(2) - P(1)} \quad (26)$$

Pour la signification de ε , voir 6.4.5.1, Equations (9) et (12). La plupart du temps, ε peut être considéré comme nul.

6.4.5.3 Impédance thermique transitoire ($Z_{th}(t)$)

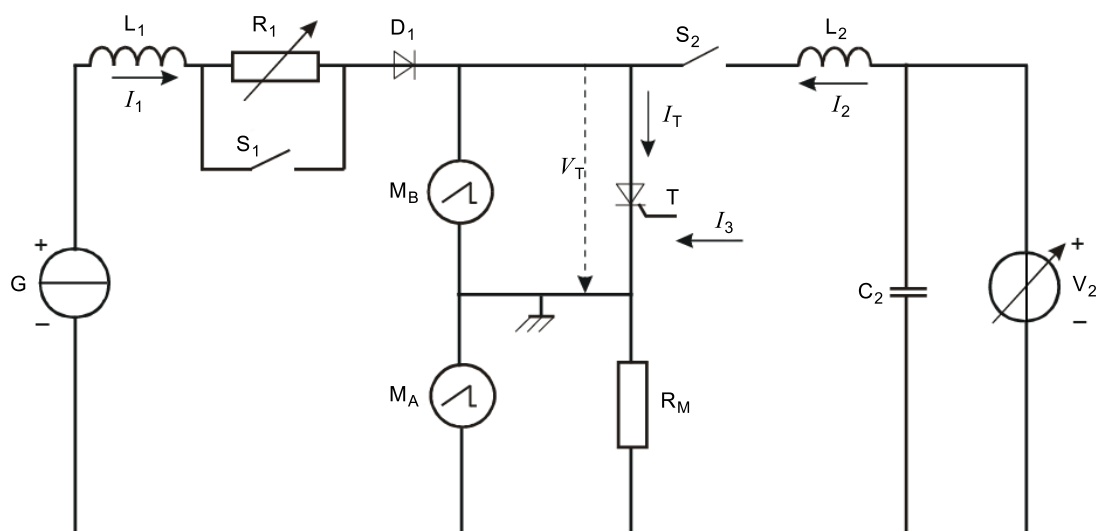
But

Mesurer l'impédance thermique transitoire entre la jonction virtuelle et un point de référence de préférence pour les thyristors de forte puissance.

Principe de la méthode

Après avoir appliqué le courant d'échauffement et avoir attendu que l'équilibre thermique soit atteint, sont enregistrées la dissipation de puissance dans le thyristor, la tension à l'état passant pour la valeur de pointe de l'impulsion de courant de référence et la température du point de référence. Le courant d'échauffement est alors diminué brutalement et la tension à l'état passant pour la valeur de pointe de l'impulsion de courant de référence, ainsi que la température du point de référence sont enregistrées en fonction du temps.

Au moyen de la courbe d'étalonnage, les valeurs enregistrées de la tension à l'état passant sont converties en valeurs correspondantes de la température virtuelle de jonction à partir desquelles l'impédance thermique transitoire est calculée.



IEC

Légende

T thyristor mesuré

Figure 70 – Schéma de base de mesure de $Z_{th}(t)$ (Méthode B)

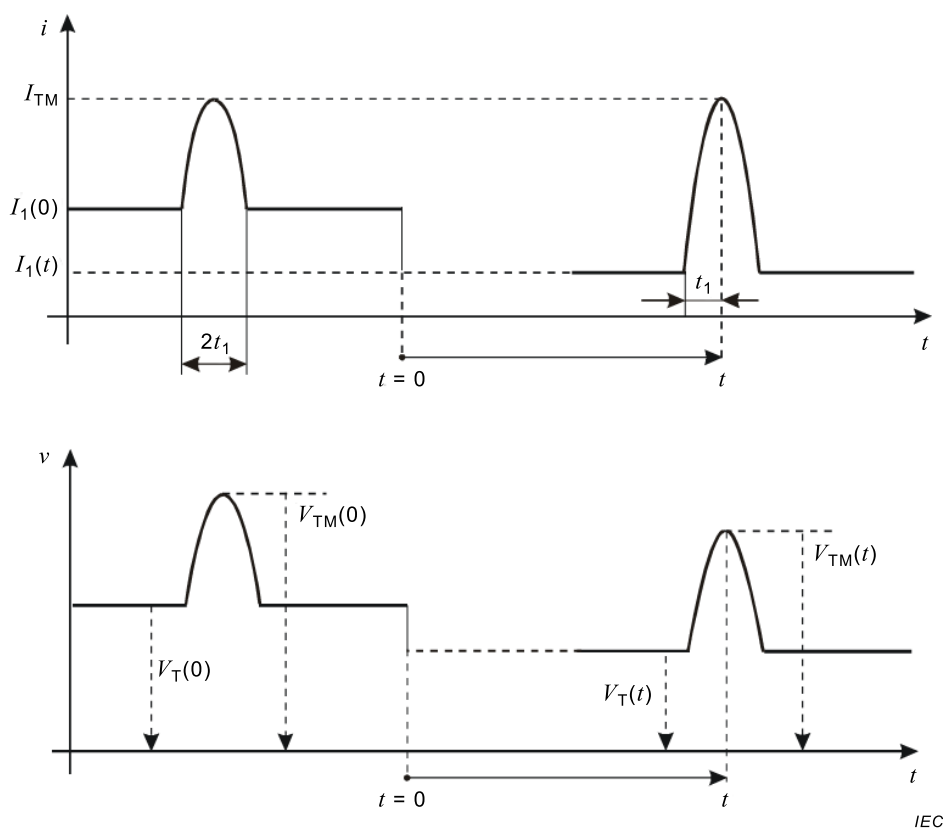


Figure 71 – Formes d'onde pour la mesure de l'impédance thermique transitoire

Description et exigences du circuit (voir la Figure 70)

