

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



Power losses in voltage sourced converter (VSC) valves for high-voltage direct current (HVDC) systems –

Part 2: Modular multilevel converters

Pertes de puissance dans les valves à convertisseur de source de tension (VSC) des systèmes en courant continu à haute tension (CCHT) –

Partie 2: Convertisseurs multiniveaux modulaires



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2014 IEC, Geneva, Switzerland

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

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

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

Tel.: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00
info@iec.ch
www.iec.ch

About the IEC

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

About IEC publications

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

IEC Catalogue - webstore.iec.ch/catalogue

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

IEC publications search - www.iec.ch/searchpub

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

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

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

Electropedia - www.electropedia.org

The world's leading online dictionary of electronic and electrical terms containing more than 30 000 terms and definitions in English and French, with equivalent terms in 14 additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary (IEV) online.

IEC Glossary - std.iec.ch/glossary

More than 55 000 electrotechnical terminology entries in English and French extracted from the Terms and Definitions clause of IEC publications issued since 2002. Some entries have been collected from earlier publications of IEC TC 37, 77, 86 and CISPR.

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

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

A propos de l'IEC

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

A propos des publications IEC

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

Catalogue IEC - webstore.iec.ch/catalogue

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

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

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

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

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

Electropedia - www.electropedia.org

Le premier dictionnaire en ligne de termes électroniques et électriques. Il contient plus de 30 000 termes et définitions en anglais et en français, ainsi que les termes équivalents dans 14 langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International (IEV) en ligne.

Glossaire IEC - std.iec.ch/glossary

Plus de 55 000 entrées terminologiques électrotechniques, en anglais et en français, extraites des articles Termes et Définitions des publications IEC parues depuis 2002. Plus certaines entrées antérieures extraites des publications des CE 37, 77, 86 et CISPR de l'IEC.

Service Clients - webstore.iec.ch/csc

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



IEC 62751-2

Edition 1.0 2014-08

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



**Power losses in voltage sourced converter (VSC) valves for high-voltage direct current (HVDC) systems –
Part 2: Modular multilevel converters**

**Pertes de puissance dans les valves à convertisseur de source de tension (VSC) des systèmes en courant continu à haute tension (CCHT) –
Partie 2: Convertisseurs multiniveaux modulaires**

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

PRICE CODE
CODE PRIX

XA

ICS 29.200; 29.240

ISBN 978-2-8322-1836-5

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

CONTENTS

FOREWORD.....	5
1 Scope.....	7
2 Normative references	7
3 Terms, definitions, symbols and abbreviated terms.....	7
3.1 Terms and definitions.....	8
3.2 Symbols and abbreviated terms	9
3.2.1 Valve and simulation data.....	9
3.2.2 Semiconductor device characteristics	10
3.2.3 Other component characteristics.....	10
3.2.4 Operating parameters	10
3.2.5 Loss parameters.....	11
4 General conditions.....	11
4.1 General.....	11
4.2 Principles for loss determination	12
4.3 Categories of valve losses	12
4.4 Loss calculation method.....	13
4.5 Input parameters.....	13
4.5.1 General	13
4.5.2 Input data for numerical simulations	13
4.5.3 Input data coming from numerical simulations	14
4.5.4 Converter station data	14
4.5.5 Operating conditions.....	15
5 Conduction losses	15
5.1 General.....	15
5.2 IGBT conduction losses	16
5.3 Diode conduction losses	17
5.4 Other conduction losses.....	18
6 DC voltage-dependent losses	19
7 Losses in d.c. capacitors of the valve	19
8 Switching losses.....	20
8.1 General.....	20
8.2 IGBT switching losses.....	20
8.3 Diode switching losses.....	21
9 Other losses	21
9.1 Snubber circuit losses.....	21
9.2 Valve electronics power consumption.....	22
9.2.1 General	22
9.2.2 Power supply from off-state voltage across each IGBT	23
9.2.3 Power supply from the d.c. capacitor	23
10 Total valve losses per HVDC substation	24
Annex A (informative) Description of power loss mechanisms in MMC valves	26
A.1 Introduction to MMC Converter topology	26
A.2 Valve voltage and current stresses	29
A.2.1 Simplified analysis with voltage and current in phase.....	29
A.2.2 Generalised analysis with voltage and current out of phase	30

A.2.3	Effects of third harmonic injection	31
A.3	Conduction losses in MMC building blocks	32
A.3.1	Description of conduction paths	32
A.3.2	Conduction losses in semiconductors	38
A.3.3	MMC building block d.c. capacitor losses	42
A.3.4	Other conduction losses	42
A.4	Switching losses	42
A.4.1	Description of state changes	42
A.4.2	Analysis of state changes during cycle	44
A.4.3	Worked example of switching losses	44
A.5	Other losses	47
A.5.1	Snubber losses	47
A.5.2	DC voltage-dependent losses	47
A.5.3	Valve electronics power consumption	50
A.6	Application to other variants of valve	52
A.6.1	General	52
A.6.2	Two-level full-bridge MMC building block	52
A.6.3	Multi-level MMC building blocks	53
	Bibliography	55
	Figure 1 – Two basic versions of MMC building block designs	15
	Figure 2 – Conduction paths in MMC building blocks	16
	Figure A.1 – Phase unit of the modular multi-level converter (MMC) in basic half- bridge, two-level arrangement, with submodules	27
	Figure A.2 – Phase unit of the cascaded two-level converter (CTL) in half-bridge form	28
	Figure A.3 – Basic operation of the MMC converters	29
	Figure A.4 – MMC converters showing composition of valve current	30
	Figure A.5 – Phasor diagram showing a.c. system voltage, converter a.c. voltage and converter a.c. current	31
	Figure A.6 – Effect of 3 rd harmonic injection on converter voltage and current	32
	Figure A.7 – Two functionally equivalent variants of a “half-bridge”, two-level MMC building block	33
	Figure A.8 – Conducting states in “half-bridge”, two-level MMC building block	34
	Figure A.9 – Typical patterns of conduction for inverter operation (left) and rectifier operation (right)	35
	Figure A.10 – Example of converter with only one MMC building block per valve to illustrate switching behaviour	36
	Figure A.11 – Inverter operation example of switching events	36
	Figure A.12 – Rectifier operation example of switching events	37
	Figure A.13 – Valve current and mean rectified valve current	39
	Figure A.14 – IGBT and diode switching energy as a function of collector current	43
	Figure A.15 – Valve voltage, current and switching behaviour for a hypothetical MMC valve consisting of 5 submodules	45
	Figure A.16 – Power supply from IGBT terminals	50
	Figure A.17 – Power supply from IGBT terminals in cell	51
	Figure A.18 – Power supply from d.c. capacitor in submodule	52
	Figure A.19 – One “full-bridge”, two-level MMC building block	52

Figure A.20 – Four possible variants of three-level MMC building block	54
Table 1 – Contributions to valve losses in different operating modes	25
Table A.1 – Hard switching events	42
Table A.2 – Soft switching events	44
Table A.3 – Summary of switching events from Figure A.15	46

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**POWER LOSSES IN VOLTAGE SOURCED
CONVERTER (VSC) VALVES FOR HIGH-VOLTAGE
DIRECT CURRENT (HVDC) SYSTEMS –**

Part 2: Modular multilevel converters

FOREWORD

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

International Standard IEC 62751-2 has been prepared by subcommittee 22F: Power electronics for electrical transmission and distribution systems, of IEC technical committee 22: Power electronic systems and equipment.

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

CDV	Report on voting
22F/303/CDV	22F/322A/RVC

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

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

A list of all parts in the IEC 62751series, published under the general title *Power losses in voltage sourced converter (VSC) valves for high-voltage direct current (HVDC) systems*, can be found on the IEC website.

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

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

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

POWER LOSSES IN VOLTAGE SOURCED CONVERTER (VSC) VALVES FOR HIGH-VOLTAGE DIRECT CURRENT (HVDC) SYSTEMS –

Part 2: Modular multilevel converters

1 Scope

This part of IEC 62751 gives the detailed method to be adopted for calculating the power losses in the valves for an HVDC system based on the “modular multi-level converter”, where each valve in the converter consists of a number of self-contained, two-terminal controllable voltage sources connected in series. It is applicable both for the cases where each modular cell uses only a single turn-off semiconductor device in each switch position, and the case where each switch position consists of a number of turn-off semiconductor devices in series (topology also referred to as “cascaded two-level converter”). The main formulae are given for the two-level “half-bridge” configuration but guidance is also given in Annex A as to how to extend the results to certain other types of MMC building block configuration.

The standard is written mainly for insulated gate bipolar transistors (IGBTs) but may also be used for guidance in the event that other types of turn-off semiconductor devices are used.

Power losses in other items of equipment in the HVDC station, apart from the converter valves, are excluded from the scope of this standard.

This standard does not apply to converter valves for line-commutated converter HVDC systems.

2 Normative references

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

IEC 60633, *Terminology for high-voltage direct-current (HVDC) transmission*

IEC 62747, *Terminology for voltage-sourced converters (VSC) for high-voltage direct current (HVDC) systems*

IEC 62751-1:2014, *Power losses in voltage sourced converter (VSC) valves for high-voltage direct current (HVDC) systems – Part 1: General requirements*

ISO/IEC Guide 98-3, *Uncertainty of measurement – Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM:1995)*

3 Terms, definitions, symbols and abbreviated terms

For the purposes of this document, the terms and definitions given in IEC 60633, IEC 62747, IEC 62751-1, as well as the following apply.

3.1 Terms and definitions

3.1.1

modular multi-level converter

MMC

multi-level converter in which each VSC valve consists of a number of MMC building blocks connected in series

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

3.1.2

MMC building block

self-contained, two-terminal controllable voltage source together with d.c. capacitor(s) and immediate auxiliaries, forming part of a MMC

3.1.3

IGBT-diode pair

arrangement of IGBT and free-wheeling diode connected in inverse parallel

3.1.4

switch position

semiconductor function which behaves as a single, indivisible switch

Note 1 to entry: A switch position may consist of a single IGBT-diode pair or, in the case of the cascaded two level converter, a series connection of multiple IGBT-diode pairs.

3.1.5

cascaded two-level converter

CTL

modular multi-level converter in which each switch position consists of more than one IGBT-diode pair connected in series

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

3.1.6

submodule

MMC building block where each switch position consists of only one IGBT-diode pair

3.1.7

cell

MMC building block where each switch position consists of more than one IGBT-diode pair connected in series

3.1.8

turn-off semiconductor device

controllable semiconductor device which may be turned on and off by a control signal, for example an IGBT

3.1.9

insulated gate bipolar transistor

IGBT

turn-off semiconductor device with three terminals: a gate terminal (G) and two load terminals emitter (E) and collector (C)

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

3.1.10

operating state

condition in which the HVDC substation is energized and the converters are de-blocked

Note 1 to entry: Unlike line-commutated converter, VSC can operate with zero active/reactive power output.

3.1.11

no-load operating state

condition in which the HVDC substation is energized but the IGBTs are blocked and all necessary substation service loads and auxiliary equipment are connected

3.1.12

idling operating state

condition in which the HVDC substation is energized and the IGBTs are de-blocked but with no active or reactive power output at the point of common connection to the a.c. network

Note 1 to entry: The “idling operating” and “no-load” conditions are similar but from the no-load state, several seconds may be needed before power can be transmitted, while from the idling operating state, power transmission may be commenced almost immediately (less than 3 power frequency cycles).

Note 2 to entry: In the idling operating state, the converter is capable of actively controlling the d.c. voltage, in contrast to the no-load state where the behavior of the converter is essentially “passive”.

Note 3 to entry: Losses will generally be slightly lower in the no-load state than in the idling operating state, therefore this operating mode is preferred where the arrangement of the VSC system permits it.

3.1.13

modulation index of PWM converters

M

ratio of the peak line to ground a.c. converter voltage, to half of the converter d.c. terminal to terminal voltage

$$M = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{c1}}{\sqrt{3} \cdot \frac{U_{dc}}{2}}$$

where

U_{c1} is the r.m.s value of the fundamental frequency component of the line-to-line voltage U_c ;

U_c is the output voltage of one VSC phase unit at its a.c. terminal;

U_{dc} is the output voltage of one VSC phase unit at its d.c. terminals.

Note 1 to entry: Some sources define modulation index in a different way such that a modulation index of 1 refers to a square-wave output, which means that the modulation index can never exceed 1. The modulation index according to that definition is given simply by $M \cdot (\pi/4)$. However, that definition is relevant mainly to two-level converters using PWM.

3.2 Symbols and abbreviated terms

3.2.1 Valve and simulation data

N_{tc}	number of MMC building blocks per valve
N_c	number of series-connected semiconductor devices per switch position
N_{sr}	total number of series resistive elements contributing to conduction losses in the valve, other than in the IGBTs and diodes
N_{cv}	number of d.c. capacitors in the valve
N_s	number of switching cycles (on or off) experienced by each VSC valve level during the integration time t_i
N_{pr}	total number of parallel resistive elements contributing to d.c. voltage dependent losses in the valve
N_{sn}	number of snubber circuits per valve
t_i	integration time used in the simulation

3.2.2 Semiconductor device characteristics

V_{0T}	average IGBT threshold voltage for the relevant operating conditions
R_{0T}	average IGBT slope resistance for the relevant operating conditions, valid at the device terminals
V_{0D}	average diode threshold voltage for the relevant operating conditions
R_{0D}	average diode slope resistance for the relevant operating condition, valid at the device terminals
E_{on}	average turn-on energy dissipated in the IGBT for the relevant operating conditions
E_{off}	average turn-off energy dissipated in the IGBT(s) for the relevant operating conditions
$E_{on,T1_j,k}$	turn-on energy dissipated in IGBT T1 in the j^{th} MMC building block for the k^{th} turn-on event for the relevant operating conditions (voltage, current and junction temperature)
$E_{on,T2_j,k}$	turn-on energy dissipated in IGBT T2 in the j^{th} MMC building block for the k^{th} turn-on event for the relevant operating conditions (voltage, current and junction temperature)
$E_{off,T1_j,k}$	turn-off energy dissipated in IGBT T1 in the j^{th} MMC building block for the k^{th} turn-off event for the relevant operating conditions (voltage, current and junction temperature)
$E_{off,T2_j,k}$	turn-off energy dissipated in IGBT T2 in the j^{th} MMC building block for the k^{th} turn-off event for the relevant operating conditions (voltage, current and junction temperature)
$E_{rec,D1_j,k}$	diode recovery energy dissipated in diode D1 in the j^{th} MMC building block for the k^{th} diode turn-off event for the relevant operating conditions (voltage, current and junction temperature)
$E_{rec,D2_j,k}$	diode recovery energy dissipated in diode D2 in the j^{th} MMC building block for the k^{th} diode turn-off event for the relevant operating conditions (voltage, current and junction temperature)

3.2.3 Other component characteristics

R_{s_k}	total resistance of the k^{th} series resistive elements in the valve contributing to other conduction losses
R_{dc_k}	resistance of the k^{th} parallel resistive component in the valve
R_{ESR_j}	average equivalent series resistance of the j^{th} d.c. capacitor
$E_{sn,on_j,k}$	energy dissipated in the snubber resistor of the j^{th} snubber circuit for the k^{th} turn-on event for the relevant operating conditions (voltage, and current where relevant to the design of the snubber)
$E_{sn,off_j,k}$	energy dissipated in the snubber resistor of the j^{th} snubber circuit for the k^{th} turn-off event for the relevant operating conditions (voltage, and current where relevant to the design of the snubber)

3.2.4 Operating parameters

I_{T1av_j}	mean current of IGBT T1 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i
I_{T2av_j}	mean current of IGBT T2 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i
I_{T1rms_j}	rms current of IGBT T1 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i
I_{T2rms_j}	rms current of IGBT T2 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i

I_{D1av_j}	mean current of diode D1 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i
I_{D2av_j}	mean current of diode D2 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i
I_{D1rms_j}	rms current of diode D1 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i
I_{D2rms_j}	rms current of diode D2 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i
I_{rms_k}	rms current flowing in the k^{th} series resistive element for the relevant operating conditions
U_{rms_k}	rms value (including d.c. component) of the voltage across the k^{th} parallel resistive component in the valve
I_{crms_j}	rms current flowing in the j^{th} d.c. capacitor of the valve
$P_{GU_j,k}$	average power input to the power supply of k^{th} IGBT in j^{th} MMC building block
$p_{GU_j,k}(t)$	instantaneous power input to the power supply of k^{th} IGBT in j^{th} MMC building block
$u_{GU_j,k}(t)$	instantaneous voltage input to the power supply of k^{th} IGBT in j^{th} MMC building block
$i_{GU_j,k}(t)$	instantaneous current input to the power supply of k^{th} IGBT in j^{th} MMC building block
P_{GU_j}	average power input to the power supply in j^{th} MMC building block
$p_{GU_j}(t)$	instantaneous power input to the power supply in j^{th} MMC building block
$u_{GU_j}(t)$	instantaneous voltage input to the power supply in j^{th} MMC building block
$i_{GU_j}(t)$	instantaneous current input to the power supply in j^{th} MMC building block

3.2.5 Loss parameters

P_{V1}	IGBT conduction losses
P_{V2}	diode conduction losses
P_{V3}	other valve conduction losses
P_{V4}	d.c. voltage-dependent losses
P_{V5}	d.c. capacitor losses
P_{V6}	IGBT switching losses
P_{V7}	diode turn-off losses
P_{V8}	snubber losses
P_{V9}	valve electronics power consumption
P_{Vt}	total valve losses

4 General conditions

4.1 General

Modular multi-level converters (MMC) are a family of converters in which each valve forms a controllable voltage source. The converter a.c. voltage is synthesized by switching large numbers of relatively small, self-contained, two-terminal controllable voltage sources at different times, thereby obtaining a high-quality converter waveform with low switching losses and therefore a high overall efficiency. The MMC building blocks from which the overall converter is built up may use multiple IGBT-diode pairs connected in series (in which case the converter is referred to as the “Cascaded two level converter”, CTLC) or only a single IGBT-diode pair per switch position. A detailed description of these types of converter is beyond the scope of this standard; however, Annex A includes a general description of the operation of the MMC (see also IEC TR 62543).

4.2 Principles for loss determination

Theoretically, the losses of a converter station can be determined either by direct measurements of the input and output powers or by means of component characteristics, using suitable mathematical models of the individual components of a converter. The selection of the principle under which the losses are to be determined shall take into consideration the uncertainties.

The overall uncertainty of the value of losses is an important parameter for a converter and for a converter station since it is used to compare investment cost to capitalised cost over the life-time of the converter station. To ensure that estimates are undisputed, adherence to the provisions of this standard and the provisions of ISO/IEC Guide 98-3 is indispensable. All measurements shall furthermore be traceable to national and/or international standards of measurement.

As mentioned above, a determination of the losses of a converter station could in principle be performed by making a direct measurement a.c. and d.c. side power. The difference between these two power values is however small, and a good accuracy will be very difficult to reach. In practice this measurement would require the use of state-of-the-art measurement equipment that rivals the best equipment available at national metrology institutes, equipment that is not intended for on-site use. While not impossible, this method is unlikely to be used.

In rare cases, where there are two converters in a substation, there may be an opportunity to connect the two converters in a temporary back-to-back configuration and circulate d.c. power between them, with their total loss being supplied by the a.c. grid. This loss can be measured, using standard energy meters and voltage transformers, but with special current transformers that have a rated current that is on the order of 5 % to 10 % of the normal operating current of the converters in order to reach sufficient accuracy at the power levels to be measured. In order to enable back-to-back measurements, additional equipment and/or control and protection enhancements could be needed, which will increase the investment cost of the converter station.

For most cases, however, the losses have to be estimated from component characteristics, using suitable mathematical models of the converters, as discussed in this standard. It is however important that all such estimates have a base in actual measurements having sufficiently low uncertainty. Care should also be taken to show the propagation of uncertainties from measurements and how they interact with the model. Estimates of the uncertainty contributions from imperfections in the models themselves should also be considered.

4.3 Categories of valve losses

The various components of valve losses are subdivided into terms referred to as P_{V1} to P_{V9} :

P_{V1}	IGBT conduction losses
P_{V2}	diode conduction losses
P_{V3}	other valve conduction losses
P_{V4}	d.c. voltage-dependent losses
P_{V5}	d.c. capacitor losses
P_{V6}	IGBT switching losses
P_{V7}	diode turn-off losses
P_{V8}	snubber losses
P_{V9}	valve electronics power consumption

For the MMC topology, because the switching frequency is usually low (less than 200 Hz) the largest contributors to the valve losses are usually the IGBT and diode conduction losses P_{V1} and P_{V2} . With half-bridge converters, P_{V1} is dominant in inverter mode and P_{V2} is dominant in

rectifier mode, while with full-bridge converters there is no major difference between rectifier and inverter modes. IGBT switching losses P_{V6} and diode turn-off losses P_{V7} are also a significant (although not dominant) contribution. The other components of valve losses are generally minor.

4.4 Loss calculation method

The proposed method for determining valve losses is based on analytical formulae for the operating conditions. However, some of the necessary input parameters are difficult to obtain by purely analytical means. Numerical solutions using real-time or non-real-time simulations shall be applied, to derive such input parameters, for example valve currents and switching energies. For that, the input parameters described in 4.5 are required.

Important requirement for such simulations is an accurate modelling of the system under investigation. Multi-level converters offer a high degree of freedom in terms of control strategies. Therefore the resulting valve currents strongly depend on the realization and the algorithms of the control itself.

In alignment with the statement presented in 4.2, uncertainties of numerical simulations shall be clearly stated and justified by the manufacturer.

4.5 Input parameters

4.5.1 General

This subclause describes the input parameters necessary for the calculation of power losses in the valves of an MMC to take place. These input parameters refer to the data needed for the performance of numerical simulations as well as the converter and component data needed for calculation of losses. At the same time, converter and component data is divided into two categories: converter station data such as the number of MMC building blocks per valve and the on-state characteristics of the IGBT and free-wheeling diode, and operating parameters such as the converter a.c. and d.c. currents, converter voltage (amplitude and waveshape, including 3rd harmonic injection where applicable), a.c. system frequency and mean MMC building block switching frequency.

4.5.2 Input data for numerical simulations

For numerical simulations, the following requirements shall be considered.

- The simulation model shall include a control block which represents the real control behaviour and realistic behaviour regarding measurements, dead and transfer times, interlocking times, etc.
- The calculations shall be performed for a period of time with stable conditions in terms of active and reactive power transfer on the a.c. side and active power on the d.c. side.
- After the simulation has settled to steady-state conditions, a minimum integration time t_i of 1 s shall be used for operating state losses, but a longer time may be required for standby and no-load operating states, depending on the switching strategies used.
- The simulation models shall represent real conditions of the converter station in terms of number of MMC building blocks, main components, parasitic elements, original control algorithms, voltage and current sensors. For the calculation of valve losses, all redundant VSC levels shall be assumed to be in operation.
- A simplification of the simulation model with a reduced number of MMC building blocks is possible if it can be demonstrated that the resulting valve currents are not influenced by the simplification.
- The simulation shall also consider the junction temperature dependent semiconductor properties, such as on-state voltages, switching and recovery losses. These properties are based on the characterisation testing as described in IEC 62751-1:2014, 4.4.2. The steady-state junction temperatures of the semiconductors are calculated iteratively for the relevant operating point to derive the semiconductor losses. Further outputs of the

simulation are converter valve currents and MMC building block capacitor currents, which are the basis for the calculation of corresponding losses.

4.5.3 Input data coming from numerical simulations

From the numerical simulations the currents through the devices of the valve that are needed as input for calculation of losses are determined. The list of parameters to be derived includes:

- mean and rms current through diodes,
- mean and rms current through IGBTs,
- rms currents through series resistive elements,
- rms currents through parallel resistive elements,
- rms currents flowing in the d.c. capacitors of the valve,
- switching energies in IGBTs and diodes.

Additionally, from numerical simulations, a selection of a suitable integration time can be derived.

4.5.4 Converter station data

The following converter station data are necessary for calculation of losses:

- interface transformer turns ratio and leakage reactance;
 - filter configuration;
 - phase reactor inductance;
 - valve reactor(s) inductance;
 - number of MMC building blocks per converter arm;
 - number of VSC levels per cell;
 - capacitance per MMC building block;
 - coolant inlet temperature; where several heat sinks are connected in series, the effect of the bulk water temperature rise shall be taken into account;
 - average IGBT threshold voltage V_{0T} for each type of IGBT used;
 - average IGBT slope resistance R_{0T} for each type of IGBT used;
 - average IGBT turn-on energy per turn-on process E_{on} for each type of IGBT used;
 - average IGBT turn-off energy per turn-off process E_{off} for each type of IGBT used;
 - average diode threshold voltage V_{0D} for each type of diode used;
 - average diode slope resistance R_{0D} for each type of diode used;
 - average-corrected diode recovery energy per turn-off process E_{rec} for each type of diode used;
 - equivalent thermal model representing relevant thermal resistances from average junction temperature of IGBTs and diodes to local coolant inlet temperature;
- NOTE The average junction temperature of the IGBT or diode represents both a spatial and a temporal average, to remove effects such as lateral temperature variations and cyclic temperature ripple.
- snubber circuit parameters, if any, such as snubber capacitor, snubber resistor and inductance; for the case that the energy dissipated in the snubber resistor is determined by measurements (characterisation testing), the values of the energies have also to be provided;
 - resistance R_{s_k} of series resistive elements in the valve;
 - resistance R_{dc_k} of parallel resistive elements in the valve;
 - equivalent series resistance R_{ESR_j} of d.c. capacitors.

4.5.5 Operating conditions

The following data concerning operation conditions are needed for calculation:

- active power at a defined point,
- reactive power at a defined point,
- a.c. line voltage,
- tap changer position, if applicable,
- d.c. voltage.

In the report of determination of losses to be provided by the converter manufacturer, the input data above described shall be presented.

5 Conduction losses

5.1 General

Each MMC building block of the MMC contains a half-bridge configuration and a d.c. capacitor. Basically the design of the MMC building block is of one of the two following versions shown in Figure 1:

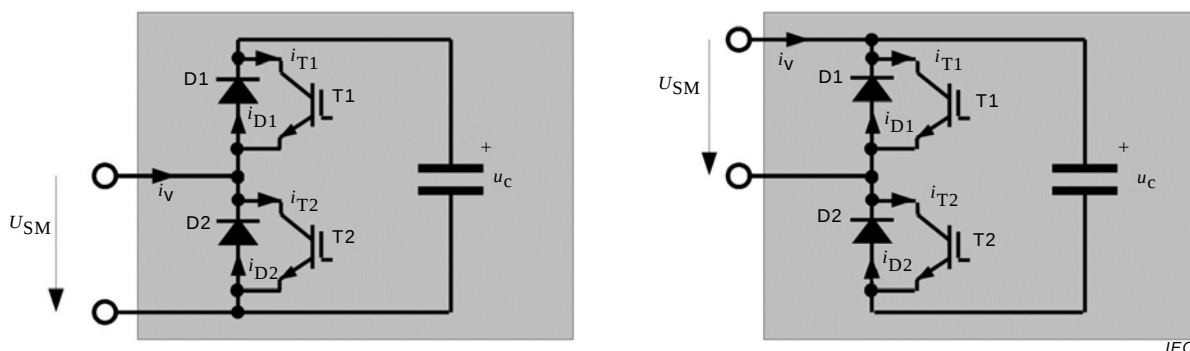
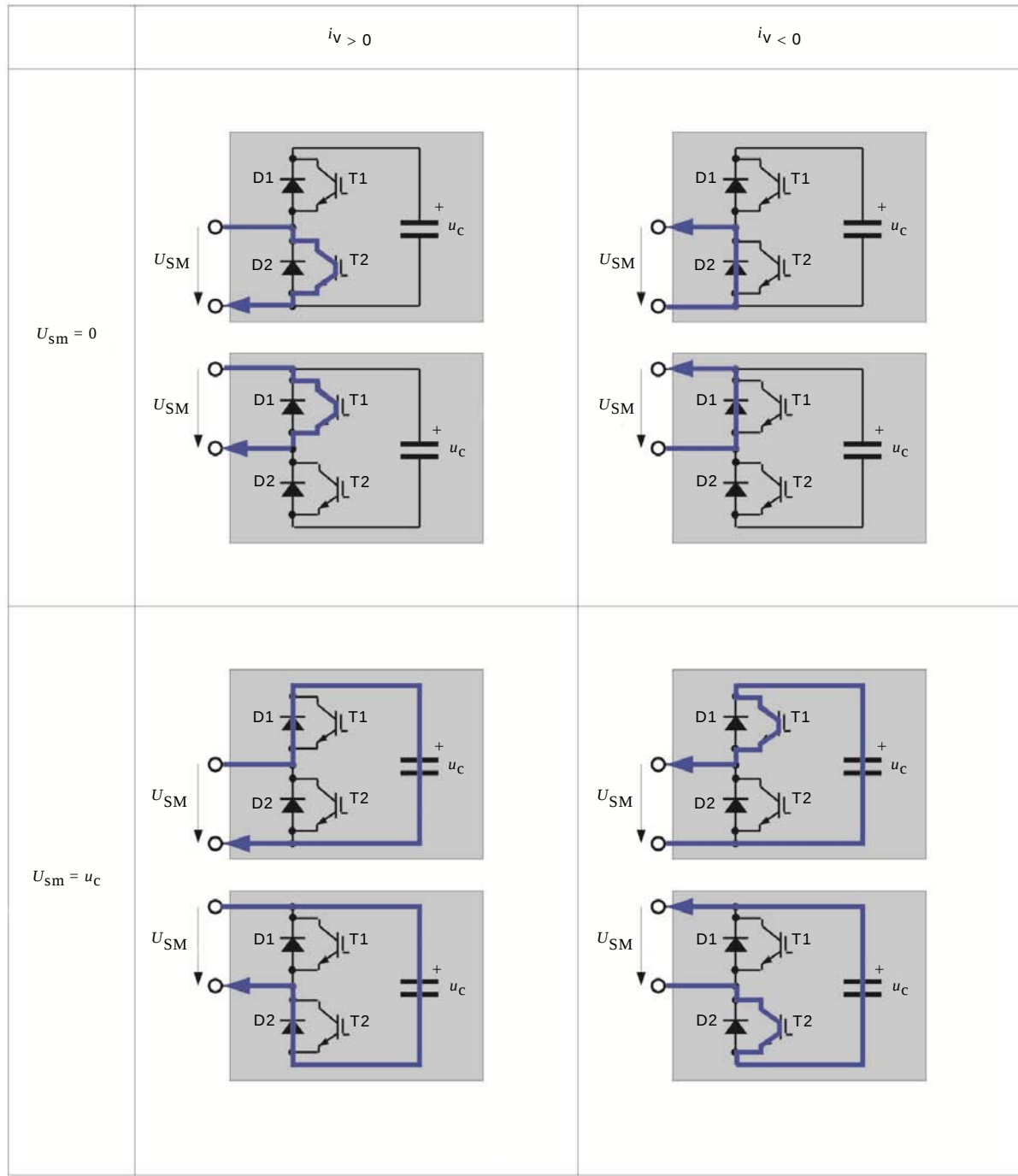


Figure 1 – Two basic versions of MMC building block designs

The designations D1, D2, T1 and T2 of the FWDs and IGBTs are defined so that the devices T1 and D1 are connected to the positive terminal of the capacitor, and T2, D2 are connected to the negative terminal.

In case of CTL converters, T1, T2, D1 and D2, respectively, represent a series connection of N_c IGBTs or diodes.

Dependent on the current direction and on the voltage at the terminals, the conducting paths shown in Figure 2, are possible during steady state operation.



IEC

Figure 2 – Conduction paths in MMC building blocks

5.2 IGBT conduction losses

The total IGBT conduction losses per valve may be calculated by summing the conduction losses of all IGBTs per valve:

$$P_{V1} = N_c \cdot \sum_{j=1}^{N_{tc}} (V_{0T} \cdot I_{T1av_j} + R_{0T} \cdot I_{T1rms_j}^2 + V_{0T} \cdot I_{T2av_j} + R_{0T} \cdot I_{T2rms_j}^2) \quad (1)$$

where

N_{tc} is the number of MMC building blocks per valve;

N_c	is the number of series-connected semiconductor devices per switch position;
V_{0T}	is the average IGBT threshold voltage for the relevant operating conditions;
R_{0T}	is the average IGBT slope resistance for the relevant operating conditions, valid at the device terminals;
I_{T1av_j}	is the mean current of IGBT T1 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i ;
I_{T2av_j}	is the mean current of IGBT T2 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i ;
I_{T1rms_j}	is the rms current of IGBT T1 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i ;
I_{T2rms_j}	is the rms current of IGBT T2 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i .

By means of numerical simulation, the currents have to be calculated for the IGBTs T1 and T2 for each MMC building block, respectively:

$$I_{T1av} = \frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{T1}(t) \cdot dt \quad (2)$$

$$I_{T2av} = \frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{T2}(t) \cdot dt \quad (3)$$

$$I_{T1rms} = \sqrt{\frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{T1}^2(t) \cdot dt} \quad (4)$$

$$I_{T2rms} = \sqrt{\frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{T2}^2(t) \cdot dt} \quad (5)$$

where

t_i is the integration time used in the simulation;

t_i shall not be less than 1 s.

If different IGBT types are used for T1 and T2 the values for threshold voltages and slope resistances have to be used accordingly.

5.3 Diode conduction losses

The total diode conduction losses per valve may be calculated by summing the conduction losses of all diodes per valve:

$$P_{V2} = N_c \cdot \sum_{j=1}^{N_{lc}} (V_{0D} \cdot I_{D1av_j} + R_{0D} \cdot I_{D1rms_j}^2 + V_{0D} \cdot I_{D2av_j} + R_{0D} \cdot I_{D2rms_j}^2) \quad (6)$$

where

- N_{tc} is the number of MMC building blocks per valve;
- N_c is the number of series-connected semiconductor devices per switch position;
- V_{0D} is the average diode threshold voltage for the relevant operating conditions;
- R_{0D} is the average diode slope resistance for the relevant operating condition, valid at the device terminals;
- I_{D1av_j} is the mean current of diode D1 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i ;
- I_{D2av_j} is the mean current of diode D2 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i ;
- I_{D1rms_j} is the rms current of diode D1 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i ;
- I_{D2rms_j} is the rms current of diode D2 in the j^{th} MMC building block, averaged over an integration time t_i .

By means of numerical simulation the currents have to be calculated for the diodes D1 and D2 for each MMC building block, respectively:

$$I_{D1av} = \frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{D1}(t) \cdot d(t) \quad (7)$$

$$I_{D2av} = \frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{D2}(t) \cdot d(t) \quad (8)$$

$$I_{D1rms} = \sqrt{\frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{D1}^2(t) \cdot d(t)} \quad (9)$$

$$I_{D2rms} = \sqrt{\frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{D2}^2(t) \cdot d(t)} \quad (10)$$

where

t_i is the integration time used in the simulation;

t_i shall not be less than 1 s.

NOTE If different diode types are used for D1 and D2 the values for threshold voltages and slope resistances have to be used accordingly.

5.4 Other conduction losses

This subclause covers the power losses due to conduction in components other than IGBTs and diodes. For modular multi-level converters this mainly includes the valve reactors and interconnecting busbars.

Calculation of such losses is relatively straightforward and depends only on the resistance of each conducting element and the rms current that flows through it. The relevant rms currents within the MMC building blocks can be derived from the simulations of the current stresses according to 5.2 and 5.3. Also the rms currents through reactors and between the MMC building blocks respectively can be derived accordingly.

The value of these losses per valve is given by:

$$P_{V3} = \sum_{k=1}^{N_{sr}} I_{rms_k}^2 \cdot R_{s_k} \quad (11)$$

where

N_{sr} is the total number of series resistive elements contributing to conduction losses in the valve, other than in the IGBTs and diodes;

I_{rms_k} is the rms current flowing in the k^{th} series resistive element for the relevant operating conditions;

R_{s_k} is the total resistance of the k^{th} series resistive elements in the valve contributing to other conduction losses.

