

**NORME  
INTERNATIONALE  
INTERNATIONAL  
STANDARD**

**CEI  
IEC**

**60747-6**

Deuxième édition  
Second edition  
2000-12

---

---

**Dispositifs à semiconducteurs –**

**Partie 6:  
Thyristors**

**Semiconductor devices –**

**Part 6:  
Thyristors**



Numéro de référence  
Reference number  
CEI/IEC 60747-6:2000

## Numérotation des publications

Depuis le 1er janvier 1997, les publications de la CEI sont numérotées à partir de 60000. Ainsi, la CEI 34-1 devient la CEI 60034-1.

## Editions consolidées

Les versions consolidées de certaines publications de la CEI incorporant les amendements sont disponibles. Par exemple, les numéros d'édition 1.0, 1.1 et 1.2 indiquent respectivement la publication de base, la publication de base incorporant l'amendement 1, et la publication de base incorporant les amendements 1 et 2.

## Informations supplémentaires sur les publications de la CEI

Le contenu technique des publications de la CEI est constamment revu par la CEI afin qu'il reflète l'état actuel de la technique. Des renseignements relatifs à cette publication, y compris sa validité, sont disponibles dans le Catalogue des publications de la CEI (voir ci-dessous) en plus des nouvelles éditions, amendements et corrigenda. Des informations sur les sujets à l'étude et l'avancement des travaux entrepris par le comité d'études qui a élaboré cette publication, ainsi que la liste des publications parues, sont également disponibles par l'intermédiaire de:

- **Site web de la CEI ([www.iec.ch](http://www.iec.ch))**
- **Catalogue des publications de la CEI**

Le catalogue en ligne sur le site web de la CEI ([www.iec.ch/catlg-f.htm](http://www.iec.ch/catlg-f.htm)) vous permet de faire des recherches en utilisant de nombreux critères, comprenant des recherches textuelles, par comité d'études ou date de publication. Des informations en ligne sont également disponibles sur les nouvelles publications, les publications remplacées ou retirées, ainsi que sur les corrigenda.

- **IEC Just Published**

Ce résumé des dernières publications parues ([www.iec.ch/JP.htm](http://www.iec.ch/JP.htm)) est aussi disponible par courrier électronique. Veuillez prendre contact avec le Service client (voir ci-dessous) pour plus d'informations.

- **Service clients**

Si vous avez des questions au sujet de cette publication ou avez besoin de renseignements supplémentaires, prenez contact avec le Service clients:

Email: [custserv@iec.ch](mailto:custserv@iec.ch)  
Tél: +41 22 919 02 11  
Fax: +41 22 919 03 00

## Publication numbering

As from 1 January 1997 all IEC publications are issued with a designation in the 60000 series. For example, IEC 34-1 is now referred to as IEC 60034-1.

## Consolidated editions

The IEC is now publishing consolidated versions of its publications. For example, edition numbers 1.0, 1.1 and 1.2 refer, respectively, to the base publication, the base publication incorporating amendment 1 and the base publication incorporating amendments 1 and 2.

## Further information on IEC publications

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC, thus ensuring that the content reflects current technology. Information relating to this publication, including its validity, is available in the IEC Catalogue of publications (see below) in addition to new editions, amendments and corrigenda. Information on the subjects under consideration and work in progress undertaken by the technical committee which has prepared this publication, as well as the list of publications issued, is also available from the following:

- **IEC Web Site ([www.iec.ch](http://www.iec.ch))**
- **Catalogue of IEC publications**

The on-line catalogue on the IEC web site ([www.iec.ch/catlg-e.htm](http://www.iec.ch/catlg-e.htm)) enables you to search by a variety of criteria including text searches, technical committees and date of publication. On-line information is also available on recently issued publications, withdrawn and replaced publications, as well as corrigenda.

- **IEC Just Published**

This summary of recently issued publications ([www.iec.ch/JP.htm](http://www.iec.ch/JP.htm)) is also available by email. Please contact the Customer Service Centre (see below) for further information.

- **Customer Service Centre**

If you have any questions regarding this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre:

Email: [custserv@iec.ch](mailto:custserv@iec.ch)  
Tel: +41 22 919 02 11  
Fax: +41 22 919 03 00

NORME  
INTERNATIONALE  
INTERNATIONAL  
STANDARD

CEI  
IEC

60747-6

Deuxième édition  
Second edition  
2000-12

---

---

**Dispositifs à semiconducteurs –**

**Partie 6:  
Thyristors**

**Semiconductor devices –**

**Part 6:  
Thyristors**

© IEC 2000 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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'éditeur.

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 the publisher.

International Electrotechnical Commission  
Telefax: +41 22 919 0300

e-mail: [inmail@iec.ch](mailto:inmail@iec.ch)

3, rue de Varembe Geneva, Switzerland  
IEC web site <http://www.iec.ch>



Commission Electrotechnique Internationale  
International Electrotechnical Commission  
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX  
PRICE CODE **XH**

*Pour prix, voir catalogue en vigueur  
For price, see current catalogue*

## SOMMAIRE

	Pages
AVANT-PROPOS.....	20
INTRODUCTION .....	22
Articles	
1 Domaine d'application .....	24
2 Références normatives .....	24
3 Termes et définitions.....	24
3.1 Types de thyristors .....	26
3.2 Termes de base définissant la caractéristique courant-tension statique des thyristors triodes .....	30
3.3 Termes de base définissant la caractéristique courant-tension statique des thyristors diodes.....	34
3.4 Détails des caractéristiques tension-courant statiques d'un thyristor triode et diode (voir figures 1 et 2) .....	34
3.5 Termes relatifs aux valeurs limites et aux caractéristiques; tensions principales.....	38
3.6 Termes relatifs aux valeurs limites et aux caractéristiques; courants principaux .....	44
3.7 Termes relatifs aux valeurs limites et aux caractéristiques; tensions et courants de gâchette .....	50
3.8 Termes relatifs aux valeurs limites et aux caractéristiques; puissances, énergies et pertes .....	56
3.9 Termes relatifs aux valeurs limites et aux caractéristiques; temps de recouvrement et autres caractéristiques .....	64
4 Symboles littéraux.....	80
4.1 Généralités .....	80
4.2 Indices généraux supplémentaires.....	80
4.3 Liste de symboles littéraux.....	82
4.3.1 Tensions principales, tensions anode-cathode .....	82
4.3.2 Courants principaux, courants d'anode, courants de cathode .....	84
4.3.3 Tensions de gâchette .....	86
4.3.4 Courants de gâchette .....	86
4.3.5 Grandeurs de temps.....	86
4.3.6 Grandeurs diverses .....	88
4.3.7 Dissipations de puissance .....	88
5 Valeurs limites et caractéristiques essentielles pour les thyristors triodes bloqués et conducteurs en inverse .....	88
5.1 Conditions thermiques .....	88
5.1.1 Températures recommandées.....	90
5.1.2 Conditions pour les valeurs limites .....	90
5.2 Valeurs limites de tension et de courant.....	90
5.2.1 Tension inverse de pointe non répétitive ( $V_{RSM}$ ).....	90
5.2.2 Tension inverse de pointe répétitive ( $V_{RRM}$ ) .....	90
5.2.3 Tension inverse de crête ( $V_{RWM}$ ) (s'il y a lieu).....	92
5.2.4 Tension inverse continue ( $V_R$ ) (s'il y a lieu) .....	92
5.2.5 Tension de pointe non répétitive à l'état bloqué ( $V_{DSM}$ ) .....	92

## CONTENTS

	Page
FOREWORD.....	21
INTRODUCTION.....	23
Clause	
1 Scope.....	25
2 Normative references.....	25
3 Terms and definitions .....	25
3.1 Types of thyristors .....	27
3.2 Basic terms defining the static voltage-current characteristics of triode thyristors .....	31
3.3 Basic terms defining the static voltage-current characteristics of diode thyristors .....	35
3.4 Particulars of the static voltage-current characteristics of triode and diode thyristors (see figures 1 and 2).....	35
3.5 Terms related to ratings and characteristics; principal voltages .....	39
3.6 Terms related to ratings and characteristics; principal currents.....	45
3.7 Terms related to ratings and characteristics; gate voltages and currents .....	51
3.8 Terms related to ratings and characteristics; powers, energies and losses .....	57
3.9 Terms related to ratings and characteristics; recovery times and other characteristics .....	65
4 Letter symbols .....	81
4.1 General .....	81
4.2 Additional general subscripts .....	81
4.3 List of letter symbols.....	83
4.3.1 Principal voltages, anode-cathode voltages .....	83
4.3.2 Principal currents, anode currents, cathode currents .....	85
4.3.3 Gate voltages .....	87
4.3.4 Gate currents.....	87
4.3.5 Time quantities .....	87
4.3.6 Sundry quantities .....	89
4.3.7 Power loss.....	89
5 Essential ratings and characteristics for reverse-blocking and reverse-conducting triode thyristors.....	89
5.1 Thermal conditions .....	89
5.1.1 Recommended temperatures .....	91
5.1.2 Rating conditions .....	91
5.2 Voltage and current ratings (limiting values).....	91
5.2.1 Non-repetitive peak reverse voltage ( $V_{RSM}$ ).....	91
5.2.2 Repetitive peak reverse voltage ( $V_{RRM}$ ).....	91
5.2.3 Crest (peak) working reverse voltage ( $V_{RWM}$ ) (where appropriate).....	93
5.2.4 Continuous (direct) reverse voltage ( $V_R$ ) (where appropriate) .....	93
5.2.5 Non-repetitive peak off-state voltage ( $V_{DSM}$ ) .....	93

Articles	Pages
5.2.6 Tension de pointe répétitive à l'état bloqué ( $V_{DRM}$ ) .....	92
5.2.7 Tension de crête à l'état bloqué ( $V_{DWM}$ ) (s'il y a lieu) .....	92
5.2.8 Tension continue à l'état bloqué ( $V_D$ ) (s'il y a lieu) .....	92
5.2.9 Tension directe de pointe de gâchette (anode positive par rapport à la cathode) .....	92
5.2.10 Tension directe de pointe de gâchette (anode négative par rapport à la cathode) .....	92
5.2.11 Tension inverse de pointe de gâchette (s'il y a lieu) .....	94
5.2.12 Courant moyen à l'état passant .....	94
5.2.13 Courant de pointe répétitif à l'état passant (s'il y a lieu) .....	94
5.2.14 Courant efficace à l'état passant (s'il y a lieu) .....	94
5.2.15 Courant de surcharge prévisible à l'état passant (s'il y a lieu) .....	94
5.2.16 Courant de surcharge accidentelle à l'état passant .....	94
5.2.17 Courant continu à l'état passant (s'il y a lieu) .....	96
5.2.18 Valeur de pointe d'un courant sinusoïdal à l'état passant aux fréquences élevées (s'il y a lieu) .....	96
5.2.19 Valeur de pointe d'un courant trapézoïdal à l'état passant aux fréquences élevées (s'il y a lieu) .....	98
5.2.20 Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant .....	102
5.2.21 Courant de pointe pour non-rupture du boîtier .....	102
5.2.22 Courant direct de pointe de gâchette .....	104
5.3 Autres valeurs limites .....	104
5.3.1 Valeurs limites de fréquence .....	104
5.3.2 Puissance dissipée de pointe de gâchette .....	104
5.3.3 Thyristors à température ambiante spécifiée et à température de boîtier spécifiée .....	104
5.3.4 Températures de stockage .....	104
5.3.5 Température virtuelle de jonction (s'il y a lieu) .....	104
5.4 Caractéristiques électriques .....	104
5.4.1 Caractéristiques à l'état passant (s'il y a lieu) .....	104
5.4.2 Tension à l'état passant .....	104
5.4.3 Courant hypostatique (ou de maintien) .....	106
5.4.4 Courant d'accrochage .....	106
5.4.5 Courant de pointe répétitif à l'état bloqué .....	106
5.4.6 Courant inverse de pointe répétitif .....	106
5.4.7 Courant de gâchette d'amorçage et tension de gâchette d'amorçage .....	106
5.4.8 Courant de gâchette de non-amorçage et tension de gâchette de non-amorçage .....	106
5.4.9 Temps de retard d'amorçage commandé par la gâchette .....	108
5.4.10 Temps de désamorçage par commutation du circuit .....	108
5.4.11 Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué .....	110
5.4.12 Dissipation de puissance totale .....	110
5.4.13 Charge recouvrée (s'il y a lieu) .....	116
5.4.14 Courant de recouvrement inverse de pointe (s'il y a lieu) .....	116
5.4.15 Temps de recouvrement inverse (s'il y a lieu) .....	116

Clause	Page
5.2.6	Repetitive peak off-state voltage ( $V_{DRM}$ ) ..... 93
5.2.7	Crest (peak) working off-state voltage ( $V_{DWM}$ ) (where appropriate)..... 93
5.2.8	Continuous (direct) off-state voltage ( $V_D$ ) (where appropriate) ..... 93
5.2.9	Peak forward gate voltage ( $V_{FGM}$ ) (anode positive with respect to cathode) ..... 93
5.2.10	Peak forward gate voltage ( $V_{FGM}$ ) (anode negative with respect to cathode) ..... 93
5.2.11	Peak reverse gate voltage ( $V_{RGM}$ ) (where appropriate)..... 95
5.2.12	Mean on-state current..... 95
5.2.13	Repetitive peak on-state current (where appropriate)..... 95
5.2.14	RMS on-state current (where appropriate) ..... 95
5.2.15	Overload on-state current (where appropriate) ..... 95
5.2.16	Surge on-state current ..... 95
5.2.17	Continuous (direct) on-state current (where appropriate) ..... 97
5.2.18	Peak value of sinusoidal on-state current at higher frequencies (where appropriate)..... 97
5.2.19	Peak value of a trapezoidal on-state current at higher frequencies (where appropriate)..... 99
5.2.20	Critical rate of rise of on-state current ..... 103
5.2.21	Peak case non-rupture current ..... 103
5.2.22	Peak forward-gate current..... 105
5.3	Other ratings (limiting values) ..... 105
5.3.1	Frequency ratings ..... 105
5.3.2	Peak gate power dissipation..... 105
5.3.3	Ambient-rated and case-rated thyristors ..... 105
5.3.4	Storage temperatures ..... 105
5.3.5	Virtual junction temperature (where appropriate) ..... 105
5.4	Electrical characteristics ..... 105
5.4.1	On-state characteristics (where appropriate) ..... 105
5.4.2	On-state voltage ..... 105
5.4.3	Holding current ..... 107
5.4.4	Latching current..... 107
5.4.5	Repetitive peak off-state current ..... 107
5.4.6	Repetitive peak reverse current..... 107
5.4.7	Gate-trigger current and gate-trigger voltage ..... 107
5.4.8	Gate non-trigger current and gate non-trigger voltage..... 107
5.4.9	Gate-controlled turn-on delay time ..... 109
5.4.10	Circuit commutated turn-off-time ..... 109
5.4.11	Critical rate of rise of off-state voltage..... 111
5.4.12	Total power loss ..... 111
5.4.13	Recovered charge ( $Q_r$ )(where appropriate)..... 117
5.4.14	Peak reverse recovery current ( $I_{RM}$ ) (where appropriate) ..... 117
5.4.15	Reverse recovery time ( $t_{rr}$ ) (where appropriate)..... 117

Articles	Pages
5.5	Caractéristiques thermiques ..... 116
5.5.1	Résistance thermique de la jonction à la température ambiante ( $R_{th(j-a)}$ ) ..... 116
5.5.2	Résistance thermique de la jonction à la température de boîtier ( $R_{th(j-c)}$ ) ..... 116
5.5.3	Résistance thermique du boîtier par rapport à celle du dissipateur thermique ( $R_{th(c-h)}$ ) ..... 116
5.5.4	Résistance thermique de la jonction par rapport à celle du dissipateur thermique ( $R_{th(j-h)}$ ) ..... 116
5.5.5	Impédance thermique transitoire de jonction à la température ambiante ( $Z_{th(j-a)}$ ) ..... 118
5.5.6	Impédance thermique transitoire de jonction à la température de boîtier ( $Z_{th(j-c)}$ ) ..... 118
5.5.7	Impédance thermique transitoire de jonction par rapport à celle du dissipateur thermique ( $Z_{th(j-h)}$ ) ..... 118
5.6	Caractéristiques mécaniques et autres informations ..... 118
5.7	Données d'applications ..... 118
6	Valeurs limites et caractéristiques essentielles pour les thyristors triode bidirectionnels (triacs) ..... 118
6.1	Conditions thermiques ..... 118
6.1.1	Températures recommandées ..... 118
6.1.2	Conditions pour les valeurs limites ..... 118
6.2	Valeurs limites de tension et de courant ..... 120
6.2.1	Tension de pointe non répétitive à l'état bloqué ( $V_{DSM}$ ) ..... 120
6.2.2	Tension de pointe répétitive à l'état bloqué ( $V_{DRM}$ ) ..... 120
6.2.3	Tension de crête à l'état bloqué ( $V_{DWM}$ ) ..... 120
6.2.4	Tension positive de pointe de gâchette ..... 120
6.2.5	Tension négative de pointe de gâchette ..... 120
6.2.6	Courant efficace à l'état passant ..... 122
6.2.7	Courant de pointe répétitif à l'état passant (s'il y a lieu) ..... 122
6.2.8	Courant de surcharge prévisible à l'état passant ..... 122
6.2.9	Courant de surcharge accidentelle à l'état passant ..... 122
6.2.10	Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant ..... 122
6.2.11	Courant de gâchette ..... 124
6.3	Autres valeurs limites ..... 124
6.3.1	Valeurs limites de fréquence ..... 124
6.3.2	Puissance moyenne de gâchette ..... 124
6.3.3	Puissance de pointe de gâchette ..... 124
6.3.4	Triacs à température ambiante spécifiée et à température de boîtier spécifiée ..... 124
6.3.5	Températures de stockage ..... 124
6.3.6	Température virtuelle de jonction ..... 124
6.4	Caractéristiques électriques (à une température ambiante ou de boîtier de 25 °C, sauf indication contraire) ..... 126
6.4.1	Caractéristiques à l'état passant (s'il y a lieu) ..... 126
6.4.2	Tension à l'état passant ..... 126
6.4.3	Courant hypostatique ou de maintien ..... 126
6.4.4	Courant d'accrochage ..... 126



Clause	Page
5.5 Thermal characteristics.....	117
5.5.1 Thermal resistance junction to ambient ( $R_{th(j-a)}$ ).....	117
5.5.2 Thermal resistance junction to case ( $R_{th(j-c)}$ ).....	117
5.5.3 Thermal resistance case to heatsink ( $R_{th(c-h)}$ ).....	117
5.5.4 Thermal resistance junction to heatsink ( $R_{th(j-h)}$ ).....	117
5.5.5 Transient thermal impedance junction to ambient ( $Z_{th(j-a)}$ ).....	119
5.5.6 Transient thermal impedance junction to case ( $Z_{th(j-c)}$ ).....	119
5.5.7 Transient thermal impedance junction to heatsink ( $Z_{th(j-h)}$ ).....	119
5.6 Mechanical characteristics and other data.....	119
5.7 Application data.....	119
6 Essential ratings and characteristics for bidirectional triode thyristors (triacs).....	119
6.1 Thermal conditions.....	119
6.1.1 Recommended temperatures.....	119
6.1.2 Rating conditions.....	119
6.2 Voltage and current ratings (limiting values).....	121
6.2.1 Non-repetitive peak off-state voltage ( $V_{DSM}$ ).....	121
6.2.2 Repetitive peak off-state voltage ( $V_{DRM}$ ).....	121
6.2.3 Crest (peak) working off-state voltage ( $V_{DWM}$ ).....	121
6.2.4 Peak positive gate voltage.....	121
6.2.5 Peak negative gate voltage.....	121
6.2.6 RMS on-state current.....	123
6.2.7 Repetitive peak on-state current (where appropriate).....	123
6.2.8 Overload on-state current.....	123
6.2.9 Surge on-state current.....	123
6.2.10 Critical rate of rise of on-state current.....	123
6.2.11 Gate currents.....	125
6.3 Other ratings (limiting values).....	125
6.3.1 Frequency ratings.....	125
6.3.2 Mean gate power.....	125
6.3.3 Peak gate power.....	125
6.3.4 Ambient-rated and case-rated triacs.....	125
6.3.5 Storage temperatures.....	125
6.3.6 Virtual junction temperature.....	125
6.4 Electrical characteristics (at 25 °C ambient or case temperature, unless otherwise stated).....	127
6.4.1 On-state characteristics (where appropriate).....	127
6.4.2 On-state voltage.....	127
6.4.3 Holding current.....	127
6.4.4 Latching current.....	127

Articles	Pages
6.4.5	Courant de pointe répétitif à l'état bloqué..... 126
6.4.6	Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué..... 126
6.4.7	Vitesse critique de croissance de la tension de commutation..... 128
6.4.8	Courant de gâchette d'amorçage et tension de gâchette d'amorçage ..... 128
6.4.9	Courant de gâchette de non-amorçage et tension de gâchette de non-amorçage ..... 128
6.4.10	Temps de retard d'amorçage commandé par la gâchette ..... 130
6.4.11	Dissipation de puissance totale ..... 130
6.5	Caractéristiques thermiques ..... 132
6.5.1	Résistance thermique de la jonction à la température ambiante ( $R_{th(j-a)}$ )..... 132
6.5.2	Résistance thermique de la jonction à la température de boîtier ( $R_{th(j-c)}$ )..... 132
6.5.3	Résistance thermique du boîtier par rapport à celle du dissipateur thermique ( $R_{th(c-h)}$ )..... 132
6.5.4	Résistance thermique de la jonction par rapport à celle du dissipateur thermique ( $R_{th(j-h)}$ )..... 132
6.5.5	Impédance thermique transitoire de jonction à la température ambiante ( $Z_{th(j-a)}$ ) ..... 132
6.5.6	Impédance thermique transitoire de jonction à la température de boîtier ( $Z_{th(j-c)}$ )..... 132
6.5.7	dissipateur thermique ( $Z_{th(j-h)}$ )..... 132
6.6	Caractéristiques mécaniques et autres informations ..... 132
6.7	Données d'applications ..... 132
7	Valeurs limites et caractéristiques essentielles pour les transistors blocables par la gâchette (thyristors GTO)..... 132
7.1	Conditions thermiques ..... 132
7.1.1	Températures recommandées..... 134
7.1.2	Conditions pour les valeurs aux limites..... 134
7.2	Valeurs limites de tension et de courant..... 134
7.2.1	Tension inverse de pointe non répétitive ( $V_{RSM}$ )..... 134
7.2.2	Tension inverse de pointe répétitive ( $V_{RRM}$ ) ..... 134
7.2.3	Tension inverse continue ( $V_{RD}$ ) (s'il y a lieu) ..... 134
7.2.4	Tension de pointe non répétitive à l'état bloqué ( $V_{DSM}$ ) (s'il y a lieu)..... 134
7.2.5	Tension de pointe répétitive à l'état bloqué ( $V_{DRM}$ )..... 136
7.2.6	Tension continue à l'état bloqué ( $V_{D(D)}$ ) (s'il y a lieu) ..... 136
7.2.7	Tension de blocage de gâchette ( $V_{RG}$ ) ..... 136
7.2.8	Courant de pointe non répétitif contrôlable à l'état passant ( $I_{TQSM}$ ) ..... 136
7.2.9	Courant de pointe répétitif contrôlable à l'état passant ( $I_{TQRM}$ ) ..... 136
7.2.10	Courant efficace à l'état passant ( $I_{T(RMS)}$ ) (s'il y a lieu)..... 136
7.2.11	Courant en fonctionnement temporaire ou intermittent ..... 138
7.2.12	Courant de surcharge accidentelle à l'état passant ( $I_{TSM}$ )..... 138
7.2.13	Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant ( $(di_T/dt)_{cr}$ )..... 138
7.3	Autres valeurs limites ..... 138
7.3.1	Puissance de pointe de gâchette dans le sens direct ( $P_{FGM}$ )..... 138
7.3.2	Température virtuelle de jonction ( $T_{vj}$ )..... 140
7.3.3	Températures de stockage ( $T_{stg}$ )..... 140

Clause	Page
6.4.5	Repetitive peak off-state current ..... 127
6.4.6	Critical rate of rise of off-state voltage ..... 127
6.4.7	Critical rate of rise of commutating voltage ..... 129
6.4.8	Gate trigger current and gate trigger voltage ..... 129
6.4.9	Gate non-trigger current and gate non-trigger voltage ..... 129
6.4.10	Gate-controlled turn-on delay time ..... 131
6.4.11	Total power loss ..... 131
6.5	Thermal characteristics ..... 133
6.5.1	Thermal resistance junction to ambient ( $R_{th(j-a)}$ ) ..... 133
6.5.2	Thermal resistance junction to case ( $R_{th(j-c)}$ ) ..... 133
6.5.3	Thermal resistance case to heatsink ( $R_{th(c-h)}$ ) ..... 133
6.5.4	Thermal resistance junction to heatsink ( $R_{th(j-h)}$ ) ..... 133
6.5.5	Transient thermal impedance junction to ambient ( $Z_{th(j-a)}$ ) ..... 133
6.5.6	Transient thermal impedance junction to case ( $Z_{th(j-c)}$ ) ..... 133
6.5.7	Transient thermal impedance junction to heatsink ( $Z_{th(j-h)}$ ) ..... 133
6.6	Mechanical characteristics and other data ..... 133
6.7	Application data ..... 133
7	Essential ratings and characteristics for gate turn-off thyristors (GTO thyristors) ..... 133
7.1	Thermal conditions ..... 133
7.1.1	Recommended temperatures ..... 135
7.1.2	Rating conditions ..... 135
7.2	Voltage and current ratings (limiting values) ..... 135
7.2.1	Non-repetitive peak reverse voltage ( $V_{RSM}$ ) ..... 135
7.2.2	Repetitive peak reverse voltage ( $V_{RRM}$ ) ..... 135
7.2.3	Direct reverse voltage ( $V_{R(D)}$ ) (where appropriate) ..... 135
7.2.4	Non-repetitive peak off-state voltage ( $V_{DSM}$ ) (where appropriate) ..... 135
7.2.5	Repetitive peak off-state voltage ( $V_{DRM}$ ) ..... 137
7.2.6	Direct off-state voltage ( $V_{D(D)}$ ) (where appropriate) ..... 137
7.2.7	Turn-off gate voltage ( $V_{RG}$ ) ..... 137
7.2.8	Non-repetitive peak controllable on-state current ( $I_{TQSM}$ ) ..... 137
7.2.9	Repetitive peak controllable on-state current ( $I_{TQRM}$ ) ..... 137
7.2.10	RMS on-state current ( $I_{T(RMS)}$ ) (where appropriate) ..... 137
7.2.11	Short-time and intermittent duty current ..... 139
7.2.12	Surge on-state current ( $I_{TSM}$ ) ..... 139
7.2.13	Critical rate of rise of on-state current ( $(di_T/dt)_{cr}$ ) ..... 139
7.3	Other ratings (limiting values) ..... 139
7.3.1	Peak forward gate power ( $P_{FGM}$ ) ..... 139
7.3.2	Virtual junction temperature ( $T_{vj}$ ) ..... 141
7.3.3	Storage temperatures ( $T_{stg}$ ) ..... 141

Articles	Pages
7.3.4	Température de soudage maximale pour les thyristors blocables par la gâchette munis de bornes de soudage ( $T_{sid}$ ) ..... 140
7.3.5	Couple au montage (pour les thyristors blocables par la gâchette munis de connexions par vis) (M) ..... 140
7.3.6	Force de serrage (pour les dispositifs de type à disques) (F) ..... 140
7.4	Caractéristiques électriques ..... 140
7.4.1	Tension à l'état passant ( $V_T$ ) ..... 140
7.4.2	Tension de seuil ( $V_{T(TO)}$ ) ..... 140
7.4.3	Résistance apparente à l'état passant ( $r_T$ ) ..... 140
7.4.4	Courant de maintien ( $I_H$ ) ..... 140
7.4.5	Courant d'accrochage ( $I_L$ ) ..... 142
7.4.6	Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué ( $(dv_D/dt)_{cr}$ ) ..... 142
7.4.7	Courant de gâchette permanent ( $I_{FGsus}$ ) ..... 142
7.4.8	Courant de queue de pointe ( $I_{ZM}$ ) ..... 142
7.4.9	Courant d'amorçage par la gâchette ( $I_{GT}$ ) et tension d'amorçage par la gâchette ( $V_{GT}$ ) ..... 142
7.4.10	Courant de gâchette de non-amorçage ( $I_{GD}$ ) et tension de gâchette de non-amorçage ( $V_{GD}$ ) ..... 142
7.4.11	Courant de gâchette de pointe pour le blocage ( $I_{RGQM}$ ) ..... 144
7.4.12	Dissipation d'énergie à l'établissement du courant ( $E_{ON}$ ) ..... 144
7.4.13	Dissipation d'énergie à l'état passant ( $E_T$ ) ..... 144
7.4.14	Dissipation d'énergie à la coupure du courant ( $E_Q$ ) ..... 144
7.4.15	Retard à la croissance (commandé par la gâchette) ( $t_{gd}$ ) ..... 144
7.4.16	Intervalles de temps de blocage ..... 146
7.5	Caractéristiques thermiques ..... 146
7.5.1	Résistance thermique de la jonction à la température ambiante ( $R_{th(j-a)}$ ) ..... 146
7.5.2	Résistance thermique de la jonction à la température de boîtier ( $R_{th(j-c)}$ ) ..... 146
7.5.3	Résistance thermique du boîtier par rapport à celle du dissipateur thermique ( $R_{th(j-h)}$ ) ..... 146
7.5.4	Impédance thermique transitoire de jonction à la température ambiante ( $Z_{th(j-a)}$ ) ..... 146
7.5.5	Impédance thermique transitoire de jonction à la température de boîtier ( $Z_{th(j-c)}$ ) ..... 148
7.5.6	Impédance thermique transitoire de jonction par rapport à celle du dissipateur thermique ( $Z_{th(j-h)}$ ) ..... 148
7.6	Caractéristiques mécaniques et autres informations ..... 148
8	Exigences pour les essais de type et essais individuels, marquage des thyristors ..... 148
8.1	Essais de type ..... 148
8.2	Essais individuels ..... 148
8.3	Méthodes de mesure et d'essais ..... 148
8.4	Marquage des thyristors ..... 150
9	Méthodes de mesure et d'essais ..... 150
9.1	Méthodes de mesure des caractéristiques électriques ..... 152
9.1.1	Précautions générales ..... 152
9.1.2	Tension à l'état passant ( $V_T$ ) ..... 152
9.1.3	Courant inverse de pointe ( $I_{RM}$ ) ..... 158

Clause	Page
7.3.4	Maximum permissible soldering temperature for GTO thyristors having solder terminals ( $T_{\text{slid}}$ ) ..... 141
7.3.5	Mounting torque (for GTO thyristors having screw connections) (M) ..... 141
7.3.6	Clamping force (for disc-type devices) (F) ..... 141
7.4	Electrical characteristics ..... 141
7.4.1	On-state voltage ( $V_T$ ) ..... 141
7.4.2	Threshold voltage ( $V_{T(TO)}$ ) ..... 141
7.4.3	On-state slope resistance ( $r_T$ ) ..... 141
7.4.4	Holding current ( $I_H$ ) ..... 141
7.4.5	Latching current ( $I_L$ ) ..... 143
7.4.6	Critical rate of rise of off-state voltage ( $(dv_D/dt)_{cr}$ ) ..... 143
7.4.7	Sustaining gate current ( $I_{FGsus}$ ) ..... 143
7.4.8	Peak tail current ( $I_{ZM}$ ) ..... 143
7.4.9	Gate trigger current ( $I_{GT}$ ) and gate trigger voltage ( $V_{GT}$ ) ..... 143
7.4.10	Gate non-trigger current ( $I_{GD}$ ) and gate non-trigger voltage ( $V_{GD}$ ) ..... 143
7.4.11	Peak gate turn-off current ( $I_{RGQM}$ ) ..... 145
7.4.12	Turn-on energy loss ( $E_{ON}$ ) ..... 145
7.4.13	On-state energy loss ( $E_T$ ) ..... 145
7.4.14	Turn-off energy loss ( $E_{DQ}$ ) ..... 145
7.4.15	(Gate-controlled) delay time ( $t_{gd}$ ) ..... 145
7.4.16	Turn-off time intervals ..... 147
7.5	Thermal characteristics ..... 147
7.5.1	Thermal resistance junction to ambient ( $R_{th(j-a)}$ ) ..... 147
7.5.2	Thermal resistance junction to case ( $R_{th(j-c)}$ ) ..... 147
7.5.3	Thermal resistance case to heatsink ( $R_{th(j-h)}$ ) ..... 147
7.5.4	Transient thermal impedance junction to ambient ( $Z_{th(j-a)}$ ) ..... 147
7.5.5	Transient thermal impedance junction to case ( $Z_{th(j-c)}$ ) ..... 149
7.5.6	Transient thermal impedance junction to heatsink ( $Z_{th(j-h)}$ ) ..... 149
7.6	Mechanical characteristics and other data ..... 149
8	Requirements for type tests and routine tests, marking of thyristors ..... 149
8.1	Type tests ..... 149
8.2	Routine tests ..... 149
8.3	Measuring and test methods ..... 149
8.4	Marking of thyristors ..... 151
9	Measuring and test methods ..... 151
9.1	Measuring methods for electrical characteristics ..... 153
9.1.1	General precautions ..... 153
9.1.2	On-state voltage ( $V_T$ ) ..... 153
9.1.3	Peak reverse current ( $I_{RM}$ ) ..... 159

Articles	Pages
9.1.4 Courant d'accrochage ( $I_L$ ) .....	160
9.1.5 Courant de maintien ( $I_H$ ).....	162
9.1.6 Courant à l'état bloqué $I_D$ ) .....	164
9.1.7 Courant ou tension d'amorçage par la gâchette ( $I_{GT}$ ), ( $V_{GT}$ ).....	168
9.1.8 Tension de non-amorçage par la gâchette ( $V_{GD}$ ) et courant de gâchette de non-amorçage ( $I_{GD}$ ).....	170
9.1.9 Retard à la croissance commandée par la gâchette ( $t_d$ ) et temps d'amorçage par la gâchette ( $t_{gt}$ ).....	172
9.1.10 Temps de désamorçage par commutation du circuit ( $t_q$ ).....	178
9.1.11 Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué ( $dv/dt$ ).....	192
9.1.12 Vitesse critique de croissance de la tension de commutation des triacs $dv/dt$ (com) .....	198
9.1.13 Charge recouvrée ( $Q_r$ ) et temps de recouvrement inverse ( $t_{rr}$ ).....	208
9.1.14 Temps de désamorçage après commutation du circuit ( $t_q$ ) d'un thyristor passant en inverse .....	216
9.1.15 Caractéristiques de blocage des thyristors blocables par la gâchette (GTO).....	220
9.1.16 Perte d'énergie totale pendant un cycle (pour les thyristors à commutation rapide).....	226
9.2 Méthodes de mesure des caractéristiques thermiques.....	228
9.2.1 Mesure de la température de boîtier .....	228
9.2.2 Méthodes de mesure pour la résistance thermique ( $R_{th}$ ) et l'impédance thermique transitoire ( $Z_{th}$ ).....	228
9.2.3 Méthode A.....	230
9.2.4 Méthode B.....	236
9.2.5 Méthode C (pour thyristors GTO seulement) .....	258
9.2.6 Méthode D.....	268
9.3 Méthodes de vérification des essais pour les valeurs limites.....	272
9.3.1 Tension inverse de pointe non répétitive ( $V_{RSM}$ ).....	272
9.3.2 Tension de pointe non répétitive à l'état bloqué ( $V_{DSM}$ ) .....	276
9.3.3 Courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant ( $I_{TSM}$ ) .....	278
9.3.4 Courant à l'état passant des thyristors à commutation rapide .....	280
9.3.5 Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant ( $di/dt$ ).....	302
9.3.6 Courant de pointe pour non-rupture du boîtier ( $I_{RSMC}$ ).....	308
9.4 Essais d'endurance .....	312
9.4.1 Liste des essais d'endurance .....	312
9.4.2 Conditions pour les essais d'endurance.....	312
9.4.3 Critères de défaillances et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de réception .....	312
9.4.4 Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de fiabilité .....	312
9.4.5 Procédure à suivre dans le cas d'une erreur d'essai .....	312
9.4.6 Tension de charge thermique cyclique.....	316
Annexe A (informative) Calcul de l'échauffement en fonction d'une charge variable dans le temps .....	318

Clause	Page
9.1.4 Latching current ( $I_L$ ).....	161
9.1.5 Holding current ( $I_H$ ).....	163
9.1.6 Off-state current ( $I_D$ ).....	165
9.1.7 Gate trigger current or voltage ( $I_{GT}$ ), ( $V_{GT}$ ).....	169
9.1.8 Gate non-trigger voltage ( $V_{GD}$ ) and gate non-trigger current ( $I_{GD}$ ).....	171
9.1.9 Gate controlled delay time ( $t_d$ ) and turn-on time ( $t_{gt}$ ).....	173
9.1.10 Circuit commutated turn-off time ( $t_q$ ).....	179
9.1.11 Critical rate of rise of off-state voltage ( $dv/dt$ ).....	193
9.1.12 Critical rate of rise of commutating voltage of triacs $dv/dt$ (com).....	199
9.1.13 Recovered charge ( $Q_r$ ) and reverse recovery time ( $t_{rr}$ ).....	209
9.1.14 Circuit commutated turn-off time ( $t_q$ ) of a reverse conducting thyristor.....	217
9.1.15 Turn-off behaviour of GTO thyristors.....	221
9.1.16 Total energy loss during one cycle (for fast switching thyristors).....	227
9.2 Measuring methods for thermal characteristics.....	229
9.2.1 Measurement of the case temperature.....	229
9.2.2 Measuring methods for thermal resistance ( $R_{th}$ ) and transient thermal impedance ( $Z_{th}$ ).....	229
9.2.3 Method A.....	231
9.2.4 Method B.....	237
9.2.5 Method C (for GTO thyristors only).....	259
9.2.6 Method D.....	269
9.3 Verification test methods for ratings (limiting values).....	273
9.3.1 Non-repetitive peak reverse voltage ( $V_{RSM}$ ).....	273
9.3.2 Non-repetitive peak off-state voltage ( $V_{DSM}$ ).....	277
9.3.3 Surge (non-repetitive) on-state current ( $I_{TSM}$ ).....	279
9.3.4 On-state current ratings of fast-switching thyristors.....	281
9.3.5 Critical rate of rise of on-state current ( $di/dt$ ).....	303
9.3.6 Peak case non-rupture current ( $I_{RSMC}$ ).....	309
9.4 Endurance tests.....	313
9.4.1 List of endurance tests.....	313
9.4.2 Conditions for endurance tests.....	313
9.4.3 Failure criteria and failure-defining characteristics for acceptance tests.....	313
9.4.4 Failure-defining characteristics and failure criteria for reliability tests.....	313
9.4.5 Procedure in case of a testing error.....	313
9.4.6 Thermal cycling load test.....	317
Annex A (informative) Calculation of the temperature rise under time-varying load.....	319

	Pages
Figure 1 – Détails de la caractéristique statique pour les thyristors unidirectionnels .....	36
Figure 2 – Détails de la caractéristique statique des thyristors bidirectionnels.....	36
Figure 3 – Tension inverse de pointe et tension de pointe à l'état bloqué d'un thyristor .....	40
Figure 4 – Valeurs de pointe des courants à l'état passant.....	46
Figure 5 – Tension directe de gâchette en fonction du courant direct de gâchette.....	56
Figure 6 – Puissances partielles (pertes de puissance partielle) des thyristors GTO à fréquences relativement faibles .....	62
Figure 7 – Composantes de la perte d'énergie dynamique des thyristors GTO à fréquences relativement élevées.....	62
Figure 8 – Approximation des caractéristiques.....	64
Figure 9 – Temps de recouvrement en inverse .....	68
Figure 10 – Temps de recouvrement à l'état bloqué.....	70
Figure 11 – Temps de désamorçage commuté par circuit .....	70
Figure 12 – Temps d'amorçage contrôlés par gâchette.....	74
Figure 13 – Temps de désamorçage contrôlé par gâchette.....	78
Figure 14 – Charge de recouvrement $Q_r$ .....	78
Figure 15 – Symboles littéraux pour les valeurs limites des tensions à l'état bloqué et inverse.....	82
Figure 16 – Symboles littéraux pour les valeurs limites des courants à l'état passant.....	84
Figure 17 – Application des tensions de gâchette pour les thyristors.....	92
Figure 18 – Mesure du courant limite sinusoïdal de pointe à l'état passant .....	98
Figure 19 – Valeur de pointe d'un courant trapézoïdal à l'état passant.....	102
Figure 20 – Tension directe de gâchette en fonction du courant direct de gâchette.....	108
Figure 21 – Exemples de formes d'onde du courant et de la tension pendant le désamorçage d'un thyristor pour différents circuits .....	110
Figure 22 – Energie totale dissipée pendant une seule onde demi-sinusoïdale de l'impulsion de courant à l'état passant.....	112
Figure 23 – Energie totale dissipée durant une impulsion trapézoïdale de courant à l'état passant.....	114
Figure 24 – Charge recouvrée $Q_r$ , courant de recouvrement inverse de pointe $I_{RM}$ , temps de recouvrement inverse $t_{rr}$ (caractéristiques idéales).....	116
Figure 25 – Tension directe de gâchette en fonction du courant direct de gâchette.....	130
Figure 26 – Circuit de mesure de la tension à l'état passant (méthode en courant continu).....	152
Figure 27 – Méthode de mesure de la tension instantanée à l'état passant (méthode de l'oscilloscope) .....	154
Figure 28 – Circuit de mesure de la tension à l'état passant (méthode en impulsions).....	156
Figure 29 – Circuit de mesure du courant inverse de pointe.....	158
Figure 30 – Circuit de mesure du courant d'accrochage.....	160
Figure 31 – Forme d'onde du courant d'accrochage.....	162
Figure 32 – Circuit de mesure du courant de courant de maintien.....	162
Figure 33 – Circuit de mesure du courant à l'état bloqué (méthode en courant continu).....	164
Figure 34 – Circuit de mesure du courant de pointe à l'état bloqué .....	166
Figure 35 – Circuit de mesure pour la tension et/ou le courant d'amorçage par la gâchette .....	168
Figure 36 – Circuit de mesure pour le tension et le courant de non-amorçage par la gâchette ..	170
Figure 37 – Circuit de mesure du retard à la croissance commandée par la gâchette et du temps d'amorçage par la gâchette .....	174



	Page
Figure 1 – Particulars of the static characteristic of unidirectional thyristors .....	37
Figure 2 – Particulars of the static characteristic of bidirectional thyristors .....	37
Figure 3 – Peak reverse and peak off-state voltages of a thyristor .....	41
Figure 4 – Peak values of on-state currents .....	47
Figure 5 – Forward gate voltage versus forward gate current .....	57
Figure 6 – Partial power (losses) of GTO thyristors at relatively low frequencies .....	63
Figure 7 – Components of dynamic on-state energy loss of GTO thyristors at relatively high frequencies .....	63
Figure 8 – Approximation of characteristics .....	65
Figure 9 – Reverse recovery time .....	69
Figure 10 – Off-state recovery time .....	71
Figure 11 – Circuit-commutated turn-off time .....	71
Figure 12 – Gate-controlled turn-on times .....	75
Figure 13 – Gate-controlled turn-off times .....	79
Figure 14 – Recovered charge $Q_r$ .....	79
Figure 15 – Letter symbols for rated off-state reverse voltages .....	83
Figure 16 – Letter symbols for on-state current ratings .....	85
Figure 17 – Application of gate voltages for thyristors .....	93
Figure 18 – Maximum rated peak sinusoidal on-state current .....	99
Figure 19 – Peak value of a trapezoidal on-state current .....	103
Figure 20 – Forward gate voltage versus forward gate current .....	109
Figure 21 – Examples of current and voltage waveshapes during turn-off of a thyristor under various circuit conditions .....	111
Figure 22 – Total energy loss during one half sine wave on-state current pulse .....	113
Figure 23 – Total energy loss during one trapezoidal on-state current pulse .....	115
Figure 24 – Recovered charge $Q_r$ , peak reverse recovery current $I_{RM}$ , reverse recovery time $t_{rr}$ (idealized characteristics) .....	117
Figure 25 – Forward gate voltage versus forward gate current .....	131
Figure 26 – Circuit for measurement of on-state voltage (d.c. method) .....	153
Figure 27 – Measurement method of instantaneous on-state voltage using oscilloscope .....	155
Figure 28 – Circuit diagram for measurement of on-state voltage (pulse method) .....	157
Figure 29 – Circuit diagram for measuring peak reverse current .....	159
Figure 30 – Circuit diagram for measuring latching current .....	161
Figure 31 – Waveform of the latching current .....	163
Figure 32 – Circuit diagram for measuring holding current .....	163
Figure 33 – Circuit diagram for measuring off-state current (d.c. method) .....	165
Figure 34 – Circuit diagram for measuring peak off-state current .....	167
Figure 35 – Circuit diagram for measuring gate trigger current and/or voltage .....	169
Figure 36 – Circuit diagram for measuring gate non-trigger current and/or voltage .....	171
Figure 37 – Circuit diagram for measuring the gate controlled delay time and turn-on time .....	175

	Pages
Figure 38 – Forme d'onde du courant à l'état passant d'un thyristor.....	174
Figure 39 – Forme d'onde du courant et de la tension à l'état bloqué d'un thyristor.....	176
Figure 40 – Formes d'onde pendant la commutation du thyristor.....	178
Figure 41 – Schéma de principe du circuit .....	180
Figure 42 – Circuit pratique.....	182
Figure 43 – Circuit de mesure.....	186
Figure 44 – Formes d'onde du courant et de la tension.....	188
Figure 45 – Circuit de mesure de la vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué.....	194
Figure 46 – Forme d'onde.....	194
Figure 47 – Circuit de mesure pour vitesse de croissance exponentielle.....	196
Figure 48 – Circuit de mesure pour la vitesse critique de croissance de la tension de commutation.....	198
Figure 49 – Formes d'onde.....	200
Figure 50 – Circuit de mesure pour les triacs à fort courant.....	202
Figure 51 – Formes d'ondes pour une faible et une forte valeur de di/dt.....	204
Figure 52 – Circuit de mesure pour la charge recouvrée et le temps de recouvrement inverse (méthode en onde demi-sinusoïdale).....	208
Figure 53 – Forme d'onde du courant traversant le thyristor T.....	210
Figure 54 – Circuit de mesure de la charge recouvrée et du temps de recouvrement inverse.....	212
Figure 55 – Forme d'onde du courant traversant le thyristor T.....	212
Figure 56 – Circuit de mesure du temps de désamorçage après commutation d'un thyristor passant en inverse.....	216
Figure 57 – Formes d'onde de courant et de tension du temps de désamorçage après commutation d'un thyristor passant en inverse.....	216
Figure 58 – Circuit de mesure de blocage des thyristors blocables par la gâchette(GTO).....	220
Figure 59 – Formes d'ondes des tensions et courants pendant le désamorçage.....	222
Figure 60 – Schéma de base pour la mesure de $R_{th}$ (méthode A).....	230
Figure 61 – Schéma pour la mesure de $Z_{th}(t)$ (méthode A).....	234
Figure 62 – Superposition de l'impulsion de courant de référence aux différents courants à l'état passant.....	236
Figure 63 – Formes d'onde dans le cas général de la puissance dissipée et la température virtuelle de jonction.....	240
Figure 64 – Courbe d'étalonnage.....	244
Figure 65 – Schéma de base pour la mesure de $R_{th}$ (méthode B).....	248
Figure 66 – Formes d'onde.....	250
Figure 67 – Schéma de base pour la mesure de $Z_{th}(t)$ (méthode B).....	254
Figure 68 – Formes d'onde pour la mesure de l'impédance thermique transitoire.....	254
Figure 69 – Schéma de base pour la mesure de $R_{th}$ (méthode C).....	260
Figure 70 – Formes d'ondes pour la mesure de la résistance thermique.....	260
Figure 71 – Schéma de base pour la mesure de $Z_{th}(t)$ (méthode C).....	264
Figure 72 – Formes d'ondes pour la mesure de l'impédance thermique transitoire d'un thyristor amorçable par la gâchette.....	264
Figure 73 – Calibration et montage de mesure (pour la méthode du flux de chaleur).....	268
Figure 74 – Circuit de mesure de la valeur limite de la tension inverse de pointe non répétitive.....	274

	Page
Figure 38 – On-state current waveform of a thyristor.....	175
Figure 39 – Off-state voltage and current waveform of a thyristor.....	177
Figure 40 – Thyristor switching waveforms .....	179
Figure 41 – Diagram of basic circuit .....	181
Figure 42 – Practical circuit.....	183
Figure 43 – Measurement circuit .....	187
Figure 44 – Voltage and current waveforms.....	189
Figure 45 – Circuit diagram for measuring critical rate of rise of off-state voltage.....	195
Figure 46 – Waveform.....	195
Figure 47 – Measurement circuit for exponential rate of rise .....	197
Figure 48 – Measurement circuit for critical rate of rise of commutating voltage .....	199
Figure 49 – Waveforms .....	201
Figure 50 – Circuit diagram for high current triacs .....	203
Figure 51 – Waveforms with high and low di/dt.....	205
Figure 52 – Circuit diagram for recovered charge and reverse recovery time (half sine wave method) .....	209
Figure 53 – Current waveform through the thyristor T .....	211
Figure 54 – Circuit diagram for recovered charge and reverse recover time (rectangular wave method .....	213
Figure 55 – Current waveform through the thyristor T .....	213
Figure 56 – Circuit diagram for measuring circuit commutated turn-off time of reverse conducting thyristor .....	217
Figure 57 – Current and voltage waveforms of commutated turn-off time of reverse conducting thyristor .....	217
Figure 58 – Circuit diagram to measure turn-off behaviour of GTO thyristors.....	221
Figure 59 – Voltage and current waveforms during turn-off .....	223
Figure 60 – Basic circuit diagram for the measurement of $R_{th}$ (method A).....	231
Figure 61 – Basic circuit diagram for the measurement of $Z_{th}(t)$ (method A).....	235
Figure 62 – Superposition of the reference current pulse on different on-state currents .....	237
Figure 63 – Waveforms for power loss and virtual junction temperature (general case) .....	241
Figure 64 – Calibration curve.....	245
Figure 65 – Basic circuit diagram for the measurement of $R_{th}$ (method B).....	249
Figure 66 – Waveforms for measuring thermal resistance.....	251
Figure 67 – Basic circuit diagram for the measurement of $Z_{th}(t)$ (method B).....	255
Figure 68 – Waveforms for measuring transient thermal impedance .....	255
Figure 69 – Basic circuit diagram for the measurement of $R_{th}$ (method C).....	261
Figure 70 – Waveforms for measuring thermal resistance.....	261
Figure 71 – Basic circuit diagram for the measurement of $Z_{th}(t)$ (method C).....	265
Figure 72 – Waveforms for measuring the transient thermal impedance of a gate turn- off thyristor.....	265
Figure 73 – Calibration and measurement arrangement for the heatflow method .....	269
Figure 74 – Circuit diagram for measuring non-repetitive peak reverse voltage rating.....	275

	Pages
Figure 75 – Circuit de mesure de la tension de pointe non répétitive à l'état bloqué .....	276
Figure 76 – Circuit de mesure de courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant.....	278
Figure 77 – Circuit de mesure et formes d'ondes pour la mesure du courant sinusoïdal à l'état passant avec application d'une tension inverse .....	282
Figure 78 – Circuit de mesure détaillé du courant sinusoïdal à l'état passant avec application d'une tension inverse .....	284
Figure 79 – Circuit de mesure et formes d'onde pour la mesure du courant à l'état passant sans tension inverse .....	288
Figure 80 – Circuit détaillé pour la mesure du courant sinusoïdal à l'état passant sans tension inverse .....	290
Figure 81 – Circuit de mesure et formes d'ondes pour la mesure du courant trapézoïdal à l'état passant avec application de la tension inverse .....	294
Figure 82 – Circuit de mesure et formes d'ondes pour la mesure du courant trapézoïdal à l'état passant sans application de la tension inverse .....	298
Figure 83 – Circuit de mesure de la vitesse critique de croissance du courant à l'état passant.....	302
Figure 84 – Forme d'onde du courant à l'état passant pour la valeur limite de di/dt.....	306
Figure 85 – Circuit de mesure de courant de pointe pour non-rupture de boîtier .....	308
Figure 86 – Forme d'onde du courant inverse $i_R$ traversant le dispositif en essai .....	308
Figure 87 – Circuit de mesure formes d'ondes pour la mesure de la tension de charge cyclique .....	316
Figure A.1 – Approximation en échelons pour des impulsions non rectangulaires .....	318
Figure A.2 – Impulsion rectangulaire de durée $t_1$ produisant la dissipation de puissance P dans le dispositif à semi-conducteurs .....	320
Figure A.3 – Impédance thermique transitoire $Z_{th}(t)$ en fonction du temps .....	320
Figure A.4 – Suite unique de trois impulsions rectangulaires.....	322
Figure A.5 – Suite périodique d'impulsions semblables.....	324
Figure A.6 – Suite périodique formée par la répétition de deux impulsions différentes .....	326
Tableau 1 – Qualificatifs utilisés pour les différents types de thyristors .....	26
Tableau 2 – Essais de type et essais individuels minimaux pour les thyristors triodes bloqués en inverse.....	150
Tableau 3 – Caractéristiques définissant la défaillance pour réception après les essais d'endurance.....	312
Tableau 4 – Conditions pour les essais d'endurance.....	314
Tableau A.1 – Équations de calcul de l'augmentation de température virtuelle de jonction pour certaines conditions de charges typiques .....	332

	Page
Figure 75 – Circuit diagram for measuring non-repetitive peak off-state voltage rating .....	277
Figure 76 – Circuit diagram for measuring surge (non-repetitive) on-state current rating .....	279
Figure 77 – Basic circuit and test waveforms for sinusoidal on-state current with reverse voltage .....	283
Figure 78 – Extended circuit diagram for measuring sinusoidal on-state current with reverse voltage .....	285
Figure 79 – Basic circuit and test waveforms for sinusoidal on-state current with reverse voltage suppressed.....	289
Figure 80 – Extended circuit diagram for measuring sinusoidal on-state current with reverse voltage suppressed.....	291
Figure 81 – Basic circuit and test waveforms for trapezoidal on-state current with reverse voltage applied .....	295
Figure 82 – Basic circuit and test waveforms for trapezoidal on-state current with reverse voltage suppressed.....	299
Figure 83 – Circuit diagram for measuring critical rate of rise of on-state current .....	303
Figure 84 – On-state current waveform for di/dt rating .....	307
Figure 85 – Circuit diagram for measuring peak case non-rupture current.....	309
Figure 86 – Waveform of the reverse current $i_R$ through the thyristor under test.....	309
Figure 87 – Test circuit and test waveform for thermal cycling load test .....	317
Figure A.1 – Staircase approximation for non-rectangular pulses .....	319
Figure A.2 – Rectangular pulse of duration $t_1$ producing the power dissipation P in the semiconductor device .....	321
Figure A.3 – Transient thermal impedance $Z_{th}(t)$ versus time .....	321
Figure A.4 – Single sequence of three rectangular pulses .....	323
Figure A.5 – Periodic sequence of identical pulses .....	325
Figure A.6 – Periodic sequence, each consisting of two different pulses .....	327
Table 1 – Qualifiers used for the different kinds of thyristors .....	27
Table 2 – Minimum type and routine tests for reverse-blocking triode thyristors.....	151
Table 3 – Failure-defining characteristics for acceptance after endurance tests .....	313
Table 4 – Conditions for the endurance tests .....	315
Table A.1 – Equations for calculating the virtual junction temperature rise for some typical load variations .....	333

# COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

## DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS –

### Partie 6: Thyristors

#### AVANT-PROPOS

- 1) La CEI (Commission Électrotechnique Internationale) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de la CEI). La CEI a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, la CEI, entre autres activités, publie des Normes internationales. 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 la CEI, participent également aux travaux. La CEI 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 la CEI concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les documents produits se présentent sous la forme de recommandations internationales. Ils sont publiés comme normes, spécifications techniques, rapports techniques ou guides et agréés comme tels par les Comités nationaux.
- 4) Dans le but d'encourager l'unification internationale, les Comités nationaux de la CEI s'engagent à appliquer de façon transparente, dans toute la mesure possible, les Normes internationales de la CEI dans leurs normes nationales et régionales. Toute divergence entre la norme de la CEI et la norme nationale ou régionale correspondante doit être indiquée en termes clairs dans cette dernière.
- 5) La CEI n'a fixé aucune procédure concernant le marquage comme indication d'approbation et sa responsabilité n'est pas engagée quand un matériel est déclaré conforme à l'une de ses normes.
- 6) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Norme internationale peuvent faire l'objet de droits de propriété intellectuelle ou de droits analogues. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de propriété et de ne pas avoir signalé leur existence.

La Norme internationale CEI 60747-6 a été établie par le sous-comité 47E: Dispositifs discrets à semiconducteurs, du comité d'études 47 de la CEI: Dispositifs à semiconducteurs.

Cette deuxième édition annule et remplace la première édition, parue en 1983, et ses amendements 1 et 2 et constitue une révision technique.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
47E/155/FDIS	47E/168/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/CEI, Partie 3.

L'annexe A est donnée uniquement à titre d'information.

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant 2006. A cette date, la publication sera

- reconduite;
- supprimée;
- remplacée par une édition révisée, ou
- amendée.

## INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**SEMICONDUCTOR DEVICES –****Part 6: Thyristors**

## FOREWORD

- 1) The IEC (International Electrotechnical Commission) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of the 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, the IEC publishes International Standards. 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. The 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 the 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 National Committees.
- 3) The documents produced have the form of recommendations for international use and are published in the form of standards, technical specifications, technical reports or guides and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 4) In order to promote international unification, IEC National Committees undertake to apply IEC International Standards transparently to the maximum extent possible in their national and regional standards. Any divergence between the IEC Standard and the corresponding national or regional standard shall be clearly indicated in the latter.
- 5) The IEC provides no marking procedure to indicate its approval and cannot be rendered responsible for any equipment declared to be in conformity with one of its standards.
- 6) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this International Standard may be the subject of patent rights. The 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 second edition cancels and replaces the first edition, published in 1983, and its amendments 1 and 2 and constitutes a technical revision.

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

FDIS	Report on voting
47E/155/FDIS	47E/168/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 3.

Annex A is for information only.

The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until 2006. At this date, the publication will be

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

## INTRODUCTION

La présente norme doit être utilisée conjointement avec la CEI 60747-1 et donne les informations de base sur:

- la terminologie,
- les symboles littéraux,
- les valeurs limites et caractéristiques essentielles,
- les méthodes de mesure,
- la réception et la fiabilité.



## INTRODUCTION

This part of IEC 60747 should be read in conjunction with IEC 60747-1. It provides basic information on semiconductor

- terminology,
- letter symbols,
- essential ratings and characteristics,
- measuring methods,
- acceptance and reliability.

# DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS –

## Partie 6: Thyristors

### 1 Domaine d'application

La présente partie de la CEI 60747 donne les normes pour les catégories suivantes de dispositifs:

- thyristors (triodes) bloqués en inverse,
- thyristors asymétriques (triodes) bloqués en inverse,
- thyristors (triodes) passants en inverse,
- thyristors triodes bidirectionnels (triacs),
- thyristors blocables par la gâchette (thyristors GTO).

Cette partie de la CEI 60747 ne s'applique pas aux thyristors supprimeurs de surtensions, ni aux diacs.

### 2 Références normatives

Les documents normatifs suivants contiennent des dispositions qui, par suite de la référence qui y est faite, constituent des dispositions valables pour la présente Norme internationale. Pour les références datées, les amendements ultérieurs ou les révisions de ces publications ne s'appliquent pas. Toutefois, les parties prenantes aux accords fondés sur la présente Norme internationale sont invitées à rechercher la possibilité d'appliquer les éditions les plus récentes des documents normatifs indiqués ci-après. Pour les références non datées, la dernière édition du document normatif en référence s'applique. Les membres de la CEI et de l'ISO possèdent le registre des Normes internationales en vigueur.

CEI 60747-1:1983, *Dispositifs à semiconducteurs – Dispositifs discrets et circuits intégrés – Partie 1: Généralités*

### 3 Termes et définitions

Pour les besoins de la présente norme, les définitions suivantes s'appliquent, ainsi que les définitions de la CEI 60747-1 et celles de la CEI 60050(521).

NOTE 1 Dans la terminologie et les définitions relatives aux thyristors unidirectionnels, il est possible de choisir entre les termes «anode» et «cathode» ou «principale» et «maîtresse». Dans la présente norme, c'est la première solution qui a été choisie, car la deuxième convient moins aux thyristors GTO. En revanche, la deuxième solution a dû être choisie pour les thyristors triode bidirectionnels car la première ne s'y adapte pas.

NOTE 2 La terminologie et les définitions concernant les courants et les tensions pour les thyristors diode bidirectionnels comportent le terme «thyristor», car l'emploi des termes «courant ou tension principale» sous-entendrait qu'il existe un autre type de courant ou de tension. C'est aussi la raison pour laquelle l'adjectif «maîtresse» n'est pas employé pour la désignation des bornes relatives à ces dispositifs.

Le tableau 1 indique, dans la première colonne, le type de qualificatifs pouvant être utilisés pour les courants et tensions, et comporte dans la deuxième colonne les bornes correspondantes.

## SEMICONDUCTOR DEVICES –

### Part 6: Thyristors

#### 1 Scope

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

- (reverse-blocking) (triode) thyristors,
- asymmetrical (reverse-blocking) (triode) thyristors,
- reverse-conducting (triode) thyristors,
- bidirectional triode thyristors (triacs),
- gate turn-off thyristors (GTO thyristors).

It does not apply to thyristor surge suppressors nor to diacs.

#### 2 Normative references

The following normative documents contain provisions which, through reference in this text, constitute provisions of this part of IEC 60747. For dated references, subsequent amendments to, or revisions of, any of these publications do not apply. However, parties to agreements based on this part of IEC 60747 are encouraged to investigate the possibility of applying the most recent editions of the normative documents indicated below. For undated references, the latest edition of the normative document referred to applies. Members of IEC and ISO maintain registers of currently valid International Standards.

IEC 60747-1:1983, *Semiconductor devices – Discrete devices and integrated circuits – Part 1: General*

#### 3 Terms and definitions

For the purpose of this part of IEC 60747, the following definitions, together with definitions from IEC 60747-1 and IEC 60050(521), apply.

NOTE 1 For unidirectional thyristors terms and definitions can be written in terms of either “node” and “cathode” or “principal” and “main”. In this standard, the first alternative has been chosen because the second is less suitable for GTO thyristors. In contrast, the second alternative had to be chosen for bidirectional triode thyristors as the first does not apply to them.

NOTE 2 Current and voltage terms and definitions for bidirectional diode thyristors use the adjective “thyristor” because reference to principal current or voltage would imply there is other current or voltage. For the same reason, the adjective “main” is not used with the terminal designations for these devices.

Table 1 summarizes the qualifiers that could be chosen for voltages/currents and terminals.

**Tableau 1 – Qualificatifs utilisés pour les différents types de thyristors**

Type de thyristor	Thyristors triode	Thyristors diode
Thyristors unidirectionnels	Tension/courant d'anode/cathode ou tension/courant principal	Tension/courant d'anode/cathode ou tension/courant de thyristor
	Borne d'anode/ cathode ou borne maîtresse 1/2	Borne d'anode/cathode ou borne 1/2
Thyristors bidirectionnels	Tension/courant principal	Tension/courant de thyristor
	Borne maîtresse 1/2	Borne 1/2

### 3.1 Types de thyristors

#### 3.1.1

##### Critères de classification

Les thyristors sont classés en sous-catégories selon un ou plusieurs des critères suivants:

- a) nombre de bornes:
  - thyristor triode,
  - thyristor diode;
- b) comportement dans le troisième quadrant de la caractéristique tension-courant:
  - unidirectionnel,
  - bidirectionnel;
- c) type de commande physique:
  - à commande électrique (ce moyen de commande usuel n'apparaît pas dans le terme lui-même),
  - commandé par l'éclairage;
- d) capacités de commande par la gâchette:
  - amorçage uniquement (en principe, cette restriction n'est pas indiquée dans le terme),
  - capacité de désamorçage de gâchette (thyristor GTO);
- e) couche commandée:
  - thyristor P (technologie courante, n'apparaissant pas dans le terme lui-même),
  - thyristor N.

#### 3.1.2

##### thyristor (sens général)

dispositif semiconducteur capable d'admettre, par rétroaction, un état stable sur deux et de maintenir l'état sans aucun contrôle continu de courant ou de tension ou avec un niveau de courant ou de tension bien moindre que celui qui est nécessaire pour établir cet état à l'origine. Ce dispositif est destiné à fonctionner comme un interrupteur pour le courant principal ou l'état passant.

NOTE 1 Un thyristor est un interrupteur pouvant être commuté soit dans une seule direction du courant principal (thyristor unidirectionnel) soit dans les deux (thyristor bidirectionnel).

NOTE 2 La configuration habituelle est une configuration PNP à laquelle peuvent être ajoutés d'autres éléments nécessaires pour ajouter des fonctions supplémentaires.

NOTE 3 Le terme «thyristor» peut être utilisé pour tout membre de la famille des PNP lorsque son emploi n'entraîne aucune ambiguïté ou malentendu. En particulier, l'abréviation «thyristor» est largement utilisée pour le thyristor triode bloqué en inverse, appelé auparavant «redresseur commandé semiconducteur».

**Table 1 – Qualifiers used for the different kinds of thyristors**

Type of thyristor	Triode thyristors	Diode thyristors
Unidirectional thyristors	Anode/cathode voltage/current or principal voltage/current	Anode/cathode voltage/current or thyristor voltage/current
	Anode/cathode terminal or main terminal 1/2	Anode/cathode terminal or terminal 1/2
Bidirectional thyristors	Principal voltage/current	Thyristor voltage/current
	Main terminal 1/2	Terminal 1/2

### 3.1 Types of thyristors

#### 3.1.1

##### Classification criteria

Thyristors are classified into subcategories using one or more of the following criteria

- a) number of terminals:
  - triode thyristor,
  - diode thyristor;
- b) way of acting in the third quadrant of the voltage-current characteristic:
  - unidirectional,
  - bidirectional;
- c) physical kind of control:
  - electrically controlled (this usual way of control is not indicated in the term),
  - light-controlled;
- d) control capabilities at the gate:
  - only turn on (this restriction is usually not indicated in the term),
  - gate turn-off capability (GTO thyristor);
- e) controlled layer:
  - P-gate thyristor (usual technology, not indicated in the term),
  - N-gate thyristor.

#### 3.1.2

##### thyristor (general)

semiconductor device that is capable, due to internal feedback, of assuming either of two stable states and maintaining the assumed state either with no sustained control current or voltage or at least with considerably less than that necessary to initially establish that state, and that is designed to operate as a switch for the principal or on-state current

NOTE 1 A thyristor is a switch that can be switched on either for only one direction of the principal current (a unidirectional thyristor), or for both directions (a bidirectional thyristor).

NOTE 2 The usual configuration is a PNP configuration to which can be added other elements needed for additional functions.

NOTE 3 The term “thyristor” may be used for any member of the PNP family when such use does not result in ambiguity or misunderstanding. In particular, the abbreviated term “thyristor” is widely used for the reverse-blocking triode thyristor, formerly called “semiconductor controlled rectifier”.

### 3.1.3

#### **thyristor unidirectionnel**

voir figure 1

### 3.1.4

#### **thyristor triode unidirectionnel**

thyristor à trois bornes pouvant commuter seulement lorsque la tension de l'anode est positive

NOTE Dans cette définition, toute deuxième borne d'anode ou de cathode assurant la liaison avec le circuit de contrôle n'est pas prise en compte.

### 3.1.5

#### **thyristor diode unidirectionnel**

thyristor à deux bornes ne pouvant commuter que lorsque la tension de l'anode est positive

### 3.1.6

#### **thyristor bidirectionnel**

voir figure 2

### 3.1.7

#### **thyristor triode bidirectionnel (triac)**

thyristor à trois bornes ayant sensiblement le même comportement de commutation dans le premier et le troisième quadrant de la caractéristique principale (voir courbe B de la figure 2)

### 3.1.8

#### **thyristor diode bidirectionnel**

thyristor à deux bornes présentant sensiblement le même comportement de commutation dans le premier et le troisième quadrant de la caractéristique tension courant du thyristor (voir courbe A de la figure 2)

### 3.1.9

#### **thyristor triode bloqué en inverse**

thyristor triode unidirectionnel présentant un état bloqué en inverse (voir courbes a) et b) de la figure 1)

NOTE S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté, il est permis d'utiliser l'abréviation «thyristor».

### 3.1.10

#### **thyristor triode bloqué en inverse (symétrique)**

thyristor triode bloqué en inverse dont la tension nominale inverse et la tension en état bloqué sont égales ou présentent des différences non significatives

### 3.1.11

#### **thyristor triode asymétrique bloqué en inverse**

thyristor triode bloqué en inverse dont la tension en inverse assignée est sensiblement inférieure à la tension nominale en état bloqué (voir courbe b) de la figure 1)

### 3.1.12

#### **thyristor triode passant en inverse**

thyristor triode unidirectionnel conduisant de forts courants en inverse à des tensions en inverse d'amplitude comparables à celle de la tension directe à l'état passant (voir courbe c) de la figure 1)

### 3.1.13

#### **thyristor diode bloqué en inverse**

thyristor diode unidirectionnel présentant un état bloqué en inverse (voir courbes a) et b) de la figure 1)

**3.1.3****unidirectional thyristor**

see figure 1

**3.1.4****unidirectional triode thyristor**

three-terminal thyristor that can switch only when the anode voltage is positive

NOTE In this definition, a second cathode or anode terminal for connecting to the control circuit is not counted.

**3.1.5****unidirectional diode thyristor**

two-terminal thyristor that can switch only when the anode voltage is positive

**3.1.6****bidirectional thyristor**

see figure 2

**3.1.7****bidirectional triode thyristor (triac)**

three-terminal thyristor having substantially the same switching behaviour in the first and third quadrants of the principal characteristic (see curve B of figure 2)

**3.1.8****bidirectional diode thyristor**

two-terminal thyristor having substantially the same switching behaviour in the first and third quadrants of the thyristor voltage-current characteristic (see curve A of figure 2)

**3.1.9****reverse-blocking triode thyristor**

unidirectional triode thyristor that exhibits a blocking state in the reverse direction (see curves a) and b) of figure 1)

NOTE If no ambiguity is likely to occur, the term may be abbreviated to "thyristor".

**3.1.10****(symmetrical) reverse-blocking triode thyristor**

reverse-blocking triode thyristor whose rated reverse voltage and rated off-state voltage are equal or insignificantly different

**3.1.11****asymmetrical reverse-blocking triode thyristor**

reverse-blocking triode thyristor whose rated reverse voltage is significantly lower than its rated off-state voltage (see curve b) of figure 1)

**3.1.12****reverse-conducting triode thyristor**

unidirectional triode thyristor that conducts large currents in the reverse direction at reverse voltages comparable in magnitude to the forward on-state voltage (see curve c) of figure 1)

**3.1.13****reverse-blocking diode thyristor**

unidirectional diode thyristor that exhibits a blocking state in the reverse direction (see curves a) and b) of figure 1)

### 3.1.14

#### **thyristor de désamorçage de gâchette (bloqué en inverse), thyristor GTO**

thyristor triode bloqué en inverse pouvant être commuté de l'état passant à l'état bloqué et de l'état bloqué à l'état passant en appliquant des signaux de contrôle de polarité appropriée à la borne de gâchette

### 3.1.15

#### **thyristor de désamorçage de gâchette passant en inverse**

thyristor triode passant en inverse pouvant être commuté de l'état passant à l'état bloqué et inversement en appliquant des signaux de contrôle de polarité appropriée à la borne de gâchette

### 3.1.16

#### **thyristor de désamorçage de gâchette symétrique**

thyristor de désamorçage de gâchette dont la tension nominale en inverse et la tension nominale en état bloqué sont égales ou présentent des différences non significatives

### 3.1.17

#### **thyristor de désamorçage de gâchette (asymétrique)**

thyristor de désamorçage de gâchette dont la tension nominale en inverse est sensiblement inférieure à sa tension nominale en état bloqué

### 3.1.18

#### **thyristor-P**

thyristor triode unidirectionnel dont la borne de gâchette est connectée à la région P la plus proche de la cathode et qui est normalement commuté à l'état passant en appliquant un signal positif à la borne de gâchette par rapport à la borne de cathode

### 3.1.19

#### **thyristor-N**

thyristor triode unidirectionnel dont la borne de gâchette est connectée à la région N la plus proche de l'anode, normalement commuté à l'état passant en appliquant un signal négatif à la borne de gâchette par rapport à la borne d'anode

NOTE Aucune réalisation pratique d'un thyristor N n'est connue au moment de la publication de la présente norme.

## 3.2 Termes de base définissant la caractéristique courant-tension statique des thyristors triodes

### 3.2.1

#### **borne de gâchette**

borne utilisée uniquement pour le circuit de commande

### 3.2.2

#### **courant de gâchette**

courant (de commande) à l'intérieur de la borne de gâchette

### 3.2.3

#### **courant principal**

courant commuté (commandé) par le thyristor

### 3.2.4

#### **bornes maîtresses**

les deux bornes au travers desquelles le courant principal circule



**3.1.14****(reverse-blocking) gate-turn-off thyristor GTO thyristor**

reverse-blocking triode thyristor that can be switched from the on state to the off state as well as from the off state to the on state by applying control signals of appropriate polarity to the gate terminal

**3.1.15****reverse-conducting gate-turn-off thyristor**

reverse-conducting triode thyristor that can be switched from the on state to the off state as well as from the off state to the on state by applying control signals of appropriate polarity to the gate terminal

**3.1.16****symmetrical gate-turn-off thyristor**

gate-turn-off thyristor whose rated reverse voltage and rated off-state voltage are equal or insignificantly different

**3.1.17****asymmetrical gate-turn-off thyristor**

gate-turn-off thyristor whose rated reverse voltage is significantly lower than its rated off-state voltage

**3.1.18****P-gate thyristor**

unidirectional triode thyristor whose gate terminal is connected to the P region nearest the cathode and that is normally switched to the on state by applying a positive signal to the gate terminal with respect to the cathode terminal

**3.1.19****N-gate thyristor**

unidirectional triode thyristor whose gate terminal is connected to the N region nearest the anode and that is normally switched to the on state by applying a negative signal to the gate terminal with respect to the anode terminal

NOTE Any practical realization of an N-gate thyristor was not known when this publication was issued.

**3.2 Basic terms defining the static voltage-current characteristics of triode thyristors****3.2.1****gate terminal**

terminal unique to the control circuit

**3.2.2****gate current**

(control) current into the gate terminal

**3.2.3****principal current**

current that is switched (controlled) by the thyristor

**3.2.4****main terminals**

two terminals through which the principal current flows

### 3.2.5

#### **borne d'anode (d'un thyristor triode unidirectionnel)**

borne maîtresse au travers de laquelle le courant principal circule à partir du circuit commandé lorsque le thyristor est en état passant

NOTE Il est permis de fournir une deuxième borne d'anode pour assurer la connexion avec le circuit de commande d'un thyristor N.

### 3.2.6

#### **borne de cathode (d'un thyristor triode unidirectionnel)**

borne principale à partir de laquelle le courant principal circule vers le circuit commandé lorsque le thyristor est en état passant

NOTE Il est permis de fournir une deuxième borne de cathode pour assurer la connexion avec le circuit de commande d'un thyristor P.

### 3.2.7

#### **borne maîtresse 1 (d'un thyristor triode bidirectionnel (triac)) (MT1)**

borne maîtresse que le fabricant du triac destine à faire passer le courant de commande en plus du courant principal

NOTE Certains thyristors triode bidirectionnels sont complètement symétriques, les thyristors SBS par exemple. En ce qui les concerne, le choix du fabricant est arbitraire, et l'utilisateur peut renvoyer le circuit de commande à toute borne maîtresse qui pourra fournir la polarité requise du courant de gâchette.

### 3.2.8

#### **borne maîtresse 2 (d'un thyristor triode bidirectionnel (triac)) (MT2)**

l'autre borne maîtresse située après la borne que le fabricant a identifiée comme borne maîtresse 1

### 3.2.9

#### **tension de l'anode par rapport à la cathode: tension d'anode (d'un thyristor triode unidirectionnel)**

tension (différence de potentiel) entre les bornes d'anode et de cathode.

### 3.2.10

#### **tension principale**

tension (différence de potentiel) entre les bornes maîtresses

NOTE 1 Dans le cas de thyristors triode unidirectionnels, la tension principale est dite positive lorsque le potentiel d'anode est supérieur au potentiel de cathode, et dite négative lorsque le potentiel d'anode est inférieur au potentiel de cathode. Ainsi, pour ces thyristors, «tension principale» et «tension de l'anode par rapport à la cathode» sont synonymes.

NOTE 2 Dans le cas de thyristors triode bidirectionnels, la polarité de la tension principale (par rapport aux bornes maîtresses 1 et 2) est à spécifier.

### 3.2.11

#### **caractéristique de courant-tension (statique); caractéristique principale (statique) (d'un thyristor triode unidirectionnel (voir figure 1))**

fonction, généralement représentée graphiquement, reliant la tension d'anode au courant d'anode pour une certaine température virtuelle de jonction, en condition d'équilibre interne électrique et thermique.

NOTE 1 Lorsque c'est possible, la caractéristique peut être donnée avec le courant de gâchette comme paramètre.

NOTE 2 Le mot «statique» est généralement omis excepté lorsqu'une distinction entre des caractéristiques statique et dynamique est nécessaire.

### 3.2.12

#### **caractéristique principale (statique) (d'un thyristor triode bidirectionnel) (voir figure 2)**

fonction, généralement représentée graphiquement, reliant la tension principale au courant principal pour une température virtuelle de jonction donnée, en conditions d'équilibre électrique interne et thermique

**3.2.5****anode terminal (of a unidirectional triode thyristor)**

main terminal to which the principal current flows from the circuit being controlled when the thyristor is in the on state

NOTE A second anode terminal may be provided for connecting to the control circuit of an N-gate thyristor.

**3.2.6****cathode terminal (of a unidirectional triode thyristor)**

main terminal from which the principal current flows to the circuit being controlled when the thyristor is in the on state

NOTE A second cathode terminal may be provided for connecting to the control circuit of a P-gate thyristor.

**3.2.7****main terminal 1 (of a bidirectional triode thyristor (triac)) (MT1)**

main terminal intended by the triac manufacturer to conduct the control current in addition to the principal current

NOTE Some bidirectional triode thyristors are completely symmetrical, e.g. Silicon Bilateral Switch (SBS) thyristors. For these, the choice for the manufacturer is arbitrary, and the user can return the control circuit to whichever main terminal will provide the required polarity of gate current.

**3.2.8****main terminal 2 (of a bidirectional triode thyristor (triac)) (MT2)**

other main terminal after main terminal 1 has been designated by the triac manufacturer

**3.2.9****anode-cathode voltage****anode voltage (of an unidirectional triode thyristor)**

voltage (potential difference) between anode and cathode terminals

**3.2.10****principal voltage**

voltage (potential difference) between the main terminals

NOTE 1 In the case of unidirectional triode thyristors, the principal voltage is called positive when the anode potential is more positive than the cathode potential and called negative when the anode potential is less positive than the cathode potential. Thus, for these thyristors, "principal voltage" and "anode-cathode voltage" are synonymous.

NOTE 2 In the case of bidirectional triode thyristors, the polarity of the principal voltage (with regard to main terminals 1 and 2) is to be specified.

**3.2.11****(static) voltage-current characteristic****(static) principal characteristic (of a unidirectional triode thyristor (see figure 1))**

function, usually represented graphically, relating the anode voltage to the anode current for a specified virtual junction temperature, under conditions of internal electrical and thermal equilibrium

NOTE 1 Where applicable, the characteristic may be given with the gate current as a parameter.

NOTE 2 The word "static" is usually omitted except when a distinction between static and dynamic characteristics is necessary.

**3.2.12****(static) principal characteristic (of a bidirectional triode thyristor (see figure 2))**

function, usually represented graphically, relating the principal voltage to the principal current for a specified virtual junction temperature, under conditions of internal electrical and thermal equilibrium

NOTE 1 S'il y a lieu, la caractéristique peut être donnée avec le courant de gâchette comme paramètre.

NOTE 2 Le mot «statique» est généralement omis excepté lorsqu'une distinction entre les caractéristiques statiques et dynamiques est nécessaire.

### **3.3 Termes de base définissant la caractéristique courant-tension statique des thyristors diode**

#### **3.3.1**

##### **borne d'anode (d'un thyristor diode unidirectionnel)**

borne vers laquelle le courant circule à partir du circuit extérieur lorsque le thyristor est en état passant

#### **3.3.2**

##### **borne de cathode (d'un thyristor diode unidirectionnel)**

borne à partir de laquelle le courant circule vers le circuit extérieur lorsque le thyristor est en état passant

#### **3.3.3**

##### **borne 1 (d'un thyristor diode bidirectionnel)**

borne à laquelle est attribuée le numéro 1 par le fabricant

#### **3.3.4**

##### **borne 2 (d'un thyristor diode bidirectionnel)**

borne à laquelle est attribuée le numéro 2 par le fabricant

#### **3.3.5**

##### **tension anode-cathode**

##### **tension d'anode (d'un thyristor unidirectionnel)**

tension entre les bornes d'anode et de cathode

NOTE La tension anode-cathode est dite positive lorsque le potentiel d'anode est supérieur au potentiel de cathode, et dite négative lorsque le potentiel d'anode est inférieur au potentiel de cathode.

#### **3.3.6**

##### **tension de thyristor (d'un thyristor diode bidirectionnel)**

tension entre les deux bornes

NOTE La polarité de la tension du thyristor (en fonction des bornes 1 et 2) est à spécifier.

#### **3.3.7**

##### **caractéristique (statique) (d'un thyristor diode unidirectionnel)**

fonction, généralement représentée graphiquement, reliant la tension d'anode au courant d'anode pour une température virtuelle de jonction donnée, en conditions d'équilibre interne électrique et thermique

NOTE Le mot «statique» est généralement omis, excepté lorsqu'une distinction entre les caractéristiques statiques et dynamiques est nécessaire.

#### **3.3.8**

##### **caractéristique (statique) (d'un thyristor diode bidirectionnel)**

fonction, généralement représentée graphiquement, reliant la tension du thyristor au courant du thyristor pour une température virtuelle de jonction donnée, en conditions d'équilibre interne électrique et thermique

NOTE Le mot «statique» est généralement omis, sauf lorsqu'une distinction entre les caractéristiques statique et dynamique est nécessaire.

### **3.4 Détails des caractéristiques tension-courant statiques d'un thyristor triode et diode (voir figures 1 et 2)**

NOTE Les états mentionnés de 3.4.2 à 3.4.7 renvoient à des parties de la caractéristique statique, c'est-à-dire aux états statiques, bien que dans la plupart des cas, cette restriction ne soit pas indiquée. Si c'est nécessaire, il faudra faire une distinction entre les états statiques et dynamiques.

NOTE 1 Where applicable, the characteristic may be given with the gate current as a parameter.

NOTE 2 The word “static” is usually omitted except when a distinction between static and dynamic characteristics is necessary.

### **3.3 Basic terms defining the static voltage-current characteristics of diode thyristors**

#### **3.3.1**

##### **anode terminal (of a unidirectional diode thyristor)**

terminal to which the current flows from the external circuit when the thyristor is in the on state

#### **3.3.2**

##### **cathode terminal (of a unidirectional diode thyristor)**

terminal from which the current flows to the external circuit when the thyristor is in the on state

#### **3.3.3**

##### **terminal 1 (of a bidirectional diode thyristor)**

terminal that is designated “1” by the manufacturer

#### **3.3.4**

##### **terminal 2 (of a bidirectional diode thyristor)**

terminal that is designated “2” by the manufacturer

#### **3.3.5**

##### **anode-cathode voltage**

##### **anode voltage (of a unidirectional diode thyristor)**

voltage between the anode and cathode terminals

NOTE The anode-cathode voltage is called positive when the anode potential is higher than the cathode potential, and called negative when the anode potential is lower than the cathode potential.

#### **3.3.6**

##### **thyristor voltage (of a bidirectional diode thyristor)**

voltage between the two terminals

NOTE The polarity of the thyristor voltage (with regard to terminals 1 and 2) is to be specified.

#### **3.3.7**

##### **(static) characteristic (of a unidirectional diode thyristor)**

function, usually represented graphically, relating the anode voltage to the anode current for a specified virtual junction temperature, under conditions of internal electrical and thermal equilibrium

NOTE The word “static” is usually omitted, except when a distinction between static and dynamic characteristics is necessary.

#### **3.3.8**

##### **(static) characteristic (of a bidirectional diode thyristor)**

function, usually represented graphically, relating the thyristor voltage to the thyristor current for a specified virtual junction temperature, under conditions of internal electrical and thermal equilibrium

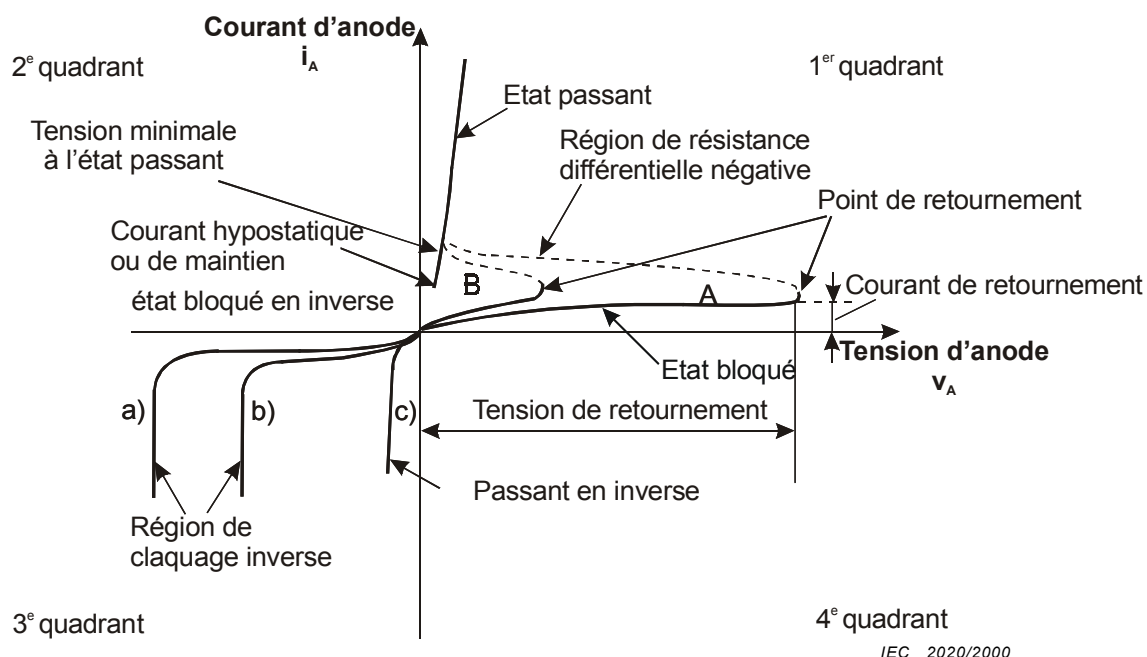
NOTE The word “static” is usually omitted, except when a distinction between static and dynamic characteristics is necessary.

### **3.4 Particulars of the static voltage-current characteristics of triode and diode thyristors (see figures 1 and 2)**

NOTE The states referred to in 3.4.2 through 3.4.7 concern portions of the static characteristic, i.e. static states, although in the more general terms, this restriction is not indicated. If necessary, distinction will be made between static and dynamic states.

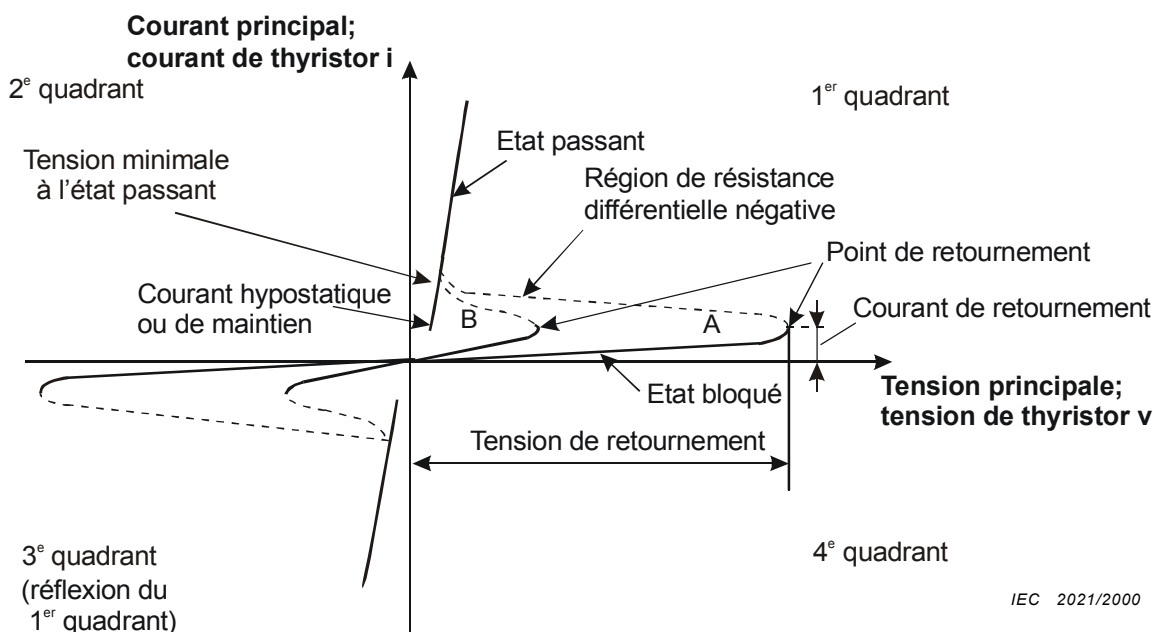
**3.4.1 état passant**

état d'un thyristor, dans un quadrant où une commutation peut arriver, qui correspond à la partie faible résistance, faible tension de la caractéristique



- Courbe A courant de gâchette nul
- Courbe B courant de gâchette supérieur à zéro
- Courbe a) thyristors diode bloqués en inverse
- Courbe b) thyristors asymétriques
- Courbe c) thyristors passant en inverse

**Figure 1 – Détails de la caractéristique statique pour les thyristors unidirectionnels**



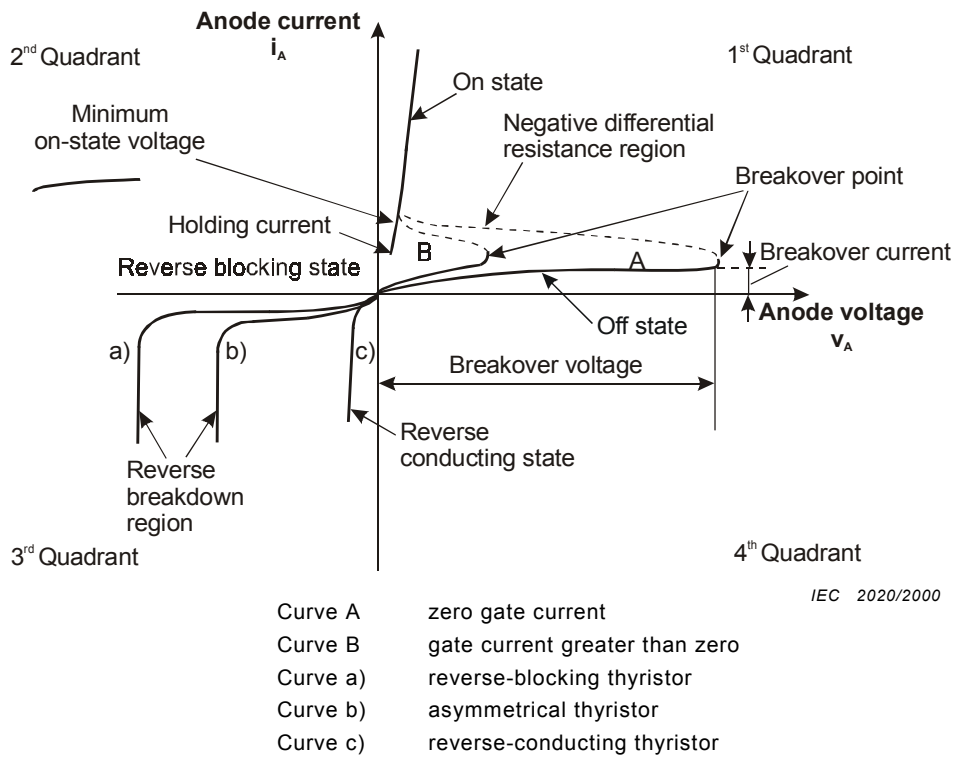
- Courbe A thyristors diode bidirectionnels et thyristors triode bidirectionnels à courant de gâchette nul
- Courbe B thyristors triode bidirectionnels à courant de gâchette supérieur à zéro

**Figure 2 – Détails de la caractéristique statique des thyristors bidirectionnels**

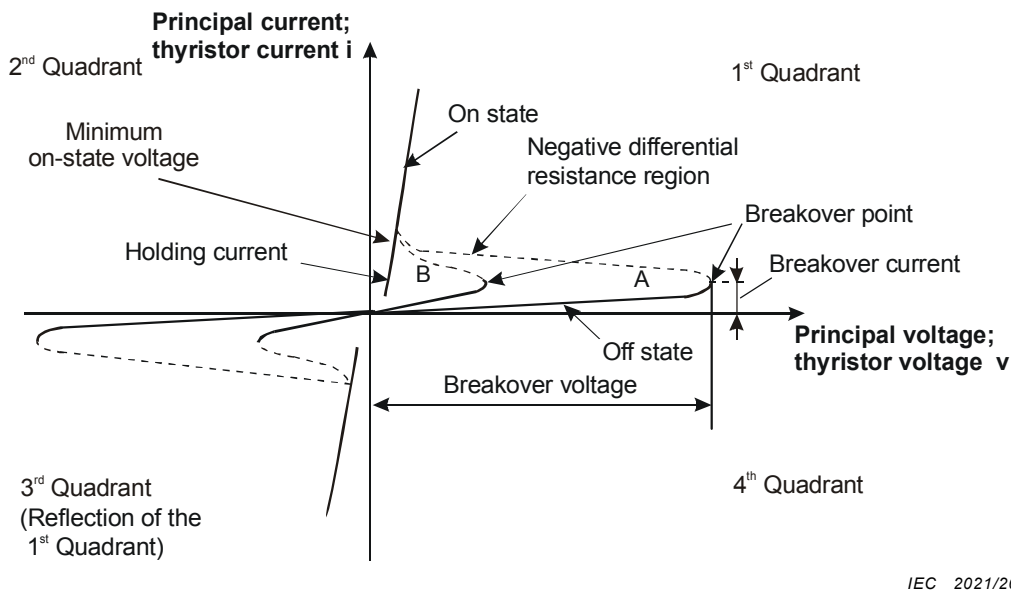
**3.4.1**

**on state**

state of a thyristor, in a quadrant in which switching may occur, that corresponds to the low-resistance portion of the characteristic



**Figure 1 – Particulars of the static characteristic of unidirectional thyristors**



Curve A bidirectional diode thyristors or bidirectional triode thyristors with zero gate current  
 Curve B bidirectional triode thyristors with gate current greater than zero

**Figure 2 – Particulars of the static characteristic of bidirectional thyristors**

**3.4.2****état bloqué**

état d'un thyristor, dans un quadrant où une commutation peut arriver, qui correspond à la partie de la caractéristique entre l'origine et le point de retournement

**3.4.3****état bloqué dans le sens inverse**

état d'un thyristor bloqué en inverse ou asymétrique correspondant à une tension inverse entre l'origine et le début de la région de claquage en inverse

**3.4.4****région de claquage en inverse**

partie de la caractéristique où le claquage se produit (le terme «claquage inverse» est défini dans la CEI 60747-1)

**3.4.5****état passant en inverse**

état du thyristor triode passant en inverse correspondant au troisième quadrant de la caractéristique

**3.4.6****région de résistance différentielle négative**

toute partie de la caractéristique pour laquelle la résistance différentielle est négative

**3.4.7****point de retournement**

dans un quadrant où une commutation peut avoir lieu, point pour lequel la résistance différentielle est nulle et la tension d'état bloqué atteint une valeur maximale

**3.5 Termes relatifs aux valeurs limites et aux caractéristiques; tensions principales**

NOTE 1 Dans le présent article, la terminologie concernant plusieurs définitions similaires correspondant à plusieurs types de thyristors est homogénéisée et tous les qualificatifs pertinents y sont mentionnés. Par exemple, en 3.5.8., les termes «tension d'anode, tension principale ou tension de thyristor» indiquent que l'expression «tension à l'état passant» s'applique aux thyristors unidirectionnels, aux thyristors triode bidirectionnels et aux thyristors diode bidirectionnels (voir tableau 1).

NOTE 2 Lorsqu'il existe plusieurs formes distinctes de symboles littéraux, on donne ici la ou les plus utilisées.

**3.5.1****tension de retournement ( $V_{(BO)}$ )**

tension au point de retournement

**3.5.2****tension inverse (d'un thyristor unidirectionnel) ( $V_R$ )**

tension négative d'anode

**3.5.3****tension inverse continue (d'un thyristor unidirectionnel) ( $V_{R(D)}$ )**

tension inverse qui ne dépend pas du temps et dans laquelle les changements sont si faibles qu'ils peuvent être négligés

**3.5.4****tension inverse de claquage (d'un thyristor unidirectionnel) ( $V_{(BR)}$ )**

tension dans la région de claquage inverse



**3.4.2****off state**

state of a thyristor, in a quadrant in which switching may occur, that corresponds to the portion of the characteristic between the origin and the breakover point

**3.4.3****reverse-blocking state**

state of a reverse-blocking or asymmetrical thyristor that corresponds to a reverse voltage between the origin and the beginning of the reverse breakdown region

**3.4.4****reverse breakdown region**

portion of the characteristic in which reverse breakdown occurs (the term “reverse breakdown” is defined in IEC 60747-1)

**3.4.5****reverse-conducting state**

state of a reverse-conducting triode thyristor that corresponds to the third quadrant of the characteristic

**3.4.6****negative differential resistance region**

any portion of the characteristic within which the differential resistance is negative

**3.4.7****breakover point**

in a quadrant in which switching may occur, the point for which the differential resistance is zero and the off-state voltage reaches a maximum value

**3.5 Terms related to ratings and characteristics; principal voltages**

NOTE 1 In this subclause, similar definitions for more than one kind of thyristor are combined in a single wording in which reference is made to all relevant qualifiers. For example, in 3.5.8, the wording “anode, principal, or thyristor voltage” indicates that the term “on-state voltage” applies to unidirectional thyristors, bidirectional triode thyristors and bidirectional diode thyristors (see table 1).

NOTE 2 When several distinctive forms of letter symbols exist, the most commonly used form(s) is (are) given.

**3.5.1****breakover voltage ( $V_{(BO)}$ )**

voltage at the breakover point

**3.5.2****reverse voltage (of a unidirectional thyristor) ( $V_R$ )**

negative anode voltage

**3.5.3****direct reverse voltage (of a unidirectional thyristor) ( $V_{R(D)}$ )**

reverse voltage that is independent of time or in which the changes are so small that they can be neglected

**3.5.4****reverse breakdown voltage (of a unidirectional thyristor) ( $V_{(BR)}$ )**

voltage in the reverse breakdown region

### 3.5.5

#### tension inverse de crête; tension inverse de pointe ( $V_{RWM}$ ) (d'un thyristor unidirectionnel)

valeur instantanée la plus élevée de la tension inverse, excluant toutes les tensions transitoires répétitives et non répétitives (voir figure 3)

NOTE La tension répétitive est généralement une fonction du circuit et augmente la perte de puissance du dispositif. Une tension transitoire non répétitive est généralement due à une cause extérieure et on suppose que son effet a complètement disparu avant que la tension transitoire suivante n'arrive.

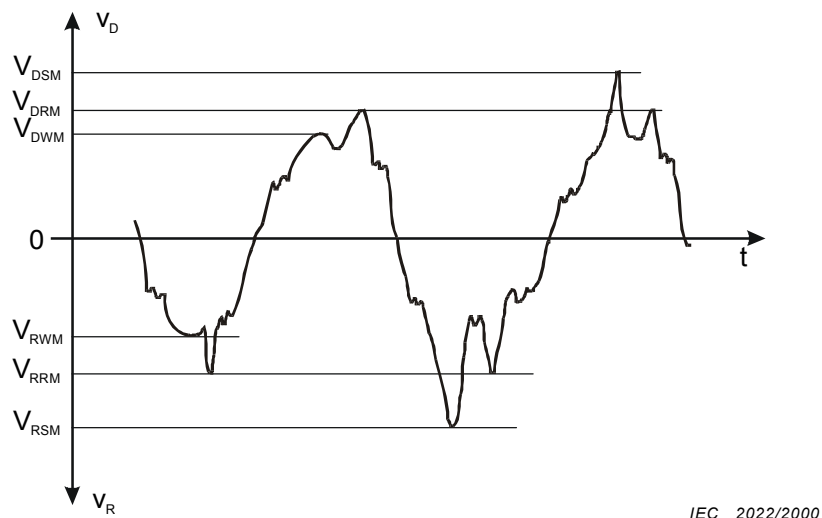


Figure 3 – Tension inverse de pointe et tension de pointe à l'état bloqué d'un thyristor

### 3.5.6

#### tension inverse de pointe répétitive (d'un thyristor unidirectionnel) ( $V_{RRM}$ )

valeur instantanée la plus élevée de la tension inverse, incluant toutes les tensions transitoires répétitives, mais excluant toutes les tensions transitoires non répétitives (voir figure 3).

NOTE La tension répétitive est généralement fonction du circuit et augmente la perte de puissance du dispositif. Une tension transitoire non répétitive est généralement due à une cause externe, et il est considéré que ses effets ont totalement disparu avant que la transitoire suivante n'apparaisse.

### 3.5.7

#### tension inverse de pointe non répétitive; tension inverse transitoire de crête (d'un thyristor unidirectionnel) ( $V_{RSM}$ )

valeur instantanée la plus élevée de toute tension inverse transitoire non répétitive (voir figure 3)

NOTE 1 Voir la note du paragraphe 3.5.5. (La tension répétitive est généralement fonction du circuit et augmente la perte de puissance du dispositif. Une tension transitoire non répétitive est généralement due à une cause externe, et il est considéré que ses effets ont totalement disparu avant que la transitoire suivante n'apparaisse.)

NOTE 2 De préférence, il convient de choisir l'expression «tension inverse de pointe non répétitive».