- C_2 condensateur fournissant l'impulsion sinusoïdale de courant de référence (voir aussi L_2)
- D_1 diode de blocage
- G générateur de courant I_1 pendant la période d'échauffement $I_1(0)$ et la période de refroidissement $I_1(t)$
- I_3 courant d'amorçage destiné à maintenir le thyristor à l'état passant
- L_1 bobine d'inductance destinée à bloquer l'impulsion de courant de référence
- L_2 bobine d'inductance déterminant conjointement avec C_2 la durée $2t_r$ de l'impulsion de courant de référence

$$(2t_r = \pi\sqrt{L_2 C_2})$$

- M_A instrument de mesure du courant d'échauffement I_1 et du courant de mesure de référence I_{TM} (la valeur de pointe de I_T pendant l'impulsion de courant de référence)
- M_B instrument de mesure de la tension à l'état passant V_T au courant d'échauffement I_1 et pour la valeur de pointe V_{TM} produite par l'impulsion de courant de référence
- R_M résistance étalonnée non inductive qui permet de déterminer le courant
- R_1 résistance destinée à ajuster $I_1(t)$
- S_1 interrupteur électronique (par exemple un GTO)
- S_2 interrupteur électronique (par exemple un thyristor)
- V_2 source de tension destinée à produire la valeur de pointe I_{TM} durant l'impulsion de courant de référence

Précautions devant être observées

Généralement, il convient que la durée $2t_r$ de l'impulsion de courant de référence soit de l'ordre de 1 ms pour établir à ses valeurs de pointe l'équilibre des porteurs de charge en T. L'intervalle t_r est également suffisant pour les thyristors de forte puissance du moment que les ondes sinusoïdales partent d'un faible courant.

Pour obtenir une sensibilité optimale (mV/°C), la valeur de pointe I_{TM} de l'impulsion de courant de référence doit être de l'ordre de 3 à 5 fois le courant nominal du thyristor mesuré.

Procédure de mesure

Le thyristor mesuré est monté de sorte que la température du point de référence soit suffisamment stabilisée; cette température est mesurée selon 6.4.2.

Une courbe d'étalonnage est établie comme en 6.4.5.1. Le courant de précharge I_T^* doit avoir la même valeur que celle que le courant à l'état passant aura plus tard durant la période de refroidissement $I_1(t)$.

Pour préparer le mesurage, les valeurs fixées pour le courant I_1 pendant la période d'échauffement $I_1(0)$ et la période de refroidissement $I_1(t)$ doivent être ajustées alors que l'interrupteur S_2 est ouvert. L'interrupteur S_1 est d'abord fermé et I_1 est ajusté à la valeur $I_1(0)$ au moyen du générateur variable G. Puis l'interrupteur S_1 est ouvert et I_1 est ajusté à la valeur $I_1(t)$ au moyen de la résistance variable R_1 .

Pour le mesurage, $I_1(0)$ est appliqué (interrupteur S_1 fermé). Après que l'équilibre thermique a été atteint, la valeur réelle de $I_1(0)$, la tension à l'état passant correspondante $V_T(0)$, la valeur de pointe $V_{TM}(0)$ et la température du point de référence $T_r(0)$ sont enregistrées.

Au temps $t = 0$, I_1 est brusquement ramené à la valeur $I_1(t)$ en ouvrant l'interrupteur S_1 . Au même instant, V_2 est augmentée de telle façon que le courant de mesure de référence fixé I_{TM} soit atteint pour le mesurage de la valeur correspondante de $V_{TM}(t)$. Au temps $t = t_r$, l'interrupteur S_2 est fermé et au temps t , la valeur de pointe $V_{TM}(t)$ à I_{TM} et $T_r(t)$ est enregistrée. Puis les valeurs réelles de $I_1(t)$ et $V_T(t)$ sont mesurées.

Les enregistrements périodiques pendant la période de refroidissement sont possibles, si l'échauffement périodique dû à l'impulsion de courant de référence peut être négligé.

Pour le calcul de $Z_{th}(t)$, les valeurs $T_r^*(0)$ et $T_r^*(t)$ correspondant aux valeurs mesurées $V_{TM}(0)$ et $V_{TM}(t)$ sont prises sur la courbe d'étalonnage.

L'impédance thermique transitoire est calculée (voir Équation (24) en 6.4.5.1) selon

$$Z_{th}(t) = \frac{|T_r^*(0) - T_r^*(t)| - [T_r(0) - T_r(t)]}{P(0) - P(t)} + \varepsilon R_{th} \quad (27)$$

où

$$P(0) = I_1(0) \cdot V_T(0) \text{ et}$$

$$P(t) = I_1(t) \cdot V_T(t).$$

(Pour la signification de ε , voir 6.4.5.1, Équations (9) et (12). En général εR_{th} peut être négligé).

6.4.6 Méthode de mesure de la résistance et de l'impédance thermiques (Méthode C, pour thyristors GTO seulement)

6.4.6.1 Courbe d'étalonnage

La courbe d'étalonnage correspond à la caractéristique à l'état bloqué du thyristor GTO. Elle présente la tension de claquage d'avalanche de la gâchette V_{GR}^* à l'impulsion de courant de gâchette de référence I_G^* en fonction de la température virtuelle de jonction T_{vj}^* . À l'état bloqué, T_{vj}^* est égale à la température du point de référence T_r^* , et T_{vj}^* est modifiée en faisant varier extérieurement T_r^* .