6 DC voltage-dependent losses

The d.c. voltage-dependent losses of the valve are simply the U^2/R losses in resistive components connected in parallel with the valve or with parts of the valve.

In principle, the total d.c. voltage-dependent losses in the valve can be found by calculating the power dissipation in each resistive component connected in parallel with part or all of the valve and summing them.

$$P_{V4} = \sum_{k=1}^{N_{pr}} \frac{U_{rms_k}^2}{R_{dc_k}} \quad (12)$$

where

N_{pr} is the total number of parallel resistive elements contributing to d.c. voltage dependent losses in the valve;

U_{rms_k} is the rms value (including d.c. component) of the voltage across the k^{th} parallel resistive component in the valve;

R_{dc_k} is the resistance of the k^{th} parallel resistive component in the valve.

In an MMC valve these resistive components fall into two main categories: those that are connected in parallel with the d.c. capacitor of each MMC building block (such as capacitor discharge resistors) and those that are connected in parallel with the complete valve or large parts of the valve (for example water cooling pipes).

NOTE The power supply circuit for the valve electronics is equivalent to a parallel resistive load across part of the valve, but these circuits are not included in the assessment of d.c. voltage-dependent losses because they are separately accounted for under “valve electronics power consumption”, 9.2.

7 Losses in d.c. capacitors of the valve

Power losses in the MMC d.c. capacitors of the valve cannot be neglected. They represent $I^2 \cdot R$ losses in the metallic components within the capacitor, chiefly the film metallisation and internal leads, and dielectric losses within the dielectric material.

The total d.c. capacitor losses per valve are then calculated as follows:

$$P_{V5} = \sum_{j=1}^{N_{cv}} I_{crms_j}^2 \cdot R_{ESR_j} \quad (13)$$

where

N_{cv} is the number of d.c. capacitors in the valve;

I_{crms_j} is the rms current flowing in the j^{th} d.c. capacitor of the valve;

R_{ESR_j} is the average equivalent series resistance of the j^{th} d.c. capacitor.

The rms current in the d.c. capacitor can be derived by the calculations of 5.2 and 5.3.

NOTE 1 The MMC building block capacitor can be a series connection of individual capacitor units. The equivalent series resistance of that series connection has to be considered for the calculations.

NOTE 2 Dielectric losses are normally most significant in a.c. applications where the capacitor voltage polarity reverses twice per cycle. For d.c. capacitors the voltage is usually non-reversing and dielectric losses are therefore small, but depending on the capacitor technology used, they can be non-negligible.

NOTE 3 There can also be a third component of loss caused by the finite insulation resistance of the dielectric material, but this is normally very small. It is covered by d.c. voltage-dependent losses as described in the preceding subclause.

NOTE 4 Losses in balancing resistors in parallel with capacitor units connected in series are covered by d.c. voltage-dependent losses as described in the preceding subclause.

8 Switching losses

8.1 General

The devices in the MMC building block will be stressed with current and voltage during switching events. How the event will occur is dependent on the operational mode of the system. Because of the cyclic charging and discharging of the capacitor, each switching event occurs at a different voltage. The instances for switching can vary much dependent on control principles and a general formula to be applied at any type of converter valve is not feasible.

The integration time shall be at least one second in order to ensure reliable results also for control strategies where the switching pattern varies from one fundamental period to the next.

As input data from device characterisation, typical values representative for the whole population shall be used for E_{on} , E_{off} and E_{rec} .

8.2 IGBT switching losses

The total IGBT switching losses per valve are calculated by summing all the turn-on energies E_{on} and the turn-off energies E_{off} for all of the VSC valve levels in the valve, and for both T1 and T2 over an integration time t_i .

$$P_{V6} = \frac{1}{t_i} \cdot N_c \cdot \sum_{j=1}^{N_{tc}} \sum_{k=1}^{N_s} [E_{on,T1_j,k} + E_{on,T2_j,k} + E_{off,T1_j,k} + E_{off,T2_j,k}] \quad (14)$$

where

N_{tc} is the number of MMC building blocks per valve;

N_c is the number of series-connected semiconductor devices per switch position;

N_s is the number of switching cycles (on or off) experienced by each VSC valve level during the integration time t_i ;

$E_{on,T1_j,k}$ is the turn-on energy dissipated in IGBT T1 in the j^{th} MMC building block for the k^{th} turn-on event for the relevant operating conditions (voltage, current and junction temperature);

$E_{on,T2_j,k}$ is the turn-on energy dissipated in IGBT T2 in the j^{th} MMC building block for the k^{th} turn-on event for the relevant operating conditions (voltage, current and junction temperature);

$E_{\text{off},T1_j,k}$ is the turn-off energy dissipated in IGBT T1 in the j^{th} MMC building block for the k^{th} turn-off event for the relevant operating conditions (voltage, current and junction temperature);

$E_{\text{off},T2_j,k}$ is the turn-off energy dissipated in IGBT T2 in the j^{th} MMC building block for the k^{th} turn-off event for the relevant operating conditions (voltage, current and junction temperature);

t_i is the integration time used in the simulation;

t_i shall not be less than 1 s.

8.3 Diode switching losses

The total diode switching losses per valve are then calculated by summing all the recovery energies E_{rec} for all of the valve levels in the valve, and for both D1 and D2, over a defined integration time t_i .

$$P_{V7} = \frac{1}{t_i} \cdot N_c \cdot \sum_{j=1}^{N_{tc}} \sum_{k=1}^{N_s} (E_{\text{rec},D1_j,k} + E_{\text{rec},D2_j,k}) \quad (15)$$

where

N_{tc} is the number of MMC building blocks per valve;

N_c is the number of series-connected semiconductor devices per switch position;

N_s is the number of switching cycles (on or off) experienced by each VSC valve level during the integration time t_i ;

$E_{\text{rec},D1_j,k}$ is the diode recovery energy dissipated in diode D1 in the j^{th} MMC building block for the k^{th} diode turn-off event for the relevant operating conditions (voltage, current and junction temperature);

$E_{\text{rec},D2_j,k}$ is the diode recovery energy dissipated in diode D2 in the j^{th} MMC building block for the k^{th} diode turn-off event for the relevant operating conditions (voltage, current and junction temperature);

t_i is the integration time used in the simulation.

t_i shall not be less than 1 s.

9 Other losses

9.1 Snubber circuit losses

Valves for modular multi-level converters are frequently not provided with snubber circuits; however this clause will provide general guidance to the method to be used to calculate the losses in snubber circuits where these are provided.

In case of using RC snubbers or other kind of snubbers (RCD and so on) in a design for Modular Multi-level Converters the losses in the resistor shall be included in the calculation.

The losses can be calculated as the energy in the snubber capacitor multiplied by the number of charge/discharging events that happen during the integration time. This is however very conservative for snubbers with very short time constant, since in this case part of the snubber capacitor energy will appear as additional switching energy in the IGBT.

NOTE Including a snubber parallel to a VSC valve level influences the turn-on/turn-off behaviour of the IGBT/diode which means that the snubber circuits are correctly represented during the characterisation tests on the semiconductor devices.

To get a more realistic value, it is needed to do a simulation of the real snubber and evaluate it together with the switching times of the circuit and the switching energies.

$$P_{V8} = \frac{1}{t_i} \cdot \sum_{j=1}^{N_{sn}} \sum_{k=1}^{N_s} (E_{sn_on_j,k} + E_{sn_off_j,k}) \quad (16)$$

where

- N_{sn} is the number of snubber circuits per valve;
- N_s is the number of switching cycles (on or off) experienced by each VSC valve level during the integration time t_i ;
- $E_{sn_on_j,k}$ is the energy dissipated in the snubber resistor of the j^{th} snubber circuit for the k^{th} turn-on event for the relevant operating conditions (voltage, and current where relevant to the design of the snubber);
- $E_{sn_off_j,k}$ is the energy dissipated in the snubber resistor of the j^{th} snubber circuit for the k^{th} turn-off event for the relevant operating conditions (voltage, and current where relevant to the design of the snubber);
- t_i is the integration time used in the simulation.

t_i shall not be less than 1 s.

$E_{sn_on_j,k}$ and $E_{sn_off_j,k}$ may be derived either by calculation based on the design of the snubber circuit or by measurement as part of the IGBT and diode characterisation testing.

9.2 Valve electronics power consumption

9.2.1 General

The valve electronics consist of local IGBT gate drive units together with their associated auxiliary circuits for power supply, measurement, monitoring etc. In most cases, the power supply takes the power from the main circuit and feeds the valve electronics. Then, the power consumption of the valve electronics is given by measuring the power input to the power supply.

The gate circuit applies positive and negative voltages to the gate terminal of the IGBT for turn-on and turn-off respectively. At the instant of gate voltage application, some charge or discharge current flows in the gate capacitance and small amount of energy is consumed. The amount of the gate current is affected by the current flowing through the IGBT. Since the power is defined as energy per second, then, the gate power is also affected by the switching frequency of the IGBT.

NOTE Power consumption of valve electronics is generally small when IGBTs are used, but in the event that other types of semiconductor devices are used, such as gate turn-off thyristors (GTOs) or integrated gate-commutated thyristors (IGCTs), the power consumption can be significantly greater because of the much larger turn on and turn off energy required for the gate circuit.

Since the IGBTs in the modular multi-level converter are controlled individually, the instantaneous valve level power consumption varies from IGBT to IGBT, similar to the conduction loss or the switching loss already described in Clauses 5 and 8. Then, the averaging process is again required to evaluate the valve electronics power consumption.

The power consumption of each valve electronics unit should be determined by direct measurement on a real valve electronics unit under representative switching conditions (voltage, current, switching frequency etc). As noted above, the measurement should be averaged over a period of at least one second, in order to smooth out the variations which take place from cycle to cycle. The measurement may be performed either with the valve electronics connected to a real IGBT or to a dummy capacitive load representing the gate capacitance of a worst-case IGBT.

The total valve electronics power consumption per valve is calculated by summing up the valve electronics power consumption per valve level.

Two basic methods exist for deriving the power supply for the valve electronics:

- type A: from the off-state voltage across each IGBT;
- type B: from the MMC building block d.c. capacitor.

9.2.2 Power supply from off-state voltage across each IGBT

In case that the power is derived from the off-state voltage across each IGBT, the total power consumption of the valve electronics is calculated by the following equation.

$$P_{V9} = \sum_{j=1}^{N_{tc}} \sum_{k=1}^{N_c} P_{GU_j,k} \quad (17)$$

where

N_{tc} number of MMC building blocks per valve;

N_c number of series-connected semiconductor devices per switch position;

$P_{GU_j,k}$ is the average power input to the power supply of k^{th} IGBT in j^{th} MMC building block.

The average power input to the power supply is calculated by the following equation.

$$P_{GU_j,k} = \frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} p_{GU_j,k}(t) dt \quad (18)$$

where

$p_{GU_j,k}(t) = u_{GU_j,k}(t) \cdot i_{GU_j,k}(t)$, and

$p_{GU_j,k}(t)$ is the instantaneous power input to the power supply of k^{th} IGBT in j^{th} MMC building block;

$u_{GU_j,k}(t)$ is the instantaneous voltage input to the power supply of k^{th} IGBT in j^{th} MMC building block;

$i_{GU_j,k}(t)$ is the instantaneous current input to the power supply of k^{th} IGBT in j^{th} MMC building block;

t_i is the integration time used in the simulation.

t_i shall not be less than 1 s.

NOTE Where the valve electronics derives its power from a passive snubber circuit, the power consumption of the valve electronics can already be counted in the losses of the snubber circuit as described in the previous subclause.

9.2.3 Power supply from the d.c. capacitor

In case that the power is derived from d.c. capacitor terminals in the MMC building block, the total power consumption of the valve electronics is calculated by the following equation.

$$P_{V9} = \sum_{j=1}^{N_{tc}} P_{GU_j} \quad (19)$$

where

N_{tc} is the number of MMC building blocks per valve;

P_{GU_j} is the average power input to the power supply in j^{th} MMC building block.

The average power input to the power supply is calculated by the following equation.

$$P_{GU_j} = \frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} p_{GU_j}(t) dt \quad (20)$$

where

$$p_{GU_j}(t) = u_{GU_j}(t) \cdot i_{GU_j}(t) \text{ and}$$

$p_{GU_j}(t)$ is the instantaneous power input to the power supply in j^{th} MMC building block;

$u_{GU_j}(t)$ is the instantaneous voltage input to the power supply in j^{th} MMC building block;

$i_{GU_j}(t)$ is the instantaneous current input to the power supply in j^{th} MMC building block;

t_i is the integration time used in the simulation.

t_i shall not be less than 1 s.

10 Total valve losses per HVDC substation

The total losses per valve are calculated by summing the contributions P_{V1} to P_{V9} :

$$P_{VT} = \sum_{i=1}^9 P_{Vi} \quad (21)$$

The total VSC valve losses per converter substation are equal to the losses per valve, P_{VT} multiplied by the number of valves in the converter substation.

Not all contributions to the valve losses are present in every operational mode. They may also need to be calculated with different input data dependent on operation mode. Table 1 below shows which loss contributions to apply in each state.

The total losses in the operating state include the losses appearing in no-load and/or standby states. It is not correct to add the no-load or standby losses to the operating state losses, since this would imply that the no-load or standby losses are counted twice.

Table 1 – Contributions to valve losses in different operating modes

	Operating state losses (deblocked valve with load)	Idling operating state losses (deblocked valve without load)	No-load operating state losses (blocked valve)
P_{V1} IGBT conduction losses	X	X ^a	^b
P_{V2} diode conduction losses P_{V2}	X	X ^a	^b
P_{V3} other valve conduction losses	X	X ^a	^b
P_{V4} d.c. voltage-dependent losses	X	X	X
P_{V5} d.c. capacitor losses	X	X	X
P_{V6} IGBT switching losses	X	X ^a	^b
P_{V7} diode turn-off losses	X	X ^a	^b
P_{V8} snubber losses	X	X ^a	X ^b
P_{V9} valve electronics power consumption	X	X	X
P_{Vt} total valve losses	Total losses in operating state	Total losses in idling operating state	Total losses in no-load operating state
^a Idling state is defined as deblocked valve. Here some current and switching can occur. The losses will depend very much on the control strategy, how the switching occur and at what current level. It may be at a different switching frequency and with a different harmonic content than at operating load. The fundamental current is only required to balance the reactive power generated by the filters, if any. ^b At no-load state in principle no switching shall occur as the valve is blocked. However in some designs it may be necessary to make occasional switching operations to balance voltages between different parts of the converter. Here some losses may occur and need to be accounted for.			

Annex A (informative)

Description of power loss mechanisms in MMC valves

A.1 Introduction to MMC Converter topology

Modular multi-level converters (MMC), including the cascaded two level converter (CTL) are a family of converters whereby each valve is a controllable voltage source. They use a large number of relatively small, two-terminal controllable voltage sources connected in series in each valve. Two series-connected valves form a “Phase Unit” and are used to connect each a.c. phase to the d.c. terminals of the converter. Each phase unit can synthesise a stepped voltage waveform that can be controlled in amplitude and phase independently of the other phase units in the converter.

The CTL converter is distinguished from other types of MMC by using two or more IGBTs connected in series in each switch position. Figure A.1 and Figure A.2 show the main differences between the MMC with submodules (without series-connection of IGBTs), and MMC with CTL, illustrated for the most common variant of each type, the “half-bridge” configuration.

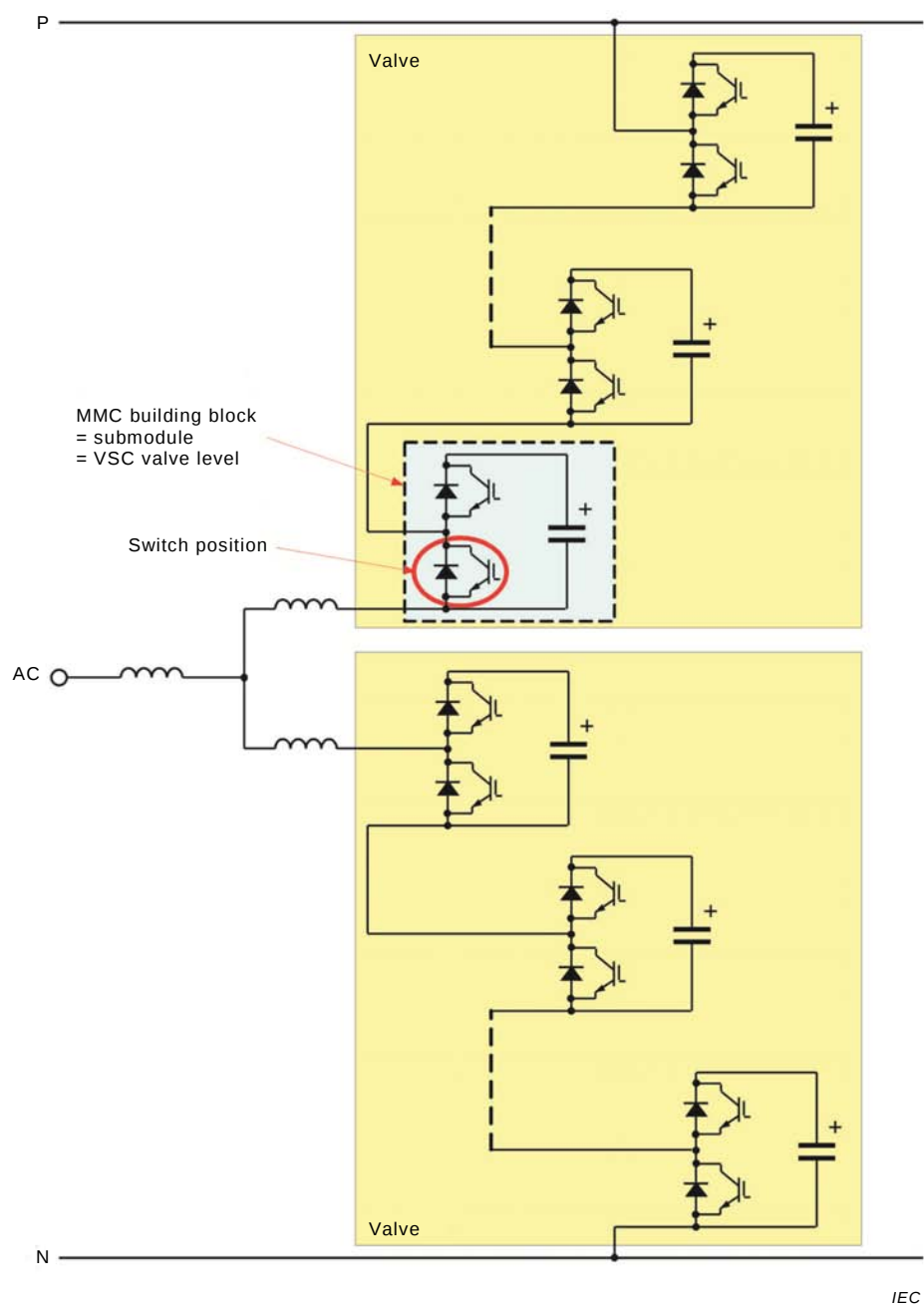


Figure A.1 – Phase unit of the modular multi-level converter (MMC) in basic half-bridge, two-level arrangement, with submodules

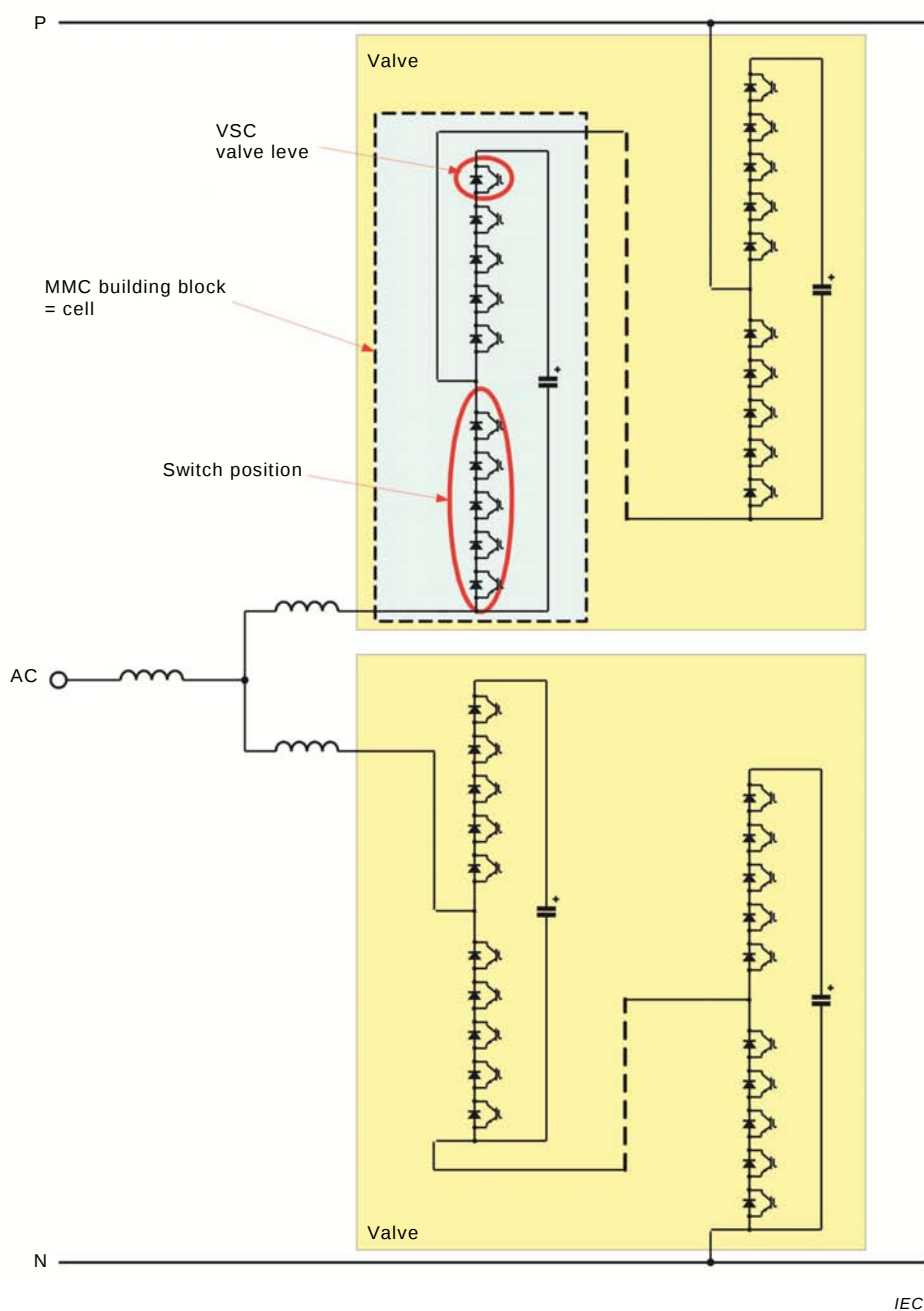


Figure A.2 – Phase unit of the cascaded two-level converter (CTL) in half-bridge form

The output voltage produced by each valve is an offset sinusoidal voltage with a mean value equal to half the d.c. line to line voltage, and the two valves in each phase unit are controlled such that the a.c. components of their output voltages are 180° out of phase (Figure A.3). In this way, the sum of the two valve voltages is almost a pure d.c. voltage (equal to the d.c. line to line voltage of the converter), and the difference between the two valve voltages is an almost pure a.c. voltage representing the a.c. output voltage of the converter.

The sum of the two valve voltages in each phase needs to be controlled accurately, in real time, to be equal to the converter d.c. voltage. However, since the complete converter consists of three phase units connected in parallel to a common d.c. bus, "valve reactors" need to be connected in series with each valve in order to prevent excessive circulating currents between phases caused by the inevitable slight errors in controlling the d.c. voltages of the three phase arms.

The operation of the converter, in so far as it affects the power losses in the valves, is described in the following Clauses A.2 to A.5 for the most commonly used variant of this family of converters, the MMC topology using “half-bridge”, two-level submodules, without series-connection of IGBTs. Other variants are possible, and their main differences are discussed, along with the CTL topology, in Clause A.6.

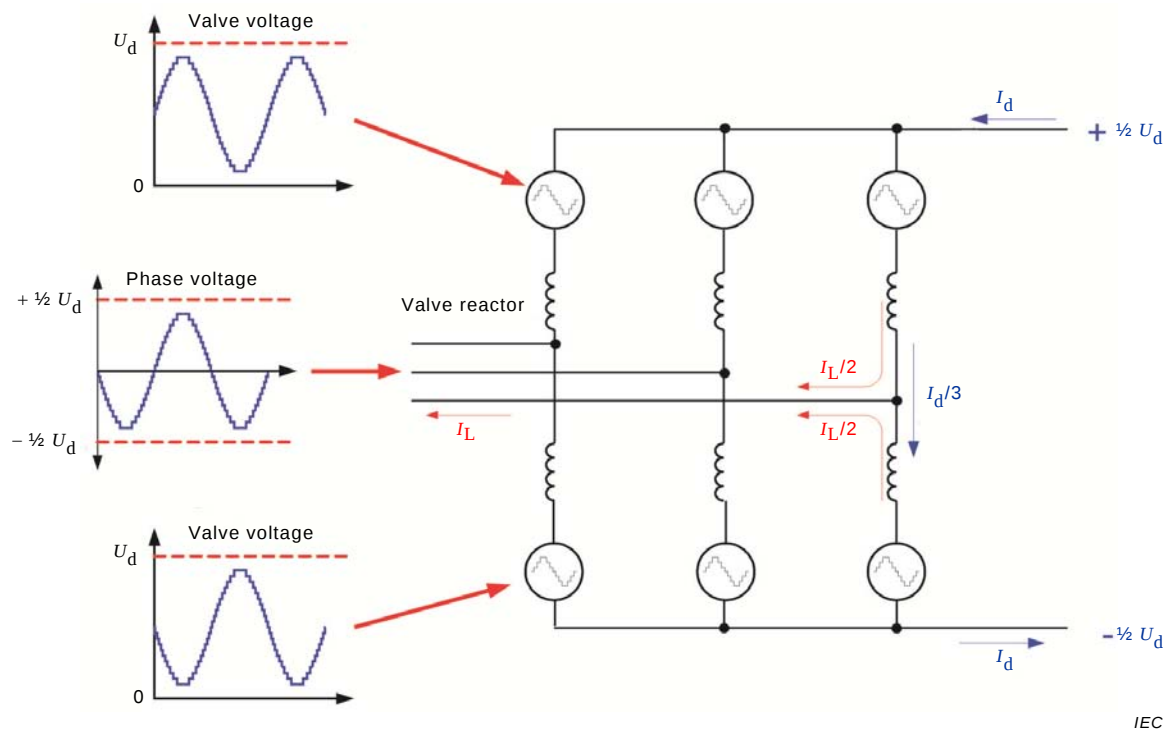


Figure A.3 – Basic operation of the MMC converters

A.2 Valve voltage and current stresses

A.2.1 Simplified analysis with voltage and current in phase

In contrast to converter topologies of the “controllable switch” type, such as the 2-level converter, or the classic “Grätz” bridge used in line-commutated converter HVDC systems, the MMC topology has the unusual feature that all six valves in the converter conduct current all the time.

Figure A.3 shows that the current flowing from each a.c. terminal of the converter splits into two equal parts – one flowing through the upper valve of that phase unit; the other flowing through the lower valve of the phase unit. Similarly the d.c. current splits into three equal branches flowing through each of the phase units. As a result, each valve carries a current equal to one third of the d.c. current plus half of the a.c. current of its associated phase, giving an offset sinusoidal current with a mean value of $I_d/3$.

Figure A.4 shows the typical waveforms of valve voltage and current. The condition shown on Figure A.4 applies when the converter a.c. output voltage and a.c. current are in phase, which means that the valve voltage and valve current are 180° out of phase. Hence, when the valve voltage is at its minimum, valve current is at its peak. This is approximately true when the converter is being used for transmitting active power only, without reactive power generation or absorption. However, even when the converter is not generating or absorbing reactive power, the valve voltage and current will generally not be exactly 180° out of phase, because of the phase shift across the interface transformer and valve reactors. Nevertheless the 180° phase shift shown on Figure A.4 is a useful simplifying assumption in order to aid the understanding of the circuit.

It will also be noted from Figure A.4 that the valve voltage varies cyclically from just above zero to just below the d.c. line to line voltage. When “half-bridge” MMC building blocks are used, the valve voltage can never exceed U_d , nor fall below zero, otherwise the free-wheeling diodes in parallel with each IGBT will conduct. This is an important limitation of the half-bridge design.

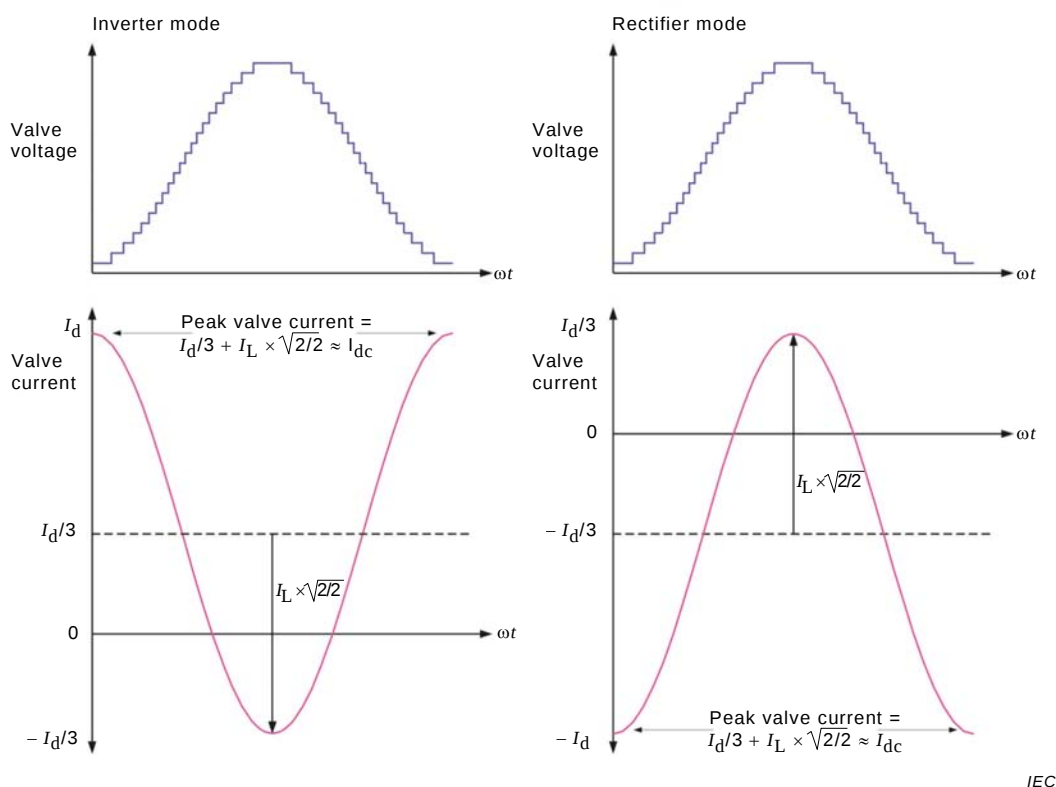


Figure A.4 – MMC converters showing composition of valve current

Optimum efficiency is obtained when the peak converter voltage is equal to $\frac{1}{2} U_d$. Operating with a peak converter voltage lower than $\frac{1}{2} U_d$ implies that the a.c. current has to be increased to reach the desired value of power; therefore, when “half-bridge” MMC building blocks are used, the controller usually attempts to keep the peak valve voltage just below U_d , so as to minimise the a.c. current (and hence the losses) required for a given amount of active power.

When the d.c. current is flowing into the positive d.c. terminal of the converter, as shown on Figure A.3, the converter is importing power to the a.c. network from the d.c. network and is therefore operating as an inverter. In rectifier operation, d.c. current flows out of the positive d.c. terminal and into the negative d.c. terminal.

In the remainder of this annex, the sign convention adopted is that the valve current is positive when it is flowing towards the negative d.c. terminal of the converter. This means that the valve current is mainly negative at a rectifier and mainly positive at an inverter.

A.2.2 Generalised analysis with voltage and current out of phase

In general, the converter a.c. voltage and a.c. current will not be exactly in phase, because of two effects:

- reactive power demand at the point of common connection with the a.c. system;
- the phase shift between the a.c. system voltage and the converter a.c. voltage.

A major advantage of VSC technology over LCC technology in HVDC is that the converter is inherently capable of generating or absorbing significant amounts of reactive power. Similarly to an electrical machine, the converter has various constraints which may limit the amount of reactive power available at a given operating point, such as an overall MVA limit, a (valve) current limit, a converter voltage limit (where “half-bridge” MMC building blocks are used), etc. Typically, purchasers of HVDC systems specify that the converter should be able to operate at full rated active power with a power factor ($\cos \varphi$) in the range 0,925 lagging to 0,925 leading, which equates to a phase shift of 22° and the generation or absorption of up to $\pm 0,4$ p.u. reactive power at rated active power. At lower values of active power, more reactive power is generally available and when the active power is zero, the converter can operate with a power factor of 0, becoming a STATCOM.

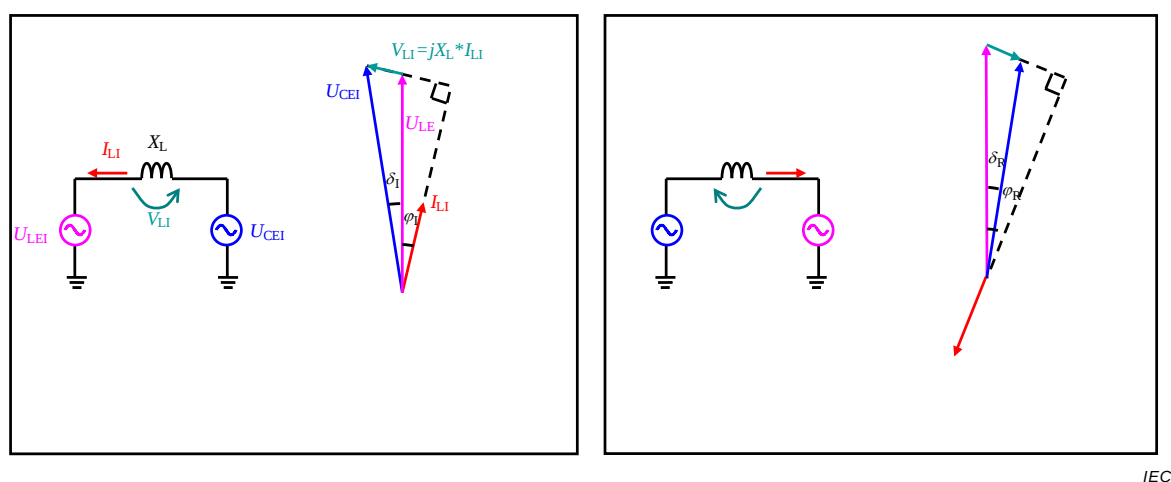
The phase shift between the a.c. system voltage and the converter a.c. voltage is equal to the phase shift across the interface transformer and valve reactors (the two valve reactors for a given phase are considered to be in parallel in this case). It is well known from a.c. power system theory that, under sinusoidal conditions, the active power flow through an inductance is related to the phase shift δ across the inductance, by the equation:

$$P = \frac{U_L \cdot U_C \cdot \sin \delta}{X_L} \quad (\text{A.1})$$

where U_L and U_C are the rms line to line voltages either side of the inductance and X_L is the inductive reactance.

At maximum rated power, $\sin \delta$ becomes approximately equal to the per-unit impedance of the interface transformer and valve reactors. Hence with a typical impedance of 0,15 p.u., the phase shift δ at rated power is typically in the range 8° to 9° .