### 3.5.8

#### tension à l'état passant ( $V_T$ )

tension d'anode, tension principale ou tension de thyristor quand le thyristor est à l'état passant

### 3.5.9

#### tension à l'état bloqué ( $V_D$ )

tension d'anode, tension principale ou tension de thyristor quand le thyristor est à l'état bloqué

### 3.5.10

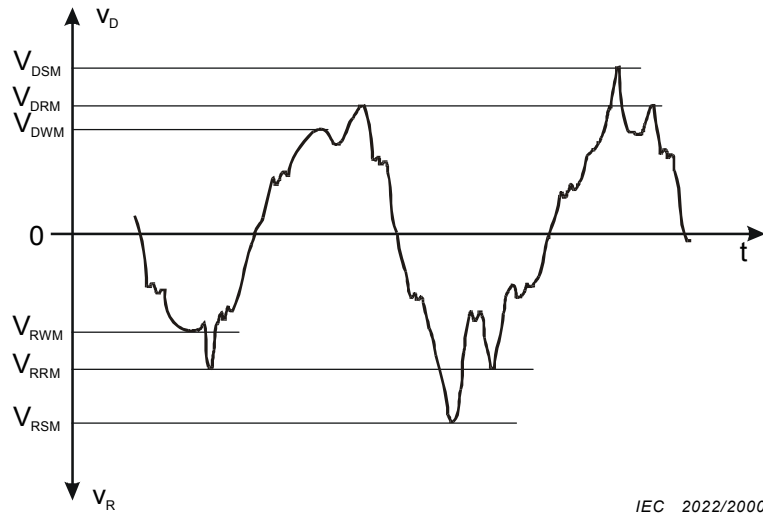
#### tension continue à l'état bloqué ( $V_{D(D)}$ )

tension à l'état bloqué qui ne dépend pas du temps ou dans laquelle les changements sont si faibles qu'ils peuvent être négligés

**3.5.5****crest working reverse voltage****peak working reverse voltage (of a unidirectional thyristor) ( $V_{RWM}$ )**

highest instantaneous value of the reverse voltage, excluding all repetitive and non-repetitive transient voltages (see figure 3)

NOTE The repetitive voltage is usually a function of the circuit and increases the power loss of the device. A non-repetitive transient voltage is usually due to an external cause, and it is assumed that its effect has completely disappeared before the next transient arrives.



**Figure 3 – Peak reverse and peak off-state voltages of a thyristor**

**3.5.6****repetitive peak reverse voltage (of a unidirectional thyristor) ( $V_{RRM}$ )**

highest instantaneous value of the reverse voltage, including all repetitive transient voltages, but excluding all non-repetitive transient voltages (see figure 3)

NOTE The repetitive voltage is usually a function of the circuit and increases the power loss of the device. A non-repetitive transient voltage is usually due to an external cause, and it is assumed that its effect has completely disappeared before the next transient arrives.

**3.5.7****non-repetitive peak reverse voltage;****peak transient reverse voltage (of a unidirectional thyristor) ( $V_{RSM}$ )**

highest instantaneous value of any non-repetitive transient reverse voltage (see figure 3)

NOTE See note to 3.5.5. (The repetitive voltage is usually a function of the circuit and increases the power loss of the device. A non-repetitive transient voltage is usually due to an external cause, and it is assumed that its effect has completely disappeared before the next transient arrives.)

NOTE 2 Preference should be given to the term “non-repetitive peak reverse voltage”.

**3.5.8****on-state voltage ( $V_T$ )**

anode, principal, or thyristor voltage when the thyristor is in the on state

**3.5.9****off-state voltage ( $V_D$ )**

anode, principal, or thyristor voltage when the thyristor is in the off state

**3.5.10****direct off-state voltage ( $V_{D(D)}$ )**

off-state voltage that is independent of time or in which the changes are so small that they can be neglected

**3.5.11****tension de crête à l'état bloqué; tension de pointe à l'état bloqué ( $V_{DWM}$ )**

valeur instantanée la plus élevée de la tension à l'état bloqué, excluant toutes les tensions transitoires répétitives et non répétitives (voir figure 3)

NOTE La tension répétitive est généralement une fonction du circuit et augmente la perte de puissance du dispositif. Une tension transitoire non répétitive est généralement due à une cause extérieure et on suppose que son effet a complètement disparu avant que la tension transitoire suivante n'arrive.

**3.5.12****tension de pointe répétitive à l'état bloqué ( $V_{DRM}$ )**

valeur instantanée la plus élevée de la tension à l'état bloqué, incluant toutes les tensions transitoires répétitives, mais excluant toutes les tensions transitoires non répétitives (voir figure 3)

NOTE La tension répétitive est généralement une fonction du circuit et augmente la perte de puissance du dispositif. Une tension transitoire non répétitive est généralement due à une cause extérieure et on suppose que son effet a complètement disparu avant que la tension transitoire suivante n'arrive.

**3.5.13****tension de pointe non répétitive à l'état bloqué; tension transitoire de pointe à l'état bloqué ( $V_{DSM}$ )**

valeur instantanée la plus élevée de la tension transitoire non répétitive à l'état bloqué (voir figure 3).

NOTE 1 La tension répétitive est généralement une fonction du circuit et augmente la perte de puissance du dispositif. Une tension transitoire non répétitive est généralement due à une cause extérieure et on suppose que son effet a complètement disparu avant que la tension transitoire suivante n'arrive.

NOTE 2 De préférence, il convient de choisir l'expression «tension de pointe non répétitive à l'état bloqué».

**3.5.14****vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué ( $(dv_D/dt)_{cr}$ )**

valeur la plus élevée de la vitesse de croissance de la tension à l'état bloqué qui ne provoquera pas de commutation de l'état bloqué à l'état passant.

NOTE 1 La méthode de mesure de la vitesse de croissance est à spécifier.

NOTE 2 S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté, il est possible d'employer l'abréviation  $dv/dt$ .

**3.5.15****vitesse critique de croissance de la tension de commutation (d'un thyristor triode passant en inverse) ( $(dv_{D(com)}/dt)_{cr}$ )**

valeur la plus élevée de la vitesse de croissance de la tension à l'état bloqué, immédiatement après conduction du courant inverse, qui ne provoque pas la commutation de l'état bloqué à l'état passant

NOTE 1 La méthode de mesure de la vitesse de croissance est à spécifier.

NOTE 2 S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté, il est possible d'employer l'abréviation  $dv_{(com)}/dt$ .

**3.5.16****vitesse critique de croissance de la tension en commutation (d'un triac),  
vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué réappliquée (d'un triac)  
( $(dv_{D(com)}/dt)_{cr}$ )**

valeur la plus élevée de la vitesse de croissance de la tension à l'état bloqué, immédiatement après conduction du courant dans la direction opposée, qui ne provoque pas de commutation de l'état bloqué à l'état passant

NOTE 1 La méthode de mesure de la vitesse de croissance est à spécifier.

NOTE 2 S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté il est possible d'employer l'abréviation  $dv_{(com)}/dt$ .

**3.5.17****impulsion de tension à l'état bloqué (d'un thyristor GTO) ( $V_{Q(SP)}$ )**

valeur la plus élevée d'une impulsion sur la tension à l'état bloqué réappliquée qui a lieu peu après le début de la croissance de la tension à l'état bloqué (voir figure 13)

**3.5.11****crest working off-state voltage****peak working off-state voltage ( $V_{DWM}$ )**

highest instantaneous value of the off-state voltage, excluding all repetitive and non-repetitive transient voltages (see figure 3)

NOTE The repetitive voltage is usually a function of the circuit and increases the power loss of the device. A non-repetitive transient voltage is usually due to an external cause, and it is assumed that its effect has completely disappeared before the next transient arrives.

**3.5.12****repetitive peak off-state voltage ( $V_{DRM}$ )**

highest instantaneous value of the off-state voltage, including all repetitive transient voltages, but excluding all non-repetitive transient voltages (see figure 3)

NOTE The repetitive voltage is usually a function of the circuit and increases the power loss of the device. A non-repetitive transient voltage is usually due to an external cause, and it is assumed that its effect has completely disappeared before the next transient arrives.

**3.5.13****non-repetitive peak off-state voltage****peak transient off-state voltage ( $V_{DSM}$ )**

highest instantaneous value of any non-repetitive transient off-state voltage (see figure 3)

NOTE 1 The repetitive voltage is usually a function of the circuit and increases the power loss of the device. A non-repetitive transient voltage is usually due to an external cause, and it is assumed that its effect has completely disappeared before the next transient arrives

NOTE 2 Preference should be given to the term “non-repetitive peak off-state voltage”

**3.5.14****critical rate of rise of off-state voltage ( $(dv_D/dt)_{cr}$ )**

highest value of the rate of rise of off-state voltage that will not cause switching from the off state to the on state.

NOTE 1 The measuring method for the rate of rise is to be specified.

NOTE 2 If no ambiguity is likely to result, the shorter expression “dv/dt” may be used.

**3.5.15****critical rate of rise of commutating voltage (of a reverse-conducting triode thyristor) ( $(dv_{D(com)}/dt)_{cr}$ )**

highest value of the rate of rise of off-state voltage, immediately following reverse current conduction, that will not cause switching from the off state to the on state

NOTE 1 The measuring method for the rate of rise is to be specified.

NOTE 2 If no ambiguity is likely to result, the shorter expression “ $dv_{(com)}/dt$ ” may be used.

**3.5.16****critical rate of rise of commutating voltage****critical rate of rise of the reapplied off-state voltage (of a triac) ( $(dv_{D(com)}/dt)_{cr}$ )**

highest value of the rate of rise of off-state voltage, immediately following on-state current conduction in the opposite direction, that will not cause switching from the off state to the on state

NOTE 1 The measuring method for the rate of rise is to be specified.

NOTE 2 If ambiguity is likely to result, the shorter expression “ $dv_{(com)}/dt$ ” may be used.

**3.5.17****turn-off (off-state) spike voltage (of a GTO thyristor) ( $V_{Q(SP)}$ )**

peak value of a spike on the reapplied off-state voltage that occurs shortly after the off-state voltage begins to rise (see figure 13)

NOTE L'impulsion de tension à l'état bloqué n'est pas une caractéristique inhérente au thyristor puisque sa valeur dépend de l'inductance parasite dans le réseau de blocage connecté en parallèle au thyristor GTO. Sa valeur a une influence sur la perte d'énergie lors de l'état bloqué du courant.

### 3.5.18

#### **tension de pointe à l'état bloqué à la coupure du courant (d'un thyristor GTO) ( $V_{DQM}$ )**

valeur de pointe, plus élevée que la valeur finale en régime établi, vers laquelle la tension réappliquée à l'état bloqué s'élève vers la fin du processus de coupure de courant (voir figure 13).

NOTE La tension de pointe à l'état bloqué de coupure de courant n'est pas une caractéristique inhérente au thyristor GTO puisque sa valeur dépend de l'architecture des circuits externes. Sa valeur a une influence sur la perte d'énergie lors de la coupure de courant.

## 3.6 Termes relatifs aux valeurs limites et aux caractéristiques; courants principaux

### 3.6.1

#### **courant de claquage ( $I_{(BO)}$ )**

courant d'anode, courant principal ou courant de thyristor au point de retournement

### 3.6.2

#### **courant inverse (d'un thyristor unidirectionnel) ( $I_R$ )**

les courants d'anode pour une tension d'anode négative

### 3.6.3

#### **courant passant en inverse (d'un thyristor passant en inverse) ( $I_{RC}$ )**

courant inversé d'un thyristor passant en inverse

### 3.6.4

#### **courant passant en inverse moyen ( $I_{RC(AV)}$ )**

valeur moyenne du courant passant en inverse calculée sur un cycle complet

### 3.6.5

#### **courant de surcharge passant en inverse ( $I_{RC(OV)}$ )**

courant passant en inverse dont l'application continue provoquerait le dépassement de la température virtuelle de jonction, mais qui est limité en durée de façon à ne pas dépasser cette température

NOTE 1 Les dispositifs peuvent être soumis à des courants de surcharge aussi souvent que l'application le nécessite, tout en étant soumis à des tensions de fonctionnement normales.

NOTE 2 En l'absence d'autres précisions, les spécifications concernant la valeur nominale/assignée d'un courant passant en inverse surchargé font référence à une fluctuation qui est sensiblement la même que celle de la valeur nominale du courant passant en inverse.

### 3.6.6

#### **courant de surcharge accidentelle passant en inverse ( $I_{RCSM}$ )**

impulsion de courant passant en inverse de courte durée et de forme d'onde déterminée, dont l'application provoque ou risque de provoquer le dépassement de la température virtuelle de jonction maximale, mais qui est supposée avoir lieu rarement (nombre limité d'événements pendant la durée en service du dispositif) et être la conséquence de conditions de circuit inhabituelles (par exemple, une défaillance)

### 3.6.7

#### **courant inverse à l'état bloqué (d'un thyristor unidirectionnel) ( $I_R$ )**

courant en inverse lorsqu'un thyristor est à l'état bloqué dans le sens inverse

### 3.6.8

#### **courant de recouvrement inverse (d'un thyristor unidirectionnel) ( $I_{RR}$ , $I_{R(REC)}$ )**

courant inverse créé pendant l'état de recouvrement inverse

NOTE Pour la valeur de pointe du courant de recouvrement inverse pendant le temps de recouvrement inverse, il est uniquement permis d'employer le symbole littéral  $I_{RM}$  ou  $I_{RM(REC)}$  car le symbole littéral  $I_{RRM}$  est déjà attribué au courant inverse de pointe répétitif (voir figure 9).

NOTE The turn-off spike voltage is not an inherent characteristic of the thyristor as its value depends on the parasitic inductance in the snubber network connected in parallel to the GTO thyristor. Its value has an influence on the turn-off energy loss.

### 3.5.18

#### **turn-off peak off-state voltage (of a GTO thyristor) ( $V_{DQM}$ )**

peak value, higher than the final steady-state value, to which the re-applied off-state voltage rises towards the end of the turn-off process (see figure 13)

NOTE The turn-off peak off-state voltage is not an inherent characteristic of the GTO thyristor as its value depends on the design of the external circuits. Its value has an influence on the turn-off energy loss.

## 3.6 Terms related to ratings and characteristics; principal currents

### 3.6.1

#### **breakover current ( $I_{BO}$ )**

anode, principal, or thyristor current at the breakover point

### 3.6.2

#### **reverse current (of a unidirectional thyristor) ( $I_R$ )**

anode current for a negative anode voltage

### 3.6.3

#### **reverse-conducting current (of a reverse-conducting thyristor) ( $I_{RC}$ )**

reverse current of a reverse-conducting thyristor

### 3.6.4

#### **mean reverse-conducting current ( $I_{RC(AV)}$ )**

value of the reverse-conducting current averaged over a full cycle

### 3.6.5

#### **overload reverse-conducting current ( $I_{RC(OV)}$ )**

reverse-conducting current whose continuous application would cause the maximum rated virtual junction temperature to be exceeded, but that is limited in duration such that this temperature is not exceeded

NOTE 1 Devices may be subjected to overload currents as frequently as called for by the application, while being subjected to normal operating voltages.

NOTE 2 If not otherwise stated, specifications for the rated (limiting) value of an overload reverse-conducting current refer to a waveshape that is substantially the same as for the rated value of the reverse-conducting current.

### 3.6.6

#### **surge reverse-conducting current ( $I_{RCSM}$ )**

reverse-conducting current pulse of short duration and specified waveshape, whose application 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 (for example, a fault)

### 3.6.7

#### **reverse blocking current (of a unidirectional thyristor) ( $I_R$ )**

reverse current when a thyristor is in the reverse-blocking state

### 3.6.8

#### **reverse recovery current (of a unidirectional thyristor) ( $I_{RR}$ , $I_{R(REC)}$ )**

reverse current that occurs during the reverse recovery time

NOTE For the peak value of the reverse recovery current during the reverse recovery time, only the letter symbol  $I_{RM}$  or  $I_{RM(REC)}$  may be used (see figure 9) because the letter symbol  $I_{RRM}$  is already attributed to the repetitive peak reverse current.

### 3.6.9

#### **courant à l'état passant ( $I_T$ )**

courant d'anode, principal ou de thyristor lorsque le thyristor est à l'état passant

### 3.6.10

#### **courant continu à l'état passant ( $I_{T(D)}$ )**

courant à l'état passant qui ne dépend pas du temps ou dans lequel les changements sont si faibles qu'ils peuvent être négligés

### 3.6.11

#### **courant à l'état passant moyen ( $I_{T(AV)}$ )**

valeur moyenne du courant à l'état passant calculée sur la période complète

### 3.6.12

#### **courant efficace à l'état passant ( $I_{T(RMS)}$ )**

valeur efficace du courant à l'état passant pendant une période complète

### 3.6.13

#### **courant sinusoïdal de pointe à l'état passant ( $I_{TM}$ )**

valeur de pointe d'un courant à l'état passant sinusoïdal, excluant tout courant transitoire

### 3.6.14

#### **courant à l'état passant trapézoïdal de pointe ( $I_{TM}$ )**

valeur de pointe d'un courant à l'état passant trapézoïdal excluant tout courant transitoire

### 3.6.15

#### **courant à l'état passant de pointe répétitif ( $I_{TRM}$ )**

valeur de pointe du courant à l'état passant, incluant tous les courants transitoires répétitifs (voir figure 4)

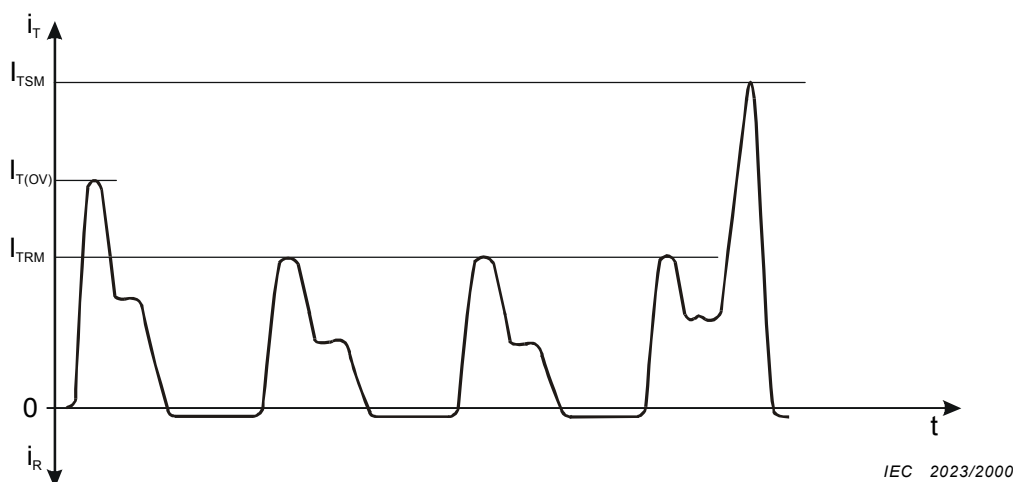


Figure 4 – Valeurs de pointe des courants à l'état passant

### 3.6.16

#### **courant à l'état passant en surcharge ( $I_{T(OV)}$ )**

courant à l'état passant dont l'application continue provoquerait le dépassement de la température virtuelle de jonction nominale maximale, mais qui est limité en durée de façon que cette température ne soit pas dépassée (voir figure 4)

NOTE 1 Les dispositifs peuvent être soumis à des courants en surcharge aussi fréquemment que l'application le nécessite lorsqu'ils sont soumis à des tensions de fonctionnement normales.

NOTE 2 Si ce n'est pas spécifié autrement, les spécifications pour la valeur nominale (limitative) d'un courant à l'état passant en surcharge font référence à une forme d'onde qui est sensiblement la même que pour la valeur nominale du courant à l'état passant.



**3.6.9****on-state current ( $I_T$ )**

anode, principal, or thyristor current when the thyristor is in the on state

**3.6.10****direct on-state current ( $I_{T(D)}$ )**

on-state current that is independent of time or in which the changes are so small that they can be neglected

**3.6.11****mean on-state current ( $I_{T(AV)}$ )**

value of the on-state current averaged over a full cycle

**3.6.12****r.m.s. on-state current ( $I_{T(RMS)}$ )**

r.m.s. value of the on-state current averaged over a full cycle

**3.6.13****peak sinusoidal on-state current ( $I_{TM}$ )**

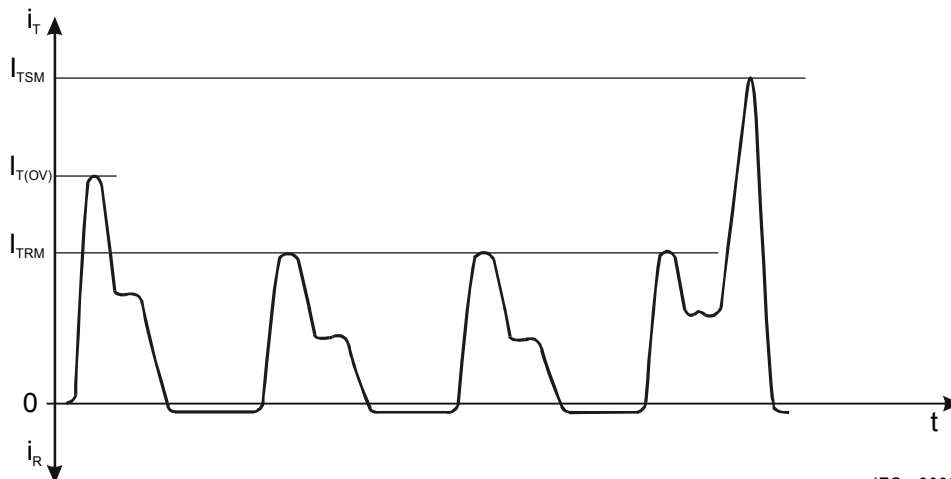
peak value of a sinusoidal on-state current, excluding any transient currents

**3.6.14****peak trapezoidal on-state current ( $I_{TM}$ )**

peak value of a trapezoidal on-state current, excluding any transient currents

**3.6.15****repetitive peak on-state current ( $I_{TRM}$ )**

peak value of the on-state current, including all repetitive transient currents (see figure 4)



IEC 2023/2000

Figure 4 – Peak values of on-state currents

**3.6.16****overload on-state current ( $I_{T(OV)}$ )**

on-state current whose continuous application would cause the maximum-rated virtual junction temperature to be exceeded, but that is limited in duration such that this temperature is not exceeded (see figure 4)

NOTE 1 Devices may be subjected to overload currents as frequently as called for by the application while being subjected to normal operating voltages.

NOTE 2 If not otherwise stated, specifications for the rated (limiting) value of an overload on-state current refer to a waveshape that is substantially the same as for the rated value of the on-state current.

### 3.6.17

#### **courant de surcharge accidentelle à l'état passant ( $I_{TSM}$ )**

impulsion de courant passant de courte durée et de forme d'onde déterminée, dont l'application provoque ou risque de provoquer le dépassement de la température virtuelle de jonction maximale, mais qui est supposé avoir lieu rarement (nombre limité d'événements pendant la durée en service du dispositif) et être la conséquence de conditions de circuit inhabituelles (par exemple, une défaillance) (voir figure 4)

### 3.6.18

#### **valeur $I^2t$ (d'un courant à l'état passant de surcharge accidentelle) ( $I^2t$ )**

valeur employée pour la spécification de la valeur nominale maximale d'un courant à l'état passant de surcharge accidentelle, donnée en termes de valeur nominale maximale de

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

pour un temps d'intégration court donné  $t_i$

### 3.6.19

#### **courant de pointe à l'état passant contrôlable répétitif (d'un thyristor GTO) ( $I_{TQRM}$ )**

valeur de pointe la plus élevée du courant à l'état passant pouvant être coupé périodiquement par commande de gâchette

NOTE Un courant répétitif est généralement fonction du circuit et augmente la perte de puissance à l'intérieur du dispositif. Un courant transitoire non répétitif est généralement dû à une cause externe et il est admis que son effet a complètement disparu avant l'arrivée du prochain courant transitoire.

### 3.6.20

#### **courant de pointe à l'état passant contrôlable non répétitif (d'un thyristor GTO) ( $I_{TQSM}$ )**

valeur de pointe non répétitive la plus élevée du courant à l'état passant qui peut être coupé par commande de gâchette.

NOTE Un courant répétitif est généralement fonction du circuit et augmente la perte de puissance à l'intérieur du dispositif. Un courant transitoire non répétitif est généralement dû à une cause externe et il est admis que son effet a complètement disparu avant l'arrivée du prochain courant transitoire.

### 3.6.21

#### **courant de pointe de non-rupture du boîtier ( $I_{RSMC}$ )**

valeur de pointe de courant inverse qu'il ne convient pas de dépasser afin d'éviter l'éclatement du boîtier ou l'émission d'un faisceau de plasma, en conditions spécifiques de courant inverse, de forme d'onde et de durée de l'impulsion de courant inverse

NOTE 1 Cette définition implique qu'une légère fissure dans le boîtier est tolérée, si elle se situe dans un dispositif soumis à un courant de pointe de non-rupture de boîtier, à condition qu'aucun faisceau de plasma n'ait été émis, qu'aucune partie du boîtier ne s'en soit séparée, que la partie externe du dispositif n'ait pas fondu et qu'il ne se soit pas enflammé.

NOTE 2 De tels courants inverses très élevés peuvent apparaître dans des assemblages de thyristors si l'un des thyristors présente un claquage en inverse. Les très grands thyristors peuvent présenter une pointe de courant de surcharge accidentelle à l'état passant de valeur supérieure au courant de pointe de non-rupture du boîtier telle que le fusible choisi pour le courant de surcharge accidentelle à l'état passant en cas de pointe ne puisse assurer de protection contre la rupture du boîtier.

### 3.6.22

#### **valeur $I^2 t$ de non-rupture du boîtier ( $I_{RSC}^2 t$ )**

valeur de  $I_{RSC}^2 t$  qu'il convient de ne pas dépasser afin d'éviter l'éclatement du boîtier ou l'émission d'un faisceau de plasma, en conditions spécifiques, forme d'onde et de temps, et durée de l'impulsion de courant inverse:

$$I_{RSC}^2 t = \int_0^{t_p} i_R^2 dt$$

où  $t_p$  est la durée de l'impulsion de courant inverse

**3.6.17****surge on-state current ( $I_{TSM}$ )**

on-state current pulse of short duration and specified waveshape, whose application 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 (for example, a fault) (see figure 4)

**3.6.18** **$I^2t$  value (of a surge on-state current) ( $I^2t$ )**

value used for the specification of a maximum rated value 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  $t_i$

**3.6.19****repetitive peak controllable on-state current (of a GTO thyristor) ( $I_{TQRM}$ )**

highest peak value of the on-state current that can be turned off periodically by means of gate control

NOTE A repetitive current is usually a function of the circuit and increases the power loss within the device. A non-repetitive transient current is usually due to an external cause and it is assumed that its effect has completely disappeared before the next transient arrives.

**3.6.20****non-repetitive peak controllable on-state current (of a GTO thyristor) ( $I_{TQSM}$ )**

highest non-repetitive peak value of the on-state current that can be turned off by means of gate control

NOTE A repetitive current is usually a function of the circuit and increases the power loss within the device. A non-repetitive transient current is usually due to an external cause and it is assumed that its effect has completely disappeared before the next transient arrives.

**3.6.21****peak case non-rupture current ( $I_{RSMC}$ )**

peak value of reverse current that should not be exceeded in order to avoid bursting of the case or the emission of a plasma beam, under specified conditions of the waveshape and duration of the reverse current pulse

NOTE 1 This definition implies that a fine crack in the case is tolerated, if found in a device subjected to the peak case non-rupture current, provided that no plasma beam was emitted, parts of the case did not break away, and the device did not melt externally or burst into flames.

NOTE 2 Such very high reverse currents may occur in large thyristor assemblies if one of the thyristors has a reverse breakdown. Very large thyristors may have a peak surge on-state current that is higher than the peak case non-rupture current so that a fuse selected for the peak surge on-state current cannot provide protection against rupture of the case.

**3.6.22****case non-rupture  $I^2t$  value ( $I_{RSC}^2t$ )**

value of  $I_{RSC}^2t$  that should not be exceeded in order to avoid bursting of the case or the emission of a plasma beam, under specified conditions of the waveshape and duration of the reverse current pulse and given as follows:

$$I_{RSC}^2t = \int_0^{t_p} i_R^2 dt$$

where  $t_p$  is the reverse current pulse duration

NOTE 1 Cette définition implique qu'une légère fissure dans le boîtier est tolérée si elle se situe dans un dispositif soumis à une valeur  $I_{RT}$  de non-rupture du boîtier, à condition qu'aucun faisceau de plasma n'ait été émis, qu'aucune partie du boîtier n'en soit séparée, que la partie externe du dispositif n'ait pas fondu et qu'il ne soit pas enflammé.

NOTE 2 De tels courants inverses très élevés peuvent apparaître dans des assemblages de thyristors si l'un des thyristors présente un claquage en inverse. Les très grands thyristors peuvent présenter (à l'état passant) une valeur  $I_{RT}$  plus élevée que la valeur de non-rupture du boîtier  $I_{RSC}$  telle que le fusible choisi pour la valeur  $I_{RT}$  ne puisse assurer de protection contre la rupture du boîtier.

### 3.6.23

#### **vitesse critique de croissance de courant à l'état passant ( $(di_T/dt)_{cr}$ )**

valeur la plus élevée de la vitesse de croissance du courant à l'état passant qu'un thyristor peut supporter sans influence nuisible

### 3.6.24

#### **courant d'accrochage ( $I_L$ )**

courant d'anode ou courant principal minimal requis pour maintenir le thyristor à l'état passant immédiatement après avoir retiré la condition d'amorçage par suite de la commutation de l'état bloqué à l'état passant

### 3.6.25

#### **courant à l'état bloqué ( $I_H$ )**

courant d'anode, principal ou de thyristor minimal maintenant le thyristor à l'état passant

### 3.6.26

#### **courant à l'état bloqué ( $I_D$ )**

courant d'anode, principal ou de thyristor lorsque le thyristor est à l'état bloqué

### 3.6.27

#### **courant continu à l'état bloqué ( $I_{D(D)}$ )**

courant à l'état bloqué ne dépendant pas du temps ou dans lequel les changements sont si faibles qu'ils peuvent être négligés

### 3.6.28

#### **courant de queue (d'un thyristor GTO) ( $I_Z$ )**

courant d'anode qui circule pendant le temps de queue (voir figure 13)

### 3.6.29

#### **courant de queue de pointe d'un thyristor GTO ( $I_{ZM}$ )**

valeur de pointe d'un courant de queue qui a lieu peu après le début du temps de queue (voir figure 13)

## 3.7 Termes relatifs aux valeurs limites et aux caractéristiques; tensions et courants de gâchette

### 3.7.1

#### **tension de gâchette ( $V_G$ )**

tension entre la borne de gâchette et

- pour les thyristors triode unidirectionnels la cathode dans le cas d'un thyristor P et l'anode dans le cas d'un thyristor N,
- pour les thyristors triodes bidirectionnels la borne principale spécifiée

### 3.7.2

#### **courant de gâchette ( $I_G$ )**

courant (de commande) à l'intérieur de la borne de gâchette

NOTE 1 This definition implies that a fine crack in the case is tolerated if found in a device subjected to the case non-rupture  $I^2t$  value, provided that no plasma beam was emitted, parts of the case did not break away, and the device did not melt externally or burst into flames.

NOTE 2 Such very high reverse currents may occur in large thyristor assemblies if one of the thyristors has a reverse breakdown. Very large thyristors may have an (on-state)  $I^2t$  value that is higher than the case non-rupture  $I_{RSC}^2t$  value so that a fuse selected for the  $I^2t$  value cannot provide protection against rupture of the case.

### 3.6.23

#### **critical rate of rise of on-state current ( $(di_T/dt)_{cr}$ )**

highest value of the rate of rise of on-state current that a thyristor can withstand without deleterious effect

### 3.6.24

#### **latching current ( $I_L$ )**

minimum anode or principal current required to maintain the thyristor in the on-state immediately after the triggering condition has been removed following switching from the off state to the on state

### 3.6.25

#### **holding current ( $I_H$ )**

minimum anode, principal, or thyristor current that will maintain the thyristor in the on state

### 3.6.26

#### **off-state current ( $I_D$ )**

anode, principal, or thyristor current when the thyristor is in the off state

### 3.6.27

#### **direct off-state current ( $I_{D(D)}$ )**

off-state current that is independent of time or in which the changes are so small that they can be neglected

### 3.6.28

#### **tail current (of a GTO thyristor) ( $I_Z$ )**

anode current that flows during the tail time (see figure 13)

### 3.6.29

#### **peak tail current (of a GTO thyristor) ( $I_{ZM}$ )**

peak value of tail current that occurs shortly after the beginning of the tail time (see figure 13)

## 3.7 Terms related to ratings and characteristics; gate voltages and currents

### 3.7.1

#### **gate voltage ( $V_G$ )**

voltage between the gate terminal and

- for unidirectional triode thyristors, the cathode in the case of a P-gate thyristor and the anode in the case of an N-gate thyristor,
- for bidirectional triode thyristors, the specified main terminal

### 3.7.2

#### **gate current ( $I_G$ )**

(control) current into the gate terminal

**3.7.3****tension directe de gâchette ( $V_{FG}$ )**

- pour les thyristors P, tension positive de la gâchette par rapport à la cathode
- pour les thyristors N, tension négative de la gâchette par rapport à l'anode

**3.7.4****tension directe de gâchette de pointe ( $V_{FGM}$ )**

valeur instantanée la plus élevée de la tension directe de gâchette incluant toutes les tensions transitoires

**3.7.5****tension inverse de gâchette ( $V_{RG}$ )**

- pour les thyristors P, tension négative de la gâchette par rapport à la cathode
- pour les thyristors N, tension positive de la gâchette par rapport à l'anode

**3.7.6****tension inverse de gâchette de pointe ( $V_{RGM}$ )**

valeur instantanée la plus élevée de la tension inverse de gâchette incluant toutes les tensions transitoires

**3.7.7****courant de gâchette direct ( $I_{FG}$ )**

- pour les thyristors P, courant de gâchette positif
- pour les thyristors N, courant de gâchette négatif

**3.7.8****courant direct de gâchette de pointe ( $I_{FGM}$ )**

valeur instantanée la plus élevée du courant direct de gâchette incluant tous les courants transitoires

**3.7.9****courant inverse de gâchette ( $I_{RG}$ )**

- pour les thyristors P, courant de gâchette négatif
- pour les thyristors N, courant de gâchette positif

**3.7.10****courant inverse de gâchette de pointe ( $I_{RGM}$ )**

valeur instantanée la plus élevée du courant inverse de gâchette incluant tous les courants transitoires

**3.7.11****courant de gâchette continu (d'un thyristor GTO) ( $I_{FGsus}$ )**

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

**3.7.12****tension d'amorçage de gâchette ( $V_{FGT}$ )**

tension directe de gâchette pendant l'intervalle de temps d'amorçage du thyristor

**3.7.13****tension de transmission d'amorçage de gâchette ( $V_{GT}$ )**

tension de gâchette nécessaire pour obtenir le courant de transmission d'amorçage de gâchette

**3.7.3****forward gate voltage ( $V_{FG}$ )**

- for P-gate thyristors, the positive gate-cathode voltage
- for N-gate thyristors, the negative gate-anode voltage

**3.7.4****peak forward gate voltage ( $V_{FGM}$ )**

highest instantaneous value of the forward gate voltage including all transient voltages

**3.7.5****reverse gate voltage ( $V_{RG}$ )**

- for P-gate thyristors, the negative gate-cathode voltage
- for N-gate thyristors, the positive gate-anode voltage

**3.7.6****peak reverse gate voltage ( $V_{RGM}$ )**

highest instantaneous value of the reverse gate voltage including all transient voltages

**3.7.7****forward gate current ( $I_{FG}$ )**

- for P-gate thyristors, the positive gate current
- for N-gate thyristors, the negative gate current

**3.7.8****peak forward gate current ( $I_{FGM}$ )**

highest instantaneous value of the forward gate current including all transient currents

**3.7.9****reverse gate current ( $I_{RG}$ )**

- for P-gate thyristors, the negative gate current
- for N-gate thyristors, the positive gate current

**3.7.10****peak reverse gate current ( $I_{RGM}$ )**

highest instantaneous value of the reverse gate current including all transient currents

**3.7.11****sustaining gate current (of a GTO thyristor) ( $I_{FGsus}$ )**

minimum forward gate current required to ensure 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

**3.7.12****turn-on gate voltage ( $V_{FGT}$ )**

forward gate voltage during the time interval within which the thyristor is turning on

**3.7.13****turn-on gate drive voltage ( $V_{FGT}$ )**

gate voltage required to produce the turn-on gate drive current

### 3.7.14

#### **tension de polarisation de gâchette à l'état passant ( $V_{FGB}$ )**

tension directe de gâchette au cours d'un intervalle de temps pendant lequel l'établissement du courant du thyristor a lieu

### 3.7.15

#### **tension de désamorçage de gâchette (d'un thyristor GTO) ( $V_{RGQ}$ )**

tension inverse de gâchette au cours d'un intervalle de temps pendant lequel le courant du thyristor est coupé

### 3.7.16

#### **tension de désamorçage de pointe de gâchette (d'un thyristor GTO) ( $V_{RGQM}$ )**

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

### 3.7.17

#### **tension de polarisation de désamorçage de gâchette (d'un thyristor GTO) ( $V_{RGQB}$ )**

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

### 3.7.18

#### **tension de polarisation de gâchette à l'état bloqué (d'un thyristor GTO) ( $V_{RGB}$ )**

tension inverse de gâchette pendant l'intervalle de temps suivant le temps au cours duquel le courant du thyristor était coupé

### 3.7.19

#### **courant de gâchette à l'établissement de courant ( $i_{FGT}$ )**

courant direct de gâchette au cours de la période pendant laquelle le courant du thyristor est établi

### 3.7.20

#### **courant de transmission de gâchette à l'établissement de courant ( $I_{FGT}$ )**

courant de transmission de gâchette fourni par le circuit d'amorçage

NOTE Souvent, le processus de transmission est accéléré par un courant de pointe élevé supplémentaire au début de l'impulsion d'amorçage (voir figure 12).

### 3.7.21

#### **courant de transmission de gâchette à l'établissement de courant de pointe ( $I_{FGTM}$ )**

valeur de pointe de l'impulsion de courant de transmission de gâchette à l'établissement de courant

### 3.7.22

#### **courant de polarisation de gâchette à l'étal passant ( $I_{FGB}$ )**

courant direct de gâchette au cours de l'intervalle de temps suivant celui pendant lequel le courant du thyristor était établi

### 3.7.23

#### **courant de coupure de gâchette (d'un thyristor GTO) ( $I_{RGQ}$ )**

courant inverse de gâchette au cours de l'intervalle de temps pendant lequel le courant du thyristor est coupé

### 3.7.24

#### **courant de polarisation de désamorçage de gâchette (d'un thyristor GTO) ( $I_{RGQB}$ )**

courant de gâchette associé à la tension de polarisation de désamorçage de gâchette  $V_{RGQB}$



**3.7.14****on-state gate bias voltage ( $V_{FGB}$ )**

forward gate voltage during the time interval following the time within which the thyristor was turning on

**3.7.15****turn-off gate voltage (of a GTO thyristor) ( $V_{RGQ}$ )**

reverse gate voltage during the time interval within which the thyristor is turning off

**3.7.16****peak turn-off gate voltage (of a GTO thyristor) ( $V_{RGQM}$ )**

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

**3.7.17****turn-off gate bias voltage (of a GTO thyristor) ( $V_{RGQB}$ )**

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

**3.7.18****off-state gate bias voltage (of a GTO thyristor) ( $V_{RGB}$ )**

reverse gate voltage during the time interval following the time within which the thyristor was turning off

**3.7.19****turn-on gate current ( $I_{FGT}$ )**

forward gate current during the time interval within which the thyristor is turning on

**3.7.20****turn-on gate drive current ( $I_{FGT}$ )**

turn-on gate current supplied by the trigger circuit

NOTE Often the turn-on process is accelerated by an extra high peak current at the beginning of the trigger pulse (see figure 12).

**3.7.21****peak turn-on gate drive current ( $I_{FGTM}$ )**

peak value of the turn-on gate drive current pulse

**3.7.22****on-state gate bias current ( $I_{FGB}$ )**

forward gate current during the time interval following the time within which thyristor was turning on

**3.7.23****turn-off gate current (of a GTO thyristor) ( $I_{RGQ}$ )**

reverse gate current during the time interval within which thyristor is turning off

**3.7.24****turn-off gate bias current (of a GTO thyristor) ( $I_{RGQB}$ )**

gate current associated with the turn-off gate bias voltage  $V_{RGQB}$

### 3.7.25

#### **courant de coupure de gâchette de pointe (d'un thyristor GTO) ( $I_{RGQM}$ )**

valeur de pointe de courant inverse de gâchette atteinte à la fin de sa croissance rapide au début du processus de désamorçage

NOTE 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.

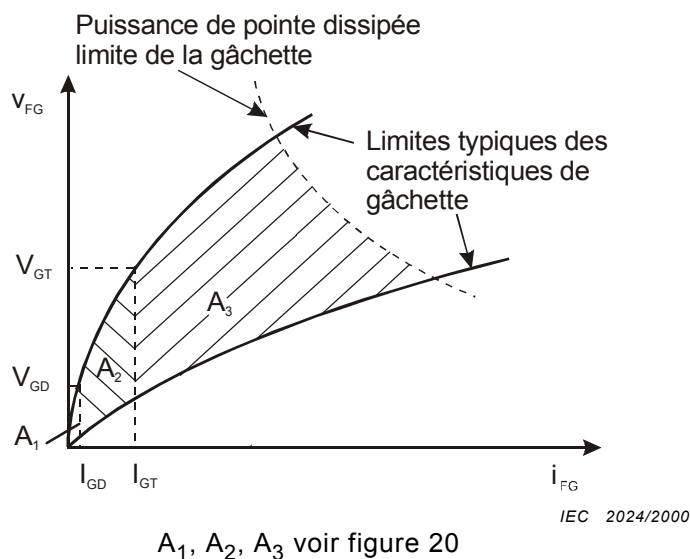


Figure 5 – Tension directe de gâchette en fonction du courant direct de gâchette

### 3.7.26

#### **courant de polarisation de gâchette à l'état bloqué ( $I_{RGB}$ )**

courant inverse de gâchette au cours de l'intervalle de temps suivant le temps pendant lequel le courant du thyristor était coupé

### 3.7.27

#### **courant d'amorçage de gâchette ( $I_{GT}$ )**

courant de gâchette le plus faible nécessaire pour amorcer sûrement un thyristor dans des conditions spécifiées

### 3.7.28

#### **tension d'amorçage de gâchette ( $V_{GT}$ )**

tension de gâchette nécessaire pour produire le courant d'amorçage de gâchette

### 3.7.29

#### **courant de non-amorçage de gâchette ( $I_{GD}$ )**

la valeur la plus élevée d'un courant indésirable dans le circuit de gâchette qui permettra un non-amorçage de sécurité d'un thyristor dans des conditions spécifiées

### 3.7.30

#### **tension de non-amorçage de gâchette ( $V_{GD}$ )**

tension de gâchette associée au courant de non-amorçage de gâchette

## 3.8 Termes relatifs aux valeurs limites et aux caractéristiques; puissances, énergies et pertes

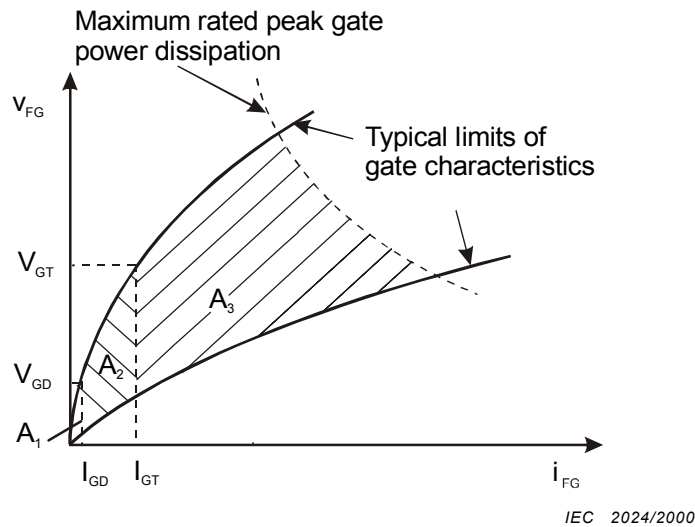
NOTE 1 Dans toutes les définitions ci-après, on parle de thyristors triode. Le cas échéant, ces définitions s'appliquent également aux thyristors diodes.

NOTE 2 Toutes les définitions de puissance, énergie, et pertes font référence, sauf spécification contraire, au produit du courant d'anode ou principal et de la tension d'anode ou principale.

**3.7.25****peak turn-off gate current (of a GTO thyristor) ( $I_{RGQM}$ )**

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

NOTE 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.



$A_1, A_2, A_3$  see figure 20.

**Figure 5 – Forward gate voltage versus forward gate current**

**3.7.26****off-state gate bias current ( $I_{RGB}$ )**

reverse gate current during the time interval following the time within which the thyristor was turned off

**3.7.27****gate trigger current ( $I_{GT}$ )**

lowest gate current required to safely trigger any thyristor of a type under specified conditions

**3.7.28****gate trigger voltage ( $V_{GT}$ )**

gate voltage required to produce the gate trigger current

**3.7.29****gate non-trigger current ( $I_{GD}$ )**

highest value of an undesired current in the gate circuit which will safely not trigger any thyristor which is under specified conditions

**3.7.30****gate non-trigger voltage ( $V_{GD}$ )**

gate voltage associated with the gate non-trigger current

### **3.8 Terms related to ratings and characteristics; powers, energies and losses**

NOTE 1 All definitions are written in terms of triode thyristors. Where appropriate, they apply also to diode thyristors.

NOTE 2 All definitions for power, energy and losses refer, if not otherwise specified, to the product of anode or principal current and anode or principal voltage.

## A Termes relatifs à la puissance instantanée pendant un cycle

NOTE 1 Les définitions suivantes font référence à une subdivision chronologique du cycle de temps à intervalles particuliers pendant lesquels, soit le thyristor est dans un état particulier, soit il est en train de changer d'état.

NOTE 2 Les définitions sont d'ordre général. Elles ne prennent pas en considération le fait que le début ou la fin des intervalles de temps donnés sont à spécifier pour donner un sens aux spécifications relatives aux caractéristiques dérivées «perte de puissance partielle moyenne» et «perte d'énergie partielle». Toutefois, les indications permettant la spécification de ces temps sont données dans les notes ci-dessous.

### 3.8.1

#### puissance en inverse ( $P_R$ )

puissance lorsque le thyristor est à l'état bloqué dans le sens inverse

NOTE S'il n'existe pas de spécification contraire, l'expression fait référence à la puissance pendant l'intervalle de temps situé entre la fin du temps de désamorçage et le changement de l'état passant en inverse à l'état bloqué (soit  $I = 0$  soit  $V = 0$ ).

### 3.8.2

#### puissance passant en inverse (d'un thyristor passant en inverse) ( $P_{RC}$ )

puissance pendant que le thyristor est à l'état passant en inverse

NOTE S'il n'existe pas de spécification contraire, l'expression fait référence à la puissance pendant la période située entre la fin du temps de désamorçage et le changement de l'état passant en inverse à l'état bloqué (soit  $I = 0$  soit  $V = 0$ ).

### 3.8.3

#### puissance à l'état bloqué ( $P_D$ )

puissance lorsque le thyristor est à l'état bloqué

NOTE S'il n'existe pas de spécification contraire, l'expression fait référence à la puissance générée pendant l'intervalle de temps situé entre l'origine de l'état de blocage (ou de passage) inverse à l'état bloqué ( $I = 0$  ou  $V = 0$ ) et le début du temps de désamorçage et pour les thyristors GTO de plus pendant l'intervalle de temps entre la fin du temps de désamorçage et l'origine de l'état bloqué à l'état de blocage (ou de passage) inverse.

### 3.8.4

#### 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 S'il n'existe pas de spécification contraire, cet intervalle de temps correspond au temps d'amorçage.

### 3.8.5

#### puissance à l'état passant ( $P_T$ )

puissance lorsque le thyristor est à l'état passant

NOTE S'il n'existe pas de spécification contraire, l'expression fait référence à la puissance pendant la période située entre la fin du temps d'amorçage et le début du temps de désamorçage.

### 3.8.6

#### puissance de désamorçage ( $P_{RQ}$ ); pour les thyristors GTO: ( $P_{DQ}$ )

puissance pendant l'intervalle de temps de désamorçage du thyristor

NOTE S'il n'existe pas de spécification contraire, cet intervalle de temps correspond au temps de désamorçage.

### 3.8.7

#### puissance de gâchette ( $P_G$ )

produit des valeurs instantanées de courant de gâchette et de tension de gâchette

## B Termes relatifs aux pertes de puissance moyennes

NOTE 1 L'expression «dissipation de puissance» était employée auparavant comme synonyme de «perte de puissance». Cet emploi n'est plus recommandé. Il convient que le terme «perte» fasse référence à la perte électrique à son endroit d'origine et le terme «dissipation» à la chaleur qui se dissipe à la surface du dispositif dans l'environnement. Les deux quantités sont désignées par des termes différents, car elles évoluent différemment dans le temps à cause du stockage interne de chaleur.

NOTE 2 A titre d'exception, la «dissipation de puissance moyenne» peut encore être utilisée comme synonyme de «perte de puissance moyenne», mais uniquement lorsque la différence d'évolution dans le temps n'a pas d'influence sur la valeur moyenne des deux. Ceci est le cas lorsque les valeurs moyennes sont étendues à l'ensemble d'un cycle.

## A Instantaneous power during a cycle

NOTE 1 The following definitions refer to a chronological subdivision of the cycle time into particular intervals during which the thyristor is either in a particular state or during which it changes state.

NOTE 2 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 loss” and “partial energy loss” meaningful. However, guidance for the specification of these times is given in the relevant notes.

### 3.8.1

#### reverse power ( $P_R$ )

power when the thyristor is in the reverse-blocking state

NOTE 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  $V = 0$ ).

### 3.8.2

#### reverse-conducting power (of a reverse-conducting thyristor) ( $P_{RC}$ )

power while the thyristor is in the reverse-conducting state

NOTE 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  $V = 0$ ).

### 3.8.3

#### off-state power ( $P_D$ )

power while the thyristor is in the off state

NOTE 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 GTO 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.

### 3.8.4

#### turn-on power ( $P_{TT}$ )

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

NOTE If not otherwise specified, this time interval corresponds with the turn-on time.

### 3.8.5

#### on-state power ( $P_T$ )

power while the thyristor is in the on state

NOTE If not otherwise specified, the term refers to the power during the period between the ending of the turn-on time and the beginning of the turn-off time.

### 3.8.6

#### turn-off power ( $P_{RQ}$ ); for GTO thyristors: ( $P_{DQ}$ )

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

NOTE If not otherwise specified, this time interval corresponds with the turn-off time.

### 3.8.7

#### gate power ( $P_G$ )

product of the instantaneous values of gate current and voltage

## B Mean power losses

NOTE 1 The term “power dissipation” has been used in the past as a true synonym for “power loss”. This is no longer recommended. The term “loss” should refer to the loss at the place of its origin and the term “dissipation” should refer to the heat that is dissipated from the surface of the device into the environment. Different terms are provided for the two quantities because, due to internal storage of heat, the two differ with time.

NOTE 2 As an exception, “mean power dissipation” may still be used as a synonym for “mean power loss”, but only where appropriate, i.e. when the different course with time has no influence on the mean values of the two. This is the case when the mean values are averaged over a full cycle.

### 3.8.8

#### **perte de puissance partielle moyenne**

valeur moyenne de la perte de puissance instantanée pendant un intervalle de temps particulier du cycle, calculée au cours du cycle complet

### 3.8.9

#### **perte de puissance totale moyenne ( $P_{\text{tot(AV)}}$ )**

somme de toutes les pertes partielles moyennes et de la perte de puissance de gâchette moyenne, au cours d'un cycle entier

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

### 3.8.10

#### **perte de puissance moyenne à l'état passant ( $P_{\text{T(AV)}}$ )**

perte de puissance partielle moyenne résultant de la puissance à l'état passant

### 3.8.11

#### **perte de puissance moyenne additionnelle ( $P_{\text{add(AV)}}$ )**

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

Pour les thyristors GTO,  $P_{\text{RQ(AV)}}$  est remplacé par  $P_{\text{DQ(AV)}}$

### 3.8.12

#### **perte de puissance d'amorçage moyenne ( $P_{\text{TT(AV)}}$ )**

perte de puissance partielle moyenne résultant de la puissance d'amorçage

### 3.8.13

#### **perte de puissance de désamorçage moyenne ( $P_{\text{RQ(AV)}}$ ); pour les thyristors GTO: ( $P_{\text{DQ(AV)}}$ )**

perte de puissance partielle moyenne résultant de la puissance de désamorçage

### 3.8.14

#### **perte de puissance de désamorçage moyenne ( $P_{\text{D(AV)}}$ )**

perte de puissance partielle moyenne résultant de la puissance de désamorçage

### 3.8.15

#### **perte de puissance en inverse moyenne ( $P_{\text{R(AV)}}$ )**

perte de puissance partielle moyenne résultant de la puissance en inverse

### 3.8.16

#### **perte de puissance de gâchette moyenne ( $P_{\text{G(AV)}}$ )**

**C Termes relatifs aux pertes d'énergie** (pour les thyristors GTO: voir figure 7)

### 3.8.17

#### **perte d'énergie dynamique à l'état passant ( $E_{\text{T}}$ )**

perte 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 temps de désamorçage

### 3.8.18

#### **perte d'énergie de base à l'état passant ( $E_{\text{TB}}$ )**

perte d'énergie qui résulterait du débit de courant à l'état passant si le thyristor était entièrement amorcé pendant l'intégralité de la période à l'état passant

NOTE Cette perte d'énergie peut être déterminée seulement à l'aide de calculs basés sur la forme d'onde observée du courant. La méthode de calcul est à spécifier.

**3.8.8****mean partial power loss**

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

**3.8.9****mean total power loss ( $P_{\text{tot(AV)}}$ )**

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

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

**3.8.10****mean on-state power loss ( $P_{\text{T(AV)}}$ )**

mean partial power loss resulting from on-state power

**3.8.11****mean additional power loss ( $P_{\text{add(AV)}}$ )**

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

With GTO thyristors,  $P_{\text{RQ(AV)}}$  is replaced by  $P_{\text{DQ(AV)}}$ .

**3.8.12****mean turn-on power loss ( $P_{\text{TT(AV)}}$ )**

mean partial power loss resulting from the turn-on power

**3.8.13****mean turn-off power loss ( $P_{\text{RQ(AV)}}$ ); for GTO thyristors: ( $P_{\text{DQ(AV)}}$ )**

mean partial power loss resulting from turn-off power

**3.8.14****mean off-state power loss ( $P_{\text{D(AV)}}$ )**

mean partial power loss resulting from off-state power

**3.8.15****mean reverse power loss ( $P_{\text{R(AV)}}$ )**

mean partial power loss resulting from reverse power

**3.8.16****mean gate power loss ( $P_{\text{G(AV)}}$ )**

gate power loss averaged over a full cycle

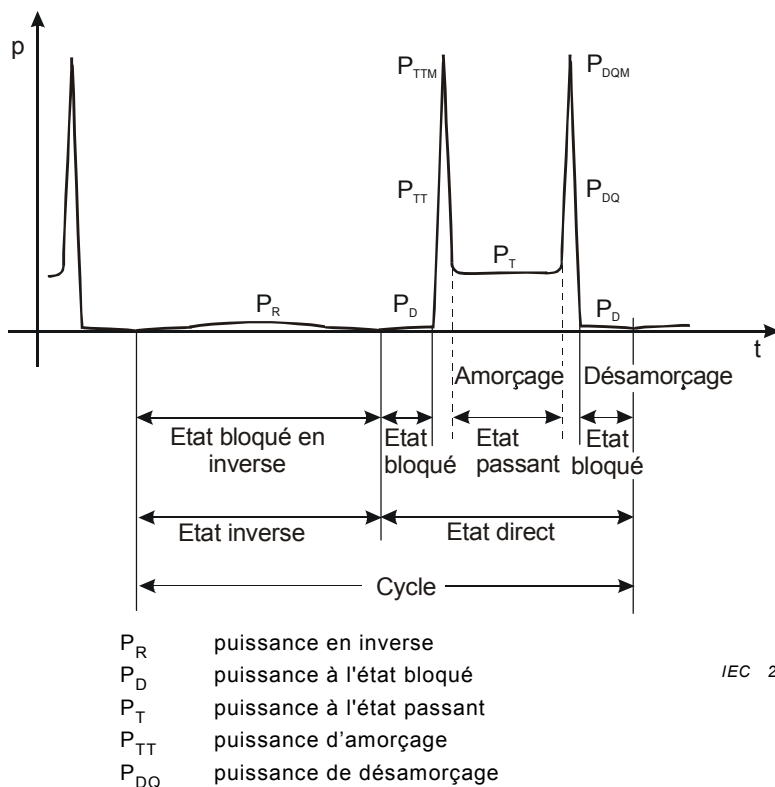
**C Energy losses (for GTO thyristors: see figure 7)****3.8.17****dynamic on-state energy loss ( $E_{\text{T}}$ )**

total energy loss 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

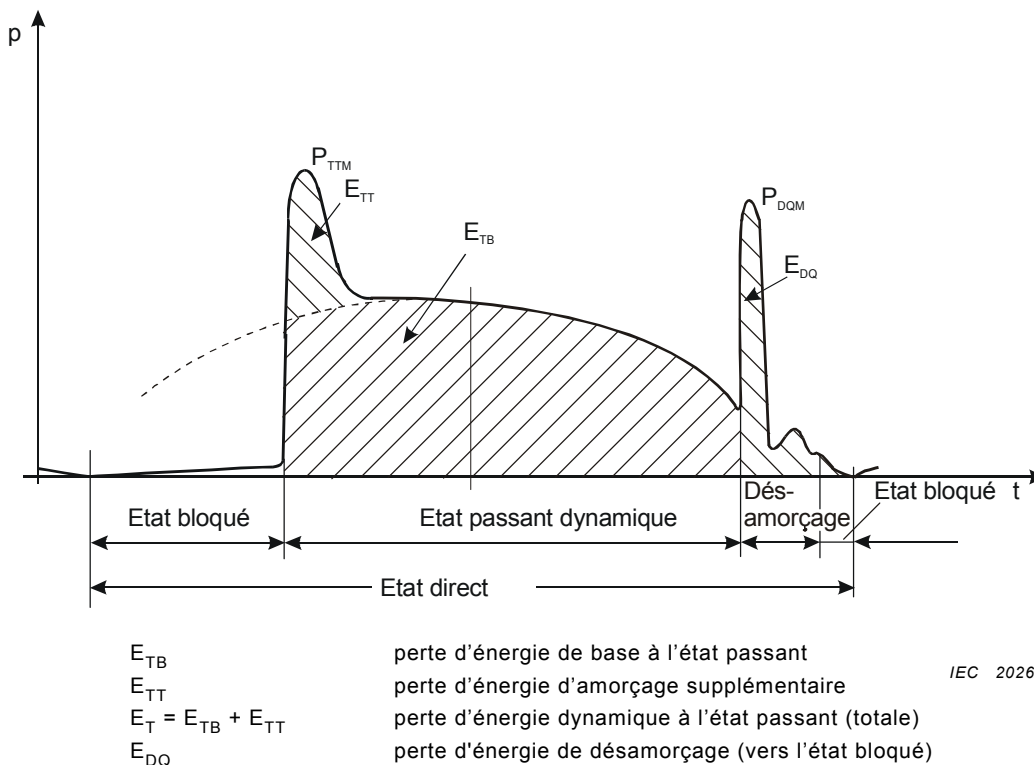
**3.8.18****basic on-state energy loss ( $E_{\text{TB}}$ )**

energy loss that would result from the flow of on-state current if the thyristor were fully turned on during the entire on-state period

NOTE This energy loss can only be determined by calculations based on the observed waveform of the current. The calculation method is to be specified.



**Figure 6 – Puissances partielles (pertes de puissance partielle) des thyristors GTO à fréquences relativement faibles**



**Figure 7 – Composantes de la perte d'énergie dynamique des thyristors GTO à fréquences relativement élevées**



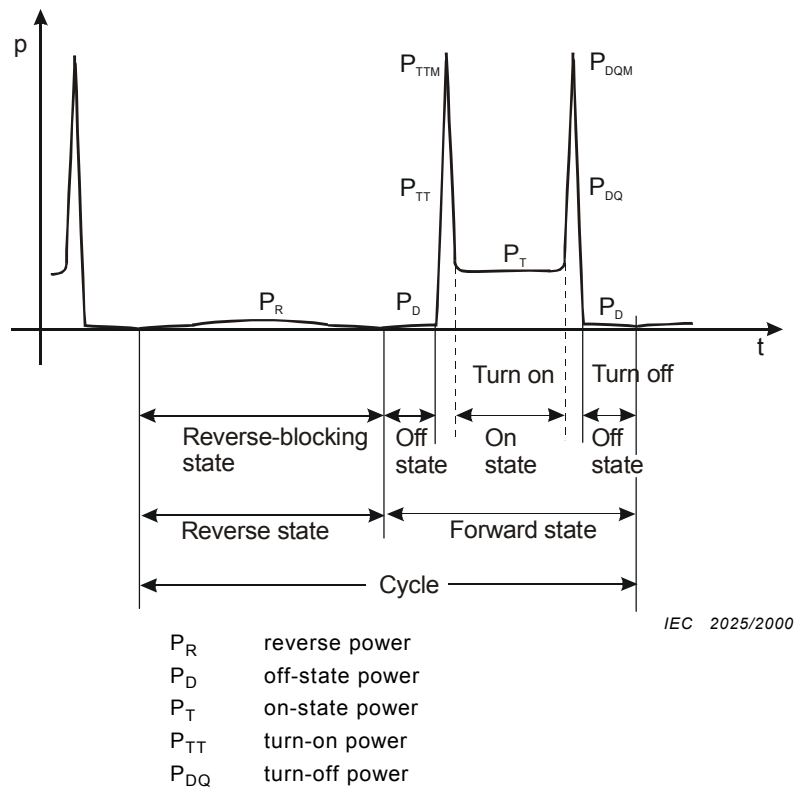


Figure 6 – Partial power (losses) of GTO thyristors at relatively low frequencies

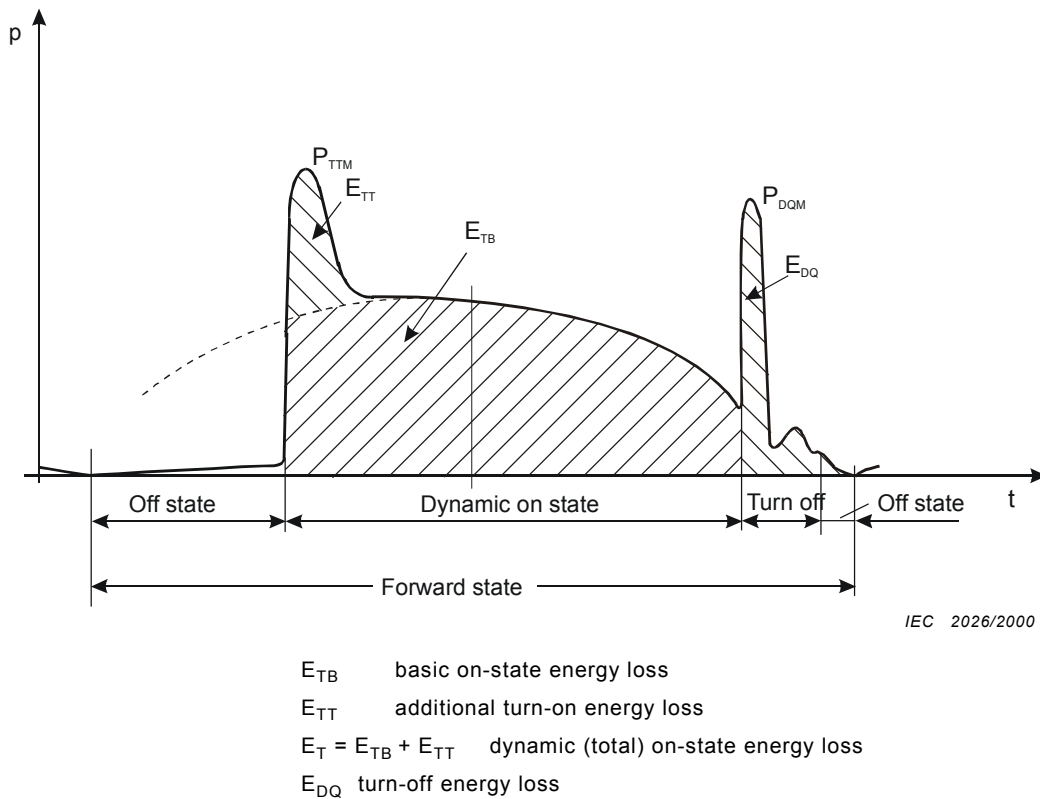


Figure 7 – Components of dynamic on-state energy loss of GTO thyristors at relatively high frequencies

**3.8.19**

**perte d'énergie d'amorçage supplémentaire ( $E_{TT}$ )**

différence calculée entre la perte d'énergie dynamique à l'état passant et la perte d'énergie de base à l'état passant:

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

**3.8.20**

**perte d'énergie de désamorçage ( $E_{RQ}$ ); pour les thyristors GTO: ( $E_{DQ}$ )**

pertes d'énergie pendant la période de désamorçage

**3.9 Termes relatifs aux valeurs limites et aux caractéristiques; temps de recouvrement et autres caractéristiques**

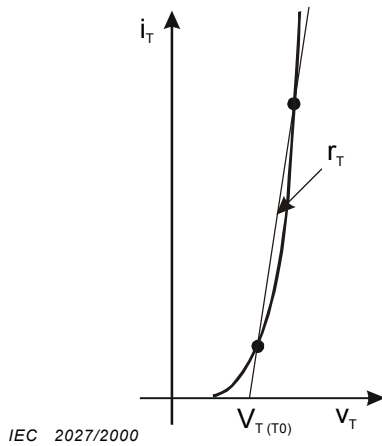


Figure 8a – Caractéristiques à l'état passant

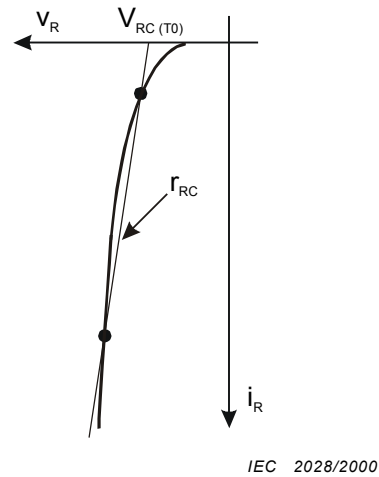


Figure 8b – Caractéristiques passant en inverse

Figure 8 – Approximation des caractéristiques

**A Termes relatifs à l'approximation de la caractéristique à l'état passant (voir figure 8a)**

**3.9.1**

**approximation par droite de caractéristique à l'état passant**

droite représentant approximativement la caractéristique à l'état passant du courant en fonction de la tension, à l'aide d'une droite qui coupe cette caractéristique en deux points spécifiés

**3.9.2**

**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

**3.9.3**

**tension de seuil à l'état passant ( $V_{T(T0)}$ ,  $V_{(T0)}$ )**

valeur de la tension à l'état passant obtenue à l'intersection de la droite la représentant approximativement et de l'axe de tension

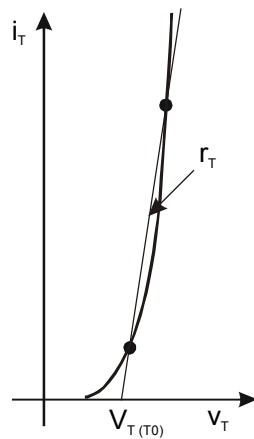
**3.8.19****additional turn-on energy loss ( $E_{TT}$ )**

calculated difference between the dynamic on-state energy loss and the basic on-state energy loss:

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

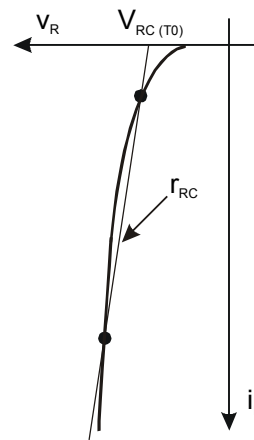
**3.8.20****turn-off energy loss ( $E_{RQ}$ ); for GTO thyristors: ( $E_{DQ}$ )**

energy loss during the turn-off time

**3.9 Terms related to ratings and characteristics; recovery times and other characteristics**

IEC 2027/2000

Figure 8a – On-state characteristic



IEC 2028/2000

Figure 8b – Reverse-conducting characteristic

Figure 8 – Approximation of characteristics

**A Approximation of the on-state characteristic (see figure 8a)****3.9.1****straight-line approximation of the on-state characteristic**

approximation of the current versus voltage on-state characteristic by means of a straight line that crosses this characteristic at two specified points

**3.9.2****on-state slope resistance ( $r_T$ )**

value of the resistance calculated from the slope of the straight-line approximation of the on-state characteristic

**3.9.3****on-state threshold voltage ( $V_{T(T0)}$ ,  $V_{(T0)}$ )**

value of the on-state voltage obtained at the intersection of its straight-line approximation with the voltage axis

## **B Termes relatifs à l'approximation de la caractéristique passant en inverse (voir figure 8b)**

### **3.9.4**

#### **approximation à l'aide d'une droite de la caractéristique passant en inverse**

droite représentant approximativement la caractéristique passant en inverse à l'aide d'une droite qui coupe cette caractéristique en deux points spécifiés

### **3.9.5**

#### **résistance apparente passant en inverse ( $r_{RC}$ )**

valeur de la résistance calculée à partir de la pente de la droite représentant approximativement la caractéristique passant en inverse

### **3.9.6**

#### **tension de seuil passant en inverse ( $V_{RC(TO)}$ )**

valeur de tension en inverse obtenue à l'intersection de la droite la représentant approximativement et de l'axe de tension

## **C Termes relatifs aux caractéristiques thermiques, définitions de base**

Les définitions données dans la CEI 60747-1, chapitre IV, s'appliquent. Des définitions supplémentaires sont données ci-après.

## **D Termes relatifs aux résistances thermiques partielles (des thyristors dans les logements à disques)**

### **3.9.7**

#### **résistance thermique partielle jonction – boîtier, côté anode ( $R_{th(j-c)A}$ )**

résistance thermique entre la jonction virtuelle et le côté anode du boîtier

### **3.9.8**

#### **résistance thermique partielle jonction – boîtier, côté cathode ( $R_{th(j-c)K}$ )**

résistance thermique entre la jonction virtuelle et le côté cathode du boîtier

## **E Termes relatifs aux résistances thermiques partielles (des thyristors passant en inverse avec diodes en inverse)**

NOTE 1 Comme les pertes de puissance à l'état passant et à l'état passant en inverse ont lieu en plusieurs endroits, il peut être nécessaire d'établir la distinction entre la résistance thermique jonction-boîtier de thyristor et la résistance thermique jonction-boîtier de diode.

NOTE 2 L'application de spécifications pour ces résistances thermiques partielles dans le cas de pertes de puissance concurrentes dans le thyristor et dans la diode en inverse est à l'étude.

### **3.9.9**

#### **résistance thermique jonction – boîtier de thyristor ( $R_{th(j-c)T}$ )**

quotient de

- la différence de température entre la jonction de thyristor et le point de référence, et
- la perte de puissance à l'état passant en régime permanent dans le thyristor, à condition que la perte de puissance totale dans le dispositif soit due au courant passant.

## B Approximation of the reverse-conducting characteristic (see figure 8b)

### 3.9.4

#### straight-line approximation of the reverse-conducting characteristic

approximation of the current versus voltage reverse-conducting characteristic by means of a straight line that crosses this characteristic at two specified points

### 3.9.5

#### reverse-conducting slope resistance ( $r_{RC}$ )

value of the resistance calculated from the slope of the straight-line approximation of the reverse-conducting characteristic

### 3.9.6

#### reverse-conducting threshold voltage ( $V_{RC(TO)}$ )

value of the reverse voltage obtained at the intersection of its straight-line approximation with the voltage axis

## C Thermal characteristics, basic definitions

The definitions given in IEC 60747-1, chapter IV, apply. The following additional definitions may be useful.

## D Partial thermal resistances (of thyristors in disc-type housings)

### 3.9.7

#### partial thermal resistance junction-to-case, anode side ( $R_{th(j-c)A}$ )

thermal resistance between the virtual junction and the anode side of the case

### 3.9.8

#### partial thermal resistance junction-to-case, cathode side ( $R_{th(j-c)K}$ )

thermal resistance between the virtual junction and the cathode side of the case

## E Partial thermal resistances (of reverse-conducting thyristors with integrated inverse diodes)

NOTE 1 As on-state power loss and reverse-conducting power loss occur in different places, a distinction between the thyristor junction-to-case thermal resistance and the diode junction-to-case thermal resistance may be necessary.

NOTE 2 The application of specifications for these partial thermal resistance's in the case of concurrent power losses in the thyristor and in the reverse diode is under consideration.

### 3.9.9

#### thyristor junction-to-case thermal resistance ( $R_{th(j-c)T}$ )

quotient of

- the temperature difference between the thyristor junction and the reference point, by
- the steady-state on-state power loss in the thyristor, under the condition that the whole power loss in the device is due to on-state current.

**3.9.10**

**résistance thermique jonction – boîtier de diode ( $R_{th(j-c)D}$ )**

quotient de

- la différence de température entre la jonction de diode et le point de référence, et
- la perte de puissance à l'état passant en inverse en régime permanent dans la diode, à condition que la perte de puissance totale dans le dispositif soit due au courant passant en inverse

**F Termes relatifs au temps de recouvrement**

**3.9.11**

**temps de recouvrement inverse (d'un thyristor bloqué en inverse) ( $t_{rr}$ )**

intervalle de temps entre

- le moment où le courant est à zéro lorsqu'il passe 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  $I_{RM}$  à une valeur faible spécifique (comme à la figure 9a et qui peut être égale à zéro), soit le courant en inverse extrapolé atteint zéro (comme l'indique la figure 9b).

NOTE 1 L'extrapolation est effectuée en fonction de points spécifiés A et B, comme l'indique la figure 9b de manière généralisée. Le point A peut être spécifié à  $I_{RM}$ .

NOTE 2 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).

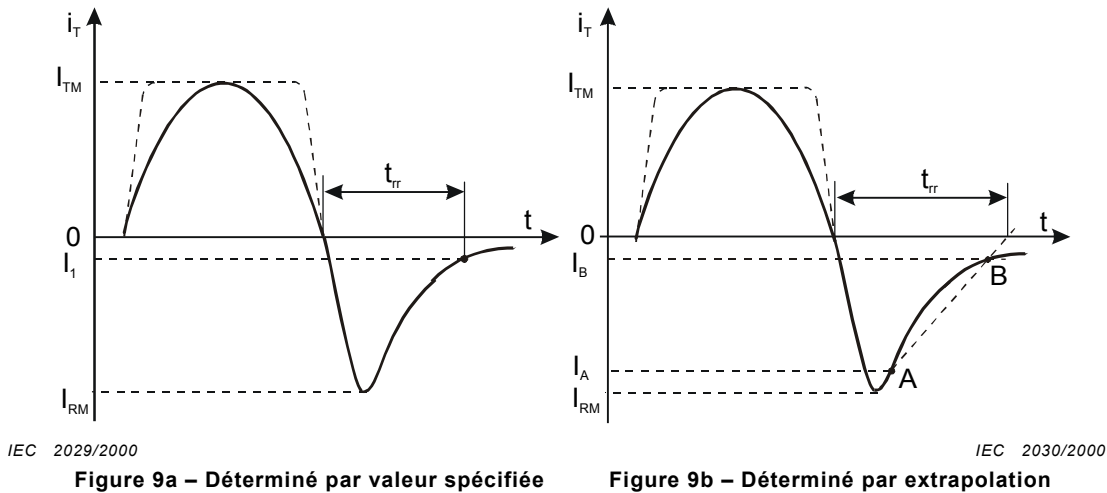


Figure 9a – Déterminé par valeur spécifiée

Figure 9b – Déterminé par extrapolation

**Figure 9 – Temps de recouvrement en inverse**

**3.9.12**

**temps de recouvrement à l'état bloqué (d'un thyristor passant en inverse) ( $t_{dr}$ )**

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 10a et qui peut être égale à zéro), soit le courant en inverse extrapolé atteint zéro (comme l'indique la figure 10b).

**3.9.10****diode junction-to-case thermal resistance ( $R_{th(j-c)D}$ )**

quotient of

- the temperature difference between the diode junction and the reference point, by
- the steady-state reverse conducting power loss in the diode, under the condition that the whole power loss in the device is due to reverse-conducting current

**F Recovery times****3.9.11****reverse recovery time (of a reverse-blocking thyristor) ( $t_{rr}$ )**

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  $I_{RM}$  to a specified low value (as shown in figure 9a and which may be zero), or the extrapolated reverse current reaches zero (as shown in figure 9b).

NOTE 1 The extrapolation is carried out with respect to specified points A and B, as shown in generalized form in figure 9b. Point A may be specified at  $I_{RM}$ .

NOTE 2 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).

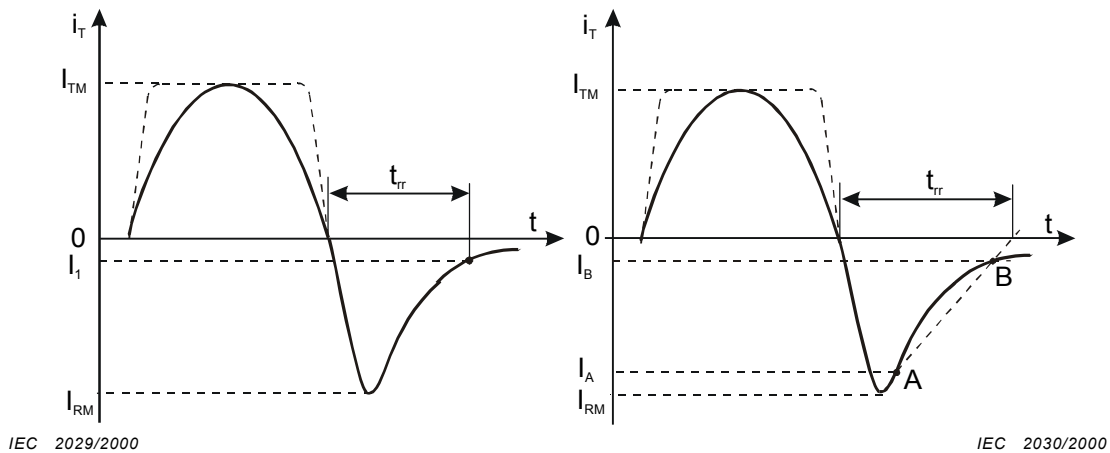


Figure 9a – Determined by specified value

Figure 9b – Determined by extrapolation

Figure 9 – Reverse recovery time

**3.9.12****off-state recovery time (of a reverse-conducting thyristor) ( $t_{dr}$ )**

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 10a and which may be zero), or the extrapolated reverse current reaches zero (as shown in figure 10b).

NOTE 1 L'extrapolation est effectuée en fonction des points A et B, comme indiqué à la figure 10b de façon généralisée. Le point A peut être spécifié à  $I_{DM}$ .

NOTE 2 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).

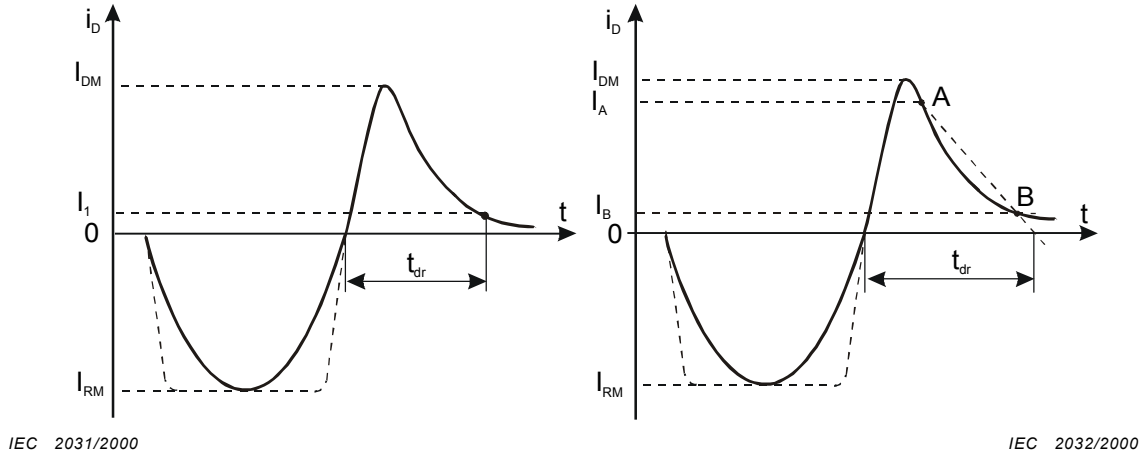
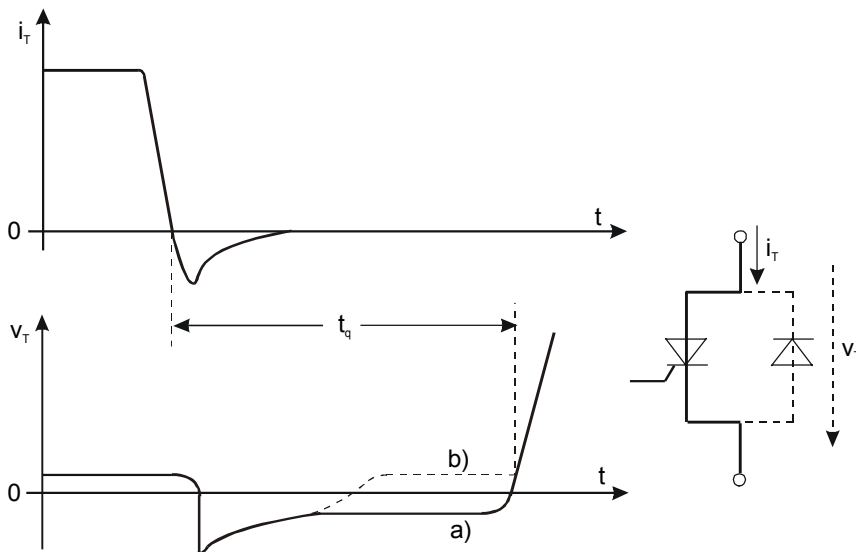


Figure 10a – Déterminé par valeur spécifiée      Figure 10b – Déterminé par extrapolation  
**Figure 10 – Temps de recouvrement à l'état bloqué**

**3.9.13**  
**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 11, ou commence à partir d'une valeur faible positive (trajectoire b) à la figure 11.

NOTE La trajectoire a) fait référence à un thyristor triode simple bloqué en inverse. La trajectoire b) se produit, 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 11 – Temps de désamorçage commuté par circuit**



NOTE 1 The extrapolation is carried out with respect to specified points A and B, as shown in generalized form in figure 10b. Point A may be specified at  $I_{DM}$ .

NOTE 2 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).

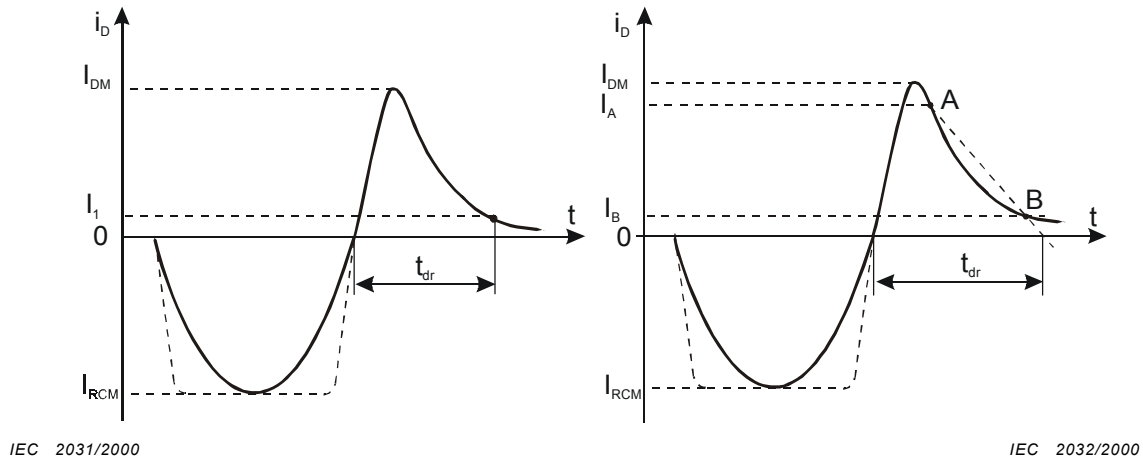


Figure 10a – Determined by specified value

Figure 10b – Determined by extrapolation

Figure 10 – Off-state recovery time

**3.9.13 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 11, or begins from a low positive value (curve b) in figure 11.

NOTE 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.

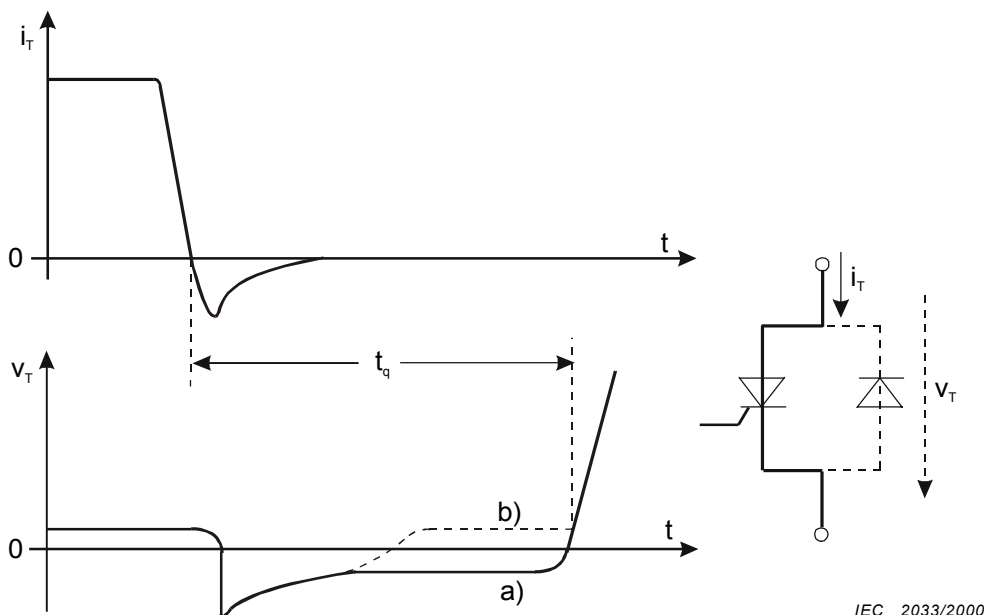


Figure 11 – Circuit-commutated turn-off time

### 3.9.14

#### intervalle de suppression (dans un convertisseur) ( $t_H$ )

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 L'intervalle de suppression n'est pas une caractéristique du thyristor mais une condition de fonctionnement du convertisseur. Il dépassera le temps de désamorçage individuel commuté par circuit le plus long prévu, qui dépend des conditions de fonctionnement du convertisseur.

### G Termes relatifs aux temps et taux d'amorçage contrôlé par gâchette de caractérisation de croissance (voir figure 12)

NOTE 1 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.

NOTE 2 Les valeurs de référence de courant et de tension citées dans les paragraphes ci-après, sont généralement spécifiées comme suit:

courant de gâchette:

- valeur inférieure spécifiée: 10 % de  $I_{FGTM}$ ,
- niveau spécifié de mesure de  $t_{gtw}$  et  $di_G/dt$ : 50 % de  $I_{FGTM}$ ,

tension d'anode:

- valeur supérieure spécifiée: 90 % de  $V_D$ ,
- valeur supérieure spécifiée: 10 % de  $V_D$  (où  $V_D$  est la tension à l'état bloqué avant le désamorçage),

courant d'anode:

- niveau spécifié pour le mesurage de  $di_G/dt$ : 50 % de  $I_{TM}$ .

### 3.9.15

#### temps de retard d'amorçage commandé par la gâchette ( $t_{gd}$ )

intervalle de temps entre

- l'instant où l'impulsion de courant de croissance de transmission de gâchette atteint une valeur faible spécifiée, et
- l'instant où la tension à l'état bloqué en diminution atteint une valeur spécifiée supérieure proche de sa valeur initiale  $V_D$ .

NOTE S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté, l'expression peut être abrégée ainsi: «temps de retard d'amorçage».

### 3.9.16

#### temps de croissance d'amorçage commandé par la gâchette ( $t_{gr}$ )

intervalle de temps entre

- l'instant où la tension à l'état bloqué atteint la valeur supérieure spécifiée citée en 3.9.15, et
- l'instant où la tension décroissante à l'état bloqué atteint une valeur spécifiée inférieure proche de sa valeur finale à l'état stable.

NOTE S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté, l'expression peut être abrégée ainsi: «temps de croissance d'amorçage».

### 3.9.17

#### temps d'amorçage commandé par la gâchette ( $t_{gt}$ )

somme du temps d'amorçage contrôlé par gâchette et du temps de croissance:

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

NOTE S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté, l'expression peut être abrégée à «temps d'amorçage».

**3.9.14****hold-off interval (in a converter) ( $t_H$ )**

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 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-commuted turn-off time, which also depends on the service conditions of the converter.

**G Times and rates of rise characterizing gate-controlled turn-on (see figure 12)**

NOTE 1 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.

NOTE 2 The reference values of current and voltage referred to in the following subclauses are usually specified as follows:

gate current:

- 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:

- 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:

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

**3.9.15****gate-controlled turn-on delay time ( $t_{gd}$ )**

time interval between

- the instant when the rising gate drive current pulse reaches a specified low value, and
- the instant when the decreasing off-state voltage reaches an upper specified value near its initial value  $V_D$ .

NOTE If no ambiguity is likely to occur, the term may be abbreviated to “turn-on delay time”.

**3.9.16****gate-controlled turn-on rise time ( $t_{gr}$ )**

time interval between

- the instant when the off-state voltage reaches the upper specified value referred to in 3.9.15, and
- the instant when the decreasing off-state voltage reaches a lower specified value near its final steady-state value

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

**3.9.17****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 If no ambiguity is likely to occur, the term may be abbreviated to “turn-on time”.

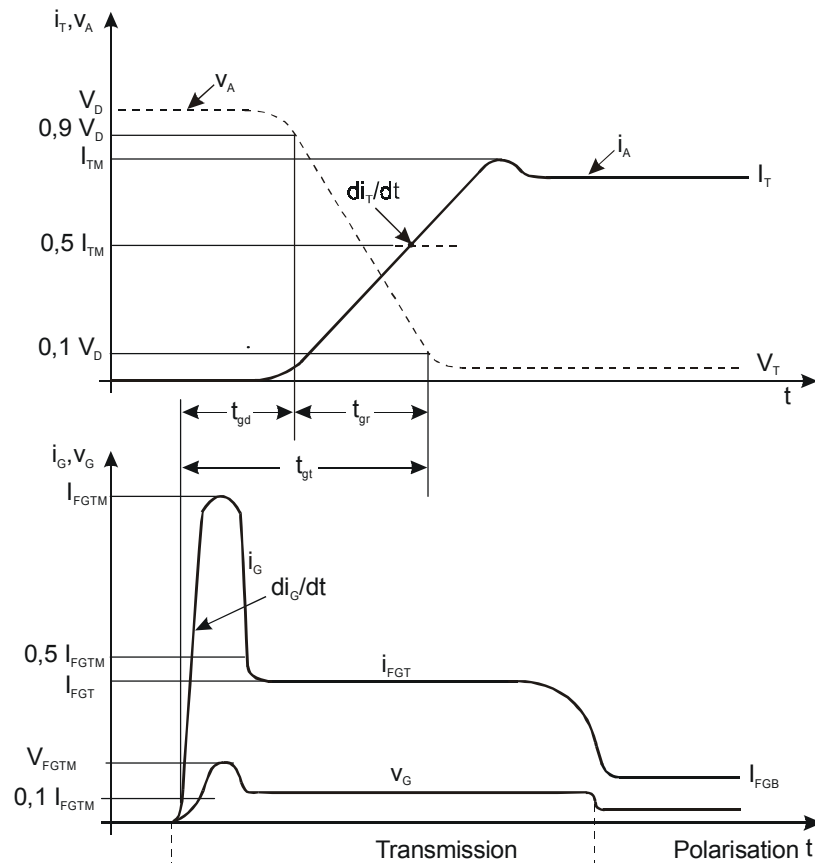


Figure 12 – Temps d’amorçage contrôlés par gâchette

IEC 2034/2000

**3.9.18**

**durée d’impulsion de transmission d’amorçage de gâchette ( $t_{gtw}$ )**

durée d’une impulsion de courant de polarisation de gâchette direct mesurée entre deux niveaux spécifiés de courant de gâchette direct

**3.9.19**

**durée critique d’impulsion de transmission d’amorçage de gâchette ( $t_{gtw(cr)}$ )**

valeur la plus faible à laquelle la durée d’impulsion de transmission de gâchette peut être réduite sans empêcher l’amorçage du thyristor

**H Termes relatifs aux temps et taux de désamorçage de caractérisation de croissance commandé par la gâchette (voir figure 13)**

NOTE 1 Les termes définis font référence à la commutation d’un thyristor GTO 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.

NOTE 2 Les valeurs de référence de courant et de tension citées des paragraphes 3.9.20 à 3.9.25 sont généralement spécifiées comme suit:

courant de gâchette:

- valeur inférieure spécifiée proche de zéro: 10 % de  $I_{RGQM}$ ,
- niveau spécifié de mesure 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 la mesure de  $dv_D/dt$ : 50 % de  $V_{DQM}$ .

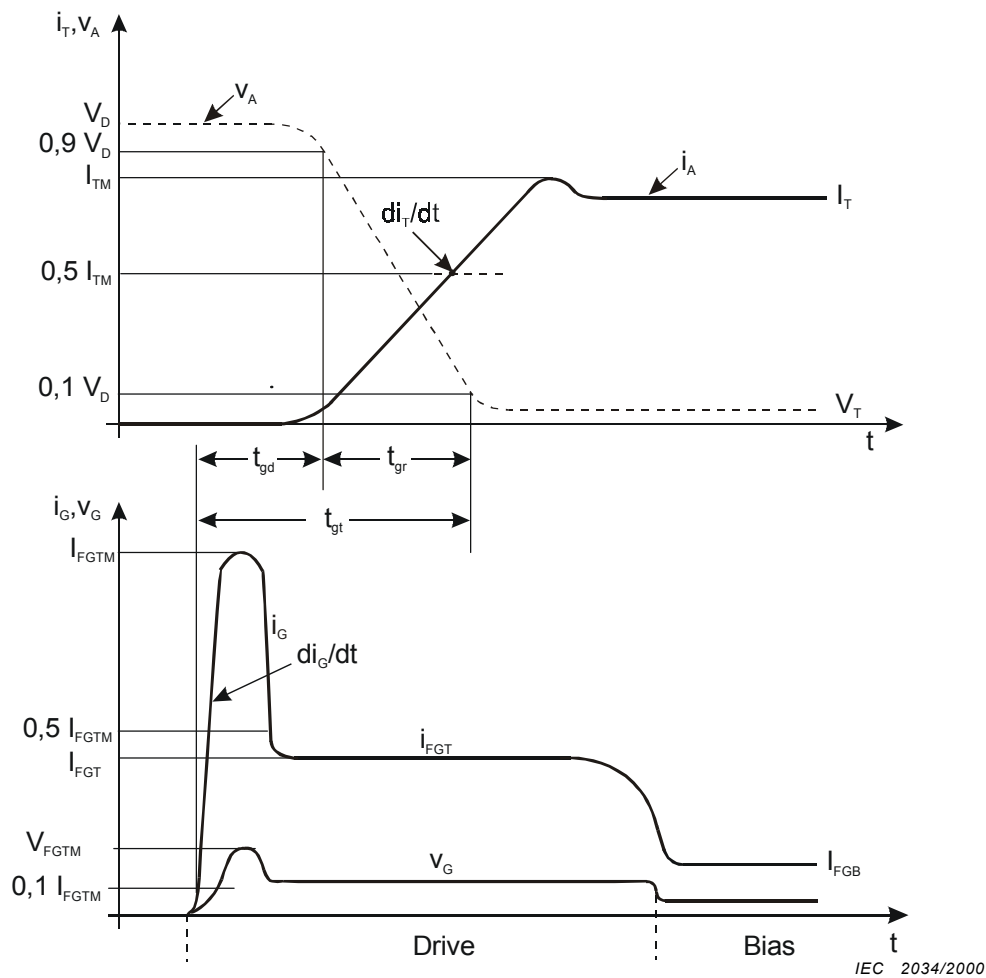


Figure 12 – Gate-controlled turn-on times

### 3.9.18

#### gate turn-on drive-pulse duration ( $t_{gtw}$ )

duration of the forward gate drive current pulse measured between two specified levels of the forward gate current

### 3.9.19

#### critical gate turn-on drive-pulse duration ( $t_{gtw(cr)}$ )

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

## H Times and rates of rise characterizing, gate-controlled turn-off (see figure 13)

NOTE 1 The defined terms refer to the switching of a GTO 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.

NOTE 2 The reference values of current and voltage referred to in 3.9.20 through 3.9.25 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  $V_{DQM}$ .

### 3.9.20

#### temps de délai de désamorçage commandé par la gâchette ( $t_{dq}$ )

intervalle de temps entre

- l'instant où le courant de croissance de gâchette en inverse atteint une valeur basse de référence proche de zéro, et
- l'instant où le courant d'anode a diminué jusqu'à atteindre une valeur de référence supérieure proche de sa valeur initiale  $I_T$ .

NOTE S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté, l'expression peut être abrégée à «temps de délai de désamorçage».

### 3.9.21

#### temps de chute commandé par la gâchette ( $t_{fq}$ )

intervalle de temps entre

- l'instant où le courant d'anode a diminué jusqu'à la valeur de référence supérieure citée en 3.9.20, et
- l'instant où le courant d'anode atteint, à la fin de sa décroissance rapide, le courant de point de vallée  $I_{ZV}$ .

NOTE S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté, l'expression peut être abrégée à «temps de chute de désamorçage».

### 3.9.22

#### temps de désamorçage commandé par la gâchette ( $t_{gq}$ )

somme du temps de délai de la gâchette et du temps de chute commandés par la gâchette:

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

NOTE S'il n'y a aucun risque d'ambiguïté, l'expression peut être abrégée par «temps de désamorçage».

### 3.9.23

#### temps de queue ( $t_z$ )

intervalle de temps entre

- l'instant où le courant d'anode a diminué jusqu'au point de vallée  $I_{ZV}$ , cité en 3.9.21, et
- l'instant où le courant de queue extrapolé atteint zéro.

NOTE 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 figure 13).

### 3.9.24

#### durée d'impulsion de transmission de désamorçage de gâchette ( $t_{pgq}$ )

durée de l'impulsion de transmission de gâchette en inverse mesurée entre deux niveaux spécifiés de tension de transmission de gâchette en inverse

### 3.9.25

#### 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 l'amorçage du thyristor

**3.9.20****gate-controlled turn-off delay time ( $t_{dq}$ )**

time interval between

- the instant when the rising reverse gate current reaches a low reference value near zero, and
- the instant when the anode current has decreased to an upper reference value near its initial value  $I_T$ .

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

**3.9.21****gate-controlled fall time ( $t_{fq}$ )**

time interval between

- the instant when the anode current has decreased to the upper reference value referred to in 3.9.20, and
- the instant when the anode current reaches, at the end of its steep decrease, the valley point current  $I_{ZV}$

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

**3.9.22****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 If no ambiguity is likely to occur, the term may be abbreviated to “turn-off time”.

**3.9.23****tail time ( $t_z$ )**

time interval between

- the instant when the anode current has decreased to the valley point  $I_{ZV}$ , referred to in 3.9.21, and
- the instant when the extrapolated tail current reaches zero.

NOTE 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 13).**3.9.24****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

**3.9.25****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

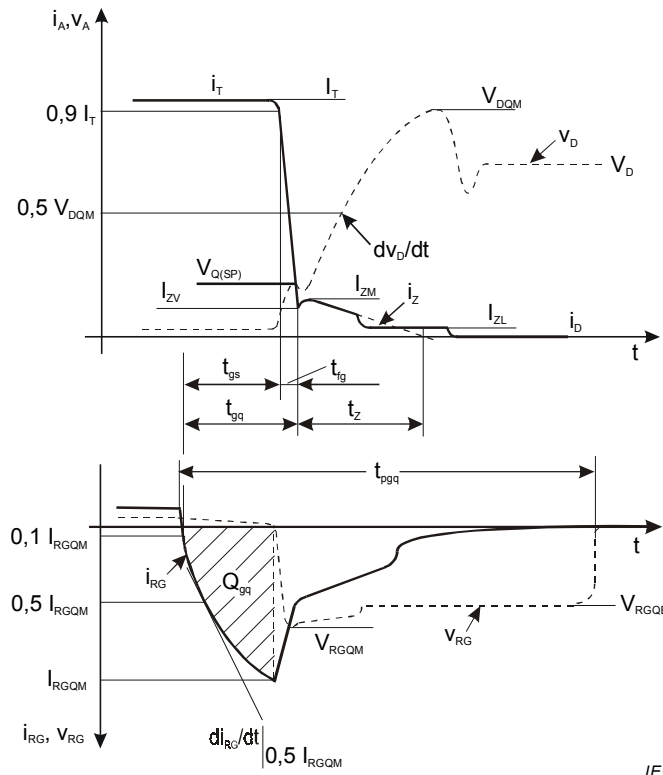


Figure 13 – Temps de désamorçage contrôlé par gâchette

I Termes relatifs aux charges recouvrées

3.9.26

charge recouverte (d'un thyristor triode bloqué en inverse) (Q<sub>r</sub>)

charge totale recouverte 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:

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

où

t<sub>0</sub> est l'instant où le courant passe par zéro, et

t<sub>i</sub> est l'intervalle d'intégration spécifié (voir figure 14).

NOTE Cette charge inclut des composantes dues à l'accumulation des porteurs et à la capacité de la zone de déplétion.

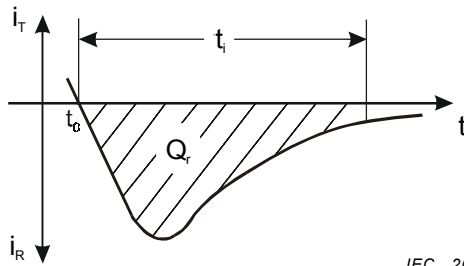


Figure 14 – Charge de recouvrement Q<sub>r</sub>



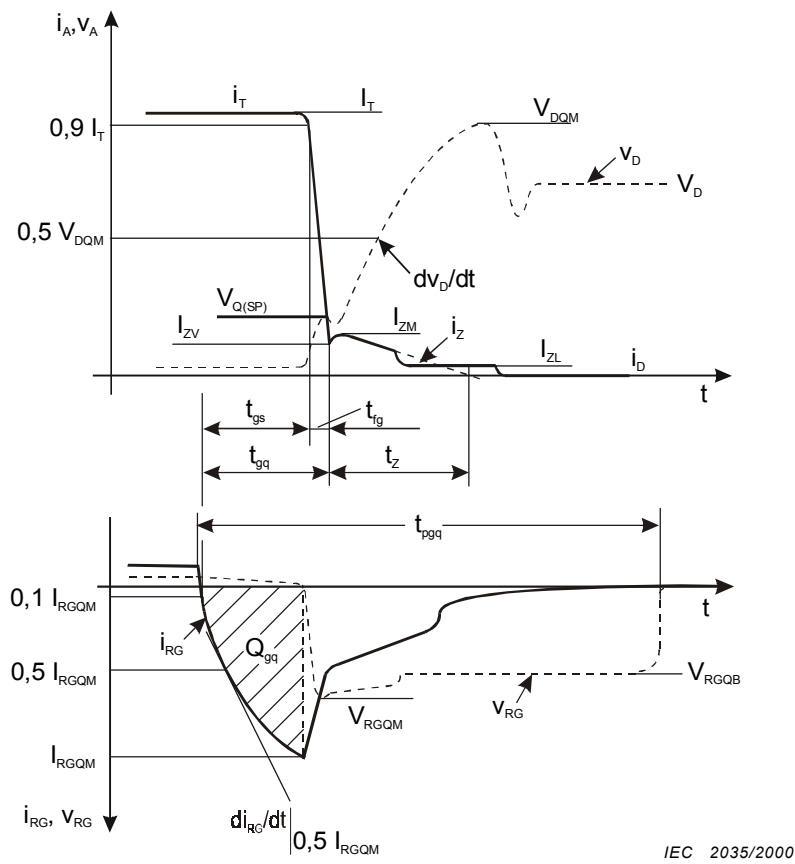


Figure 13 – Gate-controlled turn-off times

I Recovered charges

3.9.26

**recovered charge(of a reverse-blocking triode thyristor) (Q<sub>r</sub>)**

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:

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

where

t<sub>0</sub> is the instant when the current passes through zero;

t<sub>i</sub> is the specified integration interval (see figure 14).