La valeur de pointe de l'impulsion du courant de référence doit être choisie en relation avec la taille et la structure du thyristor GTO afin de lui permettre de fonctionner en totale conduction. Sa durée et sa fréquence de répétition doivent être choisies de façon telle qu'aucun échauffement significatif ne se produise dans le thyristor GTO.

6.4.6.2 Résistance thermique (R_{th})

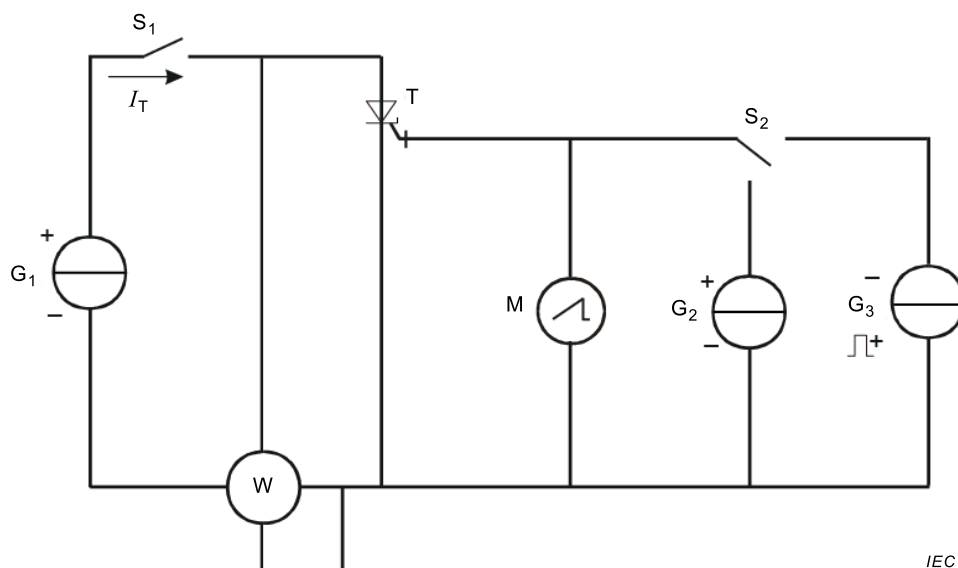
But

Mesurer la résistance thermique d'un thyristor blocable par la gâchette entre la température virtuelle de jonction et le point de référence.

Principe de la méthode

Les températures $T_r(1)$ et $T_r(2)$ du point de référence sont mesurées pour la dissipation de puissance P , et zéro respectivement, et dans les conditions de refroidissement amenant à la même température de jonction. La tension d'avalanche sur la gâchette à l'impulsion de courant de référence est utilisée pour vérifier que la même température de jonction a été atteinte.

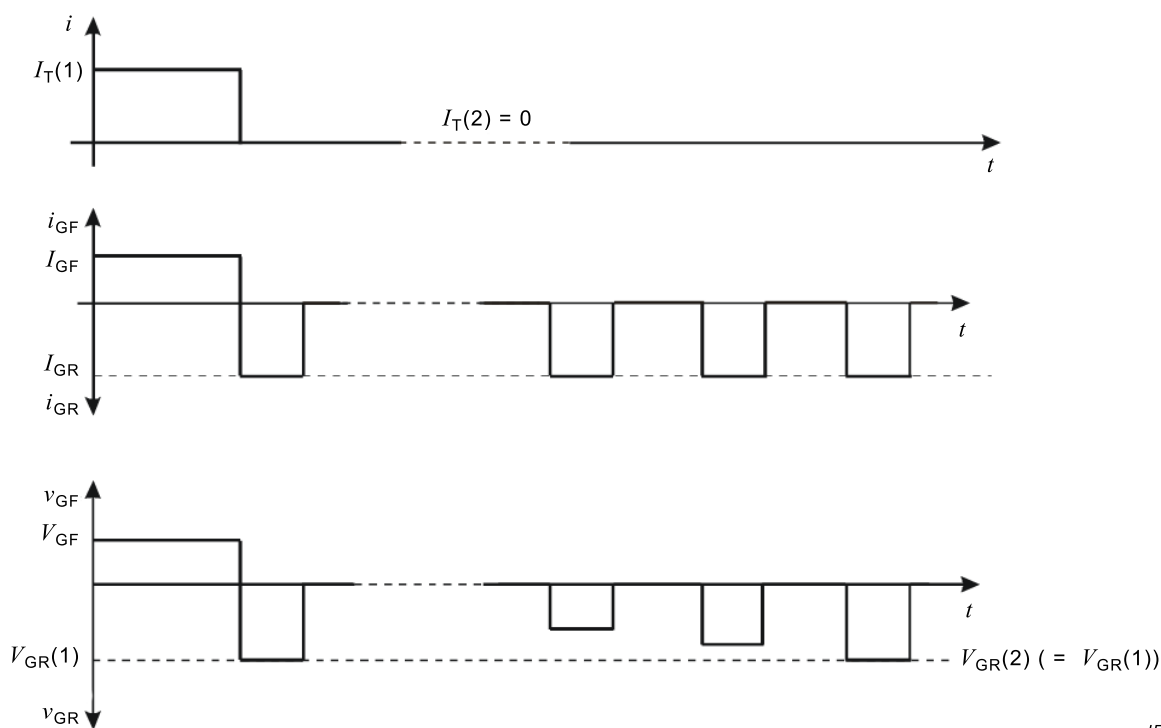
Puis
$$R_{th} = \frac{T_r(2) - T_r(1)}{P} \quad (28)$$



Légende

T thyristor mesuré

Figure 72 – Schéma de base de mesure de R_{th} (Méthode C)



IEC

Figure 73 – Formes d'ondes pour le mesurage de la résistance thermique

Description et exigences du circuit (voir la Figure 72)