The relationship between a.c. system voltage, converter a.c. voltage and converter current is best presented by a phasor diagram as in Figure A.5.



IEC

Figure A.5 – Phasor diagram showing a.c. system voltage, converter a.c. voltage and converter a.c. current

A.2.3 Effects of third harmonic injection

The description above is based on the premise that the converter a.c. voltage is sinusoidal, or as close to sinusoidal as possible with the number of MMC building blocks available. However, a commonly used technique in many power electronic converters involves deliberately adding a proportion of third harmonic to the converter voltage. Actually, other odd multiples of 3rd harmonic can also be used, as for example 9th or 15th harmonics.

The advantage of this technique is that it can allow the peak of the fundamental component of the converter voltage to be higher than the peak of the actual converter voltage. This means that the peak of the fundamental component of the converter voltage can exceed the d.c. line to line voltage and allows a lower a.c. current to be used than would otherwise be possible, reducing the conduction losses of the converter. With 3rd harmonic, the maximum benefit is obtained when amplitude of the injected 3rd harmonic is 1/6 of the fundamental component. Because the injected harmonics are multiples of three, they cancel in the line-to-line voltage at the a.c. terminals of the converter; hence if the converter transformer has a delta secondary, the injected harmonics do not transfer to the connected power system.

Figure A.6 illustrates this technique, which is now becoming widespread in VSC HVDC converters because the significant reduction of a.c. current (of the order of 15 %) that it permits leads in turn to substantial reduction of conduction losses.

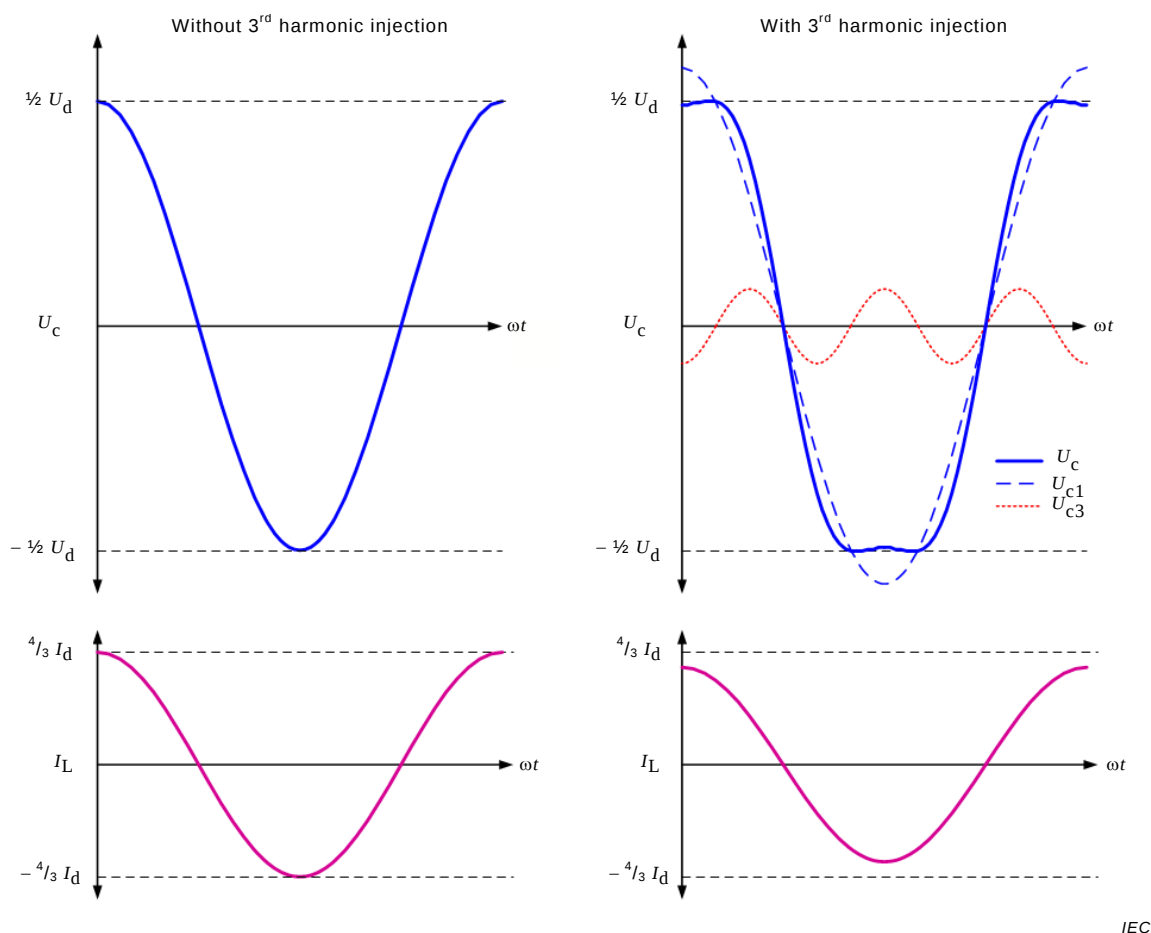


Figure A.6 – Effect of 3rd harmonic injection on converter voltage and current

A.3 Conduction losses in MMC building blocks

A.3.1 Description of conduction paths

Figure A.7 shows an MMC building block of a basic “half-bridge” MMC valve using a two-level converter arrangement. It will be seen that the MMC building block contains four main semiconductor devices: two IGBTs, T1 and T2, and two diodes D1 and D2.

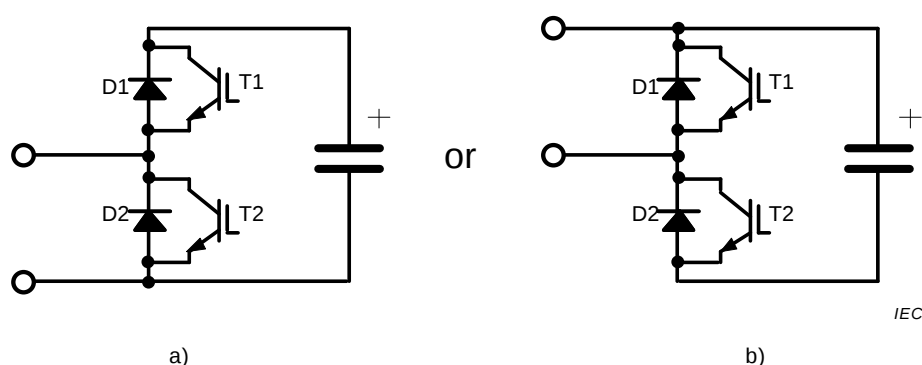


Figure A.7 – Two functionally equivalent variants of a “half-bridge”, two-level MMC building block

NOTE 1 Usually the IGBT and its anti-parallel diode are supplied as a single, integrated package.

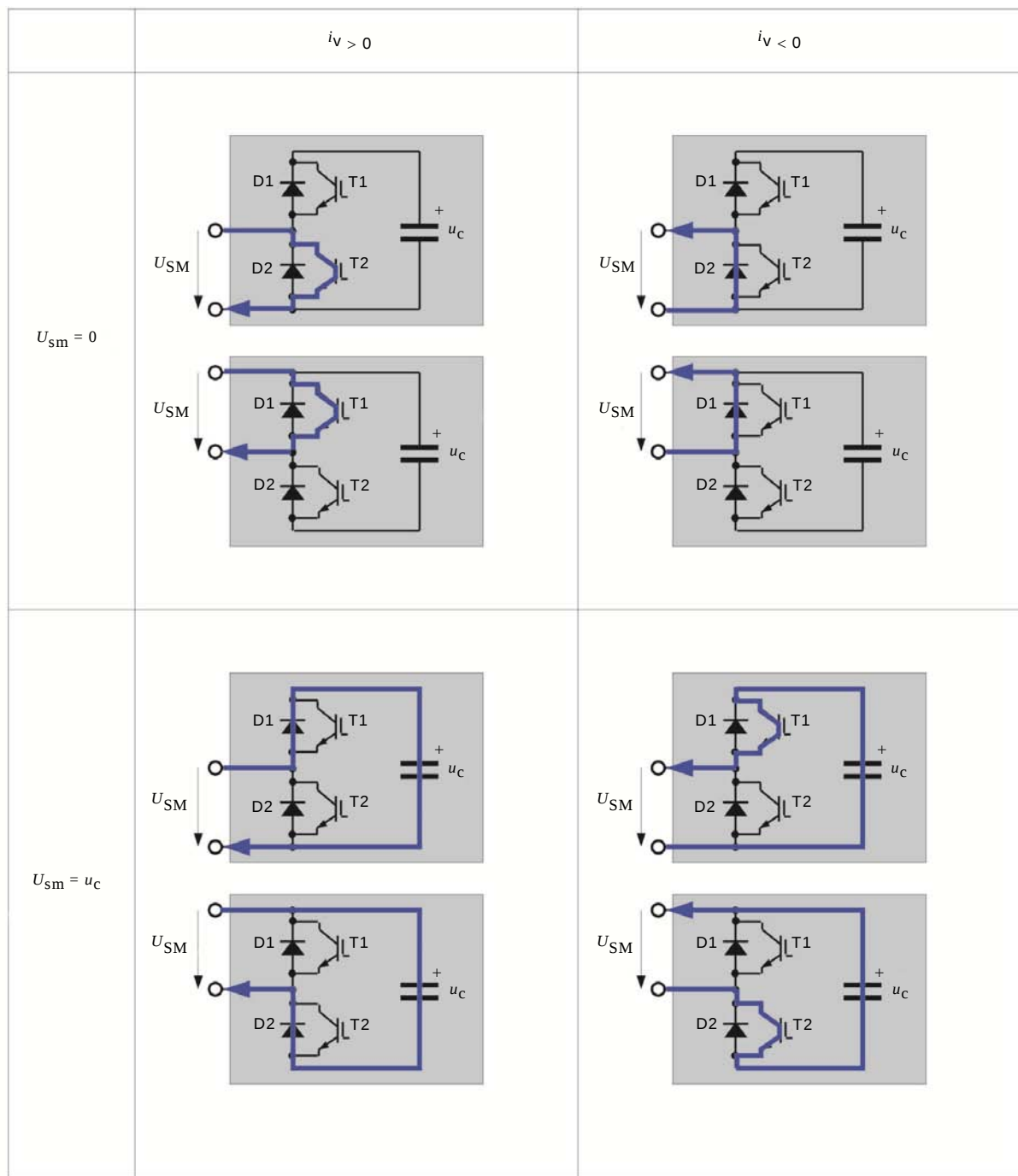
NOTE 2 An additional bypass thyristor can also be included for protection against fault currents, but this is usually arranged not to conduct current in steady-state operation and therefore contributes nothing to the losses of the converter.

Figure A.7 shows two variants of a half-bridge, two-level MMC building block which are functionally equivalent to each other. In both cases, the MMC building block has two possible operating states: bypassed and active. In Figure A.7 a), the bypassed mode is obtained by turning on IGBT T2 and active mode is obtained by turning on IGBT T1. In Figure A.7 b) the roles are reversed.

For the remainder of this annex, descriptions are based around the circuit shown in Figure A.7 a).

Since the valve carries current in both directions at different times, there are a total of four possible conducting states per MMC building block, listed below and shown on Figure A.8:

- negative current, bypassed: D2 conducting;
- negative current, active: T1 conducting;
- positive current, bypassed: T2 conducting;
- positive current, active: D1 conducting.



IEC

Figure A.8 – Conducting states in “half-bridge”, two-level MMC building block

Figure A.9 illustrates how the patterns of conduction differ between rectifier and inverter operation.

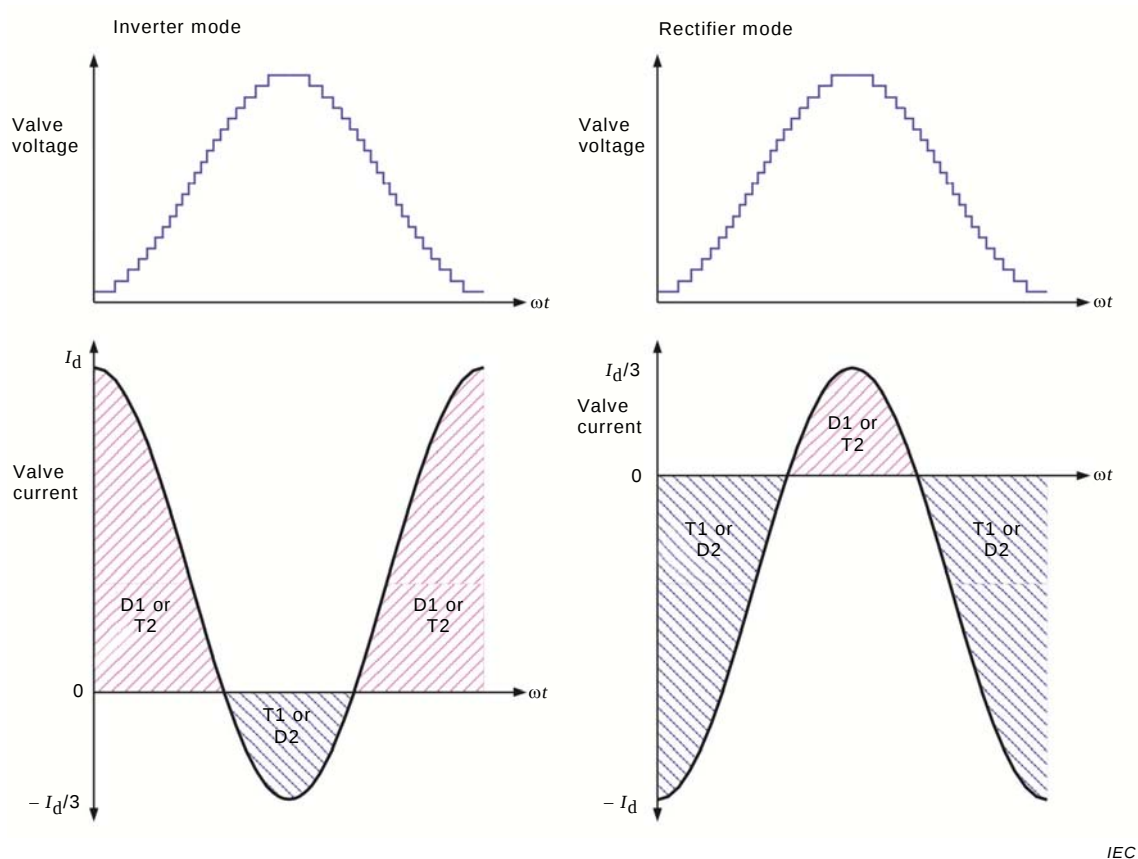


Figure A.9 – Typical patterns of conduction for inverter operation (left) and rectifier operation (right)

An example of a converter with, for illustrative purposes, only one MMC building block per valve, is shown in Figure A.10 below.

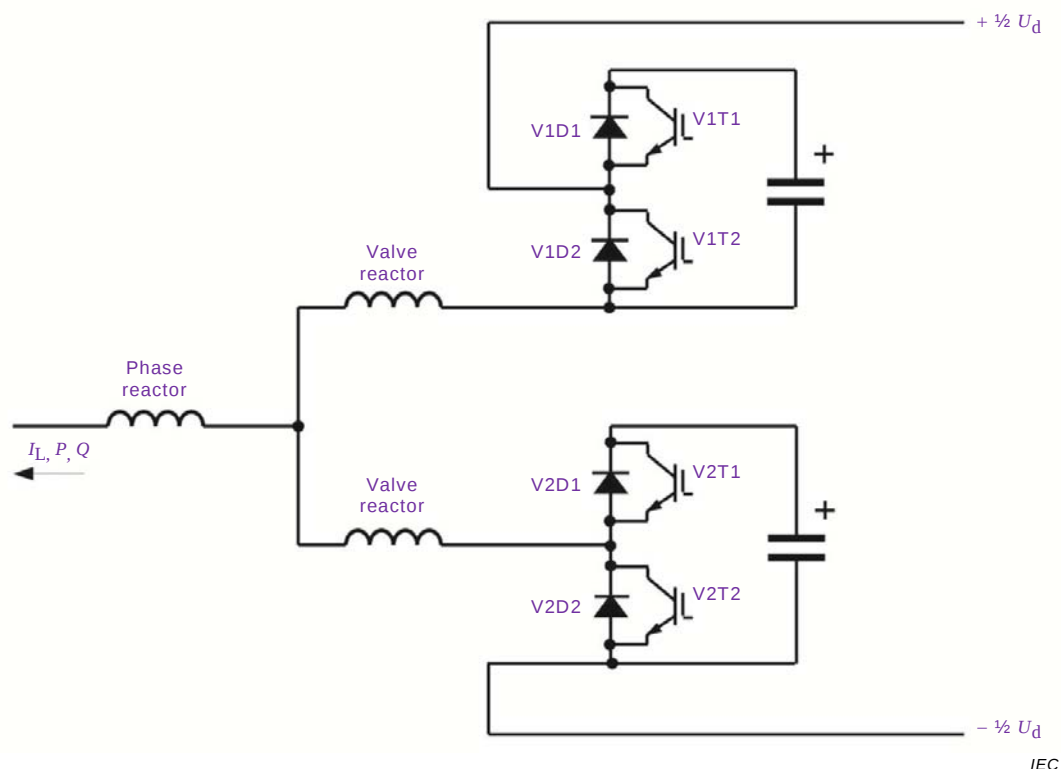


Figure A.10 – Example of converter with only one MMC building block per valve to illustrate switching behaviour

Inverter operation of this converter in a typical case is shown in an example in Figure A.11 and in rectifier operation in Figure A.12.

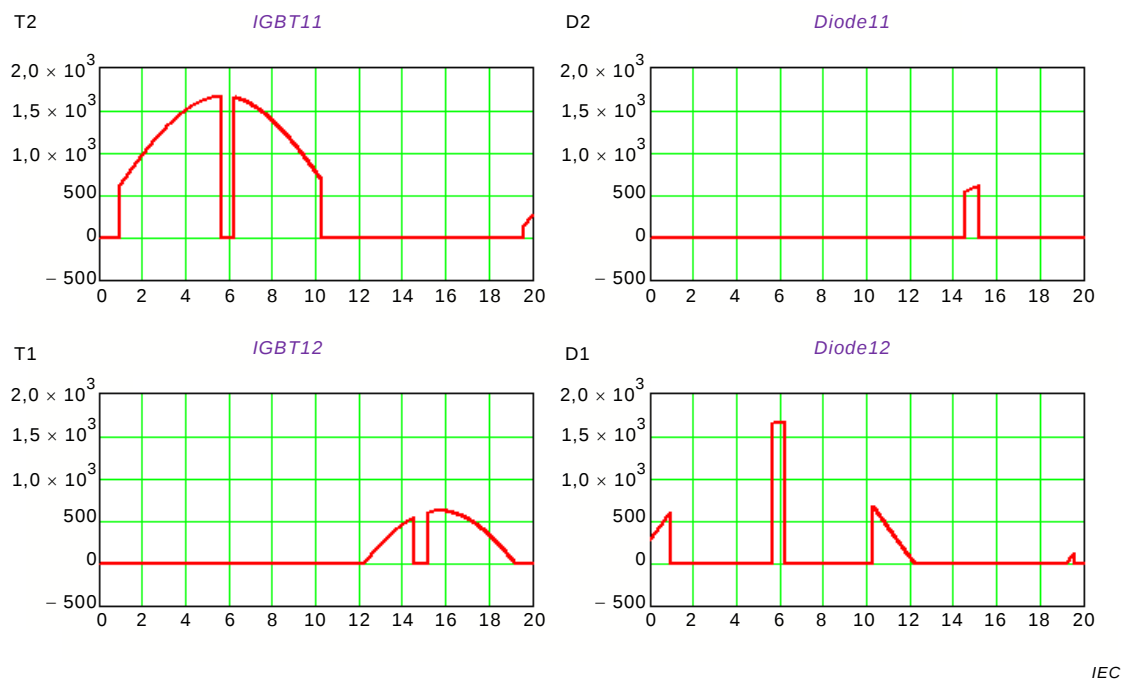


Figure A.11 – Inverter operation example of switching events

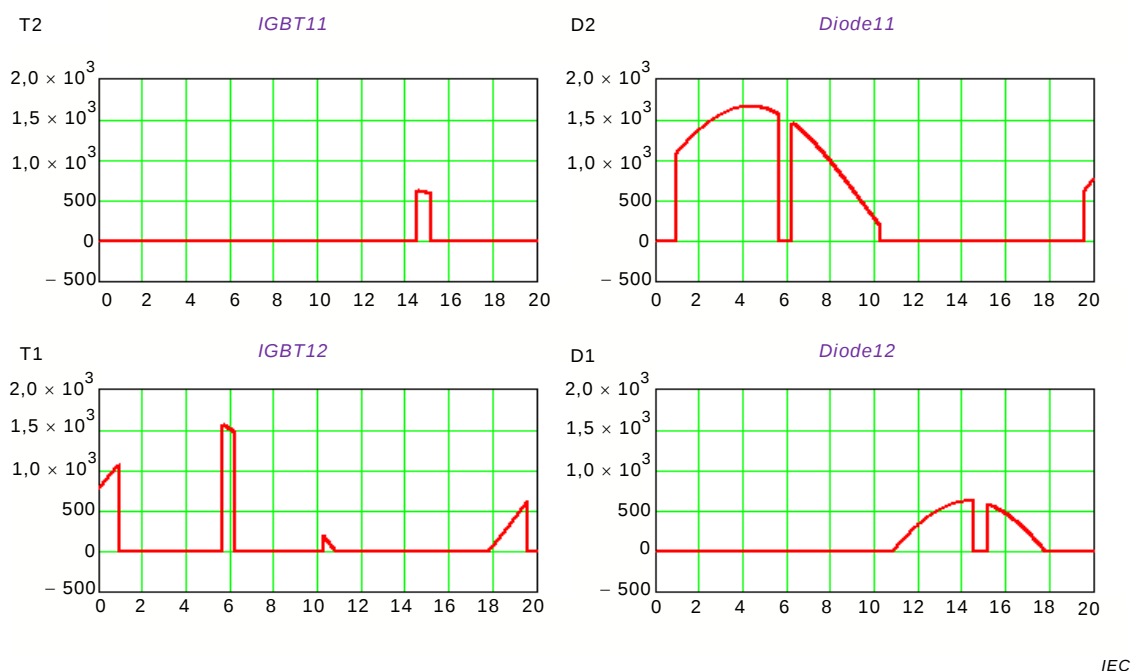


Figure A.12 – Rectifier operation example of switching events

As the two switches in each valve (S1 and S2 with its respective devices here denoted T1, D1 and T2, D2) are stressed with different current and switching events, they need to be calculated separately.

The time of the switching events and the amplitude of the current are dependent on the operational condition of the converter:

- a.c. voltage;
- d.c. voltage;
- active power;
- reactive power;
- modulation strategy.

All series connected MMC building blocks will be stressed with the same switching events, but at different occasions. Thus the same average and rms currents are valid for all MMC building blocks.

The upper valve arm and lower valve arms are also stressed in a similar way.

In rectifier mode, it can be seen that the highest currents flow in either T1 or D2. However, at the time when the current is highest, the valve voltage is near zero, so most MMC building blocks are bypassed and current flows predominantly in D2. D2 therefore has the highest conduction loss in rectifier mode, with only modest conduction losses in T1 and D1, and very low conduction losses in T2.

Conversely, in inverter mode, T2 experiences the highest conduction losses with only modest conduction losses in T1 and D1, and very low conduction losses in D2.

In Figure A.9 it can be seen that the peak valve current is approximately equal to the d.c. current; however this is in general not exactly the case, as the peak valve current may be higher or lower than the d.c. current, depending on the modulation strategy, amount of reactive power and transformer tapchanger position (if appropriate).

A.3.2 Conduction losses in semiconductors

A.3.2.1 Approximate analytical solution

It will be noted from Figure A.8 that at any time there is always one, and only one, current path conducting in each MMC building block.

If the on-state voltage characteristics of the four switch positions in the MMC building block were identical, calculation of the semiconductor device conduction losses would be straightforward, since there would be no need to know the operating state of the MMC building block at any time. The total semiconductor conduction loss per MMC building block would then simply be given by:

$$P_{\text{cond}} = N_c \left(V_0 \cdot I_{\text{vav}} + R_0 \cdot I_{\text{vrms}}^2 \right) \quad (\text{A.2})$$

where

N_c is the number of series-connected semiconductor devices per switch position;

V_0, R_0 are the threshold voltage and slope resistance of the device;

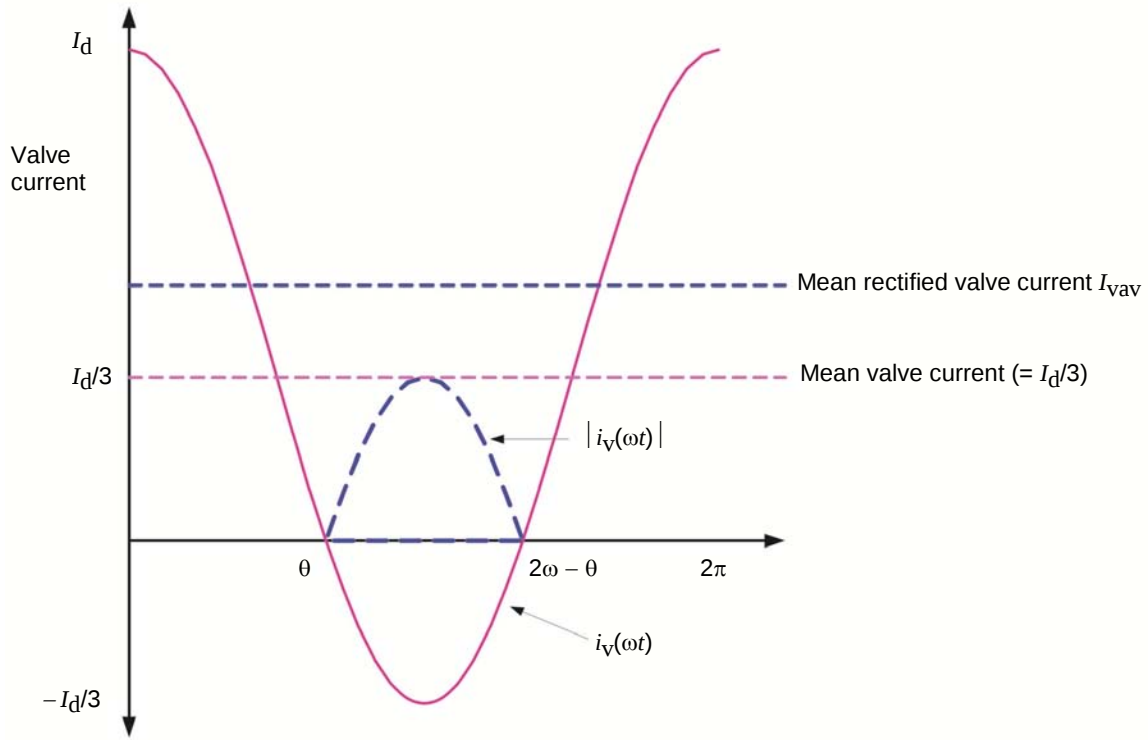
I_{vav} is the mean value of the rectified current in the valve, averaged over one power-frequency cycle (Figure A.13).

$$I_{\text{vav}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} |i_v(\omega t)| \cdot d(\omega t) \quad (\text{A.3})$$

I_{vav} is not the same as the mean valve current, which is simply $I_d/3$. For these purposes, the rectified current is needed because current will only flow in those semiconductor device(s) which are forward biased.

I_{vrms} is the rms current in the valve, averaged over one power-frequency cycle.

$$I_{\text{vrms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_v(\omega t)^2 \cdot d(\omega t)} \quad (\text{A.4})$$



IEC

Figure A.13 – Valve current and mean rectified valve current

Knowing that the valve current can be expressed as:

$$i_v(\omega t) = \frac{I_d}{3} + \frac{I_L \cdot \sqrt{2}}{2} \times \sin(\omega t) \quad (\text{A.5})$$

An analytical solution can easily be found:

$$I_{\text{vav}} = \frac{1}{\pi} \cdot \left[\frac{I_d}{3} \cdot (2\theta - \pi) + I_L \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \theta \right] \quad (\text{A.6})$$

$$I_{\text{vrms}} = \sqrt{\frac{I_d^2}{9} + \frac{I_L^2}{4}} \quad (\text{A.7})$$

where

$$\theta = \cos^{-1} \left[\frac{-I_d \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot I_L} \right] \quad (\text{A.8})$$

The angle θ corresponds to the point where valve current crosses zero.

Since the current flows mainly in diodes in rectifier mode, and mainly in IGBTs in inverter mode, a reasonable approximation to the conduction losses per MMC building block may be obtained from Equations (A.2), (A.6) and (A.7) as follows:

Rectifier mode:

$$P_{\text{cond_rec}} = V_{0_Diode} \cdot I_{\text{vav}} + R_{0_Diode} \cdot I_{\text{vrms}}^2 \quad (\text{A.9})$$

Inverter mode:

$$P_{\text{cond_inv}} = V_{0_IGBT} \cdot I_{\text{vav}} + R_{0_IGBT} \cdot I_{\text{vrms}}^2 \quad (\text{A.10})$$

A.3.2.2 Exact analytical solution

The approximate analytical solution presented in the previous subclause assumes that V_0 and R_0 are the same for all the IGBTs and diodes in the MMC building block. Generally this is not true: the IGBTs normally have different values of V_0 and R_0 to the diodes (generally, V_0 and R_0 are higher for the IGBT than the diode) and it is possible for different types of IGBT and diode to be used in the upper and lower switch positions in the MMC building block. In addition, this approach neglects the circulating currents which may occur between phases, depending on the design of controller.

In many cases these assumptions could introduce an unacceptably large error into the calculation process.

A more exact process involves separately calculating the values of I_{av} and I_{rms} for each of the four switch positions in the MMC building block and thus calculating the conduction loss separately for each device.

As noted in the previous subclause, the location of the one switch position that is carrying current at a given time depends on the direction of the current and the switching state of the MMC building block (bypassed or active state). Since the switching state may change several times per fundamental-frequency cycle, it is not practical to calculate the instantaneous conduction loss in each switch position, but neither is it necessary. What is needed is to calculate the conduction loss in each switch position averaged over a period of some few cycles or seconds. However, this is also not straightforward to calculate, since it depends in a complex way on the control strategy for the converter.

For some operating points, for example when the valve current and valve voltage are exactly 180° out of phase, an exact (though complex) analytical solution is possible. Such solutions rely on a statistical approach to the operating state (active or bypassed) of the MMC building block. Although it is not possible to know the exact operating state of an MMC building block at any given time, it is possible to calculate the probability that the MMC building block will be in a given state at that time, since the probability that the MMC building block is in the active state is directly proportional to the valve voltage. It is therefore possible to construct a mathematical equation linking the valve current to the valve voltage, both of which can be described mathematically.

The statistical probability that a given MMC building block will be in the active state can be expressed by the term $p_c(\omega t)$:

$$p_c(\omega t) = \frac{u_v(\omega t)}{N_{\text{tc}} \cdot u_{\text{c_av}}(\omega t)} \quad (\text{A.11})$$

where

N_{tc} is the number of MMC building blocks per valve;

$u_v(\omega t)$ is the valve voltage as a function of time;

$u_{\text{c_av}}(\omega t)$ is the mean MMC building block d.c. capacitor voltage as a function of time.

The probability that a given MMC building block is in the bypassed state is then simply $(1 - p_c(\omega t))$.

T1 and D1 only conduct when the link is in the active state. So the average and rms currents are found by integrating the product of valve current and $p_c(\omega t)$ over the conduction period appropriate to each semiconductor.

$$I_{av} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} i_v(\omega t) \cdot p_c(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (A.12)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} i_v^2(\omega t) \cdot p_c(\omega t) \cdot d(\omega t)} \quad (A.13)$$

where

ωt_1 and ωt_2 are the points at which the valve current changes sign.

T1 only conducts when current is negative. Hence for evaluation of the current in T1, ωt_1 is taken to be where current changes from positive to negative and ωt_2 is taken to be where current changes from negative to positive.

D1 only conducts when current is positive. Hence for evaluation of the current in D1, ωt_1 is taken to be where current changes from negative to positive and ωt_2 is taken to be where current changes from positive to negative.

T2 and D2 only conduct when the link is in the bypassed state. So the average and rms currents are found by integrating the product of valve current and $(1 - p_c(\omega t))$ over the conduction period appropriate to each semiconductor:

$$I_{av} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} i_v(\omega t) \cdot (1 - p_c(\omega t)) \cdot d(\omega t) \quad (A.14)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} i_v^2(\omega t) \cdot (1 - p_c(\omega t)) \cdot d(\omega t)} \quad (A.15)$$

T2 only conducts when current is positive. Hence for evaluation of the current in T2, ωt_1 is taken to be where current changes from negative to positive and ωt_2 is taken to be where current changes from positive to negative.

D2 only conducts when current is negative. Hence for evaluation of the current in D2, ωt_1 is taken to be where current changes from positive to negative and ωt_2 is taken to be where current changes from negative to positive.

Even when it is possible to represent i_v and p_c mathematically, and even for the simplified case where the valve current and valve voltage are exactly 180° out of phase, the analytical solution to these equations is complex. At the time of publication, no exact analytical solution has been found for the general case where valve current and valve voltage are not exactly 180° out of phase.

A.3.3 MMC building block d.c. capacitor losses

To calculate the MMC building block d.c. capacitor losses, it is necessary only to know the rms current in the capacitor, I_{crms} . The mean current in the capacitor is zero in steady-state

$$I_{\text{D1_av}} + I_{\text{T1_av}} = 0 \quad (\text{A.16})$$

Once the rms current has been determined for each of the four semiconductor devices, according to the preceding subclause, the rms capacitor current can be found easily from the vectorial sum of the rms currents in T1 and D1:

$$I_{\text{crms}} = \sqrt{I_{\text{D1_rms}}^2 + I_{\text{T1_rms}}^2} \quad (\text{A.17})$$

A.3.4 Other conduction losses

Other conduction losses in the valve are dominated by the resistive (I^2R) losses in busbars from each MMC building block to its neighbours. Here, only the rms valve current I_{vrms} , as given in Equation (A.7), is required.

A.4 Switching losses

A.4.1 Description of state changes

A.4.1.1 General

Every time an MMC building block changes state from bypassed to active state or vice versa, or the direction of current reverses, one switch position in the MMC building block turns off and another turns on. The turn-on of an IGBT is always accompanied by the turn-off of a diode, and vice-versa.

Switching events may be categorised as “soft” or “hard”. Transitions which occur as a result of the reversal of valve current that occurs twice per cycle are referred to as “soft”, while those that occur as a result of state changes from bypassed to active state or vice versa, are referred to as “hard”. Only the hard switching events are of significance in the calculation of losses, because the rate of change of current (di/dt) is several orders of magnitude higher than for soft-switching events.

A.4.1.2 Hard switching events

Table A.1 summarises the effects of the four possible hard switching events in the MMC building block.

Table A.1 – Hard switching events

Current direction	MMC building block state change	Effects	Total switching energy
Negative	Bypassed to active	T1 turns on; D2 turns off	$E_{\text{on_T1}} + E_{\text{rec_D2}}$
Negative	Active to bypassed	T1 turns off; D2 turns on	$E_{\text{off_T1}}$
Positive	Bypassed to active	T2 turns off; D1 turns on	$E_{\text{off_T2}}$
Positive	Active to bypassed	T2 turns on; D1 turns off	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$

Since diodes are not controllable, hard switching events are always initiated by the switching of an IGBT. The transition from IGBT to diode is initiated by turning off the IGBT while current is flowing in it. The current, which is flowing through a substantial external inductance, then

has nowhere else to flow except into the diode in the other switch position of the MMC building block. Current then commutates from the IGBT to the diode at a rate determined by the inductance of the loop formed by the IGBT, diode and capacitor. The IGBT experiences a voltage overshoot as a result of this event.