NOTE This charge includes components due to both carrier storage and depletion layer capacitance.

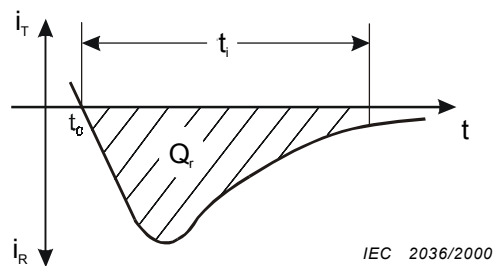


Figure 14 – Recovered charge Q<sub>r</sub>

### 3.9.27

#### charge de recouvrement à l'état bloqué (d'un thyristor triode passant en inverse) ( $Q_{dr}$ )

charge totale recouverte 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 La formule donnée en 3.9.26 et la figure 14 s'appliquent par analogie.

### 3.9.28

#### charge de désamorçage de gâchette (d'un thyristor GTO) ( $Q_{gq}$ )

la charge totale dérivée de l'intégration du courant de gâchette inversé entre l'instant où le courant de gâchette direct de chute passe le point zéro et l'instant où le courant de gâchette en inverse atteint sa valeur de sommet  $I_{RGQM}$  (voir figure 13)

## 4 Symboles littéraux

### 4.1 Généralités

Les règles générales de la CEI 60747-1, chapitre V, sont applicables.

### 4.2 Indices généraux supplémentaires

Outre les listes d'indices généraux recommandés donnés dans la CEI 60747-1, chapitre V, les indices spéciaux suivants sont recommandés pour le domaine des thyristors.

Indice	Signification	Remarques
A, a	Anode	
B	Polarisation	Comme dernier indice seulement
B	Basique	Comme dernier indice seulement
(BO)	Retournement	
(com)	En commutation	Comme 4 <sup>e</sup> indice seulement
D,d	A l'état bloqué	Dans $R_{th(j-c)D}$ seulement
D	Transmission	
D	Diode	
G,g	Gâchette	
G	Commandé par gâchette	
H	Hypostatique	
h	Suppression	
K, k	Cathode	
L	Accrochage	
Q, q	Désamorçage	
R, (REC)	Recouvrement inverse	Dans $I_{RM}$ ou $I_{R(REC)}$ et $I_{RM(REC)}$ seulement
RC	Passant en inverse	
(SP)	Pic	
Sus	Soutenu	
T	A l'état passant	
T, t	Amorçage, gâchette	
T	Thyristor	
V	Vallée	
W	En fonctionnement	
Z, z	Queue	

**3.9.27****off-state recovered charge (of a reverse-conducting triode thyristor) ( $Q_{dr}$ )**

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 The formula given in 3.9.26 and figure 14 apply analogously.

**3.9.28****gate turn-off charge (of a GTO thyristor) ( $Q_{gq}$ )**

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 13)

**4 Letter symbols****4.1 General**

The general rules of IEC 60747-1, chapter V, are applicable in part.

**4.2 Additional general subscripts**

In addition to the lists of recommended general subscripts given in IEC 60747-1, chapter V, the following special subscripts are recommended for the field of thyristors.

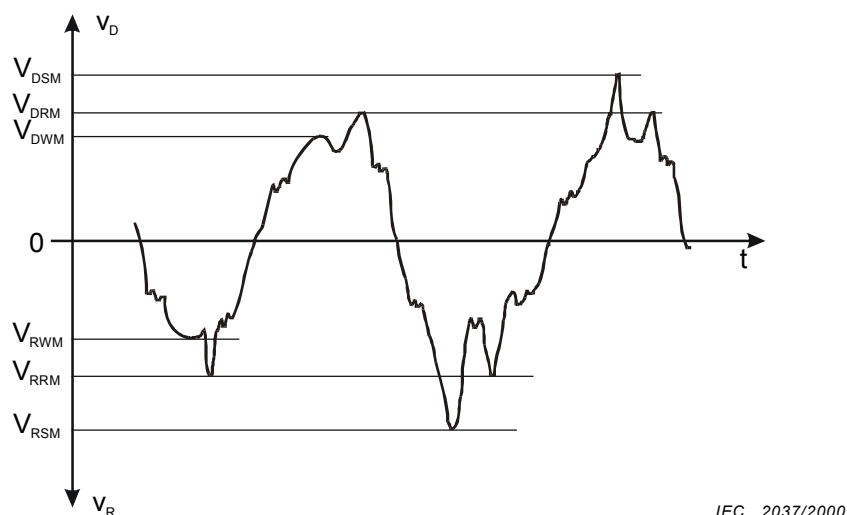
Subscript	Significance	Remarks
A, a	Anode	
B	Bias	As last subscript only
B	Basic	As last subscript only
(BO)	Breakover	
(com)	Commutating	As for fourth subscript only
D, d	Off-state	In $R_{th(j-c)D}$ only
D	Drive	
D	Diode	
G, g	Gate	
G	Gate-controlled	
H	Holding	
h	Hold-off	
K, k	Cathode	
L	Latching	
Q, q	Turn-off	
R, (REC)	Reverse recovery	In $I_{RM}$ or $I_{R(REC)}$ and $I_{RM(REC)}$ only
RC	Reverse-conducting	
(SP)	Spike	
Sus	Sustaining	
T	On state	
T, t	Turn-on, trigger	
T	Thyristor	
V	Valley	
W	Working	
Z, z	Tail	

### 4.3 Liste de symboles littéraux

Les symboles littéraux contenus dans les listes suivantes sont recommandés pour le domaine des thyristors; ils ont été établis en accord avec les règles générales.

#### 4.3.1 Tensions principales, tensions anode-cathode

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Tension à l'état bloqué	$V_D$	
Tension continue à l'état bloqué	$V_{D(D)}$	
Tension de pointe à l'état bloqué	$V_{DM}$	
Tension de 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 de retournement	$V_{(BO)}$	
Tension à l'état passant	$V_T$	
Tension minimale à l'état passant	$V_{TMIN}$	
Tension de seuil à l'état passant	$V_{T(TO)}$	
Tension inverse	$V_R$	
Tension inverse continue	$V_{R(D)}$	
Tension inverse de crête	$V_{RWM}$	
Tension inverse de pointe répétitive	$V_{RRM}$	
Tension inverse de pointe non répétitive	$V_{RSM}$	
Tension inverse de claquage	$V_{(BR)}$	
Tension de seuil à l'état passant en inverse	$V_{RC(TO)}$	



IEC 2037/2000

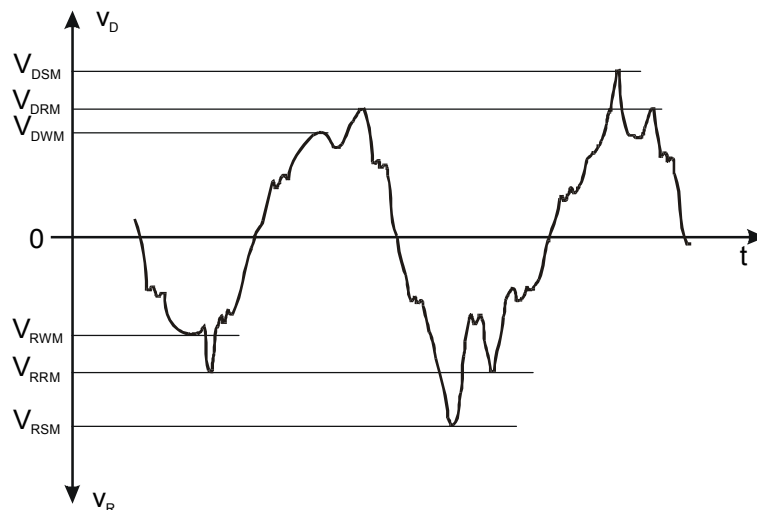
Figure 15 – Symboles littéraux pour les valeurs limites des tensions à l'état bloqué et inverse

### 4.3 List of letter symbols

The symbols contained in the following lists are recommended for use in the field of thyristors; they have been compiled in accordance with the general rules.

#### 4.3.1 Principal voltages, anode-cathode voltages

Name and designation	Letter symbol	Remarks
Off-state voltage	$V_D$	
Direct off-state voltage	$V_{D(D)}$	
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	$V_{DSM}$	
Breakover voltage	$V_{(BO)}$	
On-state voltage	$V_T$	
Minimum on-state voltage	$V_{TMIN}$	
On-state threshold voltage	$V_{T(TO)}$	
Reverse voltage	$V_R$	
Direct reverse voltage	$V_{R(D)}$	
Crest (peak) working reverse voltage	$V_{RWM}$	
Repetitive peak reverse voltage	$V_{RRM}$	
Non-repetitive peak reverse voltage	$V_{RSM}$	
Reverse breakdown voltage	$V_{(BR)}$	
Reverse-conducting threshold voltage	$V_{RC(TO)}$	

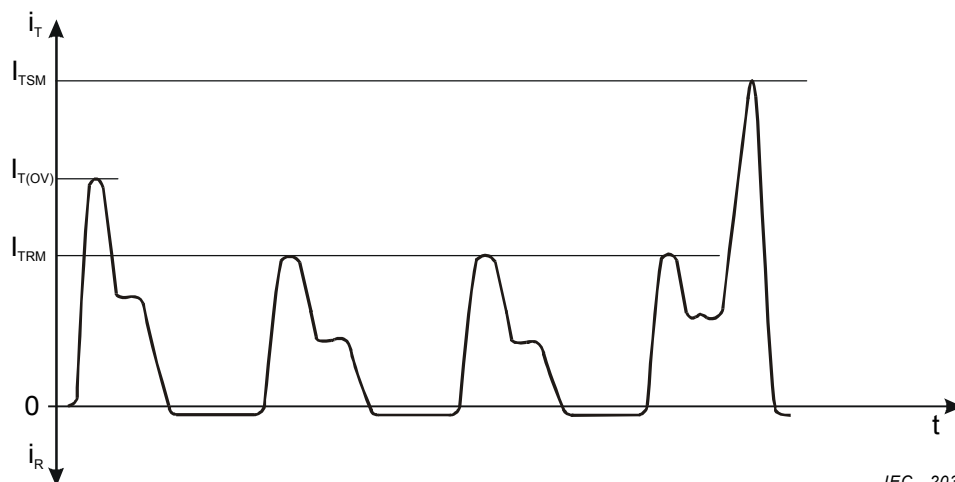


IEC 2037/2000

Figure 15 – Letter symbols for rated off-state reverse voltages

### 4.3.2 Courants principaux, courants d'anode, courants de cathode

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Courant à l'état bloqué	$I_D$	
Courant de retournement	$I_{(BO)}$	
Courant hypostatique	$I_H$	
Courant à l'état passant	$I_T$	
Courant de surcharge prévisible à l'état passant	$I_{(OV)}$	
Courant de pointe répétitif à l'état passant	$I_{TRM}$	
Courant de surcharge accidentelle à l'état passant	$I_{TSM}$	
Courant inverse à l'état bloqué	$I_R$	
Courant inverse de pointe répétitif	$I_{RRM}$	
Courant de recouvrement inverse	$I_{RR}$	
Courant de recouvrement de pointe	$I_{RM}$	
Courant d'accrochage	$I_L$	
Courant passant en inverse	$I_{RC}$	
Courant moyen passant en inverse	$I_{RC(AV)}$	
Courant de pointe passant en inverse	$I_{RCM}$	
Courant de surcharge prévisible passant en inverse	$I_{RC(OV)}$	
Courant de surcharge accidentelle passant en inverse	$I_{RC(SM)}$	
Courant continu à l'état passant	$I_{T(D)}$	
Courant continu à l'état bloqué	$I_{D(D)}$	

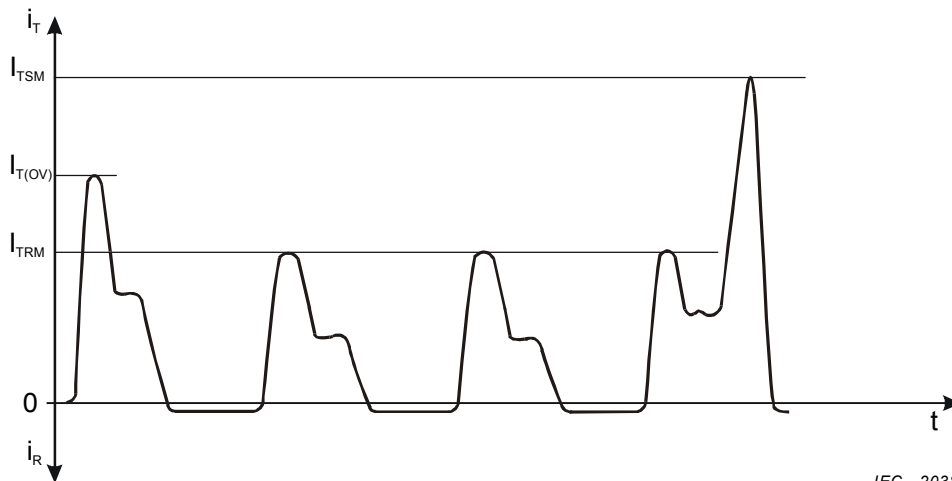


IEC 2038/2000

Figure 16 – Symboles littéraux pour les valeurs limites des courants à l'état passant

#### 4.3.2 Principal currents, anode currents, cathode currents

Name and designation	Letter symbol	Remarks
Off-state current	$I_D$	
Breakover current	$I_{(BO)}$	
Holding current	$I_H$	
On-state current	$I_T$	
Overload on-state current	$I_{(OV)}$	
Repetitive peak on-state current	$I_{TRM}$	
Surge (non-repetitive) on-state current	$I_{TSM}$	
Reverse blocking current	$I_R$	
Repetitive peak reverse current	$I_{RRM}$	
Reverse recovery current	$I_{RR}$	
Peak reverse recovery current	$I_{RM}$	
Latching current	$I_L$	
Reverse-conducting current	$I_{RC}$	
Mean reverse-conducting current	$I_{RC(AV)}$	
Peak reverse-conducting current	$I_{RCM}$	
Overload reverse-conducting current	$I_{RC(OV)}$	
Surge reverse-conducting current	$I_{RCSM}$	
Direct on-state current	$I_{T(D)}$	
Direct off-state current	$I_{D(D)}$	



IEC 2038/2000

Figure 16 – Letter symbols for on-state current ratings

### 4.3.3 Tensions de gâchette

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Tension directe continue de gâchette	$V_{FG}$	
Tension directe de pointe de gâchette	$V_{FGM}$	
Tension inverse continue de gâchette	$V_{RG}$	
Tension inverse de pointe de gâchette	$V_{RGM}$	
Tension continue d'amorçage par la gâchette	$V_{GT}$	
Tension continue minimale d'amorçage par la gâchette	$V_{GTMIN}$	
Tension continue de non-amorçage par la gâchette	$V_{GD}$	
Tension continue de désamorçage par la gâchette	$V_{GQ}$	

### 4.3.4 Courants de gâchette

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Courant direct continu de gâchette	$I_{FG}$	
Courant direct de pointe de gâchette	$I_{FGM}$	
Courant inverse continu de gâchette	$I_{RG}$	
Courant continu de gâchette d'amorçage	$I_{GT}$	
Courant continu de gâchette de non-amorçage	$I_{GD}$	
Courant continu de gâchette de désamorçage	$I_{GQ}$	

### 4.3.5 Grandeurs de temps

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Temps d'amorçage par la gâchette	$t_{gt}$	
Temps de désamorçage par la gâchette	$t_{gq}$	
Temps de désamorçage par commutation du circuit	$t_q$	
Retard à la croissance commandée 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
Intervalle de suppression	$t_H$	



### 4.3.3 Gate voltages

Name and designation	Letter symbol	Remarks
Forward gate continuous (direct)voltage	$V_{FG}$	
Peak forward gate voltage	$V_{FGM}$	
Reverse gate continuous (direct) voltage	$V_{RG}$	
Peak reverse gate voltage	$V_{RGM}$	
Gate trigger continuous (direct) voltage	$V_{GT}$	
Minimum gate trigger voltage	$V_{GTMIN}$	
Gate non-trigger continuous (direct) voltage	$V_{GD}$	
Gate turn-off continuous (direct) voltage	$V_{GQ}$	

### 4.3.4 Gate currents

Name and designation	Letter symbol	Remarks
Forward gate continuous (direct) current	$I_{FG}$	
Peak forward gate current	$I_{FGM}$	
Reverse gate continuous (direct) current	$I_{RG}$	
Gate trigger continuous (direct) current	$I_{GT}$	
Gate non-trigger continuous (direct) current	$I_{GD}$	
Gate turn-off continuous (direct) current	$I_{GQ}$	

### 4.3.5 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
Hold-off interval	$t_H$	

#### 4.3.6 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 thyristors triodes passant en inverse, $dv/dt (c)$ est le symbole préférentiel
Charge recouvrée à l'état bloqué	$Q_{dr}$	Pour les thyristors triodes passant en inverse
Energie totale d'une impulsion de courant à l'état passant	$E_P$ $W_P$	
Résistance apparente à l'état passant en inverse	$r_{RC}$	

#### 4.3.7 Dissipations 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	$P_{TT(AV)}$ $P_{TT}$ $P_{TTM}$	
Dissipation à la coupure du courant	$P_{RQ(AV)}$ ou $P_{DQ(AV)}$ $P_{RQ}$ ou $P_{DQ}$ $P_{RQM}$ ou $P_{DQM}$	
Dissipation de puissance à l'état passant inverse	$P_{RC}$	

### 5 Valeurs limites et caractéristiques essentielles pour les thyristors triodes bloqués et conducteurs en inverse

Le présent article donne les normes pour les thyristors triodes bloqués inverse et les thyristors triodes conducteurs en inverse (symétriques et asymétriques). Les valeurs limites et les caractéristiques sont spécifiées pour les thyristors bloqués en inverse, mais la plupart d'entre elles peuvent être également appliquées aux thyristors conducteurs en inverse.

Le terme «thyristor triode bloqué en inverse» a été simplifié dans le texte en «thyristor».

#### 5.1 Conditions thermiques

On doit spécifier les thyristors comme des dispositifs à température ambiante spécifiée ou comme des dispositifs à température de boîtier spécifiée.

#### 4.3.6 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 reverse conducting triode thyristors, $dv/dt(c)$ is the preferred symbol
Off-state recovered charge	$Q_{dr}$	For reverse conducting triode thyristors
Total energy of on-state current pulse	$E_p$ $W_p$	
Reverse-conducting slope resistance	$r_{RC}$	

#### 4.3.7 Power loss

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

## 5 Essential ratings and characteristics for reverse-blocking and reverse-conducting triode thyristors

This clause gives standards for (symmetrical and asymmetrical) reverse-blocking triode thyristors and for reverse-conducting triode thyristors. The ratings and characteristics are specified for reverse-blocking thyristors but most of them may be applied also to reverse-conducting thyristors.

The term “reverse-blocking triode thyristor” has been abbreviated in the text to “thyristor”.

### 5.1 Thermal conditions

Thyristors shall be specified as ambient-rated devices or as case-rated devices.

Aux fréquences élevées, les valeurs limites de courant des thyristors prévus pour application en commutation rapide dépendent, d'une manière plutôt complexe, des dissipations dues à l'état passant, à l'amorçage, au désamorçage et à la puissance de gâchette. C'est pourquoi il est nécessaire de prévoir des valeurs limites dépendant de la fréquence.

Outre les valeurs limites de courant données pour une température de boîtier spécifiée, on doit connaître la dissipation de puissance moyenne ou l'énergie totale afin de calculer les conditions de refroidissement nécessaires. Pour effectuer ce calcul on doit indiquer l'énergie moyenne ou la dissipation d'énergie totale pour une impulsion. On obtient la dissipation de puissance moyenne en multipliant l'énergie par impulsion par la fréquence de répétition.

### 5.1.1 Températures recommandées

Plusieurs des valeurs limites et des caractéristiques doivent être indiquées à une température de 25 °C et à une autre température spécifiée. Sauf indication contraire, cette autre température spécifiée doit être choisie par le fabricant dans la liste de la CEI 60747-1; de plus les températures de –40 °C et de +35 °C peuvent être utilisées.

### 5.1.2 Conditions pour les valeurs limites

Les valeurs limites doivent être indiquées pour une ou plusieurs des conditions thermiques suivantes.

#### A Thyristors à température ambiante spécifiée

- Convection libre

A 25 °C et à une température plus élevée (voir 5.1.1). Le fluide de refroidissement et la pression (dans le cas d'un gaz) doivent être spécifiés.

La pression atmosphérique doit être au moins 90 kPa (900 mbar), ce qui correspond à une altitude maximale de 1 000 m au-dessus du niveau de la mer.

- Circulation forcée

A une température de la liste des températures recommandées (voir 5.1.1). Le type, la pression et le débit du fluide de refroidissement doivent être spécifiés.

#### B Thyristors à température de boîtier spécifiée

A une température du boîtier choisie dans la liste des températures recommandées (voir 5.1.1).

NOTE Pour les petits thyristors, la température d'une des bornes peut être spécifiée.

## 5.2 Valeurs limites de tension et de courant

Les valeurs limites suivantes doivent être valables dans toute la gamme des conditions de fonctionnement pour les dispositifs particuliers.

### A Tensions anode-cathode

#### 5.2.1 Tension inverse de pointe non répétitive ( $V_{RSM}$ )

Valeur limite. Si cette valeur doit être réduite pour des fréquences de fonctionnement plus élevées, il faudra indiquer le facteur ou la courbe de réduction.

#### 5.2.2 Tension inverse de pointe répétitive ( $V_{RRM}$ )

Valeur limite. Si cette valeur doit être réduite pour des fréquences de fonctionnement plus élevées, il faudra indiquer le facteur ou la courbe de réduction.

At higher frequencies, the current ratings of fast-switching thyristors depend on the on-state, turn-on, turn-off and gate power dissipation in a rather complicated way. Therefore, ratings dependent on frequency are necessary.

Besides the current ratings given for a specified case temperature, the average power dissipation must be known in order to calculate the cooling conditions necessary. For this calculation, the average power dissipation or the total energy dissipation for one pulse shall be given. If the energy dissipation per pulse is given, the average power dissipation is obtained by multiplying it by the repetition frequency.

### 5.1.1 Recommended temperatures

Many of the ratings and characteristics are required to be quoted at a temperature of 25 °C and at one other specified temperature. Unless otherwise stated, the one other specified temperature shall be chosen by the manufacturer from the list in IEC 60747-1; in addition, temperatures of –40 °C and +35 °C may be used.

### 5.1.2 Rating conditions

The ratings shall be stated under one or more of the following thermal conditions.

#### A Ambient-rated thyristors

- Natural convection

At 25 °C and at one higher temperature (see 5.1.1). The cooling fluid and pressure (in the case of a gas) shall be specified.

Air pressure shall be at least 90 kPa (900 mbar), corresponding to a maximum level of 1 000 m above sea level.

- Forced circulation

At a temperature taken from the list of recommended temperatures (see 5.1.1). The type, pressure and flow of the cooling fluid shall be specified.

#### B Case-rated thyristors

At a case temperature taken from the list of recommended temperatures (see 5.1.1).

NOTE For small thyristors the temperature on one of the terminals may be specified.

## 5.2 Voltage and current ratings (limiting values)

The following ratings must be valid for the whole range of operating conditions as stated for the particular device.

### A Anode-cathode voltages

#### 5.2.1 Non-repetitive peak reverse voltage ( $V_{RSM}$ )

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

#### 5.2.2 Repetitive peak reverse voltage ( $V_{RRM}$ )

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

**5.2.3 Tension inverse de crête ( $V_{RWM}$ ) (s'il y a lieu)**

Valeur limite d'une tension inverse répétitive 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).

**5.2.4 Tension inverse continue ( $V_R$ ) (s'il y a lieu)**

Valeur limite.

**5.2.5 Tension de pointe non répétitive à l'état bloqué ( $V_{DSM}$ )**

Valeur limite. Si cette valeur doit être réduite pour des fréquences de fonctionnement plus élevées, il faudra indiquer le facteur ou la courbe de réduction.

**5.2.6 Tension de pointe répétitive à l'état bloqué ( $V_{DRM}$ )**

Valeur limite. Si cette valeur doit être réduite pour des fréquences de fonctionnement plus élevées, il faudra indiquer le facteur ou la courbe de réduction.

**5.2.7 Tension de crête à l'état bloqué ( $V_{DWM}$ ) (s'il y a lieu)**

Valeur limite 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).

**5.2.8 Tension continue à l'état bloqué ( $V_D$ ) (s'il y a lieu)**

Valeur limite maximale dans des conditions spécifiées de signal de commande et d'impédance du circuit de gâchette.

**B Tensions de gâchette**

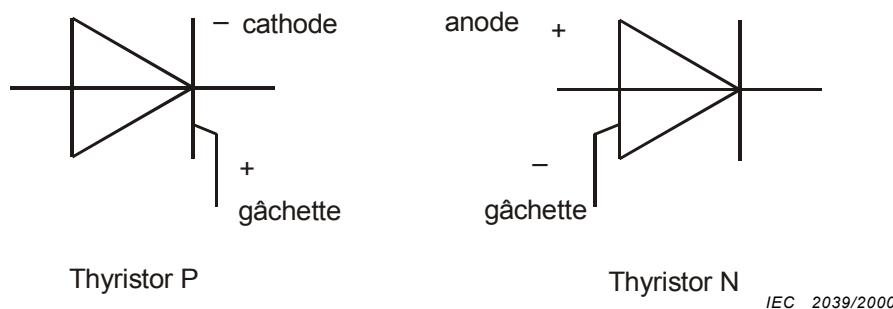
Les tensions de gâchette sont appliquées entre les bornes de gâchette et de cathode dans le cas d'un thyristor P (gâchette positive pour une tension directe de gâchette) et entre les bornes de gâchette et d'anode dans le cas d'un thyristor N (anode positive pour une tension directe de gâchette).

**5.2.9 Tension directe de pointe de gâchette (anode positive par rapport à la cathode) ( $V_{FGM}$ )**

Valeur limite maximale.

**5.2.10 Tension directe de pointe de gâchette (anode négative par rapport à la cathode) ( $V_{FGM}$ )**

Valeur limite maximale.



**Figure 17 – Application des tensions de gâchette pour les thyristors**

### 5.2.3 Crest (peak) working reverse voltage ( $V_{RWM}$ ) (where appropriate)

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

### 5.2.4 Continuous (direct) reverse voltage ( $V_R$ ) (where appropriate)

Maximum rated value.

### 5.2.5 Non-repetitive peak off-state voltage ( $V_{DSM}$ )

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

### 5.2.6 Repetitive peak off-state voltage ( $V_{DRM}$ )

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

### 5.2.7 Crest (peak) working off-state voltage ( $V_{DWM}$ ) (where appropriate)

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

### 5.2.8 Continuous (direct) off-state voltage ( $V_D$ ) (where appropriate)

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

## B Gate voltages

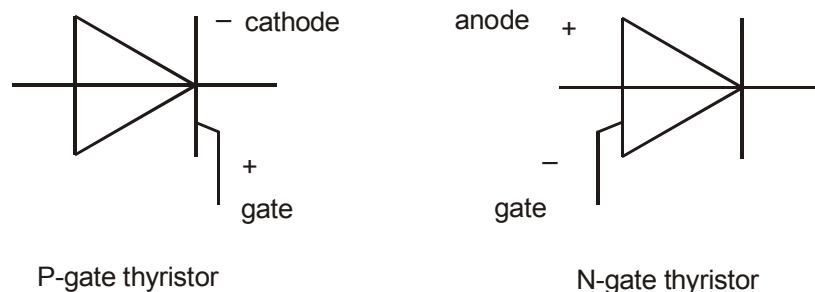
Gate voltages are applied between gate and cathode terminals of a P-gate thyristor (gate positive for a forward gate voltage), and between anode and gate terminals of an N-gate thyristor (anode positive for a forward gate voltage).

### 5.2.9 Peak forward gate voltage (anode positive with respect to cathode) ( $V_{FGM}$ )

Maximum rated value.

### 5.2.10 Peak forward gate voltage (anode negative with respect to cathode) ( $V_{FGM}$ )

Maximum rated value.



IEC 2039/2000

Figure 17 – Application of gate voltages for thyristors

### 5.2.11 Tension inverse de pointe de gâchette ( $V_{RGM}$ ) (s'il y a lieu)

Valeur limite maximale.

## C Courant à l'état passant

### 5.2.12 Courant moyen à l'état passant

Les valeurs limites maximales doivent être spécifiées dans un diagramme indiquant le courant moyen à l'état passant en fonctionnement continu 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 de boîtier.

Comme valeur de référence pour certaines caractéristiques (voir 5.4), la valeur limite maximale pour des ondes demi-sinusoïdales (angle de conduction de 180°) à la température ambiante de 45 °C ou à la température de boîtier de 85 °C doit être donnée.

NOTE La valeur limite maximale du courant moyen à l'état passant est donnée en supposant qu'aucune surcharge ne se produit.

### 5.2.13 Courant de pointe répétitif à l'état passant (s'il y a lieu)

Valeur limite pour un fonctionnement continu. Cette valeur limite doit être donnée en fonction de l'angle de conduction du courant à l'état passant, des conditions de refroidissement et de la fréquence de fonctionnement.

### 5.2.14 Courant efficace à l'état passant (s'il y a lieu)

Valeur limite à fonctionnement permanent.

### 5.2.15 Courant de surcharge prévisible à l'état passant (s'il y a lieu)

On doit donner cette valeur limite en indiquant la valeur limite maximale de la température virtuelle de jonction et l'impédance thermique transitoire maximale. De plus des valeurs limites de courant de surcharge prévisible peuvent être données par des graphiques.

### 5.2.16 Courant de surcharge accidentelle à l'état passant

Cette valeur limite doit être donnée dans des conditions initiales correspondant à la valeur limite 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 limites 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 limite maximale de

$$\int i^2 dt$$

On peut donner ces valeurs limites par une courbe ou par des valeurs spécifiées. On suppose qu'il n'y pas d'application de la tension inverse ou de la tension à l'état bloqué suivant immédiatement la surcharge accidentelle.

NOTE Pour les thyristors 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, il peut être nécessaire de prévoir des temps inférieurs à 1 ms.



**5.2.11 Peak reverse gate voltage ( $V_{RGM}$ ) (where appropriate)**

Maximum rated value.

**C On-state current****5.2.12 Mean on-state current**

The maximum rated values shall be specified in a diagram showing the mean on-state current 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.

As a reference value for certain characteristics (see 5.4), the maximum rated value for half sine waves of 180° conduction angle at 45 °C ambient or 85 °C case temperature should be given as an example.

NOTE The maximum rated value of the mean on-state current is given on the assumption that no overload occurs.

**5.2.13 Repetitive peak on-state current (where appropriate)**

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

**5.2.14 RMS on-state current (where appropriate)**

Maximum rated value for continuous operation.

**5.2.15 Overload on-state current (where appropriate)**

This rating 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.

**5.2.16 Surge on-state current**

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. No immediate subsequent application of reverse voltage or off-state voltage is assumed.

NOTE For fast turn-on thyristors or fast plasma-spreading thyristors such as those with distributed gate or interdigitated gate structures, values for times below 1 ms may be needed.

- 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 montrant la valeur limite maximale du courant de surcharge accidentelle en fonction du temps. On doit supposer qu'une perte de contrôle par la gâchette peut se produire temporairement.

Ces valeurs limites doivent être données de préférence pour une tension inverse égale à 80 % de la valeur maximale de la tension inverse de pointe répétitive. Des valeurs limites 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.

#### **5.2.17 Courant continu à l'état passant (s'il y a lieu)**

Valeur limite.

#### **5.2.18 Valeur de pointe d'un courant sinusoïdal à l'état passant aux fréquences élevées (s'il y a lieu)**

Courbes indiquant les valeurs limites du courant de pointe à l'état passant en fonction de la durée de l'impulsion de courant demi-sinusoïdal, avec comme paramètre la fréquence de répétition, dans les conditions suivantes:

- a) température de boîtier spécifiée;
- b) tension spécifiée à l'état bloqué avant l'amorçage;
- c) tension inverse spécifiée;
- d) conditions de gâchette spécifiées pendant l'établissement et la coupure du courant;
- e) réseau d'amortissement RC spécifié.

La figure 18a est donnée comme exemple et la figure 18b à titre explicatif uniquement.

- 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.

#### **5.2.17 Continuous (direct) on-state current (where appropriate)**

Maximum rated value.

#### **5.2.18 Peak value of sinusoidal on-state current at higher frequencies (where appropriate)**

Curves showing the maximum rated peak on-state current values as functions of the half sine wave current pulse duration, with the repetition frequency as a parameter, under the following conditions:

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

Figure 18a is given as an example. Figure 18b is given for explanatory purposes only.

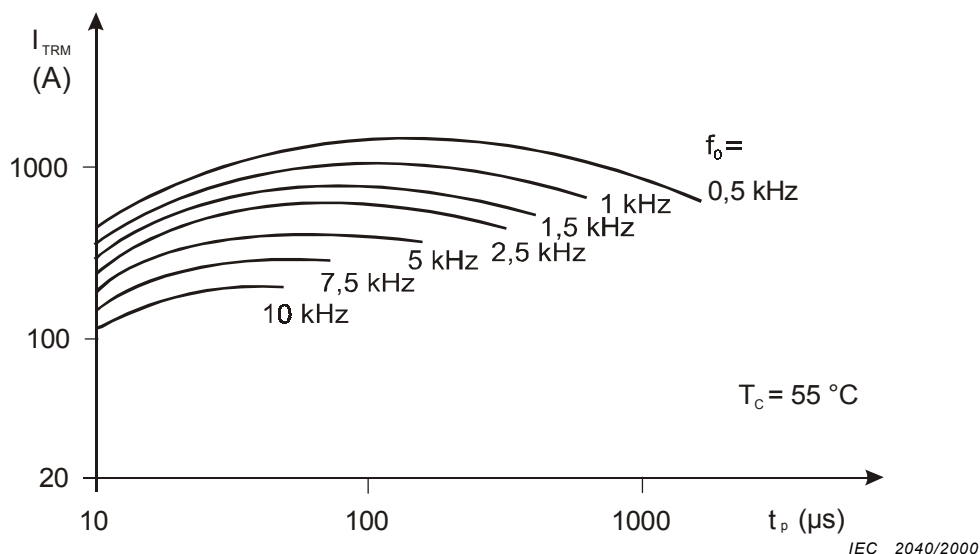
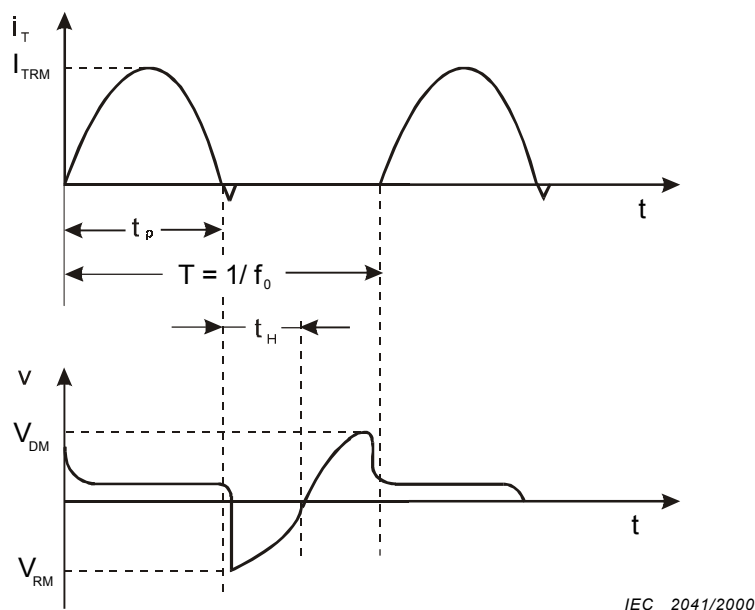


Figure 18a – Courant limite sinusoïdal de pointe à l'état passant  $I_{TRM}$  (voir figure 18b) en fonction de la durée de l'impulsion  $t_p$ , avec comme paramètre la fréquence de répétition  $f_0 = 1/T$



NOTE La forme d'onde de l'impulsion comprend le courant d'impulsion dû au réseau d'amortissement RC.

Figure 18b – Formes d'onde typiques du courant et de la tension pour impulsions de courant à l'état passant demi-sinusoïdales;  $t_H$  est l'intervalle de suppression (voir 3.9.14)

Figure 18 – Mesure du courant limite sinusoïdal de pointe à l'état passant

### 5.2.19 Valeur de pointe d'un courant trapézoïdal à l'état passant aux fréquences élevées (s'il y a lieu)

Courbes montrant les valeurs du courant limite à l'état passant en fonction de la vitesse de croissance du courant à l'état passant, de la fréquence de répétition et du facteur d'utilisation où de la durée de l'impulsion dans les conditions suivantes:

- a) température de boîtier spécifiée;
- b) tension à l'état bloqué spécifiée avant établissement du courant;

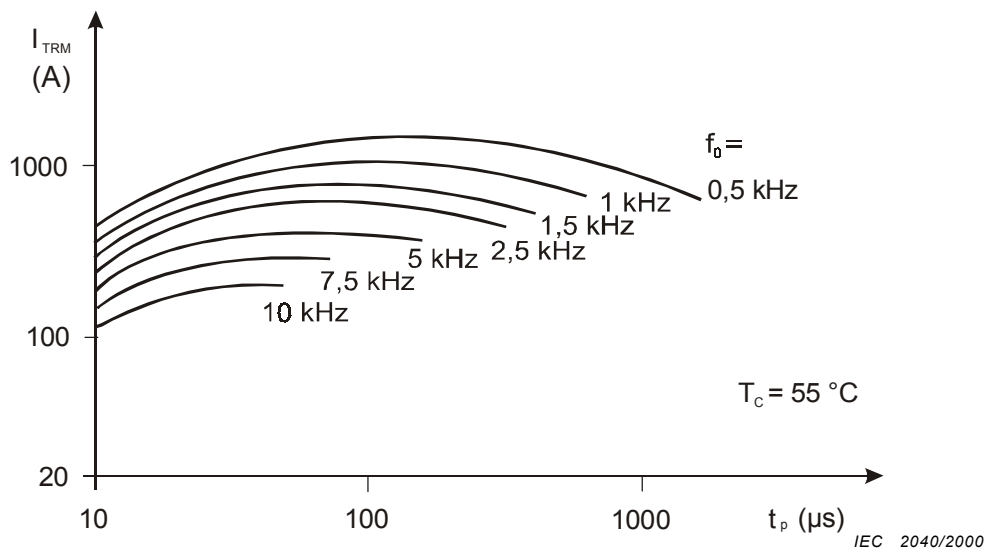
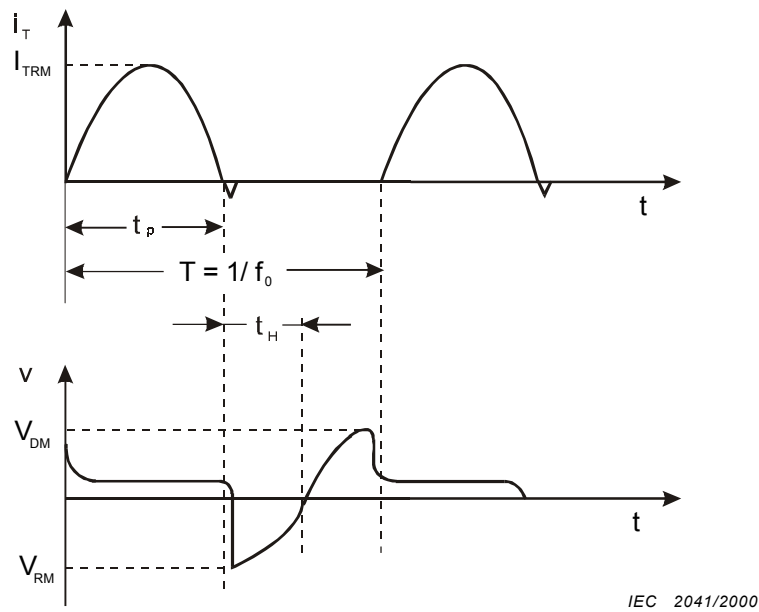


Figure 18a – Maximum rated peak sinusoidal on-state current  $I_{TRM}$  (see figure 18b) as a function of pulse duration  $t_p$  with parameter: repetition frequency  $f_0 = 1/T$



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

Figure 18b – Typical current and voltage waveforms for sinusoidal on-state current pulses;  $t_H$  is the hold-off interval (see 3.9.14)

Figure 18 – Maximum rated peak sinusoidal on-state current

### 5.2.19 Peak value of a trapezoidal on-state current at higher frequencies (where appropriate)

Curves showing the maximum rated on-state current values 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) tension inverse spécifiée;

NOTE Etant donné que l'influence de la tension inverse appliquée est significative, il est recommandé de donner deux ou plusieurs familles de courbes.

d) conditions de gâchette spécifiées pendant l'établissement et la coupure du courant;

e) réseau d'amortissement RC spécifié;

f) facteur d'utilisation ou durée d'impulsion spécifiée.

Les figures 19a et 19b sont données, à titre d'exemple. La figure 19c n'est donnée que dans un but explicatif.

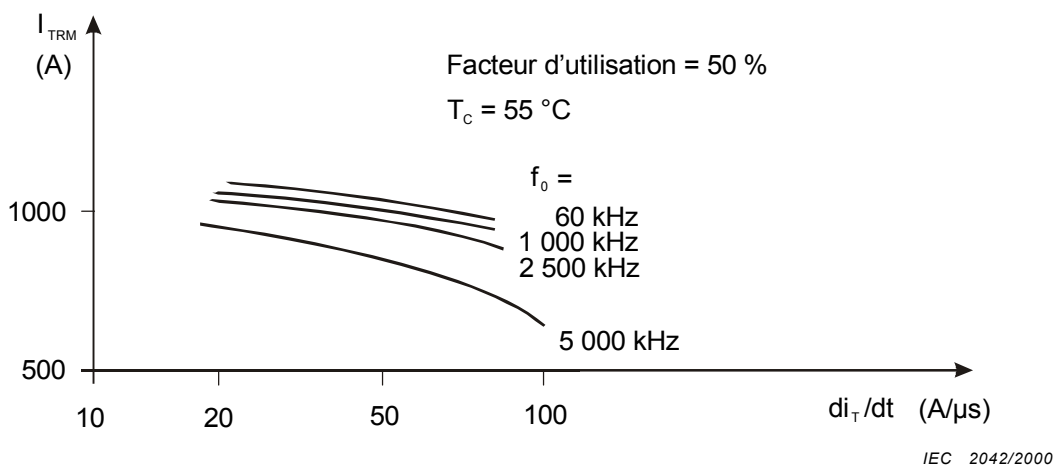
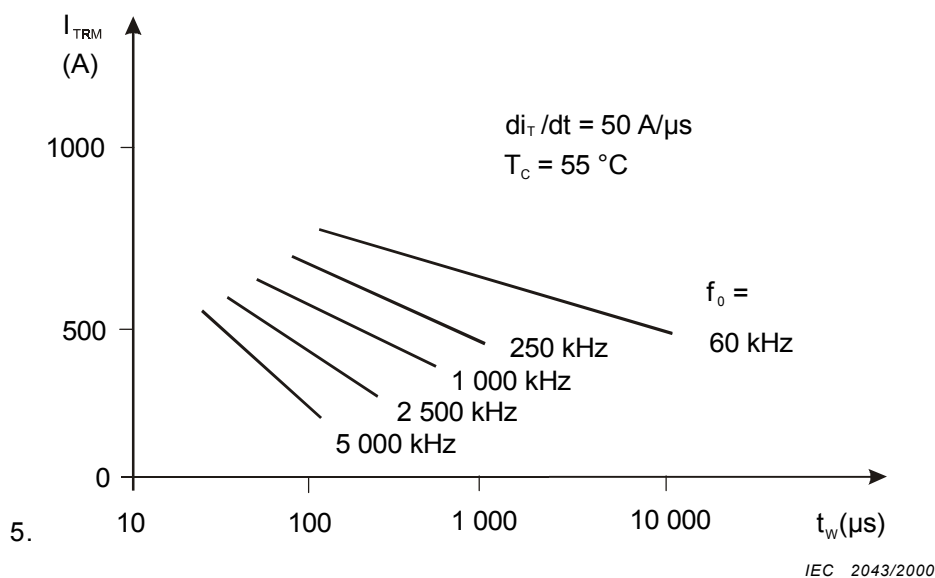


Figure 19a – Courant limite de pointe trapézoïdal à l'état passant  $I_{TRM}$  pour une durée d'impulsion  $t_w$  spécifiée (voir figure 19c) en fonction de la vitesse de croissance du courant à l'état passant, avec comme paramètres la fréquence de répétition  $f_0 = 1/T$



NOTE Différents ensembles de courbes sont nécessaires pour différentes valeurs de  $di_T/dt$ .

Figure 19b – Courant limite de pointe trapézoïdal à l'état passant  $I_{TRM}$  ayant une valeur spécifiée de  $di_T/dt$  (voir figure 19c) en fonction de la largeur d'impulsion  $t_w$  avec comme paramètres la fréquence de répétition  $f_0 = 1/T$

c) specified reverse voltage;

NOTE 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.

Figures 19a and 19b are given as examples. Figure 19c is given for explanatory purposes only.

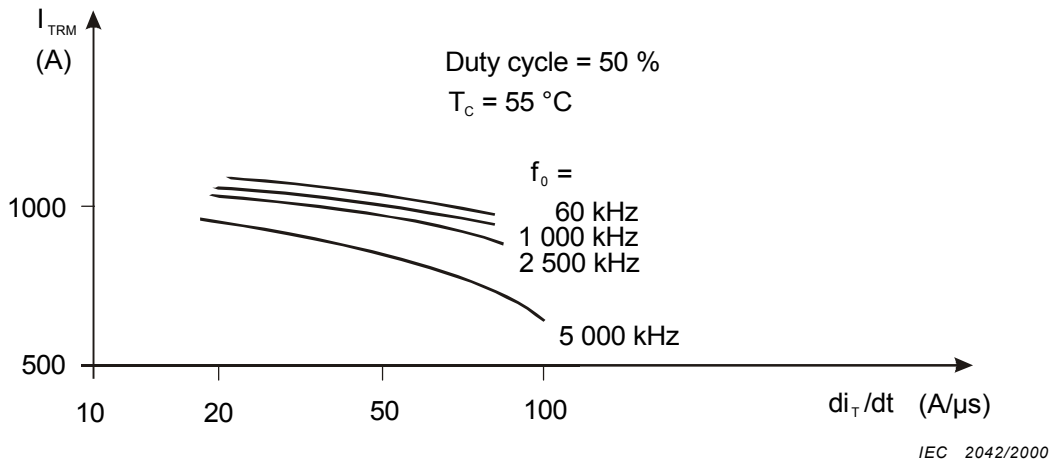
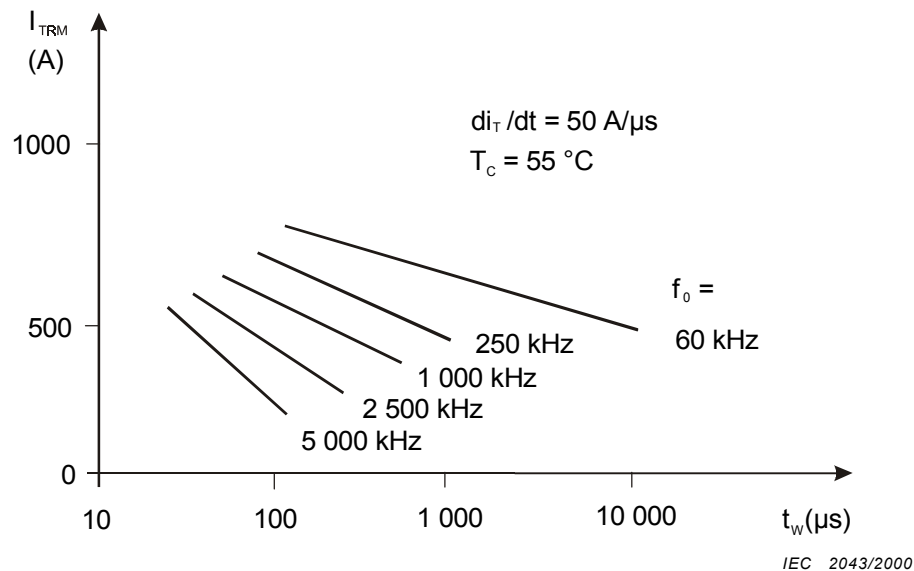


Figure 19a – Maximum rated peak trapezoidal on-state current  $I_{TRM}$  for a specified  $t_w$  (see figure 19c) as a function of the rate of rise of on-state current with parameter repetition frequency  $f_0 = 1/T$



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

Figure 19b – Maximum rated peak trapezoidal on-state current  $I_{TRM}$  having a specified  $di_T/dt$  (see figure 19c) as a function of  $t_w$  with parameter: repetition frequency  $f_0 = 1/T$

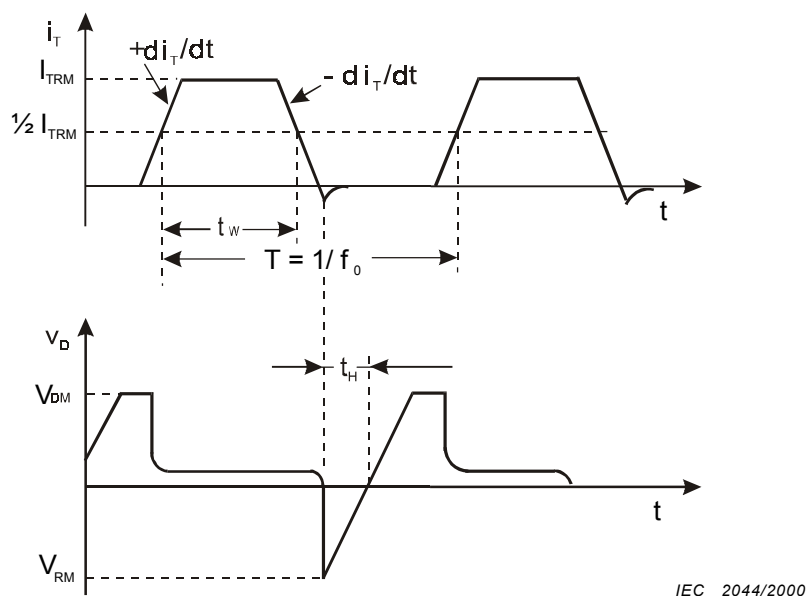


Figure 19c – Formes d'onde typiques du courant et de la tension pour impulsions de courant à l'état passant trapézoïdales;  $t_H$  est l'intervalle de suppression (voir 3.9.14)

Figure 19 – Valeur de pointe d'un courant trapézoïdal à l'état passant

### 5.2.20 Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant

Valeur limite dans les conditions spécifiées suivantes:

- tension à l'état bloqué (avant l'état passant), de préférence égale aux deux tiers de la tension de pointe répétitive à l'état bloqué;
- valeur de pointe du courant à l'état passant;
- vitesse de répétition, de préférence 50 Hz ou 60 Hz;
- température ambiante ou température de boîtier égale à la température la plus élevée pour laquelle la valeur limite maximale de pointe du courant à l'état passant est permise;
- conditions d'amorçage par la gâchette;
- durée de l'essai (la durée doit être plus longue que la constante de temps thermique du dispositif, par exemple 5 s);

NOTE 1 Les valeurs limites de  $di/dt$  ne s'appliquent pas aux thyristors à faible courant.

NOTE 2 On donne la valeur limite de  $di/dt$  dans le cas d'un réseau RC, en parallèle avec le thyristor. Si l'on donne une valeur limite supplémentaire de  $di/dt$  dans le cas d'un réseau RC, on doit donner l'amplitude et la durée admissibles de la surcharge due à ce réseau ou bien les paramètres du réseau.

### 5.2.21 Courant de pointe pour non-rupture du boîtier

La valeur limite pour «courant de pointe pour non-rupture du boîtier» doit être spécifiée s'il y a lieu, comme la valeur maximale d'un courant triangulaire augmentant à une vitesse déterminée, de préférence 25 A/ $\mu$ s, et ayant une durée d'impulsion spécifiée pour une température de boîtier au départ à spécifier, de préférence 25 °C.

NOTE 1 Il est nécessaire de connaître le «courant de pointe pour non-rupture du boîtier» des thyristors à courant élevé (valeurs limites du courant moyen égales ou supérieures à 1 000 A) utilisés dans les installations importantes de convertisseurs (en général, on connecte en parallèle plusieurs dispositifs) car, si un dispositif n'arrive pas à bloquer la tension inverse, il s'ensuit un courant de court-circuit très brusque et de valeur élevée qui peut amener la rupture du boîtier et endommager l'équipement avant qu'un fusible ait eu le temps de le protéger.

NOTE 2 En conséquence, la détermination ou la vérification de cette valeur limite nécessite d'avoir une installation d'essais de forte puissance: les coûts de l'essai lui-même et des échantillons détruits sont considérables et ne se justifient que si le danger signalé ci-dessus existe réellement.

NOTE 3 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.



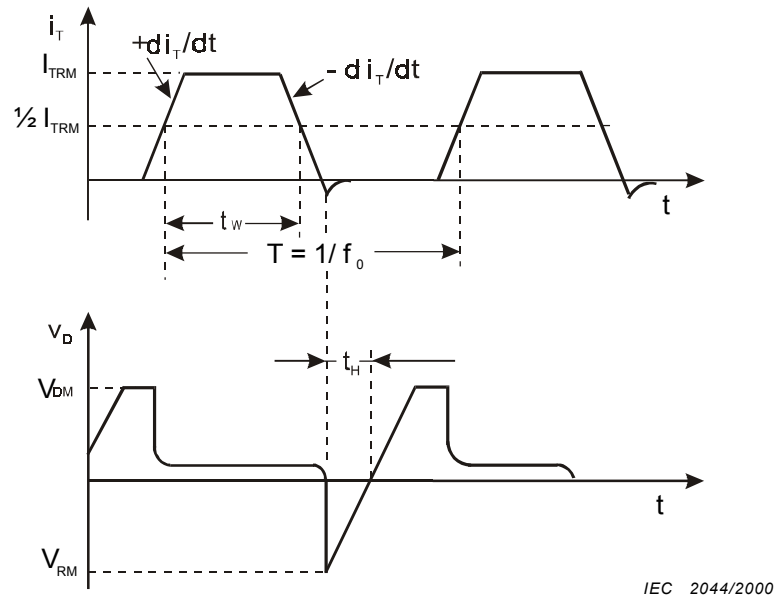


Figure 19c – Typical current and voltage waveforms for trapezoidal on-state current pulses;  $t_H$  is the hold-off interval (see 3.9.14)

Figure 19 – Peak value of a trapezoidal on-state current

### 5.2.20 Critical rate of rise of on-state current

Maximum rated value under the following specified conditions:

- off-state voltage (prior to turn-on), preferably equal to two-thirds of the maximum rated repetitive peak off-state voltage;
- peak value of on-state current;
- repetition rate, preferably 50 Hz or 60 Hz;
- ambient or case temperature, equal to the highest temperature at which the peak value of on-state current is permitted;
- gate-trigger conditions;
- test duration (the duration shall be longer than the thermal time constant of the device, for example, 5 s).

NOTE 1  $di/dt$  ratings are not applicable to low-current thyristors.

NOTE 2 The rated value of  $di/dt$  should be given for the case of no RC network connected in parallel with the thyristor. If an additional  $di/dt$  rating is given for the case where an RC network is present, the permissible amplitude and duration of the surges from this network or the parameters of this network must be stated.

### 5.2.21 Peak case non-rupture current

The limiting value “peak case non-rupture current” shall be specified, where appropriate, as the maximum value of a triangular current rising at a specified rate, preferably 25 A/ $\mu$ s, and having a specified pulse duration for a starting case temperature to be specified, preferably 25 °C.

NOTE 1 The “peak case non-rupture current” is needed for high-current thyristors (mean current ratings of about 1 000 A and higher) that are used in large converter installations (as a rule, several devices are connected in parallel), where a device failing to block reverse voltage causes a high, steeply rising short-circuit current that can fracture the case and cause damage to the equipment before a fuse has time to operate.

NOTE 2 Therefore, the determination or verification of this limiting value of current needs a high-power testing facility, and the costs of the testing itself and of the samples which are destroyed in the test are considerable and are justified only in cases where the above danger really exists.

NOTE 3 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.

## **D Courant de gâchette**

### **5.2.22 Courant direct de pointe de gâchette**

Valeur limite maximale pour une polarité spécifiée de la tension anode-cathode.

NOTE Il convient d'indiquer toutes les qualifications (par exemple de temps, d'énergie, etc.) applicables à cette valeur limite.

## **5.3 Autres valeurs limites**

### **5.3.1 Valeurs limites de fréquence**

S'il y a lieu, fréquences maximale et/ou minimale pour lesquelles les valeurs limites de tension et de courant s'appliquent.

## **A Valeurs limites de dissipation de puissance**

### **5.3.2 Puissance dissipée de pointe de gâchette**

Valeur limite maximale pour une durée d'impulsion spécifiée.

## **B Valeurs limites de températures**

### **5.3.3 Thyristors à température ambiante spécifiée et à température de boîtier spécifiée**

Températures limites minimale et maximale du fluide de refroidissement ou de boîtier.

### **5.3.4 Températures de stockage**

Valeurs limites minimale et maximale.

### **5.3.5 Température virtuelle de jonction (s'il y a lieu)**

Valeur limite maximale.

## **5.4 Caractéristiques électriques**

(A une température ambiante ou de boîtier de 25 °C, sauf indication contraire.)

### **5.4.1 Caractéristiques à l'état passant (s'il y a lieu)**

Courbes montrant la valeur instantanée de la tension à l'état passant en fonction du courant à l'état passant jusqu'à la valeur limite 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 limite de la température virtuelle de jonction.

### **5.4.2 Tension à l'état passant**

Valeur maximale pour un courant égal à  $\pi$  fois la valeur limite maximale du courant moyen à l'état passant pour la température virtuelle limite de jonction ou à la température (ambiante ou de boîtier) de 25 °C.

NOTE 1  $\pi$  peut être considéré comme égal à 3.

NOTE 2 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.

## D Gate current

### 5.2.22 Peak forward-gate current

Maximum rated value, with anode-cathode voltage polarity specified.

NOTE Any qualifications (for example, of time, energy, etc.) applicable to this rating must be stated.

## 5.3 Other ratings (limiting values)

### 5.3.1 Frequency ratings

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

## A Power dissipation ratings

### 5.3.2 Peak gate power dissipation

Maximum rated value for specified pulse duration.

## B Temperature ratings

### 5.3.3 Ambient-rated and case-rated thyristors

Minimum and maximum rated cooling fluid or case temperatures.

### 5.3.4 Storage temperatures

Minimum and maximum rated values.

### 5.3.5 Virtual junction temperature (where appropriate)

Maximum rated value.

## 5.4 Electrical characteristics

(At ambient or case temperature of 25 °C, unless otherwise stated.)

### 5.4.1 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 peak repetitive 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.

### 5.4.2 On-state voltage

Maximum value at a current of  $\pi$  times the rated mean on-state current at the maximum rated virtual junction temperature or at a case or ambient temperature of 25 °C.

NOTE 1  $\pi$  may be taken as equal to 3.

NOTE 2 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.

### 5.4.3 Courant hypostatique (ou de maintien)

Valeur maximale et, s'il y a lieu, valeur minimale dans les conditions spécifiées suivantes:

- a) tension de la source dans le circuit principal, de préférence égale à 12 V;
- b) conditions de polarisation de gâchette;
- c) courant de pointe initial à l'état passant.

NOTE La valeur maximale du courant hypostatique est la valeur du plus petit courant qui maintiendra 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 reviendront à l'état bloqué.

### 5.4.4 Courant d'accrochage

Valeur maximale dans les conditions spécifiées suivantes:

- a) tension de la source dans le circuit principal, de préférence égale à 12 V;
- b) impulsion de déclenchement: temps de croissance, temps de décroissance, durée de l'impulsion, amplitude et résistance du générateur d'impulsions de déclenchement.

NOTE La valeur maximale du courant d'accrochage est la valeur du plus petit courant qui maintiendra tous les thyristors d'un type déterminé à l'état passant.

### 5.4.5 Courant de pointe répétitif à l'état bloqué

Valeur maximale pour la valeur limite de la tension de pointe répétitive à l'état bloqué à 25 °C et, s'il y a lieu, à la valeur limite maximale de la température virtuelle de jonction.

### 5.4.6 Courant inverse de pointe répétitif

Valeur maximale pour la valeur limite maximale de la tension inverse de pointe répétitive à 25 °C; et en outre, s'il y a lieu, valeur maximale pour la valeur limite maximale de la température virtuelle de jonction.

### 5.4.7 Courant de gâchette d'amorçage et tension de gâchette d'amorçage

Valeurs du courant de gâchette et de la tension de gâchette qui provoquent l'amorçage de tous les thyristors d'un type.

Les conditions suivantes doivent être spécifiées:

- a) tension à l'état bloqué, de préférence égale à 12 V;
- b) conditions de circuit de gâchette;
- c) température ambiante ou température de boîtier.

### 5.4.8 Courant de gâchette de non-amorçage et tension de gâchette de non-amorçage

Valeurs du courant de gâchette et de la tension de gâchette qui ne provoquent l'amorçage d'aucun thyristor d'un certain type.

Les conditions suivantes doivent être spécifiées:

- a) tension à l'état bloqué, de préférence égale aux deux tiers de la tension limite maximale de pointe répétitive à l'état bloqué ( $V_{DRM}$ );
- b) température ambiante ou température de boîtier, de préférence égale à la valeur limite maximale de la température virtuelle de jonction;
- c) conditions de circuit de gâchette.

### 5.4.3 Holding current

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

- a) source voltage in the principal circuit, 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.

### 5.4.4 Latching current

Maximum value under the following specified conditions:

- a) source voltage in the principal circuit, preferably equal to 12 V;
- 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.

### 5.4.5 Repetitive peak off-state current

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

### 5.4.6 Repetitive peak reverse current

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.

### 5.4.7 Gate-trigger current and gate-trigger voltage

Values of gate current and gate voltage required to turn on all thyristors of a given type.

The following conditions shall be specified:

- a) off-state voltage, preferably equal to 12 V;
- b) gate-circuit conditions;
- c) ambient or case temperature.

### 5.4.8 Gate non-trigger current and gate non-trigger voltage

Values of the gate current and gate voltage which will not turn on any thyristor of a given type.

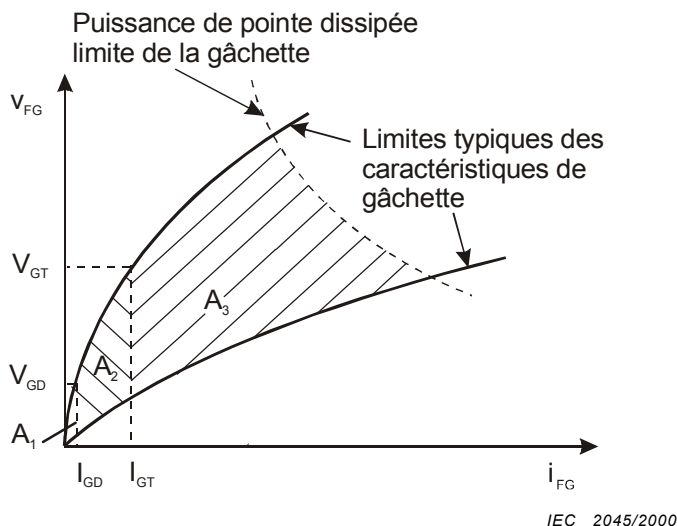
The following conditions shall be specified:

- a) off-state voltage, preferably equal to 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.

### Présentation des valeurs limites et des caractéristiques de gâchette

On donne de préférence les valeurs limites et les caractéristiques de gâchette dans un schéma représenté par la figure 20. La surface indiquant un amorçage certain peut avoir une limite inférieure donnée par le courant d'amorçage par la gâchette.

NOTE Il convient d'indiquer les valeurs de tension et de courant de non-amorçage par la gâchette à la valeur maximale de la température virtuelle de jonction. 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.



$I_{GD}$	courant de gâchette de non-amorçage	$A_1$	surface de non-amorçage
$I_{GT}$	courant de gâchette d'amorçage	$A_2$	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 20 – Tension directe de gâchette en fonction du courant direct de gâchette

#### 5.4.9 Temps de retard d'amorçage commandé par la gâchette

Valeur typique et, s'il y a lieu, valeurs maximale et/ou minimale, dans les conditions spécifiées suivantes:

- amplitude du courant de gâchette et impédance du circuit de gâchette;
- temps de croissance de l'impulsion de gâchette, de préférence 0,5  $\mu$ s;
- durée minimale de l'impulsion de gâchette, de préférence deux fois le retard à la croissance spécifiée;
- tension à l'état bloqué (avant l'état passant), de préférence égale à 0,5 fois la tension limite maximale de pointe répétitive à l'état bloqué.

#### 5.4.10 Temps de désamorçage par commutation du circuit

Valeur maximale dans les conditions spécifiées suivantes:

- forme d'onde du courant à l'état passant précédent;

NOTE 1 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 limite du courant moyen à l'état passant.

- température ambiante ou température de boîtier égale à la température la plus élevée pour laquelle la valeur de pointe du courant à l'état passant est permise;

### Presentation of limiting values and characteristics for the gate

Limiting values and characteristics for the gate are preferably given with reference to a diagram as shown in figure 20. The area indicating certain triggering has a lower limit given by the gate trigger current.

NOTE The values of gate non-trigger voltage and current should be given at maximum rated virtual junction temperature. The values of gate-trigger voltage and current should be given at 25 °C and at minimum operating temperature.

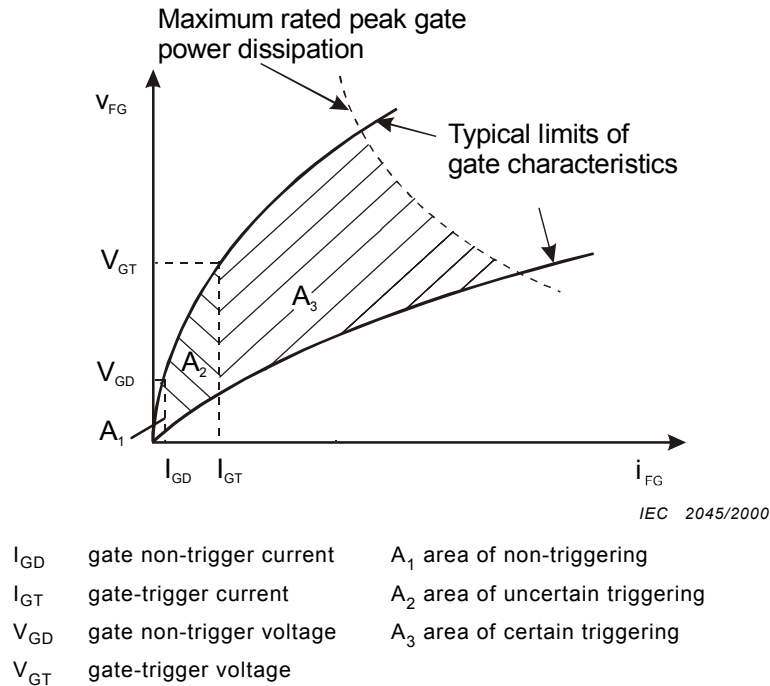


Figure 20 – Forward gate voltage versus forward gate current

#### 5.4.9 Gate-controlled turn-on delay time

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  $\mu$ 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.

#### 5.4.10 Circuit commutated turn-off-time

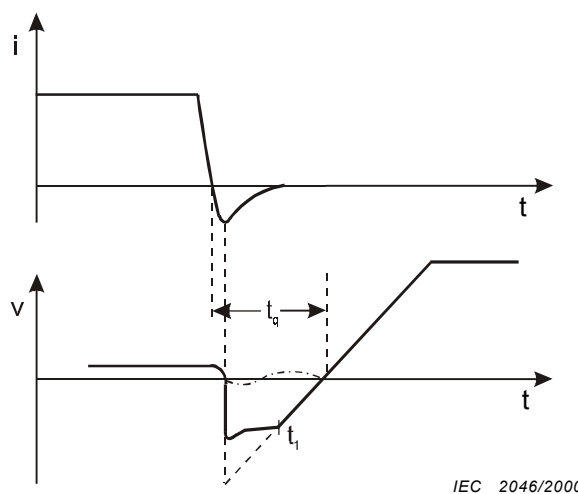
Maximum value under the following specified conditions:

- waveshape of the preceding on-state current;

NOTE 1 The waveshape shall preferably be rectangular and the duration must 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;

- c) forme de la tension inverse à l'état bloqué;
  - d) tension inverse à l'instant où la tension à l'état bloqué est appliquée (l'instant  $t_1$  dans la figure 21);
  - e) valeur de pointe et vitesse de croissance de la tension à l'état bloqué;
- NOTE 2 La valeur de la tension de pointe à l'état bloqué doit être au moins égal aux deux tiers de la valeur limite 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 décroissance du courant à l'état passant ( $-di/dt$ ).



————— commutation forcée sans diode inverse  
 ..... commutation forcée avec diode inverse  
 - - - - - commutation par la charge (circuit antirésonant)

**Figure 21 – Exemples de formes d’onde du courant et de la tension pendant le désamorçage d’un thyristor pour différents circuits**

**5.4.11 Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué**

Valeur maximale de la vitesse de croissance d’une tension appliquée croissant de façon sensiblement linéaire.

Les conditions suivantes doivent être spécifiées:

- a) température ambiante ou température de boîtier, de préférence égale à la valeur limite maximale de la température virtuelle de jonction;
- b) tension de pointe à l'état bloqué de préférence égale aux deux tiers de la tension limite 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.

**5.4.12 Dissipation de puissance totale**

Pour les thyristors à température de boîtier spécifiée 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, pour la valeur maximale de la tension inverse de pointe répétitive et pour la valeur maximale de la tension de pointe répétitive à l'état bloqué. On doit donner une courbe pour chaque condition de fonctionnement spécifiée en 5.2.12.



- c) waveshape of the reverse-blocking voltage;
- d) reverse voltage at the time of initiation of off-state voltage (time instant  $t_1$  in figure 21);
- e) peak value and rate of rise of off-state voltage;

NOTE 2 The peak value of the off-state voltage shall be at least two-thirds of the rated repetitive peak off-state voltage.

- f) gate bias while the thyristor is in the off state:
  - gate-source voltage,
  - gate-source impedance;
- g) rate of fall of on-state current ( $-di/dt$ ).

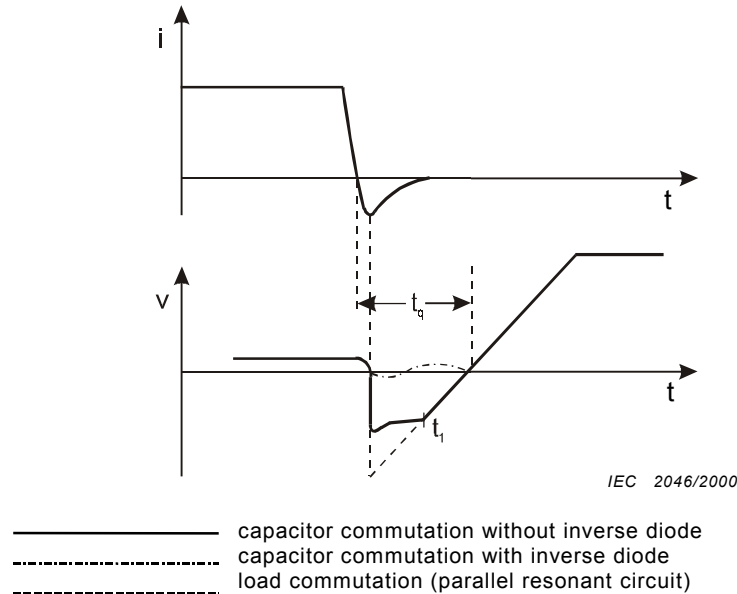


Figure 21 – Examples of current and voltage waveshapes during turn-off of a thyristor under various circuit conditions

#### 5.4.11 Critical rate of rise of off-state voltage

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

#### 5.4.12 Total power loss

For case-rated thyristors only, curves showing the maximum total power loss 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 in 5.2.12.

**5.4.12.1 Energie totale dissipée pendant une impulsion de courant à l'état passant en forme de demi-onde sinusoïdale (s'il y a lieu)**

Courbes indiquant l'énergie dissipée totale maximale comprenant: l'énergie à l'établissement du courant, l'énergie à l'état passant et l'énergie de recouvrement inverse en fonction du courant à l'état passant et de la durée de l'impulsion dans les conditions suivantes:

NOTE 1 Les courbes de l'énergie totale maximale sont données dans des conditions telles que l'on atteigne la température de jonction de fonctionnement maximale.

- a) tension spécifiée à l'état bloqué avant l'amorçage;
- b) tension inverse spécifiée;

NOTE 2 Etant donné que l'influence de la tension inverse appliquée est significative sur la dissipation de recouvrement 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 recouvrement inverse.

- c) conditions de gâchette spécifiées pendant l'établissement et la coupure de courant;
- d) réseau d'amortissement RC spécifié.

La figure 22a est donnée à titre d'exemple.

La figure 22b est donnée à titre explicatif seulement.

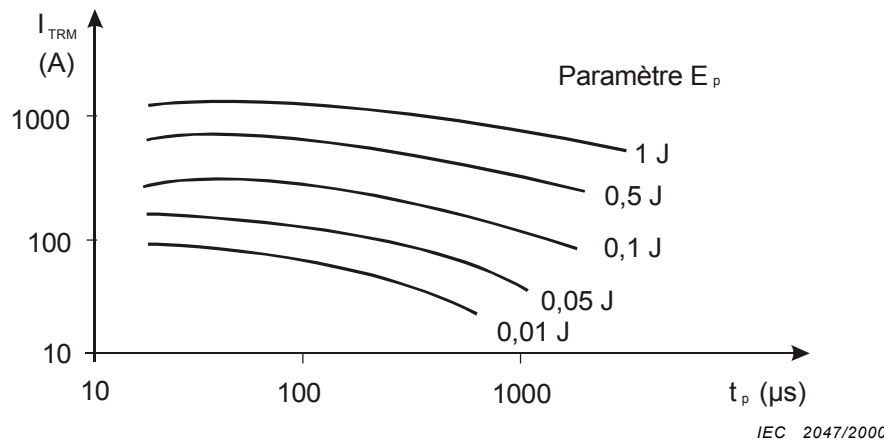


Figure 22a – Energie totale dissipée  $E_p$  pour une seule onde demi-sinusoïdale de l'impulsion de courant à l'état passant de durée  $t_p$  et d'amplitude  $I_{TRM}$

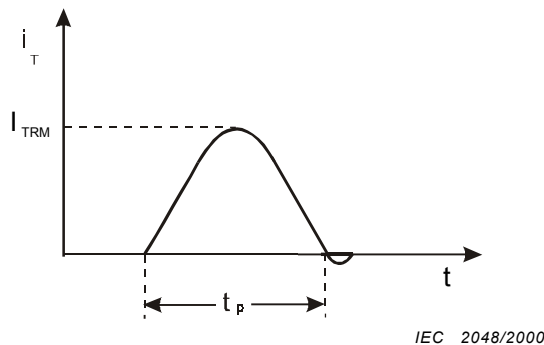


Figure 22b – Impulsion demi-sinusoïdale du courant à l'état passant

Figure 22 – Energie totale dissipée pendant une seule onde demi-sinusoïdale de l'impulsion de courant à l'état passant

**5.4.12.1 Total energy loss during one half sine wave on-state current pulse (where appropriate)**

Curves showing the maximum total loss 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:

NOTE 1 Curves for maximum total energy loss are given under conditions that cause the maximum operating junction temperature to be reached.

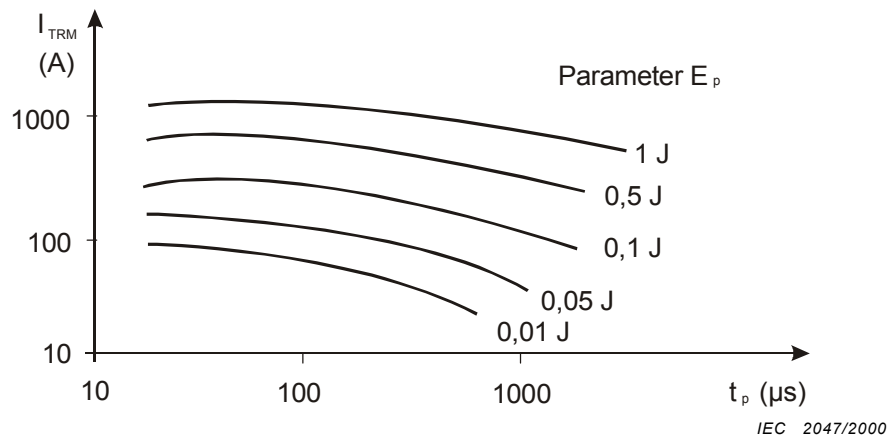
- a) specified off-state voltage before turn-on;
- b) specified reverse voltage;

NOTE 2 As there is a significant dependence on the reverse recovery loss, 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 loss.

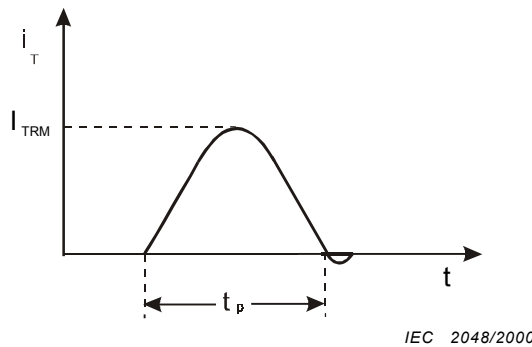
- c) specified gate conditions during turn-on and turn-off;
- d) specified RC damping network (snubber).

Figure 22a is given as an example.

Figure 22b is given for explanatory purposes only.



**Figure 22a – Total energy loss  $E_p$  during a single half sine wave on-state current pulse of duration  $t_p$  and amplitude  $I_{TRM}$**



**Figure 22b – Single sinusoidal on-state current pulse**

**Figure 22 – Total energy loss during one half sine wave on-state current pulse**

**5.4.12.2 Energie totale dissipée pendant une impulsion de courant à l'état passant de forme trapézoïdale ( $E_p$ ) (s'il y a lieu)**

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;
- NOTE Etant donné que l'influence de la tension inverse appliquée est significative sur la dissipation de recouvrement 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 recouvrement inverse.
- c) conditions de gâchette spécifiées pendant l'établissement et la coupure du courant;
  - d) réseau d'amortissement RC spécifié;
  - e) vitesses de croissance et de décroissance du courant à l'état passant spécifié.

La figure 23a est donnée à titre d'exemple.

La figure 23b n'est donnée qu'à titre explicatif.

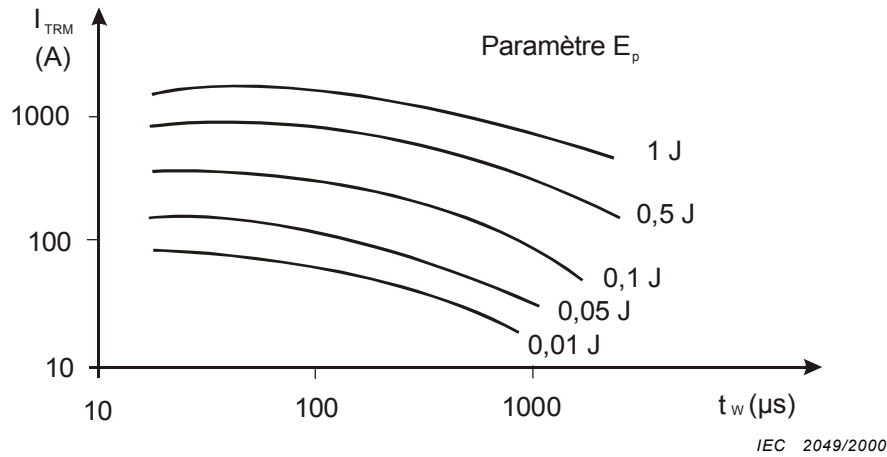


Figure 23a – Energie totale dissipée  $E_p$  pour une seule impulsion de courant à l'état passant trapézoïdale de durée  $t_w$  et d'amplitude  $I_{TRM}$

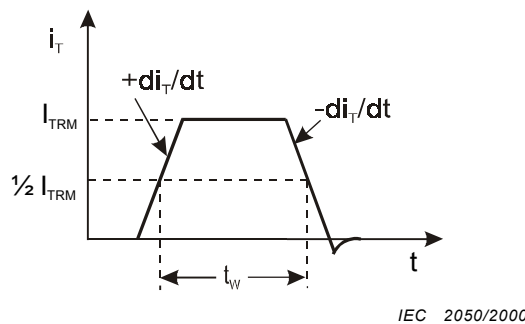


Figure 23b – Impulsion trapézoïdale du courant à l'état passant

Figure 23 – Energie totale dissipée durant une impulsion trapézoïdale de courant à l'état passant

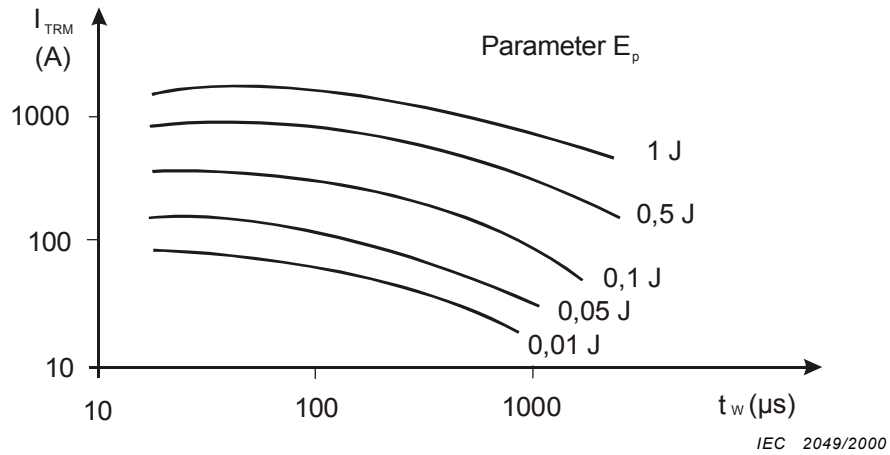
**5.4.12.2 Total energy loss during one trapezoidal on-state current pulse ( $E_p$ ) (where appropriate)**

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

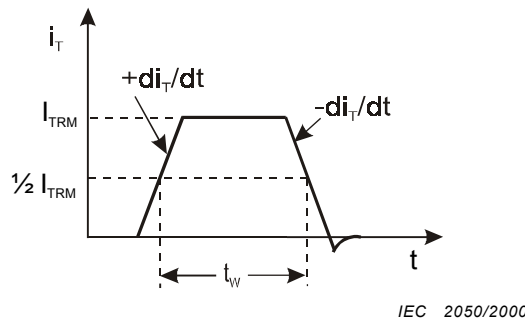
- a) specified off-state voltage before turn-on;
- b) specified reverse voltage;
- NOTE As there is a significant dependence on the reverse recovery loss, it is recommended that two or more families of curves be given based on different reverse voltages, in order to make it possible to calculate the reverse recovery loss.
- 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.

Figure 23a is given as an example.

Figure 23b is given for explanatory purposes only.



**Figure 23a – Total energy loss  $E_p$  during a single trapezoidal on-state current pulse of duration  $t_w$  and amplitude  $I_{TRM}$**



**Figure 23b – Single trapezoidal on-state current pulse**

**Figure 23 – Total energy loss during one trapezoidal on-state current pulse**

### 5.4.13 Charge recouvrée ( $Q_r$ ) (s'il y a lieu)

Valeur maximale, ou valeurs maximale et minimale, dans les conditions spécifiées suivantes:

- courant à l'état passant, de préférence égal à la valeur de pointe du courant moyen limite maximum 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 limite maximale ( $V_{RRM}$ ) indiquée en 5.2.2;
- température ambiante ou température de boîtier égale à la température la plus élevée pour laquelle la valeur limite maximale de pointe du courant à l'état passant est permise.

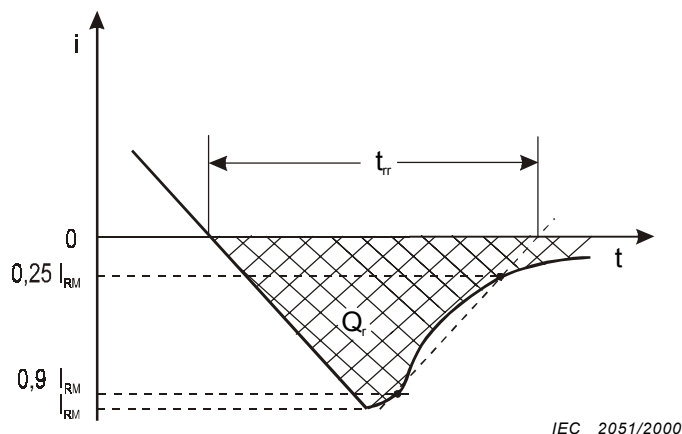


Figure 24 – Charge recouvrée  $Q_r$ , courant de recouvrement inverse de pointe  $I_{RM}$ , temps de recouvrement inverse  $t_{rr}$  (caractéristiques idéales)

### 5.4.14 Courant de recouvrement inverse de pointe ( $I_{RM}$ ) (s'il y a lieu) –

Voir la figure 24 ci-dessus

Valeur maximale dans les mêmes conditions spécifiées aux points a) à d) de 5.4.13

### 5.4.15 Temps de recouvrement inverse ( $t_{rr}$ ) (s'il y a lieu) – Voir figure 24 ci-dessus

Valeur maximale dans les mêmes conditions spécifiées aux points a) à d) de 5.4.13.

## 5.5 Caractéristiques thermiques

### 5.5.1 Résistance thermique de la jonction à la température ambiante ( $R_{th(j-a)}$ )

Valeur maximale, applicable uniquement aux thyristors à température ambiante spécifiée.

### 5.5.2 Résistance thermique de la jonction à la température de boîtier ( $R_{th(j-c)}$ )

Valeur maximale, applicable uniquement aux thyristors à température de boîtier spécifiée.

### 5.5.3 Résistance thermique du boîtier par rapport à celle du dissipateur thermique ( $R_{th(c-h)}$ )

Valeur maximale, applicable uniquement aux thyristors à température de boîtier spécifiée.

### 5.5.4 Résistance thermique de la jonction par rapport à celle du dissipateur thermique ( $R_{th(j-h)}$ )

Valeur maximale applicable uniquement aux thyristors à température de boîtier spécifiée.

### 5.4.13 Recovered charge ( $Q_r$ ) (where appropriate)

Maximum value, or maximum and minimum values, under the following specified conditions:

- 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 5.2.2;
- ambient or case temperature equal to the highest temperature at which the peak value of the on-state current is permitted.

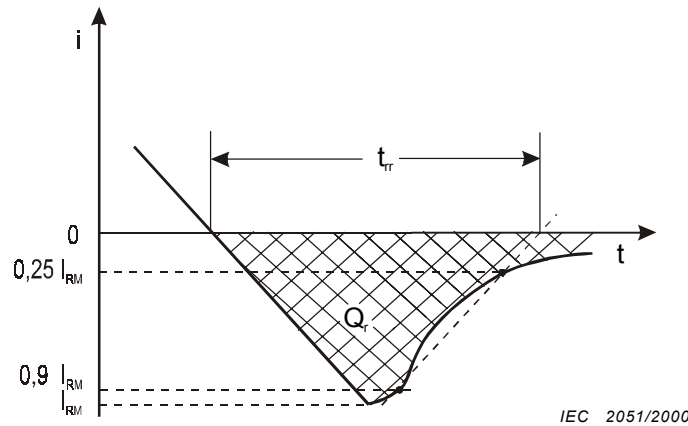


Figure 24 – Recovered charge  $Q_r$ , peak reverse recovery current  $I_{RM}$ , reverse recovery time  $t_{rr}$  (idealized characteristics)

### 5.4.14 Peak reverse recovery current ( $I_{RM}$ ) (where appropriate) – see figure 24 above

Maximum value under the same specified conditions a) to d) of 5.4.13.

### 5.4.15 Reverse recovery time ( $t_{rr}$ ) (where appropriate) – see figure 24 above

Maximum value under the same specified conditions a) to d) of 5.4.13.

## 5.5 Thermal characteristics

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

Maximum value, for ambient rated thyristors only.

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

Maximum value, for case rated thyristors only.

### 5.5.3 Thermal resistance case to heatsink ( $R_{th(c-h)}$ )

Maximum value, for case rated thyristors only.

### 5.5.4 Thermal resistance junction to heatsink ( $R_{th(j-h)}$ )

Maximum value, for heatsink rated thyristors only.

### 5.5.5 Impédance thermique transitoire de jonction à la température ambiante ( $Z_{th(j-a)}$ )

Applicable uniquement aux thyristors à température ambiante spécifiée; représentée par une courbe de  $Z_{th(j-a)}$  en fonction du temps écoulé après changement d'un échelon de perte de puissance.

### 5.5.6 Impédance thermique transitoire de jonction à la température de boîtier ( $Z_{th(j-c)}$ )

Applicable uniquement aux thyristors à température de boîtier spécifiée; représentée par une courbe de  $Z_{th(j-c)}$  en fonction du temps écoulé après changement d'un échelon de perte de puissance.

### 5.5.7 Impédance thermique transitoire de jonction par rapport à celle du dissipateur thermique ( $Z_{th(j-h)}$ )

Applicable uniquement aux thyristors à température de boîtier spécifiée; représentée par une courbe de  $Z_{th(j-h)}$  en fonction du temps écoulé après changement d'un échelon de perte de puissance.

## 5.6 Caractéristiques mécaniques et autres informations

Se reporter à la CEI 60747-1.

## 5.7 Données d'applications

Il convient d'indiquer les exigences spéciales qui sont applicables aux montages série ou parallèle des thyristors ou des blocs à thyristors.

Il convient de consulter le fabricant pour des informations détaillées.

## 6 Valeurs limites et caractéristiques essentielles pour les thyristors triodes bidirectionnels (triacs)

### 6.1 Conditions thermiques

Les triacs doivent être spécifiés à température ambiante ou à température de boîtier.

#### 6.1.1 Températures recommandées

Un certain nombre de valeurs limites et de caractéristiques doivent être indiquées à une température de 25 °C et à une autre température spécifiée.

Sauf indication contraire, cette autre température spécifiée doit être choisie par le fabricant dans la liste donnée par la CEI 60747-1; de plus, les températures de –40 °C et de +35 °C peuvent être utilisées.

#### 6.1.2 Conditions pour les valeurs limites

Les valeurs limites données doivent être indiquées pour une ou plusieurs des conditions thermiques suivantes.

### A Triacs à température ambiante spécifiée

– Convection libre

A 25 °C et à une température plus élevée (voir 6.1.1). Le fluide de refroidissement et la pression (dans le cas d'un gaz) doivent être spécifiés.



### 5.5.5 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 loss.

### 5.5.6 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 loss.

### 5.5.7 Transient thermal impedance junction to heatsink ( $Z_{th(j-h)}$ )

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

## 5.6 Mechanical characteristics and other data

See IEC 60747-1.

## 5.7 Application data

A statement of the special requirements that are applicable to series or parallel connection of thyristors or thyristor stacks.

The manufacturer should be consulted for detailed information.

## 6 Essential ratings and characteristics for bidirectional triode thyristors (triacs)

### 6.1 Thermal conditions

Triacs shall be specified as ambient rated devices or as case-rated devices or as heatsink rated devices.

#### 6.1.1 Recommended temperatures

Many of the ratings and characteristics are required to be quoted at a temperature of 25 °C and at one other specified temperature.

Unless otherwise stated, the one other specified temperature shall be chosen by the manufacturer from the list in IEC 60747-1; in addition, temperatures of –40 °C and +35 °C may be used.

#### 6.1.2 Rating conditions

The ratings shall be stated under one or more of the following thermal conditions.

### A Ambient rated triacs

– Natural convection

At 25 °C and at one higher temperature (see 6.1.1). The cooling fluid and pressure (in the case of a gas) shall be specified.

- La pression atmosphérique doit être au moins de 90 kPa (900 mbar), ce qui correspond à une altitude maximale de 1 000 m au-dessus du niveau de la mer.
- Circulation forcée
  - A une température choisie dans la liste des températures recommandées (voir 6.1.1). Le type, la pression et le débit du fluide de refroidissement doivent être spécifiés.

## **B Triacs à température de boîtier spécifiée**

A une température du boîtier choisie dans la liste des températures recommandées (voir 6.1.1).

NOTE Pour les petits triacs, on peut spécifier la température de l'une des bornes.

## **6.2 Valeurs limites de tension et de courant**

Les valeurs limites suivantes doivent être valables dans toute la gamme des conditions de fonctionnement pour les dispositifs particuliers.

Les valeurs limites et les caractéristiques recommandées ici sont basées sur le fonctionnement symétrique du dispositif dans chaque sens de la tension principale. Par conséquent, il convient d'indiquer des valeurs limites égales pour chaque sens de fonctionnement. Si une caractéristique dépend du mode de déclenchement par la gâchette, le ou les modes applicables doivent être spécifiés.

### **A Tensions principales**

#### **6.2.1 Tension de pointe non répétitive à l'état bloqué ( $V_{DSM}$ )**

Valeur limite maximale.

Si cette valeur doit être réduite pour des fréquences de fonctionnement plus élevées, indiquer le facteur ou la courbe de réduction.

#### **6.2.2 Tension de pointe répétitive à l'état bloqué ( $V_{DRM}$ )**

Valeur limite maximale.

Si cette valeur doit être réduite pour des fréquences de fonctionnement plus élevées, indiquer le facteur ou la courbe de réduction.

#### **6.2.3 Tension de crête à l'état bloqué ( $V_{DWM}$ )**

Valeur limite 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).

### **B Tensions de gâchette**

Les tensions de gâchette sont appliquées entre la gâchette et la borne principale 1 du triac, cette borne 1 étant le point de référence pour la polarité de la tension de gâchette.

#### **6.2.4 Tension positive de pointe de gâchette**

Valeur limite maximale.

#### **6.2.5 Tension négative de pointe de gâchette**

Valeur limite maximale.

- Air pressure shall be at least 90 kPa (900 mbar), corresponding to a maximum level of 1 000 m above sea-level.
- Forced circulation  
At a temperature taken from the list of recommended temperatures (see 6.1.1). The type, pressure and flow of the cooling fluid shall be specified.

## **B Case rated or heatsink rated triacs**

At a case temperature or heatsink temperature taken from the list of recommended temperatures (see 6.1.1).

NOTE For small triacs, the temperature on one of the terminals may be specified.

## **6.2 Voltage and current ratings (limiting values)**

The following ratings shall be valid for the whole range of operating conditions as stated for the particular device.

The ratings and characteristics recommended here are based upon symmetrical operation of the device in either direction of the principal voltage. Therefore, equal limiting values should be given for either direction of operation. If a characteristic is sensitive to the gate-triggering mode, the mode(s) applicable shall be specified.

### **A Principal voltages**

#### **6.2.1 Non-repetitive peak off-state voltage ( $V_{DSM}$ )**

Maximum rated value.

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

#### **6.2.2 Repetitive peak off-state voltage ( $V_{DRM}$ )**

Maximum rated value.

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

#### **6.2.3 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).

### **B Gate voltages**

Gate voltages are applied between gate and main terminal 1 of the triac, with terminal 1 being the reference point for gate voltage polarity.

#### **6.2.4 Peak positive gate voltage**

Maximum rated value.

#### **6.2.5 Peak negative gate voltage**

Maximum rated value.

## C Courant principal

### 6.2.6 Courant efficace à l'état passant

Courbe donnant les valeurs limites maximales en fonction de la température ambiante ou de la température de boîtier pour ondes sinusoïdales complètes et dans des conditions de commande de phase. Comme valeur de référence pour certaines caractéristiques, on doit indiquer à titre d'exemple la valeur limite pour des ondes sinusoïdales complètes à la température ambiante de 45 °C ou à la température de boîtier de 85 °C.

NOTE La valeur limite du courant efficace à l'état passant est donnée en supposant qu'aucune surcharge ne se produise.

### 6.2.7 Courant de pointe répétitif à l'état passant (s'il y a lieu)

Valeur limite maximale.

Cette valeur limite doit être exprimée en fonction de l'angle de conduction.

### 6.2.8 Courant de surcharge prévisible à l'état passant

Quand cette valeur limite est nécessaire, on doit la donner en indiquant la valeur limite maximale de la température virtuelle de jonction et l'impédance thermique transitoire maximale. De plus, des valeurs limites de courant de surcharge prévisible peuvent être données par des graphiques.

### 6.2.9 Courant de surcharge accidentelle à l'état passant

Cette valeur limite doit être donnée dans des conditions initiales correspondant à la valeur limite 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 limites 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 limite maximale de

$$\int i^2 dt$$

On peut donner ces valeurs limites par une courbe ou par des valeurs spécifiées. La valeur limite s'applique au fonctionnement avec les deux polarités de la tension principale. On suppose 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 montrant la valeur limite maximale du courant de surcharge accidentelle en fonction du temps.

On doit supposer qu'une perte de contrôle par la gâchette peut se produire temporairement.

Ces valeurs limites sont données pour des périodes complètes du courant de surcharge accidentelle sinusoïdal à 50 Hz ou 60 Hz.

### 6.2.10 Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant

Valeur limite maximale dans des conditions suivantes:

- a) tension à l'état bloqué avant l'amorçage, de préférence égale aux deux tiers de la valeur limite maximale de la tension de pointe répétitive à l'état bloqué de 5.2.6;

## C Principal current

### 6.2.6 RMS on-state current

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.

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

### 6.2.7 Repetitive peak on-state current (where appropriate)

Maximum rated value.

This rating shall be expressed in relation to the conduction angle.

### 6.2.8 Overload on-state current

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.

### 6.2.9 Surge on-state current

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.

### 6.2.10 Critical rate of rise of on-state current

Maximum rated value under the following specified conditions:

- a) off-state voltage prior to turn-on, preferably equal to a half or two-thirds the maximum rated repetitive peak off-state voltage of 5.2.6;

- b) valeur du courant de pointe à l'état passant, de préférence égale à  $\sqrt{2}$  fois le courant efficace à l'état passant de 5.2.12 spécifié pour une température de boîtier ou ambiante de 85 °C;
- c) vitesse de répétition, de préférence 50 Hz ou 60 Hz;
- d) température ambiante ou température de boîtier égale à la température la plus élevée pour laquelle la valeur de pointe du courant à l'état passant est permise;
- e) conditions d'amorçage par la gâchette.

NOTE 1 Les valeurs de di/dt ne s'appliquent pas aux triacs à faible courant.

NOTE 2 Il convient de donner la valeur de di/dt dans le cas où il n'y a pas de réseau RC en parallèle avec le triac. Si on donne une valeur limite supplémentaire de di/dt, il faut spécifier l'amplitude et la durée admissible de la surcharge accidentelle due à ce réseau ou bien les paramètres du réseau.

## **6.2.11 Courant de gâchette**

### **6.2.11.1 Courant positif de pointe de gâchette**

Valeur limite maximale.

### **6.2.11.2 Courant négatif de pointe de gâchette**

Valeur limite maximale.

## **6.3 Autres valeurs limites**

### **6.3.1 Valeurs limites de fréquence**

S'il y a lieu, fréquences maximale et/ou minimale pour lesquelles les valeurs limites de tension et de courant (article 6.2) s'appliquent.

## **A Valeurs limites de dissipation de puissance – Dissipation de puissance de gâchette**

### **6.3.2 Puissance moyenne de gâchette**

Valeur limite maximale.

### **6.3.3 Puissance de pointe de gâchette**

Valeur limite maximale.

Si ces valeurs limites dépendent de la température ou du facteur d'utilisation, une information concernant la réduction de la puissance admissible doit être donnée.

## **B Valeurs limites de température**

### **6.3.4 Triacs à température ambiante spécifiée et à température de boîtier spécifiée**

Températures limites minimale et maximale ambiante ou de boîtier.

### **6.3.5 Températures de stockage**

Valeurs limites minimale et maximale.

### **6.3.6 Température virtuelle de jonction**

Valeur limite maximale.

- b) peak value of on-state current, preferably equal to  $\sqrt{2}$  times the rated r.m.s. on-state current of 5.2.12 specified at 85 °C for case or ambient temperature;
- c) repetition rate, preferably 50 Hz or 60 Hz;
- d) ambient or case temperature or junction temperature equal to the highest temperature at which the peak value of the on-state current is permitted;
- e) gate-trigger conditions.

NOTE 1 The di/dt ratings are not applicable to low-current triacs.

NOTE 2 The rated value of di/dt should be given where there is no RC network connected in parallel with the triac. 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 must be stated.

## **6.2.11 Gate currents**

### **6.2.11.1 Peak positive gate current**

Maximum rated value.

### **6.2.11.2 Peak negative gate current**

Maximum rated value.

## **6.3 Other ratings (limiting values)**

### **6.3.1 Frequency ratings**

Where applicable, maximum and/or minimum frequencies for which the voltage and current ratings (subclause 6.2) apply.

### **A Power loss ratings – Gate power loss**

#### **6.3.2 Mean gate power**

Maximum rated value.

#### **6.3.3 Peak gate power**

Maximum rated value.

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

### **B Temperature ratings**

#### **6.3.4 Ambient-rated and case-rated triacs**

Minimum and maximum rated ambient or case temperatures.

#### **6.3.5 Storage temperatures**

Minimum and maximum rated values.

#### **6.3.6 Virtual junction temperature**

Minimum and maximum rated value.

#### **6.4 Caractéristiques électriques (à une température ambiante ou de boîtier de 25 °C, sauf indication contraire)**

Les caractéristiques recommandées ici sont basées sur le fonctionnement symétrique du dispositif et, par conséquent doivent correspondre à des valeurs limites pour chaque sens de fonctionnement. Si une caractéristique dépend du mode de déclenchement par la gâchette le ou les modes applicables doivent être spécifiés.

##### **6.4.1 Caractéristiques à l'état passant (s'il y a lieu)**

Courbes montrant la valeur instantanée de la tension à l'état passant en fonction du courant à l'état passant jusqu'à la valeur 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 température virtuelle limite maximale de jonction.

On doit mesurer cette caractéristique en impulsions, de façon que la température de jonction soit sensiblement égale à la température du boîtier.

##### **6.4.2 Tension à l'état passant**

Valeur maximale pour un courant égal à  $\sqrt{2}$  fois la valeur limite maximale du courant efficace à l'état passant (5.2.12).

##### **6.4.3 Courant hypostatique ou de maintien**

Valeurs maximale et s'il y a lieu minimale dans les conditions spécifiées suivantes:

- a) tension à l'état bloqué, de préférence égale à 12 V;
- b) conditions de polarisation de gâchette.

NOTE La valeur maximale du courant hypostatique est la valeur du plus petit courant qui maintiendra tous les triacs 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 triacs d'un type déterminé reviendront à l'état bloqué.