- G₁ générateur fournissant le courant d'échauffement (I_T)
- G₂ générateur fournissant le courant de gâchette
- G₃ générateur fournissant l'impulsion de courant constant
- I_T courant d'échauffement fournissant la dissipation de puissance P dans la jonction de T
- S₁ interrupteur électronique destiné à interrompre le courant d'échauffement I_T
- S₂ interrupteur électronique destiné à commuter la gâchette du générateur G₂ au générateur G₃
- M instrument de mesure destiné à mesurer V_{GR}
- W wattmètre destiné à indiquer la dissipation de puissance P dans le thyristor GTO provoquée par le courant d'échauffement I_T

Précautions devant être observées

Il ne doit pas y avoir d'augmentation significative de la température virtuelle de jonction pendant l'application de l'impulsion de courant de référence. Voir 6.4.6.1.

Procédure de mesure

Le thyristor GTO devant être mesuré est monté de telle façon que la température du point de référence soit suffisamment stabilisée; cette température est mesurée selon 6.4.2.

Le mesurage est réalisé en 3 étapes (voir la Figure 73):

- a) la température du point de référence est maintenue à une faible valeur $T_r(1)$. Le courant $I_T(1)$ est amorcé et la puissance $P(1)$ chauffe la jonction jusqu'à ce que l'équilibre thermique soit atteint. $T_r(1)$ et $P(1)$ sont enregistrées;

- b) le courant I_T est interrompu par l'ouverture de l'interrupteur S_1 ($I_T(2) = 0$). Simultanément l'interrupteur S_2 commute la gâchette de G_2 à G_3 . La tension d'avalanche $V_{GR}(1)$ est mesurée immédiatement après l'ouverture de l'interrupteur S_1 ;
- c) la température du point de référence est augmentée jusqu'à ce que la tension d'avalanche atteigne la même valeur que précédemment ($V_{GR}(2) = V_{GR}(1)$).

La température du point de référence $T_r(2)$ est enregistrée. La résistance thermique R_{th} est calculée selon l'équation:

$$R_{th} = \frac{T_r(2) - T_r(1)}{P(1)} \quad (29)$$

6.4.6.3 Impédance thermique transitoire ($Z_{th}(t)$)

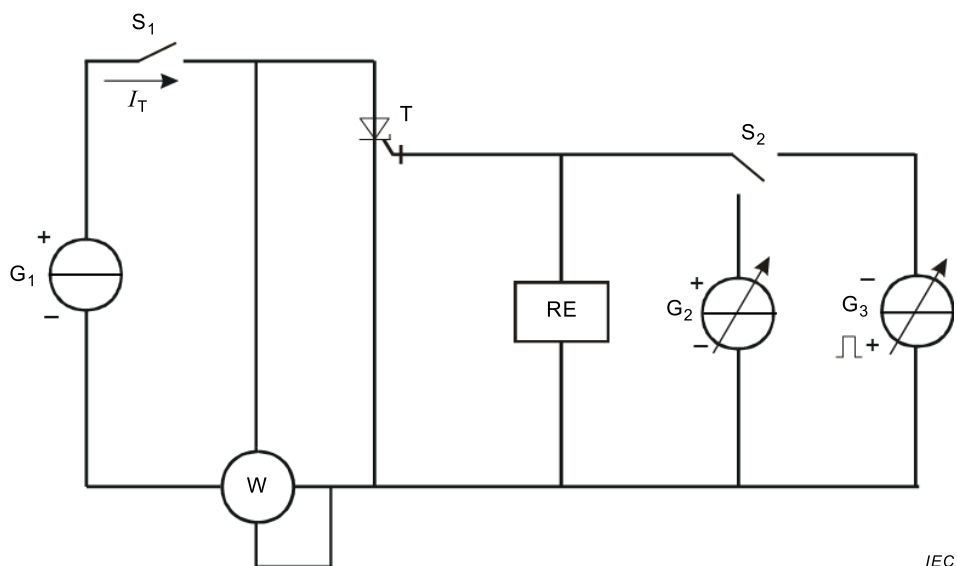
But

Mesurer l'impédance thermique transitoire d'un thyristor blocable par la gâchette entre la température virtuelle de jonction et un point de référence.

Principe de la méthode

Après avoir appliqué le courant d'échauffement et avoir attendu jusqu'à ce que l'équilibre thermique soit atteint, la dissipation de puissance dans le dispositif est enregistrée. Le courant d'échauffement est ensuite coupé et la tension d'avalanche de gâchette à une impulsion de courant de référence ainsi que la température du point de référence sont enregistrées en fonction du temps.

Au moyen de la courbe d'étalonnage, les valeurs enregistrées de la tension d'avalanche sont converties en valeurs correspondantes de température virtuelle de jonction à partir desquelles l'impédance thermique transitoire est calculée.