The transition from diode to IGBT is initiated by turning on the IGBT while the diode in the other switch position of the MMC building block is conducting. This temporarily creates a short circuit with the d.c. capacitor connected in series with the diode and the IGBT that has just turned on. The current in the diode falls very rapidly at a rate given by the capacitor voltage divided by the inductance of the loop formed by the IGBT, diode and capacitor. After the current in the diode passes through zero, the diode experiences a short period of reverse current and then finally turns off, incurring a “recovery energy”.

Each hard switching event results in a switching energy dissipation in the IGBT (E_{on} or E_{off}) and those events that involve the turn-off of a diode also result in a recovery energy E_{rec} (diodes have negligible turn-on loss). E_{on} , E_{off} and E_{rec} depend on the instantaneous device current at the time of switching, the d.c. capacitor voltage and the junction temperature. The dependence on current is illustrated on Figure A.14. Switching and recovery energies also increase with voltage (almost linearly) and with temperature.

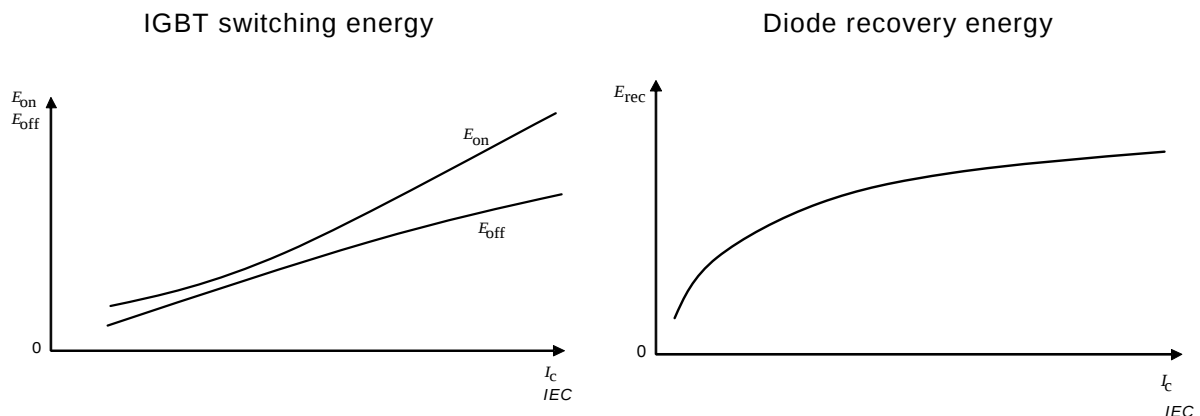


Figure A.14 – IGBT and diode switching energy as a function of collector current

In order to be able to calculate the switching losses for any operating condition, the IGBT and diode used should be characterised thoroughly to define E_{on} , E_{off} and E_{rec} as functions of voltage, current and temperature. The characterisation results may be presented graphically or in a look-up table but a mathematical model is preferred, since it permits the subsequent calculation process to be more easily automated.

A.4.1.3 Soft switching events

Table A.2 summarises the effects of the four possible soft switching events in the MMC building block.

The soft switching events are mentioned only for the sake of completeness, since they do not directly result in switching energy dissipation in the semiconductors. However, the changes of current direction may indirectly provoke some hard switching events, as the capacitor voltage balancing algorithm may cause some MMC building blocks to change from active to bypassed and some others to change from bypassed to active.

Table A.2 – Soft switching events

Change of current direction	MMC building block state	Effects
Negative to positive	Bypassed	D2 turns off; T2 turns on
Negative to positive	Active	T1 turns off; D1 turns on
Positive to negative	Bypassed	T2 turns off; D2 turns on
Positive to negative	Active	D1 turns off; T1 turns on

A.4.2 Analysis of state changes during cycle

In principle, calculation of the total switching losses in the MMC building block requires only that the instantaneous voltage and current is known for each of the various switching events during a cycle. The switching energy per event can then be calculated from knowledge of how E_{on} , E_{off} and E_{rec} vary with voltage and current for the applicable junction temperature, and the switching losses in the complete cycle are obtained by summing each individual event.

However, unlike a 2-level converter, where the d.c. capacitor voltage is fixed and the switching pattern is deterministic and easily analysed, calculating the switching conditions for every switching event in a modular multi-level converter is very complex. There are two principal reasons leading to this complexity:

- the timings of the switching events with respect to the valve current waveform are somewhat unpredictable, since they are governed by the algorithms used for monitoring and balancing the MMC building block d.c. capacitor voltages;
- because the valve current flows through the MMC building block d.c. capacitor for part of each cycle, the capacitor experiences a very large ripple voltage (typically $\pm 20\%$ of nominal). Moreover, every MMC building block d.c. capacitor in the valve will have a different capacitor voltage at any instant.

For these reasons the only practical way of determining the average switching losses in the IGBTs and diodes is by means of a very detailed numerical simulation. The simulation model should represent the valve in as much detail as possible, including a mathematical model representing the switching energies of the semiconductor devices, along with a representation of at least those parts of the control system that are responsible for producing the valve voltage order and for balancing the MMC building block d.c. capacitors.

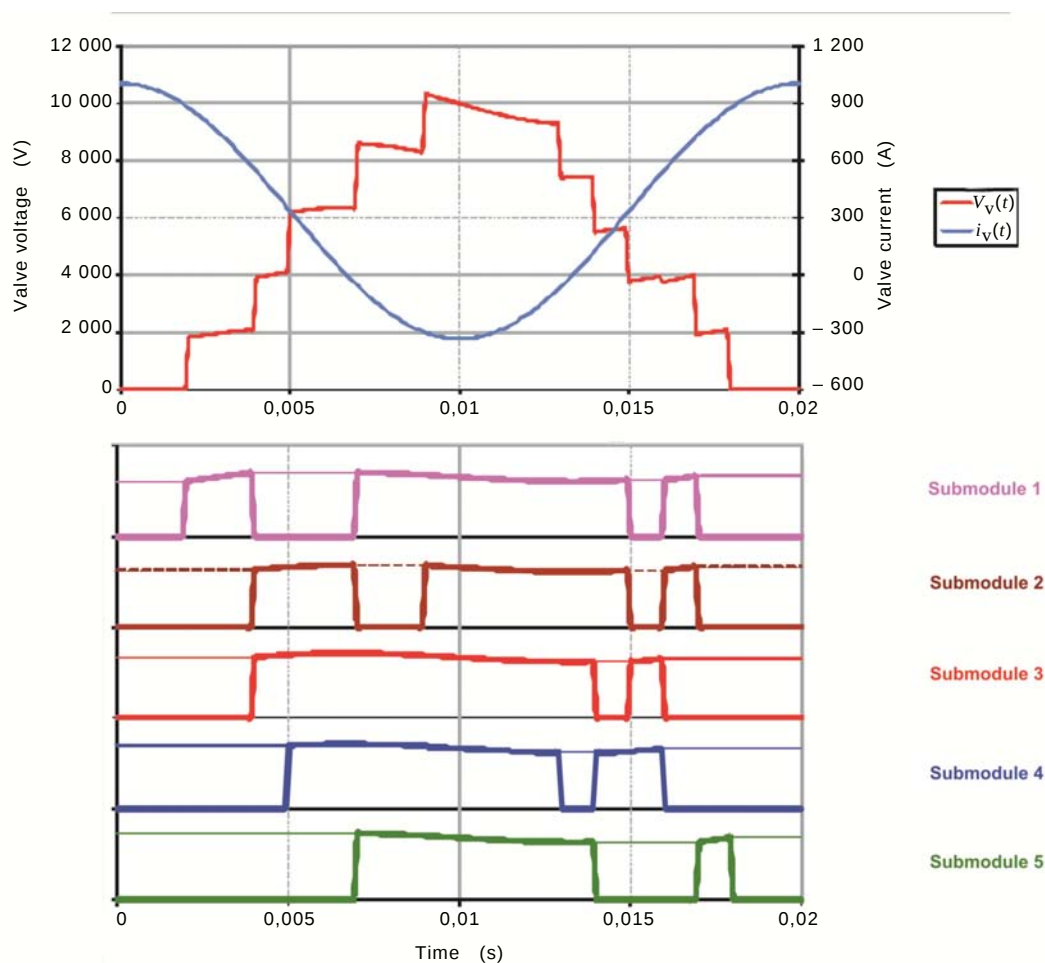
A.4.3 Worked example of switching losses

To illustrate the typical switching behaviour of an MMC valve, this subclause describes a simple simulation performed on a hypothetical MMC valve consisting of 5 submodules in series, each with a nominal submodule d.c. capacitor voltage of 2 kV. The valve is assigned a sinusoidal voltage order equal to $5 \text{ kV} - 5 \text{ kV} \times \cos(\omega t)$ and carries a sinusoidal current equal to $(333 \text{ A} + 667 \text{ A} \times \cos(\omega t))$.

Submodules are switched only at 1 ms intervals, according to a simple set of rules:

- if the current through the valve is positive (i.e. in the direction which charges up the submodules that are in active mode), then the submodule with the lowest voltage is switched into circuit first, then the one with the second lowest voltage, and so on until the target voltage is met as closely as possible;
- if the current through the valve is negative (i.e. in the direction which discharges the submodules that are in active mode), then the submodule with the highest voltage is switched into circuit first, then the one with the second highest voltage, and so on until the target voltage is met as closely as possible.

The results of a simulation in which the five submodules initially have voltages of 1 800 V, 1 900 V, 2 000 V, 2 100 V and 2 200 V are shown graphically on Figure A.15.



IEC

Figure A.15 – Valve voltage, current and switching behaviour for a hypothetical MMC valve consisting of 5 submodules

It will be observed that two of the submodules undergo three complete on/off cycles during the fundamental frequency cycle, while the other three undergo only two. Table A.3 summarises the 24 switching events during the cycle.

If the switching energies E_{on} , E_{off} and E_{rec} can be represented as functions of voltage and current, either mathematically or via look-up tables, the switching energy can be calculated for each event and then summed for the complete valve.

Although this is only a purely hypothetical example, it illustrates the complex and unpredictable nature of the switching behaviour of the MMC valve, and the fact that this behaviour is very much influenced by the algorithms used for balancing the capacitor voltages.

Table A.3 – Summary of switching events from Figure A.15

Time ms	Current A	Submodule no.	Submodule voltage V	State change	Switching energy
2	873	1	1 800	Bypassed – active	$E_{\text{off_T2}}$
4	539	1	2 087	Active – bypassed	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
4	539	2	1 900	Bypassed – active	$E_{\text{off_T2}}$
4	539	3	2 000	Bypassed – active	$E_{\text{off_T2}}$
5	333	4	2 100	Bypassed – active	$E_{\text{off_T2}}$
7	–59	1	2 087	Bypassed – active	$E_{\text{on_T1}} + E_{\text{rec_D2}}$
7	–59	2	2 039	Active – bypassed	$E_{\text{off_T1}}$
7	–59	5	2 200	Bypassed – active	$E_{\text{on_T1}} + E_{\text{rec_D2}}$
9	–302	2	2 039	Bypassed – active	$E_{\text{on_T1}} + E_{\text{rec_D2}}$
13	–59	4	1 865	Active – bypassed	$E_{\text{off_T1}}$
14	127	3	1 858	Active – bypassed	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
14	127	4	1 865	Bypassed – active	$E_{\text{off_T2}}$
14	127	5	1 919	Active – bypassed	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
15	333	1	1 852	Active – bypassed	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
15	333	2	1 883	Active – bypassed	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
15	333	3	1 858	Bypassed – active	$E_{\text{off_T2}}$
16	539	1	1 852	Bypassed – active	$E_{\text{off_T2}}$
16	539	2	1 883	Bypassed – active	$E_{\text{off_T2}}$
16	539	3	1 946	Active – bypassed	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
16	539	4	1 998	Active – bypassed	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
17	725	1	1 979	Active – bypassed	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
17	725	2	2 010	Active – Bypassed	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
17	725	5	1 919	Bypassed – active	$E_{\text{off_T2}}$
18	873	5	2 079	Active – bypassed	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$

The example also shows how effective the simple capacitor balancing strategy outlined above can be, even with switching times limited to very coarse steps of 1 ms. An initial voltage range of 400 V (1 800 V to 2 200 V) has converged to a 133 V range (1 946 V to 2 079 V) after only

one cycle. In practice a much faster update rate would be used, giving even faster convergence.

Although the example shows only a single fundamental cycle, an analysis of this type would need to extend over several cycles in order to obtain representative average results.

A.5 Other losses

A.5.1 Snubber losses

Although many MMC-type valves are able to operate without snubber circuits, in some cases snubber circuits might nevertheless be fitted to alleviate the switching stresses on the semiconductor devices or (in the case of the cascaded two-level converter) to assist with voltage sharing amongst the series-connected semiconductors.

Snubber circuits fall into two main types:

- “turn-on” snubbers, which involve an inductance in series with the semiconductor device and are intended to limit the rate of change of current and therefore reduce the turn-on stress in the IGBT and the recovery stress on the opposing diode;
- “turn-off” snubbers, which involve a capacitance in parallel with the semiconductor device and are intended to limit the rate of rise of voltage after turn-off and therefore reduce the turn-off stress on the IGBT.

Each hard switching event in an MMC building block will result in energy being dissipated in the snubber circuits, the amount of energy depending on the instantaneous voltage and current in the affected semiconductor device.

Where a turn-on snubber is fitted, each MMC building block state change involving turn-on of an IGBT will result in an energy dissipation $E_{\text{sn_on}}$ being dissipated in the snubber components.

Where a turn-off snubber is fitted, each MMC building block state change involving turn-off of an IGBT will result in an energy dissipation $E_{\text{sn_off}}$ being dissipated in the snubber components.

The sensitivity of $E_{\text{sn_on}}$ and $E_{\text{sn_off}}$ to the voltage and current at the time of switching will depend on the design of the snubber and should be demonstrated by suitable tests or simulations. Then, the determination of the snubber losses in the MMC building block over a complete cycle requires an understanding of the voltage and current at each switching event. The calculation may be performed in a very similar way to that discussed above for the semiconductor switching losses.

A.5.2 DC voltage-dependent losses

A.5.2.1 General

The d.c. voltage-dependent losses of the valve are simply the U^2/R losses in resistive components connected in parallel with the valve or with parts of the valve.

In an MMC valve, these resistive components fall into two main categories: those that are connected in parallel with the MMC building block d.c. capacitor of each MMC building block (such as capacitor discharge resistors) and those that are connected in parallel with the complete valve or large parts of the valve (for example water cooling pipes).

A.5.2.2 DC voltage-dependent losses with MMC building block – Analytical method

Resistive components connected in parallel with the d.c. capacitor of each MMC building block experience a voltage that is predominantly d.c. but with a large ripple component.

Making an assumption that the resistance parallel with each MMC building block is identical to each other (a hypothesis actually not true due to leakage currents in IGBTs and diodes etc.), the power dissipation can be simplified as:

$$P_{V4} = \frac{1}{R} \cdot \sum_i U_{\text{rms}_i}^2 \quad (\text{A.18})$$

The rms voltage of the i^{th} MMC building block:

$$U_{\text{rms}_i} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t=0}^T u_i(t)^2 \cdot dt} \quad (\text{A.19})$$

where

$u_i(t)$ is the instantaneous value (including d.c. component) of the voltage across the i^{th} resistive component, determined either by numerical simulation or analytical calculation.

For all the capacitors in the valve, typically, the voltage comprises a constant d.c. component, low order harmonics (a large part) and high order harmonics (relatively small). If the capacitor voltage balancing algorithm can effectively suppress the difference among the capacitor voltages, an approximation using mean voltage of the capacitors can be applied.

For all capacitors in the valve:

$$P = N_{\text{tc}} \cdot C \cdot U_{\text{cav}} \cdot \frac{dU_{\text{cav}}}{dt} \quad (\text{A.20})$$

where

P is the charging power on the valve as expressed by system parameters;

N_{tc} is the number of MMC building blocks per valve;

U_{cav} is the mean voltage of the capacitors.

This is not easy to give out an analytical result for U_{cav} , but noting that:

$$\int P = \frac{1}{2} \cdot N_{\text{tc}} \cdot C \cdot (U_0 + \Delta U)^2 - \frac{1}{2} \cdot N_{\text{tc}} \cdot C \cdot U_0^2 \approx N_{\text{tc}} \cdot C \cdot U_0 \cdot \Delta U \quad (\text{A.21})$$

where

ΔU is the rms ripple of the mean voltage of capacitors.

In the above equation, the term ΔU^2 has been neglected. Consequently, the power dissipation can be expressed by input parameters.

Note that the power dissipation is relatively large when the converter is absorbing reactive power from the a.c. network, due to the increasing ripple voltage.

For redundant levels, two possible scenarios should be considered.

- a) The capacitor voltages are constant even when the redundant levels are shorted, which means that the redundant levels just participate in the balancing action, but not in building the d.c. voltage. As the redundant levels are shorted, the total losses will decrease, but the single MMC building block loss will increase due to the increasing ripple.
- b) The capacitor voltages are not constant, which means that all MMC building blocks are input to build the d.c. voltage. As the redundant levels are shorted, the total losses and the single MMC building block loss will both increase due to the increasing d.c. component of each capacitor.

A.5.2.3 DC voltage-dependent losses with valve – Analytical method

For resistive components connected in parallel with the complete valve or large parts of the valve such as water cooling pipes, the voltage experienced can also be achieved by a statistical approach.

For any MMC building block, the probability of being in the active state is identical to the others, which is proportional to the valve voltage:

$$p_c(\omega t) = \frac{u_v(\omega t)}{N_{tc} \cdot u_{c_{av}}(\omega t)} \quad (A.22)$$

where

N_{tc} is the number of MMC building blocks per valve;

$u_v(\omega t)$ is the valve voltage as a function of time;

$u_{c_{av}}(\omega t)$ is the mean MMC building block d.c. capacitor voltage as a function of time.

Whether for complete valve or parts of the valve, the voltage between the resistive components can be expressed as:

$$u(\omega t) = \frac{n \cdot u_v(\omega t)}{N_{tc}} \quad (A.23)$$

where

n is the total number of MMC building blocks in parallel with the resistive components (for complete valve, $n = N_{tc}$).

For a typical sinusoidal modulation, the analytical result can be expressed as:

$$P_{av} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left(\frac{n \cdot u_v(\omega t)}{N_{tc}} \right)^2 \cdot d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{n^2}{N_{tc}^2} \cdot \left(\frac{U_d \pm U_c}{2} \right)^2 \cdot d(\omega t)$$

$$P_{av} = \frac{n^2 \cdot U_d^2}{4 \cdot N_{tc}^2 \cdot R} \cdot \left[1 + \frac{M^2}{2} \right] \quad (A.24)$$

where

M is the modulation index.

NOTE For numerical solution, the valve is simulated in some detail with sufficiently detailed representation of the control system, or detailed resistance parallel with MMC building block capacitors and the valve or valve sections such as: resistive voltage grading circuits (d.c. grading circuits), resistive voltage dividers for voltage measurement, water cooling pipework, shunt resistive losses across capacitor dielectric material, discharge resistors across d.c. capacitors.

A.5.3 Valve electronics power consumption

A.5.3.1 General

The basic principle of the valve electronics power consumption is almost the same as that described in IEC 62751-1. With the MMC topology, the difference is that the power consumption of the valve electronics for each MMC building block varies from cycle to cycle, since the IGBT on-off operation status is not instantaneously the same in all MMC building blocks. Hence, it is necessary to take an average value to evaluate the power consumption.

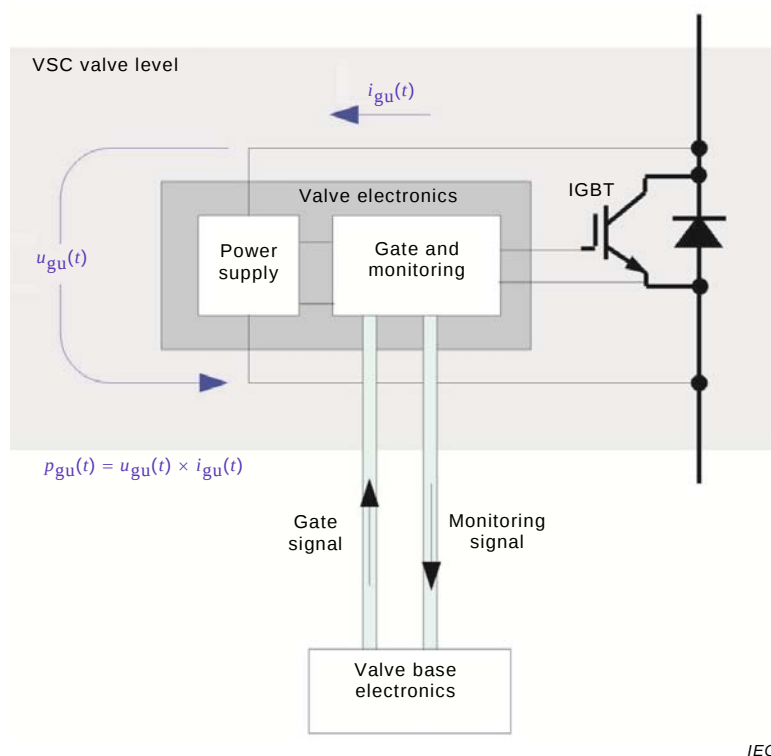
A.5.3.2 Topology of power supply circuit

A.5.3.2.1 General

Two types of power supply circuit have been assumed, the first in which the power supply is connected across each IGBT and the second in which the power supply is connected between the terminals of the submodule d.c. capacitor.

A.5.3.2.2 Type A

The power circuit is connected to the collector and to the emitter of each VSC level. The circuit derives the power from the voltage across VSC level and supply to the valve electronics. For easy understanding, the concept is shown in Figure A.16



IEC

Figure A.16 – Power supply from IGBT terminals

In this case, the instantaneous power consumed in the power supply is given by multiplying the voltage and current as shown in the figure. Then, in order to obtain the average value, the instantaneous power is integrated for one second.

After taking average, the average power of every VSC level is summed up to obtain the total power consumption of the valve.

When the power circuit is integrated into the snubber circuit, the power consumption may be included in the snubber circuit loss.

This Type A can be applied to the VSC level of the CTL cell as shown Figure A.17.

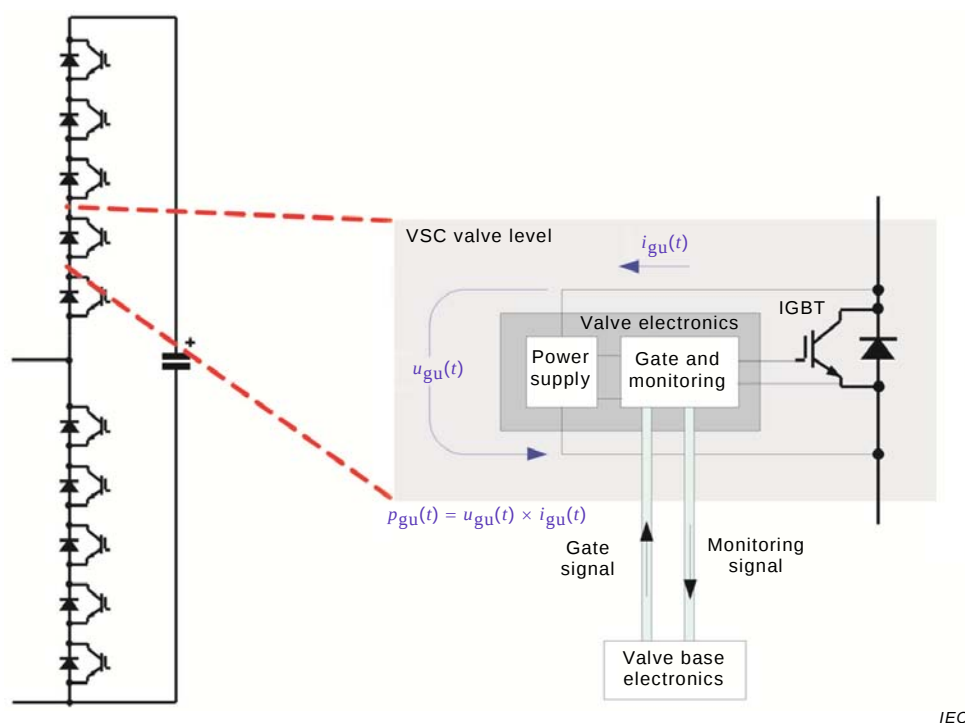


Figure A.17 – Power supply from IGBT terminals in cell

A.5.3.2.3 Type B

The power circuit is connected to the terminals of d.c. capacitor in the submodule. The circuit derives the power from the voltage of the d.c. capacitor and supply to the valve electronics. The concept is shown in Figure A.18.

In this case, the power circuit feeds the power to two IGBTs in the submodule. The number of power circuits is equal to the number of submodules. Then, the number for summation is the number of submodules to obtain the total power consumption of the valve.

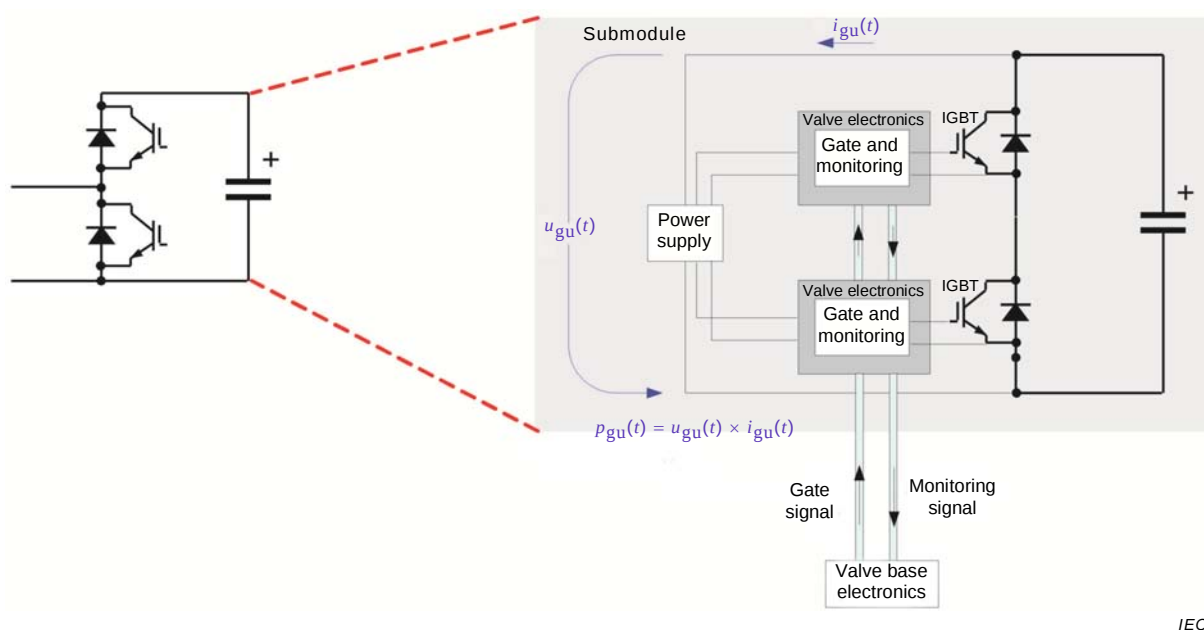


Figure A.18 – Power supply from d.c. capacitor in submodule

This type B mainly applies to the submodule-type valve. It is not considered to be easy to apply to CTL since insulation between the power supply and IGBT requires much higher voltage withstand capability.

A.6 Application to other variants of valve

A.6.1 General

The previous analysis has considered only the two-level, “half-bridge” MMC building block. Although this is a well-known variant of the valve, it is not the only variant that is possible. “Full-bridge” variants of MMC building blocks are also possible, as are MMC building blocks based on three-level or other multi-level converter arrangements.

A.6.2 Two-level full-bridge MMC building block

A “full-bridge” MMC building block is shown in Figure A.19. This performs the same function as the half-bridge MMC building block but has additional flexibility, in that the capacitor can be inserted into the circuit in either polarity. However, this circuit contains four IGBTs instead of two, and therefore suffers from much higher conduction losses per MMC building block (for a given current, approximately twice that of the half-bridge MMC building block).

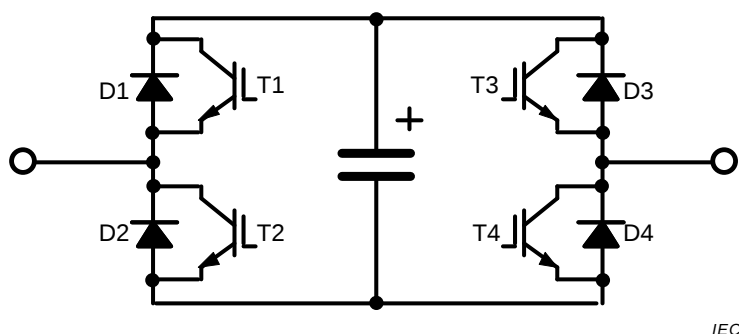


Figure A.19 – One “full-bridge”, two-level MMC building block

The full-bridge MMC building block has four possible conducting states for each polarity of current: active positive, active negative, upper bypass and lower bypass, plus the fifth blocking state. The two “bypass” states are redundant.

If “active positive” is taken to be the state in which the left hand terminal is positive with respect to the right-hand terminal, then the eight combinations of current direction and MMC building block state are as follows:

- current →, upper bypass: D1+T3 conducting
- current →, lower bypass: T2+D4 conducting
- current →, active positive: D1+D4 conducting
- current →, active negative: T2+T3 conducting
- current ←, upper bypass: T1+D3 conducting
- current ←, lower bypass: D2+T4 conducting
- current ←, active positive: T1+T4 conducting
- current ←, active negative: D2+D3 conducting

In contrast to the half-bridge MMC building block, where current flows mainly in diodes in rectifier mode and IGBTs in inverter mode, the IGBTs and diodes in the full-bridge MMC building block carry approximately the same current. Consequently the conduction losses are approximately the same in both rectifier and inverter modes, which is not the case for the half-bridge MMC building block.

Although the conduction losses of a full-bridge MMC building block are approximately twice as high as those of a half-bridge MMC building block operating at the same current, the full-bridge arrangement allows the converter to achieve a peak converter a.c. voltage that exceeds the d.c. pole-to-pole voltage and thus permits a lower a.c. current. The overall conduction losses of the full-bridge converter are therefore less than twice those of a half-bridge converter.

For a given voltage and current, the switching losses of the full-bridge MMC building block are the same as for the half-bridge MMC building block. This is because each individual switching event only affects one side of the bridge at a time.

A.6.3 Multi-level MMC building blocks

The MMC building blocks (submodules) shown in Figure A.7 and Figure A.19 and used in the traditional “two-level” converter, produce two discrete values of output voltage in each permitted polarity. In principle it is possible to conceive of MMC building block designs based on larger numbers of output levels. For example, there are four possible designs of MMC building block based on “three-level” converter topologies, as shown on Figure A.20.

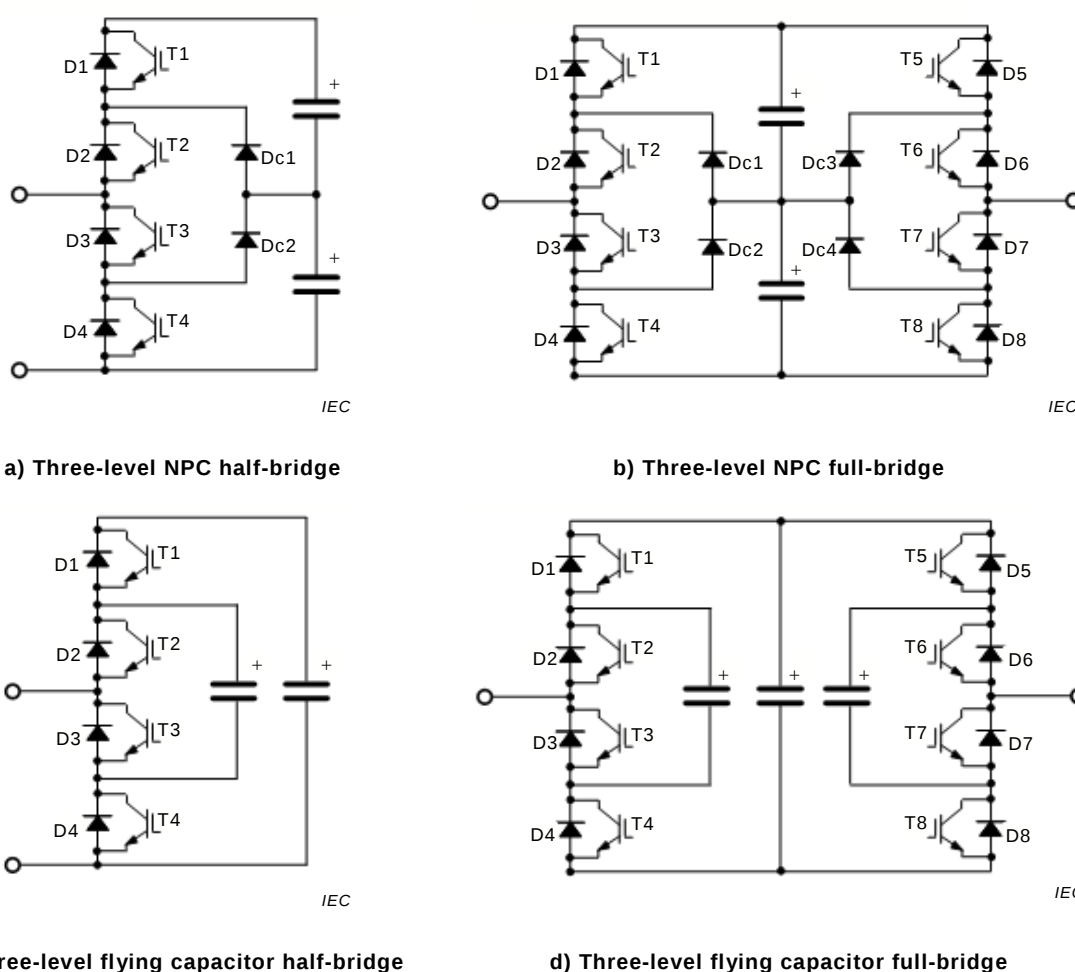


Figure A.20 – Four possible variants of three-level MMC building block

The three-level half-bridge variants each have twice as many semiconductor devices per MMC building block as the two-level half-bridge MMC building block, and at any given time two semiconductor devices per MMC building block are always in conduction. On the other hand the output voltage of the three-level MMC building block is twice that of the two-level MMC building block, so the overall conduction losses of the valve are essentially the same as those of a valve based on the two-level half-bridge MMC building block.

Likewise, the three-level full-bridge variants have approximately twice the conduction losses (per MMC building block) of the two-level full-bridge MMC building block, but the overall conduction losses of the valve are essentially the same as those of a valve based on the two-level full-bridge MMC building block.

Analysis of the switching losses of such converters is slightly more complex than for the two level converters, but the principle still holds true that each switching event results in either the turn-on of an IGBT and the turn-off of a diode, or vice-versa. Consequently, for a given voltage rating, there should be no significant difference between the switching loss of a three-level MMC building block and the combined switching losses of the two, two-level MMC building blocks to which it is equivalent.

Other variants can also be imagined, with both half-bridge and full-bridge variants with four, five or even more levels, and even with asymmetrical output voltages (for example +2 V, +1 V, 0 and -1 V).