##### **6.4.4 Courant d'accrochage**

Valeur maximale, dans les conditions spécifiées suivantes:

- a) tension à l'état bloqué, de préférence 12 V;
- b) impulsion d'amorçage: temps de croissance, temps de décroissance, durée, amplitude de la tension et résistance du générateur d'impulsions.

NOTE La valeur maximale du courant d'accrochage est la valeur du plus petit courant qui maintiendra tous les triacs d'un type déterminé à l'état passant.

##### **6.4.5 Courant de pointe répétitif à l'état bloqué**

Valeur maximale, pour la valeur limite maximale la tension de pointe répétitive à l'état bloqué et pour la valeur limite maximale de la température virtuelle de jonction.

##### **6.4.6 Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué**

Valeur maximale de la vitesse de croissance d'une tension appliquée, croissant de façon sensiblement linéaire ou de façon exponentielle de zéro à au moins deux tiers de la valeur limite maximale de la tension de pointe répétitive à l'état bloqué, dans des conditions spécifiées de fréquence de répétition de la commutation, de polarisation de gâchette et de température virtuelle de jonction.



## 6.4 Electrical characteristics (at 25 °C ambient or case temperature, unless otherwise stated)

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 must be specified.

### 6.4.1 On-state characteristics (where appropriate)

Curves showing instantaneous value 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.

This characteristic shall be measured using a pulse method, so that the junction temperature is approximately equal to the case temperature.

### 6.4.2 On-state voltage

Maximum value at a current of  $\sqrt{2}$  times the maximum rated r.m.s. on-state current (5.2.12).

### 6.4.3 Holding current

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

- a) off-state voltage, preferably equal to 12 V;
- b) gate-bias conditions.

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

### 6.4.4 Latching current

Maximum value under the following specified conditions:

- a) off-state voltage, preferably equal to 12 V;
- b) triggering pulse: rise time, fall time, duration, voltage, amplitude, and resistance of the pulse generator.

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

### 6.4.5 Repetitive peak off-state current

Maximum value, at the maximum rated repetitive peak off-state voltage and at the maximum rated virtual junction temperature.

### 6.4.6 Critical rate of rise of off-state voltage

Maximum value of the rate of rise of an applied voltage rising in an approximately linear manner or in an exponential manner from zero to at least a half or two-thirds of the maximum rated repetitive peak off-state voltage, under specified switching repetition frequency, gate bias conditions and virtual junction temperature.

Les conditions suivantes doivent être spécifiées:

- a) température ambiante ou température de boîtier, de préférence égale à la température limite virtuelle maximale de jonction;
- b) tension de pointe à l'état bloqué, de préférence égale aux deux tiers de la tension limite maximale répétitive à l'état bloqué ( $V_{DRM}$ ) de 6.2.2;
- c) conditions de polarisation de gâchette.

#### **6.4.7 Vitesse critique de croissance de la tension de commutation**

Valeur maximale dans les conditions spécifiées suivantes:

- a) courant de pointe à l'état passant, de préférence égal à  $\sqrt{2}$  fois la valeur limite maximale du courant efficace à l'état passant de 6.2.6 défini pour 25 °C dans le cas des triacs à température ambiante spécifiée, et pour 85 °C dans le cas des triacs à température de boîtier spécifiée;
- b) durée (on recommande 90 % d'une onde demi-sinusoidale) et vitesse de renversement du courant à l'état passant  $di/dt$  lorsqu'il s'inverse;
- c) tension de pointe à l'état bloqué de préférence égale aux deux tiers de la tension limite maximale répétitive à l'état bloqué ( $V_{DRM}$ ) de 5.2.6;
- d) température ambiante ou température de boîtier de préférence égale à la température virtuelle limite de jonction;
- e) conditions de polarisation de gâchette.

#### **6.4.8 Courant de gâchette d'amorçage et tension de gâchette d'amorçage**

Valeurs du courant de gâchette minimal et de la tension de gâchette minimale qui provoquent l'amorçage de tous les triacs d'un type déterminé pour une faible tension principale spécifiée.

Les conditions suivantes doivent être spécifiées:

- a) tension à l'état bloqué, de préférence 12 V;
- b) conditions de polarisation de gâchette;
- c) température ambiante ou température de boîtier.

Les autres conditions influant sur les valeurs de ces caractéristiques doivent être spécifiées.

#### **6.4.9 Courant de gâchette de non-amorçage et tension de gâchette de non-amorçage**

Valeurs du courant de gâchette maximal et de la tension de gâchette maximale qui ne provoquent l'amorçage d'aucun triac d'un type déterminé pour la valeur limite de la tension de pointe répétitive à l'état bloqué.

Les conditions suivantes doivent être spécifiées:

- a) tension à l'état bloqué, de préférence égale aux deux tiers de la tension limite maximale de pointe répétitive à l'état bloqué ( $V_{DRM}$ ) de 6.2.2;
- b) température ambiante ou température de boîtier de préférence égale à la température virtuelle limite maximale de jonction;
- c) conditions du circuit de gâchette.

Les autres conditions influant sur les valeurs de ces caractéristiques doivent être spécifiées.

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 of the maximum rated repetitive peak off-state voltage ( $V_{\text{DRM}}$ ) of 6.2.2;
- c) gate bias conditions.

#### 6.4.7 Critical rate of rise of commutating voltage

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 6.2.6 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 ( $V_{\text{DRM}}$ ) of 5.2.6;
- d) ambient or case temperature, preferably equal to the maximum rated virtual junction temperature;
- e) gate bias conditions.

#### 6.4.8 Gate trigger current and gate trigger voltage

Values of minimum gate current and minimum gate voltage required to turn on all triacs of a given type at specified low principal voltage.

The following conditions shall be specified:

- a) off-state voltage, preferably 12 V;
- b) gate-circuit conditions;
- c) ambient or case or junction temperature.

Any other conditions affecting the values of these characteristics shall be specified.

#### 6.4.9 Gate non-trigger current and gate non-trigger voltage

Values of maximum gate current and maximum gate voltage which will not turn on any triac of a given type at the rated repetitive peak off-state voltage.

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 ( $V_{\text{DRM}}$ ) of 6.2.2;
- b) ambient or case temperature, preferably equal to the maximum rated virtual junction temperature;
- c) gate circuit conditions.

Any other conditions affecting the values of these characteristics shall be specified.

### Présentation des valeurs limites et des caractéristiques de gâchette

On donne de préférence les valeurs limites et les caractéristiques de gâchette dans un schéma représenté par la figure 25. La surface indiquant un amorçage certain à une limite inférieure donnée par le courant d'amorçage par la gâchette.

NOTE 1 Il convient d'indiquer les valeurs de tension et de courant de non-amorçage par la gâchette à la valeur maximale de la température virtuelle de jonction. Il convient d'indiquer les valeurs de la tension et de courant d'amorçage par la gâchette à 25 °C et à la température de fonctionnement minimale.

NOTE 2 Si les caractéristiques données dans la figure 25 sont différentes selon les quadrants, il convient de l'indiquer.

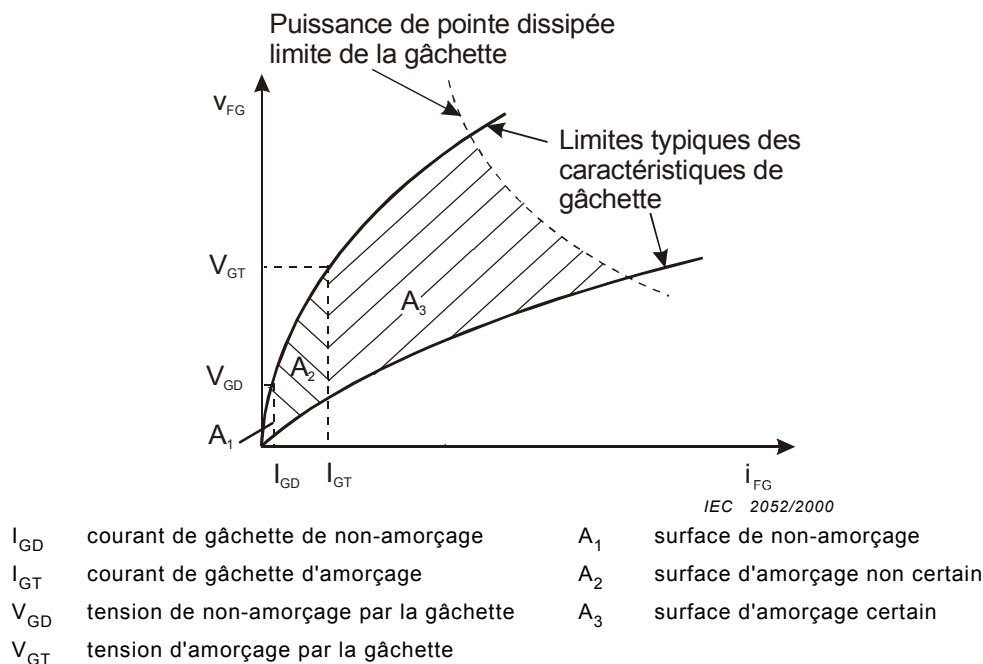


Figure 25 – Tension directe de gâchette en fonction du courant direct de gâchette

#### 6.4.10 Temps de retard d'amorçage commandé par la gâchette

Valeur typique et, s'il y a lieu, valeur(s) maximale(s), dans les conditions spécifiées suivantes:

- amplitude du courant de gâchette;
- temps de croissance du courant de gâchette, de préférence égal à 0,5  $\mu$ s;
- durée minimale de l'impulsion de gâchette, de préférence égale à deux fois le retard à la croissance spécifié du triac;
- tension à l'état bloqué avant l'amorçage, de préférence égale à 0,5 fois la tension limite maximale de pointe répétitive à l'état bloqué ( $V_{DRM}$ ) de 6.2.2.

#### 6.4.11 Dissipation de puissance totale

Courbe montrant la dissipation de puissance totale maximale en fonction du courant sinusoïdal efficace à l'état passant à 50 Hz ou 60 Hz.

S'il y a lieu, la dissipation de puissance à l'état passant, les dissipations de puissance à l'amorçage et au désamorçage doivent être spécifiées séparément.

### Presentation of limiting values and characteristics for the gate

Limiting values and characteristics for the gate are preferably given with reference to a diagram as shown in figure 25. The area indicating certain triggering has a lower limit given by the gate-trigger current.

NOTE 1 The values of gate non-trigger voltage and current should be given at maximum rated virtual junction temperature. The values of gate trigger voltage and current should be given at 25 °C and a minimum operating temperature.

NOTE 2 If the characteristics given in figure 25 are different for different quadrants, this should be stated.

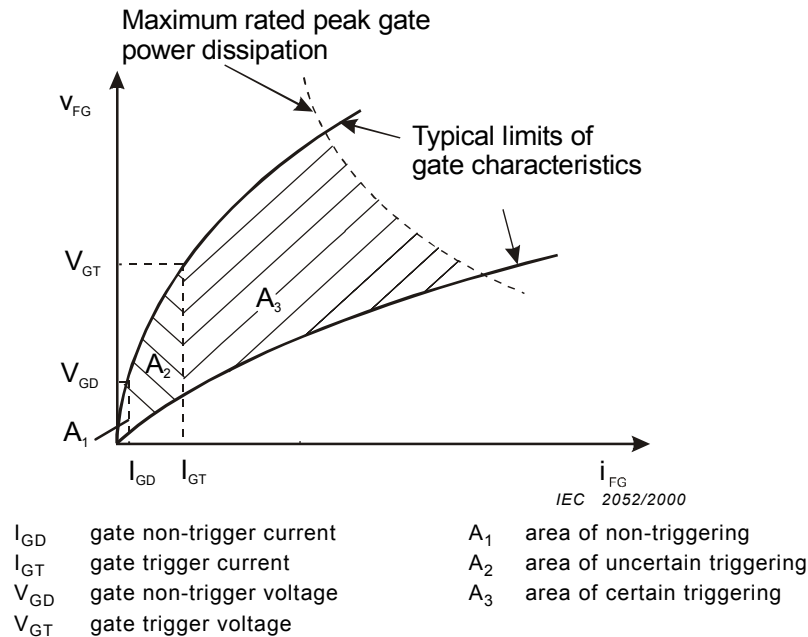


Figure 25 – Forward gate voltage versus forward gate current

#### 6.4.10 Gate-controlled turn-on delay time

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

- gate current amplitude;
- rise time of gate current, preferably equal to 0,5  $\mu\text{s}$ ;
- minimum duration of the gate pulse, preferably equal to two times the specified delay time of the triac;
- off-state voltage prior to turn-on, preferably equal to 0,5 times the maximum rated repetitive peak off-state voltage ( $V_{DRM}$ ) of 6.2.2.

#### 6.4.11 Total power loss

A curve showing the maximum total power loss as a function of r.m.s. sinusoidal on-state current at 50 Hz or 60 Hz.

Where appropriate, the on-state power loss, the turn-on and turn-off loss shall be specified separately.

## 6.5 Caractéristiques thermiques

### 6.5.1 Résistance thermique de la jonction à la température ambiante ( $R_{th(j-a)}$ )

Valeur maximale, applicable uniquement aux triacs à température ambiante spécifiée.

### 6.5.2 Résistance thermique de la jonction à la température de boîtier ( $R_{th(j-c)}$ )

Valeur maximale, applicable uniquement aux triacs à température de boîtier spécifiée.

### 6.5.3 Résistance thermique du boîtier par rapport à celle du dissipateur thermique ( $R_{th(c-h)}$ )

Valeur maximale, applicable uniquement aux triacs à température de boîtier spécifiée.

### 6.5.4 Résistance thermique de la jonction par rapport à celle du dissipateur thermique ( $R_{th(j-h)}$ )

Valeur limite, applicable uniquement aux triacs à température de boîtier spécifiée.

### 6.5.5 Impédance thermique transitoire de jonction à la température ambiante ( $Z_{th(j-a)}$ )

Applicable uniquement aux triacs à température ambiante spécifiée; représentée par une courbe de  $Z_{th(j-a)}$  en fonction du temps écoulé après changement d'un échelon de perte de puissance.

### 6.5.6 Impédance thermique transitoire de jonction à la température de boîtier ( $Z_{th(j-c)}$ )

Applicable uniquement aux triacs à température de boîtier spécifiée; représentée par une courbe de  $Z_{th(j-c)}$  en fonction du temps écoulé après changement d'un échelon de perte de puissance.

### 6.5.7 Impédance thermique transitoire de la jonction par rapport à celle du dissipateur thermique ( $Z_{th(j-h)}$ )

Applicable uniquement aux triacs à température de boîtier spécifiée; représentée par une courbe de  $Z_{th(j-h)}$  en fonction du temps écoulé après changement d'un échelon de perte de puissance.

## 6.6 Caractéristiques mécaniques et autres informations

Se reporter à la CEI 60747-1.

## 6.7 Données d'applications

Une indication des exigences spéciales qui sont applicables aux montages série ou parallèle des triacs ou des blocs triacs.

Il convient de consulter le fabricant pour des informations détaillées.

## 7 Valeurs limites et caractéristiques essentielles pour les transistors blocables par la gâchette (thyristors GTO)

### 7.1 Conditions thermiques

Les thyristors blocables par la gâchette doivent être définis comme étant des dispositifs à température ambiante ou à température de boîtier spécifiés.

## 6.5 Thermal characteristics

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

Maximum value for ambient-rated triacs only.

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

Maximum value, for case-rated triacs only.

### 6.5.3 Thermal resistance case to heatsink ( $R_{th(c-h)}$ )

Maximum value, for case rated triacs only.

### 6.5.4 Thermal resistance junction to heatsink ( $R_{th(j-h)}$ )

Maximum value, for heatsink rated triacs only.

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

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

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

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

### 6.5.7 Transient thermal impedance junction to heatsink ( $Z_{th(j-h)}$ )

For heatsink-rated triacs only, a curve of  $Z_{th(j-h)}$  as a function of the time elapsed following a step change in power loss.

## 6.6 Mechanical characteristics and other data

See IEC 60747-1.

## 6.7 Application data

A statement of the special requirements that are applicable to series or parallel connection of triacs or triac stacks.

The manufacturer should be consulted for detailed recommendations.

## 7 Essential ratings and characteristics for gate turn-off thyristors (GTO thyristors)

### 7.1 Thermal conditions

GTO thyristors shall be specified as ambient-rated or case-rated or heatsink-rated devices.

### 7.1.1 Températures recommandées

Un grand nombre de valeurs limites et caractéristiques doivent être indiquées pour une température de 25 °C et pour une seconde température spécifiée. Sauf indication contraire, il est recommandé au fabricant de choisir la seconde température dans la liste de la CEI 60747-1. En outre, il est permis d'utiliser les températures de –40 °C et +35 °C.

### 7.1.2 Conditions pour les valeurs aux limites

Les valeurs limites définies en 7.2 doivent être indiquées pour une ou plusieurs des conditions de températures suivantes.

#### A Thyristors blocables par la gâchette à température ambiante spécifiée

- Convection thermique naturelle

A 25 °C et à une autre température plus élevée (voir 7.1.1). Le fluide de refroidissement et sa pression (dans le cas d'un gaz) doivent être spécifiés.

La pression d'air doit être d'au moins 90 kPa (900 mbar) ce qui correspond à une altitude maximale de 1 000 m au-dessus du niveau de la mer.

- Convection thermique forcée

A une température choisie parmi la liste des températures recommandées (voir 7.1.1).

Le type, la pression et le débit de fluide de refroidissement doivent être spécifiés.

#### B Thyristors blocables par la gâchette à température de boîtier spécifiée

A une température de boîtier spécifiée choisie dans la liste des températures recommandées (voir 7.1.1).

NOTE Pour les petits thyristors blocables par la gâchette, le point de référence spécifié auquel la température de boîtier est mesurée peut-être situé sur l'une des bornes.

## 7.2 Valeurs limites de tension et de courant

Sauf indication contraire, les valeurs limites ci-après doivent être applicables à l'ensemble de la plage de conditions de fonctionnement indiquée pour le dispositif particulier.

### A Tensions anode-cathode (valeurs limites)

#### 7.2.1 Tension inverse de pointe non répétitive ( $V_{RSM}$ )

Valeur limite maximale de pointe d'une impulsion de tension inverse non répétitive.

#### 7.2.2 Tension inverse de pointe répétitive ( $V_{RRM}$ )

Valeur limite maximale de pointe des impulsions de tension inverse répétitive.

#### 7.2.3 Tension inverse continue ( $V_{R(D)}$ ) (s'il y a lieu)

Valeur limite maximale.

#### 7.2.4 Tension de pointe non répétitive à l'état bloqué ( $V_{DSM}$ ) (s'il y a lieu)

Valeur limite maximale de pointe d'impulsion de tension à l'état bloqué non répétitive dans des conditions de gâchette spécifiées.



### 7.1.1 Recommended temperatures

Many of the ratings and characteristics shall be quoted at a temperature of 25 °C and at one other specified temperature. Unless otherwise stated, the one other temperature should be chosen by the manufacturer from the list in IEC 60747-1. In addition, temperatures of –40 °C and +35 °C may be used.

### 7.1.2 Rating conditions

The ratings given in 7.2 shall be stated under one or more of the following thermal conditions.

#### A Ambient-rated GTO thyristors

##### – Natural convection

At 25 °C and at one higher temperature (see 7.1.1). The cooling fluid and pressure (in the case of a gas) shall be specified.

Air pressure shall be at least 90 kPa (900 mbar), corresponding to a maximum level of 1 000 m above sea level.

##### – Forced circulation

At a temperature taken from the list of recommended temperatures (see 7.1.1).

The type, pressure and flow rate of the cooling fluid shall be specified.

#### B Case-rated or heatsink-rated GTO thyristors

At a case or heatsink temperature taken from the list of recommended temperatures (see 7.1.1).

NOTE For small GTO thyristors, the specified reference point at which the temperature is measured may be located on one of the terminals.

## 7.2 Voltage and current ratings (limiting values)

Unless otherwise stated, the following ratings shall be valid for the whole range of operating conditions as stated for the particular device.

### A Anode-cathode voltages

#### 7.2.1 Non-repetitive peak reverse voltage ( $V_{RSM}$ )

Maximum rated peak value of a non-repetitive reverse voltage pulse.

#### 7.2.2 Repetitive peak reverse voltage ( $V_{RRM}$ )

Maximum rated peak value of repetitive reverse voltage pulses.

#### 7.2.3 Direct reverse voltage ( $V_{R(D)}$ ) (where appropriate)

Maximum rated value.

#### 7.2.4 Non-repetitive peak off-state voltage ( $V_{DSM}$ ) (where appropriate)

Maximum rated peak value of a non-repetitive, off-state voltage pulse, under specified gate conditions.

**7.2.5 Tension de pointe répétitive à l'état bloqué ( $V_{DRM}$ )**

Valeur maximale de pointe d'impulsions de tension à l'état bloqué, répétitive dans des conditions de gâchette spécifiées.

**7.2.6 Tension continue à l'état bloqué ( $V_{D(D)}$ ) (s'il y a lieu)**

Valeur limite maximale.

**B Tensions de gâchette****7.2.7 Tension de blocage de gâchette ( $V_{RG}$ )**

Valeur limite maximale de la tension d'attaque d'un circuit à gâchette de commutation de l'état passant à l'état bloqué. La tension de gâchette dépassera  $V_{RG}$  pendant de courts intervalles de temps du fait de transitoires dus à l'inductance du circuit de gâchette lorsque le courant de commutation de l'état passant à l'état bloqué de gâchette (inverse) commence à baisser.

**C Courant à l'état passant****7.2.8 Courant de pointe non répétitif contrôlable à l'état passant ( $I_{TQSM}$ )**

Valeur maximale dans les conditions suivantes:

- a) température limite maximale virtuelle de jonction;
- b) tension spécifiée réappliquée à l'état bloqué, de préférence égale à deux tiers de la valeur limite maximale de tension de pointe répétitive à l'état bloqué;
- c) vitesse de croissance spécifiée de la tension réappliquée à l'état bloqué;
- d) tension crête de blocage spécifiée;
- e) tension d'attaque spécifiée dans le circuit de gâchette, de préférence égale à la valeur limite maximale de tension de blocage de gâchette;
- f) vitesse de croissance spécifiée du courant de blocage de gâchette.

**7.2.9 Courant de pointe répétitif contrôlable à l'état passant ( $I_{TQRM}$ )**

Valeur maximale dans les conditions suivantes:

- a) la température limite maximale virtuelle de jonction est atteinte à la fin de la procédure de blocage;
- b) tension spécifiée réappliquée à l'état bloqué, de préférence égale à deux tiers de la valeur limite maximale de tension de pointe répétitive à l'état bloqué;
- c) vitesse de croissance spécifiée de la tension réappliquée à l'état bloqué;
- d) tension crête de blocage spécifiée;
- e) tension d'attaque spécifiée dans le circuit de gâchette, de préférence égale à la valeur limite maximale de tension de blocage de gâchette;
- f) vitesse de croissance spécifiée du courant de blocage de gâchette.

**7.2.10 Courant efficace à l'état passant ( $I_{T(RMS)}$ ) (s'il y a lieu)**

Valeur limite maximale dans des conditions de fonctionnement continu.

**7.2.5 Repetitive peak off-state voltage ( $V_{\text{DRM}}$ )**

Maximum rated peak value of repetitive off-state voltage pulses, under specified gate conditions.

**7.2.6 Direct off-state voltage ( $V_{\text{D(D)}}$ ) (where appropriate)**

Maximum rated value.

**B Gate voltages****7.2.7 Turn-off gate voltage ( $V_{\text{RG}}$ )**

Maximum rated value of the driving voltage in the turn-off gate circuit. The gate voltage will exceed  $V_{\text{RG}}$  during short time intervals by the transient from the gate-circuit inductance when the (reverse) turn-off gate current begins to fall.

**C On-state current****7.2.8 Non-repetitive peak controllable on-state current ( $I_{\text{TQSM}}$ )**

Maximum rated value under the following conditions:

- a) maximum rated virtual junction temperature;
- 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 the 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.

**7.2.9 Repetitive peak controllable on-state current ( $I_{\text{TQRM}}$ )**

Maximum rated value under the following conditions:

- a) maximum rated virtual junction temperature is reached at the end of the turn-off procedure;
- 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 the 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.

**7.2.10 RMS on-state current ( $I_{\text{T(RMS)}}$ ) (where appropriate)**

Maximum rated value under continuous operating conditions.

### 7.2.11 Courant en fonctionnement temporaire ou intermittent

Il est possible de calculer le courant limite maximal à l'état passant dans des conditions de fonctionnement temporaire ou intermittent sur la base de la dissipation de puissance totale résultante, de l'impédance thermique transitoire, et de la température limite maximale virtuelle de jonction, en utilisant les formules fournies dans l'annexe A.

### 7.2.12 Courant de surcharge accidentelle à l'état passant ( $I_{TSM}$ )

Valeurs limites maximales de pointe dans les conditions suivantes:

- a) conditions initiales correspondant à la température limite maximale virtuelle de jonction. En outre, des valeurs correspondant à des températures virtuelles de jonction inférieures peuvent être données;
- b) sans réapplication de tension à l'état bloqué ou inverse après application du courant à l'état passant. En outre, des valeurs correspondant à des valeurs spécifiées de tension inverse réappliquée peuvent être données;
- c) pour les formes d'onde et les durées ci-après:
  - i) une demi-alternance sinusoïdale de 50 Hz et/ou 60 Hz,
  - ii) pour des intervalles de temps compris entre 0,1 ms et 10 ms en termes de valeur limite maximale  $I^2t$  de

$$\int i^2 dt$$

Il est admis de représenter ces valeurs limites par une courbe ou au moyen des valeurs spécifiées.

NOTE Bien que les valeurs limites de courant de surcharge accidentelle à l'état passant soient fournies pour des demi-alternances 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.

### 7.2.13 Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant ( $(di_T/dt)_{cr}$ )

Valeur maximale dans les conditions suivantes:

- a) température limite maximale virtuelle de jonction avant l'impulsion de courant;
- b) tension à l'état bloqué spécifiée avant commutation à l'état passant, de préférence égale à deux tiers de la valeur limite maximale de tension répétitive de pointe à l'état bloqué;
- c) valeur de pointe spécifiée de l'impulsion de courant à l'état passant, de préférence égale à la valeur limite maximale de courant répétitif, de pointe, contrôlable à l'état passant, avec une forme d'onde de courant et une largeur d'impulsion spécifiées;
- d) conditions d'amorçage spécifiées;
- e) fréquence de répétition spécifiée;
- f) circuit d'amortissement spécifié;
- g) durée de l'essai (il convient qu'elle soit plus longue que la constante de temps thermique du dispositif, par exemple 30 s).

## 7.3 Autres valeurs limites

### A Valeurs limites de puissance

#### 7.3.1 Puissance de pointe de gâchette dans le sens direct ( $P_{FGM}$ )

Valeur limite maximale pour une largeur d'impulsion et un taux de répétition spécifiés.

### 7.2.11 Short-time and intermittent duty current

The maximum rated on-state current under short-time or intermittent duty may be calculated from the resulting total power loss, the transient thermal impedance and the maximum rated virtual junction temperature using the formulae given in annex A.

### 7.2.12 Surge on-state current ( $I_{TSM}$ )

Maximum rated peak values under the following conditions:

- a) initial conditions corresponding to the maximum rated virtual junction temperature. In addition, figures corresponding to lower virtual junction temperatures may be given;
- b) with no off-state or reverse voltage reapplied after the on-state current loading. In addition, figures valid with specified values of reapplied reverse voltage may be given;
- c) for the following waveforms and time periods:
  - i) a single 50 Hz or 60 Hz half sine wave,
  - ii) for time intervals between 0,1 ms and 10 ms in terms of the maximum rated  $I^2t$  value of

$$\int i^2 dt$$

These ratings may be given by means of a curve or by specifies values.

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 as occur when a sinusoidally rising fault current is interrupted by a current-limiting fuse.

### 7.2.13 Critical rate of rise of on-state current ( $(di_T/dt)_{cr}$ )

Maximum rated value under the following conditions:

- a) maximum rated virtual junction temperature prior to the current pulse;
- b) specified off-state voltage before turn-on, preferably a half or two-thirds of the maximum rated repetitive peak off-state voltage;
- c) specified peak value of the on-state current pulse, preferably equal to the maximum rated repetitive peak controllable on-state current, with current wave shape and pulse width specified;
- d) specified triggering conditions;
- e) specified repetition frequency;
- f) specified snubber circuit;
- g) test duration (should be longer than the thermal time constant of the device, for example 30 s).

## 7.3 Other ratings (limiting values)

### A Power ratings (limited values)

#### 7.3.1 Peak forward gate power ( $P_{FGM}$ )

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

## B Valeurs limites de température

### 7.3.2 Température virtuelle de jonction ( $T_{vj}$ )

Valeur limite maximale.

### 7.3.3 Températures de stockage ( $T_{stg}$ )

Valeurs maximale et minimale.

### 7.3.4 Température de soudage maximale pour les thyristors blocables par la gâchette munis de bornes de soudage ( $T_{sid}$ )

Pour les thyristors blocables par la gâchette munis de bornes de soudage, la température ainsi que la durée de soudage maximales doivent être spécifiées.

## C Valeurs limites mécaniques

### 7.3.5 Couple au montage (pour les thyristors blocables par la gâchette munis de connexions par vis) (M)

Pour les thyristors blocables par la gâchette munis de connexions par vis, les valeurs limites de couple maximale et minimale doivent être spécifiées.

### 7.3.6 Force de serrage (pour les dispositifs de type à disques) (F)

Pour les thyristors blocables par la gâchette conçus pour être montés au moyen de brides (dispositifs de type à disque), les forces limites de serrage maximale et minimale, ainsi que la rigidité des surfaces de montage, doivent être spécifiées.

## 7.4 Caractéristiques électriques

Sauf indication contraire, à spécifier pour une température ambiante ou de boîtier de 25 °C.

### 7.4.1 Tension à l'état passant ( $V_T$ )

Valeur maximale dans les conditions suivantes:

- courant à l'état passant spécifié, de préférence égal à la valeur limite maximale de courant répétitif de pointe contrôlable à l'état passant;
- à des températures de boîtier ou ambiante spécifiées, égales à la température limite 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;
- valeur spécifiée du courant de gâchette (nécessaire pour maintenir la conduction à l'état passant).

### 7.4.2 Tension de seuil ( $V_{T(TO)}$ )

Valeur maximale à la température maximale virtuelle de jonction spécifiée.

### 7.4.3 Résistance apparente à l'état passant ( $r_T$ )

Valeur maximale à la température maximale virtuelle de jonction spécifiée.

### 7.4.4 Courant de maintien ( $I_H$ )

Valeur maximale à la tension à l'état bloqué spécifiée, de préférence 24 V.

## B Temperature ratings

### 7.3.2 Virtual junction temperature ( $T_{vj}$ )

Maximum rated value.

### 7.3.3 Storage temperatures ( $T_{stg}$ )

Minimum and maximum values.

### 7.3.4 Maximum permissible soldering temperature for GTO thyristors having solder terminals ( $T_{sld}$ )

For GTO thyristors having solder terminals, the maximum soldering temperature and duration shall be specified.

## C Mechanical ratings

### 7.3.5 Mounting torque (for GTO thyristors having screw connections) (M)

For GTO thyristors having screw connections, the maximum and minimum rated torque values shall be specified.

### 7.3.6 Clamping force (for disc-type devices) (F)

For GTO thyristors designed for mounting by means of clamps (disc-type devices), the minimum and maximum rated clamping force values and the stiffness of mounting surfaces shall be specified.

## 7.4 Electrical characteristics

To be specified for 25 °C ambient or case temperature, unless otherwise stated.

### 7.4.1 On-state voltage ( $V_T$ )

Maximum value under the following conditions:

- specified on-state current, preferably equal to the maximum rated repetitive peak controllable on-state current;
- 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;
- specified value of gate current (required to maintain full on-state conduction).

### 7.4.2 Threshold voltage ( $V_{T(TO)}$ )

Maximum value at maximum rated virtual junction temperature.

### 7.4.3 On-state slope resistance ( $r_T$ )

Maximum value at maximum rated virtual junction temperature.

### 7.4.4 Holding current ( $I_H$ )

Maximum value at specified off-state voltage, preferably 24 V.

#### 7.4.5 Courant d'accrochage ( $I_L$ )

Valeur maximale à la tension à l'état bloqué spécifiée, de préférence 24 V et dans des conditions d'amorçage spécifiées, avec une forme d'onde de courant et une largeur d'impulsion spécifiées.

#### 7.4.6 Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué ( $(dv_D/dt)_{cr}$ )

Valeur maximale dans les conditions suivantes:

- température virtuelle de jonction maximale;
- forme d'onde spécifiée (linéaire ou exponentielle);
- tension de pointe à l'état bloqué spécifiée de préférence égale à deux tiers de la tension maximale de pointe répétitive à l'état bloqué;
- conditions de circuit de gâchette spécifiées;
- fréquence de répétition spécifiée.

#### 7.4.7 Courant de gâchette permanent ( $I_{FGsus}$ )

Valeur minimale.

#### 7.4.8 Courant de queue de pointe ( $I_{zM}$ )

Valeur maximale dans les conditions suivantes:

- température limite maximale virtuelle de jonction;
- courant à l'état passant avant blocage, égal au courant limite maximal répétitif de pointe contrôlable à l'état passant;
- tension à l'état bloqué spécifiée, de préférence égale à deux tiers de la valeur limite maximale de tension répétitive de pointe à l'état bloqué;
- vitesse de croissance spécifiée de la tension réappliquée à l'état bloqué;
- tension d'attaque spécifiée de blocage de gâchette, de préférence égale à la tension spécifiée maximale de blocage de la gâchette;
- vitesse de croissance spécifiée du courant de blocage de gâchette.

#### 7.4.9 Courant d'amorçage par la gâchette ( $I_{GT}$ ) et tension d'amorçage par la gâchette ( $V_{GT}$ )

Valeurs minimales dans les conditions suivantes:

- tension basse spécifiée à l'état bloqué, de préférence 24 V;
- résistance de source maximale fournissant un courant à l'état passant suffisant pour garantir la conduction de tous les îlots de cathodes.

#### 7.4.10 Courant de gâchette de non-amorçage ( $I_{GD}$ ) et tension de gâchette de non-amorçage ( $V_{GD}$ )

Valeurs maximales dans les conditions suivantes:

- tension spécifiée à l'état bloqué, de préférence égale à deux tiers de la valeur limite maximale de la tension répétitive de pointe à l'état bloqué;
- température limite maximale virtuelle de jonction;
- conditions spécifiées de polarisation de la gâchette.



#### 7.4.5 Latching current ( $I_L$ )

Maximum value at specified off-state voltage, preferably 24 V and specified triggering conditions, with current waveshape and pulse width specified.

#### 7.4.6 Critical rate of rise of off-state voltage ( $(dv_D/dt)_{cr}$ )

Maximum value under the following conditions:

- a) maximum virtual junction temperature;
- b) specified waveform (linear or exponential);
- c) specified peak off-state voltage, preferably a half or two-thirds of the maximum rated repetitive peak off-state voltage;
- d) specified gate circuit conditions;
- e) specified repetition frequency.

#### 7.4.7 Sustaining gate current ( $I_{FGsus}$ )

Minimum value.

#### 7.4.8 Peak tail current ( $I_{ZM}$ )

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.

#### 7.4.9 Gate trigger current ( $I_{GT}$ ) and gate trigger voltage ( $V_{GT}$ )

Minimum values under the following conditions:

- a) specified low off-state voltage, preferably 24 V;
- b) specified maximum source resistance that will provide sufficient on-state current to assure conduction of all cathode islands.

#### 7.4.10 Gate non-trigger current ( $I_{GD}$ ) and gate non-trigger voltage ( $V_{GD}$ )

Maximum values under the following conditions:

- a) specified off-state voltage, preferably two-thirds of the maximum rated repetitive peak off-state voltage;
- b) maximum rated virtual junction temperature;
- c) specified gate-bias conditions.

#### 7.4.11 Courant de gâchette de pointe pour le blocage ( $I_{RGQM}$ )

Courbe indiquant la valeur minimale que doit être capable de fournir le générateur d'impulsions pour le blocage par la gâchette en fonction du courant de pointe à l'état passant dans les conditions suivantes:

- a) température limite maximale virtuelle de jonction;
- b) valeur spécifiée de la tension à l'état bloqué réappliquée, de préférence égale à deux tiers de la valeur limite 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 limite maximale de la tension de gâchette;
- e) vitesse de croissance spécifiée du courant de blocage de gâchette;
- f) taux de répétition.

#### 7.4.12 Dissipation d'énergie à l'établissement du courant ( $E_{ON}$ )

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-sinusoïdales, la formule ci-après donne une bonne approximation de la vitesse de croissance du courant à l'état passant:

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

où  $I_{TM}$  est l'amplitude, et  $t_p$  est la durée de la demi-alternance.

#### 7.4.13 Dissipation d'énergie à l'état passant ( $E_T$ )

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 dissipations d'amorçage et de désamorçage, utilisée comme paramètre dans un diagramme illustrant le courant maximum de pointe admissible à l'état passant en fonction de la durée de l'impulsion

- a) pour les ondes demi-sinusoïdales,
- b) pour les impulsions de courant de forme rectangulaire.

#### 7.4.14 Dissipation d'énergie à la coupure du courant ( $E_Q$ )

Courbes indiquant la dissipation d'énergie maximale à la coupure du courant 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 pic à l'état bloqué.

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 de dissipation d'énergie par la fréquence de répétition.

#### 7.4.15 Retard à la croissance (commandé par la gâchette) ( $t_{gd}$ )

Valeur type et, le cas échéant, valeur maximale pour une valeur spécifiée de courant direct de pointe de gâchette.

#### 7.4.11 Peak gate turn-off current ( $I_{RGQM}$ )

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.

#### 7.4.12 Turn-on energy loss ( $E_{ON}$ )

Curves showing the maximum turn-on energy loss 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:

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

where  $I_{TM}$  is the amplitude, and  $t_p$  is the duration of the half-wave.

#### 7.4.13 On-state energy loss ( $E_T$ )

Curves showing the maximum on-state energy loss for one on-state current pulse in the steady state, excluding the turn-on and turn-off loss, 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.

#### 7.4.14 Turn-off energy loss ( $E_Q$ )

Curves showing the maximum turn-off energy loss 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 loss values result when the equivalent energy loss values per pulse are multiplied by the repetition frequency.

#### 7.4.15 (Gate-controlled) delay time ( $t_{gd}$ )

Typical and, where appropriate, maximum value for a specified value of the peak forward gate current.

#### 7.4.16 Intervalles de temps de blocage

Les valeurs maximales des intervalles de temps ci-après doivent être fournis dans les conditions suivantes:

- a) courant spécifié de pointe à l'état passant pour le blocage, de préférence égal à la valeur limite maximale du courant de pointe répétitif contrôlable à l'état passant;
- b) tension spécifiée réappliquée à l'état bloqué, de préférence égale à deux tiers de la valeur limite maximale de la tension de pointe répétitive à l'état bloqué;
- c) vitesse de croissance spécifiée de la tension réappliquée à l'état bloqué;
- d) tension spécifiée de crête de désamorçage;
- e) tension d'attaque spécifiée dans le circuit de gâchette de préférence égale à la valeur limite maximale de la tension de gâchette de désamorçage;
- f) vitesse de croissance spécifiée du courant de gâchette de désamorçage;
- g) température limite maximale virtuelle de jonction.

##### 7.4.16.1 Temps de blocage (commandé par gâchette) ( $t_{gq}$ )

Valeur maximale.

##### 7.4.16.2 Retard de blocage (par la gâchette) ( $t_{dq}$ )

Valeur maximale.

##### 7.4.16.3 Temps de décroissance (par la gâchette) ( $t_{fq}$ )

Valeur maximale.

##### 7.4.16.4 Temps de queue ( $t_z$ )

Valeur maximale.

#### 7.5 Caractéristiques thermiques

##### 7.5.1 Résistance thermique de la jonction à la température ambiante ( $R_{th(j-a)}$ )

Valeur maximale, applicable uniquement aux thyristors blocables par la gâchette à température ambiante spécifiée.

##### 7.5.2 Résistance thermique de la jonction à la température de boîtier ( $R_{th(j-c)}$ )

Valeur maximale, applicable uniquement aux thyristors blocables par la gâchette à température de boîtier spécifiée.

##### 7.5.3 Résistance thermique du boîtier par rapport à celle du dissipateur thermique ( $R_{th(j-h)}$ )

Valeur maximale, applicable uniquement aux thyristors blocables par la gâchette à température de boîtier spécifiée.

##### 7.5.4 Impédance thermique transitoire de jonction à la température ambiante ( $Z_{th(j-a)}$ )

Applicable uniquement aux thyristors blocables par la gâchette à température ambiante spécifiée; représentée par une courbe de  $Z_{th(j-a)}$  en fonction du temps écoulé après changement d'un échelon de perte de puissance.

#### 7.4.16 Turn-off time intervals

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.

##### 7.4.16.1 (Gate-controlled) turn-off time ( $t_{gq}$ )

Maximum value.

##### 7.4.16.2 (Gate-controlled) turn-off delay time ( $t_{dq}$ )

Maximum value.

##### 7.4.16.3 (Gate-controlled) fall time ( $t_{fq}$ )

Maximum value.

##### 7.4.16.4 Tail time ( $t_z$ )

Maximum value.

#### 7.5 Thermal characteristics

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

Maximum value, for ambient-rated GTO thyristors only.

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

Maximum value, for case-rated GTO thyristors only.

##### 7.5.3 Thermal resistance case to heatsink ( $R_{th(j-h)}$ )

Maximum value, for heatsink-rated GTO thyristors only.

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

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

### **7.5.5 Impédance thermique transitoire de jonction à la température de boîtier ( $Z_{th(j-c)}$ )**

Applicable uniquement aux thyristors blocables par la gâchette à température de boîtier spécifiée; représentée par une courbe de  $Z_{th(j-c)}$  en fonction du temps écoulé après changement d'un échelon de perte de puissance.

### **7.5.6 Impédance thermique transitoire de jonction par rapport à celle du dissipateur thermique ( $Z_{th(j-h)}$ )**

Applicable uniquement aux thyristors blocables par la gâchette à température de boîtier spécifiée; représentée par une courbe de  $Z_{th(j-h)}$  en fonction du temps écoulé après changement d'un échelon de perte de puissance.

## **7.6 Caractéristiques mécaniques et autres informations**

Se reporter à la CEI 60747-1.

## **8 Exigences pour les essais de type et essais individuels, marquage des thyristors**

### **8.1 Essais de type**

Les essais de type sont effectués sur les nouveaux produits, par échantillonnage, afin de déterminer les valeurs limites et les caractéristiques électriques et thermiques qui doivent figurer dans les catalogues, ainsi que les valeurs minimales et maximales qui devront être respectées individuellement pour chaque essai.

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 remplit en permanence les exigences spécifiées.

Les essais de type minimaux à effectuer sur les thyristors triodes bloqués en inverse figurent dans le tableau 2.

Certains essais de type sont destructifs.

### **8.2 Essais individuels**

Les essais individuels sont effectués sur la production courante ou les livraisons, normalement à 100 %, afin de vérifier que les valeurs limites et les caractéristiques sont conformes aux valeurs spécifiées dans les catalogues pour chaque dispositif.

Les essais individuels peuvent comporter une répartition des dispositifs en groupes.

Les essais individuels minimaux à effectuer sur les thyristors triodes bloqués en inverse figurent dans le tableau 2.

### **8.3 Méthodes de mesure et d'essais**

On doit utiliser les méthodes de mesure et d'essais indiquées à l'article 9.

Pour les essais d'endurance, on doit utiliser les méthodes indiquées en 9.4.

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

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

### 7.5.6 Transient thermal impedance junction to heatsink ( $Z_{th(j-h)}$ )

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

## 7.6 Mechanical characteristics and other data

See IEC 60747-1.

## 8 Requirements for type tests and routine tests, marking of thyristors

### 8.1 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 2.

Some of the type tests are destructive.

### 8.2 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 2.

### 8.3 Measuring and test methods

The measuring and test methods given in clause 9 shall be applied.

For the endurance tests, the methods given in 9.4 shall be applied.

**Tableau 2 – Essais de type et essais individuels minimaux pour les thyristors triodes bloqués en inverse**

	Essai de type	Essai individuel
Mesures des caractéristiques		
Tension à l'état passant	x	x
Autres caractéristiques à l'état passant	x	
Courant inverse à l'état bloqué	x	x
Autres caractéristiques inverses à l'état bloqué	x	
Courant de maintien	x	x <sup>1)</sup>
Courant d'accrochage	x	x <sup>1)</sup>
Charge recouvrée, courant de recouvrement inverse de pointe	x	x <sup>1)</sup>
Courant de gâchette d'amorçage et tension d'amorçage par la gâchette	x	x
Courant de gâchette de non-amorçage	x	x <sup>1)</sup>
Tension de désamorçage après commutation du circuit	x	x <sup>1)</sup>
Temps d'amorçage par la gâchette	x	x <sup>1)</sup>
Résistance thermique et impédance thermique transitoire	x	
Vérification des valeurs limites		
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 <sup>2)</sup>	
Essai d'endurance		
Essai de polarisation c.a. en inverse à haute température	x	
Essai de charge thermique cyclique	x	
<sup>1)</sup> Essai individuel seulement pour les dispositifs avec valeur maximale ou minimale spécifiée. <sup>2)</sup> Essai de type seulement pour les dispositifs avec valeur maximale spécifiée.		

## 8.4 Marquage des thyristors

Chaque thyristor doit être marqué en clair et d'une façon indélébile et contenir les informations suivantes:

- nom ou identification du fabricant,
- type du fabricant ou du fournisseur,
- marquage permettant la distinction entre les bornes d'anode, de cathode et de gâchette.

## 9 Méthodes de mesure et d'essais

### Introduction

A quelques exceptions près, indiquées dans les titres, les méthodes de mesure décrites dans ce chapitre 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 sources d'alimentation et des appareils de mesure, et aussi des bornes d'anode et de cathode.



**Table 2 – 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 <sup>1)</sup>
Latching current	x	x <sup>1)</sup>
Recovered charge, peak reverse recovery current	x	x <sup>1)</sup>
Gate trigger current and voltage	x	x
Gate non-trigger current	x	x <sup>1)</sup>
Circuit-commutated turn-off time	x	x <sup>1)</sup>
Gate-controlled turn-on time	x	x <sup>1)</sup>
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 <sup>2)</sup>	
Endurance tests		
High-temperature a.c. reverse bias test	x	
Thermal cycling load test	x	
<sup>1)</sup> Routine test only for devices with specified maximum or minimum values. <sup>2)</sup> Type test only for devices with a specified maximum value.		

#### 8.4 Marking of thyristors

Each thyristor shall be clearly and indelibly marked with the following information:

- manufacturer's name and identification;
- manufacturer's or supplier's type;
- marking to permit the distinction between anode, cathode and gate terminals.

### 9 Measuring and test methods

#### Introduction

With few exceptions, indicated in the titles, the measuring and test methods described in this clause 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.

## 9.1 Méthodes de mesure des caractéristiques électriques

### 9.1.1 Précautions générales

#### 9.1.1.1 Précautions générales pour les mesures en courant continu

Pour les mesures des caractéristiques à l'état passant des thyristors, la qualité de la source de courant continu n'est pas considérée comme importante, pourvu que le taux d'ondulation crête à crête soit inférieur à 10 %.

Pour les mesures des caractéristiques à l'état bloqué ou inverses, il convient que le taux d'ondulation crête à crête de la source de tension ne dépasse pas 1 %, et on devra prendre grand soin d'éviter que les valeurs limites de tension des thyristors ne puissent être dépassées par une tension transitoire quelconque.

#### 9.1.1.2 Précautions générales pour les mesures en courant alternatif

On peut inclure des diodes dans les circuits de la source afin de protéger les amplificateurs de l'oscilloscope des impulsions demi-sinusoïdales indésirables.

Quand on effectue des mesures de faibles courants inverses, il peut être nécessaire de prendre des précautions convenables pour éviter de recueillir des parasites, par exemple à l'aide d'un transformateur à écran et d'une mise à la masse convenable. On devra aussi veiller à éviter les capacités parasites.

De plus, on s'attachera soigneusement à maintenir l'inductance résiduelle aussi faible que possible, spécialement pour les dispositifs à fort courant.

#### 9.1.1.3 Conditions de température

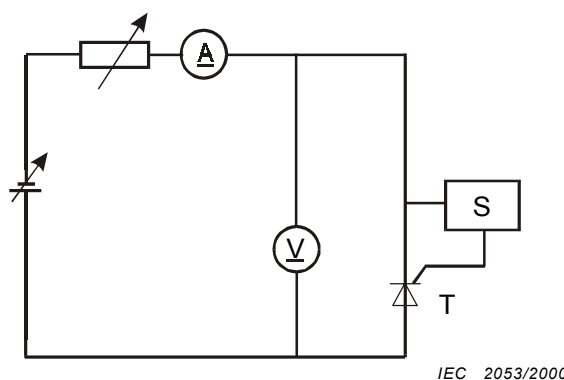
Il convient de spécifier les conditions de température pour toutes les mesures de caractéristiques électriques décrites ci-après.

Les mesures doivent être effectuées seulement après que l'équilibre thermique a été atteint.

### 9.1.2 Tension à l'état passant ( $V_T$ )

#### 9.1.2.1 Méthode en courant continu

La tension à l'état passant peut être mesurée dans le circuit indiqué par la figure 26. 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.



T thyristor mesuré

S source de polarisation gâchette

Figure 26 – Circuit de mesure de la tension à l'état passant (méthode en courant continu)

## 9.1 Measuring methods for electrical characteristics

### 9.1.1 General precautions

#### 9.1.1.1 General precautions for d.c. measurements

For measurements of the on-state characteristics of thyristors, the quality of the source of direct current is not considered to be important, provided that the peak-to-peak ripple is less than 10 %.

For measurements of the off-state or reverse characteristics, the peak-to-peak ripple of the voltage source should not exceed 1 % and particular care should be taken to ensure that the voltage ratings of the thyristors are not exceeded due to any voltage transients.

#### 9.1.1.2 General precautions for a.c. measurements

Diodes may be included in source circuits in order to protect the amplifiers in the oscilloscope from unwanted half cycle pulses.

Where low reverse currents are being measured, it may be necessary to take suitable precautions to avoid pick-up, e.g. a screened transformer and suitable earthing. Care should also be taken to avoid parasitic capacitances.

In addition, particular care should be taken to keep residual inductance as low as possible, especially for high-current devices.

#### 9.1.1.3 Temperature conditions

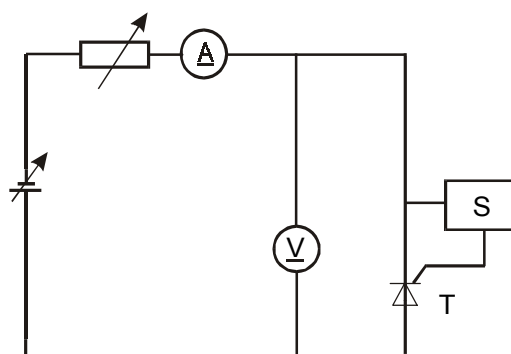
For all measurements of electrical characteristics described below, the conditions of temperature should be specified.

Measurements shall be performed only after thermal equilibrium has been reached.

### 9.1.2 On-state voltage ( $V_T$ )

#### 9.1.2.1 DC method

On-state voltage can be measured using the circuit shown in figure 26. 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.



IEC 2053/2000

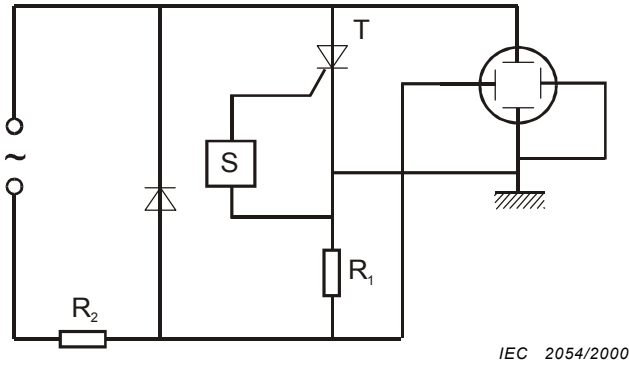
T thyristor under test

S gate-biasing source

**Figure 26 – Circuit for measurement of on-state voltage (d.c. method)**

### 9.1.2.2 Méthode de l'oscilloscope

La figure 27a ci-dessous correspond à un circuit utilisant une source de courant sinusoïdale simple alternance pour la mesure 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 27b.



- T thyristor mesuré
- R<sub>2</sub> faible résistance
- S source de polarisation gâchette

Figure 27a – Circuit de mesure de la tension à l'état passant (méthode de l'oscilloscope)

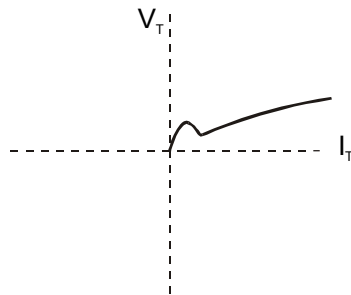


Figure 27b – Courbe de la tension à l'état passant en fonction du courant

Figure 27 – Méthode de mesure de la tension instantanée à l'état passant (méthode de l'oscilloscope)

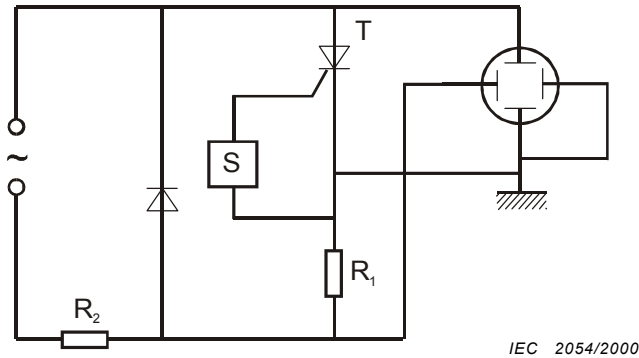
### 9.1.2.3 Méthode en impulsions

*But*

Mesurer la tension à l'état passant d'un thyristor dans des conditions spécifiées en utilisant une méthode en impulsions.

### 9.1.2.2 Oscilloscope method

Figure 27a below 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 27b.



T thyristor under test  
 $R_2$  resistor, low resistance  
 S gate-biasing source

Figure 27a – Circuit for measurement of on-state voltage (oscilloscope method)

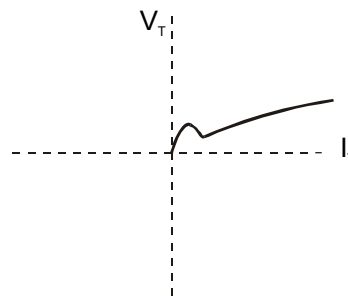


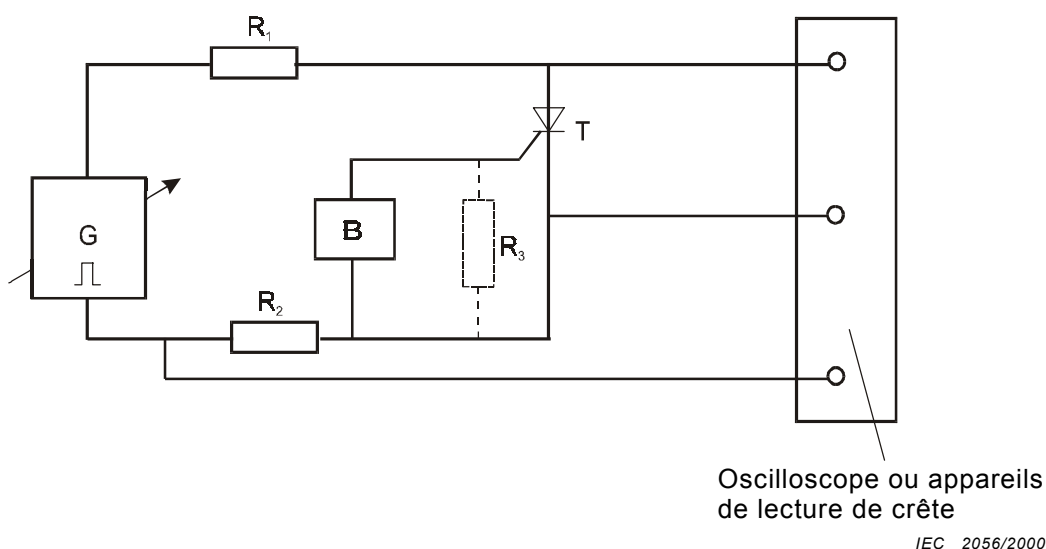
Figure 27b – Graphic representation of on-state voltage versus current characteristic

Figure 27 – Measurement method of instantaneous on-state voltage using oscilloscope

### 9.1.2.3 Pulse method

#### Purpose

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



**Figure 28 – Circuit de mesure de la tension à l'état passant(méthode en impulsions)**

*Description et exigences du circuit*

- B source de déclenchement par la gâchette
- G générateur d'impulsions
- R<sub>1</sub> résistance de protection
- R<sub>2</sub> résistance étalonée non inductive qui permet de déterminer le courant
- T thyristor à mesurer

La largeur de l'impulsion et la vitesse de répétition du générateur d'impulsions doivent être telles que l'élévation de température interne est négligeable pendant la mesure.

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 à l'état passant est relativement faible; cette condition existe pour les largeurs d'impulsions comprises entre 100 µs et 500 µs. Pour les thyristors de grandes dimensions, la dispersion des temps à l'état passant est grande, ce qui peut nécessiter des largeurs d'impulsions supérieures à 1 ms. Si les caractéristiques à l'état passant diffèrent à la croissance et à la décroissance du courant, on doit utiliser la caractéristique à la décroissance du courant (c'est-à-dire celle pour laquelle le thyristor était complètement amorcé). Le thyristor peut être partiellement amorcé si l'amplitude du courant n'a pas une valeur suffisante.

On peut utiliser des appareils de mesure de crête au lieu de l'oscilloscope, mais ils doivent être des instruments qui permettent de mesurer la tension à l'état passant lorsque le thyristor est complètement amorcé.

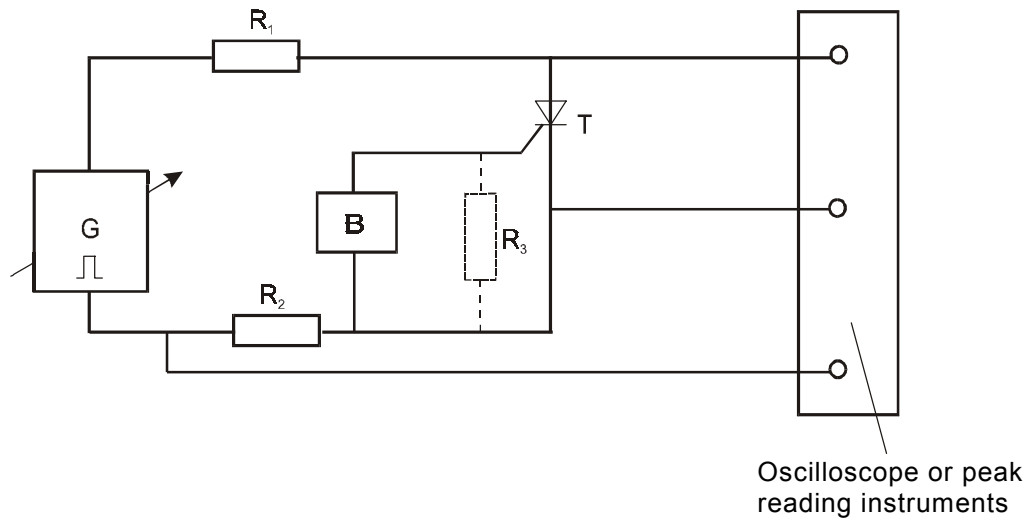
*Précautions à prendre*

On doit veiller à ne pas dépasser la valeur limite de di/dt du thyristor à mesurer.

*Exécution*

La tension délivrée par le générateur d'impulsions et la tension de déclenchement par la gâchette sont initialement nulles.

On règle la température à la valeur spécifiée et on effectue les réglages nécessaires pour réaliser les conditions de polarisation.



IEC 2056/2000

**Figure 28 – Circuit diagram for measurement of on-state voltage (pulse method)**

*Circuit description and requirements*

- B gate-triggering source
- G pulse generator
- R<sub>1</sub> protective resistor
- R<sub>2</sub> calibrated non-inductive current sensing resistor
- T thyristor being measured.

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  $\mu$ s to 500  $\mu$ s. 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 must be instruments that allow measurement of the on-state voltage at the time the thyristor is fully turned on.

*Precautions to be observed*

Care shall be taken not to exceed the rated di/dt of the thyristor being measured.

*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.

On ajuste le courant à l'état passant à sa valeur spécifiée en augmentant la tension du générateur d'impulsions; on mesure alors la tension à l'état passant sur oscilloscope.

*Conditions spécifiées*

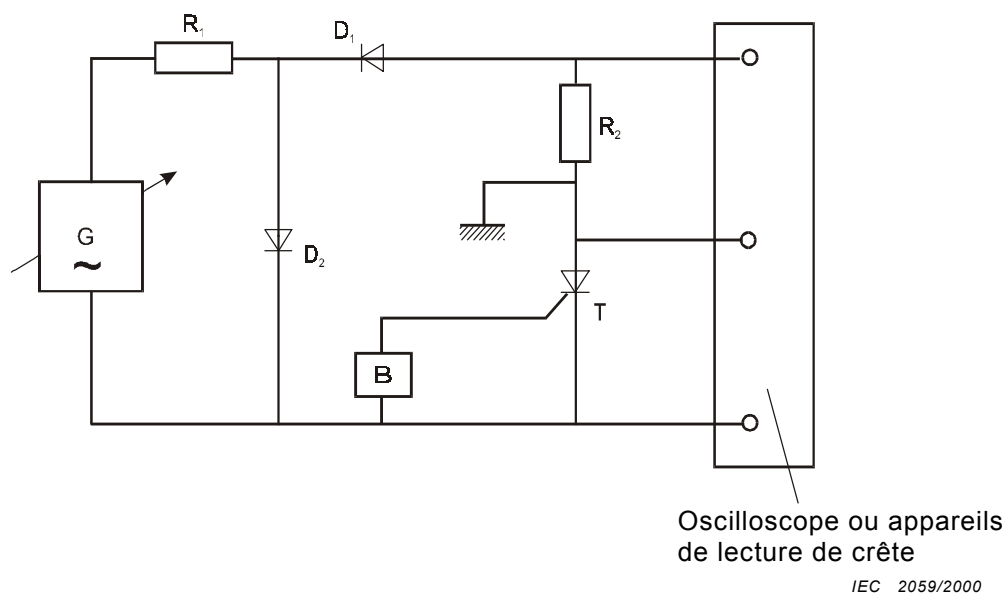
Les valeurs des conditions suivantes doivent être données:

- a) courant de pointe à l'état passant;
- b) température ambiante, température du boîtier ou température d'un point de référence;
- c) conditions de polarisation du circuit de déclenchement par la gâchette, y compris  $R_3$  si nécessaire.

**9.1.3 Courant inverse de pointe ( $I_{RM}$ )**

*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.



IEC 2059/2000

- B circuit de gâchette
- $D_1$  et  $D_2$  diodes fournissant des demi-alternances négatives de sorte que l'on mesure seulement la caractéristique inverse du thyristor
- G source de tension alternative
- $R_1$  résistance de protection
- $R_2$  résistance étalonée qui permet de déterminer le courant
- T thyristor à mesurer

**Figure 29 – Circuit de mesure du courant inverse de pointe**

*Exécution*

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 crête du courant inverse qui traverse le thyristor est mesurée sur l'oscilloscope connecté aux bornes de  $R_2$ .



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*

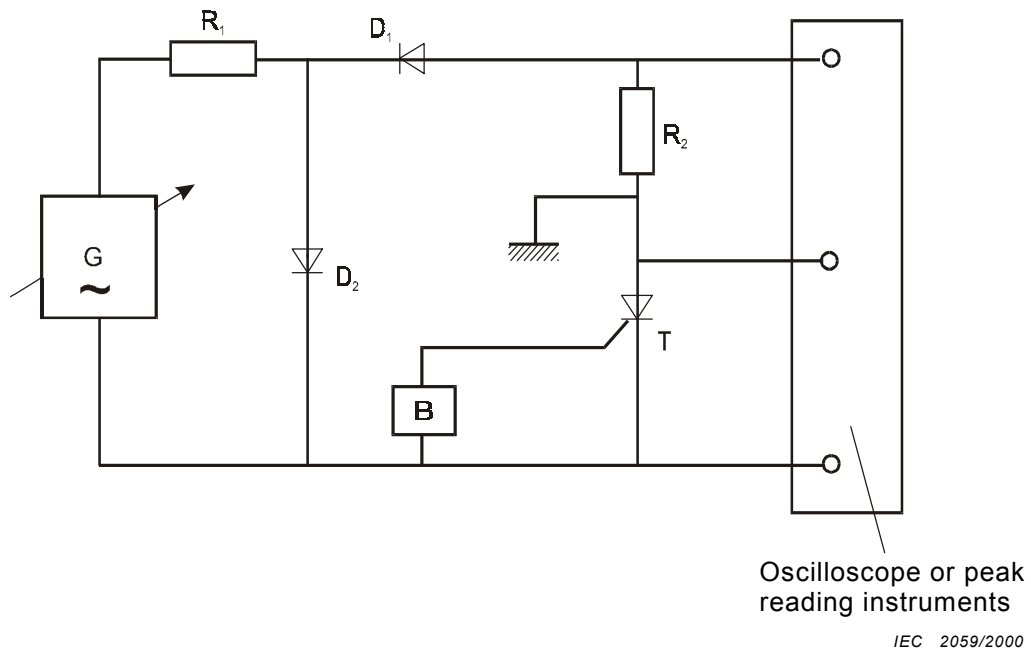
The values of the following conditions shall be stated:

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

### 9.1.3 Peak reverse current ( $I_{RM}$ )

#### *Purpose*

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



B	gate circuit
$D_1/D_2$	diodes to provide negative half cycles, so that only the reverse characteristic of the thyristor is measured
G	alternating voltage source
$R_1$	protective resistor
$R_2$	calibrated current sensing resistor
T	thyristor being measured

**Figure 29 – 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  $R_2$ .

On peut utiliser des appareils de mesure de crête au lieu de l'oscilloscope, mais ils doivent être des instruments qui permettent la mesure du courant inverse de pointe lorsque la tension inverse a atteint sa valeur de pointe.

*Conditions spécifiées*

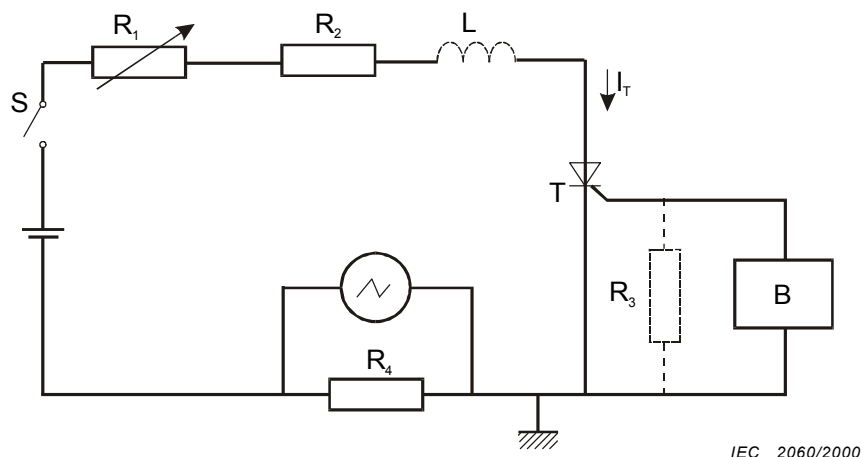
Les valeurs des conditions suivantes devront être données:

- a) tension inverse de pointe répétitive;
- b) fréquence de la source de tension alternative;
- c) conditions de polarisation de gâchette: tension de source d'alimentation et résistance de source ou résistance gâchette-cathode;
- d) température ambiante, température du boîtier ou température d'un point de référence.

**9.1.4 Courant d'accrochage ( $I_L$ )**

*But*

Mesurer le courant d'accrochage d'un thyristor dans des conditions spécifiées.



- B source de déclenchement et de polarisation de gâchette
- $R_2$  résistance de protection
- $R_4$  résistance étalonée non inductive qui permet de déterminer le courant.

IEC 2060/2000

**Figure 30 – Circuit de mesure du courant d'accrochage**

*Description et exigences du circuit*

L'inductance résiduelle L du circuit comprenant la source de tension continue doit être aussi faible que possible.

*Exécution*

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 peu à peu et le courant principal croît jusqu'à ce qu'il ne décroisse plus à la fin de chacune des impulsions de déclenchement. La valeur du courant principal correspond alors au courant d'accrochage (voir figure 31 ci-après).

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

#### *Specified conditions*

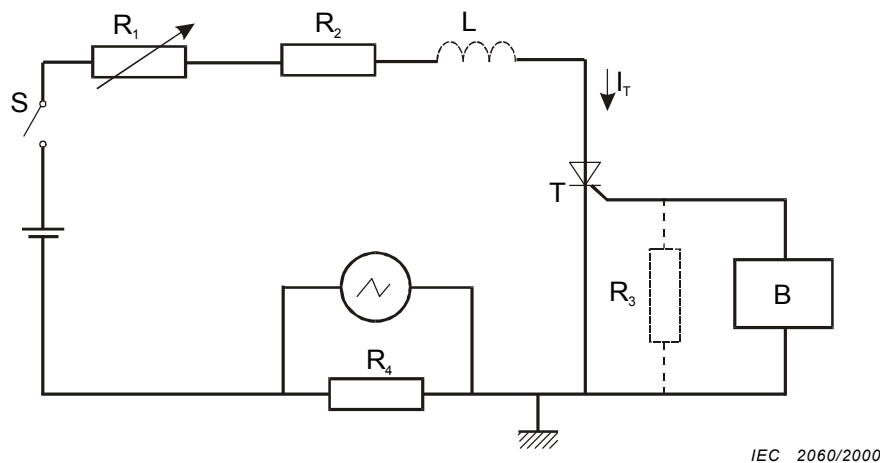
The values of the following conditions shall be stated:

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

#### 9.1.4 Latching current ( $I_L$ )

##### *Purpose*

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



- B triggering and gate-bias source  
 $R_2$  protective resistor  
 $R_4$  calibrated non-inductive current sensing resistor

IEC 2060/2000

**Figure 30 – 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 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 31 below).

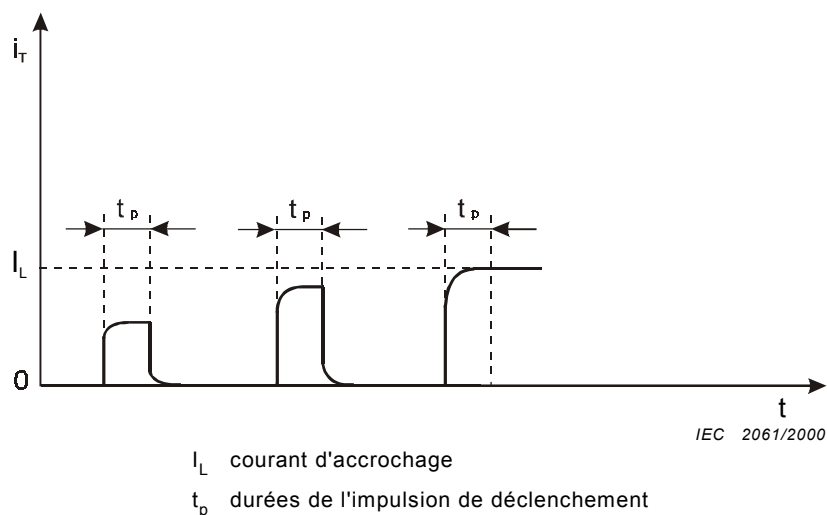


Figure 31 – Forme d'onde du courant d'accrochage

On peut répéter la mesure pour obtenir une précision plus grande en manoeuvrant l'interrupteur S et en ajustant la valeur de  $R_1$  jusqu'à ce que le point critique où l'on atteint le courant d'accrochage soit déterminé avec précision.

*Conditions spécifiées*

Les valeurs des conditions suivantes doivent être données:

- a) tension à l'état bloqué;
- b) conditions de polarisation de gâchette: tension, polarité et résistance de l'alimentation de polarisation de gâchette, y compris  $R_3$  si nécessaire;
- c) impulsion de déclenchement: temps de croissance, temps de décroissance, largeur de l'impulsion, taux de répétition, amplitude de la tension et résistance du générateur d'impulsions de déclenchement;
- d) température ambiante, température du boîtier ou température d'un point de référence.

**9.1.5 Courant de maintien ( $I_H$ )**

*But*

Mesurer le courant de maintien d'un thyristor dans des conditions spécifiées.

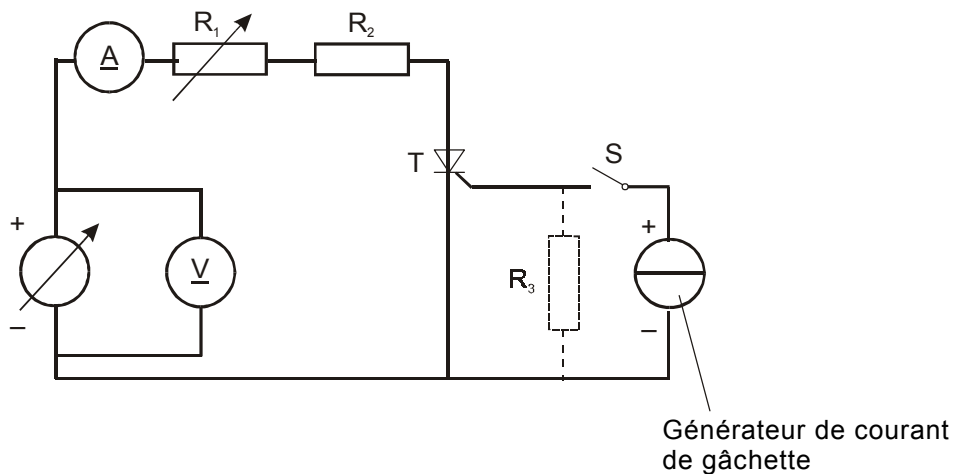
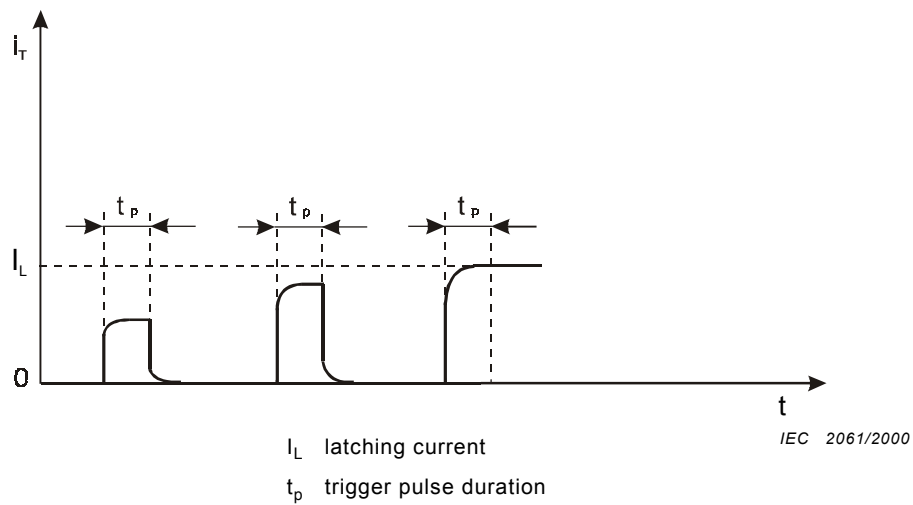


Figure 32 – Circuit de mesure du courant de maintien

IEC 2062/2000



**Figure 31 – 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*

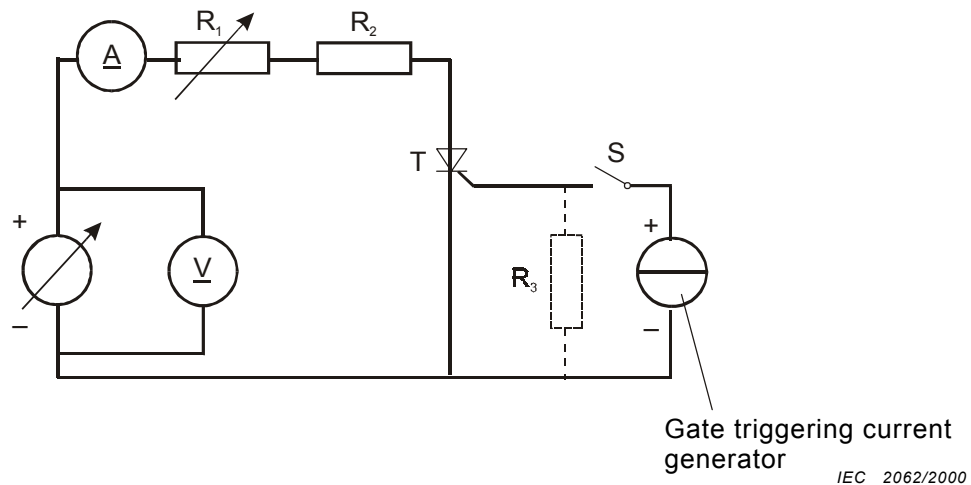
The values of the following conditions shall be stated:

- 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.

**9.1.5 Holding current ( $I_H$ )**

*Purpose*

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



**Figure 32 – Circuit diagram for measuring holding current**

*Description et exigences du circuit*

$R_2$  est une résistance de protection. On n'utilise  $R_3$  que si elle est spécifiée.

*Exécution*

Régler la température à la valeur spécifiée.

Augmenter la tension de sortie du générateur pour obtenir la valeur spécifiée de la tension à l'état bloqué  $V_D$ .

Fermer l'interrupteur S et augmenter le courant de gâchette jusqu'à ce que le thyristor soit amorcé.

Régler  $R_1$  de façon que le courant à l'état passant soit suffisamment élevé pour être sûr que le thyristor est complètement amorcé.

Ouvrir alors l'interrupteur S et diminuer graduellement le courant à l'état passant 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 de maintien.

*Conditions spécifiées*

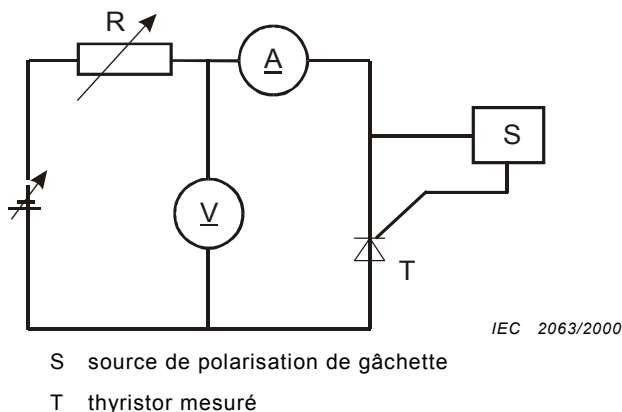
- a) température ambiante, température de boîtier ou température d'un point de référence ( $T_a$ ,  $T_c$ ,  $T_{ref}$ );
- b) (s'il y a lieu) courant à l'état passant minimal pour être sûr que le thyristor est complètement amorcé;
- c) résistance du circuit de gâchette ( $R_3$ ), si demandé;
- d) tension à l'état bloqué ( $V_D$ ).

**9.1.6 Courant à l'état bloqué ( $I_D$ )**

**9.1.6.1 Méthode en courant continu**

*But*

Mesurer le courant à l'état bloqué d'un thyristor en courant continu



**Figure 33 – Circuit de mesure du courant à l'état bloqué (méthode en courant continu)**

*Circuit description and requirements*

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.

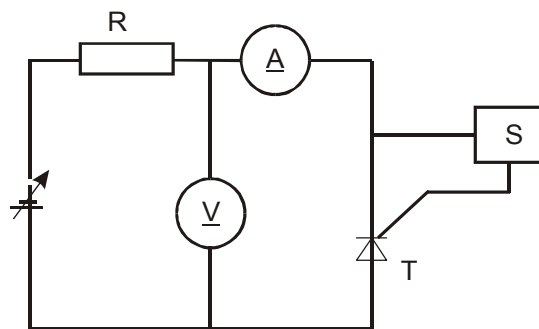
The value of the on-state current, measured on ammeter A immediately prior to the turn-off point, is the holding current.

*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 ( $V_D$ ).

**9.1.6 Off-state current ( $I_D$ )****9.1.6.1 DC method***Purpose*

To measure the off-state current of a thyristor using d.c. current source.



IEC 2063/2000

S gate biasing source

T thyristor under test

**Figure 33 – Circuit diagram for measuring off-state current (d.c. method)**

*Exécution*

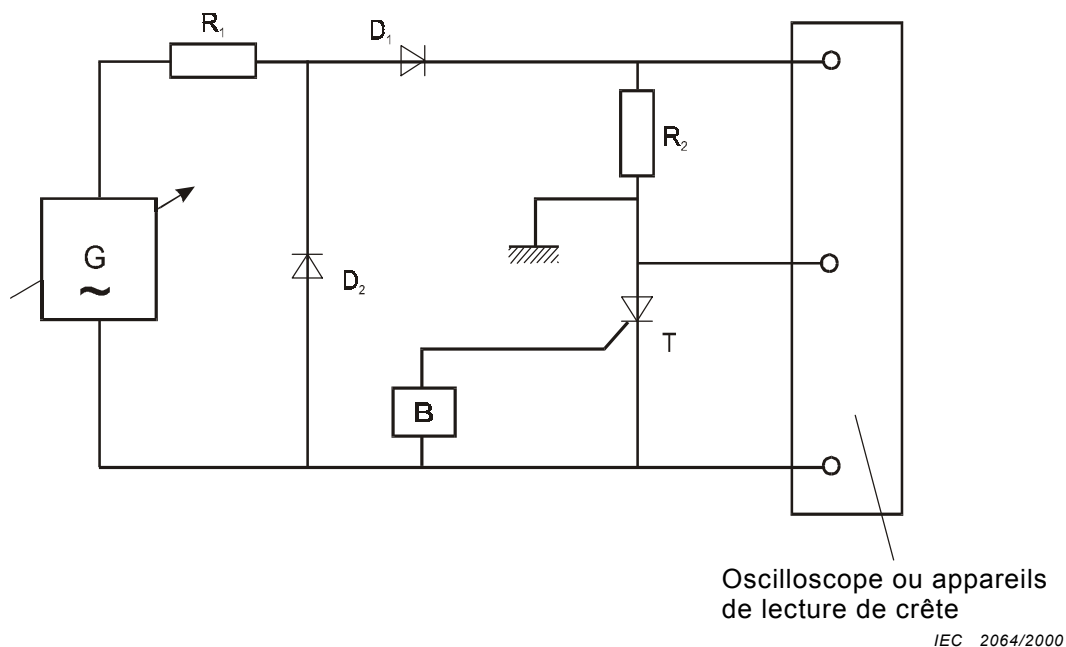
La tension directe spécifiée est appliquée avec incorporation dans le circuit d'une résistance de protection  $R_1$ , et le courant à l'état bloqué est mesuré dans des conditions spécifiées de polarisation et d'impédance du circuit de gâchette.

La résistance de protection  $R$  doit être suffisamment grande pour protéger l'appareil de mesure de courant et le dispositif que l'on mesure, pour le cas où ce dernier commuterait à l'état passant.

**9.1.6.2 Méthode de l'oscilloscope**

*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 34 – Circuit de mesure du courant de pointe à l'état bloqué**

*Description et exigences du circuit*

- B circuit de gâchette
- $D_1$  et  $D_2$  diodes fournissant des demi-alternances positives de sorte que l'on mesure seulement la caractéristique à l'état bloqué du thyristor
- G source de tension alternative
- $R_1$  résistance de protection
- $R_2$  résistance étalonée, non inductive, qui permet de déterminer le courant
- T thyristor à mesurer

*Exécution*

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 crête du courant à l'état bloqué qui traverse le thyristor est alors mesurée sur l'oscilloscope connecté aux bornes de  $R_2$ .



### 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.

#### 9.1.6.2 Oscilloscope method

##### Purpose

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

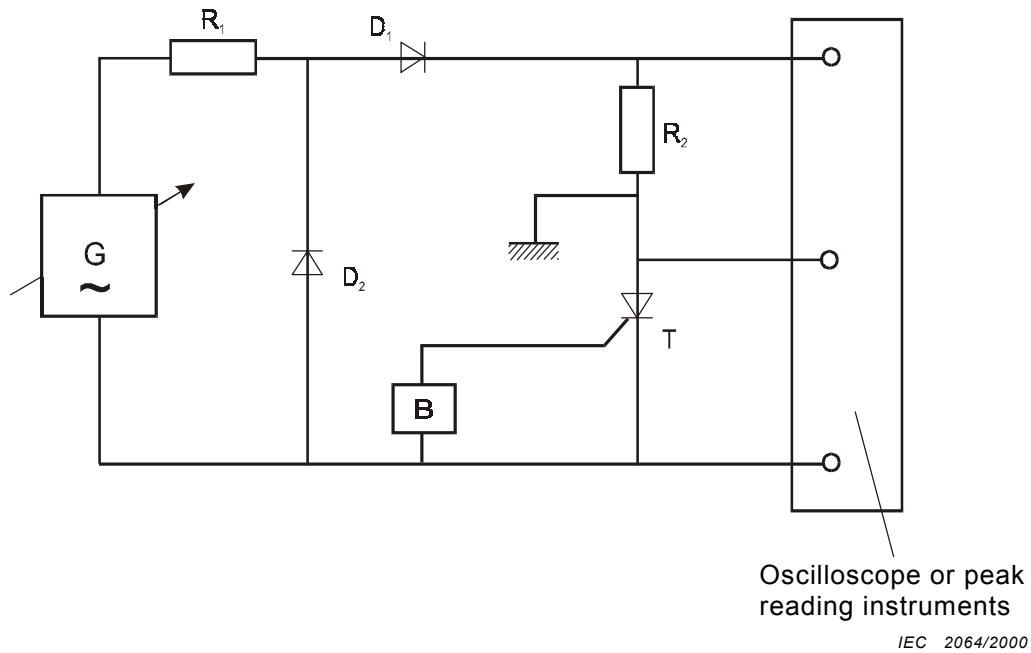


Figure 34 – Circuit diagram for measuring peak off-state current

##### Circuit description and requirements

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

##### Measurement procedure

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  $R_2$ .

On peut utiliser des appareils de mesure de crête au lieu de l'oscilloscope, mais ils doivent être des instruments qui permettent la mesure du courant de pointe à l'état bloqué lorsque la tension répétitive à l'état bloqué atteint sa valeur de pointe.

*Conditions spécifiées*

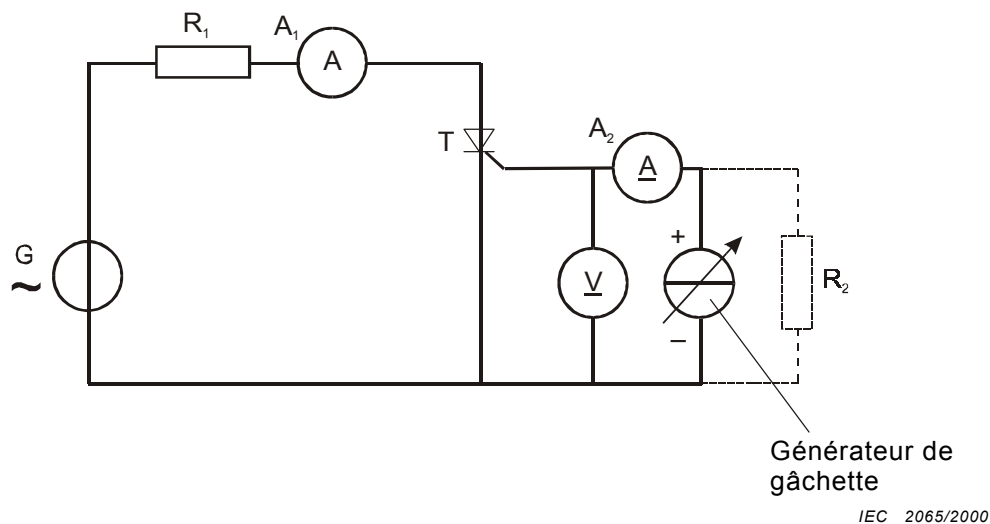
Les valeurs des conditions suivantes doivent être données:

- a) tension de pointe répétitive à l'état bloqué;
- b) fréquence de la source de tension alternative;
- c) conditions de polarisation de gâchette: tension de source d'alimentation et résistance de source ou résistance gâchette-cathode;
- d) température ambiante, température du boîtier ou température d'un point de référence.

**9.1.7 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.



**Figure 35 – Circuit de mesure pour la tension et/ou le courant d'amorçage par la gâchette**

*Description et exigences du circuit*

La résistance  $R_1$  détermine le courant à l'état passant qui doit être suffisamment élevé pour que l'on soit sûr que le thyristor soit complètement amorcé.

Le générateur de tension  $G$  fournit une tension d'alimentation de faible valeur, de préférence 12 V ou moins.

NOTE 1 Le générateur de tension alternative peut être remplacé par un générateur continu.

NOTE 2 Quand on mesure des courants d'amorçage très faibles, l'impédance du voltmètre doit être prise en considération.

Peak reading instruments may be used instead of the oscilloscope, but they must 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.

#### 9.1.7 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.

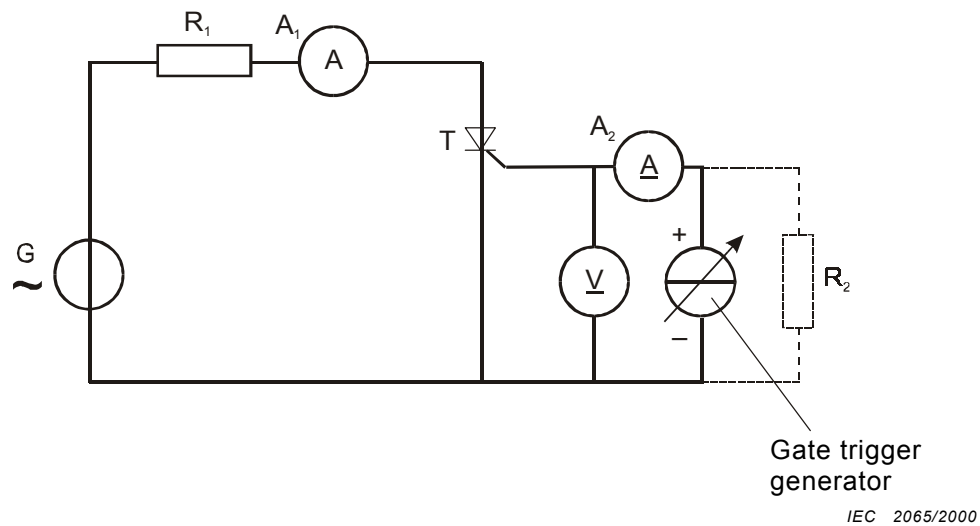


Figure 35 – Circuit diagram for measuring gate trigger current and/or voltage

##### Circuit description and requirements

Resistor  $R_1$  determines the on-state current which must 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.

NOTE 1 The alternating voltage generator may be replaced by a d.c. generator.

NOTE 2 When measuring very small triggering currents, the voltmeter impedance should be taken into account.

**Exécution**

Régler la température à la valeur spécifiée.

Augmenter progressivement le courant de gâchette 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  $V$ .

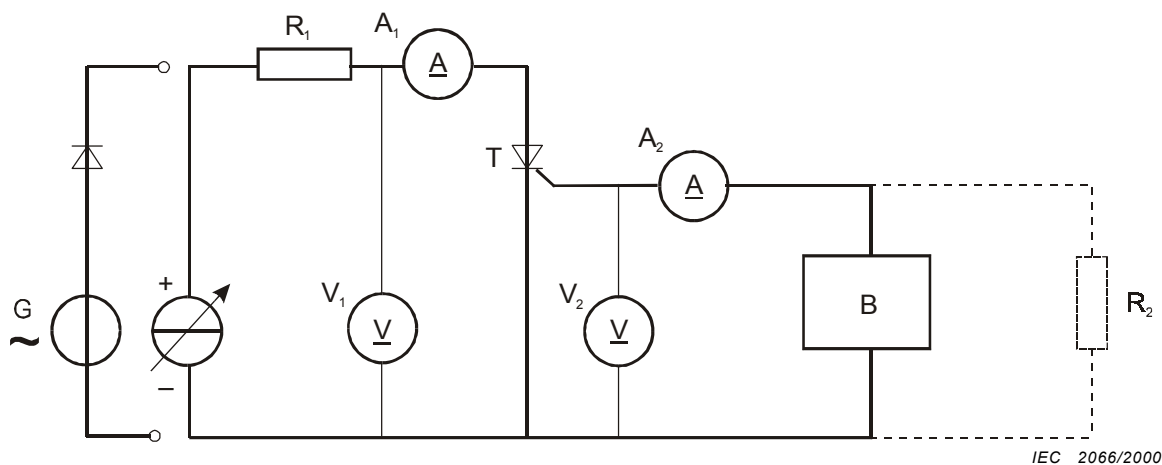
**Conditions spécifiées**

- a) température ambiante, température de boîtier ou température d'un point de référence ( $T_a, T_c, T_{ref}$ );
- b) tension a l'état bloqué (à spécifier si elle diffère de 12 V de pointe en alternatif);
- c) fréquence du générateur alternatif (à spécifier si elle est supérieure à 65 Hz);
- d) résistance du circuit de gâchette  $R_2$  (s'il y a lieu).

**9.1.8 Tension de non-amorçage par la gâchette ( $V_{GD}$ ) et courant de gâchette de non-amorçage ( $I_{GD}$ )**

**But**

Vérifier ou mesurer la tension de non-amorçage par la gâchette ou le courant de gâchette de non-amorçage d'un thyristor dans des conditions spécifiées.



B Source d'amorçage par la gâchette à courant continu

T Thyristor en mesure

**Figure 36 – Circuit de mesure pour le tension et le courant de non-amorçage par la gâchette**

**Description et exigences du circuit**

$R_1$  est une résistance de protection qui doit être aussi faible que possible. On n'utilise  $R_2$  que si elle est spécifiée.

Le générateur continu peut être remplacé par un générateur alternatif avec une diode e série, dans ce cas, le voltmètre  $V_1$  et l'ampèremètre  $A_1$  doivent être des appareils de lecture de pointe.

*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.

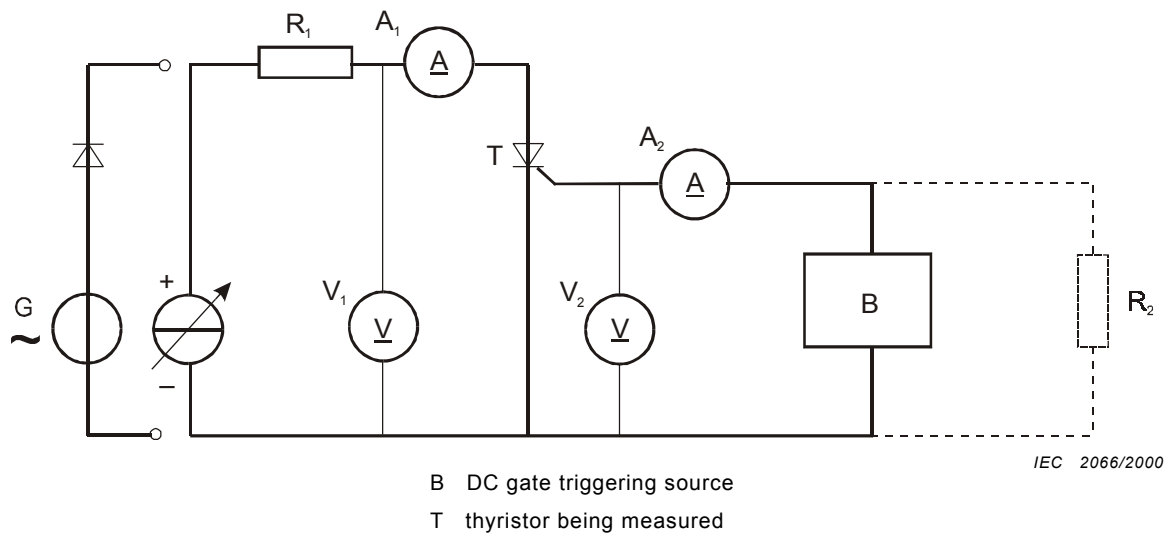
The gate trigger current is the highest recorded value on ammeter  $A_2$  and the gate trigger voltage is the corresponding voltage value measured on voltmeter  $V$ .

*Specified conditions*

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

**9.1.8 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.



**Figure 36 – Circuit diagram for measuring gate non-trigger current and/or voltage**

*Circuit description and requirements*

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.

*Méthode de vérification*

Régler la température à la valeur spécifiée

Régler à la valeur spécifiée la tension à l'état bloqué aux bornes du thyristor; cette tension est mesurée sur le voltmètre  $V_1$ .

Appliquer la valeur spécifiée de la tension de non-amorçage par la gâchette, mesurée sur le voltmètre  $V_2$ , à la gâchette du thyristor. On vérifie que cette tension peut être appliquée si le thyristor ne s'amorce pas.

*Méthode de mesure*

Régler la température à la valeur spécifiée.

Régler la tension à l'état bloqué aux bornes du thyristor à la valeur spécifiée mesurée sur le voltmètre  $V_1$ .

Augmenter progressivement la tension de gâchette 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 gâchette de non-amorçage.

*Conditions spécifiées*

- a) Température ambiante, température de boîtier ou température d'un point de référence ( $T_a$ ,  $T_c$ ,  $T_{ref}$ );
- b) Tension à l'état bloqué  $V_D$  (ou  $V_{DM}$ );
- c) Résistance du circuit de gâchette  $R_2$  (si demandé);
- d) Tension de non-amorçage par la gâchette ( $V_{GD}$ ) (pour la méthode de vérification seulement);
- e) Courant de gâchette de non-amorçage.

**9.1.9 Retard à la croissance commandée par la gâchette ( $t_d$ ) et temps d'amorçage par la gâchette ( $t_{gt}$ )***But*

Mesurer le temps d'amorçage par la gâchette (temps de retard + temps de croissance) d'un thyristor dans des conditions spécifiées.

*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.

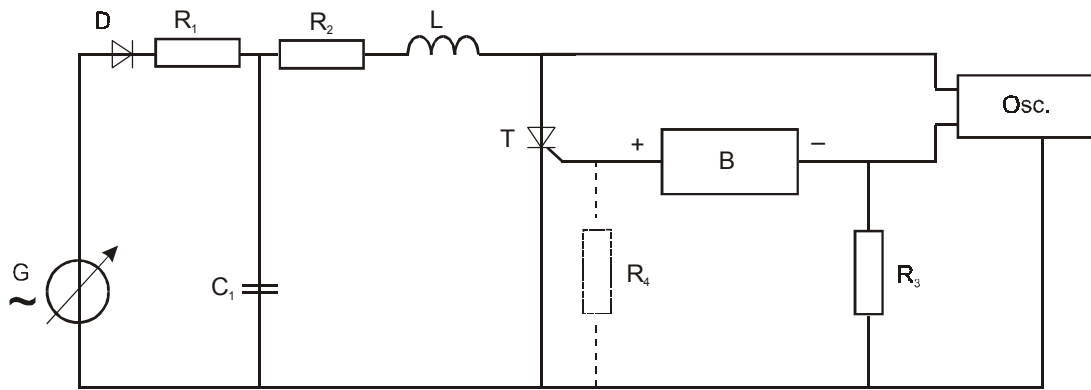
The value of the gate current immediately prior to triggering as measured on ammeter  $A_2$  is the gate non-trigger current.

*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.

**9.1.9 Gate controlled delay time ( $t_d$ ) and turn-on time ( $t_{gt}$ )***Purpose*

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



T thyristor en mesure

B source d'amorçage par la gâchette

IEC 2067/2000

Osc. oscilloscope à double trace

**Figure 37 – Circuit de mesure du retard à la croissance commandée par la gâchette et du temps d'amorçage par la gâchette**

*Description et exigences du circuit*

Afin d'obtenir la vitesse de croissance voulue du courant à l'état passant d'un thyristor en essai T, R<sub>2</sub>, C<sub>1</sub> et L doivent être approximativement reliées à la tension d'essai V<sub>D</sub>, au courant I<sub>TM</sub> et au temps t<sub>1</sub> par les relations suivantes:

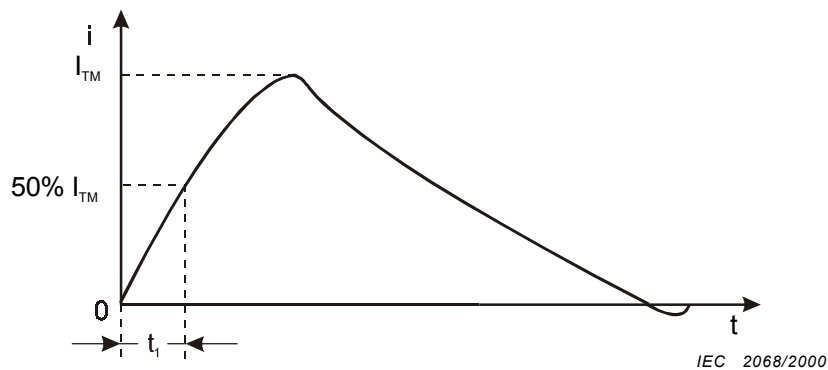
$$C_1 = 5,6 \frac{I_{TM} \cdot t_1}{V_D}$$

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

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

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

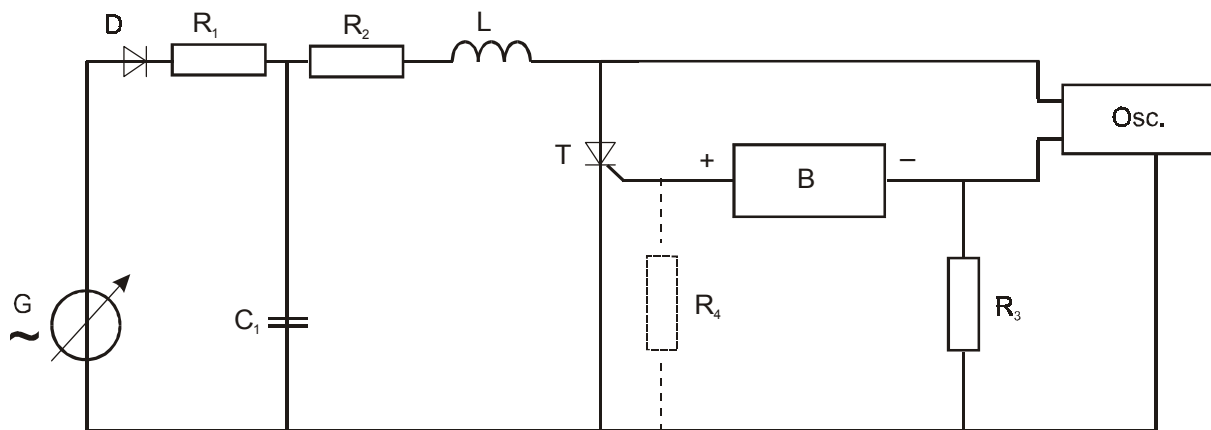
t<sub>1</sub> est le temps de croissance du courant à l'état passant nécessaire pour atteindre la valeur de 0,5 I<sub>TM</sub> comme le montre la figure ci-dessous.