Légende

T thyristor mesuré

Figure 74 – Schéma de base de mesure de $Z_{th}(t)$ (Méthode C)

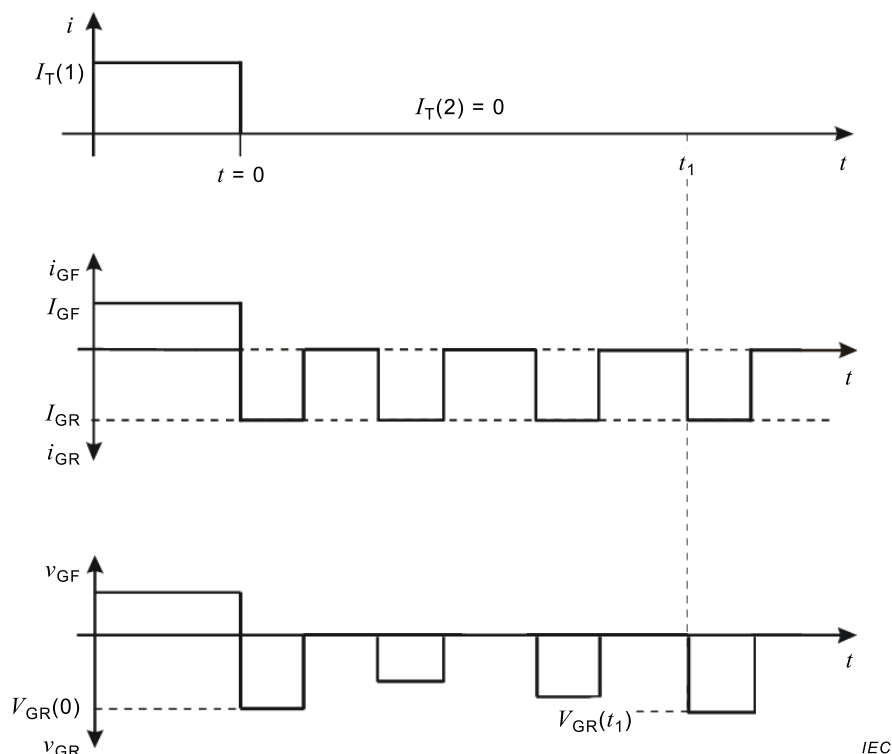


Figure 75 – Formes d’ondes pour le mesurage de l’impédance thermique transitoire d’un thyristor blocable par la gâchette

Description et exigences du circuit (voir la Figure 74)

- G₁ générateur fournissant le courant d’échauffement (I_T)
- G₂ générateur fournissant le courant de gâchette
- G₃ générateur fournissant l’impulsion de courant constant
- I_T courant d’échauffement fournissant la dissipation de puissance P dans la jonction de T
- S₁ interrupteur électronique destiné à interrompre le courant d’échauffement I_T
- S₂ interrupteur électronique destiné à commuter la gâchette du générateur G₂ au générateur G₃
- RE équipement d’enregistrement, par exemple enregistreur de transitoires pour enregistrer la tension d’avalanche V_{GR} sur la gâchette avec ses variations de temps sur les impulsions de courant de référence
- W wattmètre destiné à indiquer la dissipation de puissance P dans le thyristor GTO provoquée par le courant d’échauffement I_T

Précautions devant être observées

Il ne doit pas y avoir d’augmentation significative de la température virtuelle de jonction pendant l’impulsion de courant de référence (voir 6.4.6.1).

Procédure de mesure (voir la Figure 75)

Le thyristor GTO devant être mesuré est monté de telle sorte que la température du point de référence soit suffisamment stabilisée et mesurée comme requis en 6.4.2.

Une courbe d’étalonnage est préparée selon 6.4.6.1.

Pour le mesurage, le courant de charge $I_T(1)$ est appliqué de façon à générer la dissipation de puissance $P(1)$ dans le GTO mesuré jusqu'à ce que l'équilibre thermique soit atteint. La température du point de référence $T_r(1)$ est enregistrée.

Au temps $t = 0$, le courant de charge I_T est interrompu par l'ouverture de l'interrupteur S_1 , débutant ainsi la période de refroidissement à la dissipation de puissance zéro. Simultanément avec l'interrupteur S_1 , l'interrupteur S_2 commute la gâchette de G_2 à G_3 . La tension d'avalanche $V_{GR}(0)$ est mesurée immédiatement après l'ouverture de l'interrupteur S_1 .

Au temps t_1 , la tension d'avalanche $V_{GR}(t_1)$ est enregistrée ainsi que la température du point de référence $T_r(t_1)$. Des enregistrements périodiques pendant la période de refroidissement sont possibles si l'échauffement périodique par l'impulsion de courant de référence peut être toléré.

Pour le calcul de l'impédance thermique transitoire, les valeurs enregistrées de $V_{GR}(0)$ et $V_{GR}(t_1)$ sont converties en valeurs correspondantes de $T_{vj}^*(0)$ et $T_{vj}^*(t_1)$ au moyen de la courbe d'étalonnage. L'impédance thermique transitoire est calculée (voir Équation (24) en 6.4.5.1) selon

$$Z_{th(j-r)}(t_1) = \frac{[T_j(0) - T_j(t_1)] - [T_r(0) - T_r(t_1)]}{P(1)} \quad (30)$$

6.4.7 Méthode de mesure de la résistance et de l'impédance thermiques (Méthode D, pour thyristors GTO seulement)

Résistances thermiques partielles $R_{th(j-c)A}$ et $R_{th(j-c)K}$ des thyristors en boîtiers à disques (méthode du flux de chaleur).

But

Mesurer les résistances thermiques partielles entre la jonction virtuelle et l'anode ou la cathode du boîtier du thyristor en disques, $R_{th(j-c)A}$ ou $R_{th(j-c)K}$ respectivement.