Bibliography

IEC 60747-1, *Semiconductor devices – Part 1: General*

IEC 60747-2, *Semiconductor devices – Discrete devices and integrated circuits – Part 2: Rectifier diodes*

IEC 60747-9, *Semiconductor devices – Discrete devices – Part 9: Insulated-gate bipolar transistors (IGBTs)*

IEC 61803, *Determination of power losses in high-voltage direct current (HVDC) converter stations*

IEC TR 62543, *High-voltage direct current (HVDC) transmission using voltage sourced converters (VSC)*

CIGRÉ Technical Brochure No. 269, *VSC Transmission*,

CIGRÉ Technical Brochure No. 447, *Component Testing of VSC System for HVDC Applications*,

CIGRÉ Technical Brochure No. 492, *Voltage Source Converter (VSC) HVDC for Power Transmission – Economic Aspects and Comparison with other a.c. and d.c. Technologies*,

Analysis of metrological requirements for electrical measurement of HVDC station losses; A Bergman, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Ref. IM-11-5175.

A Comparison of Two Methods of Estimating Losses in the Modular Multi-Level Converter, C D M Oates & C C Davidson, EPE Conference, Birmingham, UK, September 2011.

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	59
1 Domaine d'application	61
2 Références normatives	61
3 Termes, définitions, symboles et abréviations	62
3.1 Termes et définitions	62
3.2 Symboles et abréviations	64
3.2.1 Valve et données de simulation	64
3.2.2 Caractéristiques du dispositif à semi-conducteur	64
3.2.3 Autres caractéristiques de composant	64
3.2.4 Paramètres de fonctionnement	65
3.2.5 Paramètres de perte	65
4 Conditions générales	66
4.1 Généralités	66
4.2 Principe de détermination des pertes	66
4.3 Catégories de pertes de la valve	67
4.4 Méthode de calcul des pertes	67
4.5 Paramètres d'entrée	68
4.5.1 Généralités	68
4.5.2 Données d'entrée pour les simulations numériques	68
4.5.3 Données d'entrée provenant des simulations numériques	68
4.5.4 Données du poste de conversion	69
4.5.5 Conditions de fonctionnement	69
5 Pertes de conduction	70
5.1 Généralités	70
5.2 Pertes de conduction de l'IGBT	71
5.3 Pertes de conduction de la diode	72
5.4 Autres pertes de conduction	73
6 Pertes dépendant de la tension c.c.	74
7 Pertes dans les condensateurs c.c. de la valve	74
8 Pertes de commutation	75
8.1 Généralités	75
8.2 Pertes de commutation de l'IGBT	75
8.3 Pertes de commutation de la diode	76
9 Autres pertes	76
9.1 Pertes du circuit d'amortissement	76
9.2 Consommation de puissance de l'électronique de valve	77
9.2.1 Généralités	77
9.2.2 Alimentation électrique à partir de la tension à l'état bloqué de chaque IGBT	78
9.2.3 Alimentation électrique à partir du condensateur c.c.	79
10 Pertes totales de la valve par poste CCHT	80
Annexe A (informative) Description des mécanismes de perte de puissance dans les valves à MMC	81
A.1 Introduction à la topologie du convertisseur MMC	81
A.2 Tension de valve et contraintes de courant	84

A.2.1	Analyse simplifiée avec tension et courant en phase	84
A.2.2	Analyse généralisée avec déphasage de tension et de courant	86
A.2.3	Effets de l'injection du troisième harmonique	88
A.3	Pertes de conduction dans les blocs modules MMC	89
A.3.1	Description des chemins de conduction	89
A.3.2	Pertes de conduction dans les semi-conducteurs.....	95
A.3.3	Pertes du condensateur c.c. du bloc module MMC.....	99
A.3.4	Autres pertes de conduction	99
A.4	Pertes de commutation	99
A.4.1	Description des changements d'état	99
A.4.2	Analyse des changements d'état pendant le cycle	101
A.4.3	Exemple pratique de pertes de commutation	102
A.5	Autres pertes	105
A.5.1	Pertes du circuit d'amortissement	105
A.5.2	Pertes dépendant de la tension c.c.	105
A.5.3	Consommation de puissance de l'électronique de valve.....	108
A.6	Application à d'autres variantes de valve	111
A.6.1	Généralités.....	111
A.6.2	Bloc module MMC en pont intégral à deux niveaux	111
A.6.3	Blocs modules MMC multiniveaux.....	112
	Bibliographie.....	115
	Figure 1 – Deux versions de base des conceptions de bloc module MMC	70
	Figure 2 – Chemins de conduction dans les blocs module MMC	71
	Figure A.1 – Unité de phase du convertisseur multiniveaux modulaire (MMC) en disposition à deux niveaux en demi-pont, avec sous-modules	82
	Figure A.2 – Unité de phase du convertisseur à deux niveaux monté en cascade (CTL) en demi-pont.....	83
	Figure A.3 – Fonctionnement de base des convertisseurs MMC.....	84
	Figure A.4 – Convertisseurs MMC montrant la composition du courant de valve	86
	Figure A.5 – Schéma de phase illustrant la tension d'un système c.a., la tension c.a. d'un convertisseur et le courant c.a. d'un convertisseur	88
	Figure A.6 – Effet de l'injection du 3 ^{ème} harmonique sur la tension et le courant du convertisseur	89
	Figure A.7 – Deux variantes équivalentes d'un point de vue fonctionnel d'un bloc module MMC à deux niveaux "en demi-pont"	90
	Figure A.8 – États de conduction dans un bloc module MMC à deux niveaux "en demi-pont"	91
	Figure A.9 – Modèles de conduction classiques pour le mode de fonctionnement en onduleur (à gauche) et le mode de fonctionnement en redresseur (à droite)	92
	Figure A.10 – Exemple de convertisseur doté d'un seul bloc module MMC par valve afin d'illustrer le comportement de commutation	93
	Figure A.11 – Exemple de fonctionnement en mode onduleur des événements de commutation	94
	Figure A.12 – Exemple de fonctionnement en mode redresseur des événements de commutation	94
	Figure A.13 – Courant de valve et courant de valve redressé moyen	96
	Figure A.14 – Énergie de commutation de l'IGBT et de la diode en fonction du courant du collecteur	100

Figure A.15 – Tension, courant et comportement de commutation d'une valve MMC hypothétique composée de 5 sous-modules	103
Figure A.16 – Alimentation à partir des bornes de l'IGBT	109
Figure A.17 – Alimentation à partir des bornes de l'IGBT de la cellule	110
Figure A.18 – Alimentation à partir du condensateur c.c. du sous-module	111
Figure A.19 – Bloc module MMC à deux niveaux «en pont intégral»	112
Figure A.20 – Quatre variantes possibles de bloc module MMC à trois niveaux	113
 Tableau 1 – Contributions aux pertes de valve dans les différents modes de fonctionnement	 80
Tableau A.1 – Événements de commutation durs	100
Tableau A.2 – Événements de commutation doux	101
Tableau A.3 – Récapitulatif des événements de commutation issus de la Figure A.15	104

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

PERTES DE PUISSANCE DANS LES VALVES À CONVERTISSEUR DE SOURCE DE TENSION (VSC) DES SYSTEMES EN COURANT CONTINU À HAUTE TENSION (CCHT) –

Partie 2: Convertisseurs multiniveaux modulaires

AVANT-PROPOS

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

La Norme internationale IEC 62751-2 a été établie par le sous-comité 22F: Électronique de puissance pour les réseaux électriques de transport et de distribution, du comité d'études 22 de l'IEC: Systèmes et équipements électroniques de puissance.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

CDV	Rapport de vote
22F/303/CDV	22F/322A/RVC

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

Cette publication a été rédigée selon les Directives ISO/IEC, Partie 2.

Une liste de toutes les parties de l'IEC 62751, publiées sous le titre général *Pertes de puissance dans les valves à convertisseur de source de tension (VSC) des systèmes en courant continu à haute tension (CCHT)* peut être consultée sur le site web de l'IEC.

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

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

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

PERTES DE PUISSANCE DANS LES VALVES À CONVERTISSEUR DE SOURCE DE TENSION (VSC) DES SYSTEMES EN COURANT CONTINU À HAUTE TENSION (CCHT) –

Partie 2: Convertisseurs multiniveaux modulaires

1 Domaine d'application

La présente partie de l'IEC 62571 donne la méthode détaillée à adopter pour calculer les pertes de puissance dans les valves d'un système CCHT doté d'un «convertisseur multiniveaux modulaire» dont chaque valve est composée d'un certain nombre de sources de tension indépendantes commandables à deux bornes connectées en série. Elle s'applique lorsque chaque cellule modulaire n'utilise qu'un seul dispositif à semi-conducteur blocable dans chaque position de commutation, et lorsque chaque position de commutation est composée d'un certain nombre de dispositifs à semi-conducteur blocables en série (cette topologie étant également appelée «convertisseur à deux niveaux monté en cascade»). Les principales formules sont données pour la configuration "en demi-pont" à deux niveaux. Des lignes directrices sont également données à l'Annexe A pour indiquer l'étendue des résultats de certains autres types de configurations de bloc module MMC.

La norme a été essentiellement élaborée pour les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT), mais elle peut également être utilisée comme guide en cas d'utilisation d'autres dispositifs à semi-conducteur blocables.

Les pertes de puissance dans d'autres parties de l'équipement du poste CCHT, outre les valves à convertisseur, sont exclues du domaine d'application de la présente norme.

Les valves à convertisseur des systèmes CCHT munis de convertisseurs commutés par le réseau sont exclues de la présente norme.

2 Références normatives

Les documents suivants sont cités en référence de manière normative, en intégralité ou en partie, dans le présent document et sont indispensables pour son application. Pour les références datées, seule l'édition citée s'applique. Pour les références non datées, la dernière édition du document de référence s'applique (y compris les éventuels amendements).

IEC 60633, *Terminologie pour le transport d'énergie en courant continu à haute tension (CCHT)*

IEC 62747, *Terminologie relative aux convertisseurs de source de tension (VSC) des systèmes en courant continu à haute tension (CCHT)*

IEC 62751-1:2014, *Pertes de puissance dans les valves à convertisseur à source de tension (VSC) des systèmes de transport d'énergie en courant continu à haute tension (CCHT) – Partie 1: Exigences générales*

ISO/IEC Guide 98-3, *Incertitude de mesure – Partie 3: Guide pour l'expression de l'incertitude de mesure (GUM:1995)*

3 Termes, définitions, symboles et abréviations

Pour les besoins du présent document, les termes et définitions donnés dans l'IEC 60633, l'IEC 62747, l'IEC 62751-1, ainsi que les suivants s'appliquent.

3.1 Termes et définitions

3.1.1

convertisseur multiniveaux modulaire MMC

convertisseur multiniveaux dans lequel chaque valve à VSC est composée d'un certain nombre de blocs modules MMC connectés en série

Note 1 à l'article: L'abréviation «MMC» est dérivée du terme anglais développé correspondant «Modular Multi-level Converter».

3.1.2

bloc module MMC

source de tension indépendante commandable à deux bornes, dotée de condensateur(s) c.c. et d'auxiliaires immédiats, formant une partie d'un MMC

3.1.3

paire IGBT-diode

combinaison de l'IGBT et de la diode de roue libre connectés en parallèle en sens inverse

3.1.4

position de commutation

fonction d'un semi-conducteur qui se comporte comme un seul commutateur indivisible

Note 1 à l'article: Une position de commutation peut être composée d'une seule paire IGBT-diode ou, dans le cas du convertisseur à deux niveaux monté en cascade, d'une connexion en série de plusieurs paires IGBT-diode

3.1.5

convertisseur à deux niveaux monté en cascade CTL

convertisseur multiniveaux modulaire dans lequel chaque position de commutation est composée de plusieurs paires IGBT-diode en série

Note 1 à l'article: L'abréviation «CTL» est dérivée du terme anglais développé correspondant «Cascaded Two-Level converter».

3.1.6

sous-module

bloc module MMC dans lequel chaque position de commutation est composée d'une seule paire IGBT-diode

3.1.7

cellule

bloc module MMC dans lequel chaque position de commutation est composée de plusieurs paires IGBT-diode en série

3.1.8

dispositif à semi-conducteur blocable

dispositif à semi-conducteur commandable qui peut être réactivé et coupé par un signal de commande (IGBT, par exemple)

3.1.9**transistor bipolaire à grille isolée****IGBT**

dispositif à semi-conducteur blocable à trois bornes: une borne de grille (G) et deux bornes de charge: émetteur (E) et collecteur (C)

Note 1 à l'article: L'abréviation «IGBT» est dérivée du terme anglais développé correspondant «Insulated Gate Bipolar Transistor».

3.1.10**état de fonctionnement**

condition dans laquelle le poste CCHT est sous tension et où les convertisseurs sont débloqués

Note 1 à l'article: A l'inverse du convertisseur commuté par le réseau, le convertisseur à source de tension peut fonctionner avec une sortie de puissance active/réactive nulle.

3.1.11**état de fonctionnement à vide**

condition dans laquelle le poste CCHT est sous tension, mais les IGBT sont bloqués et où toutes les charges de service et tous les équipements auxiliaires nécessaires du poste sont connectés

3.1.12**état de fonctionnement en veille**

condition dans laquelle le poste CCHT est sous tension et les IGBT sont débloqués mais ne disposent pas d'une sortie de puissance active ou réactive au point connexion commune au réseau c.a.

Note 1 à l'article: Les conditions de «fonctionnement en veille» et «à vide» sont similaires, mais du point de vue de l'état à vide, plusieurs secondes peuvent être nécessaires avant le transport d'énergie, alors que du point de vue de l'état de fonctionnement en veille, le transport d'énergie peut commencer presque immédiatement (moins de 3 cycles de fréquence industrielle).

Note 2 à l'article: A l'état de fonctionnement en veille, le convertisseur est en mesure de contrôler activement la tension c.c., contrairement à l'état à vide, dans lequel le convertisseur est essentiellement «passif».

Note 3 à l'article: A l'état à vide, les pertes sont en général légèrement inférieures à celles de l'état de fonctionnement en veille. Ce mode de fonctionnement est donc préférable lorsque la disposition du système VSC le permet.

3.1.13**indice de modulation des convertisseurs MLI** **M**

rapport de la tension de crête c.a. phase-terre du convertisseur à la moitié de la tension c.c. entre bornes du convertisseur

$$M = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{c1}}{\sqrt{3} \cdot \frac{U_{dc}}{2}}$$

où

U_{c1} est la valeur efficace de la composante de fréquence fondamentale de la tension entre phase U_c ;

U_c est la tension de sortie de l'unité de phase VSC au niveau de sa borne c.a.;

U_{dc} est la tension de sortie de l'unité de phase VSC au niveau de ses bornes c.c.

Note 1 à l'article: Certaines sources définissent l'indice de modulation de manière différente, indiquant qu'un indice de modulation de 1 fait référence à une sortie à onde carrée, ce qui signifie que l'indice de modulation ne peut jamais dépasser 1. Conformément à cette définition, l'indice de modulation est simplement donné par $M \cdot (\pi/4)$. Toutefois, cette définition est pertinente essentiellement pour les convertisseurs à deux niveaux utilisant la MLI.

3.2 Symboles et abréviations

3.2.1 Valve et données de simulation

N_{tc}	nombre de blocs modules MMC par valve
N_c	nombre de dispositifs à semi-conducteur en série par position de commutation
N_{sr}	nombre total de composants résistifs en série contribuant aux pertes de conduction dans la valve, autres que ceux des IGBT et des diodes
N_{cv}	nombre de condensateurs c.c. dans la valve
N_s	nombre de cycles de commutation (activé ou désactivé) dont a fait l'objet chaque niveau de valve à VSC au cours du temps d'intégration t_i
N_{pr}	nombre total de composants résistifs parallèles contribuant aux pertes dépendant de la tension c.c. dans la valve
N_{sn}	nombre de circuits d'amortissement par valve
t_i	temps d'intégration utilisé pour la simulation

3.2.2 Caractéristiques du dispositif à semi-conducteur

V_{0T}	tension de seuil moyenne de l'IGBT dans les conditions de fonctionnement pertinentes
R_{0T}	résistance apparente moyenne de l'IGBT dans les conditions de fonctionnement pertinentes, valide au niveau des bornes du dispositif
V_{0D}	tension de seuil moyenne de la diode dans les conditions de fonctionnement pertinentes
R_{0D}	résistance apparente moyenne de la diode dans les conditions de fonctionnement pertinentes, valide au niveau des bornes du dispositif
E_{on}	énergie d'activation dissipée moyenne dans l'IGBT dans les conditions de fonctionnement pertinentes
E_{off}	énergie de désactivation dissipée moy pertinentes enne dans le ou les IGBT dans les conditions de fonctionnement pertinentes
$E_{on,T1_j,k}$	énergie d'activation dissipée dans l'IGBT T1 du $j^{ème}$ bloc module MMC pour le $k^{ème}$ événement d'activation dans les conditions de fonctionnement pertinentes (tension, courant et température de jonction)
$E_{on,T2_j,k}$	énergie d'activation dissipée dans l'IGBT T2 du $j^{ème}$ bloc module MMC pour le $k^{ème}$ événement d'activation dans les conditions de fonctionnement pertinentes (tension, courant et température de jonction)
$E_{off,T1_j,k}$	énergie de désactivation dissipée dans l'IGBT T1 du $j^{ème}$ bloc module MMC pour le $k^{ème}$ événement de désactivation dans les conditions de fonctionnement pertinentes (tension, courant et température de jonction)
$E_{off,T2_j,k}$	énergie de désactivation dissipée dans l'IGBT T2 du $j^{ème}$ bloc module MMC pour le $k^{ème}$ événement de désactivation dans les conditions de fonctionnement pertinentes (tension, courant et température de jonction)
$E_{rec,D1_j,k}$	énergie de rétablissement dissipée de la diode D1 du $j^{ème}$ bloc module MMC pour le $k^{ème}$ événement de désactivation de diode dans les conditions de fonctionnement pertinentes (tension, courant et température de jonction)
$E_{rec,D2_j,k}$	énergie de rétablissement dissipée de la diode D2 du $j^{ème}$ bloc module MMC pour le $k^{ème}$ événement de désactivation de diode dans les conditions de fonctionnement pertinentes (tension, courant et température de jonction)

3.2.3 Autres caractéristiques de composant

R_{s_k}	résistance totale des $k^{ème}$ composants résistifs en série de la valve contribuant à d'autres pertes de conduction
R_{dc_k}	résistance du $k^{ème}$ composant résistif parallèle dans la valve
R_{ESR_j}	résistance-série équivalente moyenne du $j^{ème}$ condensateur c.c.

$E_{sn,on_j,k}$	énergie dissipée dans la résistance d'amortissement du $j^{ème}$ circuit d'amortissement pour le $k^{ème}$ événement d'activation dans les conditions de fonctionnement normales (tension et courant, lorsque cela est pertinent pour la conception du circuit d'amortissement)
$E_{sn,off_j,k}$	énergie dissipée dans la résistance d'amortissement du $j^{ème}$ circuit d'amortissement pour le $k^{ème}$ événement de désactivation dans les conditions de fonctionnement normales (tension et courant, lorsque cela est pertinent pour la conception du circuit d'amortissement)

3.2.4 Paramètres de fonctionnement

I_{T1av_j}	courant moyen de l'IGBT T1 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i
I_{T2av_j}	courant moyen de l'IGBT T2 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i
I_{T1rms_j}	courant efficace de l'IGBT T1 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i
I_{T2rms_j}	courant efficace de l'IGBT T2 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i
I_{D1av_j}	courant moyen de la diode D1 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i
I_{D2av_j}	courant moyen de la diode D2 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i
I_{D1rms_j}	courant efficace de la diode D1 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i
I_{D2rms_j}	courant efficace de la diode D2 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i
I_{rms_k}	courant efficace circulant dans le $k^{ème}$ composant résistif en série dans les conditions de fonctionnement normales
U_{rms_k}	valeur efficace (y compris le composant c.c.) de la tension sur le $k^{ème}$ composant résistif parallèle dans la valve
I_{crms_j}	courant efficace qui circule dans le $j^{ème}$ condensateur c.c. de la valve
$P_{GU_j,k}$	entrée de puissance moyenne par rapport à l'alimentation du $k^{ème}$ IGBT du $j^{ème}$ bloc module MMC
$p_{GU_j,k}(t)$	entrée de puissance instantanée par rapport à l'alimentation du $k^{ème}$ IGBT du $j^{ème}$ bloc module MMC
$u_{GU_j,k}(t)$	entrée de tension instantanée par rapport à l'alimentation du $k^{ème}$ IGBT du $j^{ème}$ bloc module MMC
$i_{GU_j,k}(t)$	est l'entrée de courant instantané par rapport à l'alimentation du $k^{ème}$ IGBT du $j^{ème}$ bloc module MMC
P_{GU_j}	entrée de puissance moyenne par rapport à l'alimentation du $j^{ème}$ bloc module MMC
$p_{GU_j}(t)$	entrée de puissance instantanée par rapport à l'alimentation du $j^{ème}$ bloc module MMC
$u_{GU_j}(t)$	entrée de tension instantanée par rapport à l'alimentation du $j^{ème}$ bloc module MMC
$i_{GU_j}(t)$	entrée de courant instantané par rapport à l'alimentation du $j^{ème}$ bloc module MMC

3.2.5 Paramètres de perte

P_{V1}	pertes de conduction de l'IGBT
P_{V2}	pertes de conduction de la diode
P_{V3}	autres pertes de conduction de la valve

P_{V4}	pertes dépendant de la tension c.c.
P_{V5}	pertes dans les condensateurs c.c.
P_{V6}	pertes de commutation de l'IGBT
P_{V7}	pertes de désactivation de la diode
P_{V8}	pertes du circuit d'amortissement
P_{V9}	consommation de puissance de l'électronique de valve
P_{Vt}	pertes totales de la valve

4 Conditions générales

4.1 Généralités

Les convertisseurs multiniveaux modulaires (MMC) entrent dans la famille des convertisseurs dont chaque valve forme une source de tension commandable. La tension c.a. du convertisseur est synthétisée par la commutation à différents instants d'un grand nombre de sources de tension indépendantes commandables à deux bornes relativement petites, permettant d'obtenir une forme d'onde de convertisseur de grande qualité avec de faibles pertes de commutation et donc une efficacité globale élevée. Les blocs modules MMC à partir desquels le convertisseur global est construit peuvent utiliser plusieurs paires IGBT-diode en série (auquel cas, le convertisseur est appelé «convertisseur à deux niveaux monté en cascade», CTLC) ou une seule paire IGBT-diode par position de commutation. La description détaillée de ces types de convertisseur n'entre pas dans le domaine d'application de la présente norme. Toutefois, l'Annexe A contient une description générale du fonctionnement du MMC (voir également l'IEC TR 62543).

4.2 Principe de détermination des pertes

En théorie, les pertes d'un poste de conversion peuvent être déterminées soit par des mesures directes des puissances d'entrée et de sortie, soit à l'aide des caractéristiques du composant, en s'appuyant sur les modèles mathématiques pertinents des composants individuels d'un convertisseur. Le choix du principe en fonction duquel les pertes sont à déterminer doit tenir compte des incertitudes.

L'incertitude globale de la valeur des pertes est un paramètre important pour un convertisseur et un poste de conversion, étant donné qu'elle permet de comparer le coût d'investissement au coût d'entrée sur toute la durée de vie d'un poste de conversion. Pour s'assurer du caractère indiscutable des estimations, il est indispensable de se conformer aux dispositions de la présente norme et à celles du ISO/IEC Guide 98-3. De plus, toutes les mesures doivent être traçables par rapport aux étalons de mesure nationaux et/ou internationaux.

Comme indiqué ci-dessus, les pertes d'un poste de conversion sont en principe susceptibles d'être déterminées par une mesure directe de la puissance côtés c.a. et c.c. La différence entre ces deux valeurs de puissance est toutefois limitée, et il est très difficile d'obtenir une bonne exactitude. Dans la pratique, cette mesure implique d'utiliser un équipement de mesure à la pointe de la technologie, rivalisant avec les meilleurs équipements disponibles des instituts de métrologie nationaux, équipement qui n'est pas destiné à être utilisé sur site. Cette méthode est peu susceptible d'être utilisée, bien que cela ne soit pas impossible.

Dans de rares cas, lorsqu'un poste contient deux convertisseurs, il peut être possible de les connecter dans le cadre d'une configuration dos-à-dos temporaire et de faire circuler la puissance c.c. entre eux, leur perte totale étant fournie par le réseau c.a. Cette perte peut être mesurée, à l'aide de compteurs d'énergie normalisés et de transformateurs de tension, mais avec des transformateurs de courant particuliers délivrant un courant assigné de l'ordre de 5 % à 10 % du courant de fonctionnement normal des convertisseurs, afin d'obtenir l'exactitude suffisante aux niveaux de puissance à mesurer. Pour pouvoir procéder à des mesures dos-à-dos, un équipement supplémentaire et/ou des améliorations en matière de

contrôle et de protection peuvent s'avérer nécessaires, ce qui augmentera le coût d'investissement du poste de conversion.

Dans la plupart des cas, cependant, les pertes sont à estimer à partir des caractéristiques du composant, en utilisant des modèles mathématiques de convertisseurs pertinents (ceux présents dans cette norme, par exemple). Il est toutefois important que toutes ces estimations s'appuient sur des mesures réelles présentant une incertitude suffisamment basse. Il convient également de veiller à montrer la propagation des incertitudes à partir des mesures et leur interaction avec le modèle. Il convient également de prendre en compte les estimations des contributions à l'incertitude à partir des imperfections dans les modèles eux-mêmes.

4.3 Catégories de pertes de la valve

Les différents composants des pertes de la valve sont subdivisés en termes désignés P_{V1} à P_{V9} :

P_{V1}	Pertes de conduction de l'IGBT
P_{V2}	Pertes de conduction de la diode
P_{V3}	Autres pertes de conduction de la valve
P_{V4}	Pertes dépendant de la tension c.c.
P_{V5}	Pertes dans les condensateurs c.c.
P_{V6}	Pertes de commutation de l'IGBT
P_{V7}	Pertes de désactivation de la diode
P_{V8}	Pertes du circuit d'amortissement
P_{V9}	Consommation de puissance de l'électronique de valve

Pour la topologie MMC, la fréquence de commutation étant en général basse (inférieure à 200 Hz), les plus grands contributeurs aux pertes de la valve sont souvent les pertes de conduction P_{V1} et P_{V2} de l'IGBT et de la diode. Avec les convertisseurs en demi-pont, P_{V1} et P_{V2} dominent respectivement en mode onduleur et en mode redresseur, alors qu'avec les convertisseurs en pont intégral, il n'existe pas de différence importante entre les modes redresseur et onduleur. Les pertes de commutation P_{V6} de l'IGBT et les pertes de désactivation P_{V7} de la diode sont également une contribution significative (bien que non dominante). Les autres composantes des pertes de la valve sont en général mineures.

4.4 Méthode de calcul des pertes

La méthode proposée pour déterminer les pertes de la valve repose sur des formules analytiques en fonction des conditions de fonctionnement. Toutefois, certains des paramètres d'entrée nécessaires sont difficiles à obtenir par des moyens purement analytiques. Des solutions numériques utilisant des simulations en temps réel ou pas doivent être appliquées afin de déduire ces paramètres d'entrée (les courants de valve et les énergies de commutation, par exemple). C'est la raison pour laquelle les paramètres d'entrée décrits en 4.5 sont exigés.

La modélisation précise du système considéré est une exigence importante pour ce type de simulation. Les convertisseurs multiniveaux offrent une grande liberté en termes de stratégies de commande. Les courants de valve obtenus dépendent donc fortement de la réalisation et des algorithmes de la commande elle-même.

Conformément à la déclaration présentée en 4.2, les incertitudes des simulations numériques doivent être clairement établies et justifiées par le fabricant.

4.5 Paramètres d'entrée

4.5.1 Généralités

Ce paragraphe décrit les paramètres d'entrée nécessaires au calcul des pertes de puissance dans les valves d'un MMC. Ces paramètres d'entrée se rapportent aux données nécessaires pour la réalisation des simulations numériques, ainsi qu'aux données du convertisseur et du composant nécessaires pour le calcul des pertes. Dans le même temps, les données du convertisseur et du composant sont divisées en deux catégories: les données du poste de conversion telles que le nombre de blocs modules MMC par valve et les caractéristiques à l'état passant de l'IGBT et de la diode de roue libre, et les paramètres de fonctionnement tels que les courants c.a. et c.c. du convertisseur, la tension du convertisseur (amplitude et forme d'onde, y compris l'injection de 3^{ème} harmonique, le cas échéant), la fréquence du réseau à courant alternatif et la fréquence de commutation moyenne du bloc module MMC.

4.5.2 Données d'entrée pour les simulations numériques

Pour les simulations numériques, les exigences suivantes doivent être prises en compte.

- Le modèle de simulation doit inclure un bloc de commande qui représente le véritable comportement et le comportement réaliste eu égard aux mesures, aux temps mort et de transfert, aux temps de verrouillage, etc.
- Les calculs doivent être réalisés pendant une période de temps aux conditions stables en termes de transfert de puissance active et réactive du côté c.a. et de puissance active du côté c.c..
- Une fois la simulation établie en régime permanent, un temps d'intégration minimal t_i de 1 s doit être utilisé pour les pertes à l'état de fonctionnement, un temps plus long pouvant être requis pour les états de fonctionnement en veille ou à vide, selon les stratégies de commutation utilisées.
- Les modèles de simulation doivent représenter les conditions réelles du poste de conversion en termes de nombre de blocs modules MMC, de composants principaux, d'éléments parasites, d'algorithmes de commande d'origine, de capteurs de tension et de courant. Pour calculer les pertes de la valve, tous les niveaux VSC redondants doivent être supposés en fonctionnement.
- Il est possible de simplifier le modèle de simulation avec un nombre limité de blocs modules MMC s'il peut être démontré que la simplification n'a aucune influence sur les courants de la valve obtenus.
- La simulation doit également tenir compte des propriétés des semi-conducteurs dépendant de la température de jonction (les tensions à l'état passant, les pertes de commutation et de rétablissement, par exemple). Ces propriétés reposent sur les essais de caractérisation tels que décrits dans l'IEC 62751-1:2014, 4.4.2. Les températures de jonction en régime permanent des semi-conducteurs sont calculées de manière itérative pour le point de fonctionnement correspondant afin de déduire les pertes de semi-conducteur. Les courants de la valve du convertisseur et les courants du condensateur de bloc module MMC sont d'autres sorties de la simulation, qui sont la base du calcul des pertes correspondantes.

4.5.3 Données d'entrée provenant des simulations numériques

À partir des simulations numériques sont déterminés les courants passant par les dispositifs de la valve, faisant office de données d'entrée pour le calcul des pertes. La liste des paramètres à déduire est la suivante:

- courants moyens et efficaces passant par les diodes,
- courants moyens et efficaces passant par les IGBT,
- courants efficaces passant par les composants résistifs en série,
- courants efficaces passant par les composants résistifs en parallèle,
- courants efficaces circulant dans les condensateurs c.c. de la valve,

- énergies de commutation dans les IGBT et les diodes.

De plus, le choix d'un temps d'intégration adapté peut être déduit des simulations numériques.

4.5.4 Données du poste de conversion

Les données suivantes du poste de conversion sont nécessaires pour le calcul des pertes:

- rapports de transformation et inductance de fuite du transformateur d'interface;
 - configuration du filtre;
 - inductance de phase;
 - inductance(s) de la valve;
 - nombre de blocs modules MMC par bras de convertisseur;
 - nombres de niveaux VSC par cellule;
 - capacité par bloc module MMC;
 - température d'entrée de l'agent de refroidissement. Lorsque plusieurs dissipateurs thermiques sont connectés en série, l'effet de l'augmentation de la température de l'eau libre doit être pris en compte;
 - tension de seuil V_{0T} moyenne de l'IGBT pour chaque type d'IGBT utilisé;
 - résistance apparente R_{0T} moyenne de l'IGBT pour chaque type d'IGBT utilisé;
 - énergie d'activation moyenne de l'IGBT par processus d'activation E_{on} pour chaque type d'IGBT utilisé;
 - énergie de désactivation moyenne de l'IGBT par processus de désactivation E_{off} pour chaque type d'IGBT utilisé;
 - tension de seuil V_{0D} moyenne de la diode pour chaque type de diode utilisé;
 - résistance apparente R_{0D} moyenne de la diode pour chaque type de diode utilisé;
 - énergie de rétablissement de la diode corrigée en moyenne par processus de désactivation E_{rec} pour chaque type de diode utilisé;
 - modèle thermique équivalent représentant les résistances thermiques pertinentes entre la température de jonction moyenne des IGBT et des diodes et la température d'entrée de l'agent de refroidissement local;
- NOTE La température de jonction moyenne de l'IGBT ou de la diode représente à la fois une moyenne spatiale et temporelle, afin de supprimer les effets tels que les variations latérales de température et les fluctuations cycliques de température.
- les paramètres des circuits d'amortissement, le cas échéant (condensateur du circuit d'amortissement, résistance du circuit d'amortissement et inductance, par exemple). Si l'énergie dissipée dans la résistance du circuit d'amortissement est déterminée par des mesures (essais de caractérisation), les valeurs des énergies sont également à fournir,
 - résistance R_{s_k} des composants résistifs en série dans la valve;
 - résistance R_{dc_k} des composants résistifs en parallèle dans la valve;
 - résistance-série équivalente R_{ESR_j} des condensateurs c.c.

4.5.5 Conditions de fonctionnement

Les données suivantes concernant les conditions de fonctionnement sont nécessaires pour le calcul:

- puissance active en un point défini,
- puissance réactive en un point défini,
- tension du réseau c.a,
- position du changeur de prise, le cas échéant,

– tension c.c.

Les données d'entrée décrites ci-dessus doivent être présentées dans le rapport de détermination des pertes que le fabricant du convertisseur est tenu de fournir.