IEC 2068/2000

**Figure 38 – Forme d'onde du courant à l'état passant d'un thyristor**





IEC 2067/2000

T thyristor being measured  
 B gate triggering source  
 Osc. dual-beam oscilloscope

**Figure 37 – Circuit diagram for measuring the gate controlled delay time and turn-on time**

#### *Circuit description and requirements*

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:

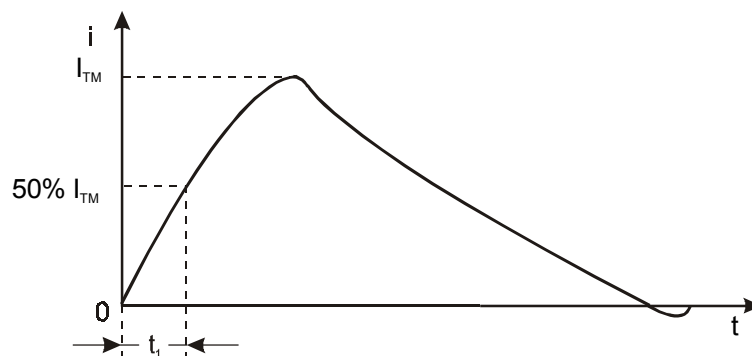
$$C_1 = 5,6 \frac{I_{TM} \cdot t_1}{V_D}$$

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

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

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

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



IEC 2068/2000

**Figure 38 – On-state current waveform of a thyristor**

$R_1$  est une résistance servant à protéger la diode D pendant la charge du condensateur  $C_1$ .

On n'utilise  $R_4$  que si elle est spécifiée.

Le condensateur  $C_1$  se charge à travers D et  $R_1$  pendant une demi-alternance de la tension d'alimentation. A la demi-alternance suivante, le générateur d'impulsions de gâchette doit être synchronisé de façon qu'une impulsion 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 étalonnée non inductive  $R_3$ .

*Précautions à prendre*

La largeur de l'impulsion à mi-amplitude doit être suffisamment grande pour ne pas influencer le résultat de la mesure (elle doit être de préférence supérieure ou égale à 10  $\mu$ s).

*Exécution*

Régler la température à la valeur spécifiée.

Appliquer la source de déclenchement de gâchette.

Augmenter la tension à l'état bloqué mesurée sur l'oscilloscope jusqu'à la valeur spécifiée.

On peut observer le retard à la croissance et le temps de croissance avec un oscilloscope à double trace (voir figure 39).

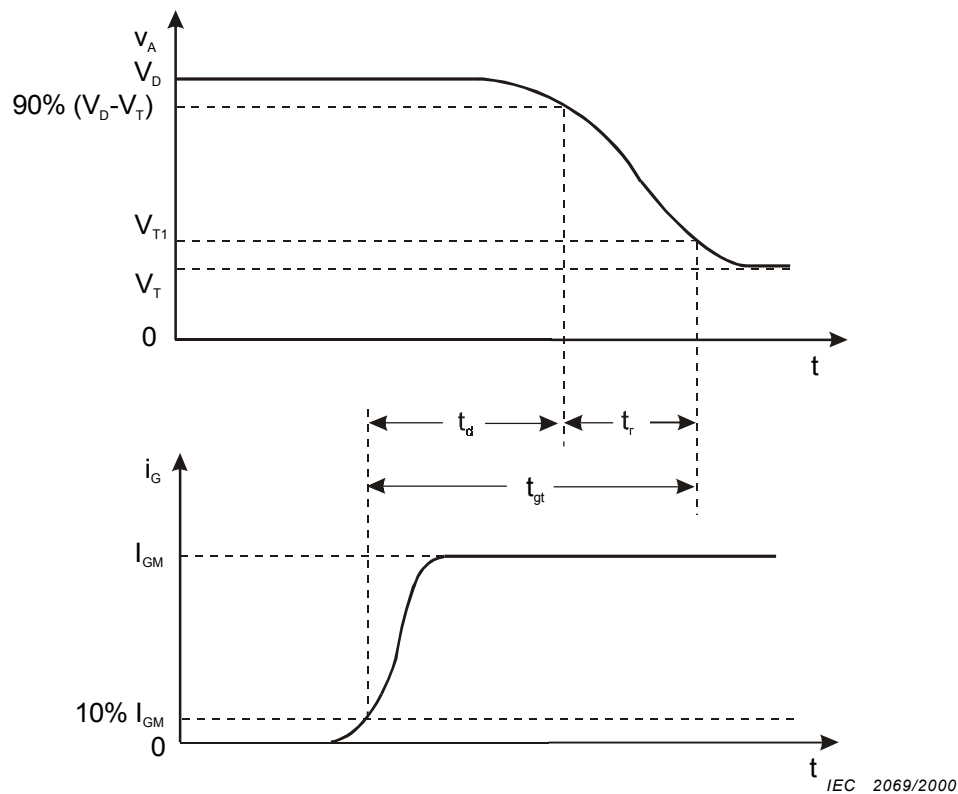


Figure 39 – Forme d'onde du courant et de la tension à l'état bloqué d'un thyristor

$R_1$  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  $\mu$ s).

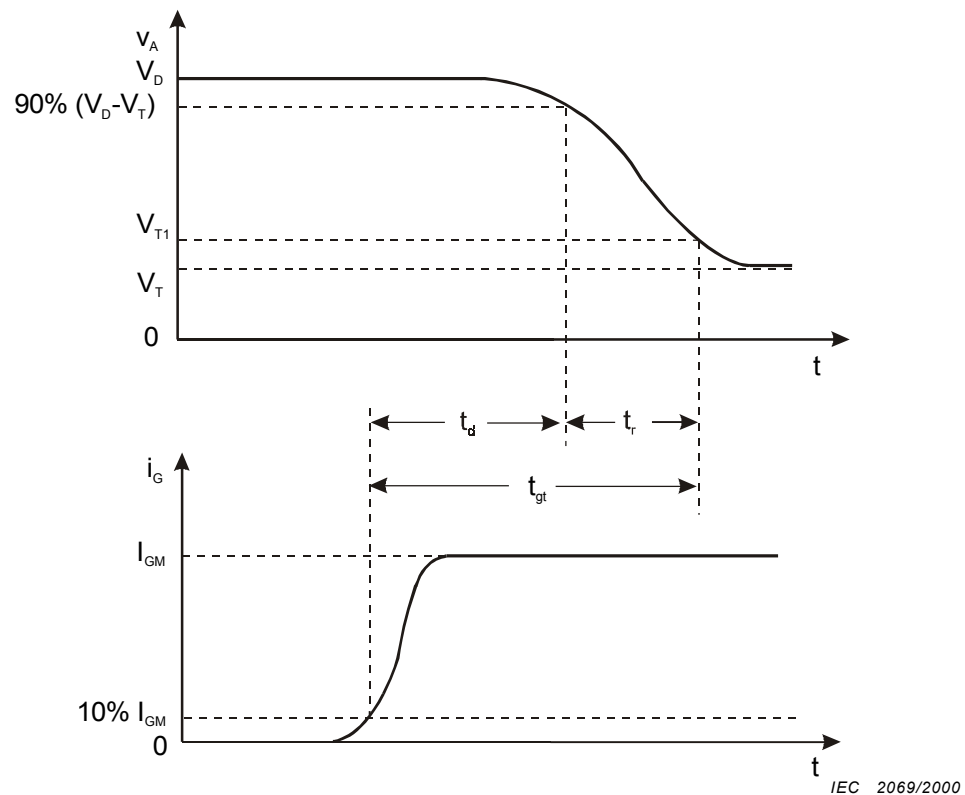
#### *Measurement procedure*

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 39).



**Figure 39 – Off-state voltage and current waveform of a thyristor**

*Conditions spécifiées*

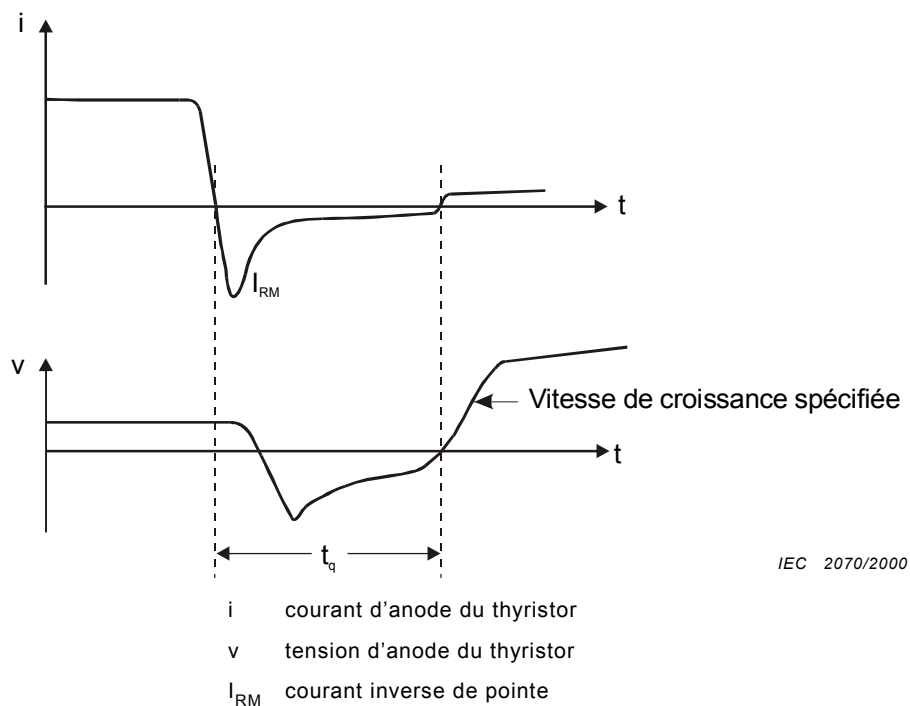
- a) température ambiante, température de boîtier ou température d'un point de référence ( $T_a, T_c, T_{ref}$ );
- b) courant de gâchette ( $I_{GM}$ );
- c) temps de croissance, durée et vitesse de répétition de l'impulsion de gâchette;
- d) tension à l'état bloqué juste avant d'appliquer le courant de gâchette ( $V_D$ );
- e) courant anode de crête ( $I_{TM}$ );
- f) résistance du circuit de gâchette  $R_4$  (si demandé);
- g)  $di/dt$ ;
- h) tension à l'état passant ( $V_{T1}$ ).

**9.1.10 Temps de désamorçage par commutation du circuit ( $t_q$ )**

*But*

Mesurer le temps de désamorçage par commutation du circuit d'un thyristor dans des conditions spécifiées

NOTE On le mesure 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.



**Figure 40 – Formes d'onde pendant la commutation du thyristor**

*Principe de fonctionnement*

Le schéma de la figure 41 indique le principe de fonctionnement d'un circuit utilisé pour donner les formes d'onde indiquées sur la figure 40. Par commodité, le circuit utilise des générateurs de courant et des interrupteurs idéaux.

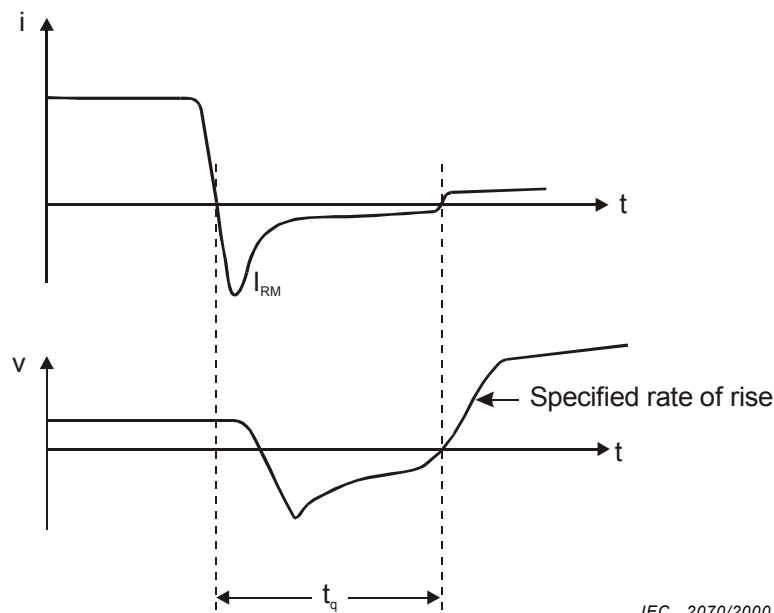
**Specified conditions**

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

**9.1.10 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.



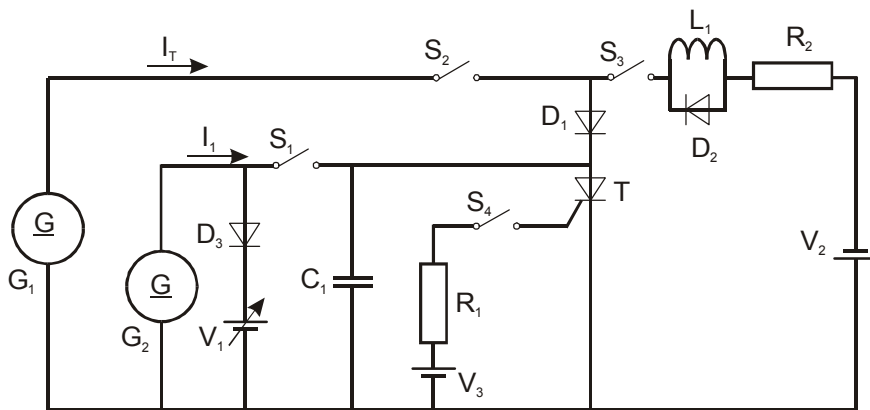
IEC 2070/2000

$i$  thyristor anode current  
 $v$  thyristor anode voltage  
 $I_{RM}$  peak reverse current

**Figure 40 – Thyristor switching waveforms**

**Operating principle**

The basic circuit diagram in figure 41 indicates the operating principles of a circuit used to generate the waveforms shown in figure 40. For convenience, the circuit uses current generators and ideal switches.



IEC 2071/2000

- G<sub>1</sub> générateur à courant constant (à l'état passant)
- G<sub>2</sub> générateur de courant constant (à vitesse de croissance variable)
- T thyristor en essai
- V<sub>2</sub> source de tension inverse

**Figure 41 – Schéma de principe du circuit**

*Le circuit fonctionne comme suit:*

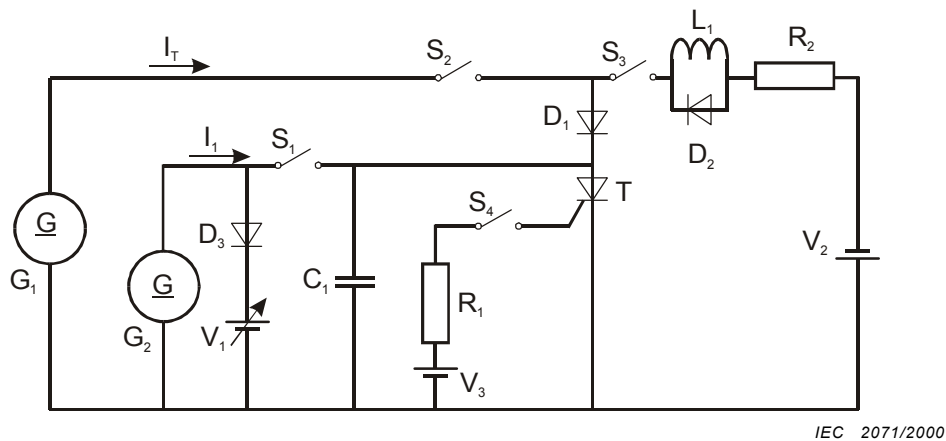
- a) on ferme en même temps les interrupteurs S<sub>2</sub> et S<sub>4</sub>, ce qui provoque la commutation du thyristor à l'état passant et la conduction d'un courant spécifié I<sub>T</sub>. On ouvre alors l'interrupteur S<sub>4</sub> et le circuit de déclenchement est déconnecté du thyristor, sans qu'il y ait action sur le courant à l'état passant;
- b) après un temps de conduction spécifié, on ferme l'interrupteur S<sub>3</sub> et on applique au thyristor une tension inverse d'amplitude et de vitesse d'établissement spécifiées afin de provoquer une inversion du courant dans le thyristor;
- c) on ferme l'interrupteur S<sub>1</sub> de façon à appliquer au thyristor une tension de blocage d'amplitude et de vitesse d'établissement spécifiées pour déterminer l'instant où le thyristor est capable de supporter la tension à l'état bloqué sans commuter à l'état passant. On répète la manoeuvre des interrupteurs (S<sub>3</sub> puis S<sub>1</sub>), 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<sub>1</sub> doit avoir un temps de recouvrement inverse plus grand que le temps de recouvrement inverse du thyristor, afin de faire apparaître la totalité de la tension inverse aux bornes du thyristor. On utilise la diode D<sub>2</sub> pour empêcher l'apparition d'une tension transitoire à la commutation lorsque le thyristor commence à retrouver sa capacité de blocage en inverse.

On utilise la diode D<sub>3</sub> en liaison avec la tension V<sub>1</sub> pour limiter la tension de blocage. On utilise l'inductance L<sub>1</sub> et la résistance R<sub>2</sub> pour fixer la vitesse de variation du courant hors de la commutation à partir de l'état passant. Le courant I<sub>1</sub> complète le recouvrement inverse de la diode D<sub>1</sub> et charge alors le condensateur C<sub>1</sub> linéairement en fonction du temps à une vitesse égale à I<sub>1</sub>/C<sub>1</sub>, de façon à obtenir la valeur voulue de la vitesse de croissance de la tension de blocage à la fin du cycle de commutation.

### 9.1.10.1 Première méthode

On effectue en général la mesure à l'aide d'un circuit qui fonctionne de façon répétitive à la fréquence du réseau: aussi, est-il possible d'avoir une représentation continue sur l'oscilloscope. On indique sur la figure 42 un exemple de circuit de ce genre.



- $G_1$  (on-state) constant current generator  
 $G_2$  (variable rate of rise) constant current generator  
 $T$  thyristor under test  
 $V_2$  reverse voltage supply

**Figure 41 – Diagram of basic circuit**

*The operation of the circuit is as follows:*

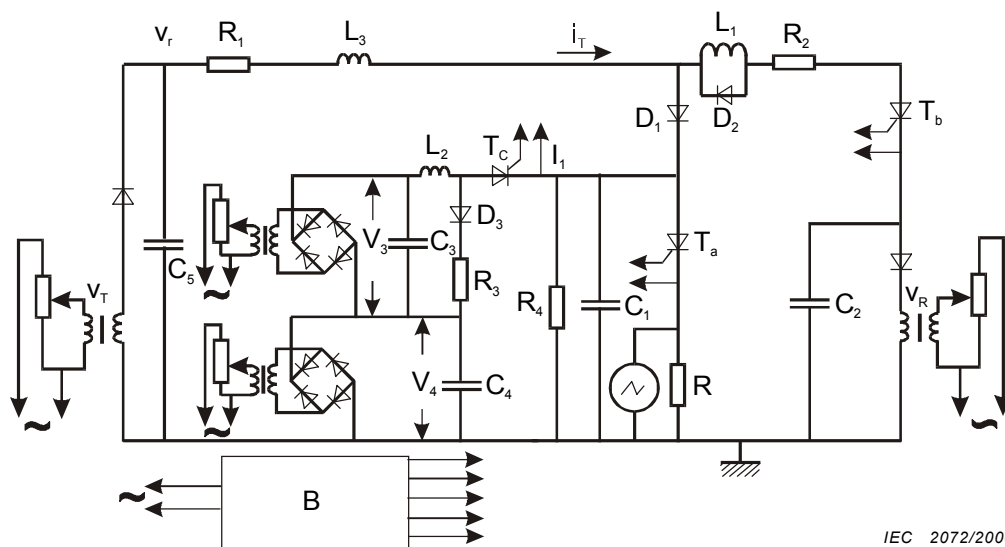
- switches  $S_2$  and  $S_4$  are closed simultaneously causing the thyristor to switch to the on state and conduct the specified current  $I_T$ . Switch  $S_4$  is then opened and the trigger circuit disconnected from the thyristor, the on-state current being unaffected;
- after the specified conduction 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;
- 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.

#### 9.1.10.1 First method

The measurement is usually made in a circuit operating on a repetitive basis at commercial supply frequency, so that a continuous oscilloscope display is possible. Figure 42 shows an example of such a circuit.



- B circuit de déclenchement par la gâchette
- T<sub>a</sub> thyristor à mesurer
- V<sub>T</sub> source de courant à l'état passant
- V<sub>r</sub> alimentation à vitesse de croissance variable
- V<sub>R</sub> source de tension inverse

Figure 42 – Circuit pratique

*Description et exigences du circuit*

On obtient le courant à l'état passant  $I_T$  à l'aide de la charge du condensateur  $C_5$ , chargé à l'aide d'une source ajustable simple alternance. La constante de temps  $C_5 R_1$  doit être suffisamment grande pour que le courant spécifié à l'état passant soit pratiquement constant pendant la période de conduction spécifiée.  $L_3$  limite la vitesse de croissance du courant à l'état passant.

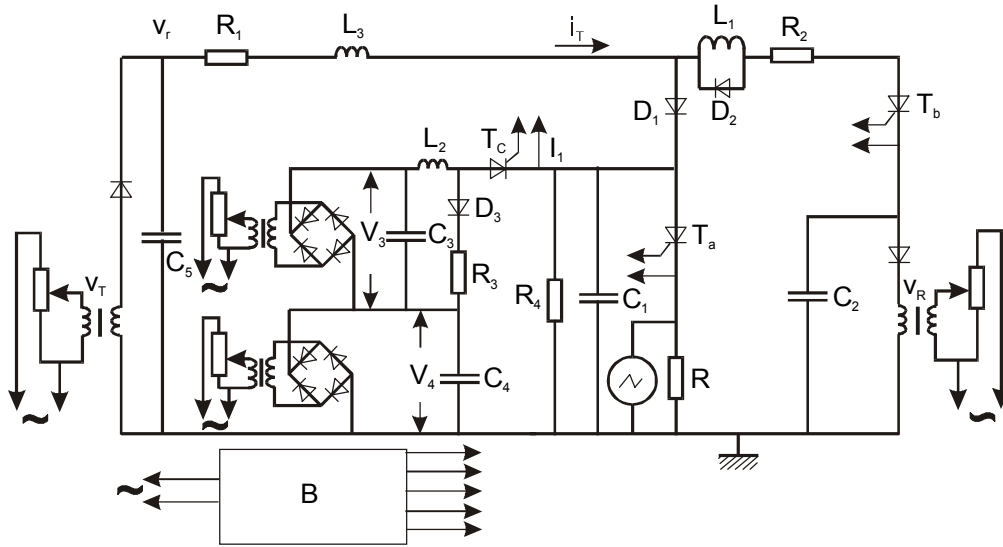
Le circuit employé dans la figure 42 pour engendrer la tension de blocage diffère de celui indiqué dans le circuit de principe de la figure 41. Lorsqu'on déclenche le thyristor  $T_c$ , la diode  $D_3$  est polarisée en inverse (à cause de la tension aux bornes du condensateur  $C_4$ ); le courant qui traverse l'inductance  $L_2$  traverse alors  $T_c$  et charge le condensateur  $C_1$  linéairement. L'inductance de  $L_2$  doit être suffisamment grande pour délivrer un courant constant jusqu'à ce que le condensateur  $C_1$  se soit chargé à une tension égale à la somme des tensions  $V_3$  et  $V_4$ .

A ce moment, la diode  $D_3$  commence à conduire et fixe la valeur de la tension à l'état bloqué appliquée au thyristor à mesurer. La résistance  $R_4$  sert à décharger le condensateur  $C_1$  pendant la période de conduction avant le cycle suivant de commutation. La résistance  $R_3$  sert à contrôler la valeur du courant constant dans  $L_2$  et dans  $D_3$ .

En outre, les considérations suivantes s'appliquent:

- a) la constante de temps  $R_1 C_5$  doit être suffisamment grande pour qu'un courant sensiblement constant soit fourni pendant la période de conduction. Pour des courants d'essai supérieurs à 100 A, on peut utiliser une ligne de transmission à constantes localisées convenablement définie ainsi qu'une vitesse de répétition réduite pour avoir une source plus pratique de courant de conduction;





IEC 2072/2000

- B gate trigger circuit
- T<sub>a</sub> thyristor being measured
- v<sub>T</sub> on-state current source
- v<sub>r</sub> variable rate of rise supply
- v<sub>R</sub> reverse voltage source

**Figure 42 – Practical circuit**

*Circuit description and requirements*

The on-state current  $I_T$  is obtained from the charge in capacitor  $C_5$  which is charged by means of an adjustable half wave rectified supply. The time constant  $C_5 R_1$  shall be sufficiently large so that the specified on-state current is essentially constant over the specified conduction period.  $L_3$  limits the rate of rise of on-state current.

The circuit used in figure 42 to generate the blocking voltage differs from that shown in the basic circuit in figure 41. When thyristor  $T_c$  is triggered, diode  $D_3$  is reverse biased (because of the voltage on capacitor  $C_4$ ) causing the current through inductor  $L_2$  to be diverted through  $T_c$  to charge capacitor  $C_1$  at a linear rate. The inductance of  $L_2$  shall be large enough to maintain constant current until capacitor  $C_1$  charges to a voltage equal to the sum of voltages  $V_3$  and  $V_4$ .

At this point, diode  $D_3$  starts to conduct and clamps the off-state voltage applied to the thyristor being measured. Resistor  $R_4$  is used to discharge capacitor  $C_1$  during the conduction period before the next switching cycle. Resistor  $R_3$  serves to control the value of the constant current through  $L_2$  and  $D_3$ .

In addition, the following considerations are applicable:

- a) the time constant  $R_1 C_5$  shall be large enough to maintain an essentially constant current during the conduction period. For test currents above 100 A, a properly designed lumped constant transmission line and a reduced repetition rate may result in a more practical source of conduction current;

- b) le thyristor  $T_b$  ne se désamorce pas jusqu'à ce que les charges de  $C_2$  et de  $C_5$  atteignent leur valeur d'équilibre. Ceci cause des pertes de puissance considérables dans  $R_1$  et dans  $R_2$ . On peut réduire ces pertes en ajoutant un circuit supplémentaire pour désamorcer le thyristor  $T_b$  après le déclenchement du thyristor  $T_c$ , ou en réduisant la vitesse de répétition de l'impulsion;
- c) la résistance  $R_4$  permet la décharge du condensateur  $C_1$ . Le courant passant dans  $R_4$  doit être inférieur au courant de maintien du thyristor  $T_c$ , de façon que ce dernier puisse se désamorcer lorsque  $C_1$  s'est chargé;
- d) les effets de la capacité répartie dans  $L_2$ , le recouvrement inverse des diodes  $D_1$  et  $D_3$  et l'inductance de câblage peuvent provoquer des oscillations parasites de la tension directe lorsqu'on l'applique à nouveau. On peut réduire ces effets en appliquant bien les règles de l'art, en particulier en utilisant des résistances d'amortissement convenables (qui ne sont pas indiquées dans la figure 42);
- e) une bonne réalisation doit aussi permettre d'éviter le dépassement des valeurs limites des composants choisis.

### *Exécution*

Le générateur de déclenchement par la gâchette est synchronisé avec la fréquence du réseau et donne des impulsions de déclenchement pendant la demi-période qui suit la charge des condensateurs  $C_5$  et  $C_2$ . On applique les impulsions de déclenchement au thyristor en essai  $T_a$ , aux thyristors  $T_b$  et  $T_c$ , dans cet ordre, afin de réaliser la fonction d'interrupteurs de  $S_4$ , de  $S_3$  et de  $S_1$  de la figure 41.

La période de conduction se termine lorsque l'impulsion de gâchette déclenche le thyristor  $T_b$ , permettant ainsi d'appliquer la tension inverse du condensateur  $C_2$  aux bornes du thyristor à mesurer par l'intermédiaire de la résistance  $R_2$ , de l'inductance  $L_1$  et de la diode  $D_1$ ; les fonctions et les exigences pour  $R_2$ ,  $L_1$  et  $D_1$  sont celles décrites dans le circuit de principe.

L'intervalle de temps de désamorçage se termine par l'application de l'impulsion de gâchette qui déclenche le thyristor  $T_c$ .

### **9.1.10.2 Autre méthode**

Une autre méthode pour mesurer le temps de désamorçage par commutation du circuit, spécialement pour les dispositifs à courant élevé, est indiquée par la figure 43. Les formes d'ondes du courant et de la tension dans le circuit de mesure sont données par les figures 44a à 44f.

### *Description et exigences du circuit*

Le fonctionnement du circuit de la figure 43 est le suivant:

- b) thyristor  $T_b$  does not turn off until the charges on  $C_2$  and  $C_5$  reach equilibrium. This results in considerable power loss in  $R_1$  and  $R_2$ . This loss can be considerably reduced by adding additional circuitry for turning off thyristor  $T_b$  following the triggering of thyristor  $T_c$  or by reducing the pulse repetition rate;
- c) resistor  $R_4$  provides a discharge path for capacitor  $C_1$ . The current drawn by  $R_4$  shall be less than the holding current of thyristor  $T_c$  so that it may turn off after  $C_1$  becomes charged;
- d) effects of distributed capacitance in  $L_2$ , reverse recovery of diodes  $D_1$  and  $D_3$  and wiring inductance may cause undesirable oscillations in the re-applied forward voltage waveform. These effects can be minimized by good design practices including the use of suitable damping resistances (not included in figure 42);
- e) good design practice shall be used to avoid exceeding ratings of the components selected.

#### *Measurement procedure*

The gate trigger generator is synchronized with the supply frequency and provides trigger pulses on the half cycle following the charging of capacitors  $C_5$  and  $C_2$ . Trigger pulses are applied to the thyristor under test  $T_a$  and to thyristors  $T_b$  and  $T_c$ , in that order, to perform the switching functions of switches  $S_4$ ,  $S_3$ , and  $S_1$  of figure 41.

The conduction period is ended by the gate pulse which triggers thyristor  $T_b$ , allowing the reverse voltage of capacitor  $C_2$  to be applied through resistor  $R_2$ , inductor  $L_1$  and diode  $D_1$  across the thyristor being measured, the functions and requirements of  $R_2$ ,  $L_1$  and  $D_1$  being as described for the basic circuit.

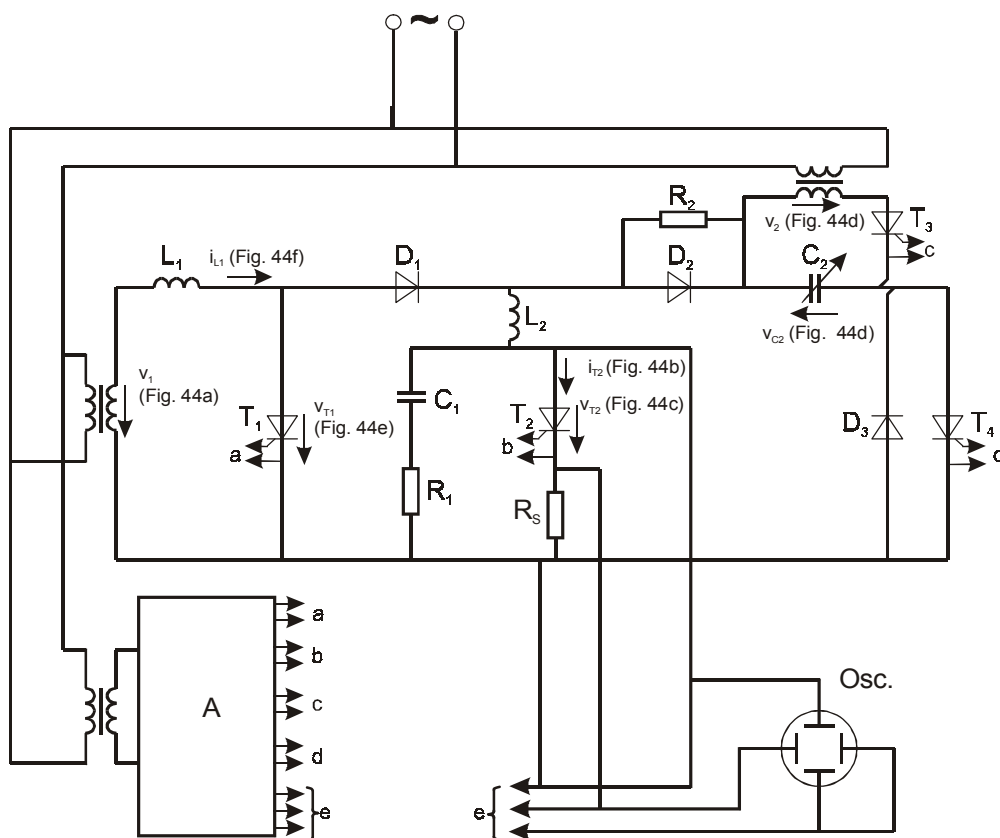
The turn-off time interval is ended by the gate pulse which triggers thyristor  $T_c$ .

#### **9.1.10.2 Alternative method**

An alternative method to measure the circuit commutated turn-off time, especially for high current devices, is shown in figure 43. The voltage and current waveforms in the measuring circuit are given in figures 44a to 44f.

#### *Circuit description and requirements*

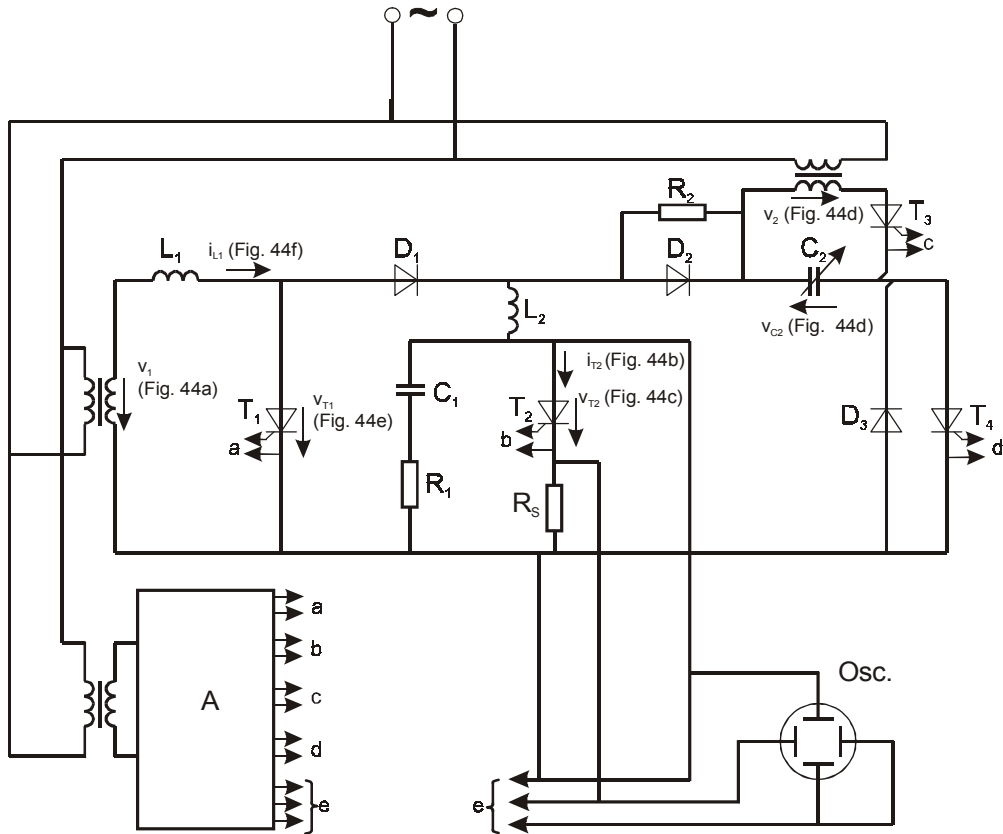
The operation of the circuit in figure 43 is as follows:



IEC 2073/2000

- A système de commande
- $T_2$  thyristor à mesurer
- Osc. oscilloscope à double faisceau
- $v_1$  alimentation directe
- $v_2$  alimentation de tension inverse

Figure 43 – Circuit de mesure



IEC 2073/2000

- A control unit
- $T_2$  thyristor being measured
- Osc. double beam oscilloscope
- $v_1$  forward supply
- $v_2$  reverse voltage supply

Figure 43 – Measurement circuit

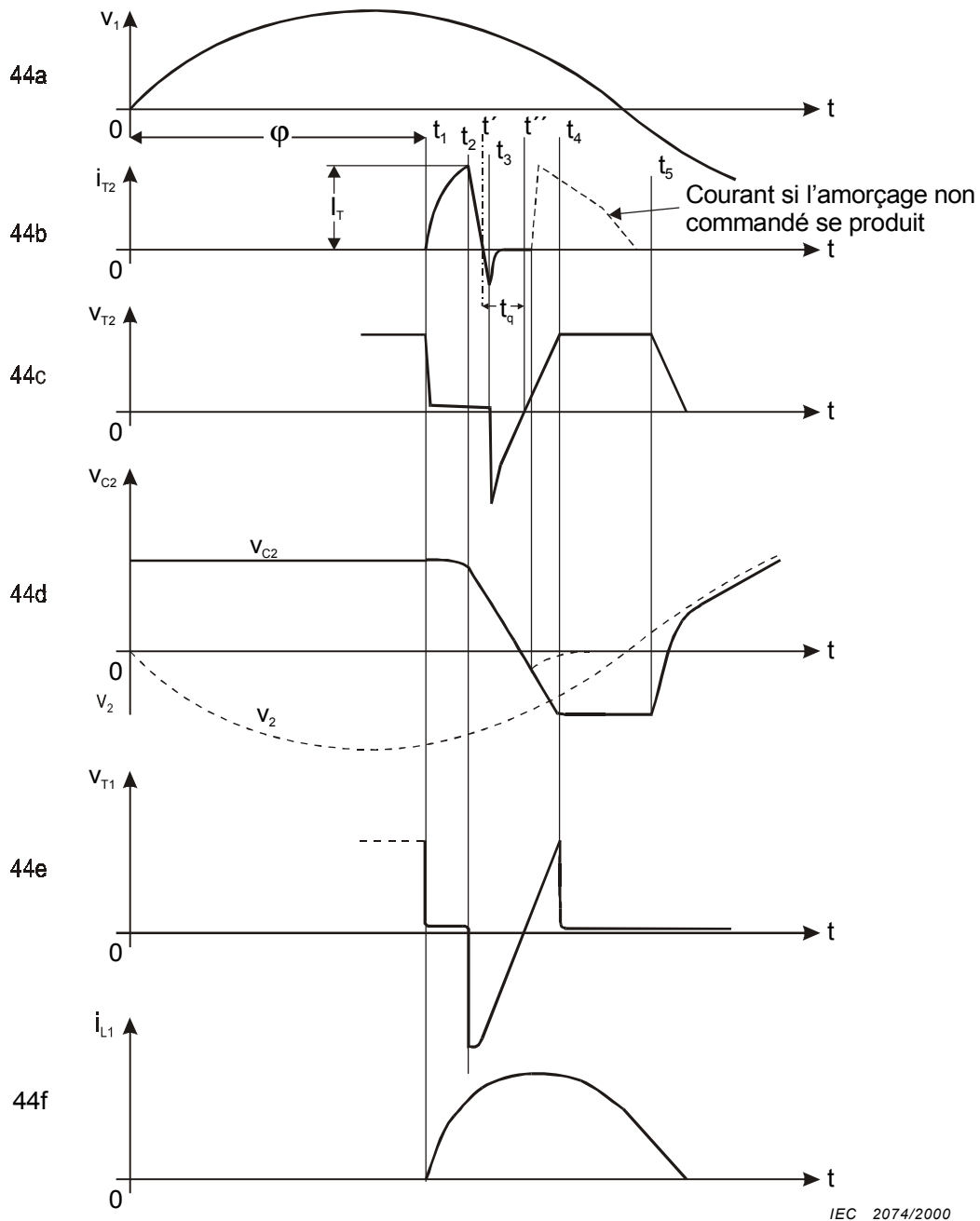


Figure 44 – Formes d'onde du courant et de la tension

Pendant la demi-période négative de la tension  $v_1$ , le condensateur  $C_2$  est chargé par la demi-période positive de la tension auxiliaire  $v_2$  à environ la valeur de pointe de  $v_2$  par l'intermédiaire du thyristor  $T_3$  qui, au temps  $t_5$  (voir les figures ci-dessus), est amorcé par le système de commande. Avant le commencement de la mesure,  $C_2$  doit être complètement chargé et le thyristor  $T_3$  doit être complètement bloqué.

La mesure commence quand le thyristor à mesurer  $T_2$  est amorcé par le système de commande au temps  $t_1$  (voir figures 44 a-f), c'est-à-dire immédiatement après que la tension d'alimentation  $v_1$  a atteint sa valeur de pointe (angle de commande  $\phi$  compris entre  $100^\circ$  et  $110^\circ$ ). Le courant  $i_{T2}$  traversant le thyristor à mesurer (voir figure 44b) augmente avec une pente initiale

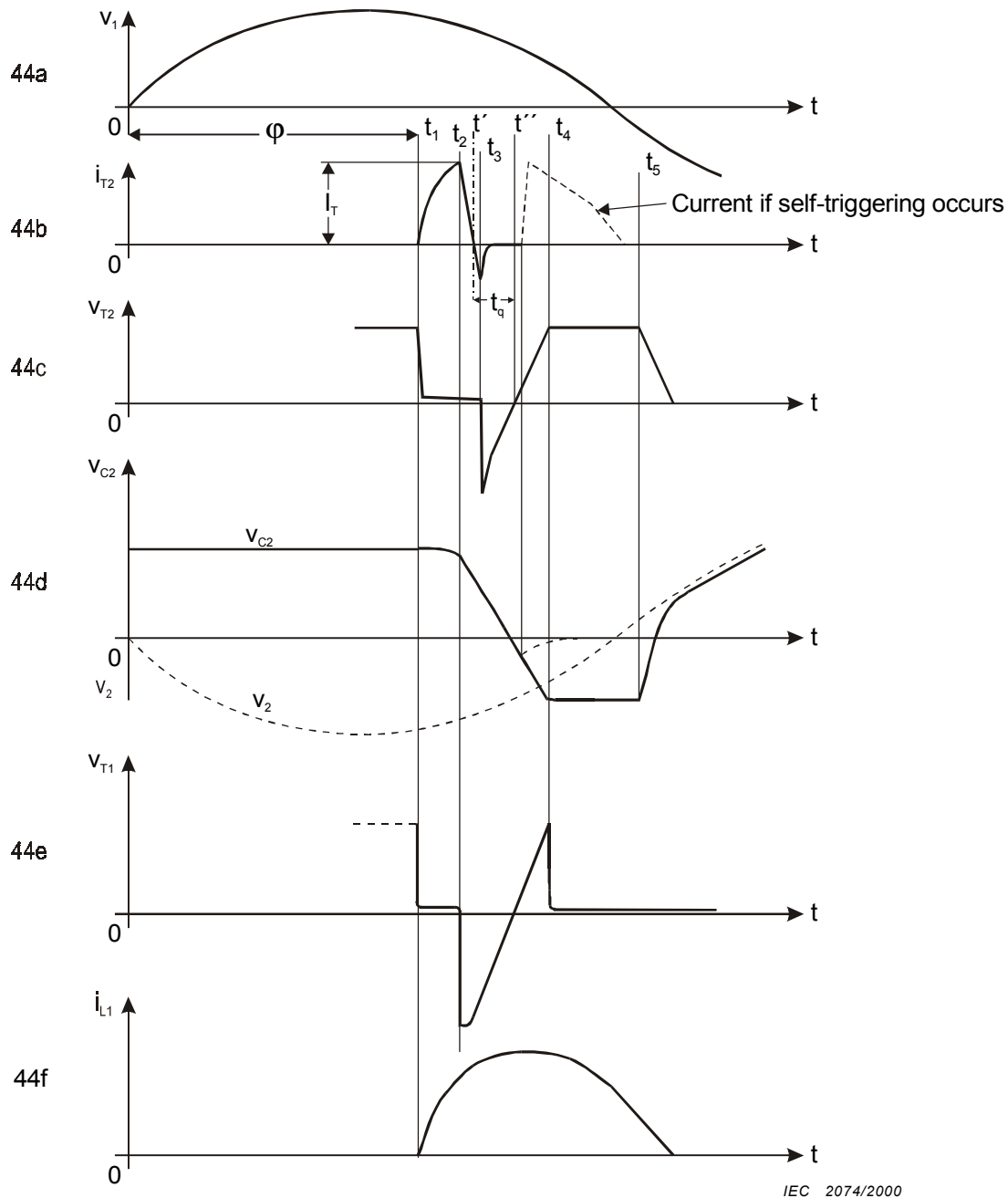


Figure 44 – Voltage and current waveforms

During the negative half cycle of the voltage  $v_1$ , the capacitor  $C_2$  is charged by the positive half cycle of the auxiliary voltage  $v_2$  to approximately the peak value of  $v_2$  via thyristor  $T_3$  which, at time  $t_5$  (see figures above), is switched on by the control unit. Before the start of the measuring process,  $C_2$  shall be completely charged and thyristor  $T_3$  shall be completely cut-off.

The measuring process starts when the thyristor being measured  $T_2$  is switched on by the control unit at time  $t_1$  (see figures 44 a-f), i.e. immediately after the supply voltage  $v_1$  reaches its peak value (control angle  $\phi$  between  $100^\circ$  and  $110^\circ$ ). The current  $i_{T2}$  through the thyristor being measured (see figure 44b) increases with an initial slope determined by the inductances  $L_1$  and  $L_2$ . The circuit for this current flow consists of the transformer,  $L_1$ ,  $D_1$ ,  $L_2$ ,  $T_2$  and back

déterminée par les inductances  $L_1$  et  $L_2$ . Le circuit parcouru par ce courant est formé par le transformateur,  $L_1$ ,  $D_1$ ,  $L_2$ ,  $T_2$  et le retour au transformateur. Au temps  $t_2$  (réglable par le système de commande), le courant  $i_{T_2}$  atteint la valeur  $I_T$  spécifiée pour le thyristor à mesurer et, au même instant, le thyristor  $T_4$  est amorcé par le système de commande. Ainsi, le condensateur  $C_2$  se décharge à travers le circuit comprenant le thyristor  $T_4$ , la résistance de mesure  $R_S$ , le thyristor à mesurer  $T_2$ , l'inductance  $L_2$  et la diode  $D_2$  jusqu'à l'instant  $t_3$  (voir figure 44b) où le thyristor  $T_2$  est bloqué. La vitesse de décroissance de  $i_{T_2}$  est déterminée surtout par la valeur de  $L_2$ . La tension résiduelle du condensateur  $C_2$  agit à ce moment comme tension inverse pour le thyristor à mesurer. Cependant, à cause de l'effet d'accumulation des trous, la tension aux bornes de  $T_2$  est momentanément supérieure à la tension aux bornes du condensateur  $C_2$ . La tension transitoire qui en résulte est limitée en amplitude par le branchement en série du condensateur  $C_1$  et de la résistance  $R_1$  shuntant le thyristor à mesurer  $T_2$ .

Après l'instant  $t_3$  le condensateur  $C_2$  est chargé avec une polarité de sens inverse, à travers le circuit comprenant le thyristor  $T_4$ , la source de tension  $v_1$  l'inductance  $L_1$  et les diodes  $D_1$  et  $D_2$ . La croissance quasi linéaire de la tension aux bornes du condensateur  $C_2$  (et en conséquence également aux bornes du thyristor à mesurer) est due principalement à l'énergie magnétique accumulée dans l'inductance  $L_1$  (voir les figures 44c et 44d). Si la tension aux bornes du thyristor en essai  $T_2$  atteint la tension directe à l'état bloqué spécifiée (par exemple les deux tiers de la tension de pointe répétitive à l'état bloqué), le thyristor  $T_1$  est amorcé à l'instant  $t_4$ .

Ceci nécessite une construction appropriée du système de commande. Le courant circulant dans l'inductance  $L_1$  (et jusqu'à cet instant aussi dans le condensateur  $C_2$ ) passe dans le thyristor  $T_1$ . La charge de  $C_2$  est alors terminée (voir les figures 44d et 44e). La tension aux bornes du condensateur  $C_2$  agit par l'intermédiaire de la combinaison résistance-diode  $D_2$ ,  $R_2$  et de la diode  $D_3$  comme une tension de blocage quasi constante aux bornes du thyristor à mesurer  $T_2$ , jusqu'à l'instant  $t_5$  (voir figure 44d) où le thyristor de charge  $T_3$  est de nouveau amorcé par le système de commande. Le condensateur  $C_2$  est alors chargé dans la direction inverse par la source de tension  $v_2$  pour le cycle de mesure suivant.

Si le thyristor à essayer ne supporte pas l'application de la tension de blocage et en conséquence commute, le condensateur  $C_2$  se décharge dans le circuit constitué par la résistance  $R_2$  qui limite le courant, par le thyristor à essayer  $T_2$  et par la diode  $D_3$ . La diode  $D_2$  est en parallèle avec la résistance  $R_2$ , afin d'éviter un amortissement exagéré du circuit de charge du condensateur  $C_2$ .

NOTE On peut utiliser pour l'essai une onde de forme exponentielle, à condition d'indiquer le facteur de corrélation convenable avec la méthode d'essai normalisée.

On note que l'énergie emmagasinée dans l'inductance  $L_2$ , de même que la charge emmagasinée dans le condensateur  $C_1$ , peut provoquer une augmentation du temps de désamorçage en accroissant la charge dissipée lorsque le thyristor en essai est désamorcé.

#### *Exigences relatives aux composants*

Les inductances  $L_1$  et  $L_2$  et la capacité  $C_2$  sont déterminées par les formules suivantes:

$$C_2 \approx I_T \frac{t_q}{V_2}$$

$$L_1 > V_2 \frac{t_q}{0,05 \cdot I_T}$$

$$L_2 = V_2 \frac{\Delta t_f}{I_T}$$

où

$t_q$  est le temps de recouvrement du thyristor à mesurer;

$I_T$  est le courant spécifié dans le thyristor en essai avant l'application de la tension à l'état bloqué (voir figure 44b);



to the transformer. At time  $t_2$  (adjustable by the control unit), the current  $i_{T_2}$  reaches the value  $I_T$  specified for the thyristor being measured and, at the same time, thyristor  $T_4$  is switched on by the control unit. Thus, the capacitor  $C_2$  discharges through the circuit consisting of thyristor  $T_4$ , measuring resistor  $R_S$ , the thyristor being measured  $T_2$ , inductance  $L_2$  and diode  $D_2$ , until at time  $t_3$  (see figure 44b) thyristor  $T_2$  is cut-off. The rate of fall of  $i_{T_2}$  is determined mainly by the value of  $L_2$ . The residual voltage of capacitor  $C_2$  acts at this time as reverse voltage for the thyristor being measured. However, due to the hole storage effect, the voltage across  $T_2$  is momentarily larger than the voltage across capacitor  $C_2$ . The resulting voltage transient is limited in amplitude by the series connection of capacitor  $C_1$  and resistor  $R_1$  shunting the thyristor being measured  $T_2$ .

After time  $t_3$  the capacitor  $C_2$  is charged with opposite polarity through the circuit consisting of thyristor  $T_4$ , voltage source  $v_1$ , inductance  $L_1$  and diodes  $D_1$  and  $D_2$ . The almost linear rise of voltage across capacitor  $C_2$  (and therefore also across the thyristor being measured) is mainly due to the magnetic energy stored in inductance  $L_1$  (see figures 44c and 44d). If the voltage across the thyristor under test  $T_2$  reaches the specified blocking voltage (e.g. two-thirds of the repetitive peak off-state voltage), the thyristor  $T_1$  is switched on at time  $t_4$ .

This requires an appropriate design of the control unit. The current flowing through inductance  $L_1$  (and until that moment also through capacitor  $C_2$ ) is taken over by thyristor  $T_1$ . The charging of  $C_2$  is thus ended (see figures 44d and 44e). The voltage of capacitor  $C_2$  acts via the resistor-diode combination  $D_2$ ,  $R_2$  and diode  $D_3$  as an almost constant blocking voltage across the thyristor under test  $T_2$  until at time  $t_5$  (see figure 44d), when charging thyristor  $T_3$  is again switched on by the control unit. The capacitor  $C_2$  is then charged in the opposite direction from the voltage source  $v_2$  for the next measuring cycle.

If the thyristor under test does not withstand the applied blocking voltage and therefore switches on, the capacitor  $C_2$  discharges through the circuit consisting of current limiting resistor  $R_2$ , thyristor under test  $T_2$  and diode  $D_3$ . The resistor  $R_2$  is shunted by a diode  $D_2$ , in order to avoid an unacceptable damping of the charging circuit of capacitor  $C_2$ .

NOTE An exponential test waveform can be used as long as the proper correlating factor is established with the standard test method.

It should be noted that the energy stored in inductance  $L_2$ , as well as the charge stored in capacitor  $C_1$ , may cause an increase of the turn-off time by increasing the charge dissipated while the thyristor under test is switching off.

### Components requirements

The inductances  $L_1$  and  $L_2$  and the capacitor  $C_2$  are determined by the following formulae:

$$C_2 \approx I_T \frac{t_q}{V_2}$$

$$L_1 > V_2 \frac{t_q}{0,05 \cdot I_T}$$

$$L_2 = V_2 \frac{\Delta t_f}{I_T}$$

where

$t_q$  is the turn-off time of the thyristor being measured;

$I_T$  is the specified current through the thyristor under test before applying the off-state voltage (see figure 44b);

$V_2$  est la tension inverse de crête spécifiée;

$\Delta t_f = t_3 - t_2$ , vitesse de décroissance du courant à l'état passant spécifiée (voir figure 44b).

En spécifiant les composants du circuit, il conviendra de prendre en considération le fait que les thyristors  $T_1$  et  $T_4$  ainsi que les diodes  $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$  doivent avoir des valeurs limites de courant et de tension au moins égales à celles du thyristor à mesurer.

#### *Exécution*

La mesure du temps de recouvrement par commutation du circuit est effectuée de la manière suivante:

En diminuant la valeur de la capacité  $C_2$ , la vitesse de croissance de la tension  $v_{T2}$  est augmentée et l'intervalle de temps  $t'' - t'$  diminué jusqu'à ce que le thyristor en essai commute. Le temps de désamorçage par commutation du circuit peut être alors déterminé sur l'oscilloscope comme étant la différence de temps minimale pour laquelle il n'y a pas amorçage entre les instants pour lesquels les valeurs de courant  $i_{T2}$  et de tension  $v_{T2}$  s'annulent (temps  $t'$  et  $t''$  respectivement) (voir figures 44b et 44c).

Le temps de désamorçage par commutation du circuit peut aussi être obtenu en utilisant un oscilloscope à faisceau unique et en mesurant seulement le temps compris entre le premier et le second passage à zéro ( $t'' - t_3$ ) de la tension  $v_{T2}$ . La différence de temps entre le passage à zéro du courant  $i_{T2}$  et le premier passage à zéro de la tension  $v_{T2}$ , ( $t_3 - t'$ ), peut être déterminée soit par le calcul, soit en mesurant des valeurs moyennes.

Le temps de désamorçage par commutation du circuit est alors la somme de ces deux différences de temps.

L'avantage de cette méthode est que la résistance  $R_S$  peut être omise.

#### **9.1.10.3 Conditions spécifiées (valables pour les deux méthodes)**

On doit spécifier les condition suivantes:

- a) amplitude et vitesse de décroissance du courant à l'état passant;
- b) amplitude de la tension inverse appliquée pendant l'intervalle de temps de désamorçage;
- c) amplitude et vitesse de croissance de la tension à l'état bloqué quand on la réapplique;
- d) conditions de polarisation de gâchette;
- e) température ambiante, ou température de boîtier, ou température d'un point de référence.

#### **9.1.11 Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué (dv/dt)**

##### *But*

Vérifier qu'à la vitesse minimale de croissance de la tension à l'état bloqué spécifiée, le thyristor reste à l'état bloqué.

$V_2$  is the specified peak reverse voltage;

$\Delta t_f = t_3 - t_2$  is the specified time of fall of the on-state current (see figure 44b).

When specifying the circuit components, it should be taken into consideration that the thyristors  $T_1$  and  $T_4$  together with the diodes  $D_1$ ,  $D_2$  and  $D_3$  shall have rated values of current and voltage at least equal to those of the thyristor under test.

#### *Measurement procedure*

The measurement of the circuit commutated turn-off time is made in the following manner:

By decreasing the value of capacitance  $C_2$ , the rate of rise of the voltage  $v_{T2}$  is increased and the time interval  $t'' - t'$  shortened until the thyristor under test is switched on. The circuit commutated turn-off time can then be determined on the oscilloscope as the minimum time difference for which no switch-on occurs between the instants at which the values of current  $i_{T2}$  and of the voltage  $v_{T2}$  pass through zero (respectively  $t'$  and  $t''$ ) (see figures 44b and 44c).

The circuit commutated turn-off time may also be obtained using a single trace oscilloscope by measuring only the time difference between successive instants at which the voltage  $v_{T2}$  passes through zero ( $t'' - t_3$ ). The time difference between the initial instants when  $v_{T2}$  passes through zero and the instants at which  $i_{T2}$  passes through zero ( $t_3 - t'$ ) can be determined either by calculation or by measuring average values.

The circuit commutated turn-off time is then the sum of these two time differences.

This method has the advantage that the current measuring resistor  $R_S$  may be omitted.

#### **9.1.10.3 Specified conditions (for both methods)**

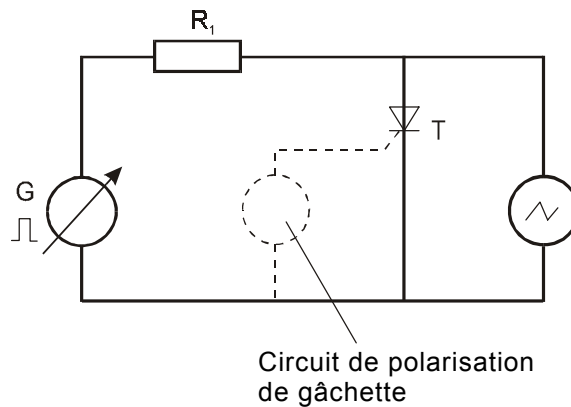
The following conditions shall be specified:

- 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.

#### **9.1.11 Critical rate of rise of off-state voltage (dv/dt)**

##### *Purpose*

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



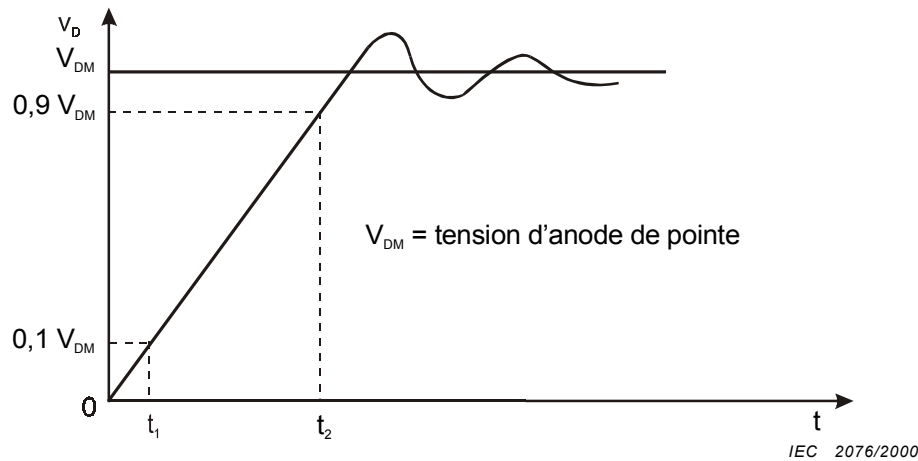
IEC 2075/2000

Figure 45 – 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 faire cette mesure:

**9.1.11.1 Méthode 1 (vitesse de croissance linéaire)**



IEC 2076/2000

Figure 46 – Forme d'onde

Le générateur d'impulsions fournit une onde linéaire d'amplitude spécifiée et avec une vitesse de croissance linéaire et réglable de la tension, comme le montre la figure 46. La ligne droite reliant les points 10 % et 90 %  $V_{DM}$  doit avoir la pente de la vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué spécifiée.

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  $\pm 100$  % 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 crête du dépassement de la tension d'anode ne doit pas être supérieure à 10 % de  $V_{DM}$ , à moins qu'il n'en soit autrement spécifié.

L'essai peut être fait de façon répétitive pourvu que la durée de l'impulsion soit d'au moins cinq fois la durée totale de croissance de l'impulsion et que la capacité anode-cathode soit déchargée entre deux impulsions successives.

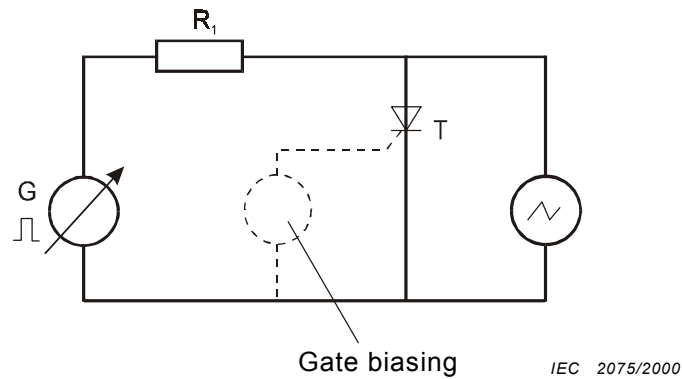


Figure 45 – Circuit diagram for measuring critical rate of rise of off-state voltage

*Circuit description and requirements*

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

**9.1.11.1 Method 1 (linear rate of rise)**

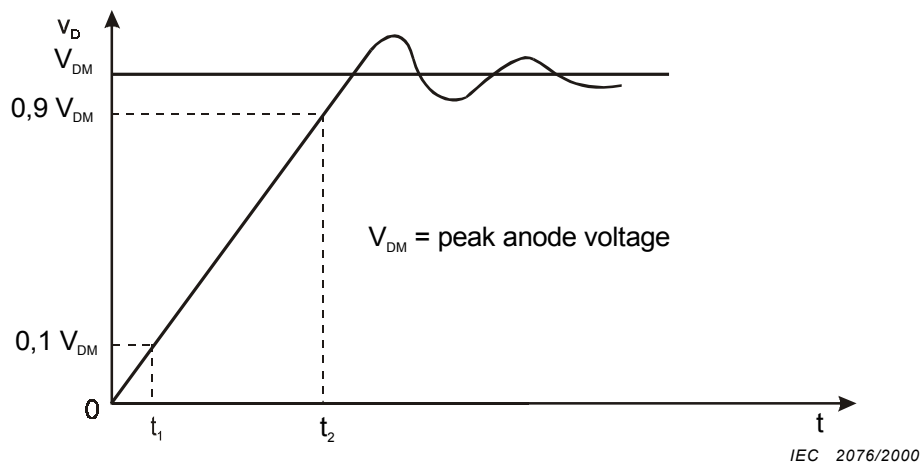


Figure 46 – Waveform

The pulse generator provides a linear waveform of specified amplitude and adjustable linear rate of rise of voltage as shown in figure 46. 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  $\pm 100$  % 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.

La résistance  $R_1$  est une résistance de protection.

On n'utilise le circuit de polarisation de gâchette que s'il est nécessaire.

### 9.1.11.2 Méthode 2 (vitesse de croissance exponentielle)

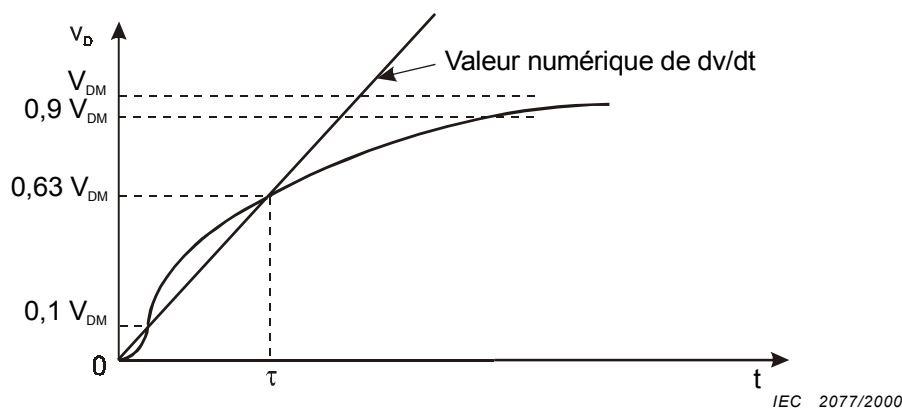


Figure 47 – Circuit de mesure pour vitesse de croissance exponentielle

#### 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 montre la figure 47.

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  $\tau$ , telle que:

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

Entre  $0,1$  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 fait de façon répétitive pourvu que la durée de l'impulsion soit d'au moins dix fois la constante de temps  $\tau$  et que la capacité anode-cathode soit déchargée entre deux impulsions successives.

La résistance  $R_1$  est une résistance de protection.

On n'utilise le circuit de polarisation de gâchette que s'il est spécifié.

#### Exécution (pour les deux méthodes)

Régler la température à la valeur spécifiée.

Augmenter l'amplitude de la tension du générateur d'impulsions jusqu'à la valeur spécifiée comme indiqué sur l'oscilloscope.

Régler la vitesse de croissance de la tension du générateur d'impulsions jusqu'à la valeur spécifiée comme indiqué sur l'oscilloscope.

Examiner sur l'oscilloscope la forme d'onde de tension aux bornes du thyristor.

L'essai est considéré comme satisfaisant si le thyristor reste à l'état bloqué.

Resistor  $R_1$  is a protective resistor.

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

### 9.1.11.2 Method 2 (exponential rate of rise)

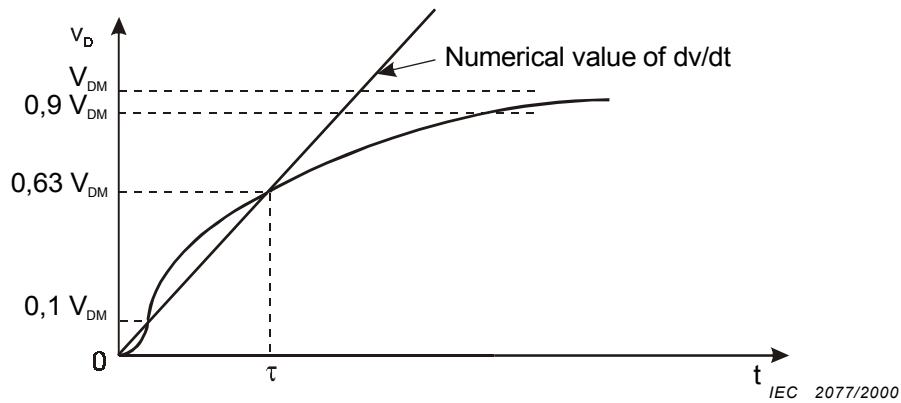


Figure 47 – Measurement circuit for exponential rate of rise

#### *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 47.

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  $\tau$  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  $\tau$  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 both methods)*

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.

*Conditions spécifiées (pour les deux méthodes)*

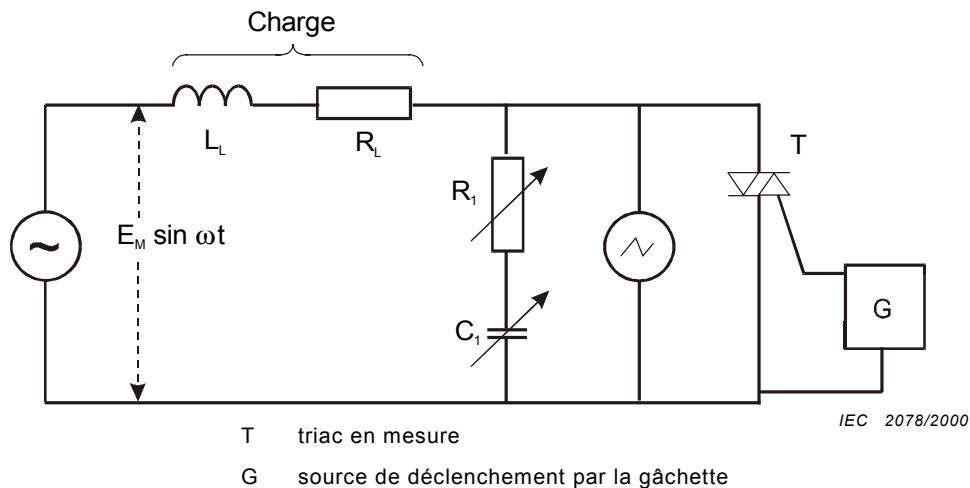
- a) température ambiante, température de boîtier ou température d'un point de référence ( $T_a, T_c, T_{ref}$ );
- b) vitesse critique de croissance de la tension  $dv/dt$  (spécifier méthode linéaire ou exponentielle);
- c) tension de pointe à l'état bloqué ( $V_{DM}$ );
- d) circuit de polarisation de gâchette (si demandé).

**9.1.12 Vitesse critique de croissance de la tension de commutation des triacs  $dv/dt$  (com)**

**9.1.12.1 Première méthode: triacs à faible courant**

*But*

Vérifier que le triac peut conserver sa capacité de blocage lorsqu'on augmente la vitesse de croissance de la tension de commutation; ceci s'applique aux thyristors bidirectionnels pour les deux polarités de la tension appliquée.



**Figure 48 – Circuit de mesure pour la vitesse critique de croissance de la tension de commutation**

*Description et exigences du circuit*

La source de puissance du circuit en mesure est une alimentation sinusoïdale monophasée à 50 Hz ou 60 Hz.

Le rapport  $X/R$  du circuit total doit être supérieur ou égal à 10 pour que le courant et la tension d'alimentation soient approximativement en quadrature.

*Exécution*

La vitesse de croissance de la tension de commutation appliquée (tension à l'état bloqué pour le dispositif en mesure) est approximativement exponentielle; elle est déterminée par le réglage de  $R_1$  et de  $C_1$ . L'oscilloscope branché aux bornes du dispositif en mesure est utilisé pour examiner la forme d'onde de cette tension et s'assurer ainsi que le dispositif n'a pas été déclenché par suite d'une valeur trop élevée de  $dv/dt$ .



*Specified conditions (for both methods)*

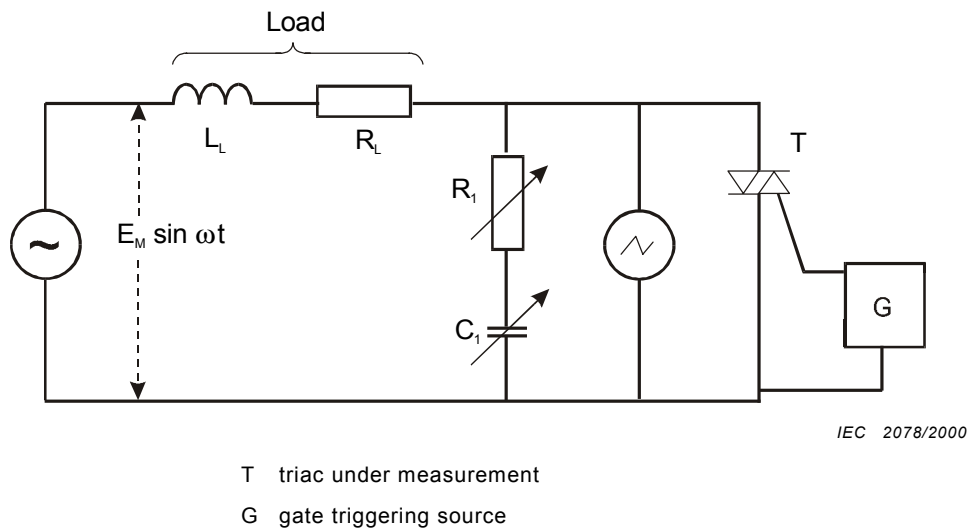
- ambient, case or reference-point temperature ( $T_a$ ,  $T_c$ ,  $T_{ref}$ );
- critical rate of rise of voltage  $dv/dt$  (specify linear or exponential method);
- peak off-state voltage ( $V_{DM}$ );
- gate biasing circuit (if required).

### 9.1.12 Critical rate of rise of commutating voltage of triacs $dv/dt$ (com)

#### 9.1.12.1 First method: 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.



**Figure 48 – Measurement circuit for critical rate of rise of commutating voltage**

*Circuit description and requirements*

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

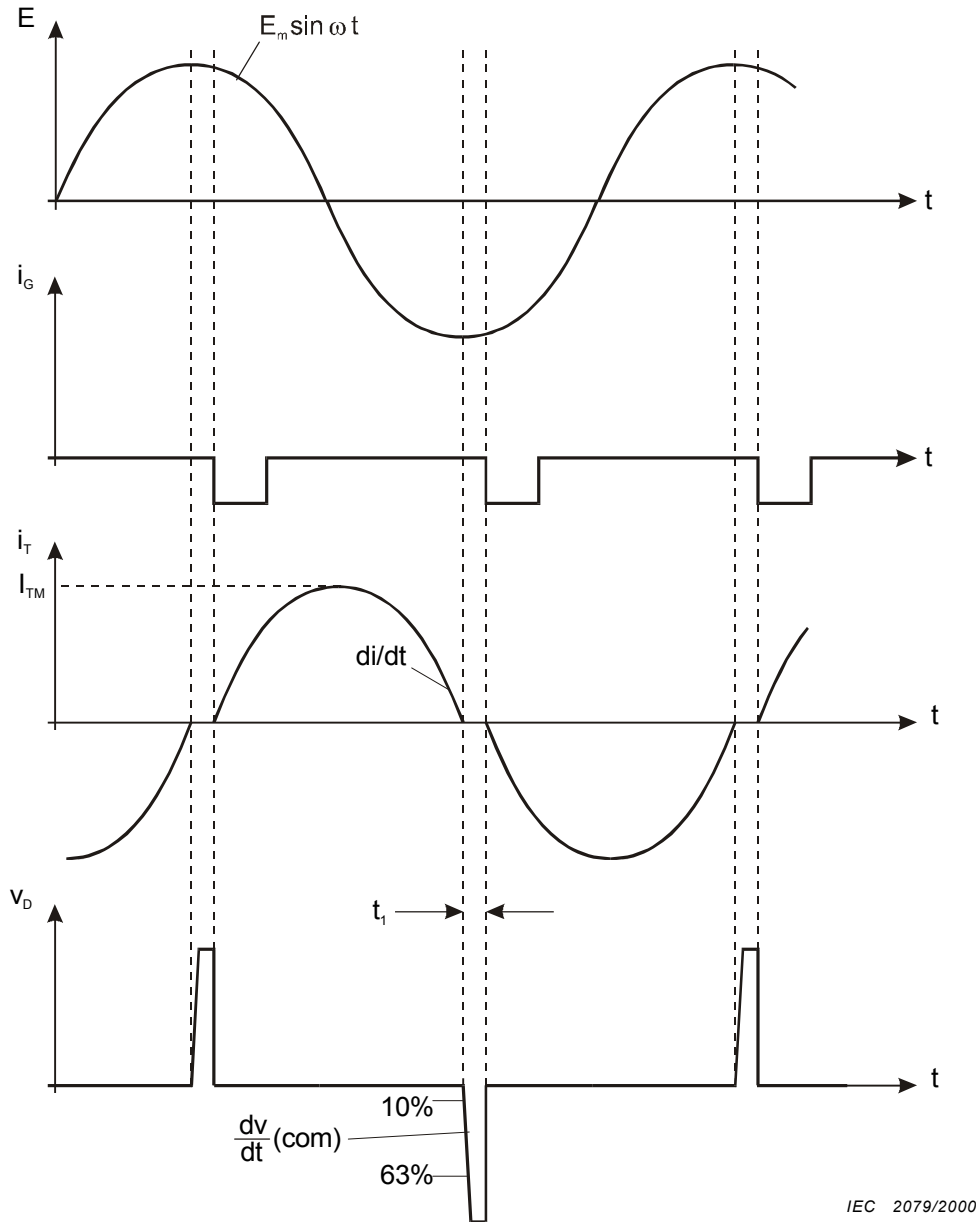
The X/R ratio for the entire measurement circuit shall be greater than or equal to 10 so that the supply voltage and current are essentially in quadrature.

*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  $dv/dt$ .

La valeur numérique assignée au  $dv/dt$  de la tension exponentielle est définie comme étant la pente de la droite joignant les points correspondant à 10 % et à 63 % de la tension de mesure. On utilise le point à 10 % de la tension 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 dans la figure 49.



$t_1$ : durée de la tension à l'état bloqué

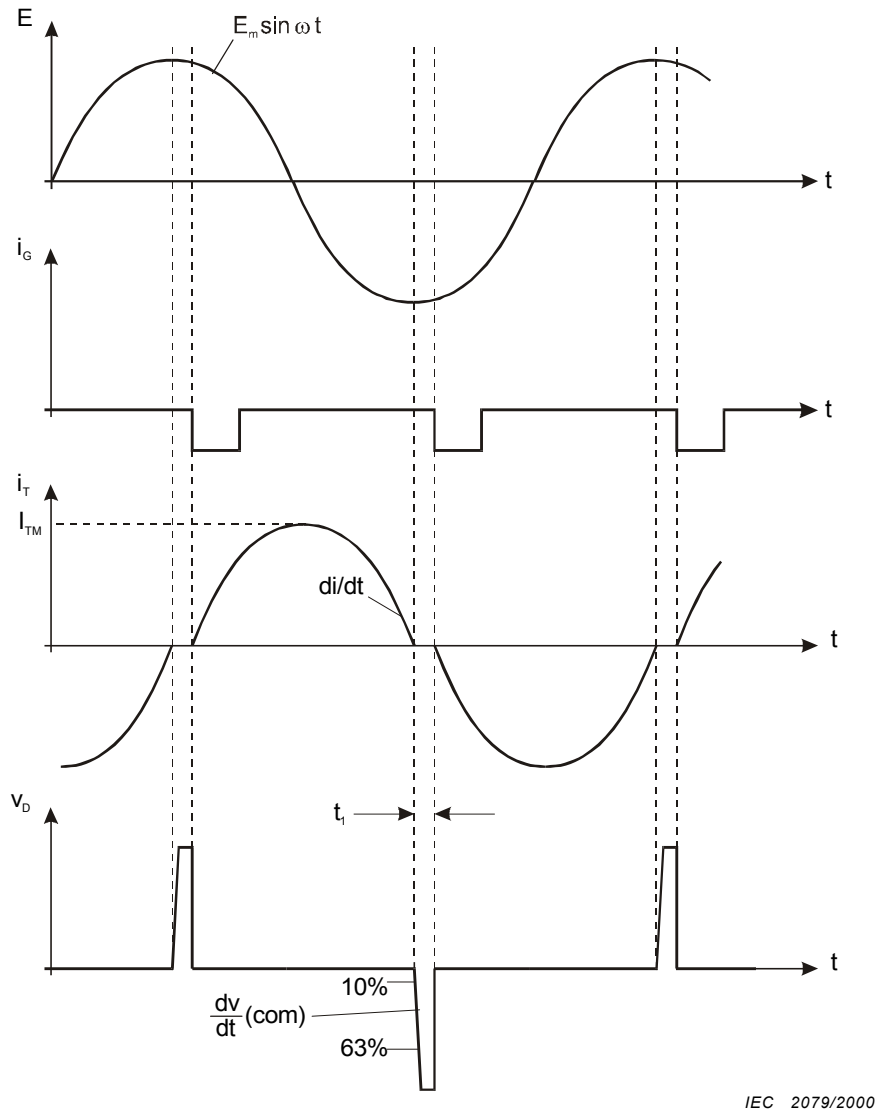
**Figure 49 – Formes d'onde**

Le triac en mesure 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 l'on supprime  $R_1$  et  $C_1$ . Dans ce cas, le  $dv/dt$  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.

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 49.



$t_1$ : off-state voltage duration

**Figure 49 – 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.

*Conditions spécifiées*

Ces conditions s'appliquent à chaque demi-période de la tension et du courant d'essai:

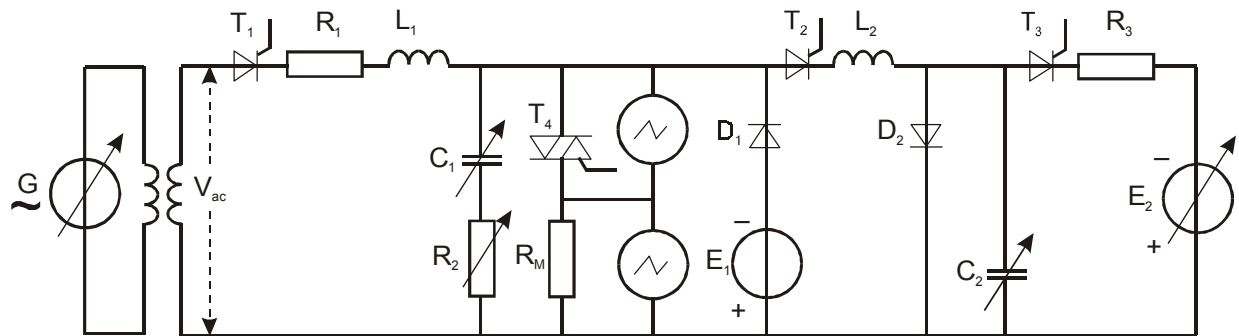
- a) fréquence de l'alimentation alternative sinusoïdale monophasée (50 Hz ou 60 Hz);
- b) courant de pointe à l'état passant ( $I_{TM} \approx \frac{E_M}{Z_L}$ );
- c) durée du courant à l'état passant (90 % de la demi-période recommandé);
- d) vitesse d'inversion du courant à l'état passant ( $di/dt$ ) (pente de la droite passant par les points: 50 % et 0 % de  $I_{TM}$ ;  $di/dt \approx 2 \pi f I_{TM}$ );
- e) tension de pointe à l'état bloqué ( $V_{DM} \approx E_M$ );
- f) durée de la tension à l'état bloqué (minimum recommandé: 200  $\mu$ s);
- g) conditions de polarisation de gâchette (entre les impulsions de courant):  
tension d'alimentation de gâchette,  
résistance de l'alimentation de gâchette, ou  
résistance de polarisation dans le circuit de gâchette;
- h) température ambiante, température du boîtier ou température d'un point de référence.

**9.1.12.2 Deuxième méthode: triacs à fort courant, ayant une forte ou faible vitesse de décroissance du courant à l'état passant**

*But*

Mesurer sur une large dispersion, 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.

NOTE 1 Les triacs à fort courant peuvent être définis comme fonctionnant à une intensité de valeur efficace de 50 A et au-dessus.



IEC 2080/2000

T<sub>4</sub> triac en mesure

NOTE 2 On peut utiliser d'autres sources pour fournir le courant à l'état passant. Par exemple, on peut remplacer le transformateur délivrant  $V_{ac}$ , par un condensateur chargé par une source d'alimentation.

**Figure 50 – Circuit de mesure pour les triacs à fort courant**

**Specified conditions**

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

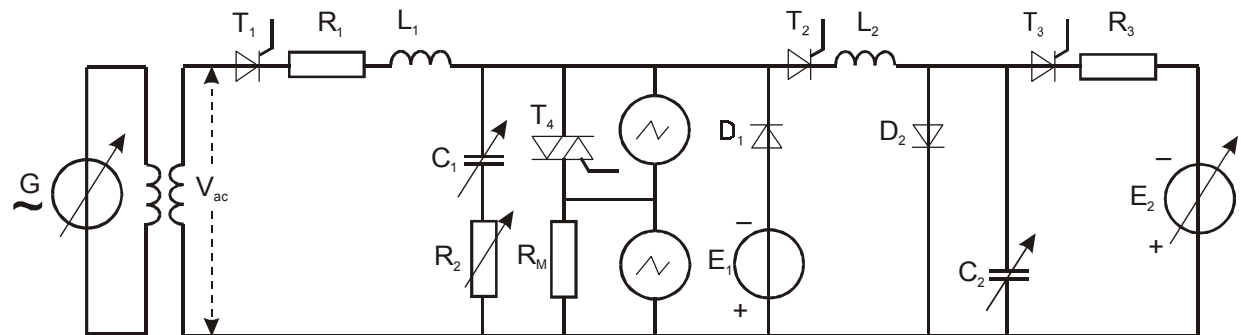
- frequency of single-phase sinusoidal a.c. supply (50 Hz or 60 Hz);
- peak on-state current ( $I_{TM} \approx \frac{E_M}{Z_L}$ );
- on-state current duration (90 % of half cycle recommended);
- rate of reversal of on-state current ( $di/dt$ ) (the slope of the line connecting the 50 % and 0 %  $I_{TM}$  points;  $di/dt \approx 2 \pi f I_{TM}$ );
- peak off-state voltage ( $V_{DM} \approx E_M$ );
- off-state voltage duration (200  $\mu s$  minimum recommended);
- gate bias conditions (between current pulses):  
gate source voltage,  
gate source resistance, or  
gate bias resistance;
- ambient, case or reference point temperature.

### 9.1.12.2 Second method: 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.

NOTE 1 High-current triacs may be defined as those rated at 50 A r.m.s. and greater.

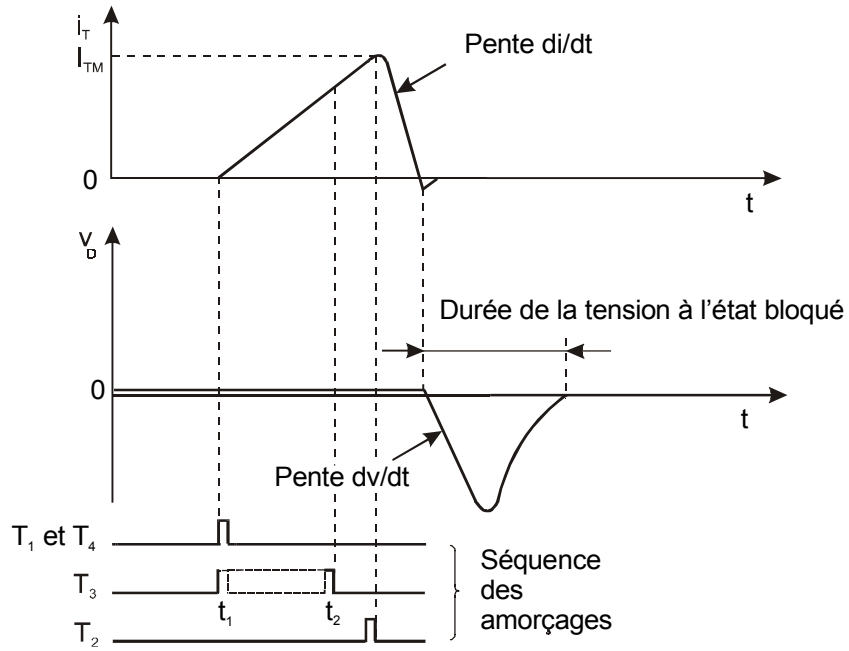


IEC 2080/2000

$T_4$  triac being measured

NOTE 2 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.

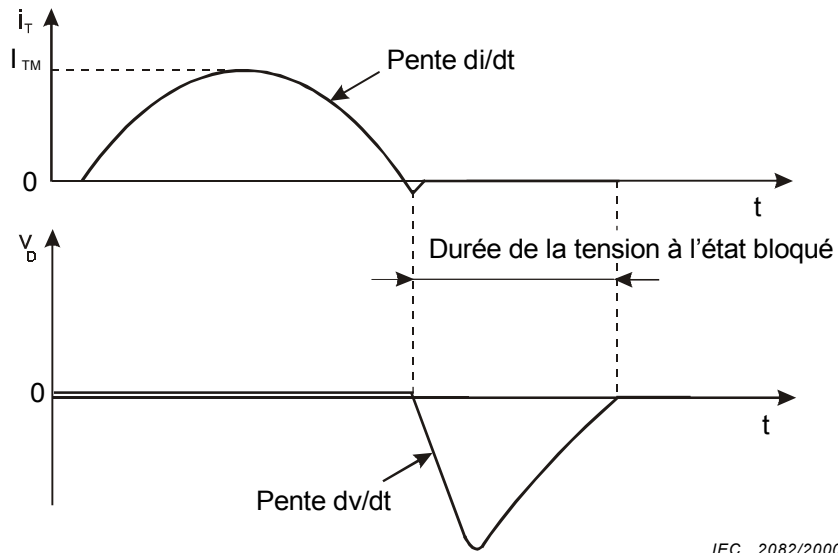
**Figure 50 – Circuit diagram for high current triacs**



IEC 2081/2000

NOTE 3  $t_1 \dots t_2$  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  $T_3$  doit avoir cessé avant que  $T_2$  soit à nouveau amorcé.

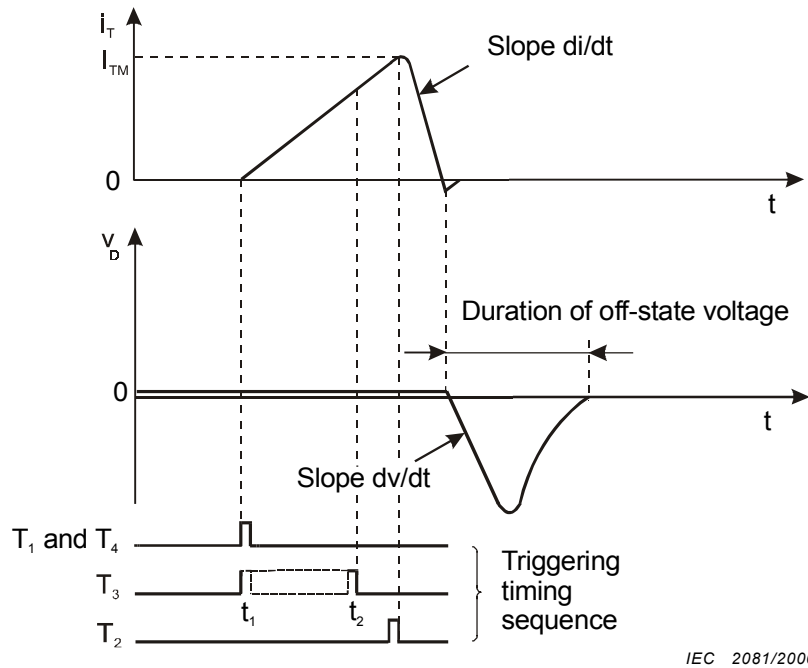
Figure 51a – Formes d'onde pour une valeur élevée de  $di/dt$



IEC 2082/2000

Figure 51b – Formes d'onde pour une faible valeur de  $di/dt$

Figure 51 – Formes d'ondes pour une faible et une forte valeur de  $di/dt$



NOTE 3  $t_1 \dots t_2$  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 must 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.

Figure 51a – Waveforms with high di/dt

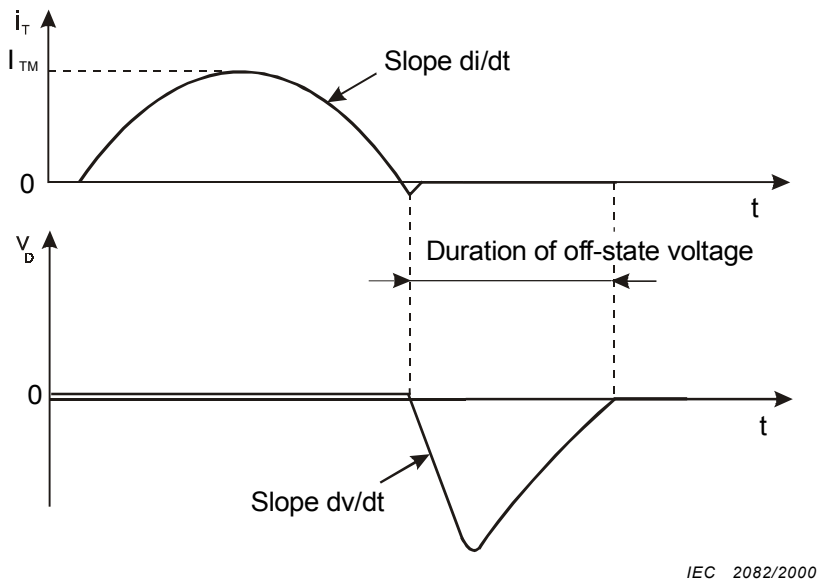


Figure 51b – Waveforms with low di/dt

Figure 51 – Waveforms with high and low di/dt

### *Description et exigences du circuit*

Le courant à l'état passant  $I_T$  est fourni au triac en mesure  $T_4$  par la source alternative  $V_{ac}$ , à travers le thyristor  $T_1$ , la résistance  $R_1$  et l'inductance  $L_1$ .

L'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 l'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-sinusoïde où le thyristor est à l'état passant (voir figure 51a),  $di/dt$  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-sinusoïde où le thyristor est à l'état passant (voir figure 51b),  $di/dt$  dépend de  $V_{ac}$  et de la durée de la demi-sinusoïde.

Lorsqu'on spécifie une vitesse de croissance linéaire pour la tension de commutation, on se reportera à 9.1.10.1, méthode 1, pour la spécification de la linéarité requise. Dans ce cas, la tension à l'état bloqué  $V_D$  est limitée par la source  $E_1$ .

Lorsqu'on spécifie une vitesse de croissance exponentielle pour la tension de commutation, on se reportera à 9.1.10.1, méthode 2, pour les formes d'onde permises. Dans ce cas, on doit supprimer  $E_1$  et  $D_1$  et la valeur de  $V_D$  est obtenue à partir de celle de  $E_2$ .

### *Précautions à prendre*

Il faut s'assurer que les capacités parasites par rapport à la terre, dues aux radiateurs, etc., n'affectent pas les mesures.

La fréquence de répétition doit être suffisamment basse pour ne pas donner lieu à un accroissement significatif de la température de jonction du triac en mesure.

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 en mesure.

On doit s'assurer, par exemple en ajoutant une résistance en série avec l'inductance  $L_2$ , que le triac en mesure ne sera pas détruit s'il ne peut pas supporter le  $dv/dt$  appliqué et que le condensateur  $C_2$  se décharge à travers le triac en mesure.

### *Exécution*

Mettre toutes les sources d'alimentation à zéro et  $C_1$  à sa valeur maximale avant que le triac soit relié au circuit.

Régler la température à la valeur spécifiée.

Réaliser les conditions de polarisation par la gâchette, comme il est spécifié.

Amener le courant à l'état passant à la valeur spécifiée par réglage de  $V_{ac}$  (pour les formes d'onde, voir des exemples dans les figures 51a et 51b).



### *Circuit description and requirements*

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 51a)  $di/dt$  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 51b)  $di/dt$  is dependent on  $V_{ac}$  and the half wave duration.

When a linear rate of rise of commutating voltage is specified, refer to 9.1.10.1 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 9.1.10.1 method 2, for permitted waveshapes. 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*

Care must be taken to ensure that stray capacitance to earth, due to heatsinks, etc., does 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 51a and 51b).

Amener la tension de pointe à l'état bloqué 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, à l'aide de  $E_1$ , la valeur de  $E_2$  étant suffisamment élevée pour qu'on puisse obtenir la linéarité voulue.

Pour des valeurs élevées de  $di/dt$  ( $\geq 50 \text{ A}/\mu\text{s}$ ), amorcer  $T_2$  pendant la demi-onde sinusoïdale rendant  $T_4$  passant (figure 51a); régler  $di/dt$  à la valeur spécifiée au moyen de  $L_2$ .

Pour de faibles valeurs de  $di/dt$ , amorcer  $T_2$  à un instant tel qu'il commence à conduire à la fin de la demi-sinusoïde qui rend  $T_4$  passant (figure 51b).

Observer la forme d'onde de la tension aux bornes du triac sur l'oscilloscope (voir par exemple les figures 51a et 51b) et augmenter la vitesse de croissance de la tension de commutation 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 que celui-ci commute à l'état passant. On a alors la vitesse critique de croissance de la tension de commutation.

Refaire la mesure en inversant la polarité du triac.

*Conditions spécifiées*

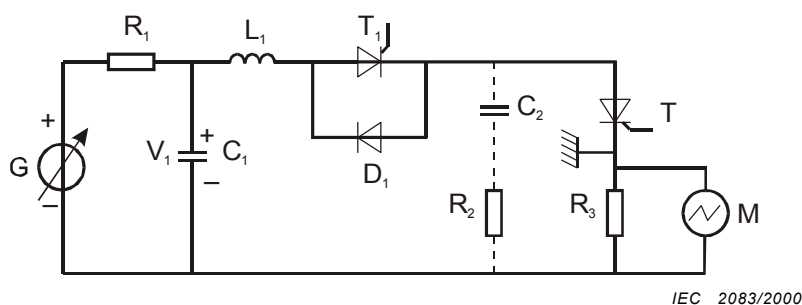
- a) température ambiante, température du boîtier ou température d'un point de référence;
- b) courant de pointe à l'état passant ( $I_{TM}$ );
- c) tension de pointe à l'état bloqué ( $V_{DM}$ );
- d) conditions de polarisation de gâchette (pendant la croissance de la tension de commutation);
- e) vitesse de décroissance du courant à l'état passant ( $di/dt$ ).

**9.1.13 Charge recouvrée ( $Q_r$ ) et temps de recouvrement inverse ( $t_{rr}$ ).**

**9.1.13.1 Méthode en onde demi-sinusoïdale**

*But*

Mesurer la charge recouvrée  $Q_r$  et le temps de recouvrement inverse  $t_{rr}$  d'un thyristor dans des conditions spécifiées.



T thyristor en mesure

**Figure 52 – Circuit de mesure pour la charge recouvrée et le temps de recouvrement inverse (méthode en onde demi-sinusoïdale)**

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

- for the exponential rate of rise of voltage, by means of  $E_2$ ,
- 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  $di/dt$  ( $\geq 50$  A/ $\mu$ s),  $T_2$  is triggered during the on-state half sine wave through  $T_4$  (figure 51a);  $di/dt$  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  $T_4$  (figure 51b).

The voltage waveform across the triac is observed on the oscilloscope (see for example figures 51a and 51b) 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*

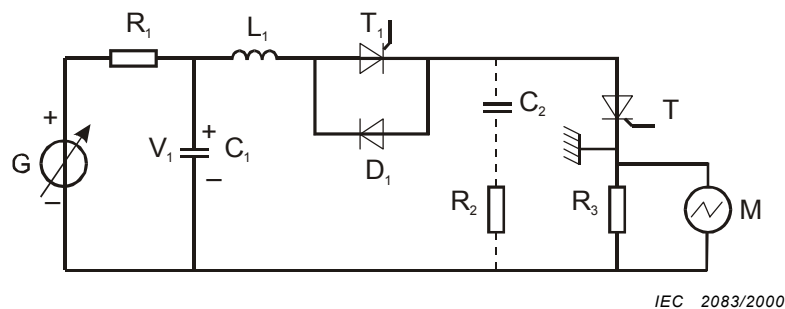
- ambient, case or reference point temperature;
- peak on-state current ( $I_{TM}$ );
- peak off-state voltage ( $V_{DM}$ );
- gate bias conditions (during rise of commutating voltage);
- rate of decay of on-state current ( $di/dt$ ).

### 9.1.13 Recovered charge ( $Q_r$ ) and reverse recovery time ( $t_{rr}$ )

#### 9.1.13.1 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.



T thyristor being measured

**Figure 52 – Circuit diagram for recovered charge and reverse recovery time (half sine wave method)**

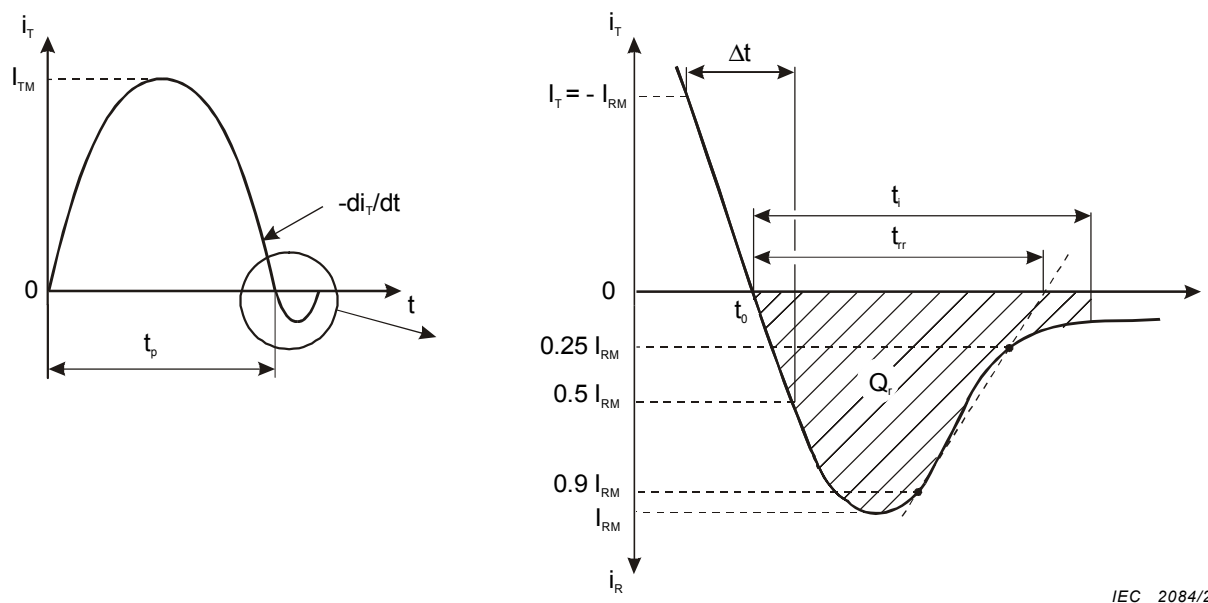


Figure 53 – Forme d’onde du courant traversant le thyristor T

*Description et exigences du circuit*

- C<sub>1</sub> condensateur qui fournit le courant à l’état passant (voir aussi L<sub>1</sub>)
- C<sub>2</sub> condensateur qui limite la haute tension inverse induite
- D<sub>1</sub> diode antiparallèle
- G générateur de courant à l’état passant
- L<sub>1</sub> inductance qui permet d’ajuster la vitesse de variation du courant direct  $-di_T/dt$  et la durée de l’impulsion ( $t_p = \pi\sqrt{L_1 C_1}$ )
- M instrument de mesure (par exemple: un oscilloscope)
- R<sub>1</sub> résistance qui limite la charge de C<sub>1</sub>
- R<sub>2</sub> résistance qui limite la haute tension inverse induite
- R<sub>3</sub> résistance étalonée non inductive qui permet de mesurer le courant
- T<sub>1</sub> interrupteur électronique (par exemple: un thyristor)

*Exécution*

Amorcer le thyristor T<sub>1</sub> et le thyristor en mesure T simultanément et ajuster le générateur de courant à l’état passant G pour obtenir la valeur spécifiée du courant de pointe à l’état passant I<sub>TM</sub> dans le thyristor T. La durée de l’impulsion t<sub>p</sub>, la vitesse de variation du courant direct  $-di_T/dt$ , la tension V<sub>1</sub> aux bornes de C<sub>1</sub> doivent correspondre aux conditions spécifiées.

La charge recouverte est mesurée comme suit:

$$Q_r = \int_{t_0}^{t_0+t_i} i_R \cdot dt$$

où

t<sub>0</sub> est l’instant où le courant passe par zéro;

t<sub>i</sub> est le temps d’intégration spécifié, de préférence égal à la valeur maximale spécifiée de t<sub>rr</sub>.

Le temps de recouvrement inverse t<sub>rr</sub> est l’intervalle de temps qui sépare t<sub>0</sub> de l’instant où la droite qui joint les valeurs décroissantes 0,9 I<sub>RM</sub> et 0,25 I<sub>RM</sub> de i<sub>R</sub> coupe l’axe des courants nuls.