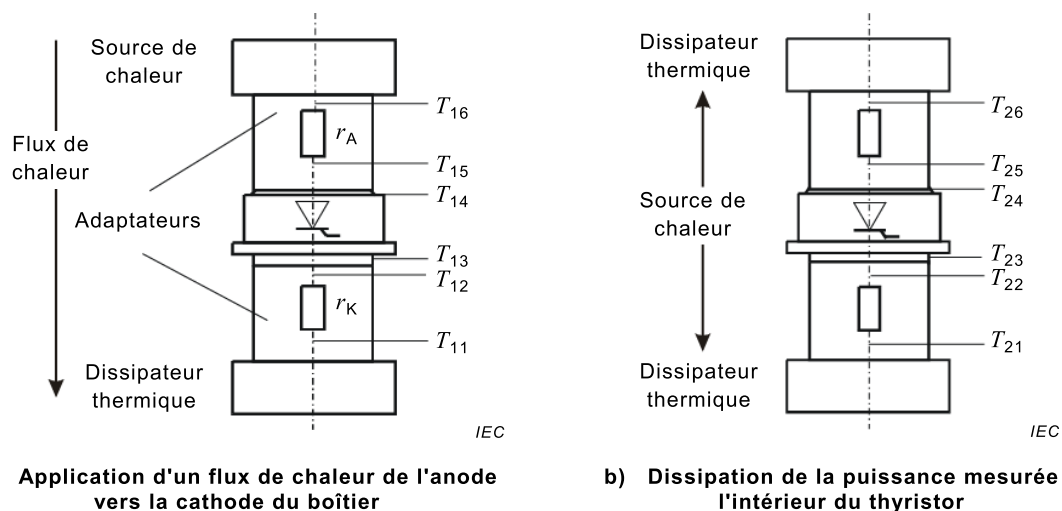
Principe de la méthode

- a) le flux de chaleur issu de l'anode et de la cathode, respectivement, du boîtier à disques aux dissipateurs thermiques concernés est mesuré au moyen de résistances thermiques étalonnées qui sont insérées entre les bornes du thyristor devant être mesuré et les dissipateurs thermiques (r_A et r_K dans la Figure 76a));
- b) les deux résistances thermiques partielles sont mesurées en deux étapes:

dans la première étape, la résistance thermique en série $R_s = R_{th(j-c)A} + R_{th(j-c)K}$ est mesurée en appliquant à l'extérieur un flux de chaleur de l'anode vers la cathode du boîtier (Figure 76a));

dans la seconde étape, une puissance mesurée est dissipée dans le thyristor mesuré (Figure 76b)).

La puissance partagée entre l'anode et la cathode est mesurée et à partir de cette valeur, et de la valeur connue de R_s , les deux résistances thermiques partielles peuvent être calculées.



Légende

r_A, r_K résistances thermiques étalonnées

Figure 76 – Étalonage et montage de mesure pour la méthode du flux de chaleur

Étalonnage de r_A et r_K

En principe r_A et r_K peuvent être calculées selon

$$r_{A,K} = \frac{4d}{D^2 \pi \lambda} \tag{31}$$

où

D est le diamètre des adaptateurs cylindriques (cm);

d est la distance axiale entre les points de montage des dispositifs thermosensibles concernés (cm);

λ est la conductivité thermique du matériau de l'adaptateur (W/cm·K).

Cependant, cette Équation (31) ne peut être utilisée que pour des estimations pour les raisons suivantes:

- la constante du matériau λ n'est pas toujours connue de façon suffisamment précise; il y a par exemple différentes sortes de cuivre industriel;
- il y a des tolérances inconnues pour la valeur de " d ", du diamètre et de la sensibilité des éléments thermosensibles.

Un étalonnage exact des adaptateurs est de ce fait recommandé.

L'étalonnage est effectué conformément au montage de la Figure 76b). Un élément électrique chauffant symétrique est utilisé comme source de chaleur et la puissance électrique totale " P " de l'élément chauffant est mesurée.

Les deux adaptateurs, ainsi que les dissipateurs thermiques, doivent être identiques, de telle façon que la puissance soit également dissipée des deux côtés. Puis r_A et r_K sont issus des différences mesurées de température selon:

$$r_A = \frac{2 \times (T_{25} - T_{26})}{P} \quad r_K = \frac{2 \times (T_{22} - T_{21})}{P} \tag{32}$$

Si un dispositif à semiconducteurs est utilisé comme élément chauffant, il doit être thermiquement symétrique pour éviter toute confusion causée par un flux de chaleur asymétrique. Une vérification peut être faite en retournant les éléments chauffants et en étalonnant r_A et r_K comme auparavant. En cas de résultats différents, la valeur moyenne entre les deux mesurages doit être prise.

Pendant l'étalonnage et le mesurage, l'élément chauffant ou le dispositif mesuré doit avoir une bonne isolation thermique de manière que les dissipations dans l'air ambiant soient négligeables (elles sont cependant du même ordre pendant l'étalonnage et le mesurage).

Pour les adaptateurs, du cuivre peut être utilisé. Du Be-Cu est également avantageux bien qu'il soit plus dur et ait des valeurs plus faibles de λ .

Concernant le mesurage des températures à la cathode et à l'anode du dispositif, il convient de préférence d'utiliser, pour les mesurages en surface, des thermocouples ou des thermomètres à résistance positionnés au centre des électrodes du dispositif mesuré et en établissant le contact à l'aide d'un ressort.

Une autre méthode consiste à mesurer la température à une faible distance définie au centre de la face avant de l'adaptateur. De cette façon, la résistance thermique additionnelle résultant de cette distance et la résistance de contact sont incluses dans les valeurs mesurées des résistances partielles. A titre de correction, une valeur typique de la résistance ajoutée est retranchée des valeurs mesurées.

Pendant des essais répétés, la qualité des électrodes des adaptateurs doit être périodiquement vérifiée.

Précautions devant être observées

Comme mentionné plus haut (voir «*étalonnage de r_A et r_K* »), une bonne isolation thermique est exigée.

Procédure de mesure

Le mesurage est réalisé en deux étapes:

- a) un flux de chaleur est maintenu à travers le dispositif mesuré au moyen d'un système d'échauffement et de refroidissement tel que représenté schématiquement à la Figure 76a).