5 Pertes de conduction

5.1 Généralités

Chaque bloc module MMC du convertisseur multiniveaux modulaire contient une configuration en demi-pont et un condensateur c.c. Fondamentalement, la conception du bloc module MMC se présente selon l'une des deux versions suivantes (voir Figure 1):

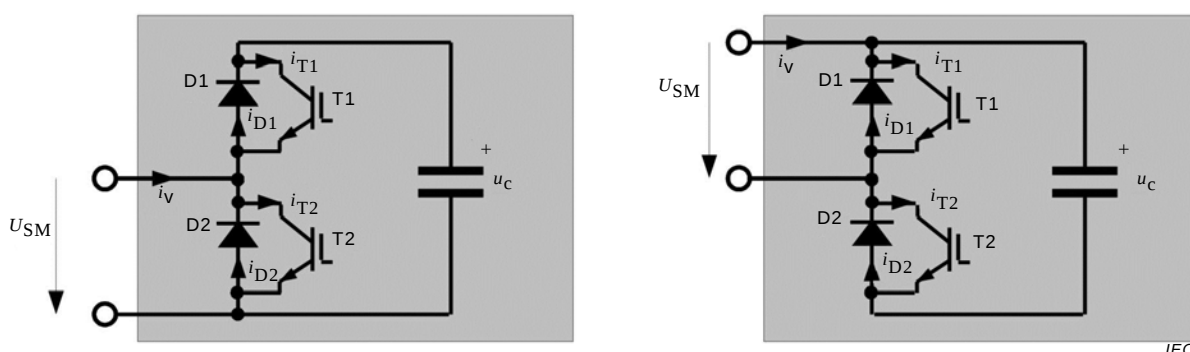
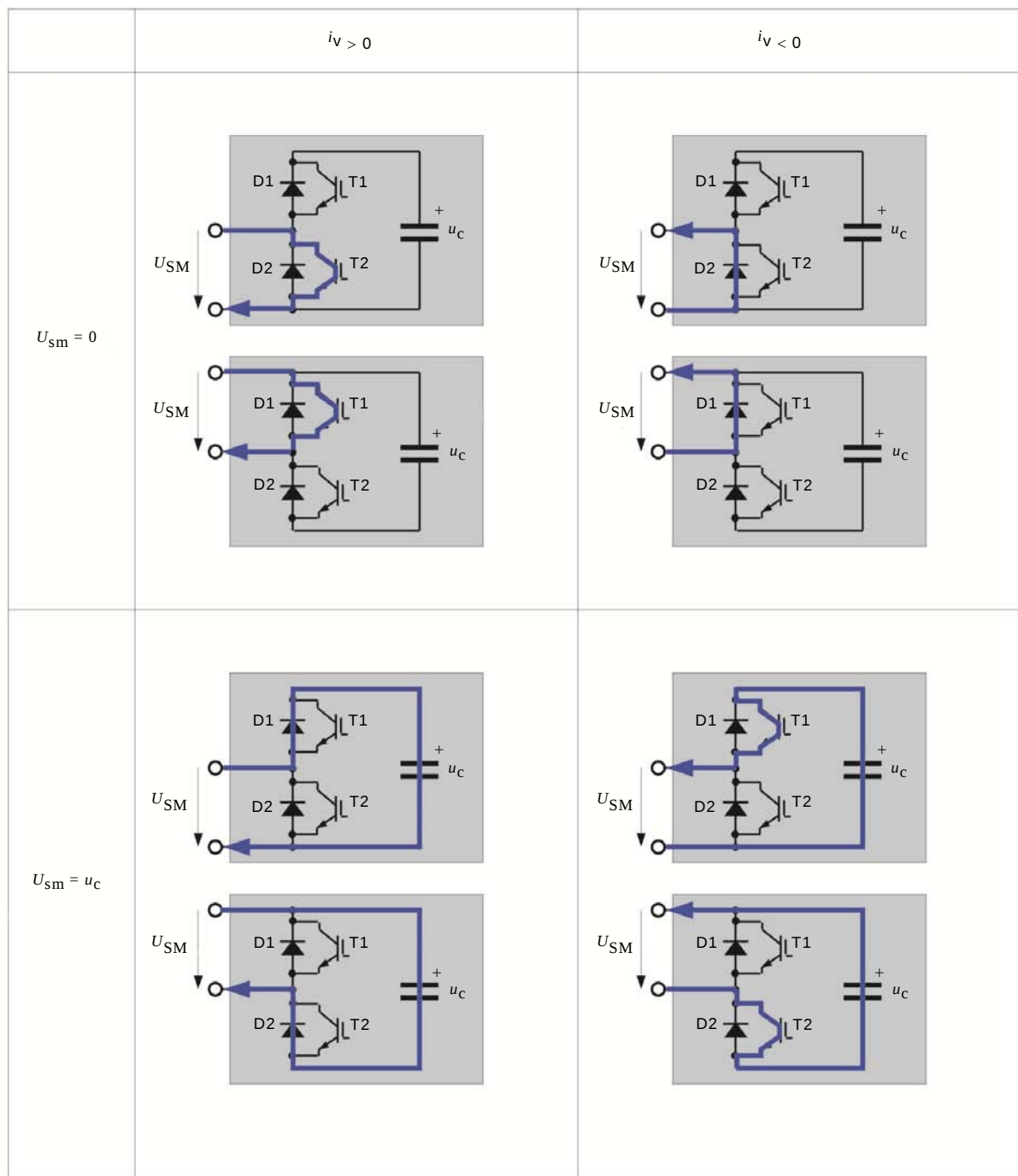


Figure 1 – Deux versions de base des conceptions de bloc module MMC

Les désignations D1, D2, T1 et T2 des DRL et des IGBT sont définies de manière à connecter les dispositifs T1 et D1 à la borne positive du condensateur, T2 et D2 étant connectés à la borne négative.

Dans le cas des convertisseurs à deux niveaux montés en cascade (CTL), T1, T2, D1 et D2 représentent respectivement une connexion en série des IGBT ou des diodes N_c .

Selon le sens du courant et la tension au niveau des bornes, les chemins de conduction présentés à la Figure 2 sont possibles en fonctionnement en régime permanent.



IEC

Figure 2 – Chemins de conduction dans les blocs module MMC

5.2 Pertes de conduction de l'IGBT

Les pertes de conduction totales de l'IGBT par valve peuvent être calculées en faisant la somme des pertes de conduction de tous les IGBT par valve:

$$P_{V1} = N_c \cdot \sum_{j=1}^{N_{tc}} (V_{0T} \cdot I_{T1av_j} + R_{0T} \cdot I_{T1rms_j}^2 + V_{0T} \cdot I_{T2av_j} + R_{0T} \cdot I_{T2rms_j}^2) \quad (1)$$

où

N_{tc} est le nombre de blocs modules MMC par valve;

N_c	est le nombre de dispositifs à semi-conducteur en série par position de commutation;
V_{0T}	est la tension de seuil moyenne de l'IGBT dans les conditions de fonctionnement normales;
R_{0T}	est la résistance apparente moyenne de l'IGBT dans les conditions de fonctionnement normales, valide aux bornes du dispositif;
I_{T1av_j}	est le courant moyen de l'IGBT T1 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i ;
I_{T2av_j}	est le courant moyen de l'IGBT T2 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i ;
I_{T1rms_j}	est le courant efficace de l'IGBT T1 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i ;
I_{T2rms_j}	est le courant efficace de l'IGBT T2 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i .

Les courants sont à calculer pour les IGBT T1 et T2 au moyen d'une simulation numérique, pour chaque bloc module MMC, respectivement:

$$I_{T1av} = \frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{T1}(t) \cdot dt \quad (2)$$

$$I_{T2av} = \frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{T2}(t) \cdot dt \quad (3)$$

$$I_{T1rms} = \sqrt{\frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{T1}(t)^2 \cdot dt} \quad (4)$$

$$I_{T2rms} = \sqrt{\frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{T2}(t)^2 \cdot dt} \quad (5)$$

où

t_i est le temps d'intégration utilisé pour la simulation;

t_i ne doit pas être inférieur à 1 s.

Si différents types d'IGBT sont utilisés pour T1 et T2, les valeurs de tension de seuil et de résistance apparente sont à utiliser en conséquence.

5.3 Pertes de conduction de la diode

Les pertes de conduction totales de la diode par valve peuvent être calculées en faisant la somme des pertes de conduction de toutes les diodes par valve:

$$P_{V2} = N_c \cdot \sum_{j=1}^{N_{lc}} (V_{0D} \cdot I_{D1av_j} + R_{0D} \cdot I_{D1rms_j}^2 + V_{0D} \cdot I_{D2av_j} + R_{0D} \cdot I_{D2rms_j}^2) \quad (6)$$

où

- N_{tc} est le nombre de blocs modules MMC par valve;
- N_c est le nombre de dispositifs à semi-conducteur en série par position de commutation;
- V_{0D} est la tension de seuil moyenne de la diode dans les conditions de fonctionnement normales;
- R_{0D} est la résistance apparente moyenne de la diode dans les conditions de fonctionnement normales, valide au niveau des bornes du dispositif;
- I_{D1av_j} est le courant moyen de la diode D1 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i ;
- I_{D2av_j} est le courant moyen de la diode D2 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i ;
- I_{D1rms_j} est le courant efficace de la diode D1 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i ;
- I_{D2rms_j} est le courant efficace de la diode D2 dans le $j^{ème}$ bloc module MMC, moyenné sur un temps d'intégration t_i .

Les courants sont à calculer pour les diodes D1 et D2 au moyen d'une simulation numérique, pour chaque bloc module MMC, respectivement:

$$I_{D1av} = \frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{D1}(t) \cdot d(t) \quad (7)$$

$$I_{D2av} = \frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{D2}(t) \cdot d(t) \quad (8)$$

$$I_{D1rms} = \sqrt{\frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{D1}(t)^2 \cdot d(t)} \quad (9)$$

$$I_{D2rms} = \sqrt{\frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} i_{D2}(t)^2 \cdot d(t)} \quad (10)$$

où

t_i est le temps d'intégration utilisé pour la simulation;

t_i ne doit pas être inférieur à 1 s.

NOTE Si différents types de diode sont utilisés pour D1 et D2, les valeurs de tension de seuil et de résistance apparente sont à utiliser en conséquence.

5.4 Autres pertes de conduction

Ce paragraphe aborde les pertes de puissance dues à la conduction dans les composants autres que les IGBT et les diodes. Pour les convertisseurs multiniveaux modulaires, il s'agit essentiellement des inductances de valve et des barres omnibus d'interconnexion.

Le calcul de ces pertes est relativement simple et dépend uniquement de la résistance de chaque élément conducteur et du courant efficace qui le traverse. Les courants efficaces pertinents dans les blocs modules MMC peuvent être déduits des simulations des contraintes de courant conformément à 5.2 et à 5.3. De même, les courants efficaces traversant les

inductances et passant entre les blocs modules MMC peuvent respectivement être déduits en conséquence.

La valeur de ces pertes par valve est donnée par l'équation:

$$P_{V3} = \sum_{k=1}^{N_{sr}} I_{rms_k}^2 \cdot R_{s_k} \quad (11)$$

où

N_{sr} est le nombre total de composants résistifs en série contribuant aux pertes de conduction dans la valve, autres que ceux des IGBT et des diodes;

I_{rms_k} est le courant efficace circulant dans le $k^{ème}$ composant résistif en série dans les conditions de fonctionnement normales;

R_{s_k} est la résistance totale des $k^{ème}$ composants résistifs en série de la valve contribuant à d'autres pertes de conduction.

6 Pertes dépendant de la tension c.c.

Les pertes dépendant de la tension c.c. de la valve sont simplement les pertes U^2/R dans les composants résistifs connectés en parallèle à la valve ou aux parties de la valve.

En principe, les pertes totales dépendant de la tension c.c. dans la valve peuvent être déterminées en calculant la dissipation de puissance dans chaque composant résistif connecté en parallèle à tout ou partie de la valve, et en en faisant la somme.

$$P_{V4} = \sum_{k=1}^{N_{pr}} \frac{U_{rms_k}^2}{R_{dc_k}} \quad (12)$$

où

N_{pr} est le nombre total de composants résistifs parallèles contribuant aux pertes dépendant de la tension c.c. dans la valve;

U_{rms_k} est la valeur efficace (y compris le composant c.c.) de la tension sur le $k^{ème}$ composant résistif parallèle dans la valve;

R_{dc_k} est la résistance du $k^{ème}$ composant résistif parallèle dans la valve.

Dans une valve MMC, ces composants résistifs entrent dans deux catégories principales: ceux qui sont connectés en parallèle au condensateur c.c. de chaque bloc module MMC (les résistances de décharge du condensateur, par exemple) et ceux qui sont connectés en parallèle à la valve complète ou à de grandes parties de la valve (les tuyaux de refroidissement d'eau, par exemple).

NOTE Le circuit d'alimentation électrique de l'électronique de valve équivaut à une charge résistive parallèle dans une partie de la valve, mais ces circuits ne sont pas inclus dans l'évaluation des pertes dépendant de la tension c.c. car ils sont pris en compte séparément dans la «Consommation de puissance de l'électronique de valve» en 9.2.

7 Pertes dans les condensateurs c.c. de la valve

Les pertes de puissance dans les condensateurs c.c. du convertisseur multiniveaux modulaire de la valve ne peuvent pas être négligées. Elles représentent les pertes $I^2 \cdot R$ dans les composants métalliques du condensateur, notamment les câbles de métallisation de film et les câbles internes, ainsi que les pertes diélectriques dans le matériau diélectrique.

Les pertes totales de condensateur c.c. par valve sont alors calculées comme suit:

$$P_{V5} = \sum_{j=1}^{N_{cv}} I_{crms_j}^2 \cdot R_{ESR_j} \quad (13)$$

où

N_{cv} est le nombre de condensateurs c.c. dans la valve;

I_{crms_j} est le courant efficace qui circule dans le $j^{ème}$ condensateur c.c. de la valve;

R_{ESR_j} est la résistance-série équivalente moyenne du $j^{ème}$ condensateur c.c.

Le courant efficace dans le condensateur c.c. peut être déduit des calculs présentés aux 5.2 et 5.3.

NOTE 1 Le condensateur du bloc module MMC peut être une connexion en série de blocs condensateurs individuels. La résistance-série équivalente de cette connexion en série est à prendre en compte dans les calculs.

NOTE 2 En règle générale, les pertes diélectriques sont plus significatives dans les applications c.a. pour lesquelles la polarité de tension du condensateur s'inverse deux fois par cycle. Pour les condensateurs c.c., la tension est en général non inversée, les pertes diélectriques sont donc limitées, mais peuvent ne pas être négligeables selon la technologie de condensateur utilisée.

NOTE 3 Il est possible qu'il existe également une troisième composante de perte générée par la résistance d'isolement fini du matériau diélectrique, mais elle est généralement très limitée. Elle est couverte par les pertes dépendant de la tension c.c. comme indiqué au paragraphe précédent.

NOTE 4 Les pertes dans les résistances d'équilibrage parallèlement aux blocs condensateurs connectés en série sont couvertes par les pertes dépendant de la tension c.c. comme indiqué au paragraphe précédent.

8 Pertes de commutation

8.1 Généralités

Les dispositifs du bloc module MMC sont contraints avec le courant et la tension lors d'événements de commutation. Le déroulement de l'événement dépend du mode de fonctionnement du système. Compte tenu du chargement et du déchargement cycliques du condensateur, chaque événement de commutation se produit à une tension différente. Les instances de commutation peuvent énormément varier en fonction des principes de commande, et il n'est pas réalisable d'appliquer une formule générale à tous les types de valve à convertisseur.

Le temps d'intégration doit être d'au moins une seconde afin d'assurer la fiabilité des résultats également pour les stratégies de commande dans lesquelles le modèle de commutation varie d'une période fondamentale à l'autre.

Comme pour les données d'entrée issues de la caractérisation du dispositif, des valeurs typiques représentatives de l'ensemble de la population doivent être utilisées pour E_{on} , E_{off} et E_{rec} .

8.2 Pertes de commutation de l'IGBT

Les pertes de commutation totales de l'IGBT par valve sont calculées en faisant la somme de toutes les énergies d'activation E_{on} et de désactivation E_{off} pour tous les niveaux de valve à VSC de la valve, et pour T1 et T2 sur un temps d'intégration t_i .

$$P_{V6} = \frac{1}{t_i} \cdot N_c \cdot \sum_{j=1}^{N_{tc}} \sum_{k=1}^{N_s} [E_{on,T1_j,k} + E_{on,T2_j,k} + E_{off,T1_j,k} + E_{off,T2_j,k}] \quad (14)$$

où

N_{tc} est le nombre de blocs modules MMC par valve;

N_c	est le nombre de dispositifs à semi-conducteur en série par position de commutation;
N_s	est le nombre de cycles de commutation (activé ou désactivé) dont a fait l'objet chaque niveau de valve à VSC au cours du temps d'intégration t_i ;
$E_{on,T1_j,k}$	est l'énergie d'activation dissipée dans l'IGBT T1 du $j^{\text{ème}}$ bloc module MMC pour le $k^{\text{ème}}$ événement d'activation dans les conditions de fonctionnement normales (tension, courant et température de jonction);
$E_{on,T2_j,k}$	est l'énergie d'activation dissipée dans l'IGBT T2 du $j^{\text{ème}}$ bloc module MMC pour le $k^{\text{ème}}$ événement d'activation dans les conditions de fonctionnement normales (tension, courant et température de jonction);
$E_{off,T1_j,k}$	est l'énergie de désactivation dissipée dans l'IGBT T1 du $j^{\text{ème}}$ bloc module MMC pour le $k^{\text{ème}}$ événement de désactivation dans les conditions de fonctionnement normales (tension, courant et température de jonction);
$E_{off,T2_j,k}$	est l'énergie de désactivation dissipée dans l'IGBT T2 du $j^{\text{ème}}$ bloc module MMC pour le $k^{\text{ème}}$ événement de désactivation dans les conditions de fonctionnement normales (tension, courant et température de jonction);
t_i	est le temps d'intégration utilisé pour la simulation;

t_i ne doit pas être inférieur à 1 s.

8.3 Pertes de commutation de la diode

Les pertes de commutation totales de la diode par valve sont alors calculées en faisant la somme de toutes les énergies de rétablissement E_{rec} de tous les niveaux de valve de la valve, et pour D1 et D2 sur un temps d'intégration défini t_i .

$$P_{V7} = \frac{1}{t_i} \cdot N_c \cdot \sum_{j=1}^{N_{tc}} \sum_{k=1}^{N_s} (E_{rec,D1_j,k} + E_{rec,D2_j,k}) \quad (15)$$

où

N_{tc}	est le nombre de blocs modules MMC par valve;
N_c	est le nombre de dispositifs à semi-conducteur en série par position de commutation;
N_s	est le nombre de cycles de commutation (activé ou désactivé) dont a fait l'objet chaque niveau de valve à VSC au cours du temps d'intégration t_i ;
$E_{rec,D1_j,k}$	est l'énergie de rétablissement dissipée de la diode D1 du $j^{\text{ème}}$ bloc module MMC pour le $k^{\text{ème}}$ événement de désactivation de diode dans les conditions de fonctionnement normales (tension, courant et température de jonction);
$E_{rec,D2_j,k}$	est l'énergie de rétablissement dissipée de la diode D2 du $j^{\text{ème}}$ bloc module MMC pour le $k^{\text{ème}}$ événement de désactivation de diode dans les conditions de fonctionnement normales (tension, courant et température de jonction);
t_i	est le temps d'intégration utilisé pour la simulation.

t_i ne doit pas être inférieur à 1 s.

9 Autres pertes

9.1 Pertes du circuit d'amortissement

Souvent, les valves des convertisseurs multiniveaux modulaires ne sont pas fournies avec les circuits d'amortissement. Toutefois, cet article donne les lignes directrices générales relatives à la méthode à utiliser pour le calcul des pertes dans les circuits d'amortissement, s'ils sont fournis.

Si des circuits d'amortissement RC ou d'autres types de circuit d'amortissement sont utilisés (RCD, par exemple) dans une conception de convertisseurs multiniveaux modulaires, les pertes dans la résistance doivent être incluses dans le calcul.

Les pertes peuvent être calculées comme étant l'énergie dans le condensateur du circuit d'amortissement multipliée par le nombre d'événements de charge/décharge se produisant pendant le temps d'intégration. Toutefois, il s'agit d'un calcul très prudent pour les circuits d'amortissement présentant une constante de temps très courte car, dans ce cas, une partie de l'énergie du condensateur du circuit d'amortissement apparaît comme étant une énergie de commutation supplémentaire dans l'IGBT.

NOTE L'intégration d'un circuit d'amortissement parallèle à un niveau de valve à VSC a un impact sur le comportement d'activation/de désactivation de l'IGBT/la diode, ce qui signifie que les circuits d'amortissement sont correctement représentés lors des essais de caractérisation réalisés sur les dispositifs à semi-conducteur.

Pour obtenir une valeur plus réaliste, il est nécessaire de simuler le véritable circuit d'amortissement et d'évaluer cette simulation avec les temps et énergies de commutation du circuit.

$$P_{V8} = \frac{1}{t_i} \cdot \sum_{j=1}^{N_{sn}} \sum_{k=1}^{N_s} (E_{sn_on_j,k} + E_{sn_off_j,k}) \quad (16)$$

où

N_{sn} est le nombre de circuits d'amortissement par valve;

N_s est le nombre de cycles de commutation (activé ou désactivé) dont a fait l'objet chaque niveau de valve à VSC au cours du temps d'intégration t_i ;

$E_{sn_on_j,k}$ est l'énergie dissipée dans la résistance d'amortissement du $j^{\text{ème}}$ circuit d'amortissement pour le $k^{\text{ème}}$ événement d'activation dans les conditions de fonctionnement normales (tension et courant, lorsque cela est pertinent pour la conception du circuit d'amortissement);

$E_{sn_off_j,k}$ est l'énergie dissipée dans la résistance d'amortissement du $j^{\text{ème}}$ circuit d'amortissement pour le $k^{\text{ème}}$ événement de désactivation dans les conditions de fonctionnement normales (tension et courant, lorsque cela est pertinent pour la conception du circuit d'amortissement);

t_i est le temps d'intégration utilisé pour la simulation.

t_i ne doit pas être inférieur à 1 s.

$E_{sn_on_j,k}$ et $E_{sn_off_j,k}$ peuvent être déduits soit du calcul reposant sur la conception du circuit d'amortissement, soit par des mesures réalisées dans le cadre des essais de caractérisation de l'IGBT et de la diode.

9.2 Consommation de puissance de l'électronique de valve

9.2.1 Généralités

L'électronique de valve est composée d'unités de commande de grille locales de l'IGBT avec leurs circuits auxiliaires associés pour l'alimentation électrique, la mesure, la surveillance etc. Dans la plupart des cas, l'alimentation électrique prend la puissance dans le circuit principal et alimente l'électronique de valve. Ensuite, la consommation de puissance de l'électronique de valve est donnée par la mesure de l'entrée de puissance dans l'alimentation électrique.

Le circuit de grille applique des tensions positives et négatives à la borne de grille de l'IGBT pour l'activation et la désactivation, respectivement. Au moment de l'application de la tension de grille, certains courants de charge ou de décharge circulent dans la capacité de grille, et une petite quantité d'énergie est consommée. La quantité de courant de grille est affectée par le courant circulant dans l'IGBT. La puissance étant définie comme étant la quantité d'énergie

par seconde, la puissance de grille est également affectée par la fréquence de commutation de l'IGBT.

NOTE La consommation de puissance de l'électronique de valve est en général limitée lorsque les IGBT sont utilisés, mais si d'autres types de dispositifs à semi-conducteur sont utilisés (thyristors blocables (GTO) ou thyristors commutés par grille intégrée (IGCT), par exemple), la consommation de puissance est susceptible d'être sensiblement supérieure à cause de la quantité d'énergie d'activation et de désactivation plus importante dont a besoin le circuit de grille.

Les IGBT du convertisseur multiniveaux modulaire étant commandés individuellement, la consommation de puissance instantanée au niveau de la valve varie d'un IGBT à l'autre, comme la perte de conduction ou la perte de commutation (voir les Articles 5 et 8). Ensuite, le processus de moyennage est de nouveau requis pour évaluer la consommation de puissance de l'électronique de valve.

Il convient de déterminer la consommation de puissance de chaque unité d'électronique de valve en procédant à des mesures directes réalisées sur une unité d'électronique de valve réelle, dans des conditions de commutation représentatives (tension, courant, fréquence de commutation, etc.). Comme indiqué ci-dessus, il convient de moyennage la mesure sur une période d'au moins une seconde, afin de lisser les variations se produisant d'un cycle à l'autre. La mesure peut être réalisée avec l'électronique de valve connectée à un IGBT réel ou à une charge capacitive fictive représentant la capacité de grille d'un IGBT le plus défavorable.

La consommation totale de puissance de l'électronique de valve par valve est calculée en faisant la somme des consommations de puissance de l'électronique de valve par niveau de valve.

Deux méthodes de base permettent de déduire l'alimentation électrique de l'électronique de valve:

- type A: à partir de la tension à l'état bloqué de chaque IGBT;
- type B: à partir du condensateur c.c. du bloc module MMC.

9.2.2 Alimentation électrique à partir de la tension à l'état bloqué de chaque IGBT

Si la puissance est déduite de la tension à l'état bloqué dans chaque IGBT, la consommation totale de puissance de l'électronique de valve est calculée par l'équation suivante.

$$P_{V9} = \sum_{j=1}^{N_{tc}} \sum_{k=1}^{N_c} P_{GU_j,k} \quad (17)$$

où

N_{tc} est le nombre de blocs modules MMC par valve;

N_c est le nombre de dispositifs à semi-conducteur en série par position de commutation;

$P_{GU_j,k}$ est l'entrée de puissance moyenne par rapport à l'alimentation du $k^{\text{ème}}$ IGBT du $j^{\text{ème}}$ bloc module MMC.

L'entrée de puissance moyenne par rapport à l'alimentation électrique est calculée par l'équation suivante.

$$P_{GU_j,k} = \frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} p_{GU_j,k}(t) dt \quad (18)$$

où

$$p_{GU_j,k}(t) = u_{GU_j,k}(t) \cdot i_{GU_j,k}(t), \text{ et}$$

$p_{GU_j,k}(t)$ est l'entrée de puissance instantanée par rapport à l'alimentation du $k^{\text{ème}}$ IGBT du $j^{\text{ème}}$ bloc module MMC;

$u_{GU_j,k}(t)$ est l'entrée de tension instantanée par rapport à l'alimentation du $k^{\text{ème}}$ IGBT du $j^{\text{ème}}$ bloc module MMC;

$i_{GU_j,k}(t)$ est l'entrée de tension instantanée par rapport à l'alimentation du $k^{\text{ème}}$ IGBT du $j^{\text{ème}}$ bloc module MMC;

t_i est le temps d'intégration utilisé pour la simulation;

t_i ne doit pas être inférieur à 1 s.

NOTE Si l'électronique de valve déduit sa puissance d'un circuit d'amortissement passif, la consommation de puissance de l'électronique de valve est susceptible d'être déjà prise en compte dans les pertes du circuit d'amortissement (voir le paragraphe précédent).

9.2.3 Alimentation électrique à partir du condensateur c.c.

Si la puissance est déduite des bornes du condensateur c.c. du bloc module MMC, la consommation totale de puissance de l'électronique de valve est calculée par l'équation suivante:

$$P_{V9} = \sum_{j=1}^{N_{tc}} P_{GU_j} \quad (19)$$

où

N_{tc} est le nombre de blocs modules MMC par valve;

P_{GU_j} est l'entrée de puissance moyenne par rapport à l'alimentation du $j^{\text{ème}}$ bloc module MMC.

L'entrée de puissance moyenne par rapport à l'alimentation électrique est calculée par l'équation suivante:

$$P_{GU_j} = \frac{1}{t_i} \cdot \int_0^{t_i} p_{GU_j}(t) dt \quad (20)$$

où

$$p_{GU_j}(t) = u_{GU_j}(t) \cdot i_{GU_j}(t) \text{ et}$$

$p_{GU_j}(t)$ est l'entrée de puissance instantanée par rapport à l'alimentation du $j^{\text{ème}}$ bloc module MMC

$u_{GU_j}(t)$ est l'entrée de tension instantanée par rapport à l'alimentation du $j^{\text{ème}}$ bloc module MMC

$i_{GU_j}(t)$ est l'entrée de tension instantanée par rapport à l'alimentation du $j^{\text{ème}}$ bloc module MMC

t_i est le temps d'intégration utilisé pour la simulation.

t_i ne doit pas être inférieur à 1 s.

10 Pertes totales de la valve par poste CCHT

Les pertes totales par valve sont calculées en faisant la somme des contributions P_{V1} à P_{V9} :

$$P_{VT} = \sum_{i=1}^9 P_{Vi} \quad (21)$$

Les pertes totales de la valve à VSC par poste de convertisseur sont égales aux pertes par valve, P_{VT} multipliées par le nombre de valves du poste de convertisseur.

Toutes les contributions aux pertes de la valve ne sont pas présentes dans chaque mode de fonctionnement. Elles peuvent également être calculées avec différentes données d'entrée selon le mode de fonctionnement. Le Tableau 1 ci-dessous présente les contributions aux pertes à appliquer dans chaque état.

Les pertes totales à l'état de fonctionnement incluent les pertes survenues aux états à vide et/ou en veille. Il n'est pas correct d'ajouter les pertes à l'état à vide ou en veille aux pertes à l'état de fonctionnement, cela risquant d'impliquer que les pertes à l'état à vide ou en veille sont comptées deux fois.

Tableau 1 – Contributions aux pertes de valve dans les différents modes de fonctionnement

	Pertes à l'état de fonctionnement (valve débloquée avec charge)	Pertes à l'état de fonctionnement en veille (valve débloquée sans charge)	Pertes à état de fonctionnement à vide (valve bloquée)
P_{V1} pertes de conduction de l'IGBT	X	X ^a	^b
P_{V2} pertes de conduction de la diode P_{V2}	X	X ^a	^b
P_{V3} autres pertes de conduction de la valve	X	X ^a	^b
P_{V4} pertes dépendant de la tension c.c.	X	X	X
P_{V5} pertes dans le condensateur c.c.	X	X	X
P_{V6} pertes de commutation de l'IGBT	X	X ^a	^b
P_{V7} pertes de désactivation de la diode	X	X ^a	^b
P_{V8} pertes du circuit d'amortissement	X	X ^a	X ^b
P_{V9} consommation de puissance de l'électronique de valve	X	X	X
P_{Vt} pertes totales de la valve	Pertes totales à l'état de fonctionnement	Pertes totales à l'état de fonctionnement en veille	Pertes totales à l'état de fonctionnement à vide
^a L'état en veille est défini comme étant celui de la valve débloquée. Ici peuvent se produire des courants et des commutations. Les pertes dépendent très fortement de la stratégie de commande, de la manière dont se produit la commutation et du niveau de courant. Elles peuvent avoir lieu à une fréquence de commutation et avec un résidu harmonique différents de ceux à charge de fonctionnement. Le courant fondamental est le seul élément permettant d'équilibrer la puissance réactive générée par les filtres, le cas échéant. ^b En principe, à l'état à vide, aucune commutation ne doit se produire, la valve étant bloquée. Toutefois, dans certaines conceptions, il peut s'avérer nécessaire de réaliser des opérations occasionnelles de commutation afin d'équilibrer les tensions entre les différentes parties du convertisseur. Ici, certaines pertes peuvent se produire et il est nécessaire de les prendre en compte.			

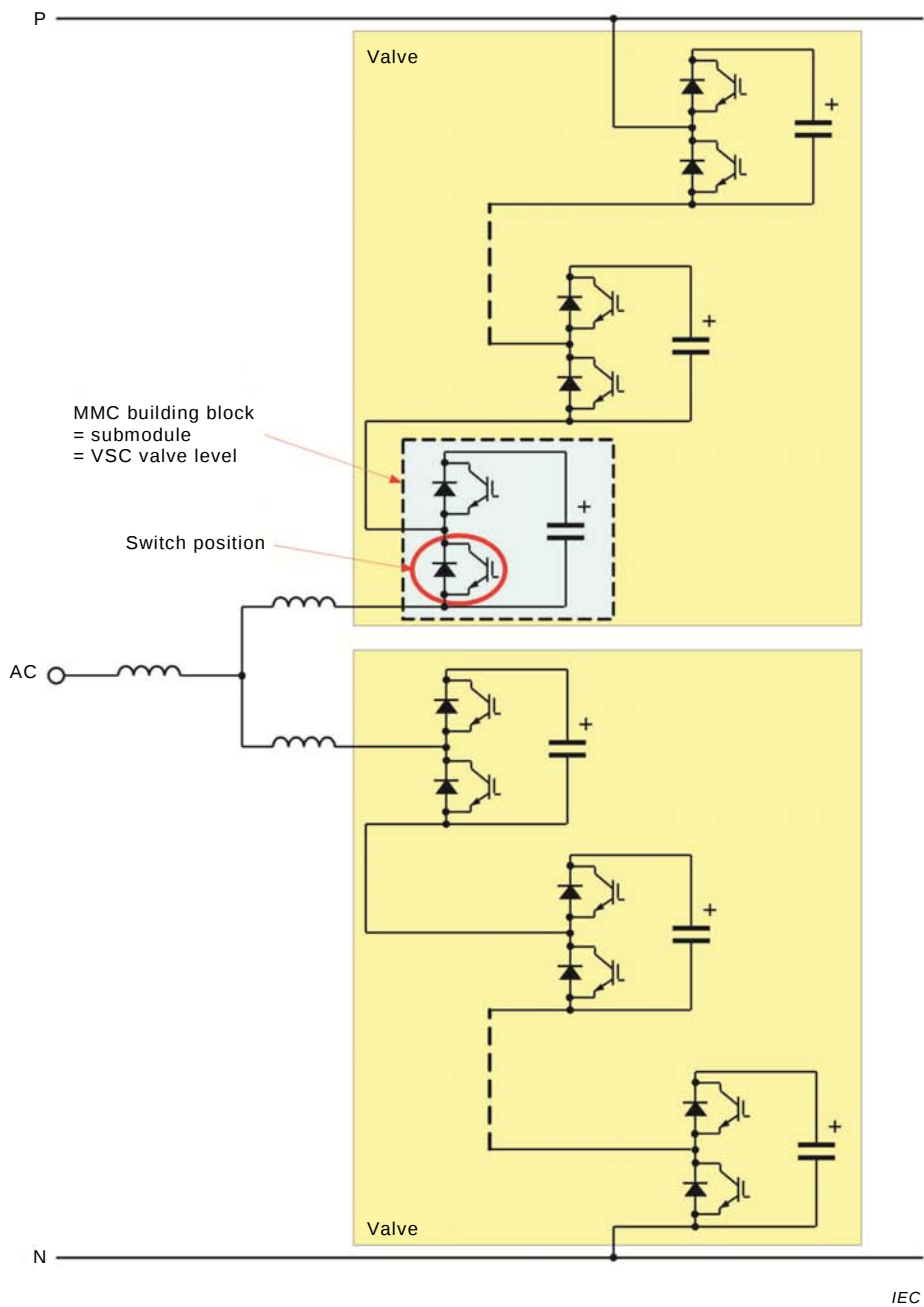
Annexe A (informative)

Description des mécanismes de perte de puissance dans les valves à MMC

A.1 Introduction à la topologie du convertisseur MMC

Les convertisseurs multiniveaux modulaires (MMC), y compris les convertisseurs à deux niveaux montés en cascade (CTL) entrent dans la famille des convertisseurs, chaque valve étant une source de tension commandable. Ils utilisent un grand nombre de sources de tension commandables à deux bornes relativement petites connectées en série dans chaque valve. Deux valves connectées en série forment une «Unité de phase» et sont utilisées pour connecter chaque phase c.a. aux bornes c.c. du convertisseur. Chaque unité de phase peut synthétiser une forme d'onde de tension échelonnée dont l'amplitude et la phase peuvent être contrôlées indépendamment des autres unités de phase du convertisseur.

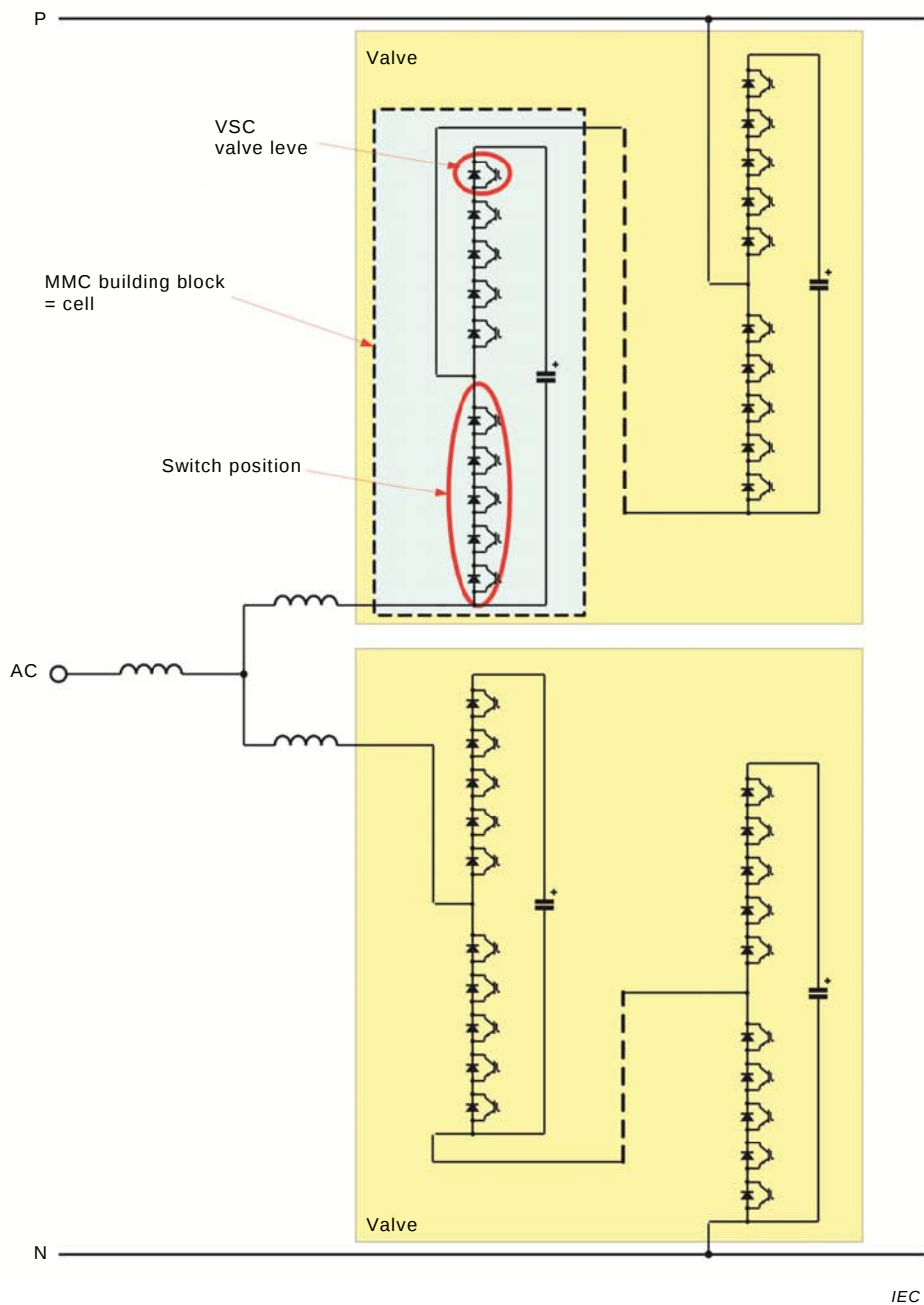
Le convertisseur CTL se distingue des autres types de MMC en raison de la présence d'au moins deux IGBT connectés en série dans chaque position de commutation. La Figure A.1 et la Figure A.2 présentent les principales différences entre le MMC doté de sous-modules (sans connexion en série des IGBT) et le MMC avec CTL, illustrés dans la variante la plus commune de chaque type: la configuration "en demi-pont".