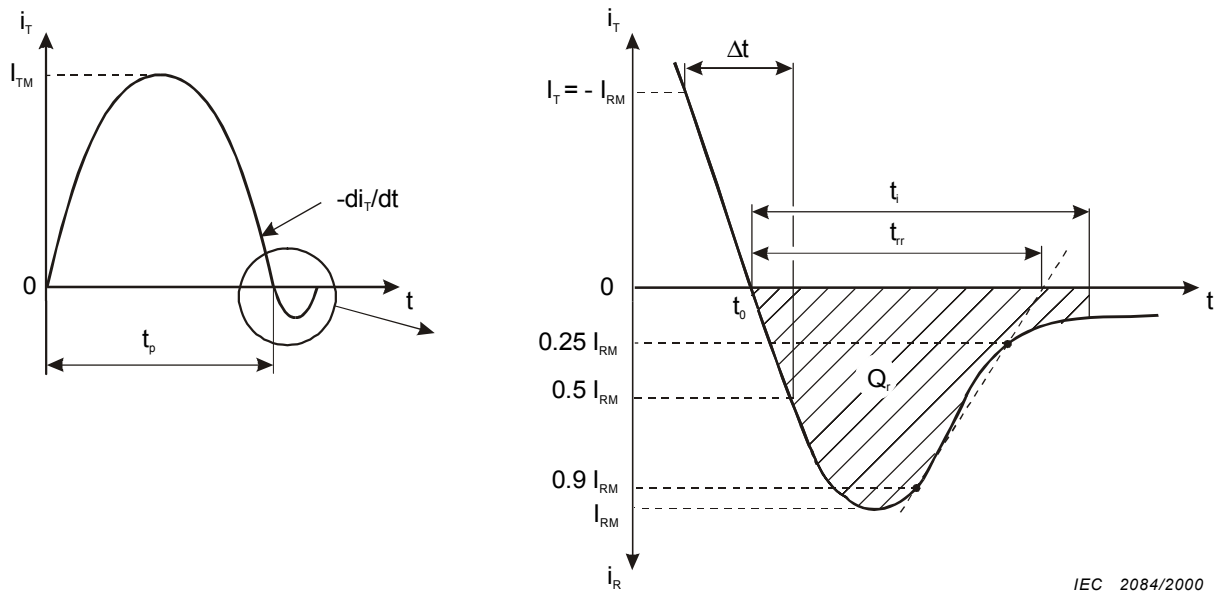


Figure 53 – Current waveform through the thyristor T

*Circuit description and requirements*

- $C_1$  capacitor supplying the on-state current (see also  $L_1$ )
- $C_2$  capacitor limiting the high induced reverse voltage
- $D_1$  antiparallel diode
- $G$  on-state current generator
- $L_1$  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 (for example: an oscilloscope)
- $R_1$  resistor limiting the charge of  $C_1$
- $R_2$  resistor limiting the high induced reverse voltage
- $R_3$  calibrated non-inductive current sensing resistor
- $T_1$  electronic switch (for example: a thyristor)

*Measurement procedure*

Thyristor  $T_1$  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  $V_1$  at the  $C_1$  terminals shall be in accordance with the specified conditions.

The recovered charge is measured as

$$Q_r = \int_{t_0}^{t_0+t_i} i_R \cdot dt$$

where

$t_0$  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  $i_R$ , a line through the points for  $0,9 I_{RM}$  and  $0,25 I_{RM}$  crosses the zero current axis.

**Conditions spécifiées**

- a) température ambiante ou de boîtier;
- b) courant de pointe à l'état passant  $I_{TM}$ ;
- c) tension  $V_1$  aux bornes de  $C_1$ ;
- d) durée d'impulsion du courant à l'état passant  $t_p$ ;
- e) vitesse de variation du courant à l'état passant  $-di_T/dt$  (voir la note);
- f) temps d'intégration  $t_i$ ;
- g)  $C_1, C_2, R_2$ .

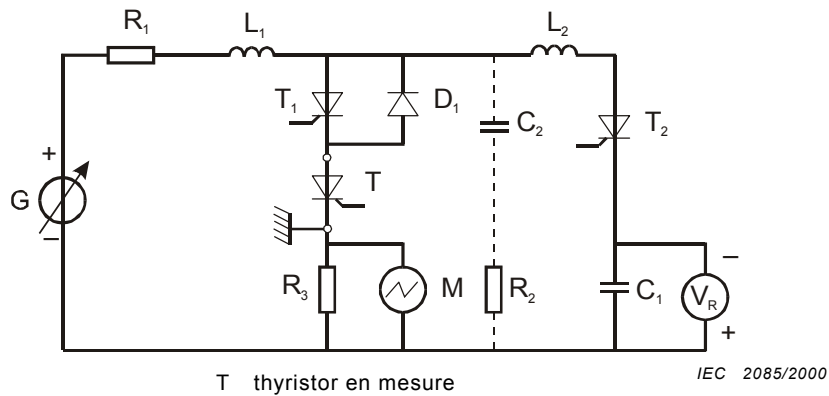
NOTE La vitesse de variation du courant à l'état passant est mesurée au voisinage du courant à zéro, si possible pour des valeurs de courant comprises entre  $i_T = -I_{RM}$  et  $i_r = 0,5 I_{RM}$ . Dans ce cas

$$-\frac{di_T}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{I_{RM}}{\Delta t} \quad (\text{voir figure 53})$$

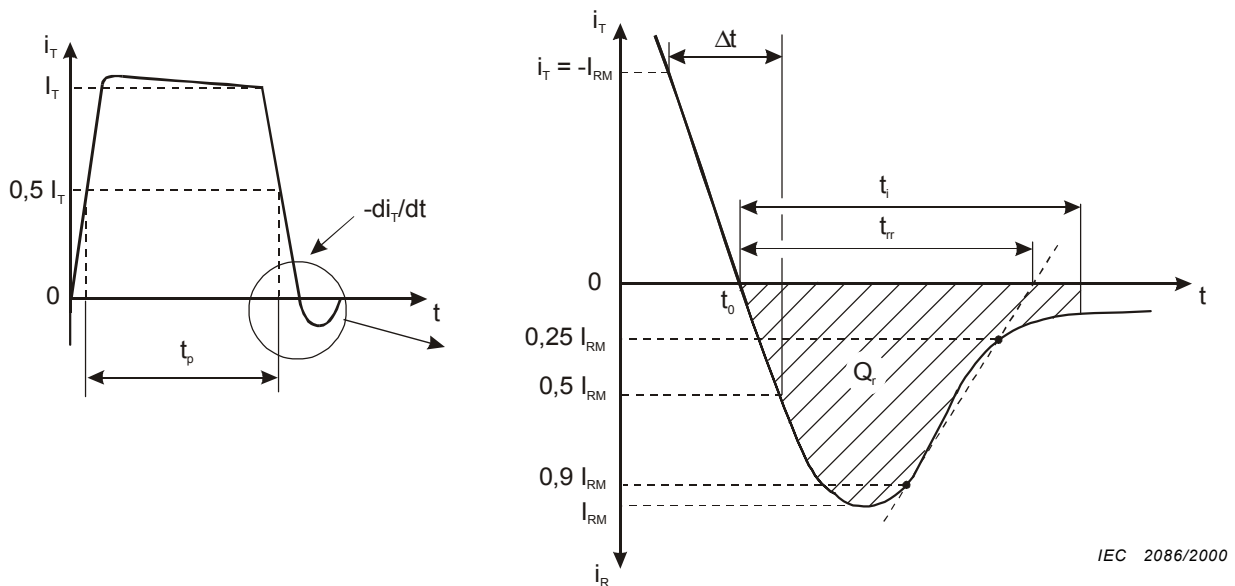
**9.1.13.2 Méthode en onde rectangulaire**

**But**

Mesurer la charge recouverte  $Q_r$  et le temps de recouvrement inverse  $t_{rr}$  d'un thyristor dans des conditions spécifiées.



**Figure 54 – Circuit de mesure de la charge recouverte et du temps de recouvrement inverse**



**Figure 55 – Forme d'onde du courant traversant le thyristor T**

*Specified conditions*

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

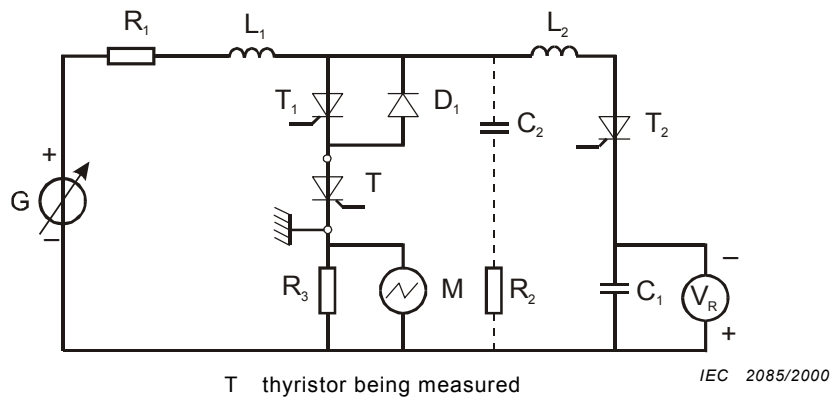
NOTE The rate of change of on-state current is measured at zero crossing current, if possible for current values between  $i_T = -I_{RM}$  and  $i_r = 0,5 I_{RM}$ . In the latter case

$$-\frac{di_T}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{I_{RM}}{\Delta t} \quad (\text{see figure 53})$$

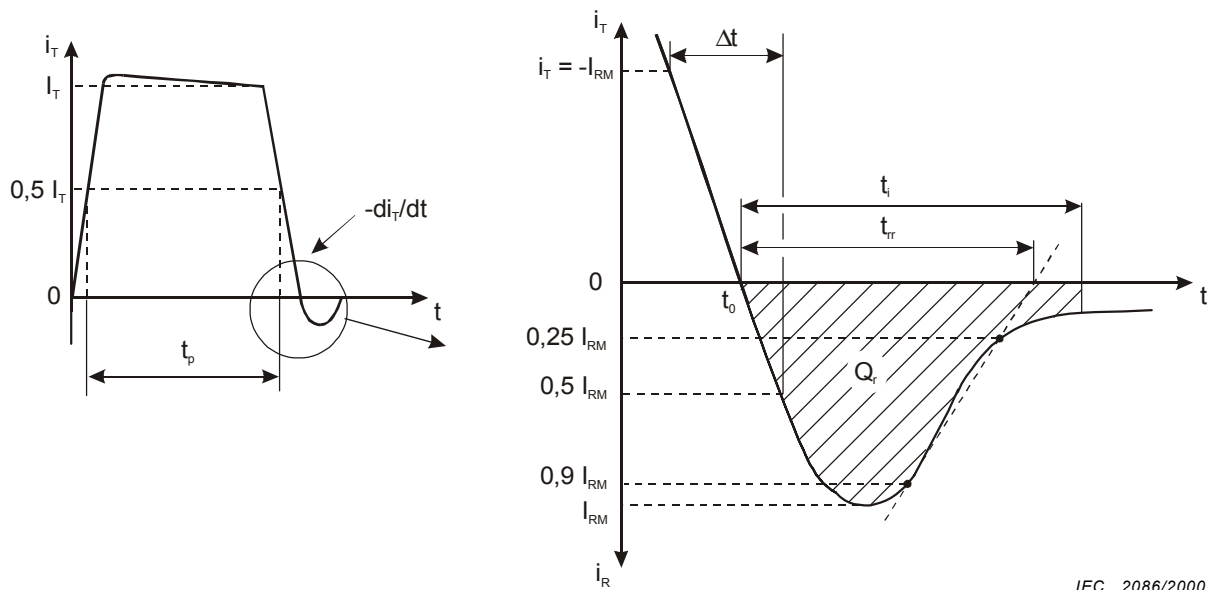
**9.1.13.2 Rectangular wave method**

*Purpose*

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



**Figure 54 – Circuit diagram for recovered charge and reverse recover time (rectangular wave method)**



**Figure 55 – Current waveform through the thyristor T**

*Description et exigences du circuit*

- C<sub>1</sub> condensateur qui fournit le courant de recouvrement inverse T
- C<sub>2</sub> condensateur qui limite la haute tension inverse induite
- D<sub>1</sub> diode antiparallèle
- G générateur de courant à l'état passant
- L<sub>1</sub> inductance qui bloque la tension inverse (la valeur de L<sub>1</sub>/R<sub>1</sub> est choisie de façon à être très inférieure au temps t<sub>p</sub>)
- L<sub>2</sub> inductance qui permet d'ajuster la vitesse de variation du courant direct -di<sub>T</sub>/dt
- M instrument de mesure (par exemple, un oscilloscope)
- R<sub>1</sub> résistance qui limite le courant à l'état passant
- R<sub>2</sub> résistance qui limite la haute tension inverse induite
- R<sub>3</sub> résistance étalonée non inductive qui permet de mesurer le courant
- T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> interrupteurs électroniques (par exemple des thyristors)

*Exécution*

Amorcer le thyristor T<sub>1</sub> et le thyristor en mesure T simultanément et ajuster le générateur de courant à l'état passant G pour obtenir la valeur spécifiée du courant à l'état passant I<sub>T</sub> avant l'amorçage de T<sub>2</sub>.

Amorcer le thyristor T<sub>2</sub> après le temps t<sub>p</sub>, inverser le courant dans le thyristor T grâce à une tension inverse V<sub>R</sub> appliquée extérieurement.

Ajuster la vitesse de variation du courant direct à la valeur spécifiée grâce à la tension inverse V<sub>R</sub> associée au condensateur C<sub>1</sub> et à l'inductance L<sub>2</sub>.

La charge recouverte est mesurée comme suit:

$$Q_r = \int_{t_0}^{t_0+t_i} i_R \cdot dt$$

où

t<sub>0</sub> est l'instant où le courant passe par zéro;

t<sub>i</sub> est le temps d'intégration spécifié, de préférence égal ou supérieur à la valeur maximale spécifiée de t<sub>rr</sub>.

Le temps de recouvrement inverse t<sub>rr</sub> est l'intervalle de temps qui sépare t<sub>0</sub> de l'instant où la droite qui joint les valeurs décroissantes 0,9 I<sub>RM</sub> ou si spécifié I<sub>RM</sub> et 0,25 I<sub>RM</sub> de i<sub>R</sub> coupe l'axe des courants nuls.

*Conditions spécifiées*

- a) température ambiante ou de boîtier;
- b) courant à l'état passant I<sub>T</sub> (avant l'amorçage de T<sub>2</sub>);
- c) tension inverse V<sub>R</sub>;
- d) durée de l'impulsion du courant à l'état passant t<sub>p</sub>;
- e) vitesse de variation du courant à l'état passant -di<sub>T</sub>/dt (voir la note);
- f) temps d'intégration t<sub>i</sub>;
- g) L<sub>1</sub>, L<sub>2</sub>, C<sub>2</sub>, R<sub>2</sub>.

NOTE La vitesse de variation du courant à l'état passant est mesurée au voisinage du passage du courant à zéro, si possible pour des valeurs de courant comprises entre i<sub>T</sub> = -I<sub>RM</sub> et i<sub>R</sub> = 0,5 I<sub>RM</sub>. Dans ce cas

$$-\frac{di_T}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{I_{RM}}{\Delta t} \text{ (voir figure 55)}$$



*Circuit description and requirements*

- $C_1$  capacitor supplying the reverse recovery current of T  
 $C_2$  capacitor limiting the high induced reverse voltage  
 $D_1$  antiparallel diode  
G on-state current generator  
 $L_1$  inductor blocking the reverse voltage (the value of  $L_1/R_1$  is selected to be much smaller than the time  $t_p$ )  
 $L_2$  inductor adjusting the rate of change of forward current  $-di_T/dt$   
M measuring instrument (for example, an oscilloscope)  
 $R_1$  resistor limiting on-state current  
 $R_2$  resistor limiting the high induced reverse voltage  
 $R_3$  calibrated non-inductive current sensing resistor  
 $T_1$  and  $T_2$  electronic switches (for example, thyristors)

*Measurement procedure*

Thyristor  $T_1$  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  $T_2$ .

Thyristor  $T_2$  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  $C_1$  and inductor  $L_2$ .

The recovered charge is measured as

$$Q_r = \int_{t_0}^{t_0+t_i} i_R \cdot dt$$

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  $i_R$ , a line through the points for  $0,9 I_{RM}$  or, if specified,  $I_{RM}$  and  $0,25 I_{RM}$  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  $t_i$ ;
- $L_1, L_2, C_2, R_2$ .

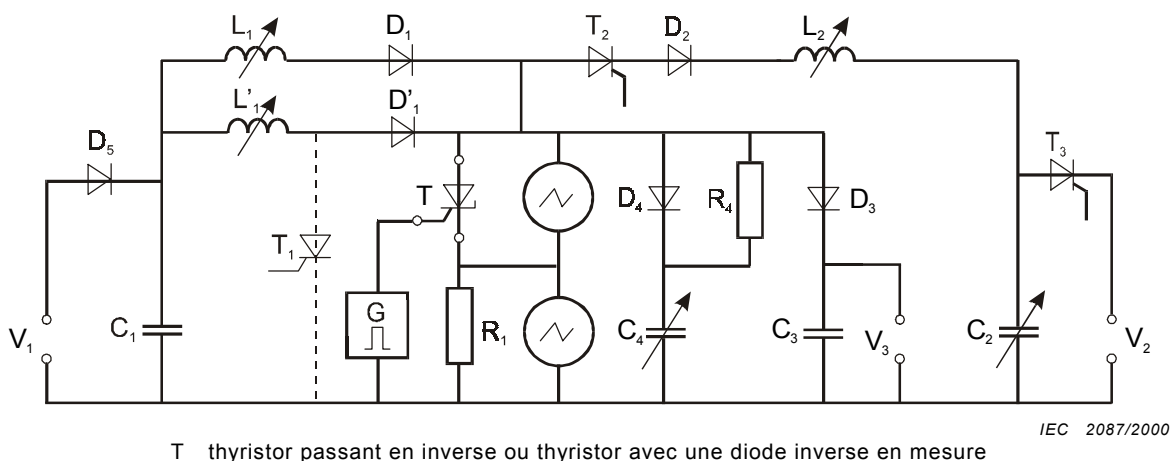
NOTE The rate of change of on-state current is measured at zero crossing current, if possible for current values between  $i_T = -I_{RM}$  and  $i_R = 0,5 I_{RM}$ . In the latter case

$$-\frac{di_T}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{I_{RM}}{\Delta t} \quad (\text{see figure 55})$$

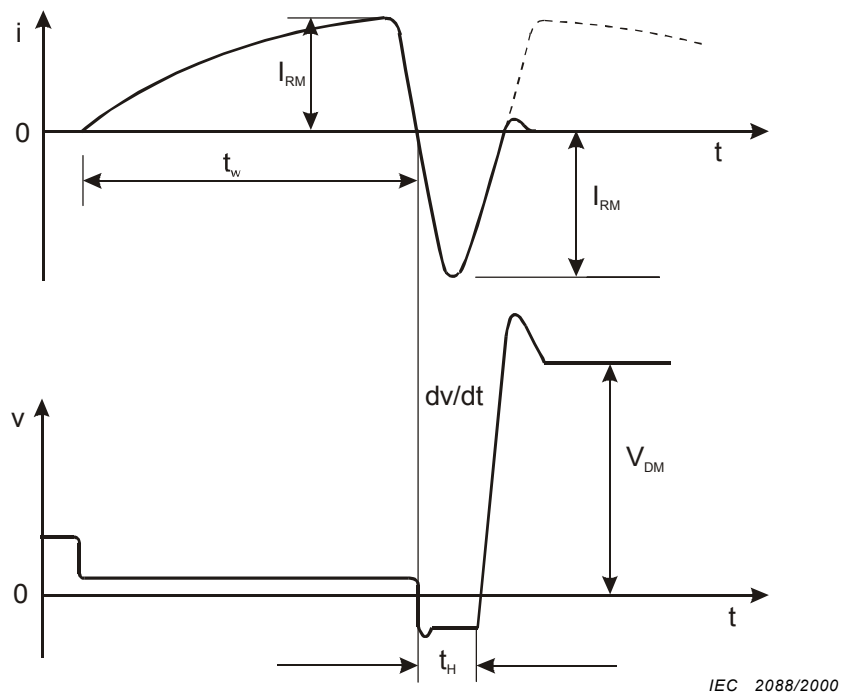
**9.1.14 Temps de désamorçage après commutation du circuit ( $t_q$ ) d'un thyristor passant en inverse**

*But*

Mesurer le temps de désamorçage après commutation du circuit d'un thyristor passant en inverse (lorsqu'une diode est intégrée avec le thyristor sur une même pastille de silicium) ou d'un thyristor (asymétrique) bloquant en inverse avec une diode inverse connectée, dans des conditions spécifiées.



**Figure 56 – Circuit de mesure du temps de désamorçage après commutation d'un thyristor passant en inverse**

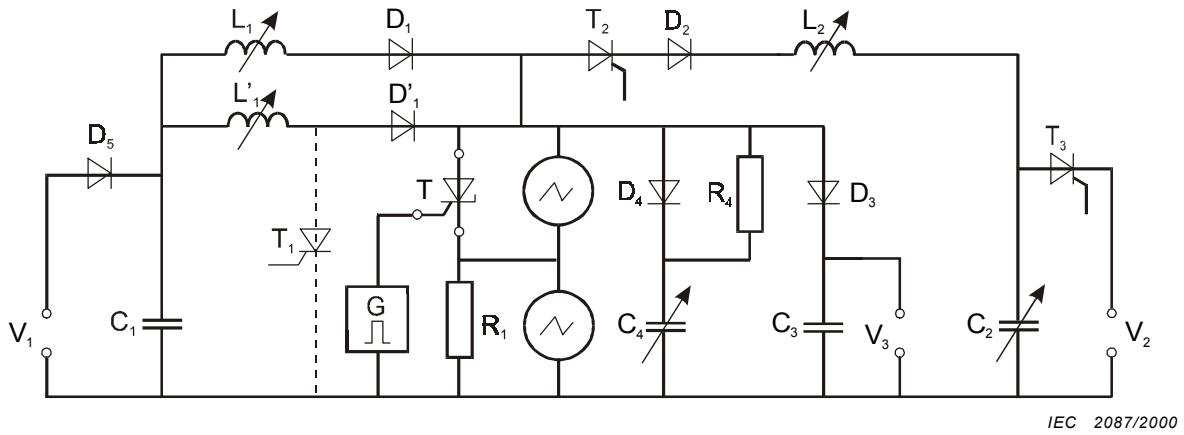


**Figure 57 – Formes d'onde de courant et de tension du temps de désamorçage après commutation d'un thyristor passant en inverse**

**9.1.14 Circuit commutated turn-off time ( $t_q$ ) of a reverse conducting thyristor**

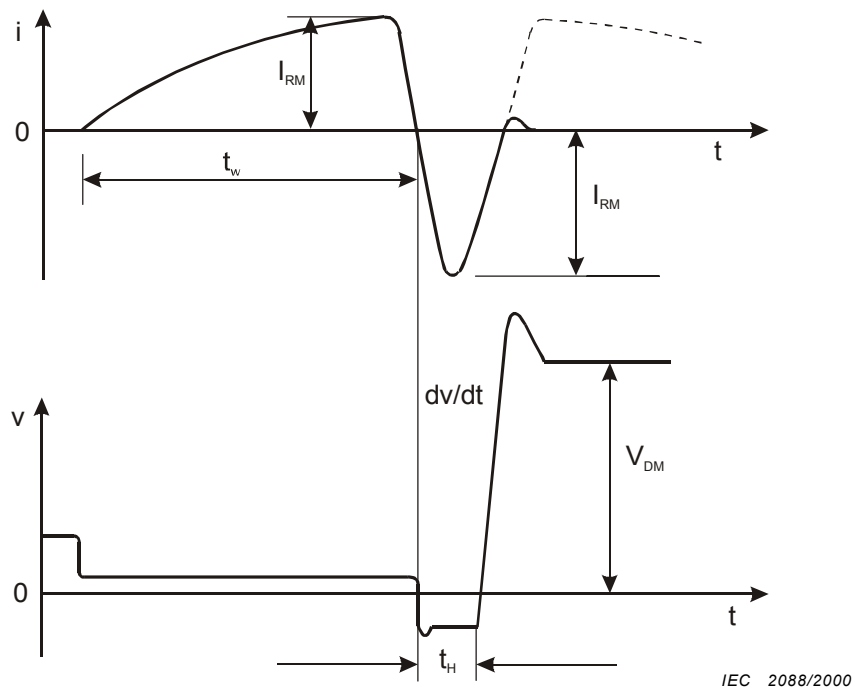
*Purpose*

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.



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

**Figure 56 – Circuit diagram for measuring circuit commutated turn-off time of reverse conducting thyristor**



**Figure 57 – Current and voltage waveforms of commutated turn-off time of reverse conducting thyristor**

*Description et exigences du circuit*

$V_1$	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 à mesurer lorsqu'il y a retournement
$T_2$	thyristor destiné à instaurer la conduction inverse
G	générateur d'impulsions de déclenchement
$R_1$	résistance non inductive pour la mesure du courant
T	thyristor en mesure
$D_1, D'_1,$ $D_2, D_3, D_4$	diodes à recouvrement rapide

Les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  se chargent pendant la même demi-période des tensions  $V_1$  et  $V_2$  ( $T_3$  doit être amorcé). Pendant la demi-période suivante on amorce le thyristor à mesurer 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  $I_{TM}$ , on amorce le thyristor  $T_2$ . Le courant dans le thyristor à mesurer 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 figure 57).

Après le passage du courant inverse demi-sinusoïdal, le courant  $C_1$  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'écrêtage  $V_3$ . La diode  $D_1$  empêche  $C_4$  de se décharger, de façon que la tension aux bornes du thyristor à mesurer 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 à mesurer.

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 à mesurer lorsqu'il y a retournement.

*Exécution*

- régler la température à la valeur spécifiée,
- faire fonctionner le générateur d'impulsions de déclenchement,
- régler le courant à l'état passant dans le thyristor à mesurer à la valeur spécifiée en ajustant  $V_1$  et  $L_1$ ,
- régler le courant inverse à la valeur spécifiée en ajustant  $V_2$ ,  $L_2$  et  $C_2$ ,
- régler la valeur de pointe de la tension réappliquée à l'état bloqué à la valeur spécifiée en ajustant  $V_3$ ,
- régler la vitesse de croissance de la tension à l'état bloqué à la valeur spécifiée en ajustant  $C_4$ ,
- en ajustant  $L_2$  et  $C_2$ , réduire l'intervalle de suppression  $t_H$ , de façon qu'il n'y ait juste plus retournement du dispositif. Cette valeur de  $t_H$  est le temps de désamorçage après commutation du circuit  $t_q$ .

NOTE La tension  $V_2$  doit être supérieure à  $V_{DM}$  pour que l'on soit sûr que le courant provenant de  $C_1$  ne traverse pas  $C_2$ , après commutation.

*Circuit description and requirements*

$V_1$	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
$D_1, D'_1,$	
$D_2, D_3, D_4$	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 57).

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  $t_q$ .

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

**Conditions spécifiées**

Il convient de spécifier les valeurs des conditions suivantes:

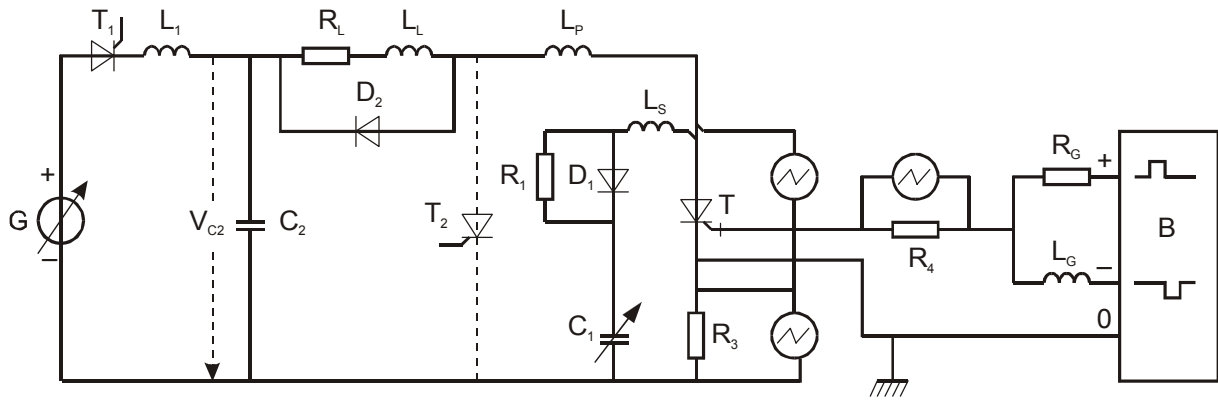
- a) température du boîtier ou température d'un point de référence;
- b) courant de pointe à l'état passant  $I_{TM}$ ;
- c) durée  $t_w$  du courant à l'état passant (quart de l'onde sinusoïdale);
- d) courant inverse de pointe  $I_{RM}$ ;
- e) tension réappliquée à l'état bloqué  $V_{DM}$ ;
- f) vitesse de croissance de la tension réappliquée à l'état bloqué  $dv/dt$ ;
- g) conditions pour le circuit de gâchette.

**9.1.15 Caractéristiques de blocage des thyristors blocables par la gâchette (GTO)**

**But**

Mesurer le retard de désamorçage (par la gâchette) ( $t_{dg}$ ), le temps de désamorçage (par la gâchette) ( $t_{gq}$ ), le temps de récurrence ( $t_z$ ), le temps de descente (commandé par la gâchette) ( $t_{fq}$ ) et le courant de récurrence ( $I_{ZM}$ ) d'un thyristor GTO dans des conditions spécifiées.

**Schéma, formes d'ondes des courants et tensions**



IEC 2089/2000

**Figure 58 – Circuit de mesure de blocage des thyristors blocables par la gâchette (GTO)**

### Specified conditions

The values of the following conditions should be specified:

- case or reference point temperature;
- peak on-state current  $I_{TM}$ ;
- duration  $t_w$  of the on-state current (quarter sine wave);
- peak reverse current  $I_{RM}$ ;
- reapplied off-state voltage  $V_{DM}$ ;
- rate of rise of the reapplied off-state voltage  $dv/dt$ ;
- gate circuit conditions.

### 9.1.15 Turn-off behaviour of GTO thyristors

#### 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 gate turn-off thyristor under specified conditions.

#### Circuit diagram and current and voltage waveforms

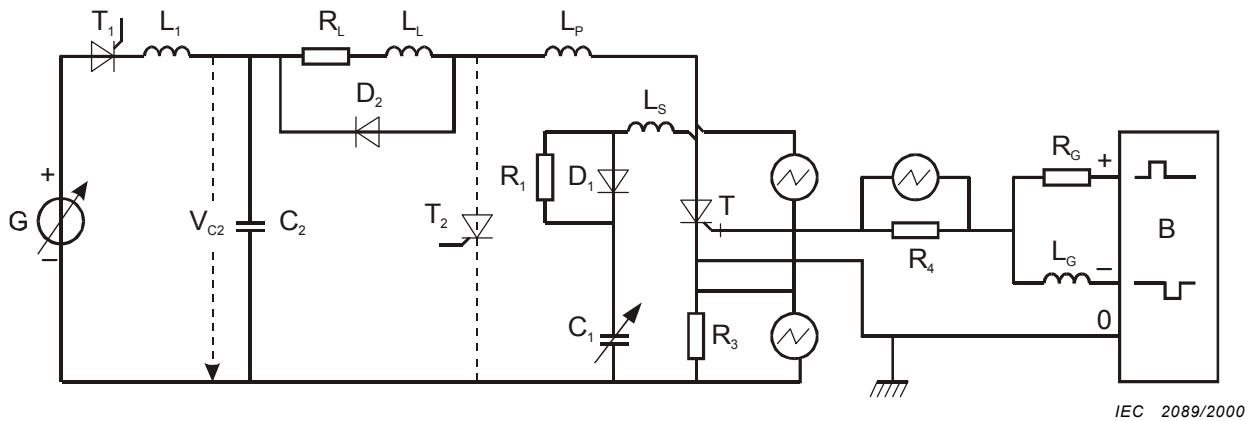
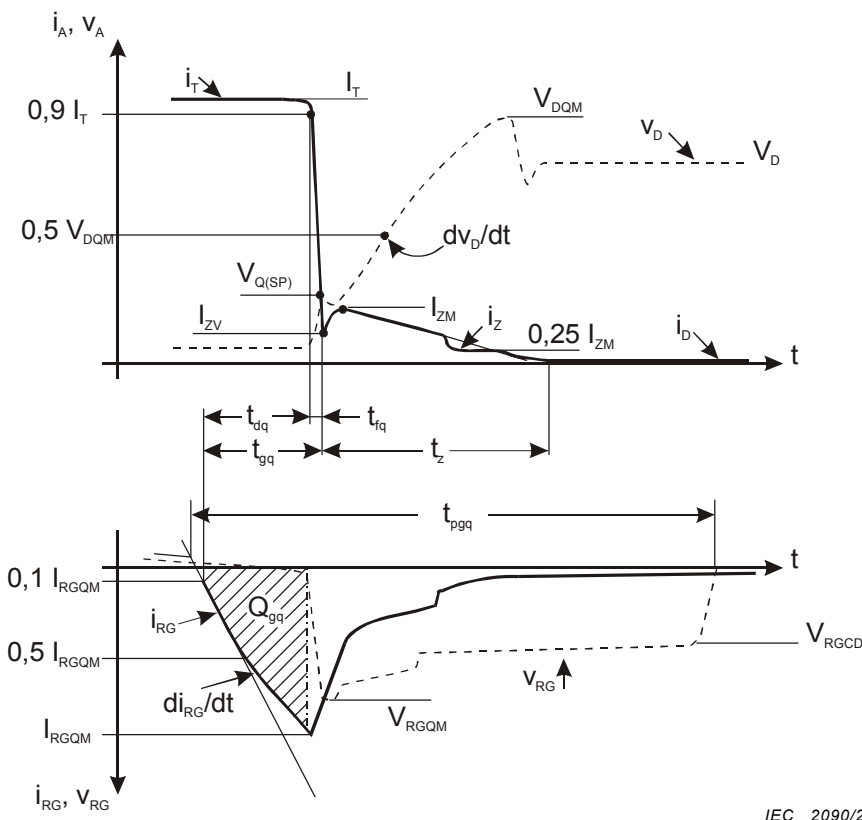


Figure 58 – Circuit diagram to measure turn-off behaviour of GTO thyristors



IEC 2090/2000

Figure 59 – Formes d'ondes des tensions et courants pendant le désamorçage

*Description et exigences du circuit*

- G alimentation en courant continu à faible résistance interne
- C<sub>2</sub> condensateur de charge à haute capacité et tension V<sub>C2</sub>
- R<sub>L</sub>, L<sub>L</sub> résistance de charge et inductance qui définissent la vitesse de croissance di/dt et la valeur de crête I<sub>TM</sub> du courant à l'état passant:

$$di / dt = \frac{V_{C2}}{L_L + L_P}$$

$$I_{TM} = \frac{V_{C2}}{R_L}$$

- C<sub>1</sub> condensateur d'amortissement utilisé pour régler la vitesse de croissance de la tension à l'état bloqué dv<sub>D</sub>/dt lorsqu'elle est appliquée de nouveau pendant le désamorçage:

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

- R<sub>1</sub> résistance d'amortissement pour limiter la vitesse de décharge de C<sub>1</sub> pendant le désamorçage
- D<sub>1</sub> diodes d'amortissement pour contourner la résistance d'amortissement pendant le désamorçage
- T<sub>1</sub> thyristor auxiliaire permettant de charger C<sub>2</sub>
- L<sub>1</sub> inductance destinée à limiter di/dt par T<sub>1</sub>
- D<sub>2</sub> diode de roue libre
- T<sub>2</sub> thyristor de protection
- R<sub>3</sub> shunt de mesure pour le courant principal
- R<sub>4</sub> shunt de mesure pour le courant de gâchette



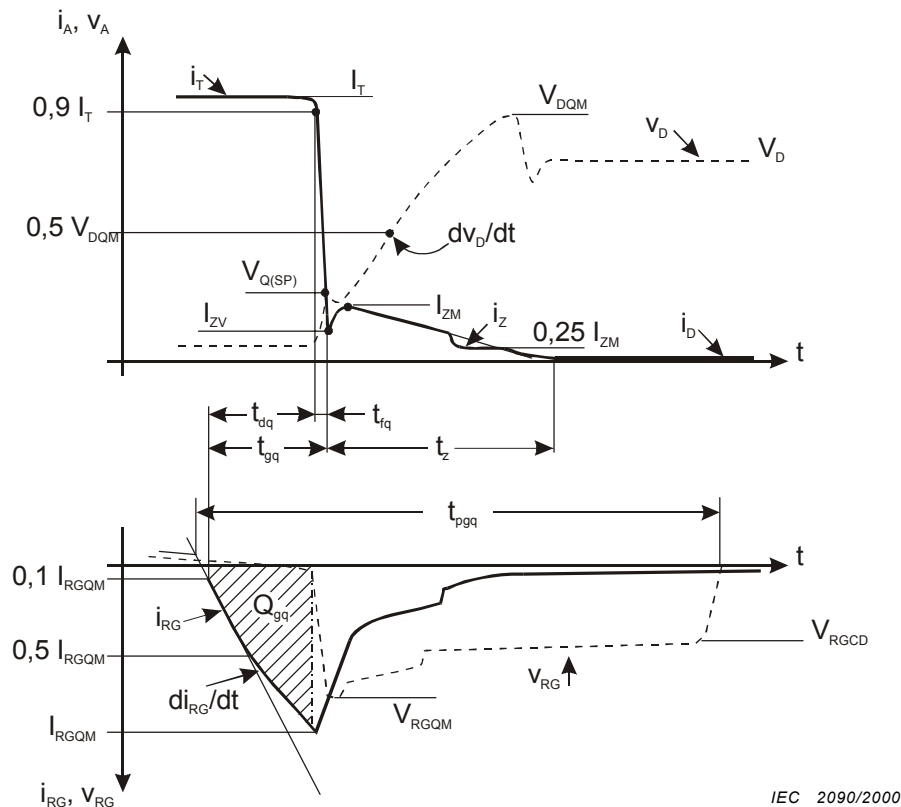


Figure 59 – Voltage and current waveforms during turn-off

*Circuit description and requirements*

G d.c. current supply with low internal resistance

C<sub>2</sub> charging capacitor with high capacitance and voltage V<sub>C2</sub>

R<sub>L</sub>, L<sub>L</sub> load resistance and inductance which define the rate of rise di/dt and the peak value I<sub>TM</sub> of the on-state current:

$$di/dt = \frac{V_{C2}}{L_L + L_P}$$

$$I_{TM} = \frac{V_{C2}}{R_L}$$

C<sub>1</sub> snubber capacitor used to adjust the rate of rise of the re-applied off-state voltage dv<sub>D</sub>/dt during turn-off:

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

R<sub>1</sub> snubber resistor to limit rate of discharge of C<sub>1</sub> during turn-off

D<sub>1</sub> snubber diode to bypass the snubber resistor during turn-off

T<sub>1</sub> auxiliary thyristor to charge C<sub>2</sub>

L<sub>1</sub> inductance to limit di/dt through T<sub>1</sub>

D<sub>2</sub> free wheeling diode

T<sub>2</sub> protective thyristor

R<sub>3</sub> measuring shunt for the principal current

R<sub>4</sub> measuring shunt for the gate current

- B circuit de déclenchement pour l'amorçage et le désamorçage
- $R_G$  résistance totale entre la gâchette et la source de tension du circuit de déclenchement (y compris les connexions)
- $L_G$  inductance pour maintenir le courant de gâchette de désamorçage  $I_{RGQ}$  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 GTO 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 désamorçage 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.

NOTE Il est recommandé que le temps de conduction du courant soit tel que lorsqu'on augmente avec un facteur 2, il ne se produise aucune modification, ni dans l'intervalle de temps du désamorçage mesuré, ni dans le courant de récurrence.

#### *Précautions*

Il est recommandé 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 est recommandé de choisir une périodicité telle qu'on ne puisse pas observer d'augmentation de la température de la jonction du GTO.

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 du transitoire de blocage. Il est recommandé de faire en sorte de ne pas dépasser une valeur assurant la sécurité sur la base des indications du fabricant.

Il est recommandé de prendre toutes les précautions pour que le dispositif en essai ne soit pas détruit suite au réamorçage lorsqu'il ne résiste pas à la tension de blocage pendant le désamorçage. A cet effet, on peut utiliser un thyristor de protection  $T_2$ .

#### *Exécution*

Fixer la température du boîtier à la valeur spécifiée.

Synchroniser le circuit de déclenchement du thyristor  $T_1$  et le circuit d'attaque de la gâchette du GTO T pour obtenir la fréquence de répétition  $f_0$ .

Régler la source de courant G de manière à fournir un courant de charge spécifié. En réglant les composants du circuit de charge ( $R_L$  et  $L_L$ ), on obtient la tension à l'état bloqué  $V_{DQM}$  nécessaire.

Fixer 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 transitoire de désamorçage  $V_{Q(SP)}$  est vérifiée.

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 under “precautions”)

By triggering  $T_1$ , the capacitor  $C_2$  is charged from the direct current supply G. With  $T_1$  turned off, the GTO 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.

NOTE 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 free wheeling 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 GTO 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. Care should be taken not to 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 GTO 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.

$L_S$  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 retard de désamorçage, le temps de désamorçage, le temps de récurrence, le temps de descente, le courant de récurrence peuvent être visualisés avec un oscilloscope à double trace.

De plus, le courant de crête de désamorçage par la gâchette peut être visualisé sur un oscilloscope supplémentaire.

Il est recommandé d'éviter les conditions de désamorçage qui redéclenchent le dispositif en essai pendant la réapplication de la tension en état bloqué. Il est recommandé de ne procéder de cette manière que pour l'évaluation des valeurs limites.

#### Conditions spécifiées

- a) température de boîtier ( $T_C$ );
- b) périodicité  $f_0$ ;
- c) intervalle de temps et amplitude  $I_{TM}$  du courant de l'état passant;
- d) valeur de crête  $V_{DQM}$  de la tension en état bloqué;
- e) condition du circuit de déclenchement B;
- f) vitesse de croissance du courant de désamorçage par la gâchette:  $di_{GQ}/dt$ ;
- g) vitesse de croissance  $dv_D/dt$  du courant à l'état bloqué ou bien valeur du condensateur d'amortissement  $C_1$ ;
- h) inductance parasite  $L_S$  du réseau d'amortissement associé à la tension de pic de désamorçage  $V_{Q(SP)}$ .

#### 9.1.16 Perte d'énergie totale pendant un cycle (pour les thyristors à commutation rapide)

Les méthodes de vérification du courant limite à l'état passant à des fréquences de commutation très élevées telles que décrites en 9.3.4 peuvent être également utilisées pour déterminer la perte d'énergie totale  $E_p$  pendant un cycle de la fréquence de commutation. Cette perte d'énergie est

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

où:

$v(t)$  est la tension appliquée au thyristor;

$i(t)$  est le courant traversant le thyristor;

$t_w$  est la durée d'une impulsion de courant.

En pratique, il est difficile de déterminer  $E_p$  à partir de l'équation précédente et, en conséquence, on peut utiliser à la place la procédure suivante.

Faire traverser le thyristor par un courant permanent à l'état passant tel 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 mesures doivent être faites exactement dans les mêmes conditions de refroidissement et dans les mêmes conditions d'équilibre thermique.

$L_S$  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.

In addition the peak turn-off gate current can be viewed with an additional oscilloscope.

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*

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

#### **9.1.16 Total energy loss during one cycle (for fast switching thyristors)**

The methods for verifying the maximum rated on-state current at high switching frequencies as described in 9.3.4 can also be used to determine the total energy loss  $E_p$  during one cycle of the switching frequency. This energy loss is

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

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  $E_p$  from the above equation, 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.

Le produit du courant continu à l'état passant par la tension correspondante est égal à la dissipation de puissance totale du thyristor en fonctionnement par impulsion.

La perte d'énergie totale pendant un cycle se calcule en divisant la dissipation de puissance totale par la fréquence de répétition.

## 9.2 Méthodes de mesure des caractéristiques thermiques

NOTE 1 Le cas échéant, (méthodes A, B et C), les descriptions s'appliquent aussi bien aux thyristors à température de boîtier spécifiée, qu'à ceux à température ambiante spécifiée. 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  $T_a$ .

NOTE 2 Pour une lecture plus aisée, l'indice «vj» pour jonction virtuelles a été raccourci en «j».

### 9.2.1 Mesure de la température de boîtier

Si le point de référence est un trou qui a été percé par le fabricant à cet effet, la température de boîtier sera mesurée à l'aide d'un capteur thermique (par exemple un thermocouple) introduit dans ce trou.

Il convient que la jonction du thermocouple soit réalisée par brasage plutôt que par soudure ou torsion. La sonde sera enfoncée dans le trou et celui-ci sera alors refermé par matage juste au-dessus de la sonde.

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 sera scellé, soudé, agrafé ou maintenu rigidement sur le point de référence de façon à présenter une résistance thermique négligeable.

### 9.2.2 Méthodes de mesure pour la résistance thermique ( $R_{th}$ ) et l'impédance thermique transitoire ( $Z_{th}$ )

#### A 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 à l'état passant spécifié 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 à l'état passant spécifié. Elle convient aux thyristors sur plaquette de grand diamètre et pour 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 donné comme caractéristique sensible à la température. Elle convient pour les 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  $+20 \text{ mV/}^\circ\text{C}$ .

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

## 9.2 Measuring methods for thermal characteristics

NOTE 1 Where applicable (methods A, B, and C), the descriptions 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  $T_a$ .

NOTE 2 For easier legibility, the subscript “vj” for “virtual junction” has been shortened to “j”.

### 9.2.1 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.

The thermocouple bead should be formed by welding rather than by soldering or twisting. The bead is inserted into the hole which is then closed over the thermocouple bead by tapping the metal at the edges of the hole (peened closed).

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.

### 9.2.2 Measuring methods for thermal resistance ( $R_{th}$ ) and transient thermal impedance ( $Z_{th}$ )

#### A 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  $+20 \text{ mV/ } ^\circ\text{C}$ .

## B Mesure 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 vers 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 ( $R_{th(j-c)A}$ ).

### 9.2.3 Méthode A

#### 9.2.3.1 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

Les températures  $T_r(1)$  et  $T_r(2)$  au point de référence sont mesurées pour deux puissances dissipées différentes  $P(1)$  et  $P(2)$  et dans les conditions de refroidissement provoquant la même température virtuelle de jonction. On utilise la tension à l'état passant pour un courant de référence donné pour vérifier qu'on a bien la même température virtuelle de jonction.

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

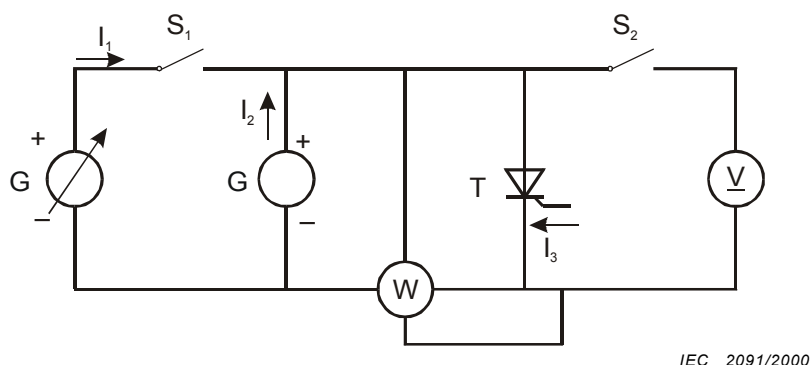


Figure 60 – Schéma de base pour la mesure de  $R_{th}$  (méthode A)

Description et exigences du circuit

- T thyristor en mesure
- $I_1$  courant «d'échauffement de la jonction»: c'est un courant continu ou un courant alternatif
- $I_2$  courant continu de référence contrôlé lorsque le courant «d'élévation de températures» est interrompu périodiquement pendant de courts intervalles de temps
- $I_3$  courant d'amorçage destiné à maintenir le thyristor à l'état passant en continu ou en impulsions (conditions d'impulsions à spécifier)
- W wattmètre indiquant la puissance totale dissipée  $P$  dans la jonction pendant les périodes d'échauffement de la jonction (pour la mesure en alternatif  $W$  mesure la puissance moyenne dissipée)
- $S_1$  interrupteur électronique destiné à interrompre périodiquement le courant d'échauffement de la jonction  $I_1$  (pour la méthode en continu); pour la méthode en alternatif, l'interrupteur  $S_1$  n'est pas nécessaire



## B 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 ( $R_{th(j-c)A}$ ).

### 9.2.3 Method A

#### 9.2.3.1 Thermal resistance ( $R_{th}$ )

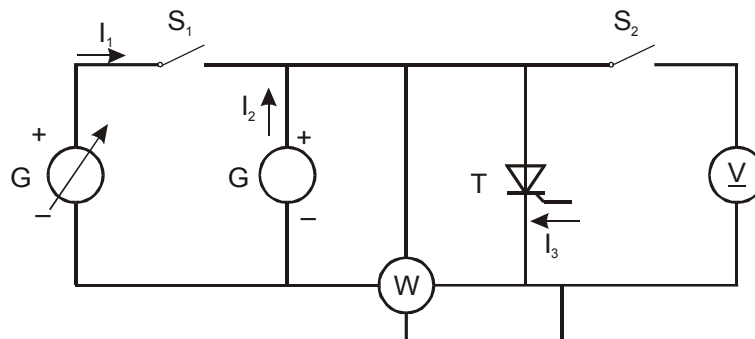
##### Purpose

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

##### Principle of the method

The temperatures  $T_r(1)$  and  $T_r(2)$  at the reference point are measured for two different power losses  $P(1)$  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:

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



IEC 2091/2000

Figure 60 – Basic circuit diagram for the measurement of  $R_{th}$  (method A)

##### Circuit description and requirements

- 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 loss  $P$  in the junction during the heating periods (for the a.c. method,  $W$  measures the average power loss)
- $S_1$  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<sub>2</sub> interrupteur électronique fermé lors de l'interruption du courant d'échauffement de la jonction I<sub>1</sub>  
 V voltmètre de zéro

#### Précautions à prendre

- 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<sub>2</sub> ne doit pas être fermé tant que ces transitoires n'ont pas disparu.
- Généralement, le courant de référence I<sub>2</sub> 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 le changement d'état des tensions de sortie d'une manière identique à celle du courant d'échauffement de la jonction lorsque celui-ci est interrompu, et la tension à l'état passant du thyristor à mesurer décroît rapidement d'une valeur relativement haute à une valeur plus basse.

#### Exécution

Le dispositif à mesurer est monté de telle façon que la température du point de référence puisse être stabilisée à une valeur fixée et mesurée comme requis en 9.2.1.

La mesure est faite en deux étapes:

Le point de référence est maintenu à une température élevée T<sub>r</sub>(1). Un courant d'échauffement de la jonction de faible valeur est appliqué provoquant la puissance totale dissipée P(1) dans la jonction. Après avoir atteint l'équilibre thermique, le voltmètre de zéro V est mis au zéro. T<sub>r</sub>(1) et P(1) sont enregistrés.

Le point de référence est maintenu à une température basse T<sub>r</sub>(2). Le courant d'échauffement de la jonction, est augmenté jusqu'à ce que la puissance totale dissipée P(2) échauffe la jonction à la même température que celle atteinte au cours de l'opération précédente. Ceci est précisé par la mise au zéro du voltmètre V. T<sub>r</sub>(2) et P(2) sont enregistrés.

La résistance thermique est calculée d'après l'expression suivante:

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

#### 9.2.3.2 Impédance thermique transitoire (Z<sub>th</sub>)

*But*

Mesurer l'impédance thermique transitoire 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<sub>2</sub> en fonction de la température du point de référence.

L'impédance thermique transitoire Z<sub>th</sub>(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, et la fin du temps de refroidissement t qui suit une période d'échauffement de la jonction au cours de laquelle le thyristor a été échauffé par une puissance mesurée jusqu'à atteindre l'équilibre thermique.

$S_2$  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 9.2.1.

The measurement is carried out in two steps:

The reference point is maintained at an elevated temperature  $T_r(1)$ . A low heating current is applied causing the total power loss  $P(1)$  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.

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:

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

**9.2.3.2 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.

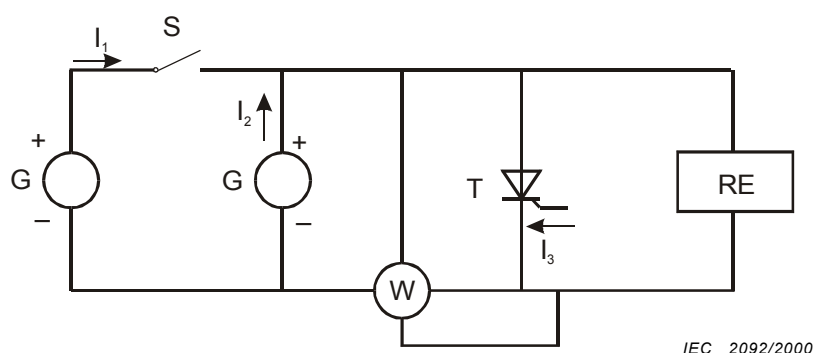


Figure 61 – Schéma pour la mesure de  $Z_{th}(t)$  (méthode A)

*Description et exigences du circuit*

- T thyristor en mesure
- $I_1$  courant d'échauffement de la jonction
- $I_2$  courant direct de référence
- $I_3$  courant d'amorçage
- S interrupteur destiné à couper le courant d'échauffement de la jonction  $I_1$
- W wattmètre indiquant la puissance totale dissipée dans la jonction pendant la période d'échauffement de la jonction
- RE enregistreur, par exemple un oscillographe enregistrant la variation en fonction du temps de la tension directe  $V_T$  due à  $I_2$

*Précautions à prendre*

Généralement, le courant de référence  $I_2$  doit être suffisamment élevé pour maintenir toute la jonction à l'état passant.

*Exécution*

Le thyristor à mesurer est monté de telle façon que la température du point de référence soit stabilisée à une valeur fixée et puisse être mesurée conformément aux exigences de 9.2.1.

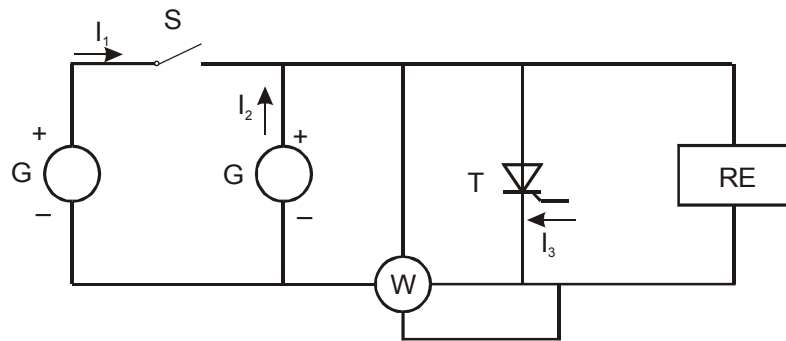
L'interrupteur S étant ouvert,  $I_2$  est porté à la valeur fixée. La courbe d'étalonnage (voir note ci-dessous)

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

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  $T_r^*$ , que l'on fait varier.

Le courant d'échauffement de la jonction  $I_1$  est appliqué en fermant l'interrupteur S. Lorsque l'équilibre thermique est atteint, la puissance dissipée dans le thyristor  $P(0)$  et la tension à l'état passant  $V_T(0)$  à  $t = 0$  sont enregistrés.

A  $t = 0$  (début de la période de refroidissement) le courant d'échauffement de la jonction 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.



IEC 2092/2000

**Figure 61 – Basic circuit diagram for the measurement of  $Z_{th}(t)$  (method A)**

*Circuit description and requirements*

- 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 loss 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 9.2.1.

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 loss 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.

Lorsque le nouvel équilibre thermique est atteint, la puissance dissipée  $P(t)$  est de nouveau enregistrée.

NOTE Les valeurs se référant à la courbe de calibration sont indiquées par un astérisque \* à la lettre symbole.

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 respectives de  $V_T(0)$  ou  $V_T(t)$ ;

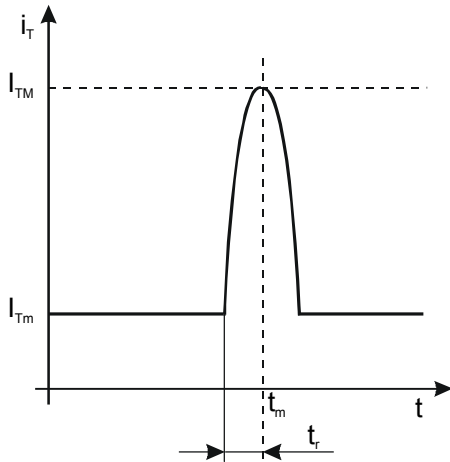
$T_r(0)$  et  $T_r(t)$  sont les valeurs de  $T_r$  mesurées à  $t = 0$  et  $t = t$ .

### 9.2.4 Méthode B

#### 9.2.4.1 Principe de la méthode de mesure

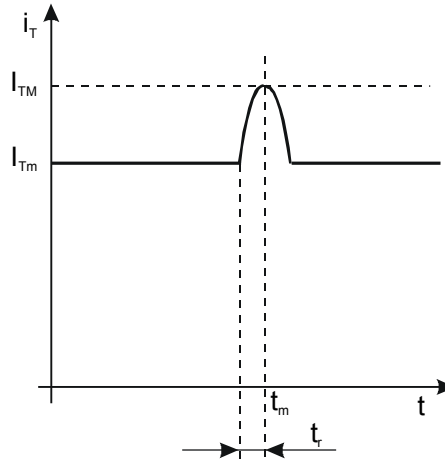
##### Mesure de la température virtuelle de jonction ( $T_j$ )

Pour mesurer la valeur  $T_{jm}$  à l'instant donné  $t_m$ , une impulsion de courant forme d'onde demi-sinusoïdale est superposée au courant à l'état passant conforme aux exigences suivantes (voir figure 62).



IEC 2093/2000

Figure 62a – Avec un niveau bas de  $I_{Tm}$



IEC 2094/2000

Figure 62b – Avec un niveau haut de  $I_{Tm}$

Figure 62 – 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  $t = t_m$ . Pour ce faire, l'impulsion démarre à  $t = t_m - t_r$ , 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  $I_{Tm}$ , la même valeur de pointe  $I_{TM}$  (courant de mesure de référence) soit atteinte.

After the new thermal equilibrium is sufficiently reached, the power loss 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;

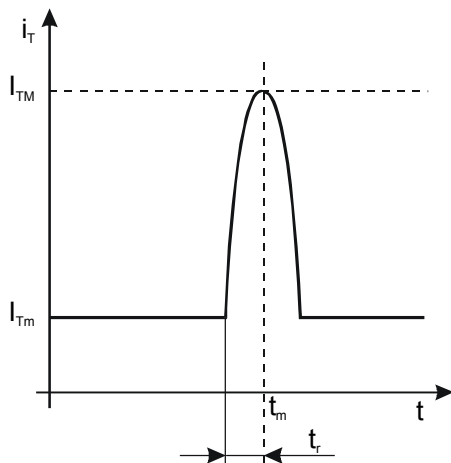
$T_r(0)$  and  $T_r(t)$  are the measured values of  $T_r$  at  $t = 0$  and  $t = t$ , respectively.

## 9.2.4 Method B

### 9.2.4.1 Principles of the measuring method

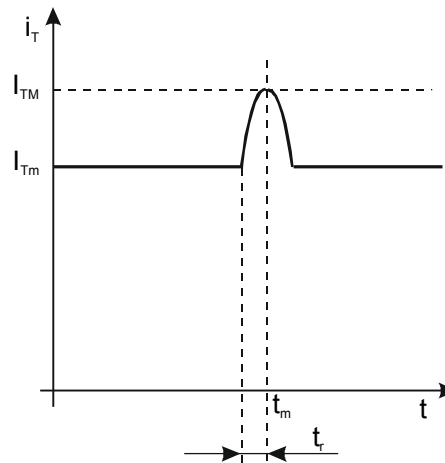
#### Measurement of the virtual junction temperature ( $T_j$ )

To measure the value  $T_{jm}$  at a given instant  $t_m$ , 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 62).



IEC 2093/2000

Figure 62a – With low level of  $I_{Tm}$



IEC 2094/2000

Figure 62b – With high level of  $I_{Tm}$

Figure 62 – Superposition of the reference current pulse on different on-state currents

The peak value of the current pulse  $I_{TM}$  is reached at  $t = t_m$ . For this, the pulse starts at  $t = t_m - t_r$  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  $I_{Tm}$ , always the same peak value  $I_{TM}$  (reference measuring current) is reached.

La valeur de  $I_{TM}$  doit être notablement plus grande que la valeur limite 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 63 représente le cas le plus général après que P ait 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  $t = t_m$ .

Le trait continu de la figure 63b représente cette augmentation supplémentaire  $\Delta T_j$  qui atteint la valeur  $\Delta T_{jm}$  à  $t = t_m$ .

La figure 63c représente l'évolution de la température virtuelle de jonction  $T_j$  résultant de la somme linéaire de  $\Delta T_j$  et  $T_j$ .

A  $t = t_m$ , la valeur  $T'_{jm} = T_{jm} + \Delta T_{jm}$  est atteinte et cette valeur est mesurée au moyen de la courbe d'étalonnage. La valeur à mesurer doit être calculée selon

$$T_{jm} = T'_{jm} - \Delta T_{jm} \quad (1)$$

Pour ce faire, une valeur suffisamment précise de  $\Delta T_{jm}$  peut être calculée à partir des paramètres typiques connus du thyristor.

A cause de la superposition linéaire de  $\Delta T_j$  sur  $T_j$ , la valeur de  $T'_{jm}$  ne dépend pas du fait que l'équilibre thermique ait été ou non atteint à  $t_m$ . De ce fait, la méthode de mesure est applicable aussi bien pour la mesure de  $R_{th}$  que celle de  $Z_{th}(t)$ .



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 63 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  $t = t_m$ .

The solid line in figure 63b shows this additional rise  $\Delta T_j$  which reaches the value  $\Delta T_{jm}$  at  $t = t_m$ .

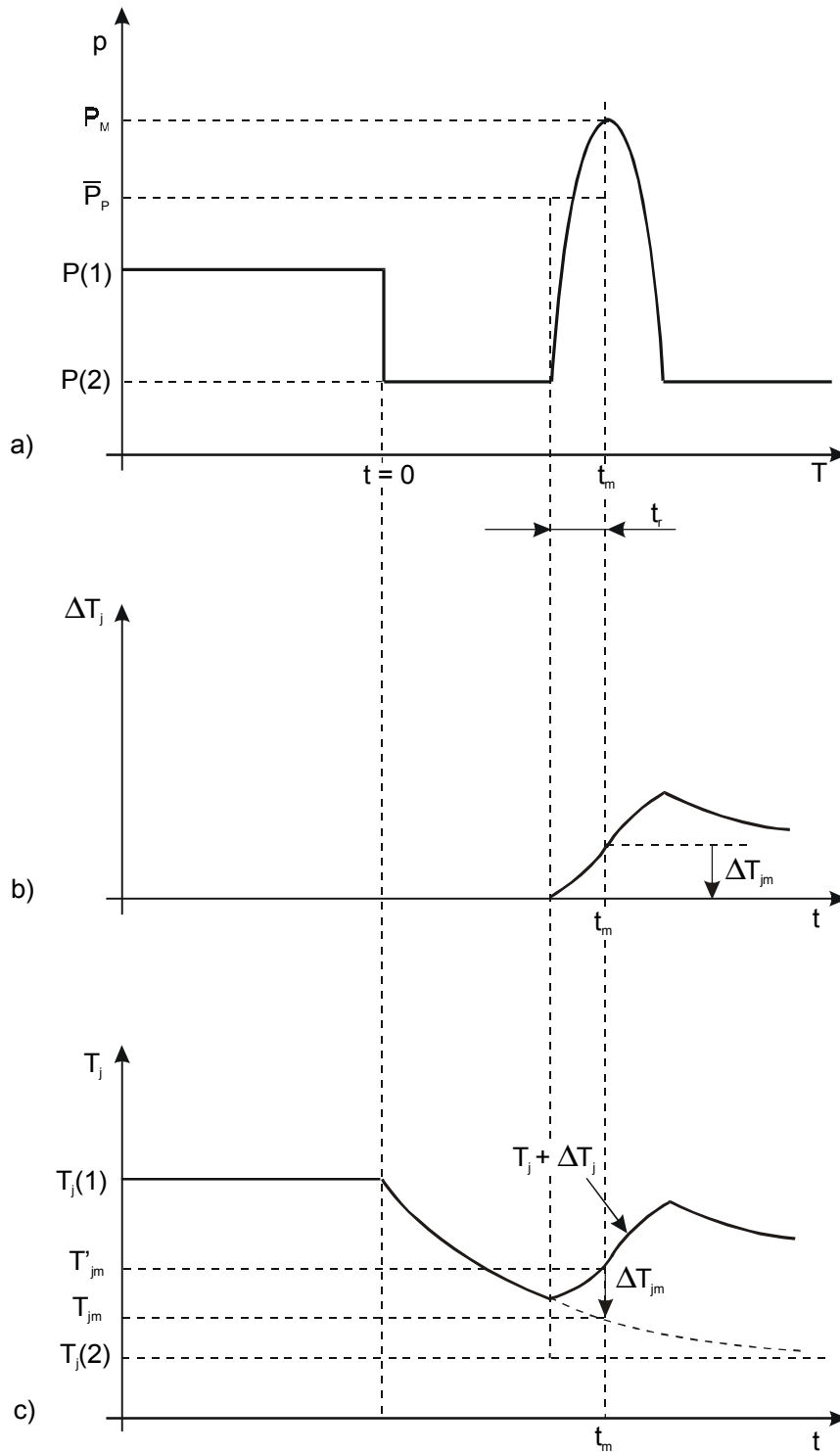
Figure 63c shows the course of the virtual junction temperature  $T_j$  that results from the linear addition of  $\Delta T_j$  to  $T_j$ .

At  $t = t_m$ , the value  $T'_{jm} = T_{jm} + \Delta T_{jm}$  is reached and this value is measured by means of a calibration curve. The value to be measured shall then be calculated as

$$T_{jm} = T'_{jm} - \Delta T_{jm} \quad (1)$$

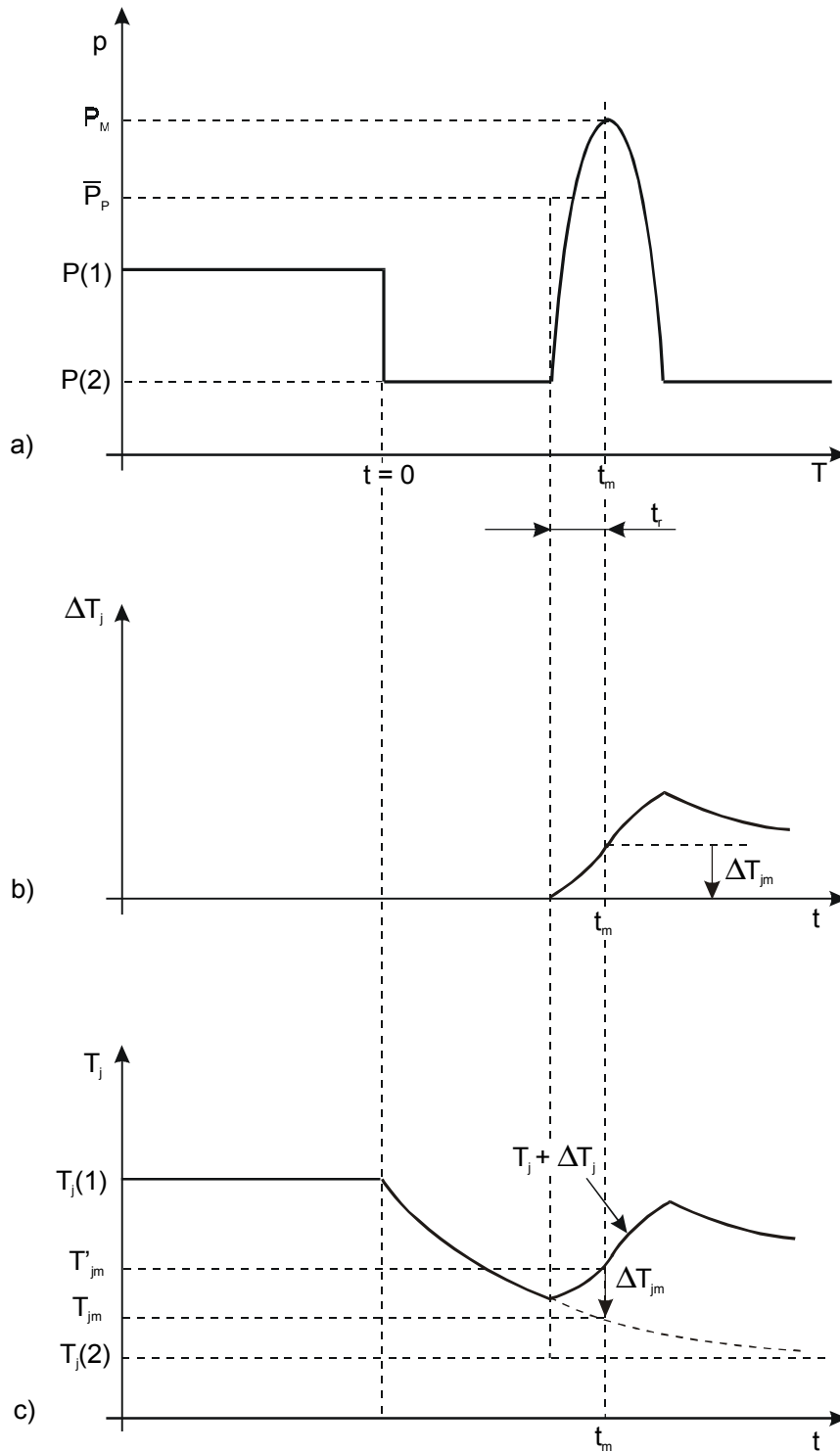
For this, a sufficiently accurate value of  $\Delta T_{jm}$  can be calculated from known typical parameter values of the thyristor.

Due to the linear superposition of  $\Delta T_j$  on  $T_j$ , the value of  $T'_{jm}$  does not depend on whether thermal equilibrium would already have been reached at  $t_m$  or not. Thus, the measuring method is applicable to the measurement of both  $R_{th}$  and  $Z_{th}(t)$ .



IEC 2095/2000

Figure 63 – Formes d’onde dans le cas général de la puissance dissipée et la température virtuelle de jonction



IEC 2095/2000

Figure 63 – Waveforms for power loss and virtual junction temperature (general case)

*Calcul de  $\Delta T_{jm}$*

Si les conditions ci-dessus sont remplies, l'évolution de P pendant  $t_r$  peut être remplacée par une dissipation de puissance constante ( $\bar{P}_P$ , trait pointillé dans la figure 63a) égale à la valeur moyenne de la puissance dissipée réelle pendant le temps  $t_r$ . Dans une approximation du premier ordre, il sera supposé que l'évolution réelle de la puissance dissipée superposée aura également la forme d'une onde sinusoïdale.

Puis

$$\bar{P}_P - P(2) = \frac{2}{\pi} (P_M - P(2)) \quad (2)$$

$$\Delta T_{jm} = \frac{2}{\pi} (P_M - P(2)) Z_{th} (t_r) \quad (3)$$

Si l'approximation linéaire de la caractéristique à l'état passant est connue, le facteur  $2/\pi$  de l'équation (3) peut être calculé avec plus de précision. Cependant cette correction additionnelle d'une correction déjà peu importante  $\Delta T_{jm}$  n'est pas nécessaire. De ce fait la figure 63, ne peut être tracée à l'échelle. Il est préférable d'exprimer  $\Delta T_{jm}$  comme une fraction de  $(P_M - P(2)) R_{th}$ , c'est-à-dire de la variation maximale de température qui serait atteinte pour de très grandes valeurs de  $t_r$ :

$$\Delta T_{jm} = \varepsilon (P_M - P(2)) R_{th} \quad (4)$$

Ainsi, (1) devient  $T_{jm} = T'_{jm} - \varepsilon (P_M - P(2)) R_{th} \quad (5)$

avec  $\varepsilon = \frac{2}{\pi} \frac{Z_{th} (t_r)}{R_{th}} \quad (6)$

Il est évident qu'un désavantage de la méthode de mesure est que les valeurs de  $R_{th}$  ou  $Z_{th}$  sont calculées à partir de la différence de deux valeurs de  $T_{jm}$  et que pour le calcul de ces deux valeurs (équation (5)), les valeurs particulières de  $R_{th}$  et  $Z_{th} (t_r)$  doivent être déjà connues. Cependant, comme précisé ci-dessus, le facteur de correction  $\varepsilon$  est si faible que pour ces calculs les valeurs typiques de  $R_{th}$  et  $Z_{th} (t_r)$  peuvent être utilisées.

*Calcul de  $\varepsilon$*

Lorsque la valeur typique de  $Z_{th}(t_r)$  n'est pas directement spécifiée,  $\varepsilon$  peut-être calculée à partir d'autres paramètres typiques tels que:

- a) a partir du volume V de la pastille de silicium. Si les conditions ci-dessus sont remplies, la perte totale d'énergie pendant  $t_r$  sera accumulée dans la capacité thermique  $C_{th}$  de la pastille; de ce fait:

$$\Delta T_{jm} \approx \frac{2}{\pi} (P_M - P(2)) \frac{t_r}{C_{th}} \quad (7)$$

$C_{th}$  peut être calculé à partir du volume connu V de la pastille selon:

$$C_{th} = V \cdot c \cdot \rho \quad (8)$$

### Calculation of $\Delta T_{jm}$

If the requirements listed above are met, the course of  $P$  during  $t_r$  can be replaced by a constant power loss, ( $\bar{P}_P$ , dashed line in figure 63a) that equals the mean value of the actual power loss during  $t_r$ . In a first-order approximation it shall further be supposed that the actual course of the superimposed power loss has also the form of a sine wave.

$$\text{Then} \quad \bar{P}_P - P(2) = \frac{2}{\pi} (P_M - P(2)) \quad (2)$$

$$\Delta T_{jm} = \frac{2}{\pi} (P_M - P(2)) Z_{th} (t_r) \quad (3)$$

If the straight-line approximation for the on-state characteristic is known, the factor  $2/\pi$  in equation (3) can more precisely be calculated. However, this additional correction of the already rather small correction  $\Delta T_{jm}$  is not necessary. In this respect, figure 63 cannot be drawn to scale. It is practical to express  $\Delta T_{jm}$  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  $t_r$ :

$$\Delta T_{jm} = \varepsilon (P_M - P(2)) R_{th} \quad (4)$$

$$\text{Then (1) becomes} \quad T_{jm} = T'_{jm} - \varepsilon (P_M - P(2)) R_{th} \quad (5)$$

$$\text{with} \quad \varepsilon = \frac{2}{\pi} \frac{Z_{th} (t_r)}{R_{th}} \quad (6)$$

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  $T_{jm}$  values and that for the calculation of these two values (equation (5)) the individual values of  $R_{th}$  and  $Z_{th}$  should already be known. However, as said above, the correction factor  $\varepsilon$  is so small that for its calculation typical values of  $R_{th}$  and  $Z_{th}(t_r)$  can be used.

### Calculation of $\varepsilon$

When the typical value for  $Z_{th}(t_r)$  is not directly specified,  $\varepsilon$  can be calculated from other given typical parameter values, for example:

- a) 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:

$$\Delta T_{jm} \approx \frac{2}{\pi} (P_M - P(2)) \frac{t_r}{C_{th}} \quad (7)$$

$C_{th}$  can be calculated from a known volume of the chip  $V$  as

$$C_{th} = V \cdot c \cdot \rho \quad (8)$$

où

V est le volume, en cm<sup>3</sup>,

c est la chaleur spécifique 0,735, en Ws/kg, et

ρ est la densité spécifique du silicium, soit 2,34 g/cm<sup>3</sup>.

On obtient ainsi ε à partir de (4) et (7)

$$\epsilon = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{t_r}{R_{th} C_{th}} \tag{9}$$

b) de la fonction analytique spécifiée pour Z<sub>th</sub>(t) de la forme:

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n R_i (1 - \exp(-t/\tau_i)) \tag{10}$$

De (10) découle que la pente initiale de Z<sub>th</sub> = f(t) est:

$$(dZ_{th}/dt)_{t=0} = \sum_{i=1}^n R_i / \tau_i \tag{11}$$

Puis

$$Z_{th}(t_r) = t_r \cdot (dZ_{th}/dt)_{t=0} \tag{12}$$

et

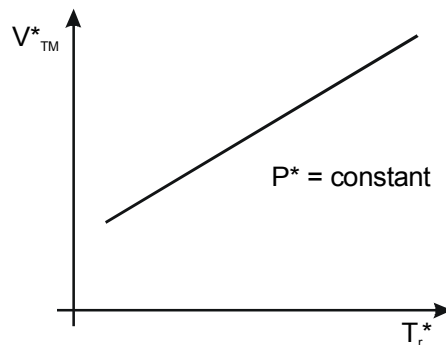
$$\epsilon = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{t_r}{R_{th}} \sum_{i=1}^n R_i / \tau_i \tag{13}$$

**Enregistrement et application de courbe d'étalonnage**

NOTE 1 Les valeurs se référant à la courbe d'étalonnage sont indiquées par l'indice supérieur \* à la lettre symbole.

Pour l'enregistrement de la courbe d'étalonnage, la valeur de pointe de l'impulsion du courant de référence I<sub>TM</sub> et la valeur de la précharge P\* sont retenues.

On fait varier extérieurement la température du point de référence T<sub>r</sub>\* au moyen d'un échauffement électrique aux électrodes du thyristor, ou par échauffement dans un bain d'huile. Pour différentes valeurs de T<sub>r</sub>\*, la valeur de pointe de la tension à l'état passant (V<sub>TM</sub>\*) est mesurée dans les conditions de l'équilibre thermique. La courbe de calibration est tracée selon V<sub>TM</sub>\* = f(T<sub>r</sub>\*), voir figure 64.



IEC 2096/2000

**Figure 64 – Courbe d'étalonnage**

where

$V$  is the volume ( $\text{cm}^3$ ),

$c$  is the specific heat 0,735 (Ws/kg);

$\rho$  is the specific density 2,34 ( $\text{g/cm}^3$ ) of silicon.

Then  $\varepsilon$  results from (4) and (7)

$$\varepsilon = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{t_r}{R_{th} C_{th}} \quad (9)$$

b) from the specified analytical function for  $Z_{th}(t)$  of the form:

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n R_i (1 - \exp(-t/\tau_i)) \quad (10)$$

From (10), the initial slope of  $Z_{th} = f(t)$  results in:

$$(dZ_{th}/dt)_{t=0} = \sum_{i=1}^n R_i / \tau_i \quad (11)$$

Then

$$Z_{th}(t_r) = t_r \cdot (dZ_{th}/dt)_{t=0} \quad (12)$$

and

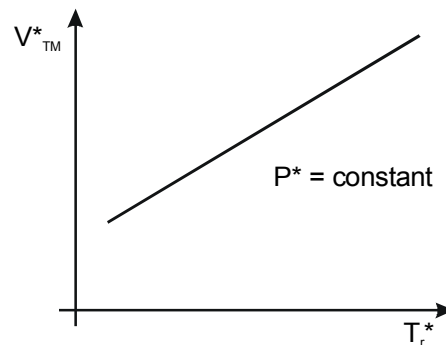
$$\varepsilon = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{t_r}{R_{th}} \sum_{i=1}^n R_i / \tau_i \quad (13)$$

### *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 64.



IEC 2096/2000

**Figure 64 – Calibration curve**

La valeur de pointe mesurée  $V_{TM}^*$  correspond très étroitement à la valeur de  $V_{TM}$  à  $t = t_m$ , aussi on peut calculer  $T_{jm}^*$  pour  $V_{TM}^*$  selon:

$$T_{jm}^* = T_r^* + P^* R_{th} + T_j^*$$

avec (4) 
$$T_{jm}^* = T_r^* + P^* R_{th} + \varepsilon (P_M - P^*) R_{th} \quad (14)$$

Pour la mesure de  $T_{jm}$  à  $t_m$ , la valeur de pointe  $V_{TM}$  à  $t_m$  est mesurée, et pour  $V_{TM}^* = V'_{TM}$  la valeur correspondante de  $T_r^*$  est prise sur la courbe d'étalonnage.

De  $V^*_{TM} = V'_{TM}$  on obtient  $T^*_{jm} = T'_{jm}$

En découle à partir de (5) et (14):

$$T_{jm} = T_r^* + P^* R_{th} + \varepsilon (P(2) - P^*) R_{th} \quad (15)$$

Cette équation peut être utilisée pour calculer  $T_{jm}$ . 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 telle façon que soient obtenues 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 la même valeur de la température virtuelle de jonction sont atteintes:

$$T'_{jm} (1) = T'_{jm}(2) \quad (16)$$

Avec (5) et

$$T_{jm} = T_r + P R_{th} \quad (17)$$

on déduit de (16)

$$R_{th} = \frac{1}{1 - \varepsilon} \cdot \frac{T_r (1) - T_r (2)}{P(2) - P(1)} \quad (18)$$

*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 une première mesure, avec la température du point de référence  $T_r(0)$  et la puissance dissipée  $P(0)$ ,  $V_{TM}(0)$  est mesuré dans les conditions d'équilibre thermique.

A  $t = 0$ , la puissance dissipée 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.



The measured peak value  $V_{TM}^*$  corresponds very closely to the value of  $V_{TM}$  at  $t = t_m$ , so that  $T_{jm}^*$  for  $V_{TM}^*$  can be calculated as:

$$T_{jm}^* = T_r^* + P^* R_{th} + T_j^*$$

with equation (4) 
$$T_{jm}^* = T_r^* + P^* R_{th} + \varepsilon(P_M - P^*) R_{th} \quad (14)$$

For the measurement of  $T_{jm}$  at  $t_m$ , the peak value  $V_{TM}$  at  $t_m$  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  $T^*_{jm} = T'_{jm}$

Hence, with (5) and (14):

$$T_{jm} = T_r^* + P^* R_{th} + \varepsilon(P(2) - P^*) R_{th} \quad (15)$$

This equation could be used to calculate  $T_{jm}$ . 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:

$$T'_{jm}(1) = T'_{jm}(2) \quad (16)$$

With (5) and

$$T_{jm} = T_r + P R_{th} \quad (17)$$

follows from (16)

$$R_{th} = \frac{1}{1 - \varepsilon} \cdot \frac{T_r(1) - T_r(2)}{P(2) - P(1)} \quad (18)$$

#### 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 loss  $P(0)$ ,  $V_{TM}(0)$  is measured under conditions of thermal equilibrium.

At  $t = 0$ , the power loss 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.

Puis

$$Z_{th}(t) = \frac{[T_{jm}(0) - T_{jm}(t)] - [T_r(0) - T_r(t)]}{P(0) - P(t)} \quad (19)$$

Avec

$$T_{jm}(0,t) = T_r^*(0,t) + P^* R_{th} + \varepsilon(P(0,t) - P^*) R_{th} \quad (20)$$

à partir de (19)

$$Z_{th}(t) = \frac{[T_r^*(0) - T_r^*(t)] - [T_r(0) - T_r(t)]}{P(0) - P(t)} + \varepsilon R_{th} \quad (21)$$

### 9.2.4.2 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*

On mesure les températures  $T_r(1)$  et  $T_r(2)$  d'un point de référence à deux puissances dissipées différentes  $P(1)$  et  $P(2)$  et pour 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

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

(Pour la signification de  $\varepsilon$  voir 9.2.4.1, équations (6) et (9))

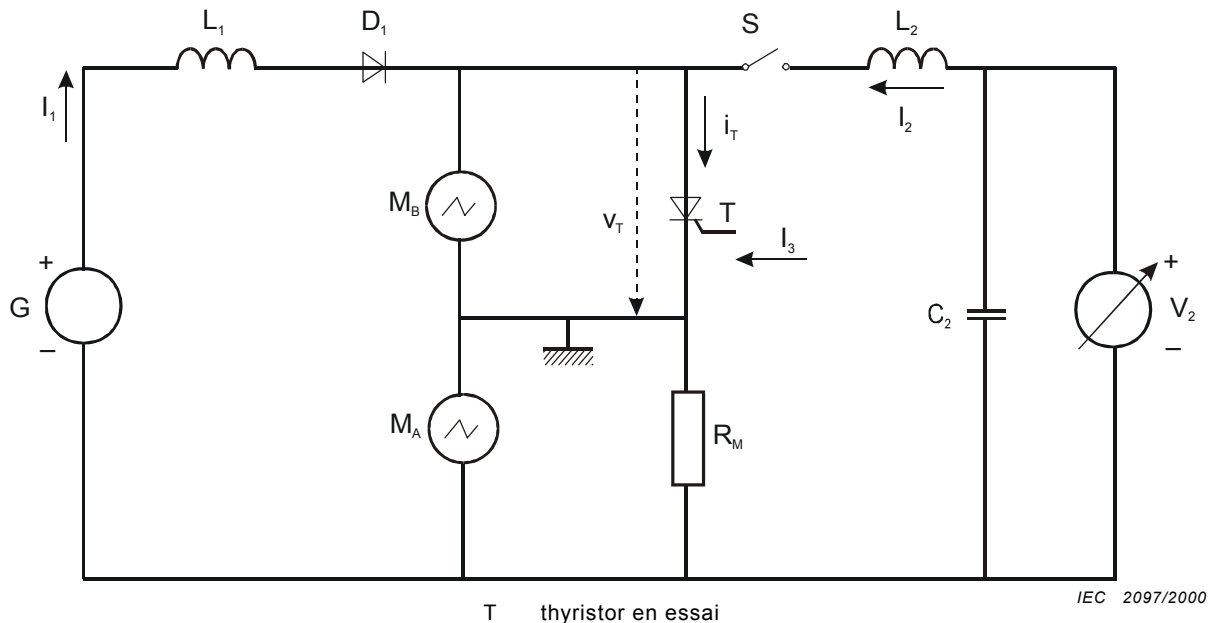


Figure 65 – Schéma de base pour la mesure de  $R_{th}$  (méthode B)

Then 
$$Z_{th}(t) = \frac{[T_{jm}(0) - T_{jm}(t)] - [T_r(0) - T_r(t)]}{P(0) - P(t)} \tag{19}$$

with

$$T_{jm}(0,t) = T_r^*(0,t) + P^* R_{th} + \varepsilon (P(0,t) - P^*) R_{th} \tag{20}$$

follows from (19)

$$Z_{th}(t) = \frac{[T_r^*(0) - T_r^*(t)] - [T_r(0) - T_r(t)]}{P(0) - P(t)} + \varepsilon R_{th} \tag{21}$$

**9.2.4.2 Thermal resistance (R<sub>th</sub>)**

*Purpose*

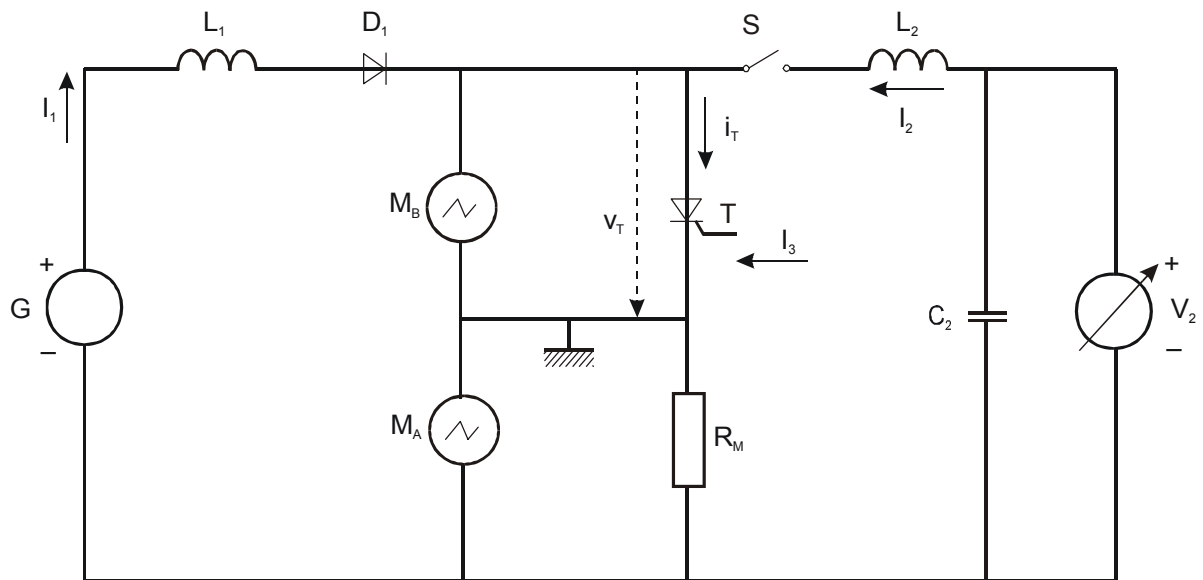
To measure the thermal resistance between the virtual junction and a reference point, preferably for high power thyristors.

*Principle of the method*

The temperatures T<sub>r</sub>(1) and T<sub>r</sub>(2) at the reference point are measured for two different power losses P(1) and P(2) and cooling condition causing the same junction temperature. The on-state voltage V<sub>TM</sub> at the peak value of a reference current pulse is used to verify that the same virtual junction temperature has been reached.

Then: 
$$R_{th} = \frac{1}{1 - \varepsilon} \cdot \frac{T_r(1) - T_r(2)}{P(2) - P(1)}$$

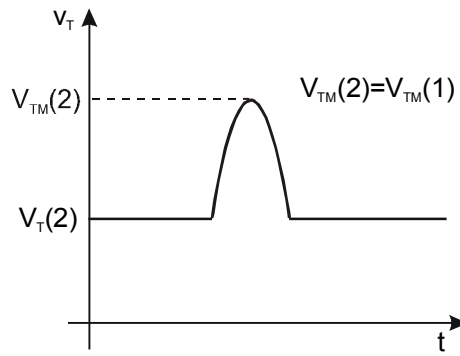
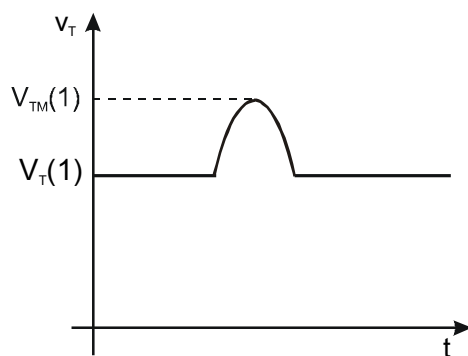
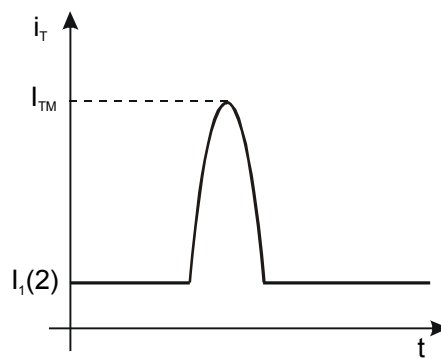
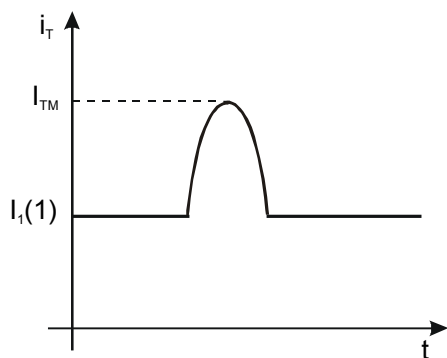
(For the significance of ε, see 9.2.4.1, equations (6) and (9))



IEC 2097/2000

T thyristor being measured

**Figure 65 – Basic circuit diagram for the measurement of R<sub>th</sub> (method B)**



IEC 2098/2000

IEC 2099/2000

Figure 66a – Etape 1

Figure 66b – Etape 2

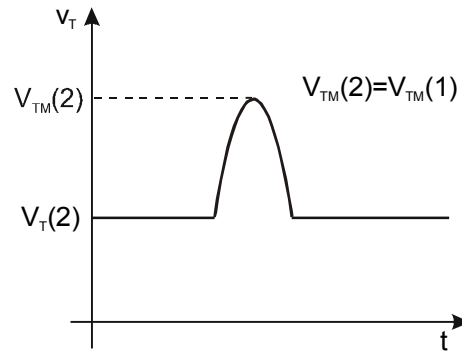
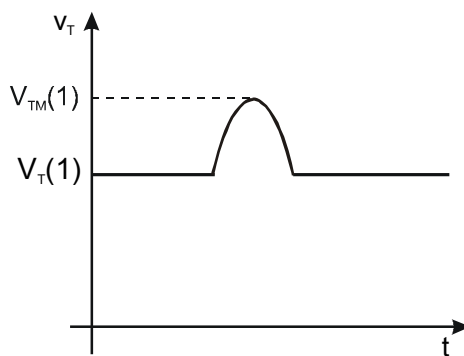
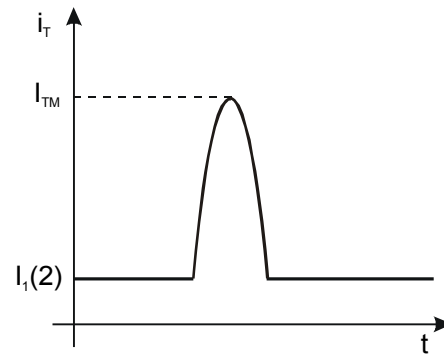
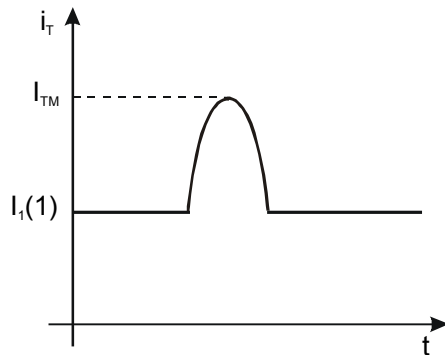
Figure 66 – Formes d'onde

*Description et exigences du circuit*

- C<sub>2</sub> condensateur fournissant l'impulsion sinusoïdale de courant de référence (voir aussi L<sub>2</sub>)
- D<sub>1</sub> diode de blocage
- G générateur de courant d'échauffement de la jonction I<sub>1</sub> qui provoque la puissance dissipée P dans le thyristor T
- I<sub>3</sub> courant d'amorçage destiné à maintenir le thyristor à l'état passant
- L<sub>1</sub> inductance destinée à bloquer l'impulsion de courant de référence
- L<sub>2</sub> inductance déterminant conjointement avec C<sub>2</sub> la durée 2t<sub>r</sub> de l'impulsion de courant de référence

$$(2t_r = \pi\sqrt{L_2 C_2})$$

- M<sub>A</sub> instrument de mesure du courant d'échauffement de jonction I<sub>1</sub> et du courant de mesure de référence I<sub>TM</sub> (la valeur de pointe de I<sub>T</sub> pendant l'impulsion de courant de référence)
- M<sub>B</sub> instrument de mesure, de la tension à l'état passant V<sub>T</sub> au courant d'échauffement de jonction I<sub>1</sub> et pour la valeur de pointe V<sub>TM</sub> produite par l'impulsion de courant de référence
- RM résistance étalonnée non inductive permettant de mesurer le courant
- S interrupteur électronique
- V<sub>2</sub> source de tension destinée à produire la valeur de pointe I<sub>TM</sub> durant l'impulsion de courant de référence



IEC 2098/2000

IEC 2099/2000

Figure 66a – Step 1

Figure 66b – Step 2

Figure 66 – Waveforms for measuring thermal resistance

*Circuit description and requirements*

- $C_2$  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 loss  $P$  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
 
$$(2t_r = \pi\sqrt{L_2 C_2})$$
- $M_A$  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
- $RM$  calibrated non-inductive current sensing resistor
- $S$  electronic switch
- $V2$  voltage source for setting the peak value  $I_{TM}$  during the reference current pulse

### Précautions à prendre

Généralement, la durée  $2t_r$  de l'impulsion de courant de référence est 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'une faible intensité.

Pour obtenir une sensibilité optimale (mV/°C), la valeur de pointe  $I_{TM}$  pendant l'impulsion de courant de référence, doit être de l'ordre de 3 à 5 fois le courant limité à l'état passant du thyristor en essai.

### Exécution

Monter le thyristor en essai de sorte que la température du point de référence soit suffisamment stabilisée à une valeur fixée; mesurer cette température selon 9.2.1.

La mesure est faite en deux étapes (voir figure 66)

Etape 1: Maintenir la température du point de référence à une faible valeur. Mesurer la tension à l'état passant  $V_T$  et ajuster le courant d'échauffement de manière à atteindre la puissance dissipée  $P(1) = I_1(1) V_T(1)$ . Ajuster l'impulsion de courant de référence 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, enregistrer la valeur de pointe de la tension à l'état passant  $V_{TM}(1)$  et la température du point de référence  $T_r(1)$ .

Etape 2: A une faible valeur du courant d'échauffement de la jonction  $I_1(2)$  provoquant la puissance dissipée  $P(2) = I_1(2) V_T(2)$ , ajuster la valeur de pointe de l'impulsion de courant de référence de façon à atteindre  $I_{TM}$  comme précédemment. Augmenter la température du point de référence jusqu'à ce que la même valeur de pointe de la tension à l'état passant soit atteinte:  $V_{TM}(2) = V_{TM}(1)$ . Enregistrer la température du point de référence  $T_r(2)$ .

Calculer la résistance thermique selon l'expression:

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

(Pour la signification de  $\varepsilon$ , voir 9.2.4.1, équations (6) et (9). La plupart du temps,  $\varepsilon$  peut être considéré comme nul.)

#### 9.2.4.3 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 de la jonction et avoir attendu que l'équilibre thermique soit atteint, on enregistre la puissance dissipée 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 de la jonction 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 enregistrés en fonction du temps.

Au moyen de la courbe d'étalonnage, les valeurs enregistrées de la tension à l'état passant sont transformées en valeurs correspondantes de la température virtuelle de jonction à partir desquelles l'impédance thermique transitoire est calculée.

*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 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 9.2.1.

The measurement is carried out in two steps (see figure 66)

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 loss  $P(1) = I_1(1) V_T(1)$ . 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  $V_{TM}(1)$  and the reference point temperature  $T_r(1)$  are recorded.

Step 2: At a lower heating current  $I_1(2)$  generating the power loss  $P(2) = I_1(2) V_T(2)$  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:  $V_{TM}(2) = V_{TM}(1)$ . The reference point temperature  $T_r(2)$  is recorded.

The thermal resistance is calculated using the expression

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

(For the significance of  $\varepsilon$ , see 9.2.4.1, equations (6) and (9). Mostly,  $\varepsilon$  can be approximated to zero.)

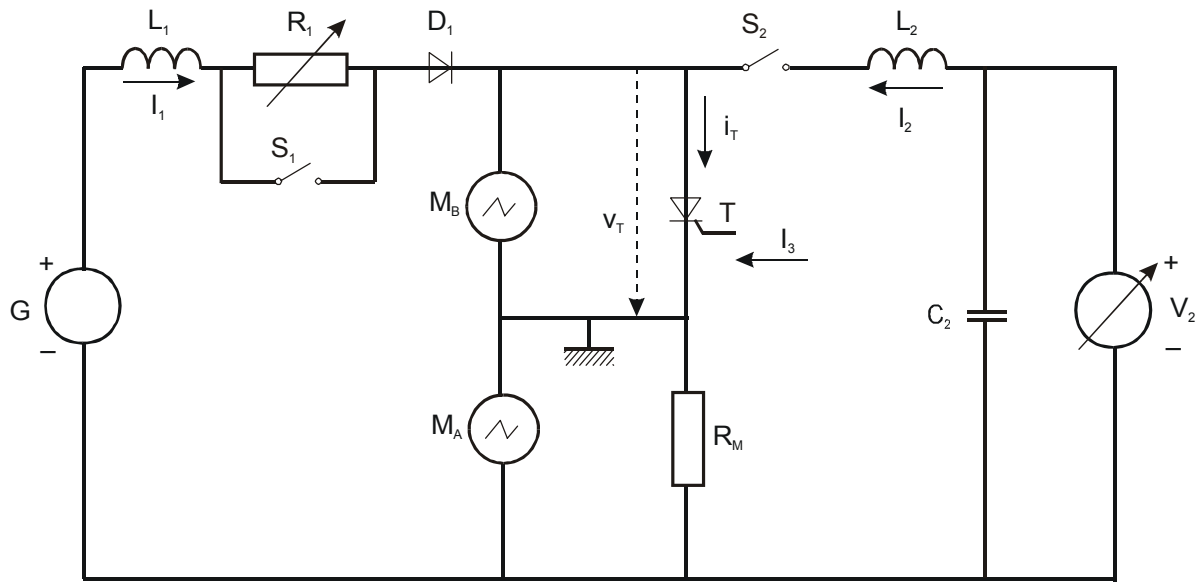
**9.2.4.3 Transient thermal impedance ( $Z_{th}(t)$ )***Purpose*

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 loss 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.

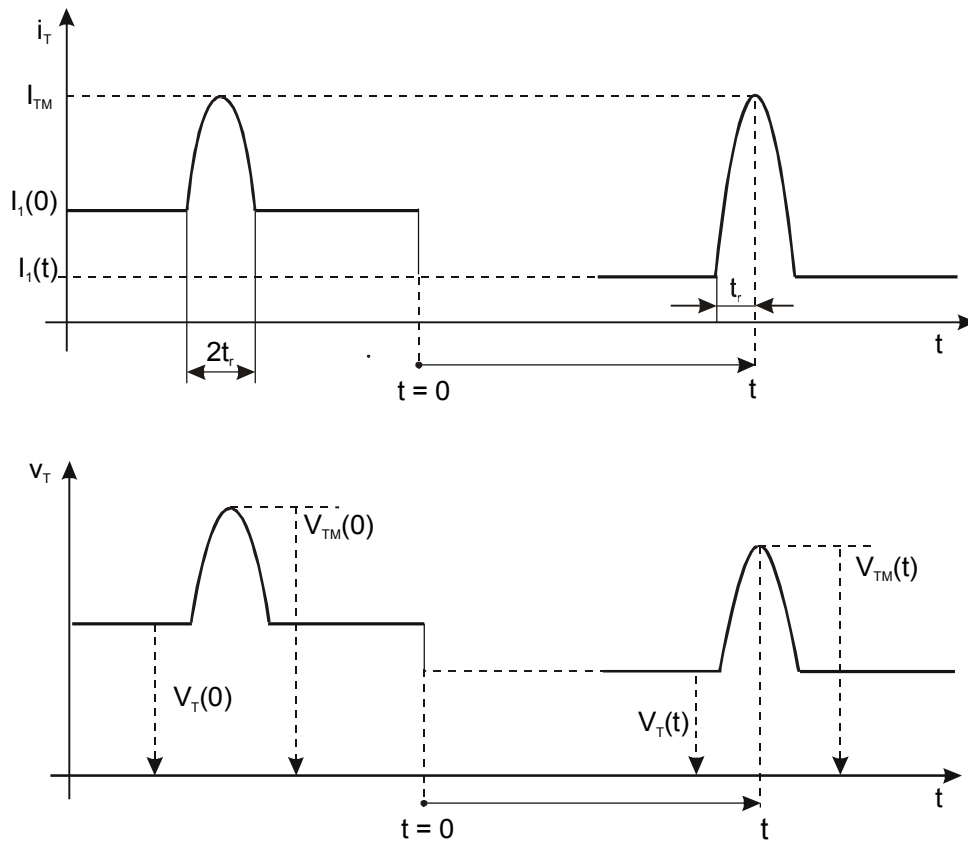
By means of a calibration curve, the recorded values of the on-state voltage are converted to corresponding values of virtual junction temperature from which the transient thermal impedance is calculated.