Lorsque l'équilibre thermique est atteint, les températures $T_{11}, T_{12}, \dots, T_{16}$ sur les deux adaptateurs sont enregistrées. Le flux de chaleur sur l'anode et la cathode peut alors être calculé au moyen des résistances thermiques étalonnées r_A et r_K selon

$$P_{A1} = (T_{16} - T_{15}) / r_A \quad P_{K1} = (T_{12} - T_{11}) / r_K$$

En raison des faibles dissipations entre les positions de r_A et r_K , P_{A1} est légèrement plus grand que P_{K1} et la résistance thermique série

$$R_s = R_{th(j-c)A} + R_{th(j-c)K}$$

est calculée à partir de la valeur moyenne de P_{A1} et P_{K1} selon

$$R_s = 2 \frac{T_{14} - T_{13}}{P_{A1} + P_{K1}} \quad (33)$$

- b) un flux de chaleur des deux côtés du thyristor est provoqué au moyen d'un courant continu circulant à travers le dispositif mesuré (voir Figure 76b)).

Après que l'équilibre thermique a été atteint, les températures T_{21} , T_{22}, \dots, T_{26} sur les deux adaptateurs sont enregistrées.

Le flux de chaleur sur les deux côtés du thyristor est calculé selon

$$P_{A2} = (T_{25} - T_{26}) / r_A \quad P_{K2} = (T_{22} - T_{21}) / r_K$$

Avec ces valeurs et T_{24} et T_{23} , la température virtuelle de jonction et les résistances thermiques partielles peuvent être calculées en utilisant les expressions

$$T_{vj} = \frac{P_{A2} R_{K2} R_S + T_{23} P_{A2} + T_{24} P_{K2}}{P_{A2} + P_{K2}} \quad (34)$$

$$R_{th(j-c)A} = (T_{vj} - T_{24}) / P_{A2}$$

$$R_{th(j-c)K} = (T_{vj} - T_{23}) / P_{K2}$$

À partir des deux résistances thermiques partielles, une résistance thermique combinée $R_{th(j-c)}$ peut être calculée:

$$R_{th(j-c)} = \frac{R_{th(j-c)A} - R_{th(j-c)K}}{R_{th(j-c)A} + R_{th(j-c)K}} \quad (35)$$

Cependant, cette valeur a une importance pratique seulement si les températures des dissipateurs thermiques sur les deux côtés sont approximativement les mêmes.

7 Exigences pour les essais de type et essais individuels de série, marquage des thyristors et essais d'endurance

7.1 Essais de type

Les essais de type sont effectués sur les nouveaux produits, par échantillonnage, afin de déterminer les valeurs assignées (valeurs limites) et les caractéristiques électriques et thermiques qui doivent figurer dans les fiches techniques, et afin d'établir les limites d'essai pour les essais individuels de série ultérieurs.

Certains des essais de type ou tous peuvent être répétés de temps en temps sur des échantillons pris dans la production courante ou les livraisons, de façon à confirmer que la qualité du produit satisfait en permanence aux exigences spécifiées.

Les essais de type minimaux devant être effectués sur les thyristors triodes bloqués en inverse figurent dans le Tableau 9.

Certains essais de type sont destructifs.

7.2 Essais individuels de série

Les essais individuels de série sont effectués sur la production courante ou les livraisons, normalement à 100 %, afin de vérifier que les valeurs assignées (valeurs limites) et les caractéristiques sont conformes aux valeurs spécifiées dans les fiches techniques pour chaque échantillon.

Les essais individuels de série peuvent comporter une répartition des dispositifs en groupes.

Les essais individuels de série minimaux devant être effectués sur les thyristors triodes bloqués en inverse figurent dans le Tableau 9.

7.3 Méthodes de mesure et d'essai

Les méthodes de mesure et d'essai indiquées à l'Article 6 doivent être utilisées.

Pour les essais d'endurance, les méthodes indiquées en 7.5 doivent être utilisées.

Tableau 9 – Essais de type et essais individuels de série minimaux pour les thyristors triodes bloqués en inverse

	Essai de type	Essai individuel de série
Mesurages des caractéristiques		
Tension à l'état passant	x	x
Autres caractéristiques statiques à l'état passant	x	
Courant inverse à l'état bloqué	x	x
Autres caractéristiques statiques inverses et à l'état bloqué	x	
Courant hypostatique	x	x ^a
Courant d'accrochage	x	x ^a
Charge recouvrée, courant de récupération inverse de pointe	x	x ^a
Courant d'amorçage par la gâchette et tension d'amorçage par la gâchette	x	x
Courant de gâchette de non-amorçage	x	x ^a
Temps de désamorçage commuté par circuit	x	x ^a
Temps d'amorçage commandé par la gâchette	x	x ^a
Résistance thermique et impédance thermique transitoire	x	
Vérification des valeurs assignées		
Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué	x	
Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant	x	
Courant de surcharge accidentelle à l'état passant	x	
Courant de pointe pour non-rupture du boîtier	x ^b	
Essais d'endurance		
Essai de polarisation en courant alternatif en inverse à haute température	x	
Essai de charge thermique cyclique	x	
^a Essai individuel de série seulement pour les dispositifs avec valeur maximale ou minimale spécifiée. ^b Essai de type seulement pour les dispositifs avec valeur maximale spécifiée.		

7.4 Marquage des thyristors

Chaque thyristor doit être marqué de façon claire et indélébile et comporter les informations suivantes:

- le nom et l'identification du fabricant,
- le type du fabricant ou du fournisseur,
- le marquage permettant la distinction entre les bornes d'anode, de cathode et de gâchette.

7.5 Essais d'endurance

7.5.1 Exigences générales

L'Article 7.2 de l'IEC 60747-1:2006 est applicable.