Légende

Anglais	Français
Valve	Valve
MMC building block	Bloc module MMC
Submodule	Sous-module
VSC valve level	Niveau de valve à VSC
Switch position	Position de commutation
AC	CA

Figure A.1 – Unité de phase du convertisseur multiniveaux modulaire (MMC) en disposition à deux niveaux en demi-pont, avec sous-modules



Légende

Anglais	Français
Valve	Valve
MMC Building Block	Bloc module MMC
Cell	Cellule
VSC Valve Level	Niveau de valve à VSC
Switch position	Position de commutation
AC	CA

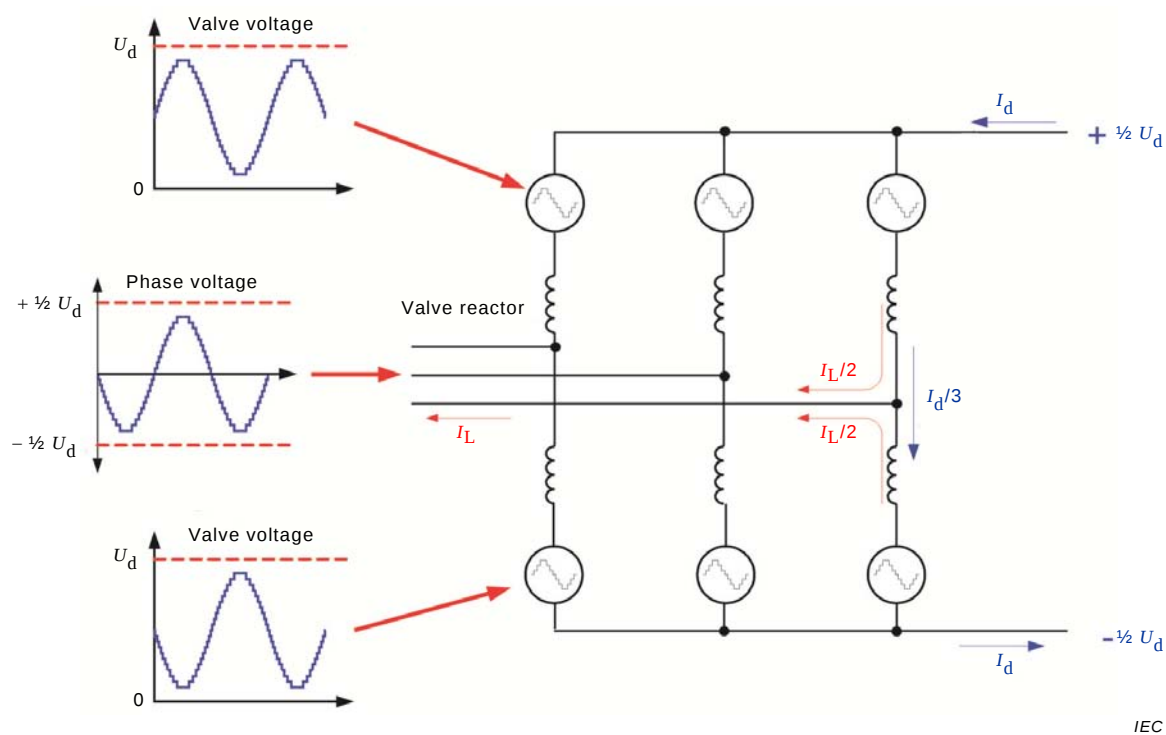
Figure A.2 – Unité de phase du convertisseur à deux niveaux monté en cascade (CTL) en demi-pont

La tension de sortie générée par chaque valve est une tension sinusoïdale décalée dont la valeur moyenne est égale à la moitié de la tension entre phases c.c., les deux valves de chaque unité de phase étant commandées de telle sorte que les composantes c.a. de leurs tensions de sortie soient déphasées à 180° (Figure A.3). De cette manière, la somme des deux tensions de valve est pratiquement une tension c.c. pure (égale à la tension entre

phases c.c. du convertisseur), la différence entre les deux tensions de valve étant pratiquement une tension c.a. pure représentant la tension de sortie c.a. du convertisseur.

Il est nécessaire de contrôler précisément et en temps réel que la somme des deux tensions de valve de chaque phase est égale à la tension c.c. du convertisseur. Toutefois, l'ensemble du convertisseur étant composé de trois unités de phase connectées en parallèle à un bus c.c. commun, les "inductances de valve" sont à connecter en série à chaque valve afin d'éviter la circulation excessive des courants entre les phases suite aux inévitables petites erreurs de contrôle des tensions c.c. des trois bras de phase.

Le fonctionnement du convertisseur, pour autant qu'il ait un impact sur les pertes de puissance dans les valves, est décrit dans les Articles A.2 à A.5 suivants, dans la variante la plus communément utilisée pour cette famille de convertisseurs, la topologie MMC utilisant des sous-modules à deux niveaux "en demi-pont", sans connexion en série des IGBT. D'autres variantes sont possibles. Leurs principales différences sont présentées en l'Article A.6, avec la topologie CTL.



Légende

Anglais	Français
Valve voltage	Tension de valve
Phase voltage	Tension de phase
Valve reactor	Inductance de valve

Figure A.3 – Fonctionnement de base des convertisseurs MMC

A.2 Tension de valve et contraintes de courant

A.2.1 Analyse simplifiée avec tension et courant en phase

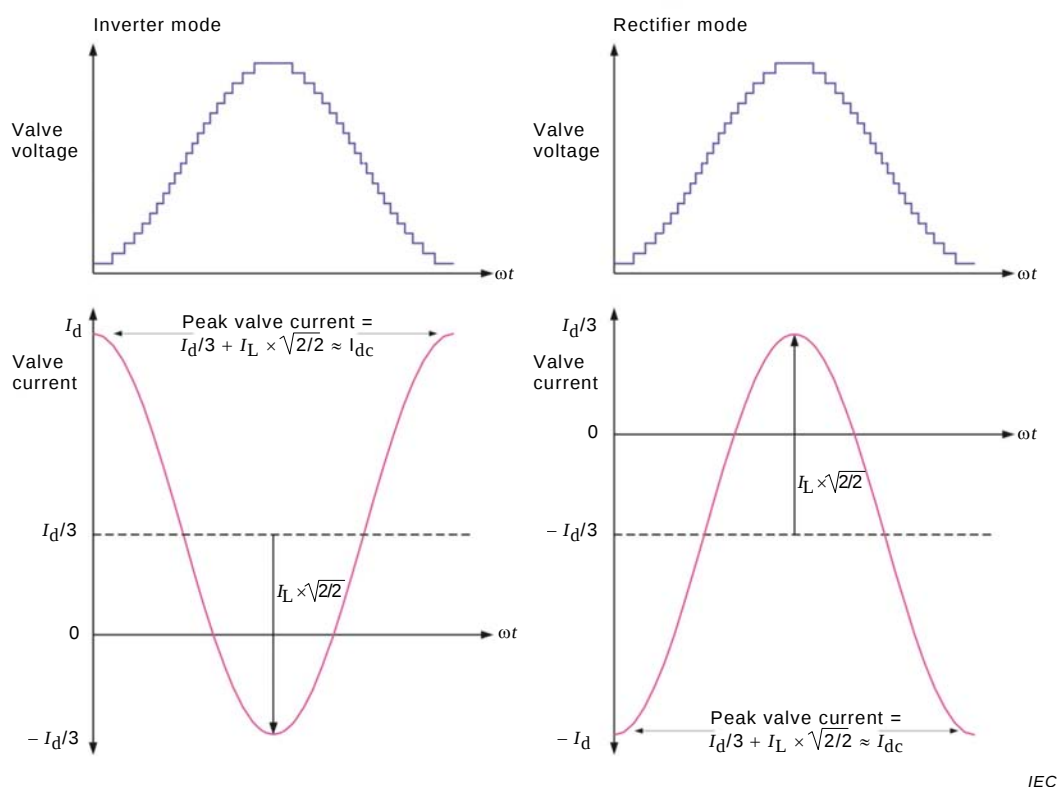
A l'inverse des topologies de convertisseur du type «commutateur commandable» (les convertisseurs à deux niveaux, par exemple) ou du classique pont «Grätz» utilisé dans les systèmes CCHT munis de convertisseurs commutés par le réseau, la topologie MMC présente

la particularité inhabituelle d'être dotée d'un convertisseur dont les six valves conduisent le courant sans interruption.

La Figure A.3 montre que le courant partant de chaque borne c.a du convertisseur se sépare en deux parts égales, l'un passant par la valve supérieure de l'unité de phase, et l'autre par sa valve inférieure. De même, le courant c.c. se divise en trois branches égales à travers chacune des unités de phase. Il en résulte que chaque valve transporte un courant égal à un tiers du courant c.c. plus la moitié du courant c.a. de sa phase associée, donnant un courant sinusoïdal décalé d'une valeur moyenne de $I_d/3$.

La Figure A.4 illustre les formes d'onde classiques de tension et courant de valve. La condition présentée à la Figure A.4 s'applique lorsque la tension de sortie c.a. et le courant c.a. du convertisseur sont en phase, ce qui signifie que la tension et le courant de valve sont déphasés à 180° . Par conséquent, lorsque la tension de valve est à son niveau minimal, le courant de valve est à son niveau maximal. Cela est presque vrai lorsque le convertisseur est utilisé pour transporter la puissance active uniquement, sans générer ni absorber la puissance réactive. Toutefois, même si le convertisseur ne génère pas ni n'absorbe la puissance réactive, la tension et le courant de valve ne sont pas exactement déphasés à 180° , compte tenu du déphasage dans le transformateur d'interface et les inductances de valve. Néanmoins, le déphasage à 180° présenté à la Figure A.4 est une hypothèse de simplification utile à la compréhension du circuit.

À noter également, comme le montre la Figure A.4, que la tension de valve varie de manière cyclique entre une valeur juste au-dessus de zéro et une valeur juste en dessous de la tension entre phases c.c. Si des blocs modules MMC "en demi-pont" sont utilisés, la tension de valve ne peut jamais dépasser U_d , ni descendre en dessous de zéro, sinon, ce sont les diodes de roue libre parallèles à chaque IGBT qui assurent la conduction. Il s'agit d'une limitation importante de la conception en demi-pont.



Légende

Anglais	Français
Inverter mode	Mode onduleur
Rectifier mode	Mode redresseur
Valve voltage	Tension de valve
Valve current	Courant de valve
Peak valve current	Courant de valve de crête

Figure A.4 – Convertisseurs MMC montrant la composition du courant de valve

Une efficacité optimale est obtenue lorsque la tension de crête du convertisseur est égale à la moitié de U_d . Si une tension de crête du convertisseur est inférieure à la moitié de U_d , le courant c.a. est à augmenter pour atteindre la valeur de puissance souhaitée. Par conséquent, si des blocs modules MMC "en demi-pont" sont utilisés, le contrôleur tente en général de maintenir la tension de crête de la valve juste en dessous de U_d , de manière à limiter le courant c.a. (et donc les pertes) requis pour une quantité donnée de puissance active.

Si le courant c.c. circule dans la borne c.c. positive du convertisseur, comme l'illustre la Figure A.3, le convertisseur importe la puissance du réseau c.c. vers le réseau c.a. et fait donc office d'onduleur. En mode de fonctionnement en redresseur, le courant c.c. circule de la borne c.c. positive vers la borne c.c. négative.

Dans la suite de la présente annexe, la convention signalétique adoptée indique que le courant de valve est positif lorsqu'il circule vers la borne c.c. négative du convertisseur. Cela signifie que le courant de valve est principalement négatif au niveau d'un redresseur, et principalement positif au niveau d'un onduleur.

A.2.2 Analyse généralisée avec déphasage de tension et de courant

En général, la tension et le courant c.a. du convertisseur ne sont pas exactement en phase, à cause de deux effets:

- la demande de puissance réactive au point de connexion commune au réseau c.a.;
- le déphasage entre la tension d'un système c.a. et la tension c.a. du convertisseur.

La technologie VSC présente un avantage majeur sur la technologie CCR d'un CCHT en ce que le convertisseur est naturellement capable de générer ou d'absorber des quantités significatives de puissance réactive. De la même manière qu'une machine électrique, le convertisseur fait l'objet de différentes contraintes qui peuvent limiter la quantité de puissance réactive disponible en un point de fonctionnement donné (limite MVA globale, limite de courant (de valve), limite de tension du convertisseur (si des blocs modules MMC "en demi-pont" sont utilisés), par exemple). En règle générale, les clients des systèmes CCHT précisent qu'il convient que le convertisseur soit en mesure de fonctionner à pleine puissance active assignée, avec un facteur de puissance ($\cos \varphi$) compris entre 0,925 en retard et 0,925 en avance, ce qui équivaut à un déphasage de 22° et à la génération ou l'absorption d'une puissance réactive de $\pm 0,4$ p.u. à puissance active assignée. A des valeurs de puissance active inférieures, une quantité de puissance réactive plus importante est en général disponible et, lorsque la puissance active est nulle, le convertisseur peut fonctionner avec un facteur de puissance de 0, devenant alors un STATCOM.

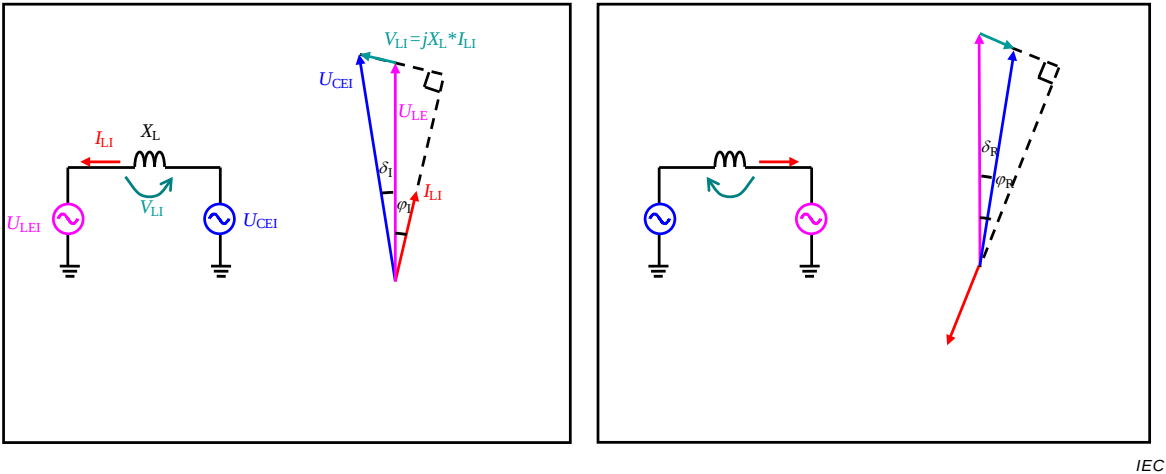
Le déphasage entre la tension du système c.a. et la tension c.a. du convertisseur est égal au déphasage dans le transformateur d'interface et les inductances de valve (auquel cas les deux inductances de valve d'une phase donnée sont considérées comme étant parallèles). La théorie du système de puissance c.a. a permis de bien établir que, dans les conditions sinusoïdales, le flux de puissance active circulant dans une inductance est lié au déphasage δ de l'inductance, par l'équation:

$$P = \frac{U_L \cdot U_C \cdot \sin \delta}{X_L} \quad (\text{A.1})$$

où U_L et U_C sont les tensions efficaces entre phases d'un côté ou de l'autre de l'inductance, et X_L l'inductance.

À la puissance assignée maximale, $\sin \delta$ devient approximativement égal à l'impédance par unité du transformateur d'interface et des inductances de valve. Par conséquent, avec une impédance typique de 0,15 p.u., le déphasage δ à puissance assignée est en général compris entre 8° et 9° .

La relation entre la tension d'un système c.a., la tension c.a. du convertisseur et le courant du convertisseur est mieux représentée par un schéma de phase (voir Figure A.5).



Légende

Anglais	Français
Inverter	Onduleur
Rectifier	Redresseur
The phase of converter voltage is advanced compared with that of AC system voltage since the active power is positive	La phase de la tension du convertisseur est en avance par rapport à la tension d'un système CA étant donné que la puissance active est positive
The phase of converter voltage is delayed compared with that of AC system voltage since the active power is negative	La phase de la tension du convertisseur est en retard par rapport à la tension d'un système CA étant donné que la puissance active est négative

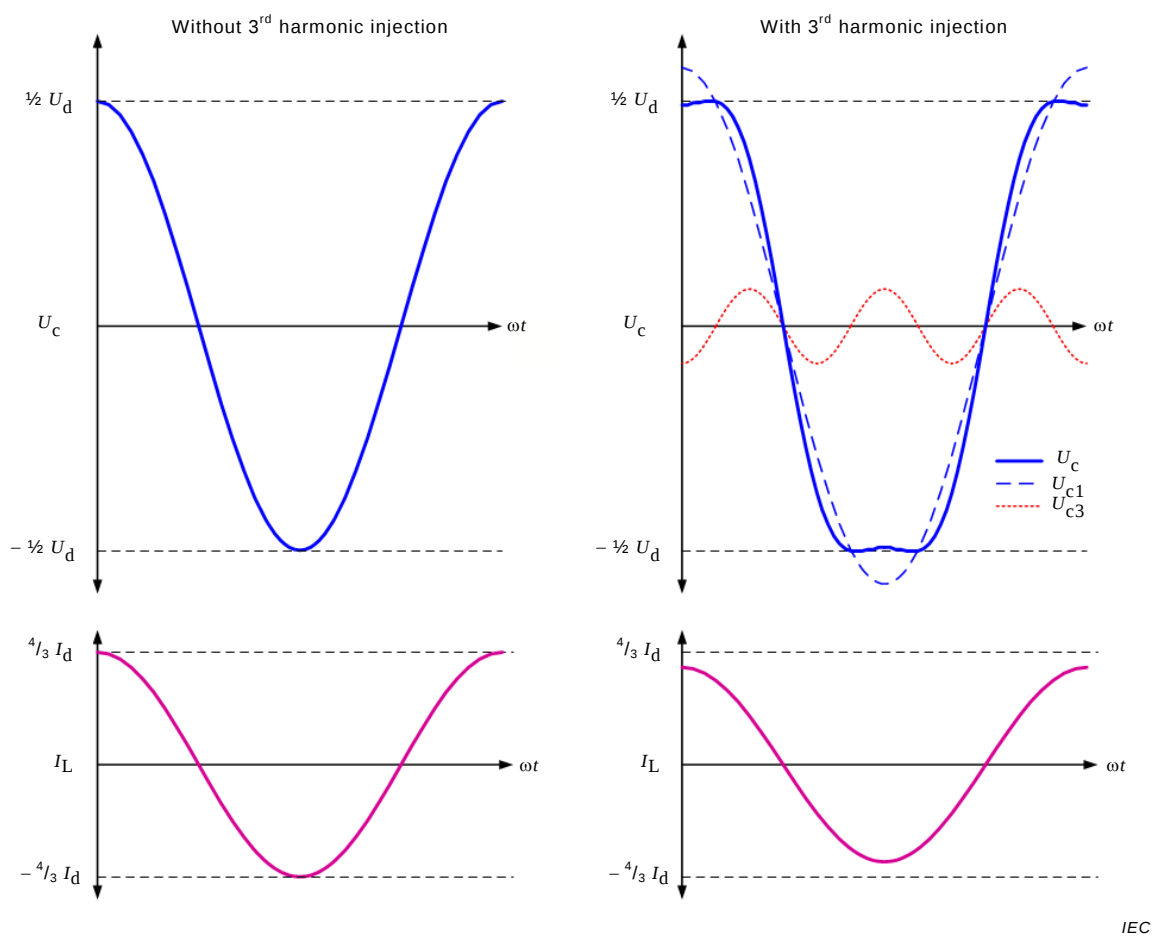
Figure A.5 – Schéma de phase illustrant la tension d'un système c.a., la tension c.a. d'un convertisseur et le courant c.a. d'un convertisseur

A.2.3 Effets de l'injection du troisième harmonique

La description ci-dessus repose sur l'hypothèse selon laquelle la tension c.a. du convertisseur est sinusoïdale ou aussi proche que possible de cette forme, selon le nombre de blocs modules MMC disponibles. Toutefois, une technique communément utilisée dans la plupart des convertisseurs électroniques de puissance ajoute délibérément une dose de troisième harmonique à la tension du convertisseur. En fait, d'autres multiples impairs du 3^{ème} harmonique peuvent également être utilisés (le 9^{ème} ou 15^{ème} harmonique, par exemple).

Grâce à cette technique, la crête de la composante fondamentale de la tension du convertisseur est plus élevée que celle de la tension réelle du convertisseur. Cela signifie que la crête de la composante fondamentale de la tension du convertisseur peut dépasser la tension c.c. entre phases, ce qui permet d'utiliser un courant c.a. moins élevé que celui qui serait par ailleurs possible, réduisant ainsi les pertes de conduction du convertisseur. Avec le 3^{ème} harmonique, le bénéfice est optimal lorsque l'amplitude du 3^{ème} harmonique injecté est égale à 1/6 de celle de la composante fondamentale. Les harmoniques injectés étant des multiples de trois, ils s'annulent dans la tension entre phases au niveau des bornes c.a. du convertisseur. Par conséquent, si le transformateur du convertisseur est doté d'un delta secondaire, les harmoniques injectés ne sont pas transférés vers le système de puissance connecté.

La Figure A.6 illustre cette technique, qui est aujourd'hui largement répandue dans les convertisseurs CCHT à VSC, la réduction significative admise du courant c.a. (de l'ordre de 15 %) se traduisant par une réduction substantielle des pertes de conduction.



Légende	
Anglais	Français
Without 3 rd harmonic injection	Sans injection du 3 ^{ème} harmonique
With 3 rd harmonic injection	Avec injection du 3 ^{ème} harmonique

Figure A.6 – Effet de l’injection du 3^{ème} harmonique sur la tension et le courant du convertisseur

A.3 Pertes de conduction dans les blocs modules MMC

A.3.1 Description des chemins de conduction

La Figure A.7 présente un bloc module MMC d'une valve MMC "en demi-pont" de base utilisant une disposition de convertisseur à deux niveaux. Noter que le bloc module MMC contient quatre principaux dispositifs à semi-conducteur: deux IGBT (T1 et T2) et deux diodes (D1 et D2).

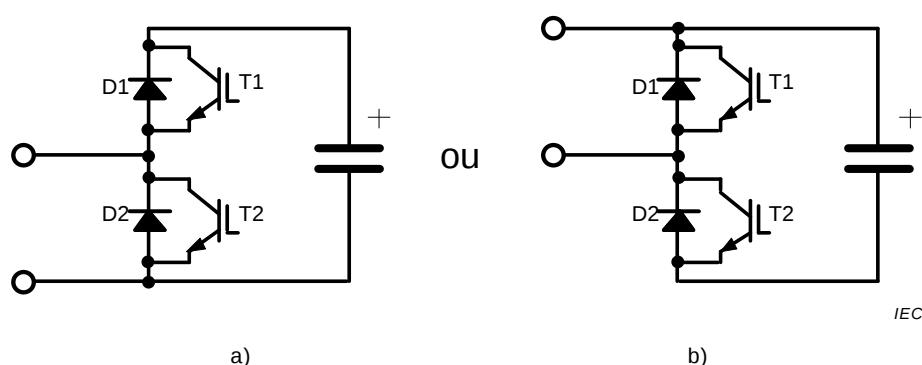


Figure A.7 – Deux variantes équivalentes d'un point de vue fonctionnel d'un bloc module MMC à deux niveaux "en demi-pont"

NOTE 1 En règle générale, l'IGBT et sa diode antiparallèle sont fournis dans un seul module intégré.

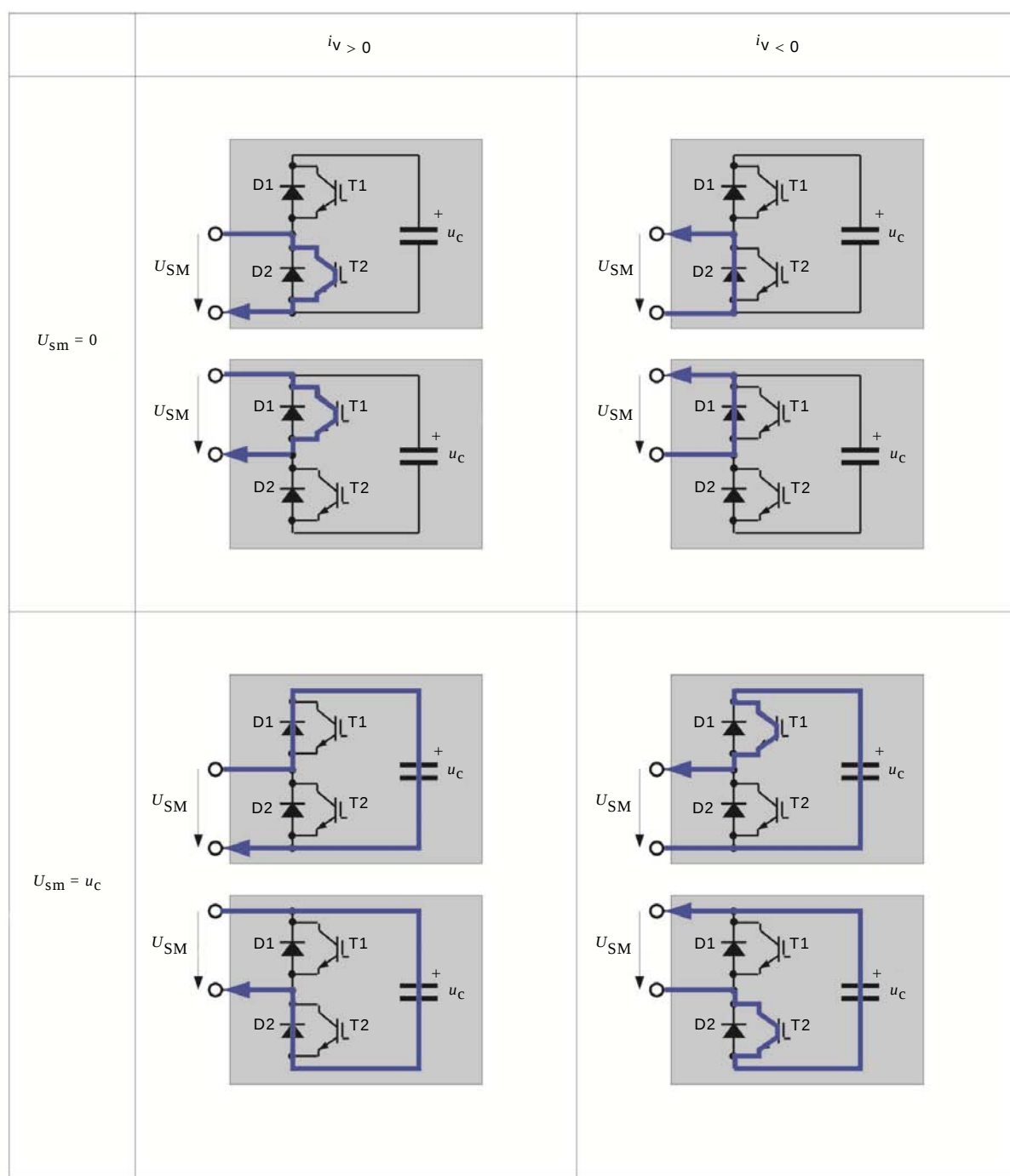
NOTE 2 Un thyristor de dérivation supplémentaire est également susceptible d'être inclus pour assurer la protection contre les courants de défaut, mais il est généralement prévu pour ne pas transporter le courant en fonctionnement en régime permanent et, par conséquent, ne contribue en rien aux pertes du convertisseur.

La Figure A.7 présente deux variantes d'un bloc module MMC à deux niveaux en demi-pont, équivalentes d'un point de vue fonctionnel. Dans les deux cas, le bloc module MMC présente deux états de fonctionnement possibles: shunté et actif. A la Figure A.7 a), le mode shunté et le mode actif sont obtenus en activant respectivement l'IGBT T2 et l'IGBT T1. A la Figure A.7 b), les rôles sont inversés.

Dans la suite de la présente annexe, les descriptions reposent sur le circuit présenté à la Figure A.7 a).

Étant donné que la valve transporte le courant dans les deux sens à différents moments, il existe au total quatre états de conduction possibles par bloc module MMC. Ils sont répertoriés ci-dessous et illustrés à la Figure A.8:

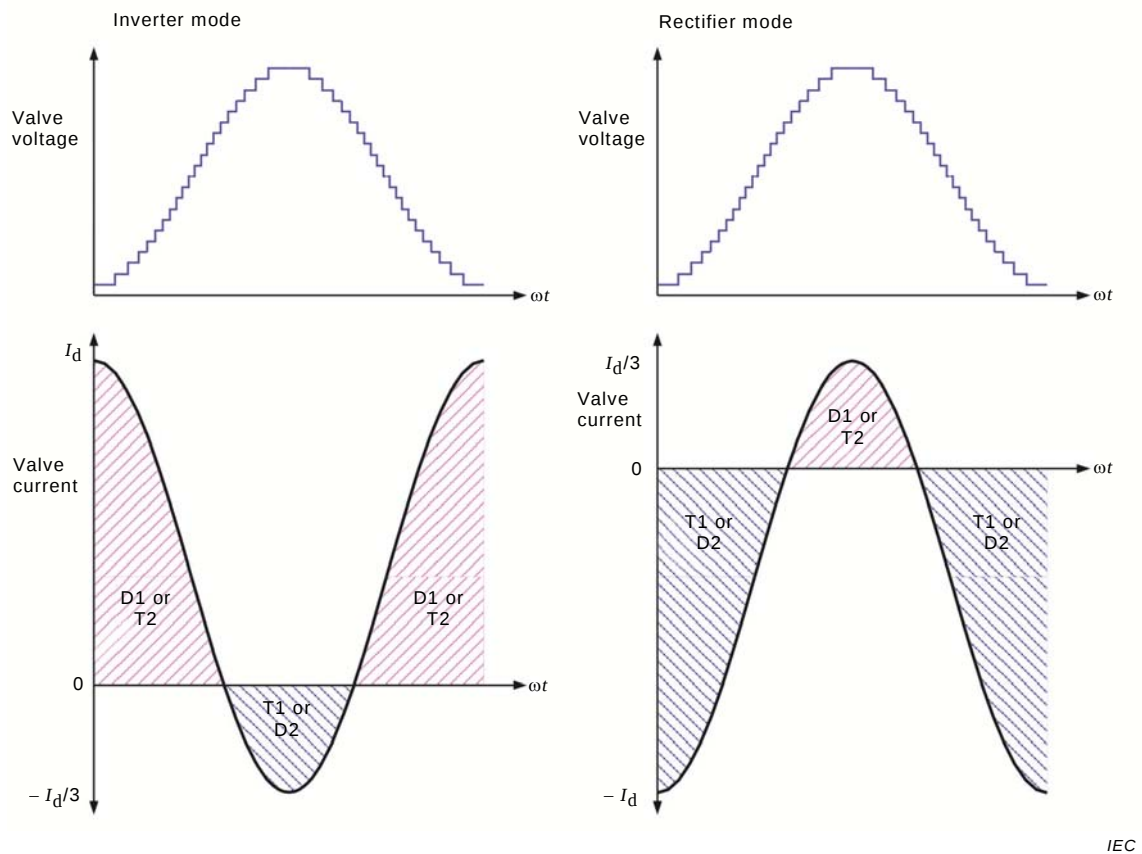
- courant négatif, shunté: D2 conducteur;
- courant négatif, actif: T1 conducteur;
- courant positif, shunté: T2 conducteur;
- courant positif, actif: D1 conducteur.



IEC

**Figure A.8 – États de conduction dans un bloc module
MMC à deux niveaux "en demi-pont"**

La Figure A.9 illustre dans quelle mesure les modèles de conduction diffèrent entre le mode de fonctionnement en redresseur et le mode de fonctionnement en onduleur.

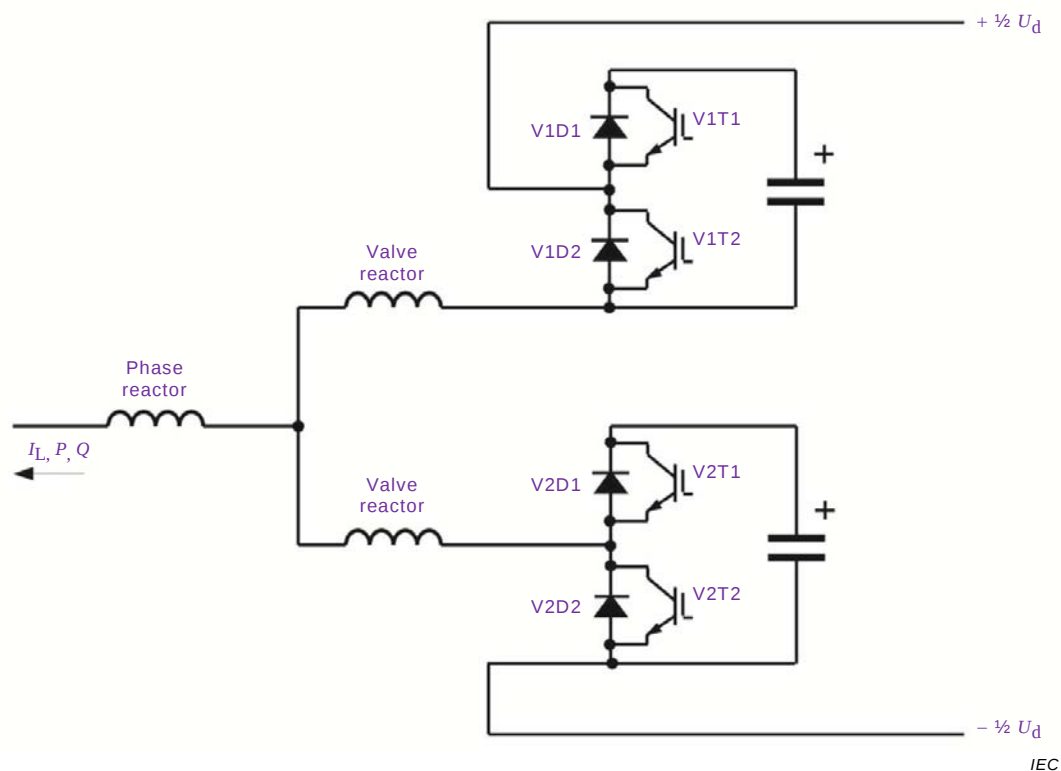


Légende

Anglais	Français
Inverter mode	Mode onduleur
Rectifier mode	Mode redresseur
Valve current	Courant de valve
Valve voltage	Tension de valve
or	ou

Figure A.9 – Modèles de conduction classiques pour le mode de fonctionnement en onduleur (à gauche) et le mode de fonctionnement en redresseur (à droite)

La Figure A.10 ci-dessous donne un exemple de convertisseur doté, à titre d'illustration uniquement, d'un seul bloc module MMC par valve.