IEC 2100/2000

T thyristor en essai

Figure 67 – Schéma de base pour la mesure de  $Z_{th}(t)$  (méthode B)



IEC 2101/2000

Figure 68 – Formes d'onde pour la mesure de l'impédance thermique transitoire



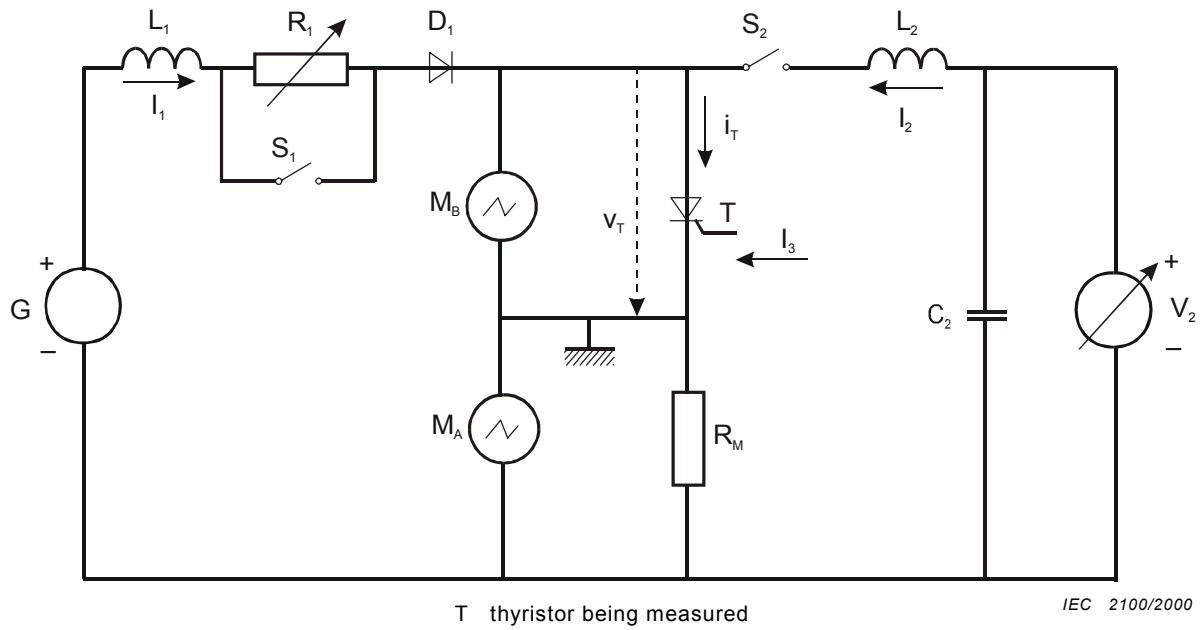
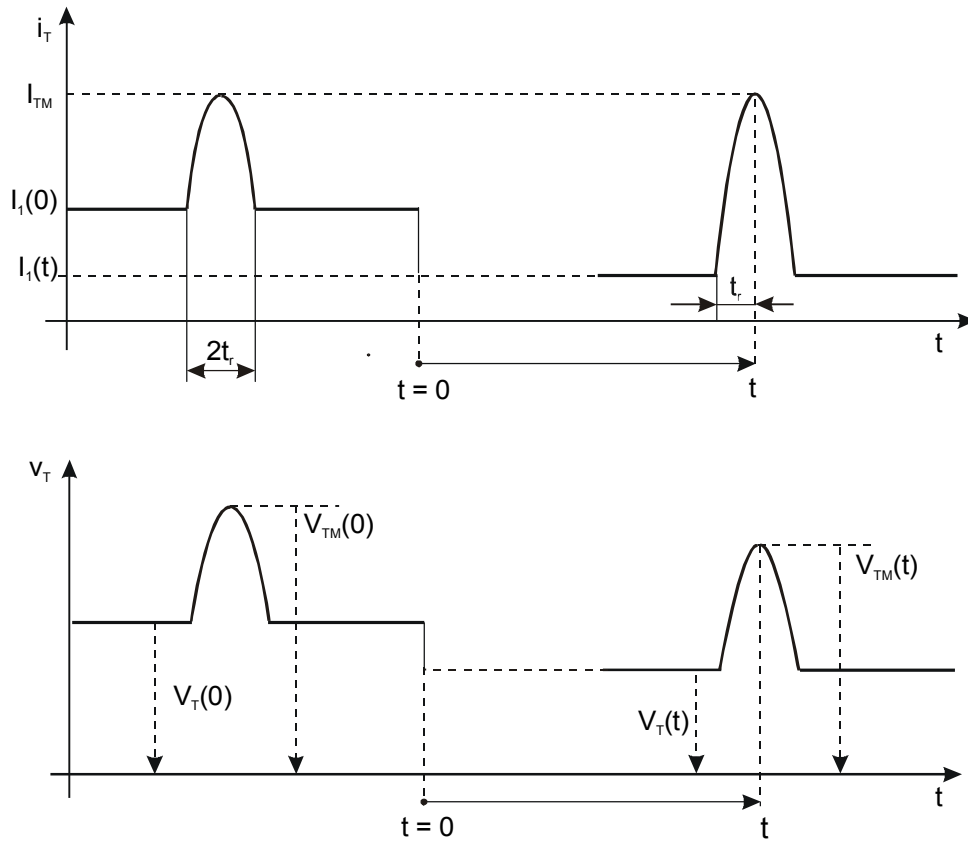


Figure 67 – Basic circuit diagram for the measurement of  $Z_{th}(t)$  (method B)



IEC 2101/2000

Figure 68 – Waveforms for measuring transient thermal impedance

*Description et exigences du circuit*

- C<sub>2</sub> condensateur fournissant l'impulsion sinusoïdale de courant de référence (voir aussi L<sub>2</sub>)
- D<sub>1</sub> diode de blocage
- G générateur de courant d'échauffement de la jonction I<sub>1</sub> pendant la période d'échauffement I<sub>1</sub>(0) et la période de refroidissement I<sub>1</sub>(t)
- I<sub>3</sub> courant d'amorçage destiné à maintenir le thyristor à l'état passant
- L<sub>1</sub> inductance destinée à bloquer l'impulsion de courant de référence
- L<sub>2</sub> inductance déterminant conjointement avec C<sub>2</sub> la durée 2t<sub>r</sub> de l'impulsion de courant de référence

$$(2t_r = \pi \sqrt{L_2 C_2})$$

- M<sub>A</sub> instrument de mesure du courant d'échauffement de jonction I<sub>1</sub> et du courant de mesure de référence I<sub>TM</sub> (la valeur de pointe de I<sub>T</sub> pendant l'impulsion de courant de référence)
- M<sub>B</sub> instrument de mesure de la tension à l'état passant V<sub>T</sub> au courant d'échauffement de jonction I<sub>1</sub> et pour la valeur de pointe V<sub>TM</sub> produite par l'impulsion de courant de référence
- RM résistance étalonnée non inductive permettant de mesurer le courant
- R<sub>1</sub> résistance destinée à ajuster I<sub>1</sub>(t)
- S<sub>1</sub> interrupteur électronique (par exemple un GTO)
- S<sub>2</sub> interrupteur électronique (par exemple un thyristor)
- V<sub>2</sub> source de tension destinée à produire la valeur de pointe I<sub>TM</sub> durant l'impulsion de courant de référence

*Précautions à prendre*

Généralement la durée 2t<sub>r</sub> de l'impulsion de courant de référence est de l'ordre de 1 ms pour établir à ses valeurs de pointe l'équilibre des porteurs de charge en T. L'intervalle t<sub>r</sub> est également suffisant pour les thyristors de forte puissance du moment que les ondes sinusoïdales partent d'une faible intensité.

Pour obtenir une sensibilité optimale (mV/°C), la valeur de pointe I<sub>TM</sub> pendant l'impulsion de courant de référence doit être de l'ordre de 3 à 5 fois le courant nominal du thyristor en essai.

*Exécution*

Monter le thyristor en essai en sorte que la température du point de référence soit suffisamment stabilisée à une valeur fixée ; mesurer cette température selon 9.2.1.

Etablir une courbe d'étalonnage comme en 9.2.4.1 ci-dessus. Le courant de pré-charge I<sub>T</sub><sup>\*</sup> doit avoir la même valeur que celle que le courant à l'état passant aura plus tard durant la période de refroidissement I<sub>1</sub>(t).

Pour préparer la mesure, les valeurs fixées pour le courant I<sub>1</sub> pendant la période d'échauffement de la jonction I<sub>1</sub>(0) et la période de refroidissement I<sub>1</sub>(t) doivent être ajustées alors que l'interrupteur S<sub>2</sub> est ouvert. Fermer d'abord l'interrupteur S<sub>1</sub> et porter I<sub>1</sub> à la valeur I<sub>1</sub>(0) au moyen d'un générateur variable G. Puis ouvrir l'interrupteur S<sub>1</sub> et porter I<sub>1</sub> à la valeur I<sub>1</sub>(t) au moyen de la résistance variable R<sub>1</sub>.

Appliquer I<sub>1</sub>(0) pour la mesure (interrupteur S<sub>1</sub> fermé). Après que l'équilibre thermique a été atteint, enregistrer la valeur réelle de I<sub>1</sub>(0) la tension à l'état passant correspondante V<sub>T</sub>(0), la valeur de pointe V<sub>TM</sub>(0) et la température du point de référence T<sub>r</sub>(0).

*Circuit description and requirements*

- $C_2$  capacitor supplying the sinusoidal reference current pulse (see also  $L_2$ )  
 $D_1$  blocking diode  
 $G$  current generator for current  $I_1$  during the heating period  $I_1(0)$  and the cooling period  $I_1(t)$   
 $I_3$  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  

$$(2t_r = \pi\sqrt{L_2 C_2})$$
  
 $M_A$  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  
 $RM$  calibrated non-inductive current sensing resistor  
 $R_1$  resistor to adjust  $I_1(t)$   
 $S_1$  electronic switch (for example a GTO)  
 $S_2$  electronic switch (for example a thyristor)  
 $V_2$  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 9.2.1.

A calibration curve is prepared as described in 9.2.4.1 above. 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  $S_2$  opened. First, switch  $S_1$  is closed and  $I_1$  is adjusted to the value  $I_1(0)$  by means of the variable generator  $G$ . Then switch  $S_1$  is opened and  $I_1$  is adjusted to the value  $I_1(t)$  by means of the variable resistor  $R_1$ .

For the measurement,  $I_1(0)$  is applied (switch  $S_1$  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.

Au temps  $t = 0$ , ramener brusquement  $I_1$  à la valeur  $I_1(t)$  en ouvrant l'interrupteur  $S_1$ . Au même instant, augmenter  $V_2$  de telle façon que le courant de mesure de référence fixé  $I_{TM}$  soit atteint pour la valeur correspondante de  $V_{TM}(t)$ . Au temps  $t = t_r$ , fermer l'interrupteur  $S_2$  et au temps  $t$ , enregistrer la valeur de pointe  $V_{TM}(t)$  à  $I_{TM}$  et  $T_r(t)$ . Puis mesurer les valeurs réelles de  $I_1(t)$  et  $V_T(t)$ .

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 (21) en 9.2.4.1) selon

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

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  $\varepsilon$ , voir 9.2.4.1, équations (6) et (9). En général  $\varepsilon R_{th}$  peut être négligé).

## 9.2.5 Méthode C (pour thyristors GTO seulement)

### 9.2.5.1 Courbe d'étalonnage

La courbe d'étalonnage correspond à la caractéristique à l'état bloqué du 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  $T_j^*$ . A l'état bloqué  $T_j^*$  est égale à la température du point de référence  $T_r^*$  et  $T_j^*$  est modifié 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 normalement. Sa durée et sa fréquence de répétition doit être choisie de façon telle qu'aucune élévation de température significative ne se produise dans le thyristor GTO.

### 9.2.5.2 Résistance thermique ( $R_{th}$ )

*But*

Mesurer la résistance thermique d'un thyristor amorçable par la gâchette entre la tension 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 puissance dissipée  $P$ , et zéro respectivement, et pour 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 virtuelle de jonction a été atteinte.

Puis

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

At the time  $t = 0$ ,  $I_1$  is lowered abruptly to the value  $I_1(t)$  by opening switch  $S_1$ . At the same time,  $V_2$  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  $S_2$  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 (21) in 9.2.4.1) as

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

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  $\varepsilon$ , see 9.2.4.1, equations (6) et (9). In general,  $\varepsilon R_{th}$  can be neglected.)

## 9.2.5 Method C (for GTO thyristors only)

### 9.2.5.1 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  $T_j^*$ . In the off state,  $T_j^*$  equals the reference point temperature  $T_r^*$ , and  $T_j^*$  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.

### 9.2.5.2 Thermal resistance ( $R_{th}$ )

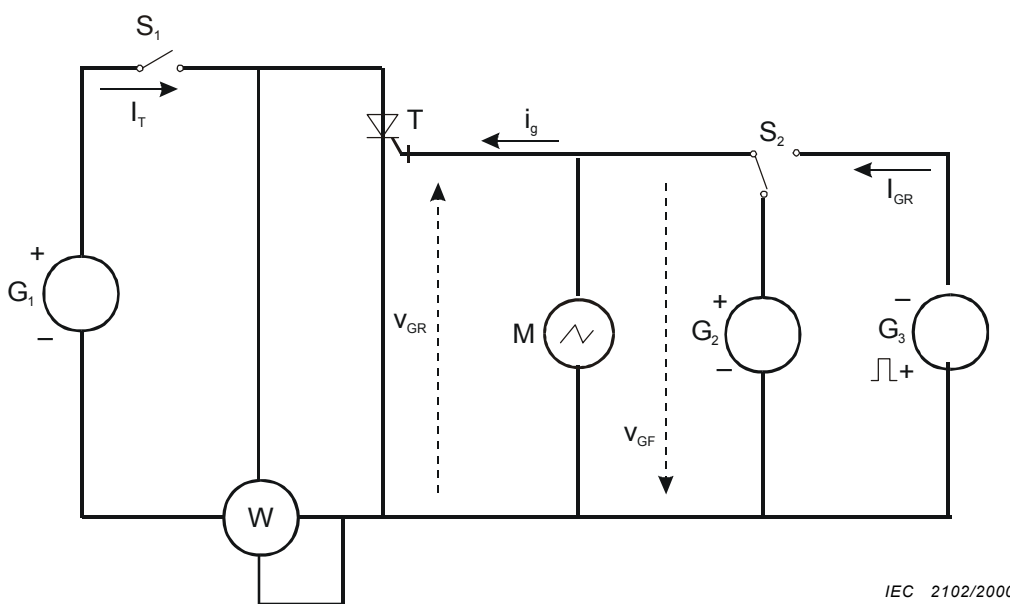
#### *Purpose*

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 loss  $P$  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.

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



T thyristor en essai

Figure 69 – Schéma de base pour la mesure de  $R_{th}$  (méthode C)

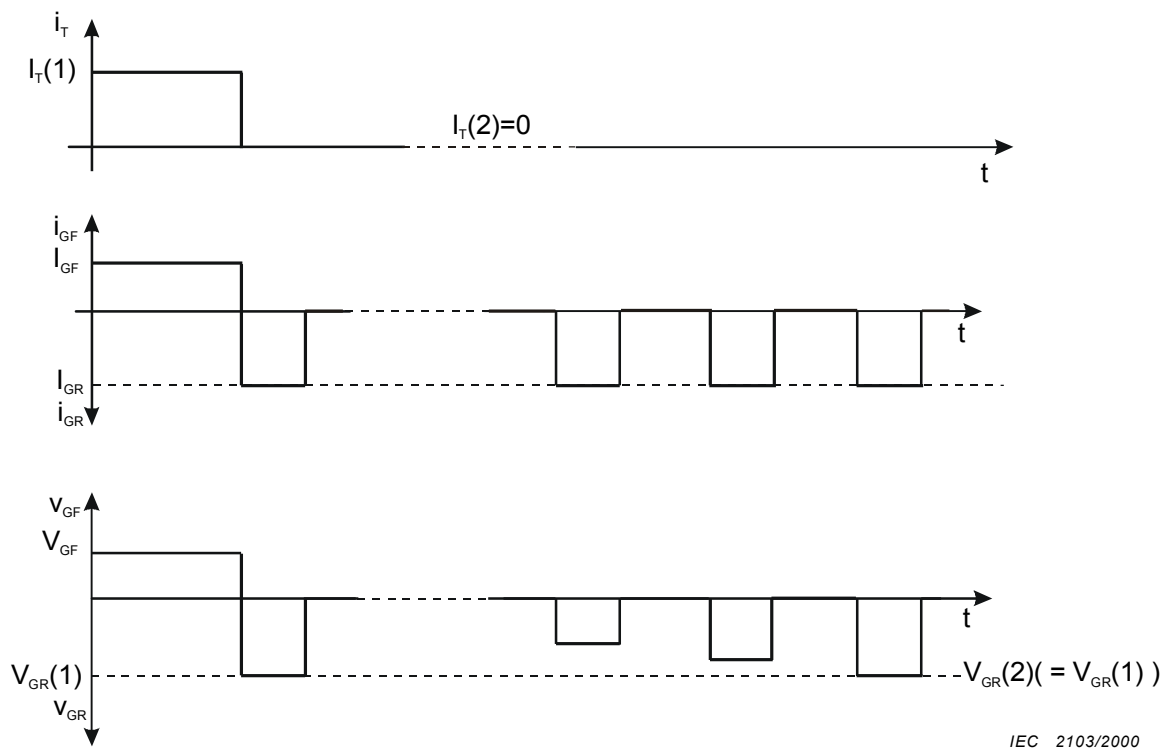
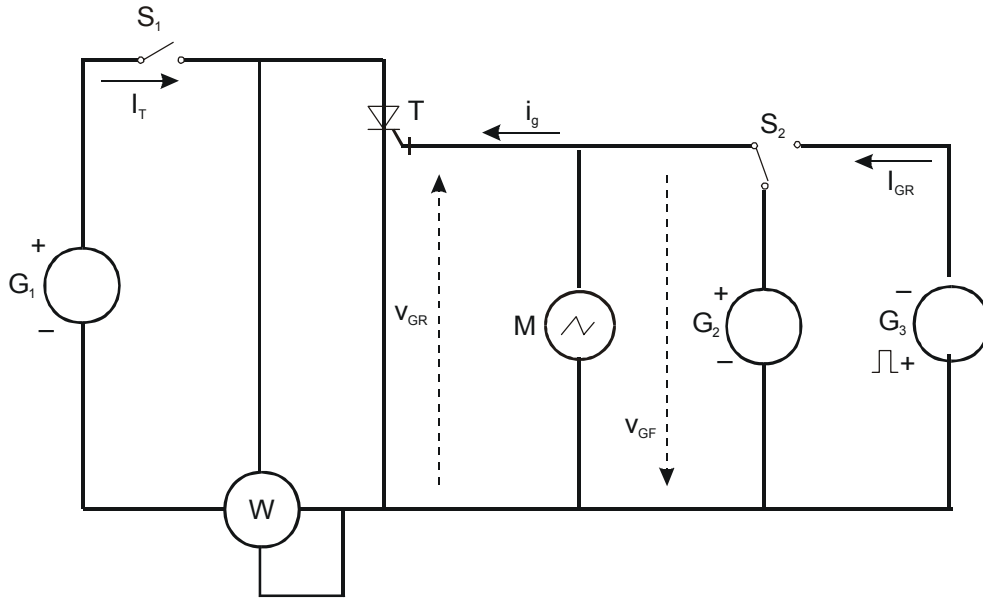


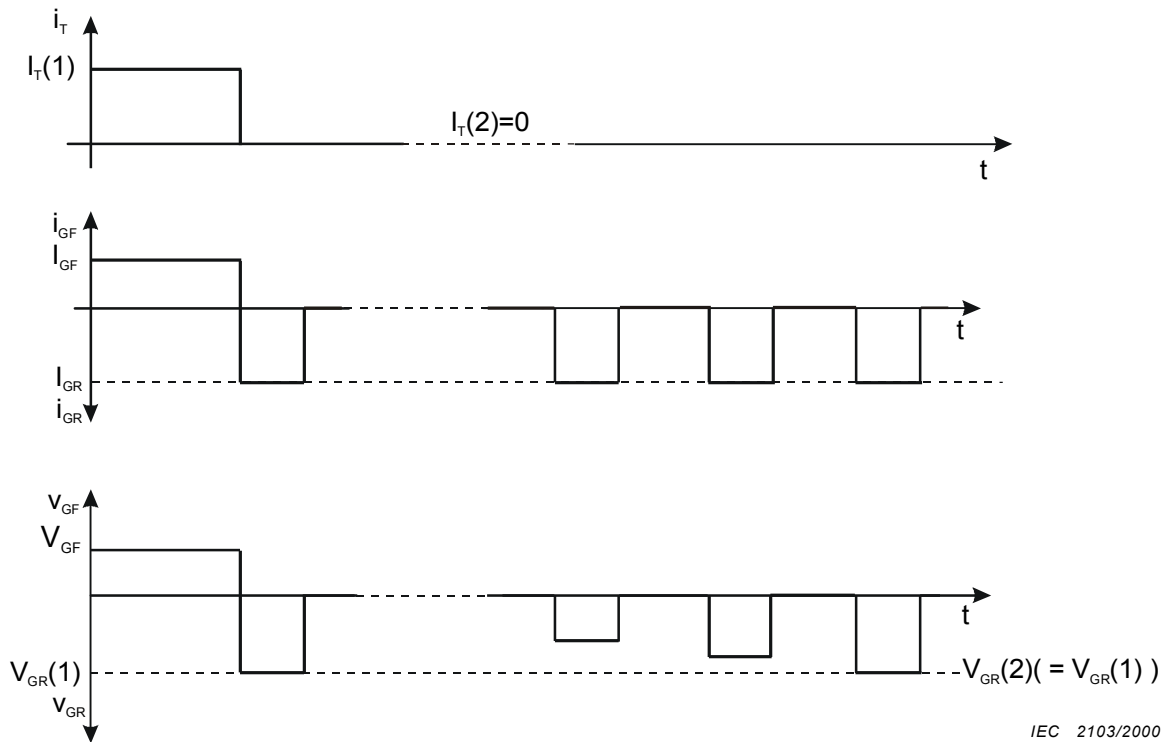
Figure 70 – Formes d'ondes pour la mesure de la résistance thermique



IEC 2102/2000

T thyristor being measured

Figure 69 – Basic circuit diagram for the measurement of  $R_{th}$  (method C)



IEC 2103/2000

Figure 70 – Waveforms for measuring thermal resistance

*Description et exigences du circuit*

- G<sub>1</sub> générateur fournissant le courant d'échauffement de la jonction (I<sub>T</sub>)
- G<sub>2</sub> générateur fournissant le courant de gâchette
- G<sub>3</sub> générateur fournissant l'impulsion de courant constant
- I<sub>T</sub> courant d'échauffement de la jonction fournissant la puissance dissipée P dans la jonction de T
- S<sub>1</sub> interrupteur électronique destiné à interrompre le courant d'échauffement I<sub>T</sub>
- S<sub>2</sub> interrupteur électronique destiné à commuter la gâchette du générateur G<sub>2</sub> au générateur G<sub>3</sub>
- M instrument de mesure destiné à mesurer V<sub>GR</sub>
- W wattmètre destiné à indiquer la puissance dissipée P dans le GTO provoquée par le courant d'échauffement de la jonction I<sub>T</sub>

*Précautions à prendre*

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 9.2.5.1.

*Exécution*

Monter le thyristor à mesurer de telle façon que la température du point de référence soit suffisamment stabilisée; mesurer cette température selon 9.2.1.

La mesure est faite en 3 étapes:

- a) maintenir la température du point de référence à une faible valeur T<sub>r</sub>(1). Le courant I<sub>T</sub>(1) est amorcé et la puissance P(1) chauffe la jonction jusqu'à ce que l'équilibre thermique soit atteint. Enregistrer T<sub>r</sub>(1) et P(1);
- b) le courant I<sub>T</sub> est interrompu par l'ouverture de l'interrupteur S<sub>1</sub> (I<sub>T</sub>(2) = 0). Simultanément l'interrupteur S<sub>2</sub> commute la gâchette de G<sub>2</sub> à G<sub>3</sub>. Mesurer la tension d'avalanche V<sub>GR</sub>(1) immédiatement après l'ouverture de l'interrupteur S<sub>1</sub>;
- c) faire augmenter la température du point de référence jusqu'à ce que la tension d'avalanche atteigne la même valeur que précédemment (V<sub>GR</sub>(2) = V<sub>GR</sub>(1)).

Enregistrer la température du point de référence T<sub>r</sub>(2). La résistance thermique R<sub>th</sub> est calculée selon:

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

**9.2.5.3 Impédance thermique transitoire (Z<sub>th</sub>(t))**

*But*

Mesurer l'impédance thermique transitoire d'un thyristor amorçable par la gâchette entre la température virtuelle et un point de référence.

*Principe de la méthode*

Après avoir appliqué le courant d'échauffement de la jonction jusqu'à ce que l'équilibre thermique soit atteint, on enregistre la puissance dissipée dans le dispositif. 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.



*Circuit description and requirements*

$G_1$  heating current generator ( $I_T$ )

$G_2$  gate current generator

$G_3$  constant current pulse generator

$I_T$  heating current generating the power loss  $P$  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 loss  $P$  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 9.2.5.1.

*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 9.2.1.

The measurement is carried out in three steps:

- a) 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;
- b) 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  $S_1$ ;
- c) 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:

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

**9.2.5.3 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 loss 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.

Au moyen de la courbe d'étalonnage, les valeurs enregistrées de la tension d'avalanche sont converties en valeurs de température virtuelles de jonction correspondantes à partir desquelles l'impédance thermique transitoire est calculée.

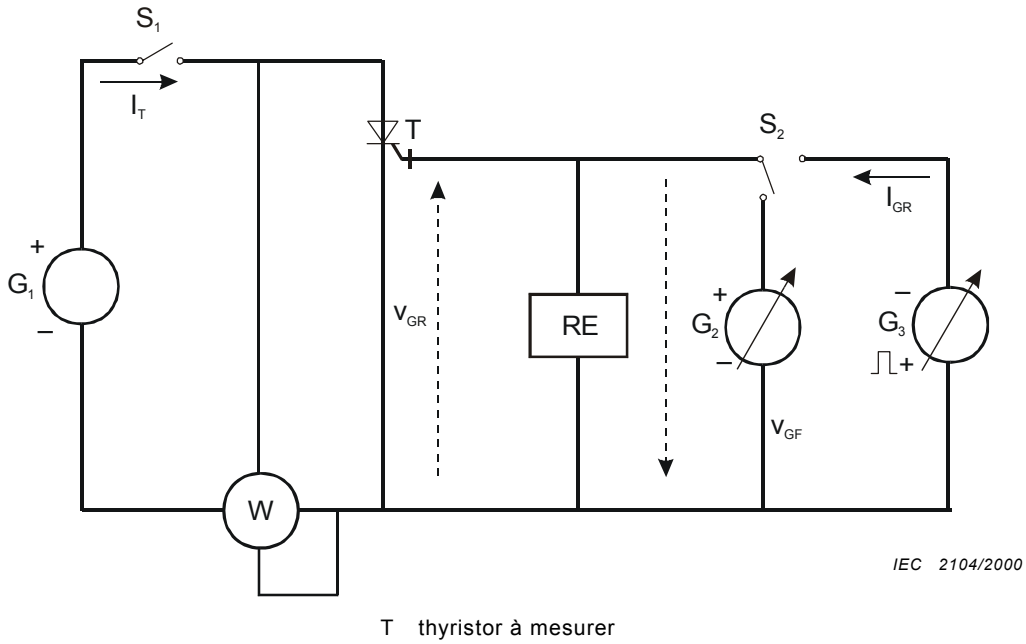


Figure 71 – Schéma de base pour la mesure de  $Z_{th}(t)$  (méthode C)

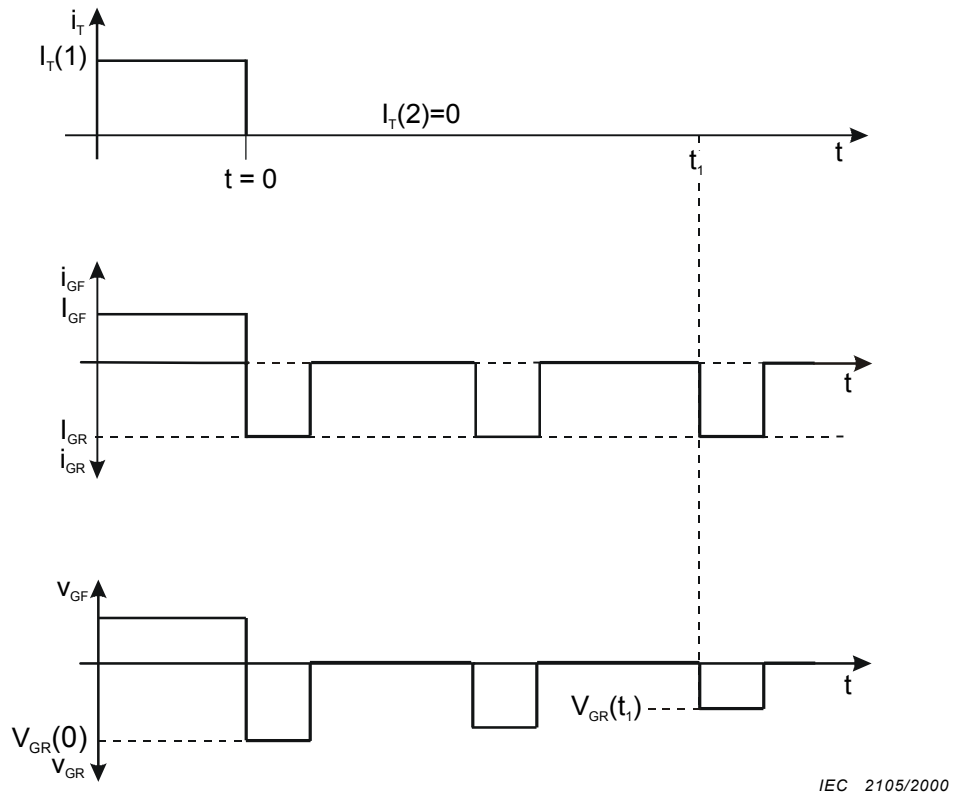


Figure 72 – Formes d'ondes pour la mesure de l'impédance thermique transitoire d'un thyristor amorçable par la gâchette

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.

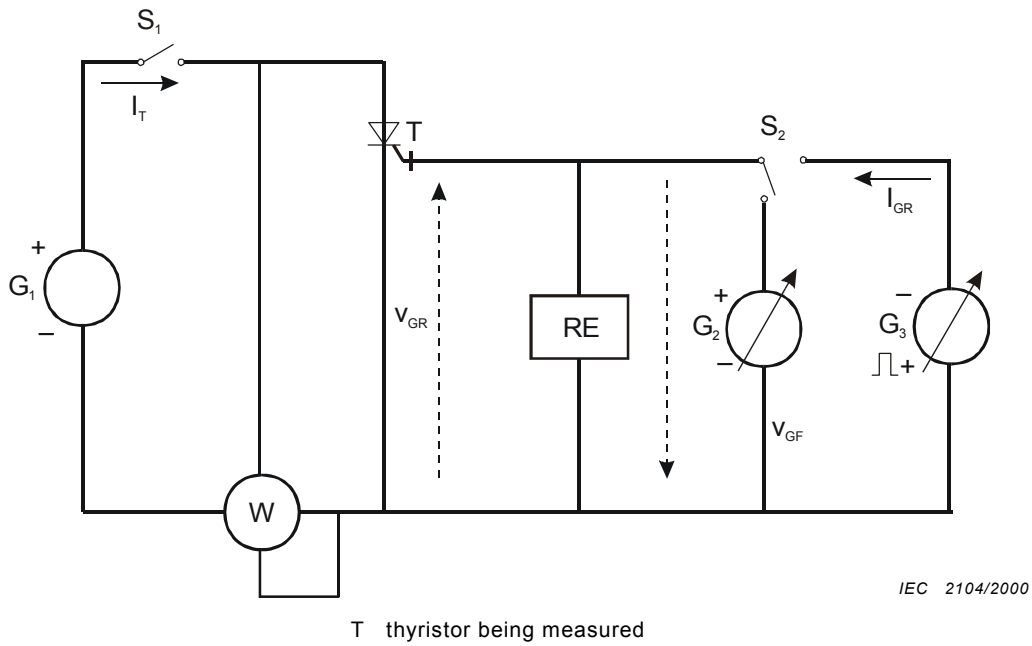


Figure 71 – Basic circuit diagram for the measurement of  $Z_{th}(t)$  (method C)

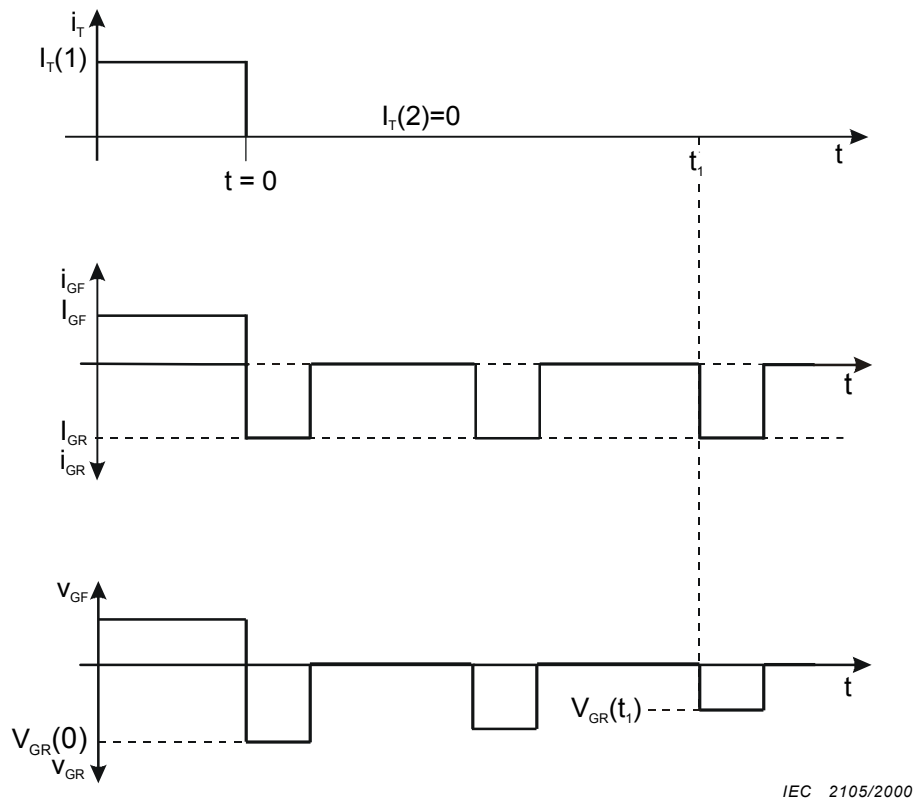


Figure 72 – Waveforms for measuring the transient thermal impedance of a gate turn-off thyristor

*Description et exigences du circuit*

- G<sub>1</sub> générateur fournissant le courant d'échauffement de la jonction (I<sub>T</sub>)
- G<sub>2</sub> générateur fournissant le courant de gâchette
- G<sub>3</sub> générateur fournissant l'impulsion de courant constant
- I<sub>T</sub> courant d'échauffement de la jonction fournissant la puissance dissipée P dans la jonction de T
- S<sub>1</sub> interrupteur électronique destiné à interrompre le courant d'échauffement I<sub>T</sub>
- S<sub>2</sub> interrupteur électronique destiné à commuter la gâchette du générateur G<sub>2</sub> au générateur G<sub>3</sub>
- RE équipement d'enregistrement, par exemple enregistreur de transitoires pour enregistrer la tension d'avalanche V<sub>GR</sub> sur la gâchette avec ses variations de temps sur les impulsions de courant de référence
- W wattmètre destiné à indiquer la puissance dissipée P dans le thyristor provoquée par le courant d'échauffement de la jonction I<sub>T</sub>

*Précautions à prendre*

Il ne doit pas y avoir d'augmentation significative de la température virtuelle de jonction pendant l'impulsion de courant de référence. Voir 9.2.5.1.

*Exécution*

Monter le thyristor GTO à mesurer de telle sorte que la température du point de référence soit suffisamment stabilisée et puisse être mesurée comme requis en 9.2.1.

Préparer une courbe d'étalonnage selon 9.2.5.1 ci-dessus.

Pour la mesure, appliquer le courant de charge I<sub>T</sub>(1) de façon à générer la puissance dissipée P(1) dans le GTO à mesurer jusqu'à ce que l'équilibre thermique soit atteint. La température du point de référence T<sub>r</sub>(1) est enregistrée.

Au temps t = 0, le courant de charge I<sub>T</sub> est interrompu par l'ouverture de l'interrupteur S<sub>1</sub>, débutant ainsi la période de refroidissement à la puissance dissipée zéro. Simultanément avec l'interrupteur S<sub>1</sub>, l'interrupteur S<sub>2</sub> commute la gâchette de G<sub>2</sub> à G<sub>3</sub>. Mesurer la tension d'avalanche V<sub>GR</sub>(0) immédiatement après l'ouverture de l'interrupteur S<sub>1</sub>.

Au temps t<sub>1</sub>, enregistrer la tension d'avalanche V<sub>GR</sub>(t<sub>1</sub>) ainsi que la température du point de référence T<sub>r</sub>(t<sub>1</sub>). Des enregistrements périodiques pendant la période de refroidissement sont possibles si l'échauffement périodique de la jonction par l'impulsion de courant de référence peut être tolérée.

Pour le calcul de l'impédance thermique transitoire, les valeurs enregistrées de V<sub>GR</sub>(0) et V<sub>GR</sub>(t<sub>1</sub>) sont converties en valeurs correspondantes de T<sub>j</sub><sup>\*</sup>(0) et T<sub>j</sub><sup>\*</sup>(t<sub>1</sub>) au moyen de la courbe d'étalonnage. L'impédance thermique transitoire est calculée (voir équation (21) en 9.2.4.1 selon

$$Z_{th(j-r)}(t_1) = \frac{[T_j^*(0) - T_j^*(t_1)] - [T_r(0) - T_r(t_1)]}{P(1)}$$

*Circuit description and requirements*

$G_1$	heating current generator ( $I_T$ )
$G_2$	gate current generator
$G_3$	constant current pulse generator
$I_T$	heating current generating the power loss $P$ 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 loss $P$ 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 9.2.5.1.

*Measurement procedure*

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 9.2.1.

A calibration curve is prepared as described in 9.2.5.1.

For the measurement, the load current  $I_T(1)$  is applied generating the power loss  $P(1)$  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 loss. 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  $T_j^*(0)$  and  $T_j^*(t_1)$  by means of the calibration curve. The transient thermal impedance is calculated (see equation (21) in 9.2.4.1) as

$$Z_{th(j-r)}(t_1) = \frac{[T_j^*(0) - T_j^*(t_1)] - [T_r(0) - T_r(t_1)]}{P(1)}$$

### 9.2.6 Méthode D

Résistances thermiques partielles  $R_{th(j-c)A}$  et  $R_{th(j-c)K}$  des thyristors en boîtiers 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 ou de la cathode de l'enveloppe en disque aux radiateurs est mesuré au moyen de résistances thermiques calibrées qui sont insérées entre les bornes du thyristor à mesurer et les radiateurs ( $r_A$  et  $r_K$  dans la figure 73a);

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 (figure 73a);

dans la seconde étape, une puissance mesurée est dissipée dans le thyristor en essai (figure 73b).

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.

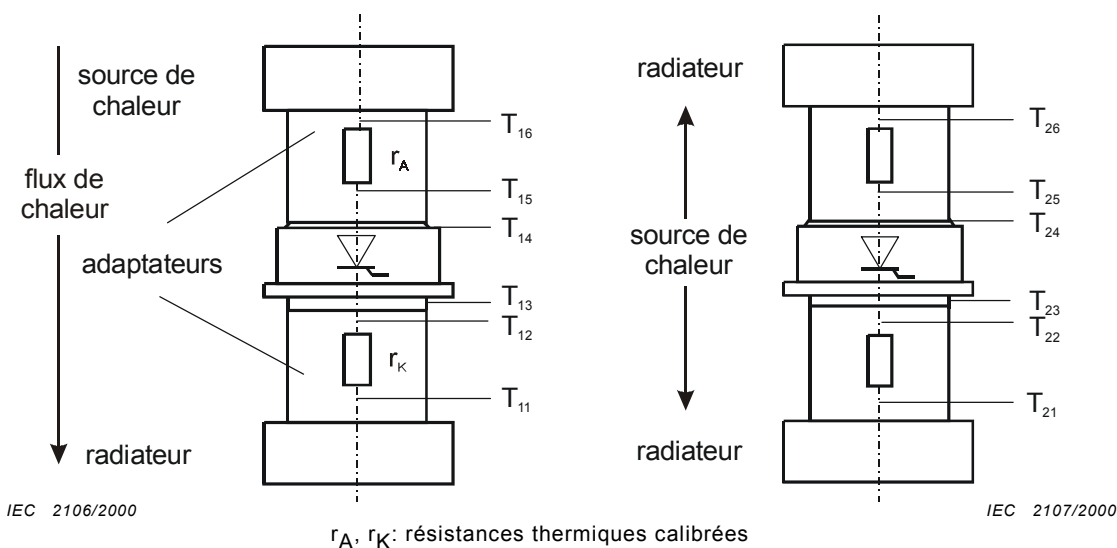


Figure 73a – Application d'un flux de chaleur de l'anode vers la cathode

Figure 73b – Dissipation de la puissance mesurée à l'intérieur du thyristor

Figure 73 – Calibration et montage de mesure (pour la méthode du flux de chaleur)

#### Calibration de $r_A$ et $r_K$

En principe  $r_A$  et  $r_K$  peuvent être calculées selon

$$r_{A,K} = \frac{4d}{D^2 \pi \lambda}$$

### 9.2.6 Method D

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 73a);

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 73a);

in the second step, a measured power is dissipated within the thyristor being measured (figure 73b).

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.

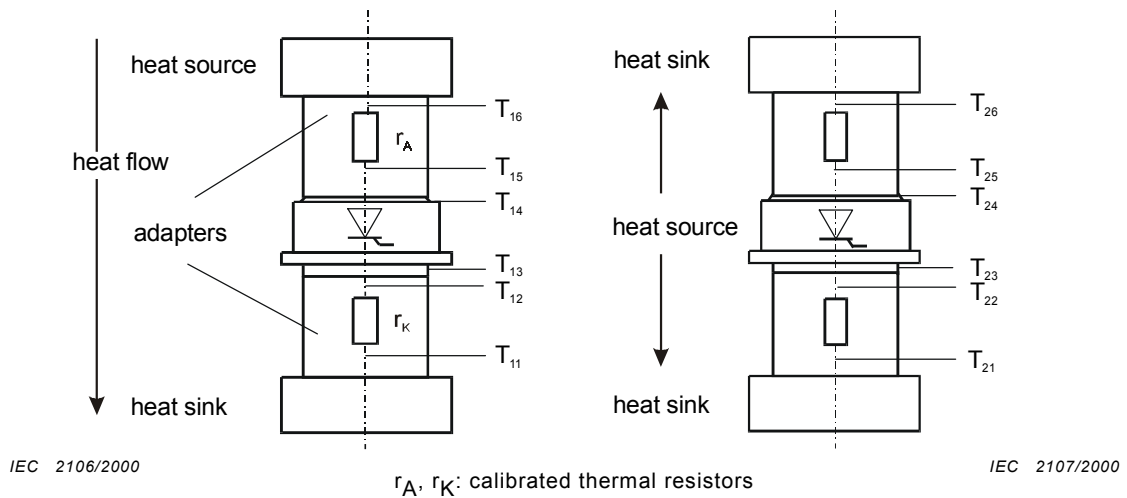


Figure 73a – Application of heat flow from anode to cathode side of housing

Figure 73b – Dissipation of measured power within thyristor

Figure 73 – Calibration and measurement arrangement for the heatflow method

#### Calibration of $r_A$ and $r_K$

In principle,  $r_A$  and  $r_K$  could be calculated as

$$r_{A,K} = \frac{4d}{D^2 \pi \lambda}$$

où

D est le diamètre des adaptateurs cylindriques, en centimètres,

d est la distance axiale entre les points de montage des dispositifs thermosensibles, en centimètres,

$\lambda$  est la conductivité thermique du matériau de l'adaptateur, en W/cm·K.

Cependant cette formule ne peut être utilisée que pour des estimations:

- la constante du matériau  $\lambda$  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.

Une calibration exacte des adaptateurs est de ce fait recommandée.

La calibration est effectuée conformément au montage de la figure 73b. Un élément électrique chauffant symétrique est utilisé comme source d'échauffement et la puissance électrique totale «P» de l'élément chauffant est mesurée.

Les deux adaptateurs, ainsi que les radiateurs, 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:

$$r_A = \frac{2 \cdot (T_{25} - T_{26})}{P} \quad r_K = \frac{2 \cdot (T_{22} - T_{21})}{P}$$

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 calibrant  $r_A$  et  $r_K$  comme auparavant. En cas de résultat différent, la valeur moyenne entre les deux mesures doit être prise.

Pendant la calibration et la mesure, l'élément chauffant du dispositif à mesurer doit avoir une bonne isolation thermique de manière que les pertes ambiantes soient négligeables (elles sont cependant du même ordre pendant la calibration et la mesure).

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  $\lambda$ .

Relativement à la mesure des températures à la cathode et à l'anode du dispositif, il est préférable d'utiliser, pour les mesures en surface, des thermocouples ou des thermomètres à résistance positionnés au centre des électrodes du dispositif en essai 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 de la résistance de contact est incluse 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 contacts des adaptateurs doit être périodiquement vérifiée.

#### *Précautions à prendre*

Comme mentionné plus haut (voir «*calibration de  $r_A$  et  $r_K$* »), une bonne isolation thermique est nécessaire.



where

D is the diameter of the cylindric adapters in centimetres;

d is the axial distance between the mounting points of the appertaining thermosensitive devices in centimetres;

$\lambda$  is the thermal conductivity of the material of the adapter (W/cm·K).

However, there are some reasons to use this formula for estimations only:

- the material constant  $\lambda$  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 73b. 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:

$$r_A = \frac{2 \cdot (T_{25} - T_{26})}{P} \quad r_K = \frac{2 \cdot (T_{22} - T_{21})}{P}$$

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 losses 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  $\lambda$ .

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 adapters shall periodically be checked.

#### *Precautions to be observed*

As mentioned under “calibration of  $r_A$  and  $r_K$ ”, good thermal isolation is required.

### Exécution

La mesure est faite en deux étapes:

- a) un flux de chaleur est maintenu à travers le dispositif au moyen d'un système d'échauffement et de refroidissement tel que représenté schématiquement en figure 73a.

Lorsque l'équilibre thermique est atteint, enregistrer les températures  $T_{11}, T_{12}, \dots, T_{16}$  sur les deux adaptateurs. Le flux de chaleur sur l'anode et la cathode peut alors être calculé au moyen des résistances thermiques calibrées  $r_A$  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 pertes 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

$$R_s = 2 \frac{T_{14} - T_{13}}{P_{A1} + P_{K1}}$$

- b) un flux de chaleur des deux côtés du thyristor est provoqué au moyen d'un courant continu circulant à travers le dispositif en essai (voir figure 73b).

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 cotés 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

$$T_j = \frac{P_{A2}P_{K2}R_s + T_{23}P_{A2} + T_{24}P_{K2}}{P_{A2} + P_{K2}}$$

$$R_{th(j-c)A} = (T_j - T_{24}) / P_{A2}$$

$$R_{th(j-c)K} = (T_j - T_{23}) / P_{K2}$$

A partir des deux résistances thermiques partielles une résistance thermique combinée  $R_{th(jc)}$  peut être calculée:

$$R_{th(j-c)} = \frac{R_{th(j-c)A} - R_{th(j-c)K}}{R_{th(j-c)A} + R_{th(j-c)K}}$$

Cependant, cette valeur a une importance pratique seulement si les températures des radiateurs sur les deux côtés sont approximativement les mêmes.

## 9.3 Méthodes de vérification des essais pour les valeurs limites

### 9.3.1 Tension inverse de pointe non répétitive ( $V_{RSM}$ )

But

Vérifier la valeur limite de la tension inverse de pointe non répétitive d'un thyristor dans des conditions spécifiées.

### 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 73a.

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 losses 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

$$R_s = 2 \frac{T_{14} - T_{13}}{P_{A1} + P_{K1}}$$

- 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 73b).

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

$$T_j = \frac{P_{A2} P_{K2} R_s + T_{23} P_{A2} + T_{24} P_{K2}}{P_{A2} + P_{K2}}$$

$$R_{th(j-c)A} = (T_j - T_{24}) / P_{A2}$$

$$R_{th(j-c)K} = (T_j - T_{23}) / P_{K2}$$

From the two partial thermal resistances a combined thermal resistance  $R_{th(j-c)}$  can be calculated:

$$R_{th(j-c)} = \frac{R_{th(j-c)A} - R_{th(j-c)K}}{R_{th(j-c)A} + R_{th(j-c)K}}$$

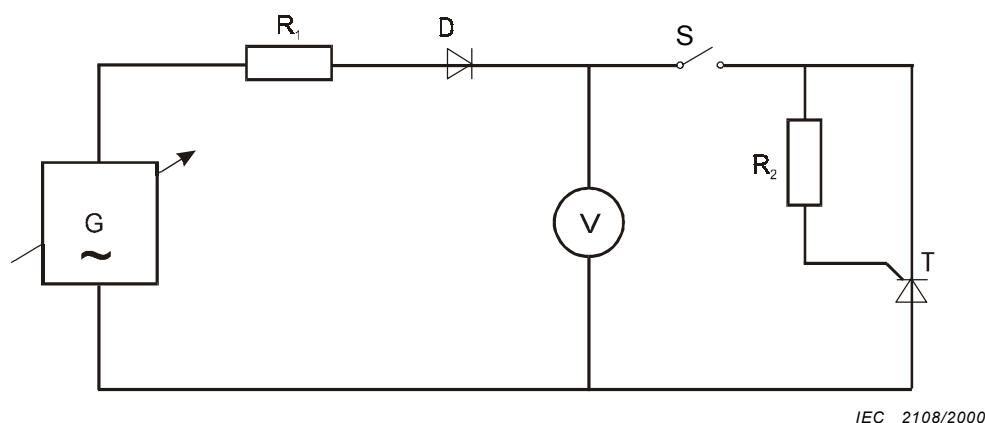
However, this value is of practical importance only under the assumption that the heatsink temperatures on both sides are approximately the same.

## 9.3 Verification test methods for ratings (limiting values)

### 9.3.1 Non-repetitive peak reverse voltage ( $V_{RSM}$ )

#### Purpose

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



**Figure 74 – Circuit de mesure de la valeur limite de la tension inverse de pointe non répétitive**

*Description et exigences du circuit*

- D diode fournissant des demi-alternances négatives, de sorte que l'on essaie seulement la caractéristique inverse du thyristor
- G source de tension alternative
- S interrupteur électromécanique ou électronique (ayant un angle de conduction d'environ 180°) qui permet d'appliquer la tension du générateur au thyristor en essai pendant la demi-période inverse
- T thyristor en essai
- V appareil de mesure de crête

*Exécution*

La polarisation étant nulle, placer le thyristor à mesurer dans le support de mesure.

Ouvrir l'interrupteur S et augmenter la tension alternative de la source jusqu'à atteindre la valeur spécifiée de la tension inverse de pointe non répétitive.

Vérifier les conditions de température spécifiées.

Appliquer la tension inverse de pointe non répétitive spécifiée en fermant l'interrupteur S pendant environ 180° durant la demi-période inverse.

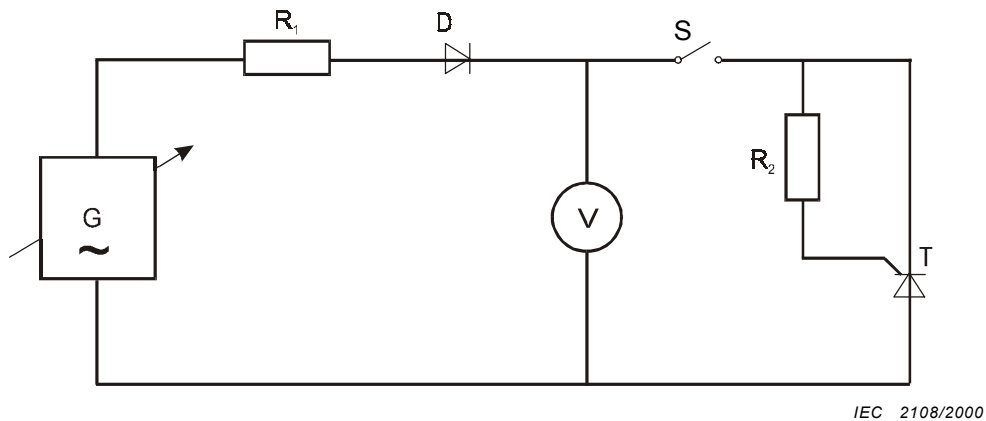
NOTE La vitesse de répétition doit être telle que l'effet thermique d'une impulsion ait complètement disparu avant l'arrivée de l'impulsion suivante.

Les mesures qui suivent l'épreuve indiquent si le thyristor a pu supporter la valeur limite de la tension inverse de pointe non répétitive.

*Conditions spécifiées*

Les valeurs des conditions suivantes doivent être données:

- a) tension inverse de pointe non répétitive;
- b) résistance gâchette-cathode;
- c) température ambiante, température du boîtier ou température d'un point de référence;
- d) durée de l'impulsion demi-sinusoïdale;
- e) nombre d'impulsions et vitesse de répétition;
- f) limites entre lesquelles doivent se trouver les caractéristiques mesurées après l'essai.



**Figure 74 – Circuit diagram for measuring non-repetitive peak reverse voltage rating**

*Circuit description and requirements*

- 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.

NOTE 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) number of pulses and repetition rate;
- f) post-test measurement limits.

### 9.3.2 Tension de pointe non répétitive à l'état bloqué ( $V_{DSM}$ )

#### But

Vérifier la valeur limite de la tension de pointe non répétitive à l'état bloqué d'un thyristor dans des conditions spécifiées.

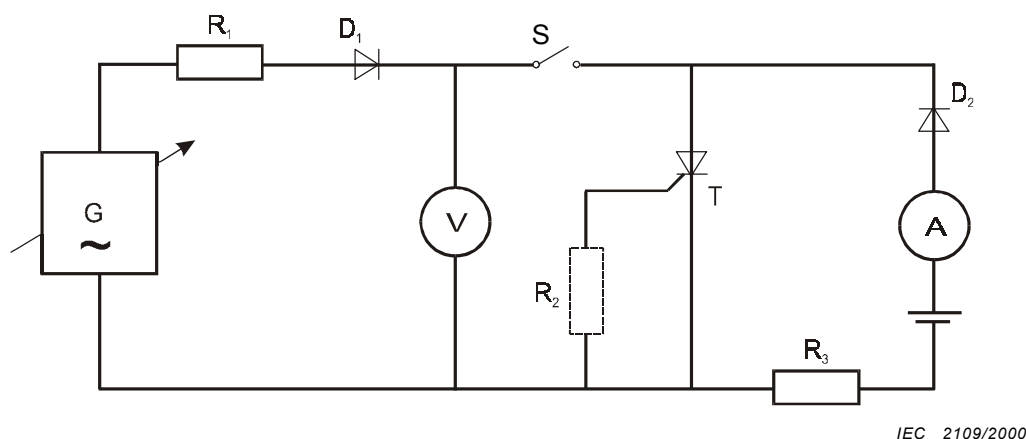


Figure 75 – Circuit de mesure de la tension de pointe non répétitive à l'état bloqué

#### Description et exigences du circuit

- D<sub>1</sub> diode fournissant des demi-alternances positives, de sorte que l'on essaie seulement la caractéristique à l'état bloqué du thyristor
- G source de tension alternative
- R<sub>1</sub> et R<sub>3</sub> résistances de protection
- NOTE 1 On n'utilise R<sub>2</sub> que si elle est spécifiée.
- S interrupteur électromécanique ou électronique (avec un angle de conduction d'environ 180°) qui permet d'appliquer la tension du générateur au thyristor en essai pendant une demi-période à l'état bloqué
- T thyristor en essai
- V voltmètre de crête

On utilise la faible source de tension continue, l'ampèremètre A et la résistance R<sub>3</sub> limitant le courant, pour vérifier que le thyristor n'a pas atteint le point de retournement et n'est pas à l'état passant. On peut remplacer l'ampèremètre et la source de courant continu par un appareil indicateur, par exemple un oscilloscope.

#### Exécution

La source ne délivrant aucune tension alternative, placer le thyristor à mesurer dans le support de mesure.

Ouvrir l'interrupteur S et augmenter la tension alternative de la source jusqu'à atteindre la valeur spécifiée de la tension de pointe non répétitive à l'état bloqué.

Vérifier les conditions de température spécifiées.

Appliquer alors la tension de pointe non répétitive à l'état bloqué spécifiée au thyristor en essai en fermant l'interrupteur S pendant environ 180° durant la demi-période à l'état bloqué.

NOTE 2 La vitesse de répétition doit être telle que l'effet thermique d'une impulsion ait complètement disparu avant l'arrivée de l'impulsion suivante.

### 9.3.2 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.

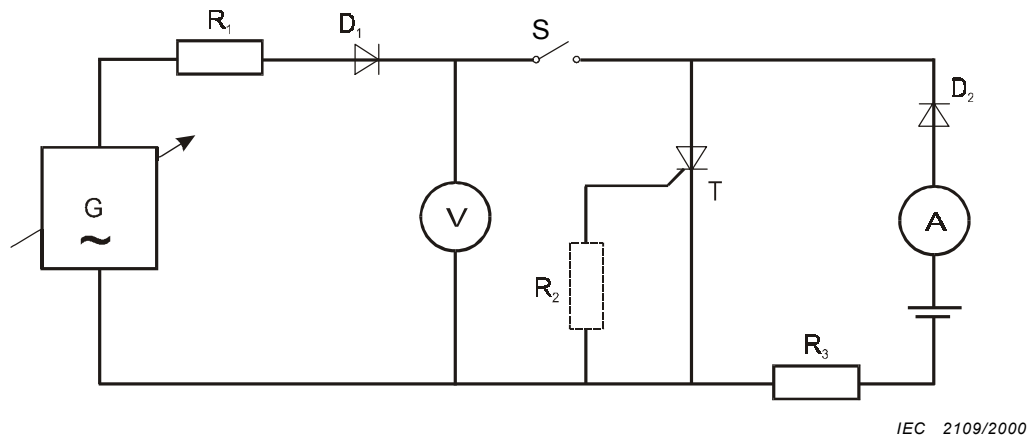


Figure 75 – Circuit diagram for measuring non-repetitive peak off-state voltage rating

#### Circuit description and requirements

- $D_1$  diode to provide positive half cycles, so that only the off-state characteristic of the thyristor is tested
- G alternating voltage source
- $R_1$  and  $R_3$  protective resistors
- NOTE 1  $R_2$  is only to be used if specified.
- S electromechanical or electronic switch (with a conduction angle of approximately  $180^\circ$ ) 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, e.g. 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  $180^\circ$  during the off-state half cycle.

NOTE 2 The repetition rate should be such that the thermal effect of one pulse will have completely disappeared before the next pulse arrives.

Les mesures qui suivent l'épreuve indiquent si le thyristor peut supporter la valeur limite de la tension de pointe non répétitive à l'état bloqué.

*Conditions spécifiées*

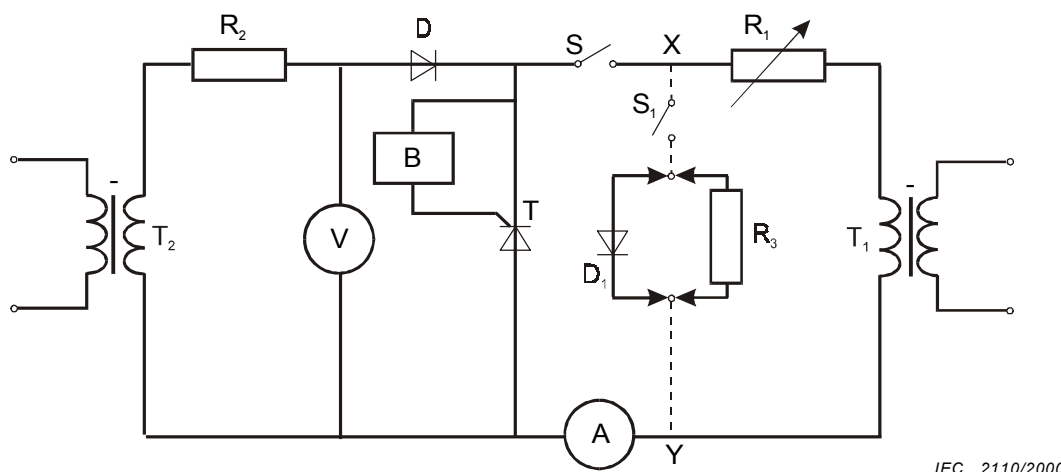
Les valeurs des conditions suivantes doivent être données:

- a) tension de pointe non répétitive à l'état bloqué;
- b) résistance gâchette-cathode  $R_2$ ;
- c) température ambiante, température du boîtier ou température d'un point de référence;
- d) durée de l'impulsion demi-sinusoïdale;
- e) nombre d'impulsions et vitesse de répétition;
- f) limites entre lesquelles doivent se trouver les caractéristiques mesurées après l'essai.

**9.3.3 Courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant ( $I_{TSM}$ )**

*But*

Vérifier la valeur limite du courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant d'un thyristor dans des conditions spécifiées.



IEC 2110/2000

**Figure 76 – Circuit de mesure de courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant**

*Description et exigences du circuit*

- A appareil de lecture 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  $180^\circ$  pendant la demi-période de courant (de surcharge accidentelle) à l'état passant
- T thyristor en essai
- $T_1$  transformateur basse tension pouvant délivrer un 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 vitesse de répétition d'environ 50 (ou 60) impulsions par seconde.



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:

- non-repetitive peak off-state voltage;
- gate-cathode resistor  $R_2$ ;
- ambient, case or reference point temperature;
- duration of the half cycle pulse;
- number of pulses and repetition rate;
- post-test measurement limits.

### 9.3.3 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.

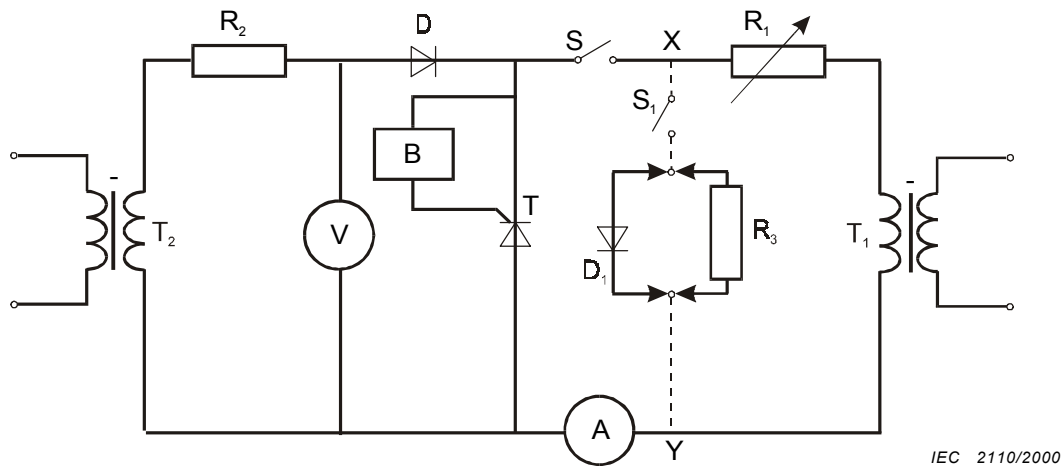


Figure 76 – Circuit diagram for measuring surge (non-repetitive) on-state current rating

#### Circuit description and requirements

- 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  $180^\circ$  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 waveshape 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.

$T_2$  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-sinusoidale.

V appareil de lecture de crête (par exemple un voltmètre ou un oscilloscope)

NOTE S'il y a lieu, on peut 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 le thyristor en essai à l'état passant.

Si l'on utilise une résistance  $R_3$ , elle doit avoir 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  $180^\circ$  pendant la demi-période inverse du transformateur  $T_1$ .

### Exécution

Mettre à zéro les sources de tension et de courant.

Placer le thyristor dans le support d'essai selon l'indication de sa polarité; vérifier les conditions de température.

Régler la tension inverse de pointe, mesurée par l'appareil de lecture de crête V, à la valeur spécifiée.

Donner au courant de surcharge accidentelle à l'état passant, mesuré par l'appareil de lecture de crête A, la valeur spécifiée en agissant sur  $R_1$ .

Le thyristor en essai est alors amorcé pour le nombre spécifié de surcharges accidentelles de courant à l'état passant appliqué. On aura soin d'éviter l'application du signal d'amorçage pendant la demi-période inverse.

Les mesures qui suivent l'épreuve indiquent si le thyristor a pu supporter la valeur limite du courant de surcharge accidentelle à l'état passant.

### Conditions spécifiées

Les valeurs des conditions suivantes doivent être données:

- tension inverse de pointe;
- courant (non répétitif) de surcharge accidentelle à l'état passant;
- impédance maximale de la source de tension inverse;
- conditions de polarisation par la gâchette: tension de source et résistance de source;
- nombre de cycles par surcharge, nombre de surcharges accidentelles et vitesse de répétition;
- température ambiante, température du boîtier ou température d'un point de référence;
- limites entre lesquelles doivent se trouver les caractéristiques mesurées après l'essai.

### 9.3.4 Courant à l'état passant des thyristors à commutation rapide

#### But

Vérifier la valeur limite maximale du courant à l'état passant des thyristors à commutation rapide dans des conditions spécifiées.

NOTE Le temps de désamorçage par commutation du circuit du thyristor en essai indique si le thyristor peut supporter ce courant.

T2 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)

NOTE 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  $180^\circ$  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. Care should be taken to avoid applying the triggering signal during the reverse half cycle.

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.

## **9.3.4 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.

*Circuit d'essai*

Les méthodes d'essai sont données pour les conditions de fonctionnement suivantes:

- a) courant sinusoïdal à l'état passant, suivi de l'application d'une tension inverse (9.3.4.1);
- b) courant sinusoïdal à l'état passant, sans application consécutive d'une tension inverse (9.3.4.2);
- c) courant trapézoïdal à l'état passant, suivi de l'application d'une tension inverse (9.3.4.3);
- d) courant trapézoïdal à l'état passant, sans application consécutive d'une tension inverse (9.3.4.4).

Pour toutes ces méthodes d'essai, l'intervalle de temps de suppression («hold-off») ( $t_H$ ) doit être égal à la valeur maximale spécifiée du temps de désamorçage par commutation du circuit ( $t_q$ ).

Si l'on place un radiateur sur l'anode du thyristor en essai, on peut inverser la polarité de toutes les alimentations, ainsi que le sens de tous les thyristors et diodes, afin de mettre ce radiateur à la masse.

**9.3.4.1 Courant sinusoïdal à l'état passant, suivi de l'application d'une tension inverse**

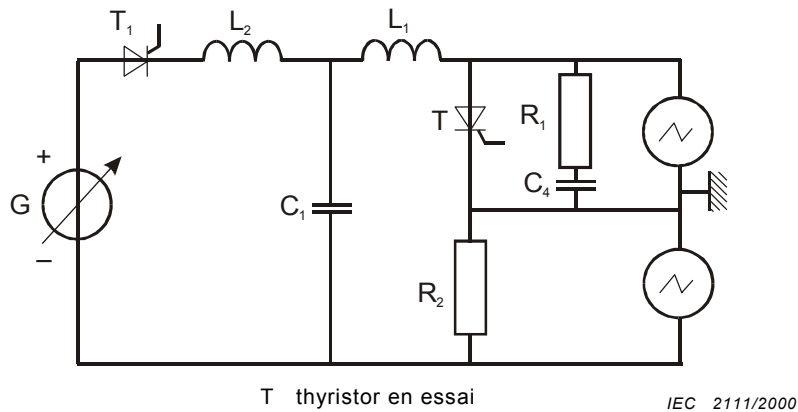


Figure 77a – Circuit de mesure du courant sinusoïdal à l'état passant avec application d'une tension inverse

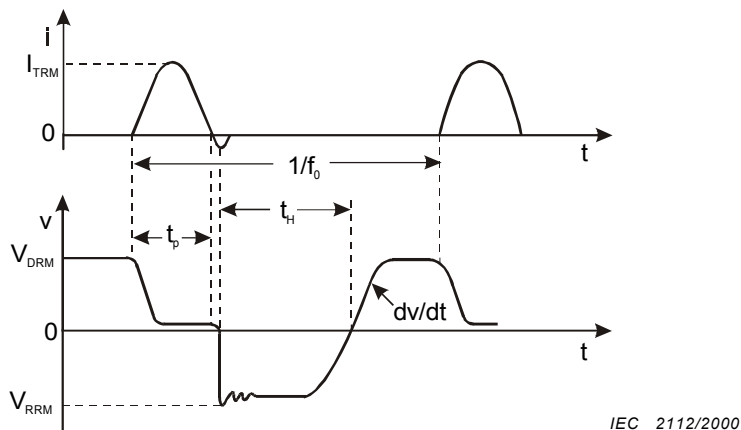


Figure 77b – Formes d'ondes produites au cours de la mesure du courant sinusoïdal à l'état passant avec application d'une tension inverse

Figure 77 – Circuit de mesure et formes d'ondes pour la mesure du courant sinusoïdal à l'état passant avec application d'une tension inverse

*Test circuit*

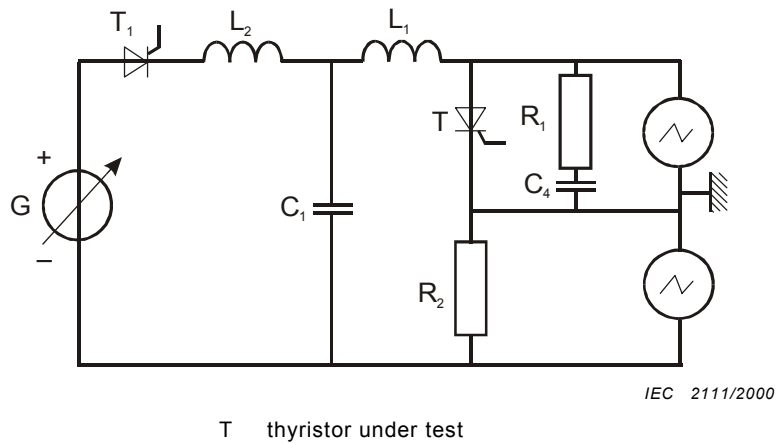
Test methods are given for the following operating conditions:

- a) sinusoidal on-state current with reverse voltage applied (9.3.4.1);
- b) sinusoidal on-state current with reverse voltage suppressed (9.3.4.2);
- c) trapezoidal on-state current with reverse voltage applied (9.3.4.3);
- d) trapezoidal on-state current with reverse voltage suppressed (9.3.4.4).

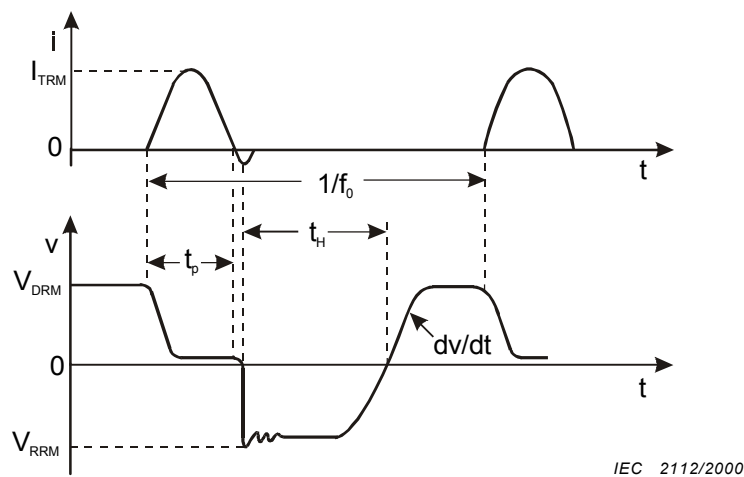
Throughout these test methods, the test circuit hold-off interval ( $t_H$ ) shall be made equal to the specified maximum value of circuit committed turn-off time ( $t_q$ ).

If a heatsink 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 heatsink.

**9.3.4.1 Sinusoidal on-state current with reverse voltage applied**



**Figure 77a – Basic circuit diagram for measuring sinusoidal on-state current with reverse voltage**



**Figure 77b – Waveforms produced when measuring sinusoidal on-state current with reverse voltage**

**Figure 77 – Basic circuit and test waveforms for sinusoidal on-state current with reverse voltage**

*Description et exigences du circuit*

- G source continue à faible impédance
- L<sub>1</sub>, C<sub>1</sub> circuit résonnant déterminant la durée t<sub>p</sub> et l'amplitude I<sub>TRM</sub> de l'impulsion demi-sinusoïdale de courant à l'état passant:

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

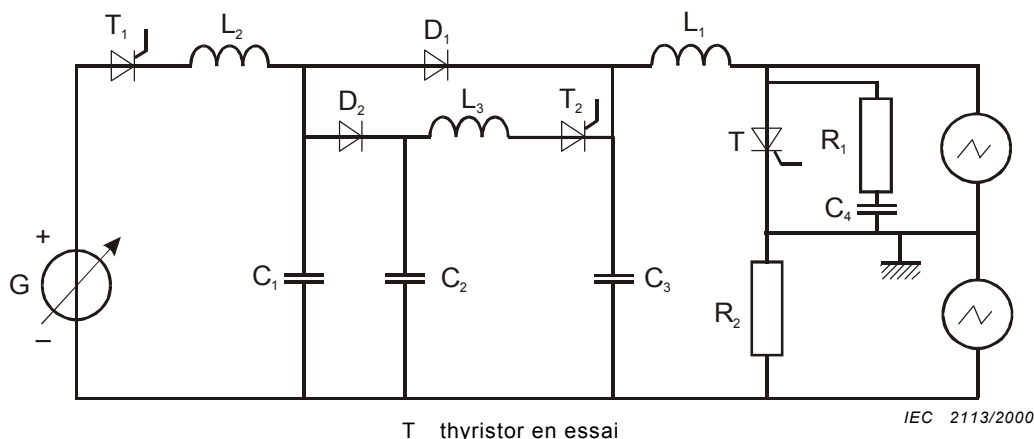
- L<sub>2</sub>, C<sub>1</sub> circuit résonnant réglé pour obtenir la vitesse de croissance spécifiée de la tension réappliquée à l'état bloqué (ainsi que R<sub>1</sub>, C<sub>4</sub>)

NOTE 1 L'intervalle de temps de suppression le plus faible possible est

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

NOTE 2 La tension à l'état bloqué V<sub>DRM</sub> aux bornes du thyristor en mesure (voir figure 77) est égale la tension de pointe aux bornes de C<sub>1</sub> et peut atteindre 10 fois la tension de la source continue, selon les éléments du circuit. On doit veiller à ne pas dépasser la valeur spécifiée de V<sub>DRM</sub>.

- R<sub>1</sub>, C<sub>4</sub> 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<sub>1</sub>
- T<sub>1</sub> thyristor auxiliaire; T<sub>1</sub> est en général nécessaire pour avoir une valeur limite du courant, à une fréquence élevée, plus grande que celle du thyristor en essai
- R<sub>2</sub> résistance permettant la mesure du courant
- C<sub>1</sub> est chargé à partir de la source continue lorsqu'on amorce T<sub>1</sub>. Lorsque T<sub>1</sub> ne conduit plus, on amorce T, ce qui provoque la décharge de C<sub>1</sub> à travers L<sub>1</sub> et T sous forme d'une impulsion de courant demi-sinusoïdale de durée t<sub>p</sub>. C<sub>1</sub> se charge alors, mais en sens inverse. Après un temps convenable, T<sub>1</sub> est à nouveau amorcé, ce qui fait que la tension aux bornes du thyristor T de négative devient positive, avec le dv/dt spécifiés. Ce temps est ajusté pour donner l'intervalle de temps de suppression spécifié. Au même instant, C<sub>1</sub> 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<sub>1</sub> jusqu'à la valeur spécifiée (environ 10 fois la tension de la source continue).



**Figure 78 – Circuit de mesure détaillé du courant sinusoïdal à l'état passant avec application d'une tension inverse**

**Circuit description and requirements**

G d.c. source of low impedance

$L_1, C_1$  resonant circuit determining the on-state current half sine wave pulse duration  $t_p$  and amplitude  $I_{TRM}$ :

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

$L_2, C_1$  resonant circuit set to give the specified rate of rise of the reapplied off-state voltage (together with  $R_1, C_4$ )

NOTE 1 The lowest possible hold-off interval is

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

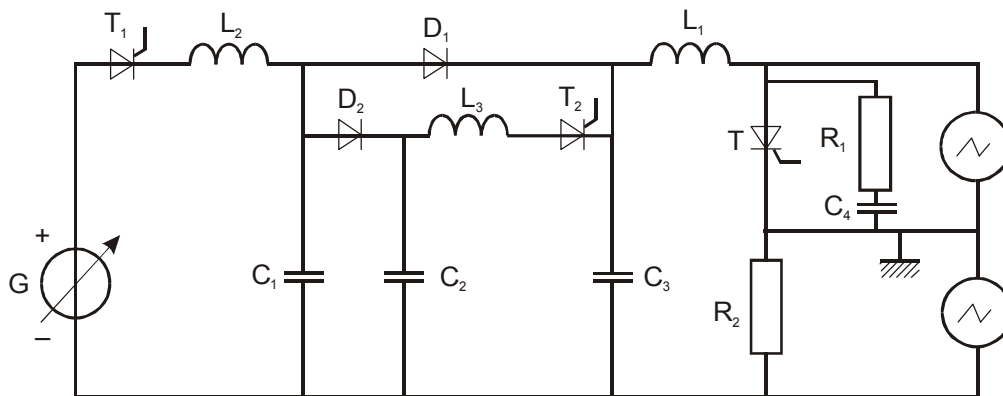
NOTE 2 The off-state voltage  $V_{DRM}$  across the thyristor to be measured (see figure 77) is equal to the peak voltage across  $C_1$  and may be up to 10 times the voltage of the d.c. source, depending on the circuit elements. Care shall be taken not to exceed the specified  $V_{DRM}$  value.

$R_1, C_4$  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).



IEC 2113/2000

T thyristor under test

**Figure 78 – Extended circuit diagram for measuring sinusoidal on-state current with reverse voltage**

### Description et exigences du circuit

La forme d'onde et les exigences sont les mêmes que pour le circuit de base de la figure 77 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 d'essayer des thyristors ayant des temps de désamorçage par commutation du circuit plus courts. Les capacités de  $C_1$  et de  $C_2$  sont 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  $T$  par un transfert de charge de  $C_2$  vers  $C_3$  ( $C_2 \gg C_3$ ). Ce temps est ajusté pour donner l'intervalle de temps 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.

### Exécution

Régler la température d'un point de référence à la valeur spécifiée.

Ajuster les sources de déclenchement des thyristors  $T$  et  $T_1$  pour obtenir la fréquence de répétition ( $f_0$ ) et l'intervalle de temps de suppression ( $t_H$ ). Ajuster la source  $G$  pour obtenir le courant à l'état passant spécifié.

Si le thyristor en essai ne supporte pas la tension répétitive à l'état bloqué spécifié, il ne satisfait pas à l'essai.

### Conditions spécifiées

- a) température d'un point de référence;
- b) fréquence de répétition ( $f_0$ );
- c) tension à l'état bloqué ( $V_{DRM}$ );
- d) tension inverse, s'il y a lieu;
- e) durée ( $t_p$ ) et amplitude ( $I_{TRM}$ ) de l'impulsion de courant à l'état passant;
- f) vitesse de croissance de la tension réappliquée à l'état bloqué ( $dv/dt$ );
- g) intervalle de temps de suppression ( $t_H$ ) (celui-ci doit être égal au temps de désamorçage maximal spécifié par commutation du circuit);
- h) conditions du circuit d'amorçage;
- i) réseau RC d'amortissement ( $R_1$ ,  $C_4$ ).



### *Circuit description and requirements*

The test waveform and requirements are the same as for the basic circuit of figure 77 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  $C_3$  ( $C_2 \gg C_3$ ). 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.

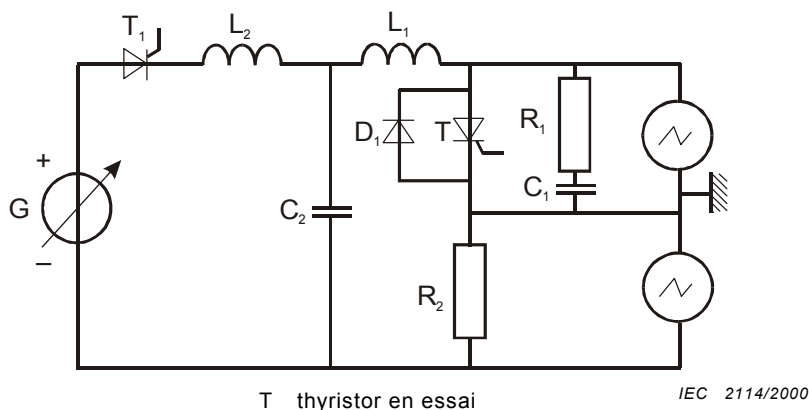
The triggering sources for the thyristors  $T$  and  $T_1$  are adjusted to give the specified repetition frequency ( $f_0$ ) and hold-off interval ( $t_H$ ). Source  $G$  is adjusted to obtain the specified on-state current.

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

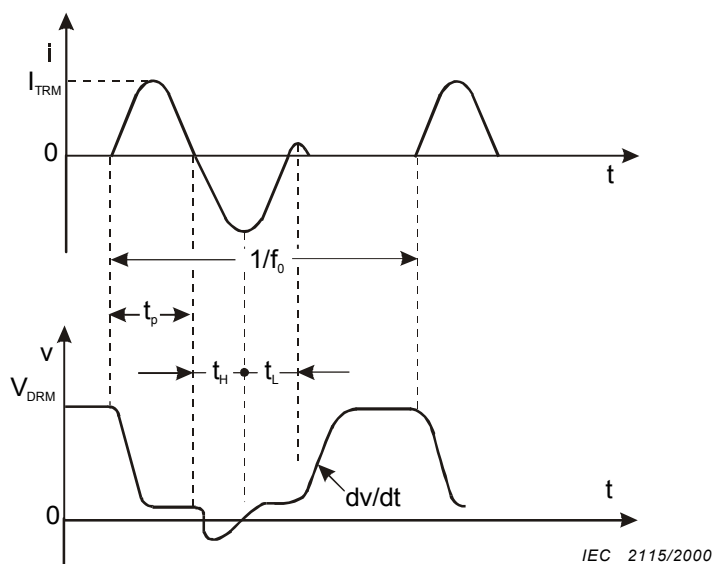
### *Specified conditions*

- 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 commutated turn-off time);
- h) triggering circuit conditions;
- i) RC damping network ( $R_1$ ,  $C_4$ ).

**9.3.4.2 Courant sinusoïdal à l'état passant sans application consécutive de la tension inverse**



**Figure 79a – Circuit de mesure du courant sinusoïdal à l'état passant sans application de la tension inverse**



**Figure 79b – Formes d'ondes produites au cours de la mesure du courant sinusoïdal sans tension inverse**

**Figure 79 – Circuit de mesure et formes d'onde pour la mesure du courant à l'état passant sans tension inverse**

NOTE La tension aux bornes du thyristor peut être positive pendant le temps  $t_L$  à cause de l'inductance de l'ensemble T,  $D_1$ , câblage associé. 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  $D_1$ .

**Description et exigences du circuit**

- G source continue à faible impédance
- $L_1, C_2$  circuit résonnant 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 temps de suppression  $t_H$ :

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

9.3.4.2 Sinusoidal on-state current with reverse voltage suppressed

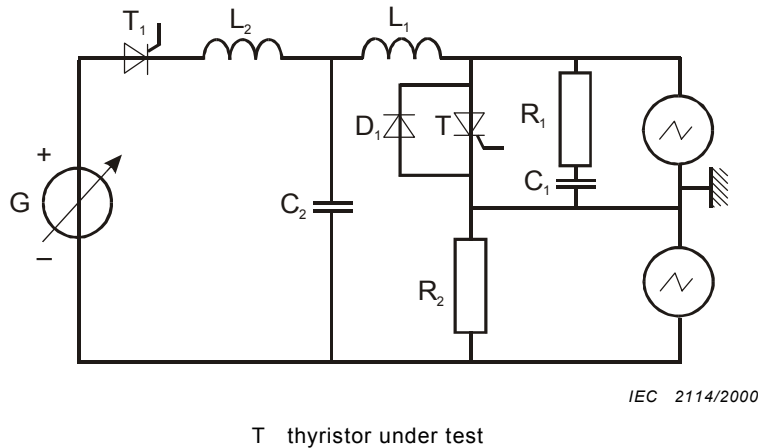


Figure 79a – Basic circuit diagram for measuring sinusoidal on-state current with reverse voltage suppressed

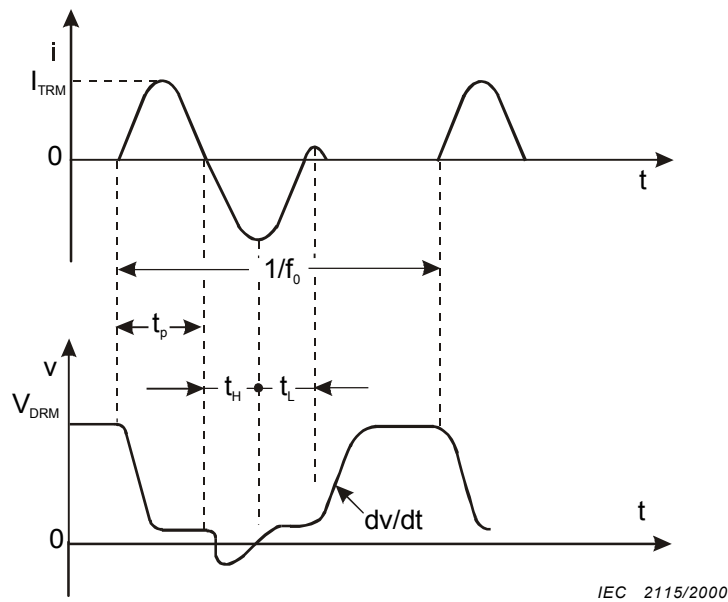


Figure 79b – Waveforms produced when measuring sinusoidal on-state current with reverse voltage suppressed

Figure 79 – Basic circuit and test waveforms for sinusoidal on-state current with reverse voltage suppressed

NOTE The voltage across the thyristor may be positive for time  $t_L$  due to the inductance of the T,  $D_1$  loop. This must 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  $D_1$ .

*Circuit description and requirements*

G d.c. source of low impedance

$L_1, C_2$  resonant circuit determining the on-state current half sine wave pulse duration  $t_p$  and amplitude  $I_{TRM}$  and the hold-off interval  $t_H$ :

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

Ajuster la valeur de  $C_2$  pour obtenir l'intervalle de temps de suppression spécifié.

Celui-ci doit se situer entre

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

NOTE  $V_{\text{DRM}}$  est approximativement égal à la tension de la source continue (G).

$R_1, C_1$  réseau d'amortissement réglé pour obtenir la vitesse de croissance spécifiée de la tension réappliquée à l'état bloqué. On peut utiliser un réseau similaire pour protéger  $T_1$

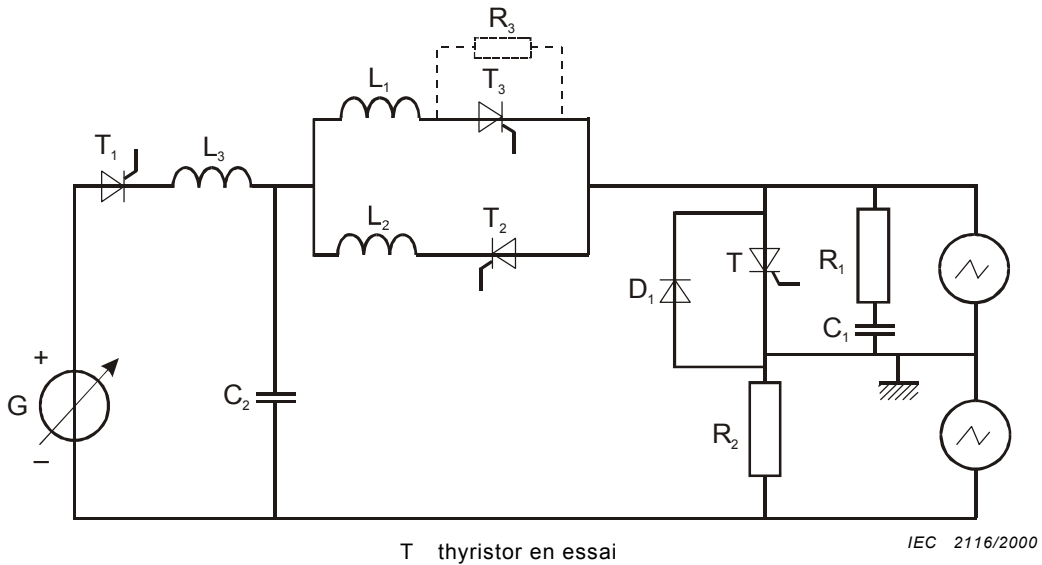
$R_2$  résistance permettant la mesure du courant

$D_1$  diode destinée à supprimer la tension inverse

$T_1$  thyristor auxiliaire

$L_2$  inductance de protection contre un di/dt trop élevé de  $T_1$

$C_2$  se charge lorsque  $T_1$  est amorcé. Lorsque  $T_1$  ne conduit plus, on amorce T.  $C_2$  se décharge à travers  $L_1$  en produisant un courant demi-sinusoïdal. Lorsque T est bloqué, l'énergie s'écoule alors dans  $C_2$  via  $D_1$ , et la perte de charge effective de  $C_2$  est compensée à partir de la source continue en amorçant  $T_1$ .



**Figure 80 – Circuit détaillé pour la mesure du courant sinusoïdal à l'état passant sans tension inverse**

*Description et exigences du circuit*

La forme d'onde et les exigences sont les mêmes que pour le circuit de base de la figure 77, 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.

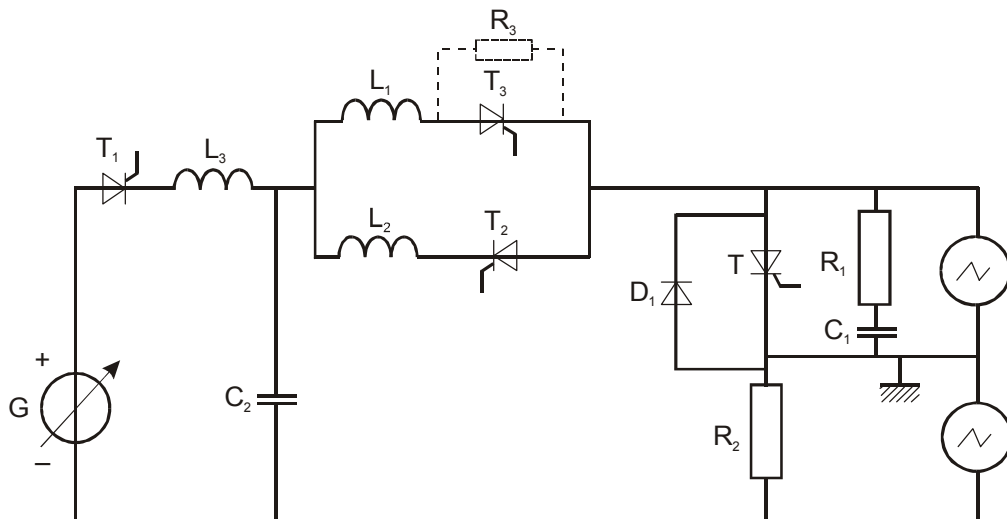
En ajoutant  $L_2, T_2$  et  $T_3$ , le circuit d'essai est plus facile à utiliser.

The value of  $C_2$  should be adjusted to give the required hold-off interval.  
This will lie between

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

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

- $R_1, C_1$  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  $T_1$
- $R_2$  current measuring resistor
- $D_1$  diode for suppressing reverse voltage
- $T_1$  auxiliary thyristor
- $L_2$  protection inductor for di/dt of  $T_1$
- $C_2$  charged by triggering  $T_1$ . After  $T_1$  has turned off,  $T$  is triggered.  $C_2$  discharges via  $L_1$  producing a half sine wave current. When  $T$  has recovered, the energy swings back to  $C_2$  via  $D_1$ , and the effective loss of charge in  $C_2$  is replaced from the d.c. source by triggering  $T_1$ .



IEC 2116/2000

T thyristor under test

**Figure 80 – Extended circuit diagram for measuring sinusoidal on-state current with reverse voltage suppressed**

#### *Circuit description and requirements*

The test waveform and requirements are the same as for the basic circuit given in figure 77 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.

L'intervalle de temps de suppression ( $t_H$ ) peut varier indépendamment de la durée de l'impulsion ( $t_p$ ) en introduisant un temps de délai 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 conseillé d'utiliser une diode à établissement rapide du courant direct pour  $D_1$  afin de diminuer la dissipation de la puissance de recouvrement inverse du thyristor en essai ( $T$ ).

*Exécution*

Régler la température à la valeur spécifiée.

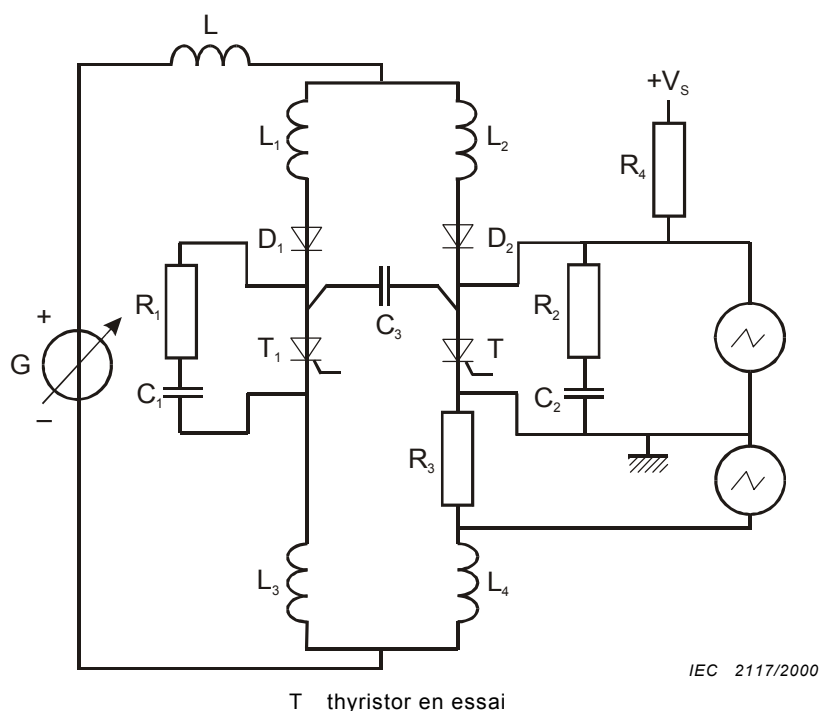
Ajuster les sources de déclenchement des thyristors  $T$  et  $T_1$  pour obtenir la fréquence de répétition ( $f_0$ ) et l'intervalle de temps de suppression ( $t_H$ ) spécifié. Ajuster la source  $G$  pour obtenir le courant à l'état passant spécifié.

Si le thyristor en essai ne supporte pas l'application de la tension répétitive à l'état bloqué spécifiée, il ne satisfait pas à l'essai.

*Conditions spécifiées*

- a) température d'un point de référence;
- b) fréquence de répétition ( $f_0$ );
- c) tension à l'état bloqué ( $V_{DRM}$ );
- d) durée ( $t_p$ ) et amplitude ( $I_{TRM}$ ) de l'impulsion du courant à l'état passant;
- e) vitesse de croissance de la tension réappliquée à l'état bloqué ( $dv/dt$ );
- f) intervalle de temps de suppression ( $t_H$ ) (celui-ci doit être égal au temps de désamorçage maximal spécifié par commutation du circuit);
- g) conditions d'amorçage du circuit;
- h) réseau RC d'amortissement ( $R_1, C_1$ ).

**9.3.4.3 Courant trapézoïdal à l'état passant, suivi de l'application d'une tension inverse**



IEC 2117/2000

**Figure 81a – Circuit de mesure du courant trapézoïdal à l'état passant, avec application de la tension inverse**

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.

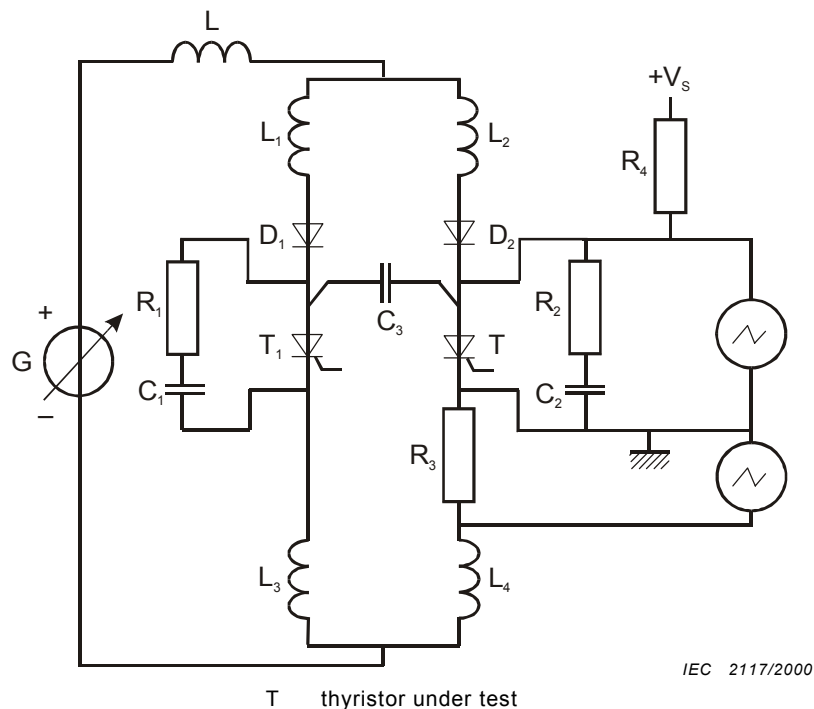
The triggering sources for the thyristors  $T$  and  $T_1$  are adjusted to give the specified repetition frequency ( $f_0$ ) and the hold-off interval ( $t_H$ ). Source  $G$  is adjusted to obtain the specified on-state current.

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 ( $R_1, C_1$ ).

#### 9.3.4.3 Trapezoidal on-state current with reverse voltage applied



IEC 2117/2000

Figure 81a – Circuit diagram for measuring trapezoidal on-state current with reverse voltage applied

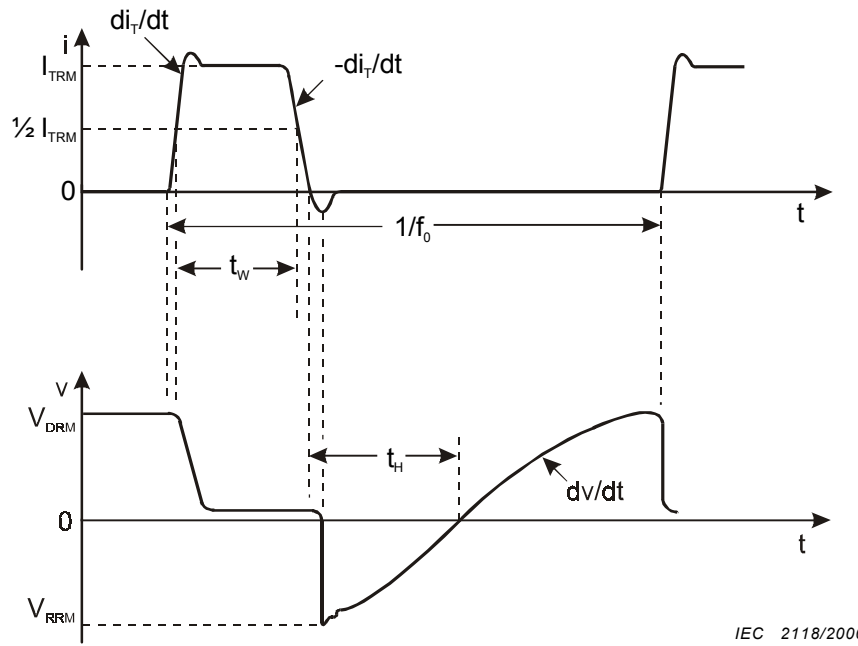


Figure 81b – Formes d’ondes produites pendant la mesure du courant trapézoïdal à l’état passant avec application de la tension inverse

Figure 81 – Circuit de mesure et formes d’ondes pour la mesure du courant trapézoïdal à l’état passant avec application de la tension inverse

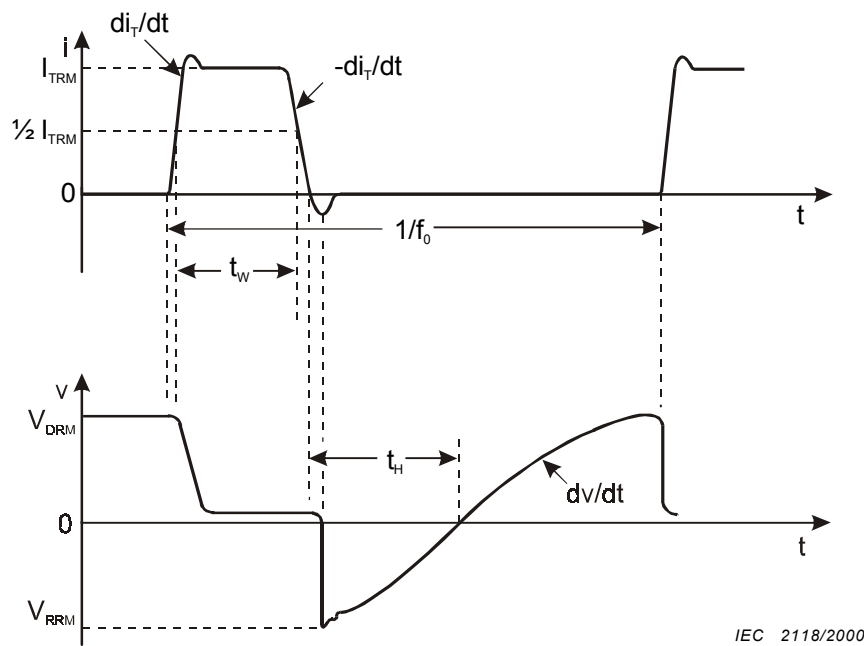
*Description et exigences du circuit*

- G, L source de courant continu élevé
- V<sub>S</sub> source de tension continue élevée (en vue de permettre la mise en route de l’essai si nécessaire)
- C<sub>3</sub> condensateur de commutation
- L<sub>1</sub>, L<sub>2</sub> inductances déterminant l’intervalle de temps de suppression t<sub>H</sub>:  

$$t_H \approx \sqrt{C_3 (L_1 + L_2)}$$
- L<sub>3</sub>, L<sub>4</sub> inductances déterminant la vitesse de croissance du courant à l’état passant dans le thyristor
- D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> diodes de blocage
- T<sub>1</sub> thyristor auxiliaire
- $\left. \begin{matrix} R_1, C_1 \\ R_2, C_2 \end{matrix} \right\}$  réseaux d’amortissement pour la protection des thyristors
- R<sub>3</sub> résistance permettant la mesure du courant ou sonde de courant
- R<sub>4</sub> résistance permettant de limiter le courant

Les deux thyristors, T et T<sub>1</sub>, conduisent alternativement. Initialement, T<sub>1</sub> est amorcé, et C<sub>3</sub> est chargé à une tension élevée, proche de V<sub>DRM</sub>, par la source V<sub>S</sub>, à travers R<sub>4</sub>. Lorsque T est amorcé, la charge de C<sub>3</sub> polarise T<sub>1</sub> en inverse, bloquant ainsi T<sub>1</sub>. Le courant à travers L<sub>1</sub> recharge alors C<sub>3</sub> en sens inverse jusqu’à ce que T<sub>1</sub> soit amorcé pour polariser T en inverse et bloquer ainsi T. C<sub>3</sub> est alors chargé par L<sub>2</sub> et D<sub>2</sub>, ce qui donne la croissance de tension (dv/dt) aux bornes de T.