7.5.2 Exigences spécifiques

7.5.2.1 Liste des essais d'endurance

Le Tableau 11 donne un choix d'essais d'endurance pour les thyristors triodes bloqués en inverse.

7.5.2.2 Conditions pour les essais d'endurance

Le Tableau 11 donne les conditions pour certains essais d'endurance. La spécification applicable doit indiquer le ou les essais qui s'appliquent.

7.5.3 Critères d'acceptation et caractéristiques définissant l'acceptation pour les essais d'endurance

Les caractéristiques définissant l'acceptation, leurs critères et leurs conditions de mesure sont énumérés dans le Tableau 10. Il convient de mesurer les caractéristiques suivant l'ordre dans lequel elles figurent dans le Tableau 10, car les modifications des caractéristiques résultant de certains mécanismes de défaillance peuvent, en totalité ou en partie, être masquées par l'influence d'autres mesurages.

Un thyristor est aussi considéré comme défaillant pendant un essai s'il perd son aptitude à bloquer la tension spécifiée pendant l'essai.

7.5.4 Critères d'acceptation et caractéristiques définissant l'acceptation pour les essais de fiabilité

Les critères d'acceptation doivent être conformes à l'IEC 60749-23, l'IEC 60749-25 et l'IEC 60749-34.

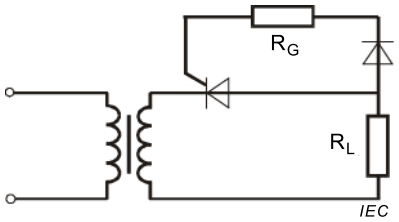
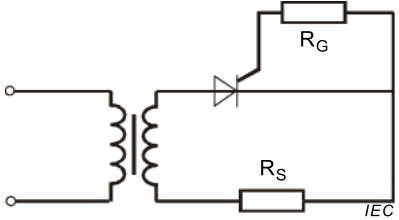
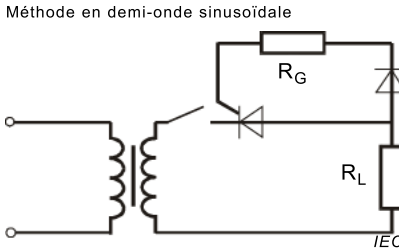
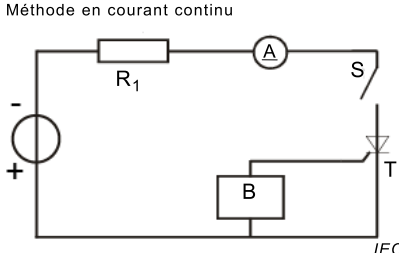
7.5.5 Procédure à suivre dans le cas d'une erreur d'essai

Lorsqu'un dispositif est défaillant par suite d'une erreur d'essai (telle qu'un défaut de l'appareillage de mesure ou d'essai, ou une erreur de l'opérateur), la défaillance doit être notée sur le rapport d'essai avec une explication de la cause.

Tableau 10 – Caractéristiques définissant l'acceptation après les essais d'endurance

Caractéristiques	Critères ^a	Conditions de mesure
I_R	$< 2 \times \text{LSS}$	La plus forte valeur de V_R ($= V_{RRM}$) et la plus forte température spécifiée pour I_R
I_D	$< 2 \times \text{LSS}$	La plus forte valeur de V_D ($= V_{DRM}$) et la plus forte température spécifiée pour I_D
I_{GT}	$< 1,1 \times \text{LSS}$	La plus faible valeur de V_D spécifiée pour I_{GT}
V_T	$< 1,1 \times \text{LSS}$	La plus forte valeur de I_T spécifiée pour V_T
^a LSS = Limite supérieure de la spécification		

Tableau 11 – Conditions pour les essais d'endurance

Essais	Conditions de fonctionnement			Circuits d'essai	Remarques
	Courant	Tension	Température		
Durée en fonctionnement (charge résistive)	Voir l'IEC 60747-1:2006, 7.2	Onde sinusoïdale à 50 Hz ou 60 Hz Valeur de crête = 100 % V_{RWM} ou V_{DWM}	Voir l'IEC 607471:2006, 7.2		R_G = résistance de gâchette R_L = résistance de charge (en variante un circuit fictif doit être utilisé)
Blocage à haute température en courant alternatif		Onde sinusoïdale à 50 Hz ou 60 Hz Valeur de crête = V_{RWM} ou V_{DWM} (selon la plus faible des deux valeurs)	Température la plus élevée pour laquelle peuvent être appliquées les valeurs assignées V_{RWM} et V_{DWM}		R_S = résistance de limitation de courant R_G = résistance de gâchette
Essai cyclique de charge thermique	I_T doit être suffisant pour porter le dispositif à T_{vjm} (voir l'IEC 60749-34)	Dépend de I_T et de R_L	Voir l'IEC 60749-34:2010, Article 6	Méthode en demi-onde sinusoïdale  Méthode en courant continu 	R_L doit être sensiblement égale à la résistance effective du thyristor en essai R_G = résistance de gâchette

Bibliographie

IEC 60050-113, *Vocabulaire Electrotechnique International – Partie 113: Physique pour l'électrotechnique* (disponible à l'adresse <http://www.electropedia.org>)

IEC 60050-521, *Vocabulaire Electrotechnique International – Partie 521: Dispositifs à semiconducteurs et circuits intégrés* (disponible à l'adresse <http://www.electropedia.org>)

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

3, rue de Varembé
PO Box 131
CH-1211 Geneva 20
Switzerland

Tel: + 41 22 919 02 11
Fax: + 41 22 919 03 00
info@iec.ch
www.iec.ch