IEC 2118/2000

Figure 81b – Test waveforms produced when measuring trapezoidal on-state current with reverse voltage applied

Figure 81 – Basic circuit and test waveforms for trapezoidal on-state current with reverse voltage applied

#### Circuit description and requirements

- G, L direct high-current source
- $V_S$  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
- $\left. \begin{array}{l} R_1, C_1 \\ R_2, C_2 \end{array} \right\}$  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 re-charges  $C_3$  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.

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. On a approximativement

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

L'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:

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

### Exécution

Régler la température à la valeur spécifiée.

Amorcer le thyristor  $T_1$ , et régler la source  $G$  pour obtenir un courant à une valeur suffisamment basse. Charger  $C_3$  à partir de la source  $V_S$ . Ajuster les sources d'amorçage de  $T$  et  $T_1$  à la fréquence de répétition spécifiée  $f_0$  et à la durée de l'impulsion du courant à l'état passant  $t_w$ . Débuter le fonctionnement en impulsions en amorçant  $T$ .

Déconnecter la source  $V_S$  et réajuster la source  $G$  pour obtenir le courant à l'état passant spécifié.

Si le thyristor en essai ne supporte pas l'application de la tension répétitive spécifiée à l'état bloqué, il ne satisfait pas à l'essai.

### Conditions spécifiées

- température d'un point de référence;
- fréquence de répétition ( $f_0$ );
- tensions à l'état bloqué et inverse ( $V_{\text{DRM}}$  et  $V_{\text{RRM}}$ );
- durée ( $t_w$ ) et amplitude ( $I_{\text{TRM}}$ ) de l'impulsion de courant à l'état passant;
- vitesse de croissance et vitesse de décroissance du courant à l'état passant ( $di_T/dt$  et  $-di_T/dt$ );
- intervalle de temps de suppression ( $t_H$ ) (celui-ci doit être égal au temps de désamorçage maximal spécifié par commutation du circuit);
- conditions d'amorçage du circuit;
- réseau RC d'amortissement ( $R_1$ ,  $C_1$ ).

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.

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 ( $V_{\text{DRM}}$  and  $V_{\text{RRM}}$ );
- d) on-state current pulse duration ( $t_w$ ) and amplitude ( $I_{\text{TRM}}$ );
- 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 ( $R_1$ ,  $C_1$ ).

9.3.4.4 Courant trapézoïdal à l'état passant sans application consécutive de la tension inverse

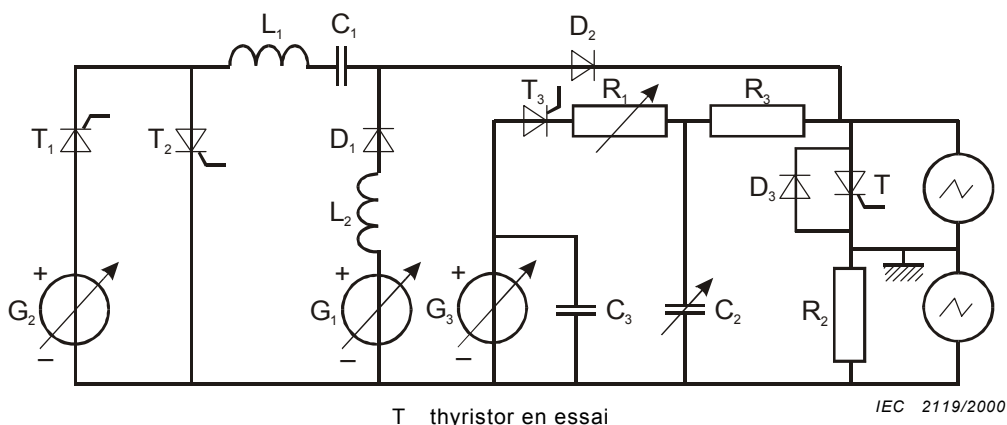


Figure 82a – Circuit de mesure pour le courant trapézoïdal à l'état passant sans application de la tension inverse

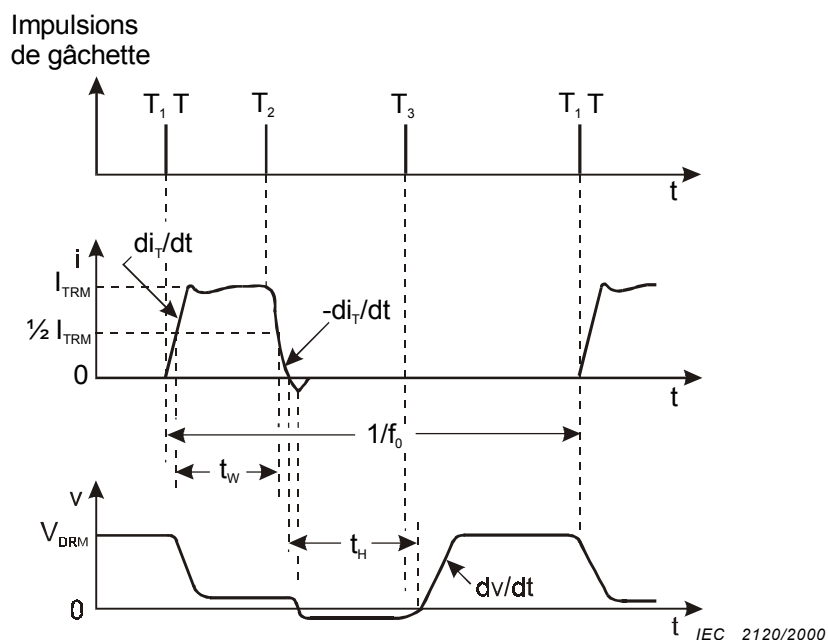


Figure 82b – Formes d'ondes produites par la mesure du courant trapézoïdal à l'état passant sans application de la tension inverse

Figure 82 – Circuit de mesure et formes d'ondes pour la mesure du courant trapézoïdal à l'état passant sans application de la tension inverse

Description et exigences du circuit

- G<sub>1</sub> source continue de faible impédance:  $V_1$
- G<sub>2</sub> source continue:  $V_2 > V_1$
- G<sub>3</sub> source continue de forte impédance:  $V_3 =$  tension à l'état bloqué  $V_{DRM}$
- C<sub>1</sub> condensateur dans le circuit de commutation
- C<sub>3</sub> condensateur permettant de stocker la tension de l'alimentation G<sub>3</sub>
- R<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> réseau dv/dt
- D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> diodes de blocage

NOTE 1 Le temps de recouvrement de D<sub>2</sub> doit être inférieur au temps de désamorçage, mais supérieur au temps de recouvrement du thyristor en essai.

### 9.3.4.4 Trapezoidal on-state current with reverse voltage suppressed

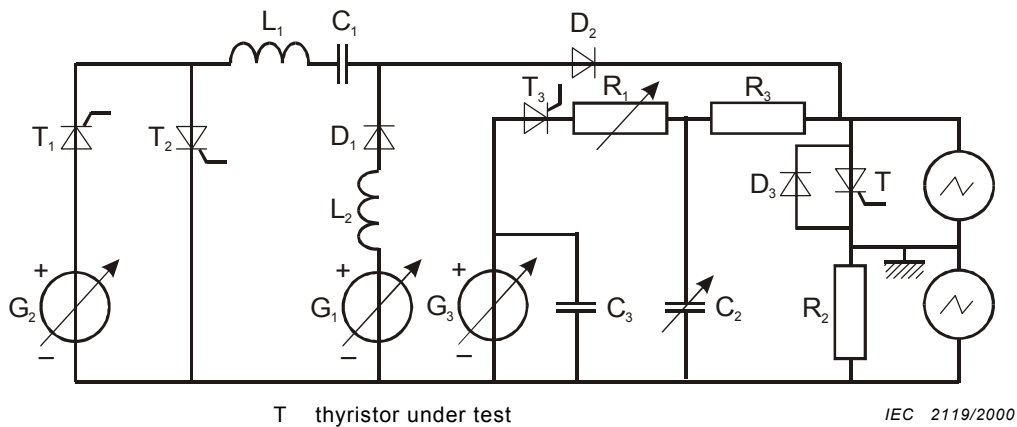


Figure 82a – Circuit diagram for measuring trapezoidal on-state current with reverse voltage suppressed

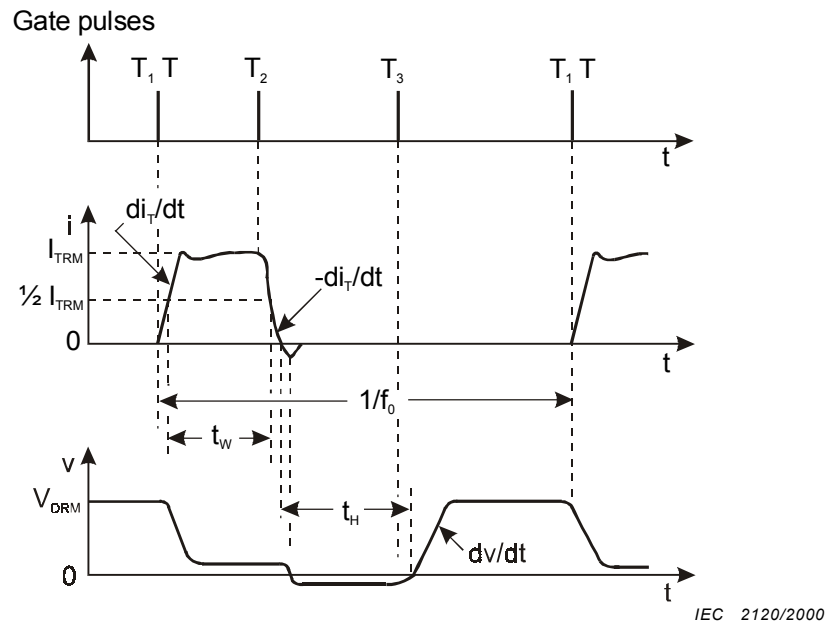


Figure 82b – Test waveforms produced when measuring trapezoidal on-state current with reverse voltage suppressed

Figure 82 – Basic circuit and test waveforms for trapezoidal on-state current with reverse voltage suppressed

#### Circuit description and requirements

- G<sub>1</sub> low-impedance d.c. source: V<sub>1</sub>
- G<sub>2</sub> d.c. source: V<sub>2</sub> > V<sub>1</sub>
- G<sub>3</sub> high-impedance d.c. source: V<sub>3</sub> = off-state voltage V<sub>DRM</sub>
- C<sub>1</sub> commutating capacitor
- C<sub>3</sub> storage capacitor for G<sub>3</sub> supply
- R<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> dv/dt network
- D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> blocking diodes

NOTE 1 The recovery time of D<sub>2</sub> must be less than the turn-off time, but longer than the recovery time of the thyristor under test.

D <sub>3</sub>	diode destinée à supprimer la tension inverse
R <sub>2</sub>	résistance permettant la mesure du courant ou sonde de courant
R <sub>3</sub>	résistance de protection, au cas où le thyristor en essai ne peut pas supporter la tension réappliquée
T <sub>1</sub>	thyristor permettant de charger le circuit de commutation
T <sub>2</sub>	thyristor permettant de décharger le circuit de commutation
T <sub>3</sub>	thyristor permettant de réappliquer la tension directe
L <sub>1</sub>	inductance de commutation
L <sub>2</sub>	inductance destinée à déterminer la vitesse de croissance du courant à l'état passant di <sub>T</sub> /dt

$$\pi\sqrt{C_1 L_1} > 2t_H \quad (22)$$

$$dv/dt = V_3 / R_1 C_2 \quad (23)$$

$$-di_T/dt = V_2 / L_1 \quad (24)$$

Supposons que le circuit soit dans un état stable; on amorce alors simultanément T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub>.

Le courant de charge, réglable indépendamment, circule à travers G<sub>1</sub>, L<sub>2</sub>, D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, T et R<sub>2</sub>, tandis qu'au même moment C<sub>1</sub> se charge suivant la polarité à travers G<sub>2</sub>, T<sub>1</sub>, L<sub>1</sub>, C<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, T et R<sub>2</sub>. Lorsque C<sub>1</sub> est entièrement chargé, T<sub>1</sub> cesse de conduire.

Ultérieurement, T<sub>2</sub> est amorcé, le courant de charge passe alors par les éléments G<sub>1</sub>, L<sub>2</sub>, D<sub>1</sub>, C<sub>1</sub>, L<sub>1</sub> et T<sub>2</sub>. La tension aux bornes de C<sub>1</sub> est appliquée à D<sub>2</sub> en sens inverse, la tension aux bornes de T<sub>1</sub> étant supprimée par la diode D<sub>3</sub>.

Lorsque C<sub>1</sub> est chargé à la polarité inverse de celle indiquée et que L<sub>1</sub> est déchargée, T<sub>2</sub> cesse de conduire.

Lorsque T<sub>3</sub> est amorcé, la tension qui existait initialement aux bornes de C<sub>3</sub>, due à G<sub>3</sub>, est appliquée au thyristor en essai et au circuit d'amortissement R<sub>1</sub>C<sub>2</sub>.

NOTE 2 En admettant que la condition de l'équation (22) est remplie, l'intervalle de temps de suppression t<sub>H</sub> se déduit du temps d'amorçage de T<sub>3</sub>.

### Exécution

Régler la température à la valeur spécifiée et mettre en marche les circuits d'amorçage.

Régler l'amplitude du courant direct à une faible valeur en ajustant G<sub>1</sub>, la durée de l'impulsion étant déterminée par l'amorçage de T<sub>2</sub>.

Régler l'amplitude de la tension directe réappliquée à l'aide de G<sub>3</sub>, la valeur de dv/dt réappliquée étant déterminée par R<sub>1</sub>C<sub>2</sub>.

Régler la valeur de l'intervalle de temps de suppression t<sub>H</sub> à la valeur maximale spécifiée du temps de désamorçage par commutation du circuit du thyristor en essai; régler le courant à l'état passant et la fréquence de fonctionnement aux valeurs spécifiées.

Si le thyristor en essai ne supporte pas l'application de la tension répétitive spécifiée à l'état bloqué, il ne satisfait pas à l'essai.

D <sub>3</sub>	diode for suppressing reverse voltage
R <sub>2</sub>	current-measuring resistor or current probe
R <sub>3</sub>	protecting resistor if the thyristor under test fails the reapplied voltage
T <sub>1</sub>	thyristor for charging the commutating circuit
T <sub>2</sub>	thyristor for discharging the commutating circuit
T <sub>3</sub>	thyristor for re-application of the forward voltage
L <sub>1</sub>	commutating inductor
L <sub>2</sub>	inductor to determine the rate the rise of on-state current di <sub>T</sub> /dt

$$\pi\sqrt{C_1L_1} > 2t_H \quad (22)$$

$$dv/dt = V_3/R_1C_2 \quad (23)$$

$$-di_T/dt = V_2/L_1 \quad (24)$$

Assume that the circuit is in the quiescent state, then T<sub>1</sub> and T are triggered simultaneously.

The independently adjustable load current flows through the path G<sub>1</sub>, L<sub>2</sub>, D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, T and R<sub>2</sub> and at the same time C<sub>1</sub> is charged to the polarity shown through the path G<sub>2</sub>, T<sub>1</sub>, L<sub>1</sub>, C<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, T and R<sub>2</sub>. When C<sub>1</sub> is fully charged, T<sub>1</sub> ceases conduction.

At a later time, T<sub>2</sub> is triggered, the load current is shunted to the path G<sub>1</sub>, L<sub>2</sub>, D<sub>1</sub>, C<sub>1</sub>, L<sub>1</sub> and T<sub>2</sub>. The voltage across C<sub>1</sub> is applied across D<sub>2</sub> in the reverse direction, voltage across T is suppressed by diode D<sub>3</sub>.

When C<sub>1</sub> is charged in the polarity opposite to that shown and L<sub>1</sub> is discharged, T<sub>2</sub> ceases conduction.

When T<sub>3</sub> is triggered, the voltage initially across C<sub>3</sub> from source G<sub>3</sub> is applied to the thyristor under test and the damping circuit R<sub>1</sub>C<sub>2</sub>.

NOTE 2 Provided that the condition of equation (22) is met, the hold-off interval t<sub>H</sub> will be determined by the triggering time of T<sub>3</sub>.

### *Test procedure*

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<sub>1</sub>, the pulse duration is determined by the triggering of T<sub>2</sub>.

The magnitude of the re-applied forward voltage is set by G<sub>3</sub>, and the re-applied dv/dt is determined by R<sub>1</sub>C<sub>2</sub>.

The hold-off interval t<sub>H</sub> 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.

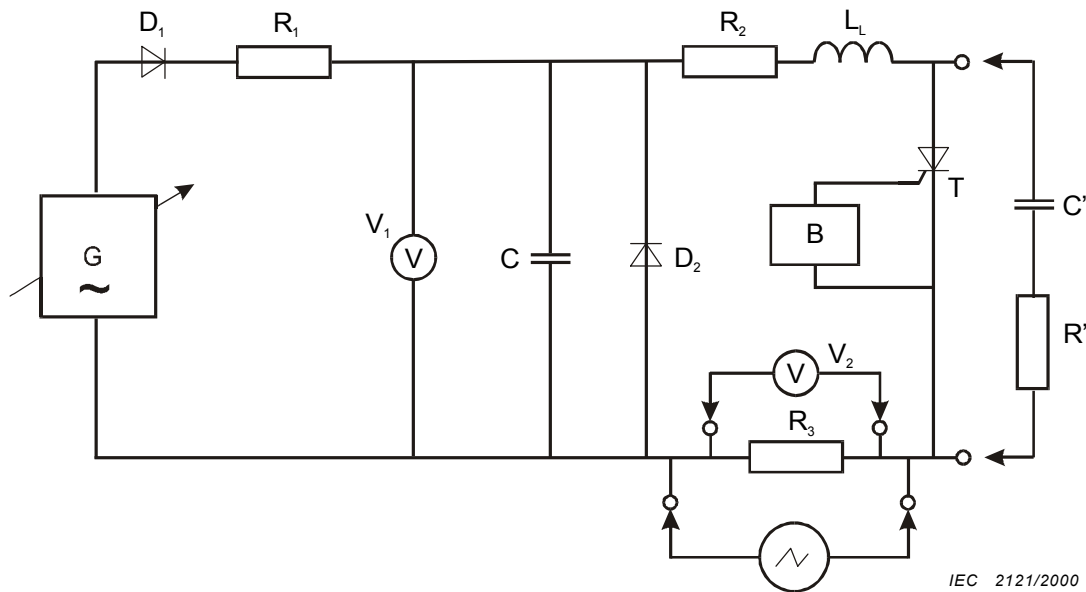
*Conditions spécifiées*

- a) température d'un point de référence;
- b) fréquence de répétition ( $f_0$ );
- c) tension à l'état bloqué ( $V_{DRM}$ );
- d) durée ( $t_w$ ) et amplitude ( $I_{TRM}$ ) de l'impulsion du courant à l'état passant;
- e) vitesse de croissance et vitesse de décroissance du courant à l'état passant ( $di_T/dt$  et  $-di_T/dt$ );
- f) intervalle de temps de suppression ( $t_H$ ) (celui-ci doit être égal au temps maximal de désamorçage par commutation de circuit spécifiée);
- g) vitesse de croissance de la tension réappliquée à l'état bloqué ( $dv/dt$ );
- h) conditions d'amorçage du circuit.

**9.3.5 Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant ( $di/dt$ )**

*But*

Vérifier la valeur limite de la vitesse critique de croissance du courant à l'état passant d'un thyristor dans des conditions spécifiées.



**Figure 83 – Circuit de mesure de la vitesse critique de croissance du courant à l'état passant**

*Description et exigences du circuit*

- B source d'amorçage par la gâchette
- G source de tension alternative
- D<sub>2</sub> diode qui protège le thyristor en essai de la tension inverse excessive qui peut être due aux effets de résonance
- R<sub>1</sub> et D<sub>1</sub> sont choisies pour que le condensateur C puisse se charger complètement avant chaque cycle de fonctionnement
- R<sub>3</sub> résistance étalonée, non inductive, qui permet de déterminer le courant
- T thyristor en essai
- V<sub>1</sub> voltmètre à forte résistance
- V<sub>2</sub> voltmètre de crête

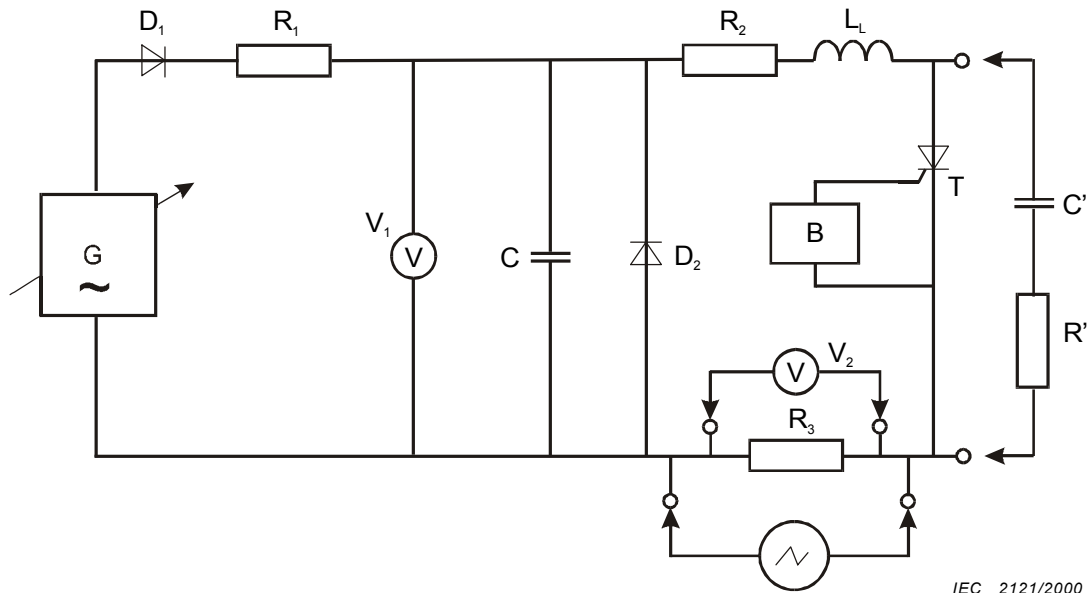


**Specified conditions**

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

**9.3.5 Critical rate of rise of on-state current ( $di/dt$ )****Purpose**

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



IEC 2121/2000

**Figure 83 – Circuit diagram for measuring critical rate of rise of on-state current**

**Circuit description and requirements**

- |                                   |                                                                                                                       |
|-----------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| B                                 | gate-triggering source                                                                                                |
| G                                 | alternating voltage source                                                                                            |
| D <sub>2</sub>                    | diode which protects the thyristor under test from excessive reverse voltage which might arise from resonance effects |
| R <sub>1</sub> and D <sub>1</sub> | are chosen so that the capacitor C has time to charge fully before each operation                                     |
| R <sub>3</sub>                    | calibrated non-inductive current sensing resistor                                                                     |
| T                                 | thyristor under test                                                                                                  |
| V <sub>1</sub>                    | high resistance voltmeter                                                                                             |
| V <sub>2</sub>                    | peak reading voltmeter                                                                                                |

Afin d'obtenir la vitesse voulue de croissance du courant à l'état passant du thyristor en essai T, on choisit  $R_2$ , C et L 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:

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

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

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

où

$V_{DM}$  est la tension de pointe à l'état bloqué

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

$t_1$  est défini sur la figure 84.

$R_2$  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. Alors, on peut considérer  $R_2$  comme négligeable et utiliser les formules données en note.

NOTE Pour les dispositifs de forte puissance où l'on supprime  $R_2$ , on choisit C et L 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  $t_1$  par les relations suivantes

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

et

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

On choisit R' et C' en fonction du thyristor à essayer, et on peut les supprimer s'il y a lieu.

On effectue les réglages finaux de L et de C pour être sûr que le courant de pointe à l'état passant que l'on mesure 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 sur la figure 84.

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:

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

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

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

where

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

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

$t_1$  is defined in figure 84.

$R_2$  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:

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

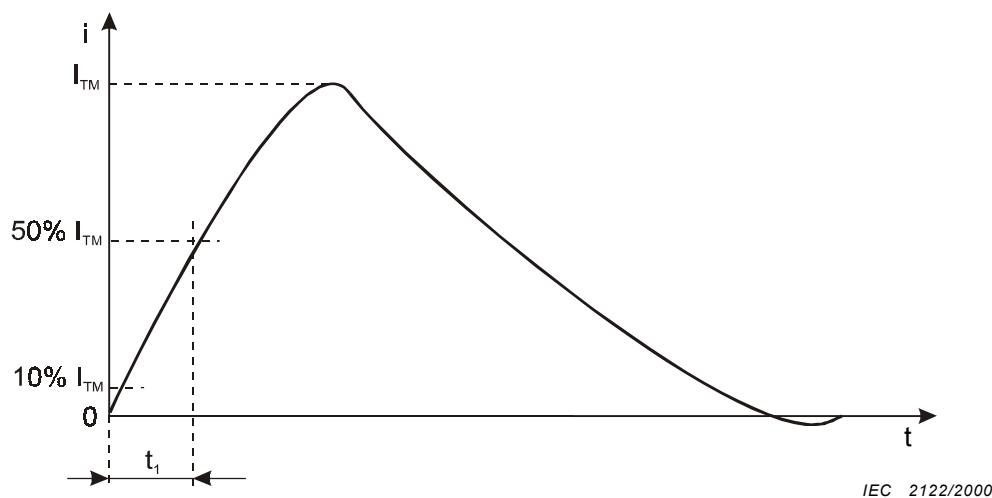
and

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

$R'$  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 84.



**Figure 84 – Forme d’onde du courant à l’état passant pour la valeur limite 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

$$t_1 \geq 1 \mu s$$

$I_{TM} \geq$  deux fois la valeur limite du courant moyen à l’état passant.

#### Exécution

Régler la tension alternative de source à zéro. Il convient de veiller à ce que le condensateur C soit complètement déchargé. Le thyristor étant placé dans le support d’essai, régler la température à la valeur spécifiée.

Ajuster la tension délivrée par la source 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 est amorcé et le condensateur C se décharge dans L et dans le thyristor en essai.

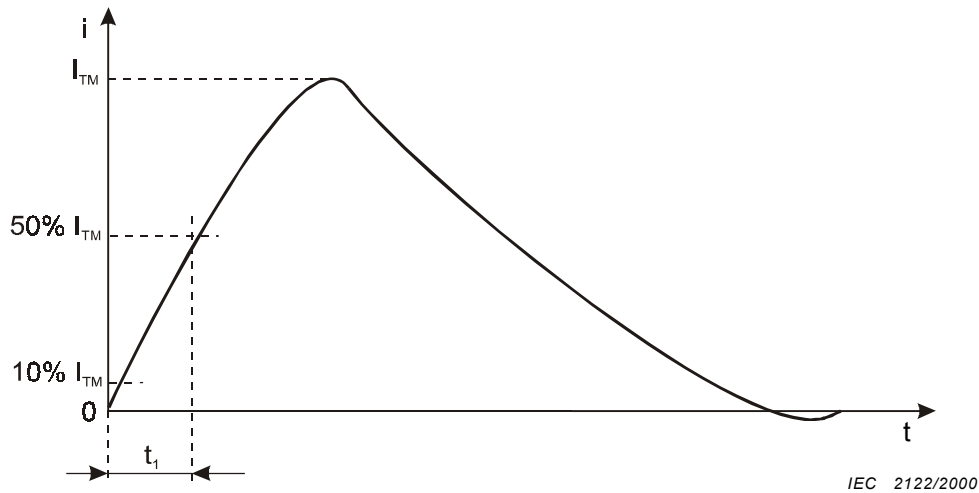
On commande la vitesse de répétition à l’aide de la source d’amorçage par la gâchette pour avoir la valeur spécifiée. On doit veiller à ce que l’impulsion d’amorçage par la gâchette ait lieu pendant la demi-alternance négative de la source de tension alternative.

Les mesures qui suivent l’épreuve indiquent si le thyristor a pu supporter la valeur limite de la vitesse de croissance du courant à l’état passant.

#### Conditions spécifiées

Les valeurs des conditions suivantes doivent être données:

- a) vitesse de croissance du courant à l’état passant di/dt;



**Figure 84 – 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. Care should be taken to ensure that the capacitor C is 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. Care shall be taken that the gate trigger pulse occurs 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:

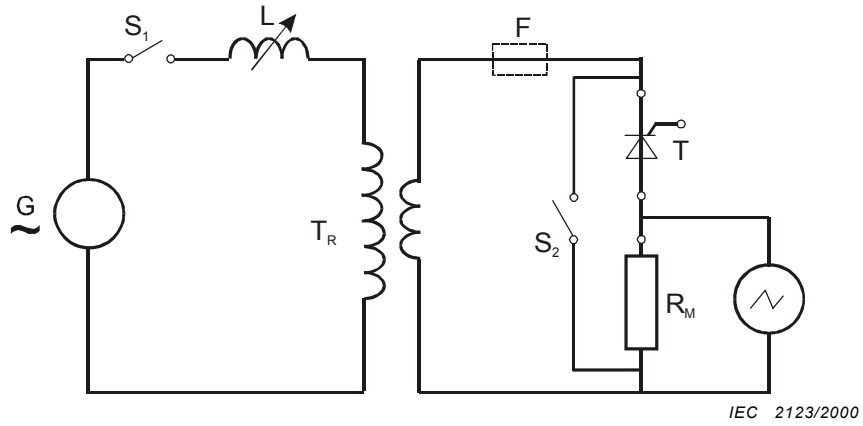
- a) rate of rise of on-state current di/dt;

- b) valeur de pointe du courant à l'état passant; de préférence deux fois la valeur limite du courant moyen à l'état passant à la température spécifiée du boîtier ou du point de référence;
- c) tension à l'état bloqué;
- d) température du boîtier ou température d'un point de référence;
- e) vitesse de répétition et nombre d'impulsions;
- f) caractéristiques de la source de déclenchement par la gâchette;
- g) limites entre lesquelles doivent se trouver les caractéristiques mesurées après l'essai.

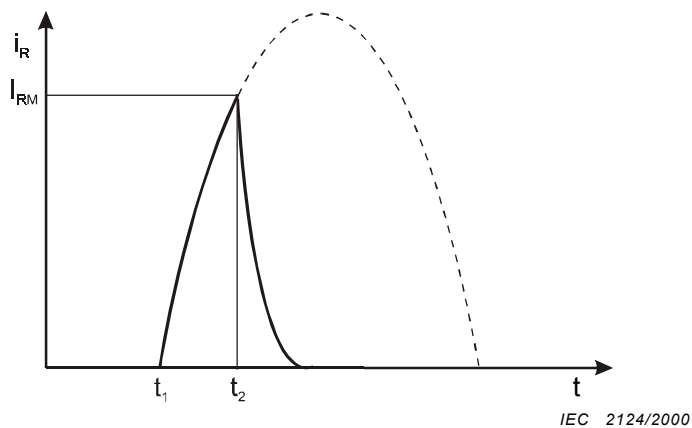
**9.3.6 Courant de pointe pour non-rupture du boîtier ( $I_{RSMC}$ )**

*But*

Vérifier le courant de pointe pour non-rupture du boîtier d'une diode de redressement ou d'un thyristor dans des conditions spécifiées.



**Figure 85 – Circuit de mesure de courant de pointe pour non-rupture de boîtier**



**Figure 86 – Forme d'onde du courant inverse  $i_R$  traversant le dispositif en essai**

- 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.

### 9.3.6 Peak case non-rupture current ( $I_{RSMC}$ )

#### Purpose

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

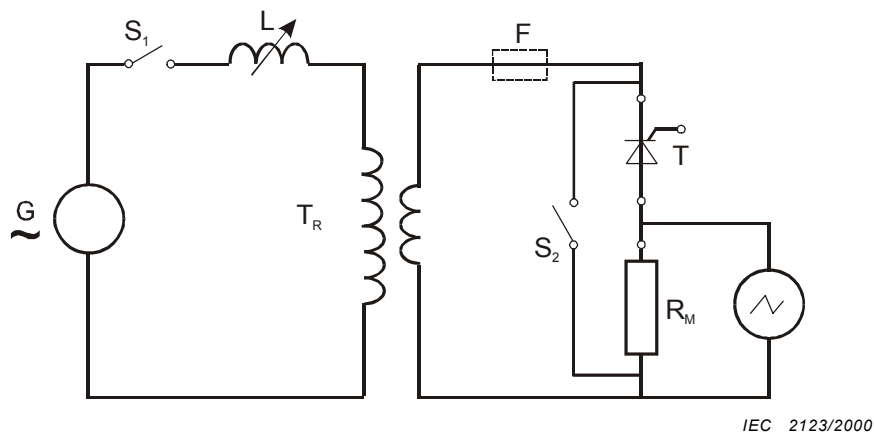


Figure 85 – Circuit diagram for measuring peak case non-rupture current

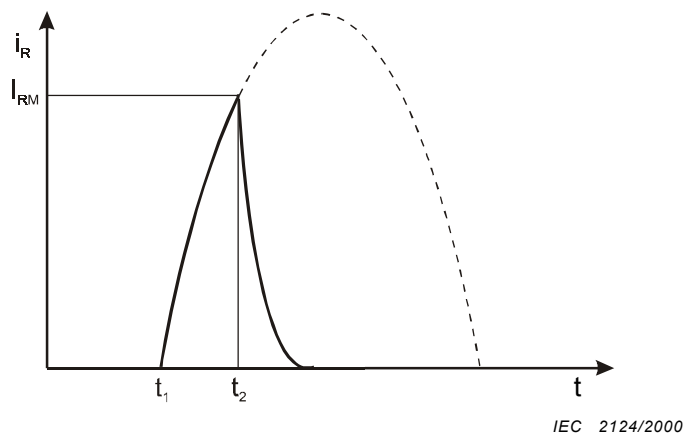


Figure 86 – Waveform of the reverse current  $i_R$  through the thyristor under test

*Description et exigences du circuit*

G	générateur alternatif ayant une possibilité adéquate de court-circuit
S <sub>1</sub> , S <sub>2</sub>	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 <sub>2</sub> (voir la méthode d'essai)
L	bobine variable
T <sub>R</sub>	transformateur pour puissances élevées
RM	résistance pour la mesure du courant, étalonnée et non inductive
T	thyristor en mesure

*Préconditionnement et mesures initiales*

Avant l'essai, le dispositif à essayer 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.

NOTE Si cela est exigé, un dommage mécanique doit être effectué avant encapsulation du dispositif.

Le dispositif à essayer est soumis à un essai de fuites avant l'essai; le taux de fuites doit être inférieur à  $10^{-7}$  Pa m<sup>3</sup>s<sup>-1</sup>.

*Exécution*

Mettre le dispositif à essayer dans l'appareillage d'essai.

Fermer l'interrupteur S<sub>1</sub> à l'instant t<sub>1</sub> de façon à appliquer au dispositif en essai une tension dans le sens inverse provoquant un claquage dans la partie préalablement endommagée. Il s'ensuit que le courant inverse croît brusquement avec une vitesse de croissance que l'on peut ajuster (dans des limites raisonnables) en faisant varier l'inductance L.

A l'instant t<sub>2</sub>, fermer l'interrupteur S<sub>2</sub> de façon que le courant de pointe soit limité à la valeur spécifiée I<sub>RM</sub>.

Une autre manière de procéder consiste à placer un fusible F dans le circuit. Le courant dans le thyristor en essai cesse lorsque le fusible coupe le circuit.

*Conditions spécifiées*

- température du boîtier ou température du point de référence;
- valeur I<sub>RM</sub> du courant de pointe pour non-rupture du boîtier;
- vitesse de croissance du courant inverse, de préférence 25 A/μs;
- durée de l'impulsion du courant d'essai;
- courant de gâchette ouvert.

*Mesures après essais*

Le thyristor à essayer est soumis à un essai de fuites; le taux de fuites doit être inférieur à  $10^{-7}$  Pa m<sup>3</sup>s<sup>-1</sup>.

Une autre manière de procéder consiste 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 de petites craquelures prennent naissance.

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.



*Circuit description and requirements*

G	a.c. system having appropriate short-circuit capacity
S <sub>1</sub> , S <sub>2</sub>	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 <sub>2</sub> (see test procedure)
L	variable inductor
T <sub>R</sub>	high-power transformer
RM	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.

NOTE If required, mechanical damage can 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 m<sup>3</sup>s<sup>-1</sup>.

*Test procedure*

The device under test is inserted in the test apparatus.

The switch S<sub>1</sub> is closed at an instant t<sub>1</sub> 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<sub>2</sub>, the switch S<sub>2</sub> is closed so that the peak current is limited to the specified value I<sub>RM</sub>.

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*

- case or reference point temperature;
- value I<sub>RM</sub> of the peak case non-rupture current;
- rate of rise of the reverse current, preferably 25 A/μs;
- pulse duration of the test current;
- 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 m<sup>3</sup>s<sup>-1</sup>.

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 shall there be evidence that the device has externally melted or burst into flames.

## 9.4 Essais d'endurance

### Exigences générales

L'article 2 de la CEI 60747-1, chapitre VIII, section trois est applicable.

### Exigences spécifiques

#### 9.4.1 Liste des essais d'endurance

Le tableau 4 donne un choix d'essais d'endurance pour les thyristors triode bloqués en inverse.

#### 9.4.2 Conditions pour les essais d'endurance

Les circuits et les conditions d'essais sont énumérés dans le tableau 4. La spécification applicable doit indiquer les essais à effectuer.

#### 9.4.3 Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de réception

Les caractéristiques définissant la défaillance, leurs critères de défaillances et leurs conditions de mesure sont énumérés dans le tableau 3.

NOTE Il convient de mesurer les caractéristiques suivant l'ordre dans lequel elles figurent dans ce tableau, car les modifications des caractéristiques résultant de certains mécanismes de défaillance peuvent, en totalité ou en partie, être masqués par l'influence d'autres mesures.

On considère aussi qu'un thyristor est défaillant pendant un essai s'il perd sa capacité de bloquer la tension spécifiée pendant l'essai.

#### 9.4.4 Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de fiabilité

A l'étude.

#### 9.4.5 Procédure à suivre dans le cas d'une erreur d'essai

Lorsqu'un dispositif est devenu défectueux par suite d'une erreur d'essai (telle qu'une défaillance de l'appareillage de mesure ou d'essai, ou une erreur de l'opérateur), le défaut doit être noté sur le compte rendu d'essais avec une explication de la cause.

**Tableau 3 – Caractéristiques définissant la défaillance pour réception après les essais d'endurance**

Caractéristiques définissant la défaillance	Critères de défaillances*	Conditions de mesure
$I_R$	$> 2 \times LSS$	La plus forte valeur de $V_R (= V_{RRM})$ et la plus forte température spécifiée $I_R$
$I_D$	$> 2 \times LSS$	La plus forte valeur de $V_D (= V_{DRM})$ et la plus forte température spécifiée pour $I_D$
$I_{GT}$	$> 1,1 \times LSS$	La plus faible valeur de $V_D$ spécifiée pour $I_{GT}$
$V_T$	$> 1,1 \times LSS$	La plus forte valeur de $I_T$ spécifiée pour $V_T$
* LSS = Limite supérieure de la spécification		

## 9.4 Endurance tests

### General requirements

Clause 2 of IEC 60747-1, chapter VIII, section three is applicable.

### Specific requirements

#### 9.4.1 List of endurance tests

For reverse-blocking triode thyristors, a choice of endurance tests is given in table 4.

#### 9.4.2 Conditions for endurance tests

Test conditions and test circuits are listed in table 4. The relevant specification shall state which test(s) applies (apply).

#### 9.4.3 Failure criteria and failure-defining characteristics for acceptance tests

Failure-defining characteristics, their failure criteria and measurement conditions are listed in table 3.

NOTE Characteristics should be measured in the sequence in which they are listed in table 3, 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.

#### 9.4.4 Failure-defining characteristics and failure criteria for reliability tests

Under consideration.

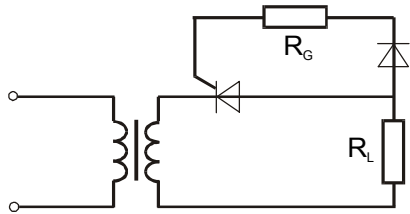
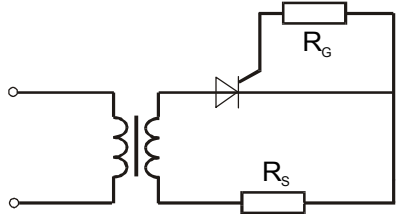
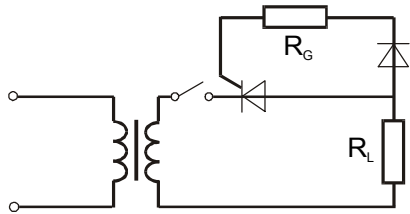
#### 9.4.5 Procedure in case of a testing error

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 3 – Failure-defining characteristics for acceptance after endurance tests**

Failure-defining characteristics	Failure criteria*	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 $V_T$
* USL = upper specification limit.		

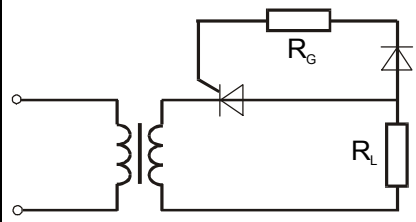
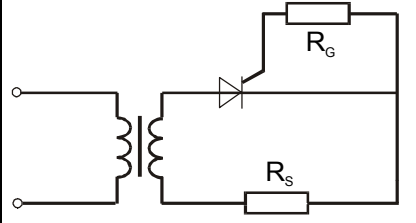
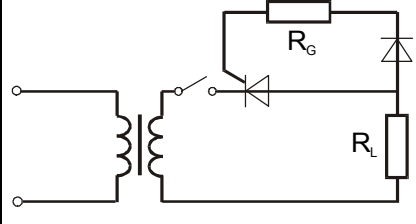
**Tableau 4 – Conditions pour les essais d'endurance**

Essais	Conditions de fonctionnement			Circuits d'essai	Remarques
	Courant	Tension	Température		
Durée en fonctionnement (charge résistive)	Voir 2.1.5 de la CEI 60747-1, chapitre VIII section trois	Onde sinusoïdale à 50 ou 60 Hz. Valeur de crête = 100 % $V_{RWM}$ or $V_{DWM}$	Voir 2.1.3 de la CEI 60747-1, chapitre VIII, section trois		$R_G$ = résistance de gâchette $R_L$ = résistance de charge (voir note 1)
Blocage à haute température (attaque en alternatif)		Onde sinusoïdale à 50 ou 60 Hz. Valeur de crête = $V_{RWM}$ ou $V_{DWM}$ (la plus faible des deux valeurs)	Température la plus élevée pour laquelle on peut appliquer les valeurs limites $V_{RWM}$ ou $V_{DWM}$		$R_S$ = résistance de protection $R_G$ = résistance de gâchette
Essai cyclique thermique	$I_T$ (onde demi-sinusoïdale à 50 ou 60 Hz) doit être suffisant pour porter le dispositif à $T_{vjmax}$ (voir note 2)	Dépend de $I_T$ et de $R_L$	Voir note 2		$R_L$ doit être sensiblement égale à la résistance effective du thyristor en essai  $R_G$ = résistance de gâchette

NOTE 1 On peut utiliser aussi un circuit à puissance fictive.

NOTE 2 Voir aussi article 9.4.6.

**Table 4 – Conditions for the endurance tests**

Tests	Operating conditions			Test circuits	Remarks
	Current	Voltage	Temperature		
Operating life (resistive load)	See 2.1.5 of IEC 60747-1, chapter VIII, section three	Sine wave 50 Hz or 60 Hz Peak value = 100 % $V_{RWM}$ or $V_{DWM}$	See 2.1.3. of IEC 60747-1, chapter VIII, section three		$R_G$ = gate resistor $R_L$ = load resistor (see note 1)
High-temperature a.c. blocking		Sine wave 50 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	$I_T$ (half sine wave 50 Hz or 60 Hz) must be high enough to heat the device to $T_{vjmax}$ (see note 2)	Depends on $I_T$ and $R_L$	See note 2		$R_L$ shall be approximately equal to the effective resistance of the thyristor under test $R_G$ = gate resistor

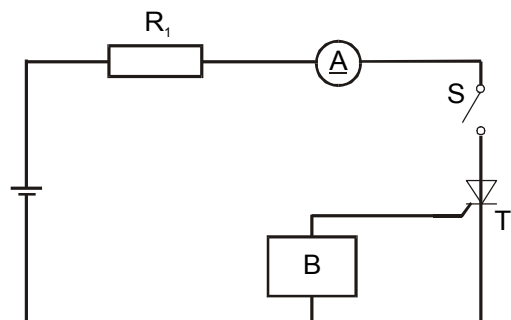
NOTE 1 Alternatively, a cheater circuit may be used.

NOTE 2 See also 9.4.6.

### 9.4.6 Tension de charge thermique cyclique

*But*

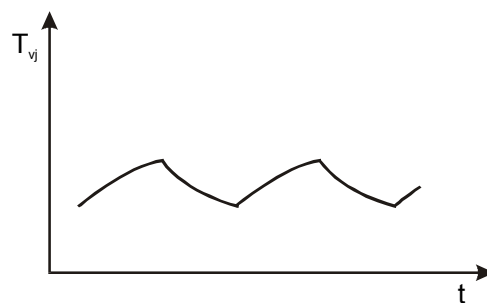
S'assurer par un essai d'endurance qu'un certain type de thyristors est capable de supporter des fluctuations de la température de jonction.



IEC 2125/2000

T thyristor en essai  
B source de gâchette

Figure 87a – Circuit d'essai



IEC 2126/2000

Figure 87b – Forme d'onde

**Figure 87 – Circuit de mesure et de formes d'ondes pour la mesure de la tension de charge cyclique**

*Exécution*

Le thyristor doit être échauffé à l'aide d'un courant spécifié dont la valeur est de préférence sensiblement égale à la valeur maximale du courant limite moyen à l'état passant, jusqu'à ce que l'on atteigne une température de jonction comprise entre la température maximale virtuelle de jonction  $T_{vjmax}$  et  $(T_{vjmax} - 20 \text{ °C})$ .

NOTE Lorsque les dispositifs sont essayés en série, la température peut être comprise entre  $T_{vjmax}$  et  $(T_{vjmax} - 30 \text{ °C})$ .

L'interrupteur S est alors ouvert et le thyristor se refroidit jusqu'à ce que la température virtuelle de jonction ne dépasse pas  $40 \text{ °C}$ .

Le temps de chauffage ne doit pas dépasser 6 min et le temps de refroidissement ne doit pas dépasser 8 min.

L'essai doit être réalisé sur un nombre spécifié de cycles.

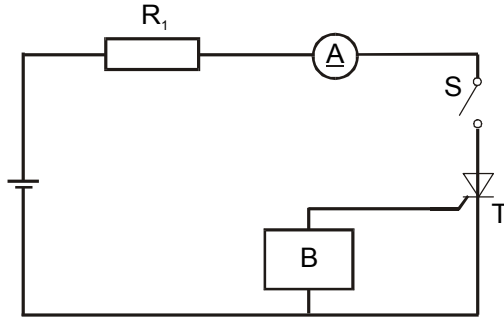
Les paramètres qui peuvent être affectés par l'essai doivent être mesurés avant et après l'essai.

Les paramètres ordinairement spécifiés sont la tension à l'état passant, le courant à l'état bloqué, la stabilité en blocage dans des conditions de tension et de courant spécifiées, le courant et/ou la tension d'amorçage par la gâchette et la résistance thermique.

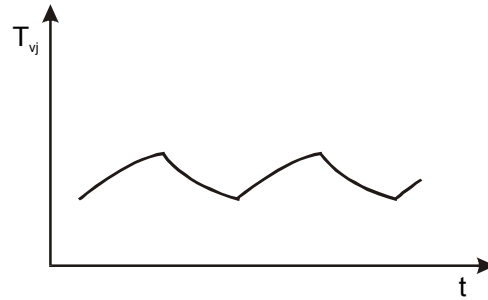
### 9.4.6 Thermal cycling load test

#### Purpose

To confirm by an endurance test that a certain thyristor type is capable of withstanding fluctuations in junction temperature.



IEC 2125/2000



IEC 2126/2000

B gate source  
T thyristor under test

Figure 87a – Test circuit

Figure 87b – Test waveform

**Figure 87 – Test circuit and test waveform for thermal cycling load test**

#### Test procedure

The thyristor shall be heated by a specified current, the value of which is preferably nearly equal to the maximum rated mean on-state current, until a junction temperature between the maximum rated virtual junction temperature  $T_{vjmax}$  and  $(T_{vjmax} - 20\text{ °C})$  has been reached.

NOTE When devices are tested in series, the temperature may be between  $T_{vjmax}$  and  $(T_{vjmax} - 30\text{ °C})$ .

Switch S is then opened, and the thyristor is cooled to a virtual junction temperature not greater than  $40\text{ °C}$ .

The heating time shall not exceed 6 min and the cooling time shall not exceed 8 min.

The test shall be performed for a specified number of cycles.

The parameters that may be affected by the test shall be measured before and after the test.

Commonly specified parameters are on-state voltage, off-state current, blocking stability under stated voltage and temperature conditions, gate-trigger current and/or voltage and thermal resistance.

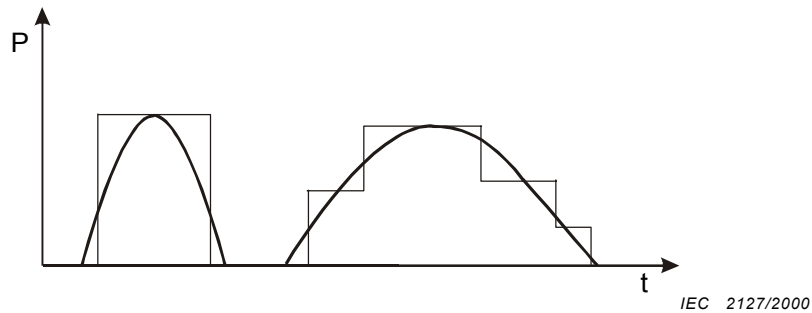
## Annexe A (informative)

### Calcul de l'échauffement en fonction d'une charge variable dans le temps

Les possibilités de charge des dispositifs à semiconducteurs dépendent de la réponse thermique de la température virtuelle de jonction. On peut utiliser l'impédance thermique transitoire pour calculer l'élévation de la température virtuelle de jonction due à des impulsions de charge uniques ou à une charge intermittente. Etant donné que l'impédance thermique transitoire:

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T_{vj}(t)}{P}$$

est définie comme l'élévation  $\Delta T_{vj}(t)$  de la température virtuelle due à une augmentation suivant une fonction en échelon de la dissipation de puissance  $P$ , les calculs ne sont corrects que pour un courant de charge qui varie en échelons. Si les impulsions ont une forme différente, une approximation en échelons peut être utilisée comme l'indique la figure A.1 ci-dessous.



**Figure A.1 – Approximation en échelons pour des impulsions non rectangulaires**

Pour le calcul de l'élévation de la température virtuelle de jonction  $\Delta T_{vj}(t)$ , les deux méthodes suivantes peuvent être utilisées:

*La méthode A* qui utilise l'impédance thermique transitoire  $Z_{th}(t)$ :

$$\Delta T_{vj} = P \cdot Z_{th}(t)$$

*La méthode B* qui utilise une fonction analytique:

$$\Delta T_{vj}(t) = P \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-t/\tau_i} \right]$$

et qui représente l'impédance thermique transitoire par une somme de termes avec des valeurs convenables pour  $R_i$  et  $\tau_i$ .

Pour représenter l'impédance thermique transitoire d'un dispositif à semiconducteurs avec son système refroidisseur, une valeur de  $n$  comprise entre trois et six termes peut être satisfaisante.



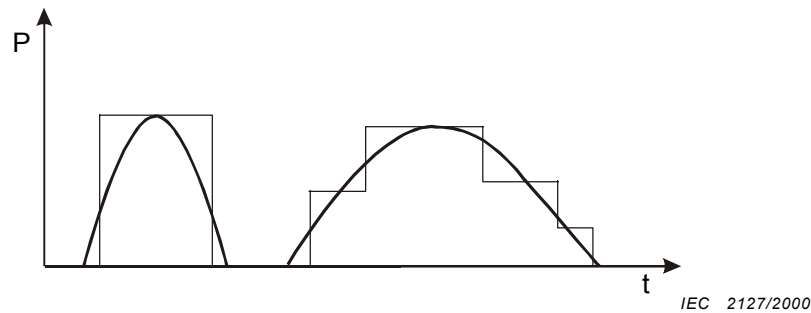
## Annex A (informative)

### Calculation of the temperature rise under time-varying load

The load capability of semiconductor devices depends on the thermal response of the junction temperature. To calculate the rise of the virtual junction temperature caused by single load pulses or intermittent load, the transient thermal impedance can be used. As the transient thermal impedance:

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T_{vj}(t)}{P}$$

is defined as the quotient of the change of the virtual junction temperature with time ( $\Delta T_{vj}(t)$ ), and the step function change of power dissipation  $P$  causing it, the calculations are correct only for a load current which also changes as a step function. If pulses are shaped differently, a staircase approximation can be used as shown in figure A.1 below.



**Figure A.1 – Staircase approximation for non-rectangular pulses**

For the calculation of the rise of the virtual junction temperature  $\Delta T_{vj}(t)$  the following two methods can be used:

*Method A* using the transient thermal impedance  $Z_{th}(t)$ :

$$\Delta T_{vj} = P \cdot Z_{th}(t)$$

*Method B* using an analytical function:

$$\Delta T_{vj}(t) = P \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-t/\tau_i} \right]$$

representing the transient thermal impedance by a sum of terms with suitable values for  $R_i$  and  $\tau_i$ .

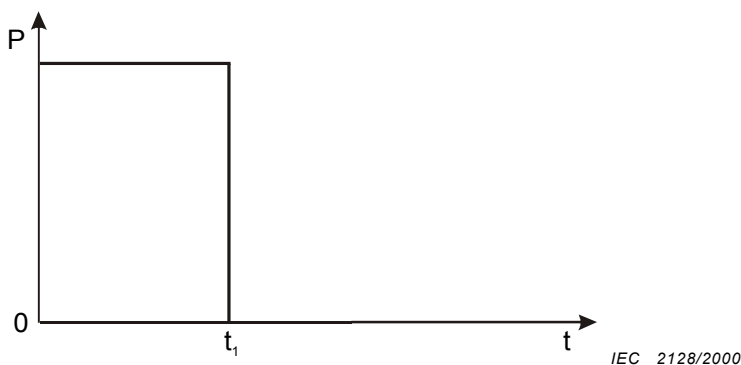
To represent the transient thermal impedance of a semiconductor device with its cooling attachment,  $n$  equals three to six terms may be satisfactory.

Comme il est indiqué dans les exemples, il est commode d'utiliser la méthode A pour le calcul de l'élévation de température due à des impulsions uniques. Pour des problèmes plus compliqués, par exemple dans le cas d'une séquence infinie d'impulsions et lorsque les paramètres varient, ou pour des calculs plus précis, la méthode B est plus appropriée.

Tous les calculs reposent sur la superposition des réponses thermiques dues à des impulsions de charge uniques. Un échelon produisant un accroissement de la dissipation de puissance est par convention positif un échelon produisant une diminution de la dissipation de puissance est négatif.

Ceci ressort des exemples typiques suivants.

a) Exemple 1: Cas d'une impulsion rectangulaire (voir figure A.2 ci-dessous)



**Figure A.2 – Impulsion rectangulaire de durée  $t_1$  produisant la dissipation de puissance  $P$  dans le dispositif à semiconducteurs**

*Méthode A*

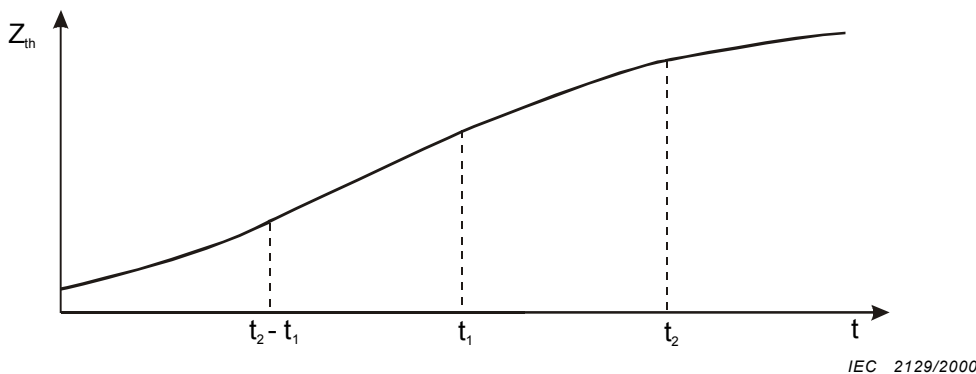
Accroissement de la température virtuelle au temps  $t_1$ :

$$\Delta T_{vj}(t_1) = P \cdot Z_{th}(t_1)$$

Pendant le refroidissement, au temps  $t_2 \geq t_1$ :

$$\Delta T_{vj}(t_2) = P[Z_{th}(t_2) - Z_{th}(t = t_2 - t_1)]$$

Les valeurs de  $Z_{th}(t_1)$ , de  $Z_{th}(t_2)$  et de  $Z_{th}(t = t_2 - t_1)$  proviennent d'une courbe telle que celle donnée par la figure A.3 ci-dessous.



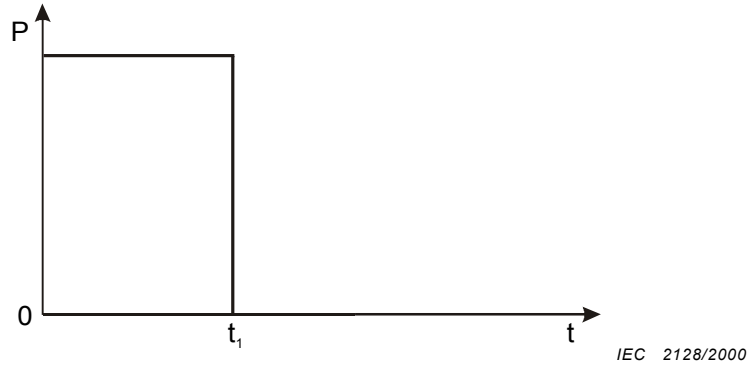
**Figure A.3 – Impédance thermique transitoire  $Z_{th}(t)$  en fonction du temps**

As shown in the examples, it is convenient to use method A for the calculation of temperature rise caused by single pulses. For more complicated problems, e.g. in the case of an infinite sequence of pulses and varying parameters, or for more precise calculations, method B is more appropriate.

All computations are based on the superposition of thermal responses to single load pulses. An upward step of power loss will be taken as positive, a downward step as negative.

This is shown by the following typical examples.

a) Example 1: Rectangular pulse (see figure A.2 below).



**Figure A.2 – Rectangular pulse of duration  $t_1$  producing the power dissipation  $P$  in the semiconductor device**

*Method A*

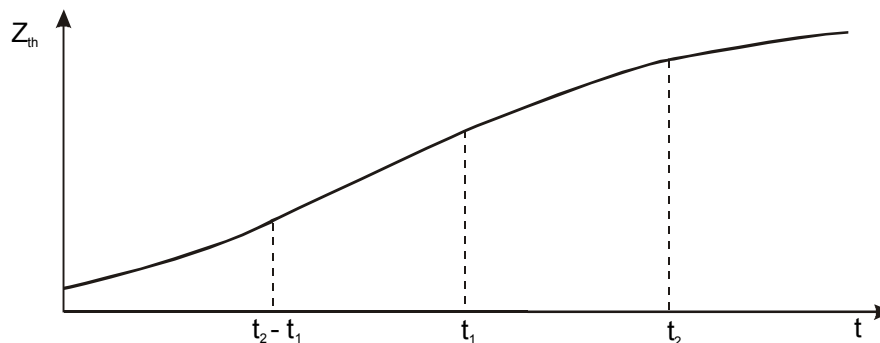
*Rise of the virtual temperature at time  $t_1$ :*

$$\Delta T_{vj}(t_1) = P \cdot Z_{th}(t_1)$$

During cooling, at a time  $t_2 \geq t_1$ :

$$\Delta T_{vj}(t_2) = P [Z_{th}(t_2) - Z_{th}(t = t_2 - t_1)]$$

The values of  $Z_{th}(t_1)$ ,  $Z_{th}(t_2)$  and  $Z_{th}(t = t_2 - t_1)$  are taken from a curve as shown in figure A.3 below.



**Figure A.3 – Transient thermal impedance  $Z_{th}(t)$  versus time**

IEC 2129/2000

**Méthode B**

Augmentation de la température virtuelle au temps  $t_1$ :

$$\Delta T_{vj}(t_1) = P \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-t_1/\tau_i} \right]$$

Pendant le refroidissement, au temps  $t_2 \geq t_1$ :

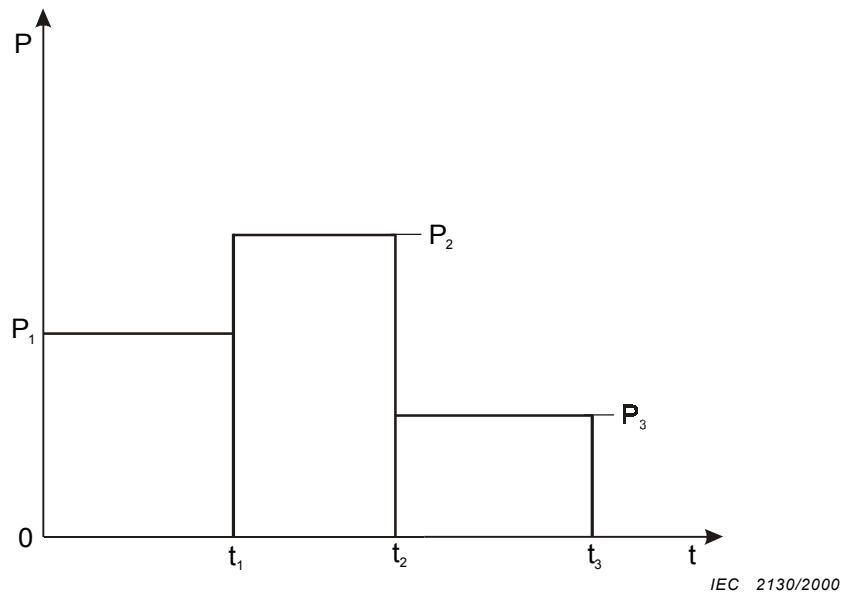
$$\Delta T_{vj}(t_2) = P \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-t_1/\tau_i} \right] e^{-(t_2-t_1)/\tau_i}$$

On peut transformer cette équation en:

$$\Delta T_{vj}(t_2) = P \left\{ \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-t_2/\tau_i} \right] - \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-(t_2-t_1)/\tau_i} \right] \right\}$$

Ce résultat est identique a celui de la méthode A.

b) Exemple 2: Cas d'une suite unique d'impulsions (voir figure A.4 ci-dessous)



**Figure A.4 – Suite unique de trois impulsions rectangulaires**

D'après le calcul indiqué dans l'exemple 1 pour les temps  $t_1$ ,  $t_2$  et  $t_3$ , on obtient les résultats suivants pour la température virtuelle:

**Méthode A**

$$\begin{aligned} \Delta T_{vj}(t_1) &= P_1 \cdot Z_{th}(t_1) \\ \Delta T_{vj}(t_2) &= P_1 \cdot Z_{th}(t_2) + (P_2 - P_1) \cdot Z_{th}(t = t_2 - t_1) \\ \Delta T_{vj}(t_3) &= P_1 \cdot Z_{th}(t_3) + (P_2 - P_1) \cdot Z_{th}(t = t_3 - t_1) + (P_3 - P_2) Z_{th}(t = t_3 - t_2) \end{aligned}$$

**Method B**

Rise of the virtual temperature at time  $t_1$ :

$$\Delta T_{vj}(t_1) = P \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-t_1/\tau_i} \right]$$

During cooling, at a time  $t_2 \geq t_1$ :

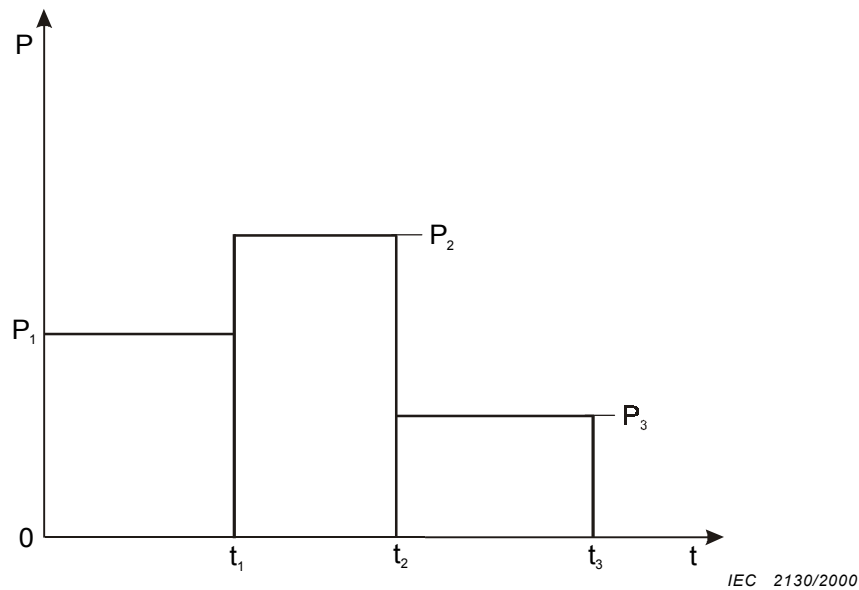
$$\Delta T_{vj}(t_2) = P \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-t_1/\tau_i} \right] e^{-(t_2-t_1)/\tau_i}$$

This expression can be transformed into

$$\Delta T_{vj}(t_2) = P \left\{ \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-t_2/\tau_i} \right] - \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-(t_2-t_1)/\tau_i} \right] \right\}$$

This result is identical with that of method A.

b) Example 2: Single sequence of pulses (see figure A.4 below)



**Figure A.4 – Single sequence of three rectangular pulses**

From the calculation given in example 1 for the times  $t_1$ ,  $t_2$  and  $t_3$ , the following results for the virtual temperature are obtained:

**Method A**

$$\begin{aligned} \Delta T_{vj}(t_1) &= P_1 \cdot Z_{th}(t_1) \\ \Delta T_{vj}(t_2) &= P_1 \cdot Z_{th}(t_2) + (P_2 - P_1) \cdot Z_{th}(t = t_2 - t_1) \\ \Delta T_{vj}(t_3) &= P_1 \cdot Z_{th}(t_3) + (P_2 - P_1) \cdot Z_{th}(t = t_3 - t_1) + (P_3 - P_2) Z_{th}(t = t_3 - t_2) \end{aligned}$$

**Méthode B**

$$\Delta T_{vj}(t_1) = P_1 \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-t_1/\tau_i} \right]$$

$$\Delta T_{vj}(t_2) = P_1 \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-t_2/\tau_i} \right] + (P_2 - P_1) \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-(t_2-t_1)/\tau_i} \right]$$

$$\Delta T_{vj}(t_3) = P_1 \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-t_3/\tau_i} \right] + (P_2 - P_1) \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-(t_3-t_1)/\tau_i} \right] + (P_3 - P_2) \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-(t_3-t_2)/\tau_i} \right]$$

Les méthodes A et B donnent des résultats identiques.

Le résultat reste correct si  $P_2 = 0$  (c'est-à-dire si, pendant un intervalle de temps de durée  $t_2 - t_1$ , il n'y a aucune impulsion).

Pour une séquence de Q impulsions rectangulaires (c'est-à-dire pour la séquence indéfinie de la figure A.4), on trouve:

*pour la méthode A:*

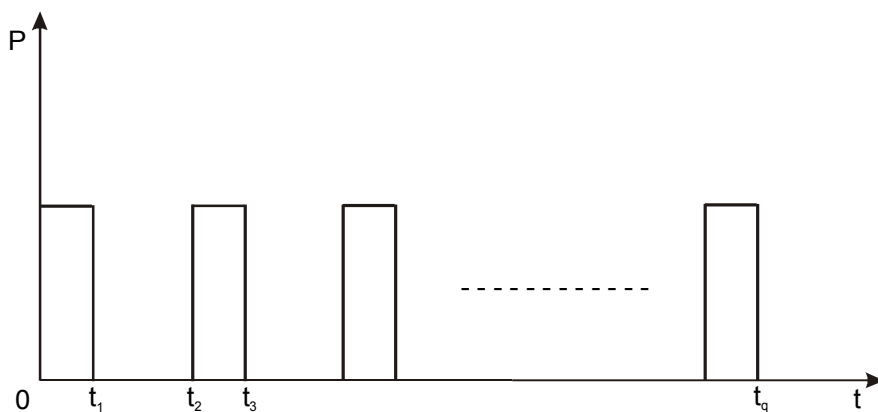
$$\Delta T_{vj}(t_Q) = \sum_{q=1}^Q (P_q - P_{q-1}) \cdot Z_{th}(t = t_Q - t_{q-1})$$

*pour la méthode B:*

$$\Delta T_{vj}(t_Q) = \sum_{q=1}^Q (P_q - P_{q-1}) \cdot \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-(t_Q - t_{q-1})/\tau_i} \right]$$

avec:  $P_0 = 0, t_0 = 0$ .

c) Exemple 3: Cas d'une suite périodique d'impulsions semblables (voir figure A.5 ci-dessous)



IEC 2131/2000

**Figure A.5 – Suite périodique d'impulsions semblables**

**Method B**

$$\Delta T_{vj}(t_1) = P_1 \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-t_1/\tau_i} \right]$$

$$\Delta T_{vj}(t_2) = P_1 \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-t_2/\tau_i} \right] + (P_2 - P_1) \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-(t_2-t_1)/\tau_i} \right]$$

$$\Delta T_{vj}(t_3) = P_1 \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-t_3/\tau_i} \right] + (P_2 - P_1) \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-(t_3-t_1)/\tau_i} \right] + (P_3 - P_2) \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-(t_3-t_2)/\tau_i} \right]$$

Method A and method B give identical results.

The result remains correct, when  $P_2 = 0$  (a no-load interval of duration  $t_2 - t_1$  occurs).

For any sequence of  $Q$  rectangular pulses (i.e. figure A.4 continued), one finds:

for *method A*:

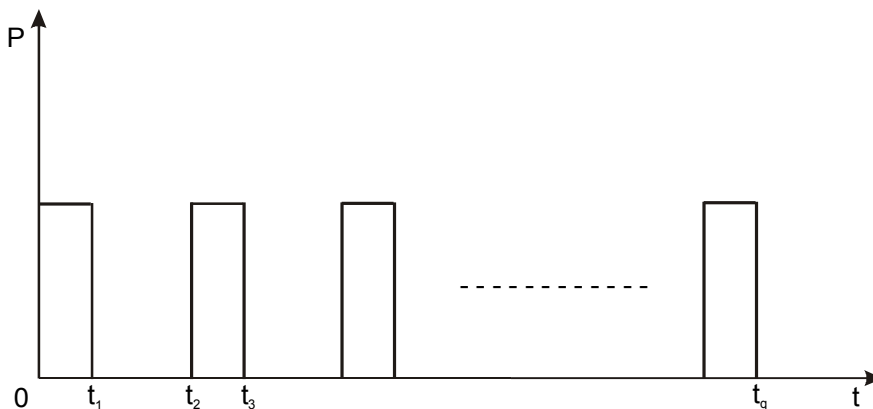
$$\Delta T_{vj}(t_Q) = \sum_{q=1}^Q (P_q - P_{q-1}) \cdot Z_{th}(t = t_Q - t_{q-1})$$

and for *method B*:

$$\Delta T_{vj}(t_Q) = \sum_{q=1}^Q (P_q - P_{q-1}) \cdot \sum_{i=1}^n R_i \left[ 1 - e^{-(t_Q - t_{q-1})/\tau_i} \right]$$

where  $P_0 = 0$  and  $t_0 = 0$ .

c) Example 3: Periodic sequence of identical pulses (see figure A.5 below)



**Figure A.5 – Periodic sequence of identical pulses**

IEC 2131/2000

**Méthode A**

Il est recommandé de faire une approximation. A partir d'une température moyenne  $\Delta T_{vjm}$  due à la dissipation moyenne de puissance  $P \cdot t_1/t_2$ :

$$\Delta T_{vjm} = \frac{t_1}{t_2} P \cdot Z_{th}(t_\infty)$$

on calcule la réponse thermique  $\Delta T_{vj}(t_3)$ , due à deux impulsions consécutives.

$$\Delta T_{vj}(t_3) = \left[ 1 - \frac{t_1}{t_2} \right] P \cdot Z_{th}(t = t_2 + t_1) - P \cdot Z_{th}(t_2) + P \cdot Z_{th}(t_1)$$

On a au total:

$$\Delta T_{vj} = \Delta T_{vjm} + \Delta T_{vj}(t_3)$$

On obtient une bonne approximation si l'une des conditions suivantes est réalisée:

- 1)  $Z_{th}(t_1) \geq 0,5 \cdot Z_{th}(t_\infty)$
- 2)  $Z_{th}(t_2) - Z_{th}(t_1) \leq 0,1 \cdot Z_{th}(t_\infty)$

**Méthode B**

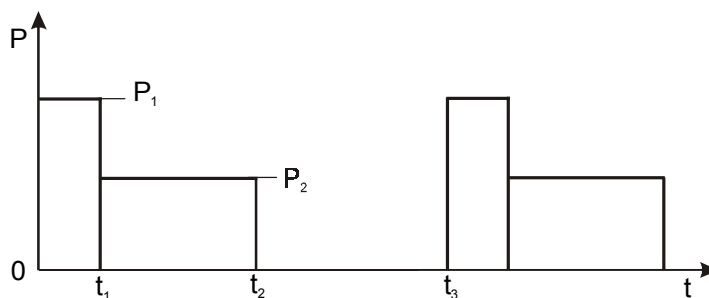
On peut effectuer un calcul exact de l'élévation de température à la fin de la  $q^{ième}$  impulsion

$$\Delta T_{vj}(t_q) = P \sum_{i=1}^n R_i \frac{1 - e^{-t_1/\tau_i}}{1 - e^{-t_2/\tau_i}} \left[ 1 - e^{-qt_2/\tau_i} \right]$$

En régime permanent, c'est-à-dire quand  $q$  tend vers l'infini (ce qui se produit toujours à la fin des impulsions):

$$\Delta T_{vj} = P \sum_{i=1}^n R_i \frac{1 - e^{-t_1/\tau_i}}{1 - e^{-t_2/\tau_i}}$$

- d) Exemple 4: Application de suites périodiques comportant diverses impulsions, par exemple conformément à la figure A.6 ci-dessous



IEC 2132/2000

**Figure A.6 – Suite périodique formée par la répétition de deux impulsions différentes**



### Method A

An approximation is recommended. Starting from a mean temperature  $\Delta T_{vjm}$  caused by the mean power loss  $P \cdot t_1/t_2$ :

$$\Delta T_{vjm} = \frac{t_1}{t_2} P \cdot Z_{th}(t_{\infty})$$

the thermal response of two consecutive pulses  $\Delta T_{vj}(t_3)$  is calculated:

$$\Delta T_{vj}(t_3) = \left[ 1 - \frac{t_1}{t_2} \right] P \cdot Z_{th}(t = t_2 + t_1) - P \cdot Z_{th}(t_2) + P \cdot Z_{th}(t_1)$$

The total is as follows:

$$\Delta T_{vj} = \Delta T_{vjm} + \Delta T_{vj}(t_3)$$

This gives a good approximation, if one of the following conditions is fulfilled:

- 1)  $Z_{th}(t_1) \geq 0,5 \cdot Z_{th}(t_{\infty})$
- 2)  $Z_{th}(t_2) - Z_{th}(t_1) \leq 0,1 \cdot Z_{th}(t_{\infty})$

### Method B

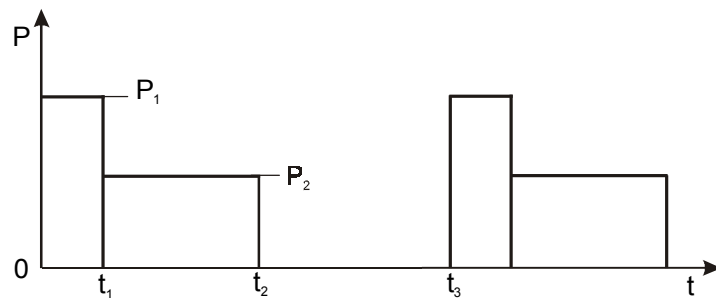
An exact calculation for the temperature rise at the end of the  $q^{\text{th}}$  pulse gives

$$\Delta T_{vj}(t_q) = P \sum_{i=1}^n R_i \frac{1 - e^{-t_1/\tau_i}}{1 - e^{-t_2/\tau_i}} \left[ 1 - e^{-qt_2/\tau_i} \right]$$

For the steady-state, i.e. when  $q$  goes to infinity (which always occurs at the end of the pulses):

$$\Delta T_{vj} = P \sum_{i=1}^n R_i \frac{1 - e^{-t_1/\tau_i}}{1 - e^{-t_2/\tau_i}}$$

- d) Example 4: Load by a periodic sequence of various pulses, e.g. according to figure A.6 below



IEC 2132/2000

Figure A.6 – Periodic sequence, each consisting of two different pulses

**Méthode A**

Il est recommandé de faire une approximation semblable à celle de l'exemple 3. A partir de l'élévation moyenne de température:

$$\Delta T_{vjm} = \frac{1}{t_3} [t_1 P_1 + (t_2 - t_1) P_2] \cdot Z_{th}(t_\infty)$$

on calcule la réponse thermique  $\Delta T_{vj}(t = t_3 + t_2)$  de deux suites consécutives:

$$\Delta T_{vj}(t = t_3 + t_2) = \left[ P_1 - \frac{1}{t_3} \{t_1 P_1 + (t_2 - t_1) P_2\} \right] \cdot Z_{th}(t = t_3 + t_2) - \frac{(P_1 - P_2)}{(P_1)} \cdot Z_{th}(t = t_3 + t_2 - t_1) - P_2 \cdot Z_{th}(t_3) + (P_1) \cdot Z_{th}(t_2) + (P_1 - P_2) \cdot Z_{th}(t = t_2 - t_1)$$

On a au total:

$$\Delta T_{vj} = \Delta T_{vjm} + \Delta T_{vj}(t = t_3 + t_2)$$

**Méthode B**

On peut effectuer un calcul exact de l'élévation de température dans la  $q^{ième}$  suite:

$$\Delta T_{vj}(q \cdot t_3) = P_1 \sum_{i=1}^n R_i \frac{\left[ 1 - e^{-t_1/\tau_i} \right] e^{-(t_2 - t_1)/\tau_i} \left[ 1 - e^{-qt_3/\tau_i} \right]}{1 - e^{-t_3/\tau_i}} + P_2 \sum_{i=1}^n R_i \frac{1 - e^{-(t_2 - t_1)/\tau_i}}{1 - e^{-t_3/\tau_i}} \left[ 1 - e^{-qt_3/\tau_i} \right]$$

En régime permanent, c'est-à-dire lorsque  $q$  tend vers l'infini (ce qui se produit toujours à la fin de la deuxième impulsion):

$$\Delta T_{vj} = P_1 \sum_{i=1}^n R_i \frac{\left[ 1 - e^{-t_1/\tau_i} \right] e^{-(t_2 - t_1)/\tau_i}}{1 - e^{-t_3/\tau_i}} + P_2 \sum_{i=1}^n R_i \frac{1 - e^{-(t_2 - t_1)/\tau_i}}{1 - e^{-t_3/\tau_i}}$$

**e) Superpositions supplémentaires**

Pour tous les exemples, des superpositions supplémentaires peuvent être envisagées si le thyristor fonctionne à des fréquences de commutation inférieures à 200 Hz

Deux cas peuvent être considérés:

- 1) Impulsions appliquées en permanence. Dans ce cas, l'élévation de température calculée  $\Delta T_{vj}$  s'ajoute à l'élévation de température en régime permanent  $\Delta T_{vjst}$ :

$$\Delta T_{vjst} = P_{st} \cdot Z_{th}(t_\infty) = P_{st} \cdot \sum_{i=1}^n R_i$$

**Method A**

An approximation similar to example 3 is recommended. Starting from the mean temperature rise:

$$\Delta T_{vj\text{m}} = \frac{1}{t_3} [t_1 P_1 + (t_2 - t_1) P_2] \cdot Z_{\text{th}}(t_{\infty})$$

the thermal response  $\Delta T_{vj}(t = t_3 + t_2)$  is calculated:

$$\Delta T_{vj}(t = t_3 + t_2) = \left[ P_1 - \frac{1}{t_3} \{t_1 P_1 + (t_2 - t_1) P_2\} \right] \cdot Z_{\text{th}}(t = t_3 + t_2) - \frac{(P_1 - P_2)}{t_3} \cdot Z_{\text{th}}(t = t_3 + t_2 - t_1) - P_2 \cdot Z_{\text{th}}(t_3) + (P_1) \cdot Z_{\text{th}}(t_2) + (P_1 - P_2) \cdot Z_{\text{th}}(t = t_2 - t_1)$$

The total is then

$$\Delta T_{vj} = \Delta T_{vj\text{m}} + \Delta T_{vj}(t = t_3 + t_2)$$

**Method B**

An exact calculation for the temperature rise in the  $q^{\text{th}}$  sequence is possible:

$$\Delta T_{vj}(q \cdot t_3) = P_1 \sum_{i=1}^n R_i \frac{\left[ 1 - e^{-t_1/\tau_i} \right] e^{-(t_2 - t_1)/\tau_i} \left[ 1 - e^{-qt_3/\tau_i} \right]}{1 - e^{-t_3/\tau_i}} + P_2 \sum_{i=1}^n R_i \frac{1 - e^{-(t_2 - t_1)/\tau_i}}{1 - e^{-t_3/\tau_i}} \left[ 1 - e^{-qt_3/\tau_i} \right]$$

For the steady state, i.e. when  $q$  goes to infinity (which always occurs at the end of the second pulse):

$$\Delta T_{vj} = P_1 \sum_{i=1}^n R_i \frac{\left[ 1 - e^{-t_1/\tau_i} \right] e^{-(t_2 - t_1)/\tau_i}}{1 - e^{-t_3/\tau_i}} + P_2 \sum_{i=1}^n R_i \frac{1 - e^{-(t_2 - t_1)/\tau_i}}{1 - e^{-t_3/\tau_i}}$$

**e) Additional superpositions**

For all examples additional superpositions can be considered if the thyristor is operated at switching frequencies below 200 Hz.

Two cases are to be distinguished:

- 1) Steady-state load. In this case, the calculated temperature rise  $\Delta T_{vj}$  is superimposed to a steady-state temperature rise  $\Delta T_{vj\text{st}}$ :

$$\Delta T_{vj\text{st}} = P_{\text{st}} \cdot Z_{\text{th}}(t_{\infty}) = P_{\text{st}} \cdot \sum_{i=1}^n R_i$$

où  $P_{st}$  est la puissance dissipée en régime permanent. L'élévation totale de température est alors:

$$\Delta T_{vjst} + \Delta T_{vj}$$

- 2) Série d'impulsions. Chaque série d'impulsions peut consister en une suite d'impulsions de fréquence élevée, par exemple la fréquence du secteur. Dans ce cas, il se produit une oscillation supplémentaire de la température virtuelle. Pour pouvoir calculer la valeur maximale de cette oscillation de la température, il faut un terme supplémentaire. Ce terme peut provenir de l'exemple 3.

*Méthode A*

Le terme nécessaire s'obtient de la même façon que  $\Delta T_{vj}(t_3)$  de l'exemple 3.

*Méthode B*

Les constantes  $R_i$  peuvent être remplacées par  $R_i'$ :

$$R_i' = R_i \frac{1 - e^{-t_1 / \tau_i}}{1 - e^{-t_2 / \tau_i}}$$

où  $t_1$  est la durée de l'impulsion et  $t_2$  est la valeur réciproque de la vitesse de répétition de la fréquence élevée.

where  $P_{st}$  is the steady-state power dissipation. The calculated temperature rise is then:

$$\Delta T_{vjst} + \Delta T_{vj}$$

- 2) Load pulses. Every load pulse can consist of a pulse sequence of higher frequency. e.g. line frequency. In this case, an additional oscillation of the virtual junction temperature occurs. To calculate the maximum of this temperature oscillation, an additional term is required. This term can be derived from example 3.

*Method A*

The required term is formed in the same manner as  $\Delta T_{vj}(t_3)$  in example 3.

*Method B*

The constants  $R_i$  can be replaced by  $R_i'$ :

$$R_i' = R_i \frac{1 - e^{-t_1 / \tau_i}}{1 - e^{-t_2 / \tau_i}}$$

where  $t_1$  is the pulse duration and  $t_2$  the reciprocal repetition rate of the higher frequency.

Tableau A.1 – Équations de calcul de l'augmentation de température virtuelle de jonction pour certaines conditions de charges typiques

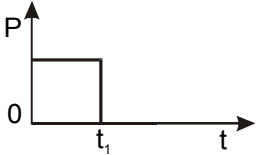
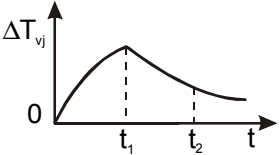
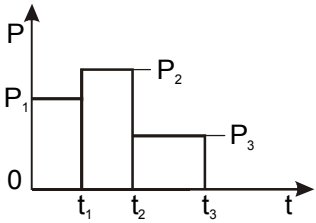
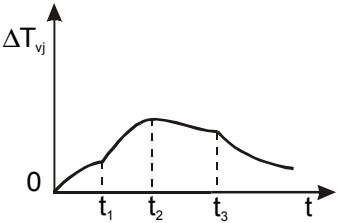
Condition de charge	Réponse thermique	Méthodes de calcul	
		Méthode A	Méthode B
Impulsion unique 		$\Delta T_{vj}(t_1) = P \cdot Z_{th}(t_1)$ $\Delta T_{vj}(t_2) = P \cdot Z_{th}(t_2) - P \cdot Z_{th}(t = t_2 - t_1)$	$\Delta T_{vj}(t_1) = P \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-t_1/\tau_i}]$ $\Delta T_{vj}(t_2) = P \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-t_2/\tau_i}] - P \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-(t_2-t_1)/\tau_i}]$
Suite unique de trois impulsions 		$\Delta T_{vj}(t_1) = P_1 \cdot Z_{th}(t_1)$ $\Delta T_{vj}(t_2) = P_1 \cdot Z_{th}(t_2) + (P_2 - P_1) \cdot Z_{th}(t = t_2 - t_1)$ $\Delta T_{vj}(t_3) = P_1 \cdot Z_{th}(t_3) + (P_2 - P_1) \cdot Z_{th}(t = t_3 - t_1) + (P_3 - P_2) \cdot Z_{th}(t = t_3 - t_2)$	$\Delta T_{vj}(t_1) = P_1 \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-t_1/\tau_i}]$ $\Delta T_{vj}(t_2) = P_1 \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-t_2/\tau_i}] + (P_2 - P_1) \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-(t_2-t_1)/\tau_i}]$ $\Delta T_{vj}(t_3) = P_1 \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-t_3/\tau_i}] + (P_2 - P_1) \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-(t_3-t_1)/\tau_i}] + (P_3 - P_2) \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-(t_3-t_2)/\tau_i}]$
Suite unique de Q impulsions $P_0 = 0$ $t_0 = 0$		$\Delta T_{vj}(t_Q) = \sum_{q=1}^Q (P_q - P_{q-1}) \cdot Z_{th}(t = t_Q - t_{q-1})$	$\Delta T_{vj}(t_Q) = \sum_{q=1}^Q (P_q - P_{q-1}) \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-(t_Q - t_{q-1})/\tau_i}]$

Table A.1 – Equations for calculating the virtual junction temperature rise for some typical load variations

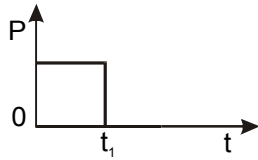
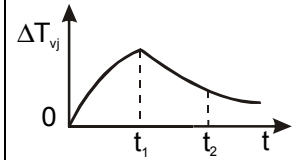
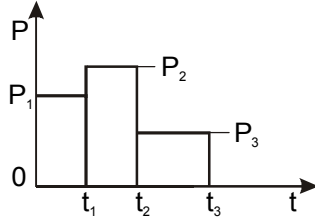
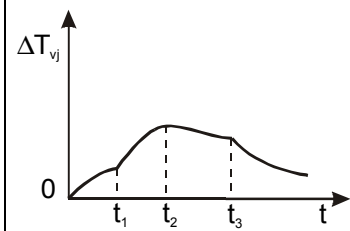
Load condition	Thermal response	Calculation methods	
		Method A	Method B
<p>Single pulse</p> 		$\Delta T_{vj}(t_1) = P \cdot Z_{th}(t_1)$ $\Delta T_{vj}(t_2) = P \cdot Z_{th}(t_2) - P \cdot Z_{th}(t = t_2 - t_1)$	$\Delta T_{vj}(t_1) = P \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-t_1/\tau_i}]$ $\Delta T_{vj}(t_2) = P \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-t_2/\tau_i}] - P \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-(t_2-t_1)/\tau_i}]$
<p>Single sequence of three pulses</p> 		$\Delta T_{vj}(t_1) = P_1 \cdot Z_{th}(t_1)$ $\Delta T_{vj}(t_2) = P_1 \cdot Z_{th}(t_2) + (P_2 - P_1) \cdot Z_{th}(t = t_2 - t_1)$ $\Delta T_{vj}(t_3) = P_1 \cdot Z_{th}(t_3) + (P_2 - P_1) \cdot Z_{th}(t = t_3 - t_1) + (P_3 - P_2) \cdot Z_{th}(t = t_3 - t_2)$	$\Delta T_{vj}(t_1) = P_1 \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-t_1/\tau_i}]$ $\Delta T_{vj}(t_2) = P_1 \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-t_2/\tau_i}] + (P_2 - P_1) \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-(t_2-t_1)/\tau_i}]$ $\Delta T_{vj}(t_3) = P_1 \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-t_3/\tau_i}] + (P_2 - P_1) \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-(t_3-t_1)/\tau_i}] + (P_3 - P_2) \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-(t_3-t_2)/\tau_i}]$
<p>Single sequence of Q pulses</p> $P_0 = 0 \quad t_0 = 0$		$\Delta T_{vj}(t_Q) = \sum_{q=1}^Q (P_q - P_{q-1}) \cdot Z_{th}(t = t_Q - t_{q-1})$	$\Delta T_{vj}(t_Q) = \sum_{q=1}^Q (P_q - P_{q-1}) \cdot \sum_{i=1}^n R_i [1 - e^{-(t_Q - t_{q-1})/\tau_i}]$

Tableau A.1 (suite)

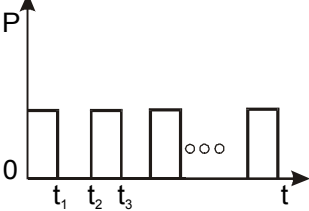
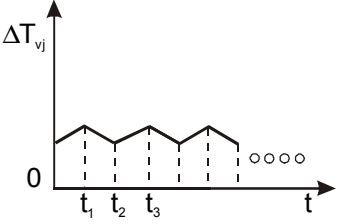
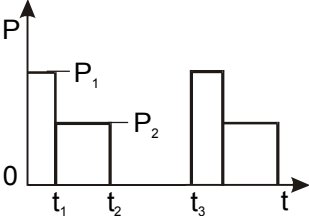
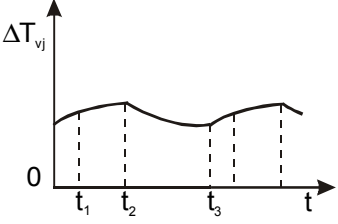
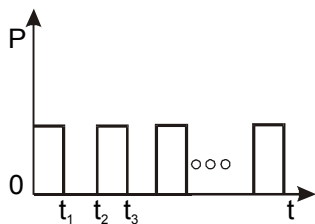
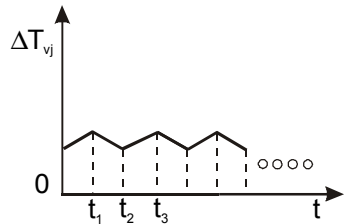
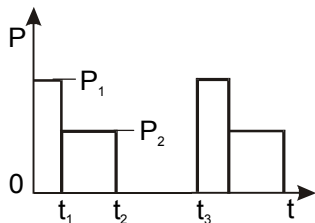
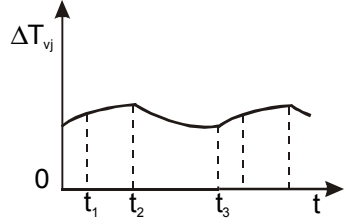
Condition de charge	Réponse thermique	Méthodes de calcul	
		Méthode A	Méthode B
<p>Suite périodique d'impulsions semblables</p> 		$\Delta T_{vj} = \Delta T_{vjm} + \Delta T_{vj}(t_3)$ $\Delta T_{vjm} = \frac{t_1}{t_2} P \cdot Z_{th}(t_\infty)$ $\Delta T_{vj}(t_3) = \left(1 - \frac{t_1}{t_2}\right) P \cdot Z_{th}(t = t_2 + t_1) - P \cdot Z_{th}(t_2) + P \cdot Z_{th}(t_1)$	$\Delta T_{vj} = P \cdot \sum_{i=1}^n R_i \frac{1 - e^{-t_1/\tau_i}}{1 - e^{-t_2/\tau_i}}$
<p>Suite périodique comportant chacune deux impulsions différentes</p> 		$\Delta T_{vj} = \Delta T_{vjm} + \Delta T_{vj}(t = t_3 + t_2)$ $\Delta T_{vjm} = \frac{1}{t_3} [t_1 P_1 + (t_2 - t_1) P_2] \cdot Z_{th}(t_\infty)$ $\Delta T_{vj}(t = t_3 + t_2) = \left[ P_1 - \frac{1}{t_3} \{t_1 P_1 + (t_2 - t_1) P_2\} \right] \cdot Z_{th}(t = t_3 + t_2) - (P_1 - P_2) \cdot Z_{th}(t = t_3 + t_2 - t_1) - P_2 \cdot Z_{th}(t_3) + P_1 \cdot Z_{th}(t_2) + (P_1 - P_2) Z_{th}(t = t_2 - t_1)$	$\Delta T_{vj} = P_1 \cdot \sum_{i=1}^n R_i \frac{(1 - e^{-t_1/\tau_i}) \cdot e^{-(t_2 - t_1)/\tau_i}}{1 - e^{-t_3/\tau_i}} + P_2 \cdot \sum_{i=1}^n R_i \frac{1 - e^{-(t_2 - t_1)/\tau_i}}{1 - e^{-t_3/\tau_i}}$



Table A.1 (continued)

Load condition	Thermal response	Calculation methods	
		Method A	Method B
<p>Periodical sequence of homogeneous pulses</p> 		$\Delta T_{vj} = \Delta T_{vjm} + \Delta T_{vj}(t_3)$ $\Delta T_{vjm} = \frac{t_1}{t_2} P \cdot Z_{th}(t_\infty)$ $\Delta T_{vj}(t_3) = \left(1 - \frac{t_1}{t_2}\right) P \cdot Z_{th}(t = t_2 + t_1) - P \cdot Z_{th}(t_2) + P \cdot Z_{th}(t_1)$	$\Delta T_{vj} = P \cdot \sum_{i=1}^n R_i \frac{1 - e^{-t_1/\tau_i}}{1 - e^{-t_2/\tau_i}}$
<p>Periodical sequence, each consisting of two different pulses</p> 		$\Delta T_{vj} = \Delta T_{vjm} + \Delta T_{vj}(t = t_3 + t_2)$ $\Delta T_{vjm} = \frac{1}{t_3} [t_1 P_1 + (t_2 - t_1) P_2] \cdot Z_{th}(t_\infty)$ $\Delta T_{vj}(t = t_3 + t_2) = \left[ P_1 - \frac{1}{t_3} \{t_1 P_1 + (t_2 - t_1) P_2\} \right] \cdot Z_{th}(t = t_3 + t_2) - (P_1 - P_2) \cdot Z_{th}(t = t_3 + t_2 - t_1) - P_2 \cdot Z_{th}(t_3) + P_1 \cdot Z_{th}(t_2) + (P_1 - P_2) Z_{th}(t = t_2 - t_1)$	$\Delta T_{vj} = P_1 \cdot \sum_{i=1}^n R_i \frac{(1 - e^{-t_1/\tau_i}) \cdot e^{-(t_2 - t_1)/\tau_i}}{1 - e^{-t_3/\tau_i}} + P_2 \cdot \sum_{i=1}^n R_i \frac{1 - e^{-(t_2 - t_1)/\tau_i}}{1 - e^{-t_3/\tau_i}}$

LICENSED TO MECON Limited. - RANCHI/BANGALORE  
FOR INTERNAL USE AT THIS LOCATION ONLY, SUPPLIED BY BOOK SUPPLY BUREAU.



Standards Survey

The IEC would like to offer you the best quality standards possible. To make sure that we continue to meet your needs, your feedback is essential. Would you please take a minute to answer the questions overleaf and fax them to us at +41 22 919 03 00 or mail them to the address below. Thank you!

Customer Service Centre (CSC)

**International Electrotechnical Commission**

3, rue de Varembé  
1211 Genève 20  
Switzerland

or

Fax to: **IEC/CSC** at +41 22 919 03 00

Thank you for your contribution to the standards-making process.

**A Prioritaire**

Nicht frankieren  
Ne pas affranchir



Non affrancare  
No stamp required

**RÉPONSE PAYÉE**

**SUISSE**

Customer Service Centre (CSC)  
**International Electrotechnical Commission**  
3, rue de Varembé  
1211 GENEVA 20  
Switzerland



**Q1** Please report on **ONE STANDARD** and **ONE STANDARD ONLY**. Enter the exact number of the standard: (e.g. 60601-1-1)

.....

**Q2** Please tell us in what capacity(ies) you bought the standard (tick all that apply). I am the/a:

- purchasing agent
- librarian
- researcher
- design engineer
- safety engineer
- testing engineer
- marketing specialist
- other.....

**Q3** I work for/in/as a: (tick all that apply)

- manufacturing
- consultant
- government
- test/certification facility
- public utility
- education
- military
- other.....

**Q4** This standard will be used for: (tick all that apply)

- general reference
- product research
- product design/development
- specifications
- tenders
- quality assessment
- certification
- technical documentation
- thesis
- manufacturing
- other.....

**Q5** This standard meets my needs: (tick one)

- not at all
- nearly
- fairly well
- exactly

**Q6** If you ticked NOT AT ALL in Question 5 the reason is: (tick all that apply)

- standard is out of date
- standard is incomplete
- standard is too academic
- standard is too superficial
- title is misleading
- I made the wrong choice
- other .....

**Q7** Please assess the standard in the following categories, using the numbers:

- (1) unacceptable,
- (2) below average,
- (3) average,
- (4) above average,
- (5) exceptional,
- (6) not applicable

- timeliness.....
- quality of writing.....
- technical contents.....
- logic of arrangement of contents .....
- tables, charts, graphs, figures.....
- other .....

**Q8** I read/use the: (tick one)

- French text only
- English text only
- both English and French texts

**Q9** Please share any comment on any aspect of the IEC that you would like us to know:

.....  
 .....  
 .....  
 .....  
 .....  
 .....  
 .....  
 .....  
 .....  
 .....





Enquête sur les normes

La CEI ambitionne de vous offrir les meilleures normes possibles. Pour nous assurer que nous continuons à répondre à votre attente, nous avons besoin de quelques renseignements de votre part. Nous vous demandons simplement de consacrer un instant pour répondre au questionnaire ci-après et de nous le retourner par fax au +41 22 919 03 00 ou par courrier à l'adresse ci-dessous. Merci !

Centre du Service Clientèle (CSC)

**Commission Electrotechnique Internationale**

3, rue de Varembé  
1211 Genève 20  
Suisse

ou

Télécopie: **CEI/CSC** +41 22 919 03 00

Nous vous remercions de la contribution que vous voudrez bien apporter ainsi à la Normalisation Internationale.

**A Prioritaire**

Nicht frankieren  
Ne pas affranchir



Non affrancare  
No stamp required

**RÉPONSE PAYÉE**

**SUISSE**

Centre du Service Clientèle (CSC)  
**Commission Electrotechnique Internationale**  
3, rue de Varembé  
1211 GENÈVE 20  
Suisse



**Q1** Veuillez ne mentionner qu'**UNE SEULE NORME** et indiquer son numéro exact:  
(ex. 60601-1-1)  
.....

**Q2** En tant qu'acheteur de cette norme, quelle est votre fonction?  
(cochez tout ce qui convient)  
Je suis le/un:

- agent d'un service d'achat
- bibliothécaire
- chercheur
- ingénieur concepteur
- ingénieur sécurité
- ingénieur d'essais
- spécialiste en marketing
- autre(s).....

**Q3** Je travaille:  
(cochez tout ce qui convient)

- dans l'industrie
- comme consultant
- pour un gouvernement
- pour un organisme d'essais/  
certification
- dans un service public
- dans l'enseignement
- comme militaire
- autre(s).....

**Q4** Cette norme sera utilisée pour/comme  
(cochez tout ce qui convient)

- ouvrage de référence
- une recherche de produit
- une étude/développement de produit
- des spécifications
- des soumissions
- une évaluation de la qualité
- une certification
- une documentation technique
- une thèse
- la fabrication
- autre(s).....

**Q5** Cette norme répond-elle à vos besoins:  
(une seule réponse)

- pas du tout
- à peu près
- assez bien
- parfaitement

**Q6** Si vous avez répondu PAS DU TOUT à Q5, c'est pour la/les raison(s) suivantes:  
(cochez tout ce qui convient)

- la norme a besoin d'être révisée
- la norme est incomplète
- la norme est trop théorique
- la norme est trop superficielle
- le titre est équivoque
- je n'ai pas fait le bon choix
- autre(s) .....

**Q7** Veuillez évaluer chacun des critères ci-dessous en utilisant les chiffres  
(1) inacceptable,  
(2) au-dessous de la moyenne,  
(3) moyen,  
(4) au-dessus de la moyenne,  
(5) exceptionnel,  
(6) sans objet

- publication en temps opportun .....
- qualité de la rédaction.....
- contenu technique .....
- disposition logique du contenu .....
- tableaux, diagrammes, graphiques,  
figures .....
- autre(s) .....

**Q8** Je lis/utilise: (une seule réponse)

- uniquement le texte français
- uniquement le texte anglais
- les textes anglais et français

**Q9** Veuillez nous faire part de vos observations éventuelles sur la CEI:

.....  
.....  
.....  
.....  
.....  
.....



LICENSED TO MECON Limited. - RANCHI/BANGALORE  
FOR INTERNAL USE AT THIS LOCATION ONLY, SUPPLIED BY BOOK SUPPLY BUREAU.

ISBN 2-8318-5487-3



9 782831 854878

---

ICS 31.080.20

---