Légende

Anglais	Français
Phase reactor	Inductance de phase
Valve reactor	Inductance de valve

Figure A.10 – Exemple de convertisseur doté d'un seul bloc module MMC par valve afin d'illustrer le comportement de commutation

Les fonctionnements classiques en mode onduleur et en mode redresseur de ce convertisseur sont illustrés dans la Figure A.11 et dans la Figure A.12, respectivement.

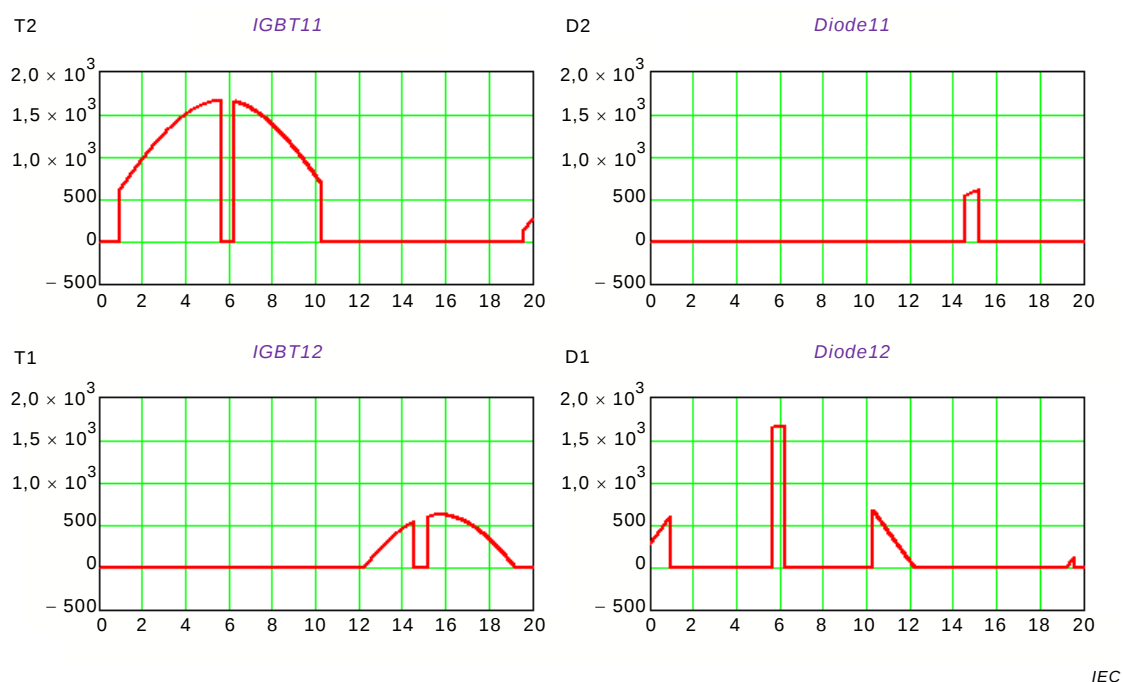


Figure A.11 – Exemple de fonctionnement en mode onduleur des événements de commutation

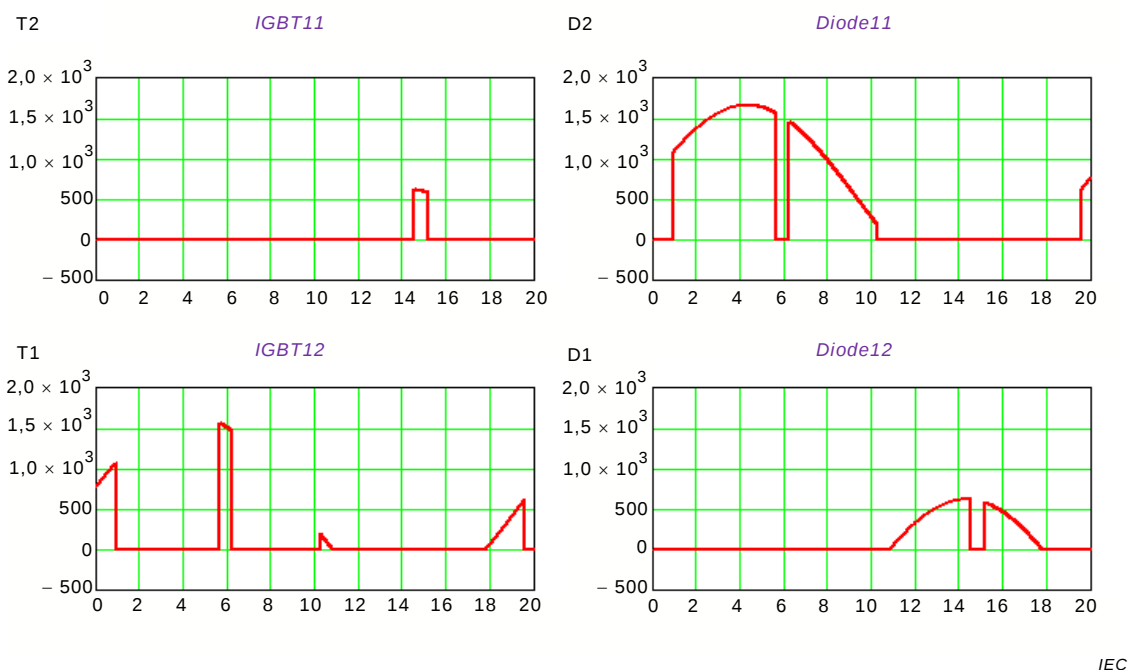


Figure A.12 – Exemple de fonctionnement en mode redresseur des événements de commutation

Les deux commutateurs de chaque valve (S1 et S2 avec leurs dispositifs respectifs, ici appelés T1, D1 et T2, D2) étant contraints par un courant et des événements de commutation différents, ils nécessitent d'être calculés séparément.

La durée des événements de commutation et l'amplitude du courant dépendent de la condition opérationnelle du convertisseur:

- tension c.a.;

- tension c.c.;
- puissance active;
- puissance réactive;
- stratégie de modulation.

Tous les blocs modules MMC connectés en série sont contraints par les mêmes événements de commutation, mais à différentes occasions. Les mêmes courants moyens et efficaces sont donc valides pour tous les blocs modules MMC.

Le bras de valve supérieur et les bras de valve inférieurs sont également contraints de la même manière.

En mode redresseur, on peut noter que les courants les plus élevés circulent dans T1 ou D2. Toutefois, au moment où le courant est le plus élevé, la tension de valve est proche de zéro, la plupart des blocs modules MMC étant donc shuntés et le courant circulant principalement dans D2. Par conséquent, D2 présente la perte de conduction la plus élevée en mode redresseur, de faibles pertes de conduction ayant lieu dans T1 et D1, et de très faibles pertes de conduction dans T2.

A l'inverse, en mode onduleur, T2 fait l'objet des pertes de conduction les plus élevées avec de faibles pertes de conduction dans T1 et D1, et de très faibles pertes dans D2.

La Figure A.9 montre que le courant de valve de crête est pratiquement égal au courant c.c. Toutefois, ce n'est pas toujours tout à fait le cas, puisque le courant de valve de crête peut être supérieur ou inférieur au courant c.c., selon la stratégie de modulation, la quantité de puissance réactive et la position du changeur de prise du transformateur, le cas échéant.

A.3.2 Pertes de conduction dans les semi-conducteurs

A.3.2.1 Solution analytique d'approximation

La Figure A.8 montre qu'à tout moment, il existe toujours un, et un seul, chemin de courant dans chaque bloc module MMC.

Si les caractéristiques de tension à l'état passant des quatre positions de commutation du bloc module MMC étaient identiques, le calcul des pertes de conduction du dispositif à semi-conducteur serait simple, puisqu'il ne serait pas utile de connaître à tout instant l'état de fonctionnement du bloc module MMC. La perte de conduction totale du semi-conducteur par bloc module MMC serait alors simplement donnée par l'équation ci-dessous:

$$P_{\text{cond}} = N_c \left(V_0 \cdot I_{\text{vav}} + R_0 \cdot I_{\text{vrms}}^2 \right) \quad (\text{A.2})$$

où

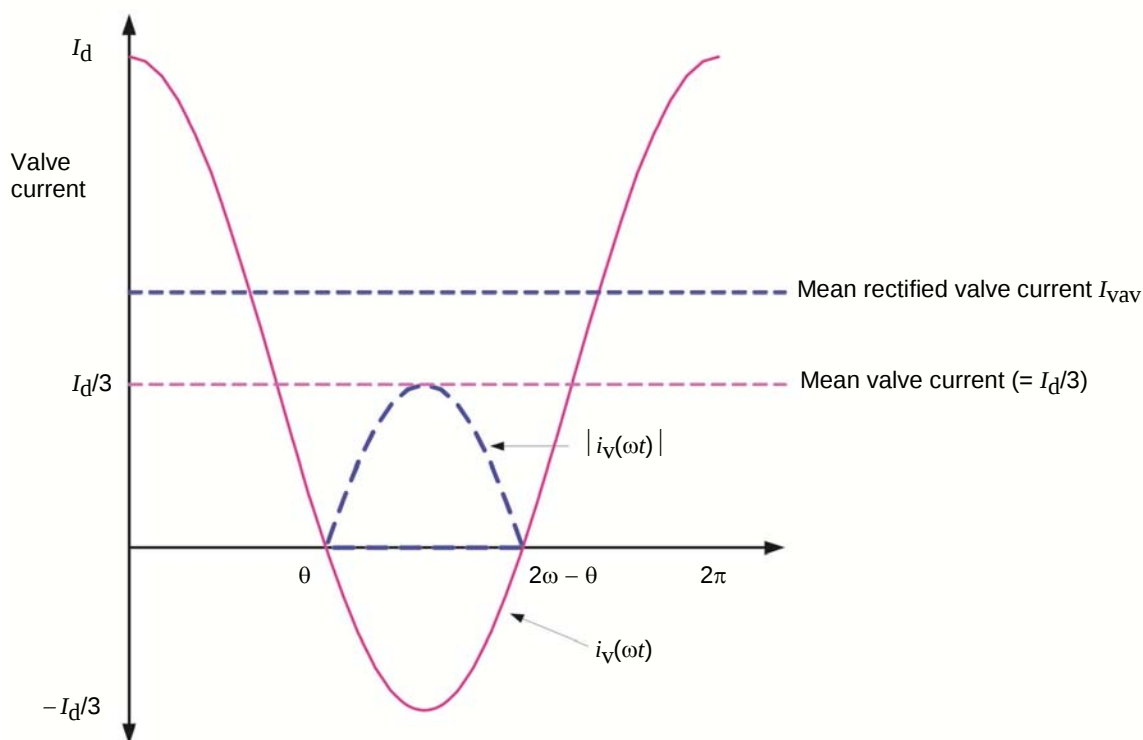
- N_c est le nombre de dispositifs à semi-conducteur en série par position de commutation;
- V_0, R_0 sont la tension de seuil et la résistance apparente du dispositif;
- I_{vav} est la valeur moyenne du courant redressé dans la valve sur un cycle de puissance industrielle (Figure A.13).

$$I_{\text{vav}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} |i_v(\omega t)| \cdot d(\omega t) \quad (\text{A.3})$$

I_{vav} est différent du courant de valve moyen, qui est simplement $I_d/3$. A cette fin, le courant redressé est nécessaire, car le courant circule uniquement dans le ou les dispositifs à semi-conducteur dont la polarisation est dans le sens direct.

I_{vrms} est le courant efficace dans la valve, moyenné sur un cycle de puissance industrielle.

$$I_{\text{vrms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_v(\omega t)^2 \cdot d(\omega t)} \quad (\text{A.4})$$



IEC

Légende

Anglais	Français
Valve current	Courant de valve
Mean rectified valve current	Courant de valve redressé moyen
Mean valve current	Courant de valve moyen

Figure A.13 – Courant de valve et courant de valve redressé moyen

En sachant que le courant de valve peut être exprimé sous la forme:

$$i_v(\omega t) = \frac{I_d}{3} + \frac{I_L \cdot \sqrt{2}}{2} \times \sin(\omega t) \quad (\text{A.5})$$

Une solution analytique peut être aisément trouvée:

$$I_{\text{vav}} = \frac{1}{\pi} \cdot \left[\frac{I_d}{3} \cdot (2\theta - \pi) + I_L \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \theta \right] \quad (\text{A.6})$$

$$I_{\text{vrms}} = \sqrt{\frac{I_d^2}{9} + \frac{I_L^2}{4}} \quad (\text{A.7})$$

où

$$\theta = \cos^{-1} \left[\frac{-I_d \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot I_L} \right] \quad (\text{A.8})$$

L'angle θ correspond au point où le courant de valve passe le zéro.

Étant donné que le courant circule principalement en mode redresseur dans les diodes et principalement en mode onduleur dans les IGBT, il est possible d'obtenir une approximation raisonnable des pertes de conduction par bloc module MMC à l'aide des Équations (A.2), (A.6) et (A.7), comme suit:

Mode redresseur:

$$P_{\text{cond_rec}} = V_{0_Diode} \cdot I_{\text{vav}} + R_{0_Diode} \cdot I_{\text{vrms}}^2 \quad (\text{A.9})$$

Mode onduleur:

$$P_{\text{cond_inv}} = V_{0_IGBT} \cdot I_{\text{vav}} + R_{0_IGBT} \cdot I_{\text{vrms}}^2 \quad (\text{A.10})$$

A.3.2.2 Solution analytique exacte

La solution analytique d'approximation présentée dans le précédent paragraphe suppose que V_0 et R_0 soient identiques pour tous les IGBT et toutes les diodes du bloc module MMC. En règle générale, ce n'est pas vrai: les valeurs V_0 et R_0 des IGBT sont en principe différentes de celles des diodes (les valeurs V_0 et R_0 des IGBT étant en général plus élevées), et il est possible d'utiliser différents types d'IGBT et de diode dans les positions de commutation supérieure et inférieure dans le bloc module MMC. De plus, cette approche ne tient pas compte des courants circulants qui peuvent apparaître entre les phases, selon la conception du contrôleur.

Dans la plupart des cas, ces hypothèses peuvent introduire des erreurs inacceptables dans le calcul.

Un processus plus précis implique de calculer séparément les valeurs de I_{av} et I_{rms} pour chacune des quatre positions de commutation du bloc module MMC, et donc de calculer la perte de conduction séparément pour chaque dispositif.

Comme indiqué dans le précédent paragraphe, l'emplacement d'une position de commutation qui transporte le courant à un instant donné dépend du sens du courant et de l'état de commutation du bloc module MMC (à l'état shunté ou actif). L'état de commutation pouvant changer plusieurs fois par cycle de fréquence fondamentale, il n'est pas aisé de calculer la perte de conduction instantanée dans chaque position de commutation, mais cela n'est pas non plus nécessaire. En revanche, il est nécessaire de calculer la perte de conduction dans chaque position de commutation moyennée sur une période de quelques cycles ou de quelques secondes. Toutefois, ce calcul n'est pas simple, puisqu'il dépend de la complexité de la stratégie de commande du convertisseur.

Pour certains points de fonctionnement (lorsque le courant de valve et la tension de valve sont exactement déphasés à 180°, par exemple), une solution analytique exacte, quoique complexe, est possible. Ces solutions s'appuient sur une approche statistique de l'état de fonctionnement (actif ou shunté) du bloc module MMC. Bien qu'il soit impossible de connaître l'état de fonctionnement exact d'un bloc module MMC à un instant donné, il est possible de calculer la probabilité que le bloc module MMC se trouve dans un état donné à cet instant,

puisque que la probabilité que le bloc module MMC se trouve à l'état actif est directement proportionnelle à la tension de valve. Il est donc possible de produire une équation mathématique reliant le courant de valve à la tension de valve, les deux pouvant être décrits mathématiquement.

La probabilité statistique qu'un bloc module MMC donné se trouve à l'état actif peut être exprimée par le terme $p_c(\omega t)$:

$$p_c(\omega t) = \frac{u_v(\omega t)}{N_{tc} \cdot u_{c_av}(\omega t)} \quad (A.11)$$

où

N_{tc} est le nombre de blocs modules MMC par valve;

$u_v(\omega t)$ est la tension de valve en fonction du temps;

$u_{c_av}(\omega t)$ est la tension du condensateur c.c. moyenne du bloc module MMC en fonction du temps.

La probabilité qu'un bloc module MMC donné se trouve à l'état shunté est alors simplement de $(1 - p_c(\omega t))$.

T1 et D1 assurent uniquement la conduction lorsque la liaison est à l'état actif. Les courants moyens et efficaces sont donc déterminés en intégrant le produit du courant de valve et $p_c(\omega t)$ sur la période de conduction appropriée à chaque semi-conducteur.

$$I_{av} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} i_v(\omega t) \cdot p_c(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (A.12)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} i_v^2(\omega t) \cdot p_c(\omega t) \cdot d(\omega t)} \quad (A.13)$$

où

ωt_1 et ωt_2 sont les points auxquels le signe du courant de valve change.

T1 assure uniquement la conduction lorsque le courant est négatif. Par conséquent, pour évaluer le courant dans T1, ωt_1 est censé se trouver là où le courant passe d'une valeur positive à une valeur négative, et inversement pour ωt_2 .

D1 assure uniquement la conduction lorsque le courant est positif. Par conséquent, pour évaluer le courant dans D1, ωt_1 est censé se trouver là où le courant passe d'une valeur négative à une valeur positive, et inversement pour ωt_2 .

T2 et D2 assurent uniquement la conduction lorsque la liaison est à l'état shunté. Les courants moyens et efficaces sont donc déterminés en intégrant le produit du courant de valve et $(1 - p_c(\omega t))$ sur la période de conduction appropriée à chaque semi-conducteur:

$$I_{av} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} i_v(\omega t) \cdot (1 - p_c(\omega t)) \cdot d(\omega t) \quad (A.14)$$

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} i_v^2(\omega t) \cdot (1 - p_c(\omega t)) \cdot d(\omega t)} \quad (\text{A.15})$$

T2 assure uniquement la conduction lorsque le courant est positif. Par conséquent, pour évaluer le courant dans T2, ωt_1 est censé se trouver là où le courant passe d'une valeur négative à une valeur positive, et inversement pour ωt_2 .

D2 assure uniquement la conduction lorsque le courant est négatif. Par conséquent, pour évaluer le courant dans D2, ωt_1 est censé se trouver là où le courant passe d'une valeur positive à une valeur négative, et inversement pour ωt_2 .

Même s'il est possible de représenter i_v et p_c mathématiquement, et même dans le cas simplifié dans lequel le courant et la tension de valve sont exactement déphasés à 180° , la solution analytique de ces équations est complexe. Au moment de la publication, aucune solution analytique exacte n'a été trouvée pour le cas général dans lequel le courant et la tension de valve ne sont pas exactement déphasés à 180° .

A.3.3 Pertes du condensateur c.c. du bloc module MMC

Pour calculer les pertes du condensateur c.c. du bloc module MMC, il est uniquement nécessaire de connaître le courant efficace, I_{crms} dans le condensateur. Le courant moyen dans le condensateur est nul en régime permanent

$$I_{\text{D1_av}} + I_{\text{T1_av}} = 0 \quad (\text{A.16})$$

Une fois déterminé le courant efficace pour chacun des quatre dispositifs à semi-conducteur, conformément au paragraphe précédent, le courant efficace du condensateur peut être aisément déterminé par la somme vectorielle des courants efficaces dans T1 et D1:

$$I_{\text{crms}} = \sqrt{I_{\text{D1_rms}}^2 + I_{\text{T1_rms}}^2} \quad (\text{A.17})$$

A.3.4 Autres pertes de conduction

Les autres pertes de conduction dans la valve sont dominées par les pertes (I^2R) résistives dans les barres omnibus entre chaque bloc module MMC et ses voisins. Ici, seul le courant de valve efficace I_{vrms} , donné dans l'Equation (A.7), est requis.

A.4 Pertes de commutation

A.4.1 Description des changements d'état

A.4.1.1 Généralités

À chaque fois qu'un bloc module MMC passe de l'état shunté à l'état actif (ou inversement) ou que le sens du courant s'inverse, une position de commutation dans le bloc module MMC se désactive et une autre s'active. L'activation d'un IGBT est toujours accompagnée de la désactivation d'une diode, et inversement.

Les événements de commutation peuvent être classés en «doux» et «durs». Les transitions qui font suite à l'inversion du courant de valve se produisant deux fois par cycle sont dites «douces», celles se produisant suite au passage de l'état shunté à l'état actif, et inversement, étant dites «dures». Seuls les événements de commutation durs sont importants dans le calcul des pertes, car la vitesse de changement de courant (di/dt) présente une amplitude plusieurs fois supérieure à celle des événements de commutation doux.

A.4.1.2 Événements de commutation durs

Le Tableau A.1 récapitule les effets des quatre événements de commutation durs possibles dans le bloc module MMC.

Tableau A.1 – Événements de commutation durs

Sens du courant	Changement d'état du bloc module MMC	Effets	Énergie de commutation totale
Négatif	Shunté à actif	T1 est activé; D2 est désactivé	$E_{on_T1} + E_{rec_D2}$
Négatif	Actif à shunté	T1 est désactivé; D2 est activé	E_{off_T1}
Positif	Shunté à actif	T2 est désactivé; D1 est activé	E_{off_T2}
Positif	Actif à shunté	T2 est activé; D1 est désactivé	$E_{on_T2} + E_{rec_D1}$

Étant donné que les diodes ne sont pas commandables, la commutation d'un IGBT est toujours à l'origine des événements de commutation durs. La transition de l'IGBT à la diode est assurée par la désactivation de l'IGBT pendant que le courant le traverse. Le courant, qui passe par une inductance externe substantielle, n'a pas d'autre possibilité que d'aller dans la diode de l'autre position de commutation du bloc module MMC. Le courant bascule ensuite de l'IGBT à la diode à une vitesse déterminée par l'inductance de la boucle formée par l'IGBT, la diode et le condensateur. L'IGBT fait l'objet d'une surtension suite à cet événement.

La transition de la diode à l'IGBT est assurée par l'activation de l'IGBT pendant que la diode de l'autre position de commutation du bloc module MMC assure la conduction. Cela crée un court-circuit provisoire avec le condensateur c.c. connecté en série avec la diode et l'IGBT qui vient d'être activé. Le courant dans la diode chute très rapidement à un taux donné par la tension du condensateur, divisée par l'inductance de la boucle formée par l'IGBT, la diode et le condensateur. Après que le courant dans la diode a passé par zéro, la diode fait l'objet d'une courte période de courant inversé, puis se désactive finalement, induisant une «énergie de rétablissement».

Chaque événement de commutation dur se traduit par une dissipation de l'énergie de commutation dans l'IGBT (E_{on} ou E_{off}), les événements impliquant la désactivation d'une diode se traduisant également par une énergie de rétablissement E_{rec} (les diodes présentent une perte de désactivation négligeable). E_{on} , E_{off} et E_{rec} dépendent du courant de dispositif instantané au moment de la commutation, de la tension du condensateur c.c. et de la température de jonction. La dépendance au courant est illustrée à la Figure A.14. Les énergies de commutation et de rétablissement augmentent également avec la tension (de manière presque linéaire) et la température.

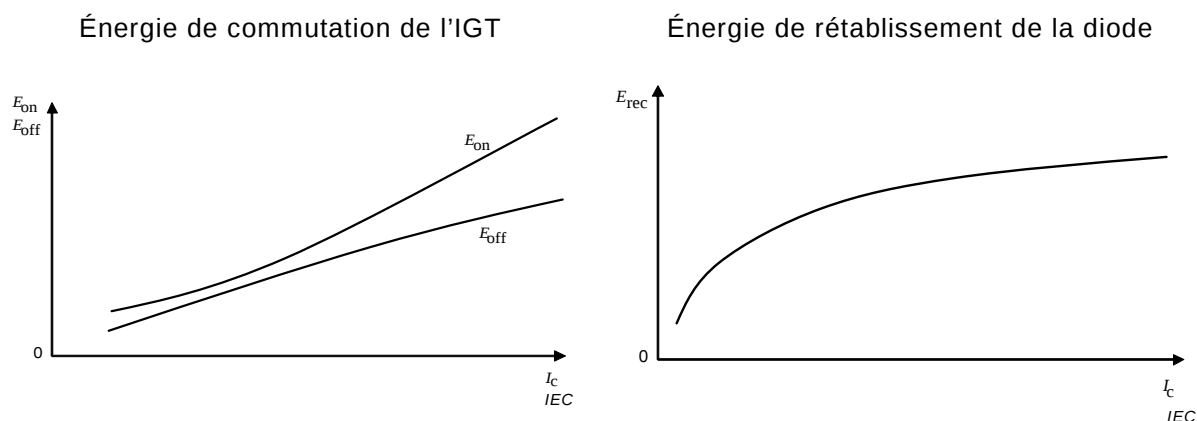


Figure A.14 – Énergie de commutation de l'IGBT et de la diode en fonction du courant du collecteur

Pour pouvoir calculer les pertes de commutation de toutes les conditions de fonctionnement, il convient de caractériser minutieusement l'IGBT et la diode utilisés afin de définir E_{on} , E_{off} et E_{rec} en fonction de la tension, du courant et de la température. Les résultats de la caractérisation peuvent être présentés sous forme graphique ou dans une table de conversion, mais il est préférable d'utiliser un modèle mathématique, car il permet d'automatiser plus facilement le processus de calcul consécutif.

A.4.1.3 Événements de commutation doux

Le Tableau A.2 récapitule les effets des quatre événements de commutation doux possibles dans le bloc module MMC.

Les événements de commutation doux sont mentionnés uniquement par souci d'exhaustivité, puisqu'ils ne se traduisent pas directement par une dissipation de l'énergie de commutation dans les semi-conducteurs. Toutefois, les changements de sens du courant peuvent indirectement provoquer certains événements de commutations durs, l'algorithme d'équilibrage de la tension du condensateur pouvant amener certains blocs modules MMC à basculer de l'état actif à l'état shunté, et d'autres à basculer en sens inverse.

Tableau A.2 – Événements de commutation doux

Changement de sens du courant	État du bloc module MMC	Effets
Négatif à positif	Shunté	D2 est désactivé; T2 est activé
Négatif à positif	Actif	T1 est désactivé; D1 est activé
Positif à négatif	Shunté	T2 est désactivé; D2 est activé
Positif à négatif	Actif	D1 est désactivé; T1 est activé

A.4.2 Analyse des changements d'état pendant le cycle

En principe, le calcul des pertes de commutation totales dans le bloc module MMC implique de ne connaître que la tension et le courant instantanés pour chacun des différents événements de commutation au cours d'un cycle. L'énergie de commutation par événement peut alors être calculée en sachant dans quelle mesure E_{on} , E_{off} et E_{rec} varient en fonction de la tension et du courant pour la température de jonction applicable, les pertes de commutation dans le cycle complet étant obtenues en faisant la somme de chaque événement individuel.

Toutefois, à l'inverse d'un convertisseur à 2 niveaux, dont la tension du condensateur c.c. est fixe et le modèle de commutation déterministe et aisément analysé, le calcul des conditions de commutation pour chaque événement de commutation d'un convertisseur multiniveaux modulaire est très complexe. Cette complexité s'explique de deux manières:

- les synchronisations des événements de commutation par rapport à la forme d'onde du courant de valve sont quelque peu imprévisibles, étant donné qu'elles sont régies par les algorithmes utilisés pour surveiller et équilibrer les tensions du condensateur c.c. du bloc module MMC;
- étant donné que le courant de valve circule dans le condensateur c.c. du bloc module MMC pendant une partie de chaque cycle, le condensateur fait l'objet d'une tension d'ondulation très importante (en général ± 20 % de la valeur nominale). De plus, la tension de condensateur de chaque condensateur c.c. du bloc module MMC de la valve varie à chaque instant.

Ce sont les raisons pour lesquelles la seule façon pratique de déterminer les pertes de commutation moyennes dans les IGBT et les diodes consiste à procéder à une simulation numérique très détaillée. Il convient que le modèle de simulation représente la valve de manière aussi détaillée que possible, y compris un modèle mathématique représentant les énergies de commutation des dispositifs à semi-conducteur, ainsi qu'une représentation d'au moins les parties du système de commande chargées de générer le rang de tension de valve et d'équilibrer les condensateurs c.c. du bloc module MMC.

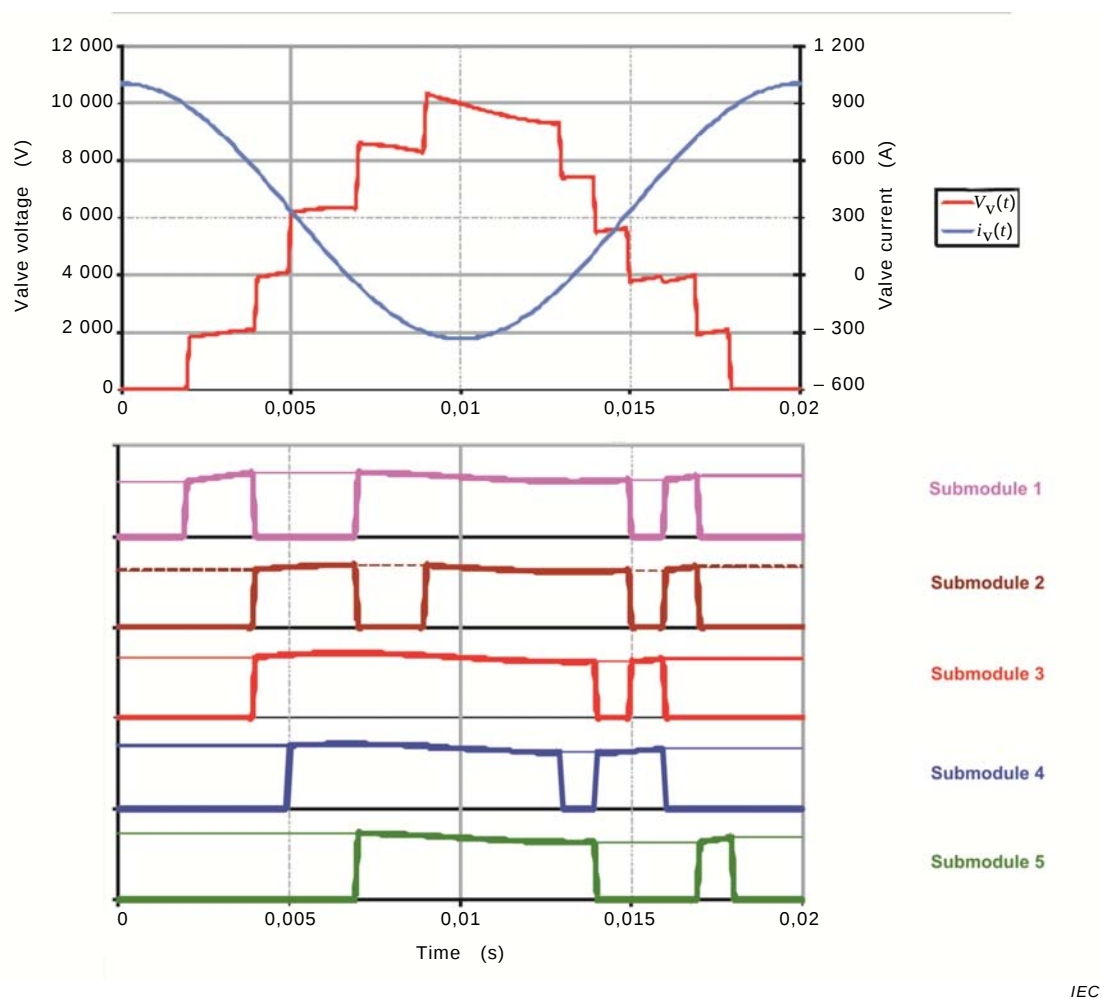
A.4.3 Exemple pratique de pertes de commutation

Pour illustrer le comportement de commutation classique d'une valve MMC, ce paragraphe décrit une simulation simple réalisée sur une valve MMC hypothétique composée de 5 sous-modules en série, présentant chacun une tension nominale de condensateur de sous-module c.c. de 2 kV. Un rang de tension sinusoïdale égal à $5 \text{ kV} - 5 \text{ kV} \times \cos(\omega t)$ et transportant un courant sinusoïdal égal à $(333 \text{ A} + 667 \text{ A} \times \cos(\omega t))$ est attribué à la valve.

Les sous-modules sont commutés à intervalle de 1 ms uniquement, conformément à un ensemble de règles simples:

- si le courant qui circule dans la valve est positif (c'est-à-dire dans le sens de chargement des sous-modules en mode actif), le sous-module dont la tension est la plus basse est en premier commuté dans le circuit, puis vient celui présentant la deuxième tension la plus basse, et ainsi de suite jusqu'à ce que la tension cible soit atteinte aussi près que possible.;
- si le courant qui circule dans la valve est négatif (c'est-à-dire dans le sens de déchargement des sous-modules en mode actif), le sous-module dont la tension est la plus élevée est en premier commuté dans le circuit, puis vient celui présentant la deuxième tension la plus élevée, et ainsi de suite jusqu'à ce que la tension cible soit atteinte aussi près que possible.

Les résultats d'une simulation dans laquelle les cinq sous-modules présentent au départ des tensions de 1 800 V, 1 900 V, 2 000 V, 2 100 V et 2 200 V sont illustrés dans les graphiques de la Figure A.15.



Légende

Anglais	Français
Valve Voltage	Tension de valve
Valve Current	Courant de valve
Time(s)	Durée(s)
Submodule 1	Sous-module 1
Submodule 2	Sous-module 2
Submodule 3	Sous-module 3
Submodule 4	Sous-module 4
Submodule 5	Sous-module 5

Figure A.15 – Tension, courant et comportement de commutation d'une valve MMC hypothétique composée de 5 sous-modules

Noter que deux des cinq sous-modules font l'objet de trois cycles complets d'activation/désactivation au cours du cycle de fréquence fondamentale, les trois autres n'en faisant l'objet que de deux. Le Tableau A.3 récapitule les 24 événements de commutation qui composent un cycle.

Si les énergies de commutation E_{on} , E_{off} et E_{rec} peuvent être représentées en fonction de la tension et du courant (de manière mathématique ou par des tables de conversion), l'énergie de commutation peut être calculée pour chaque événement, chacune des énergies obtenues étant ajoutée pour l'ensemble de la valve.

Malgré son caractère purement hypothétique, cet exemple illustre la nature complexe et imprévisible du comportement de commutation de la valve MMC, et le fait que ce comportement est dans une large mesure influencé par les algorithmes utilisés pour équilibrer les tensions du condensateur.

Tableau A.3 – Récapitulatif des événements de commutation issus de la Figure A.15

Durée ms	Courant A	Sous-module n°	Tension du sous-module V	Changement d'état	Énergie de commutation
2	873	1	1 800	Shunté – Actif	$E_{\text{off_T2}}$
4	539	1	2 087	Actif – Shunté	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
4	539	2	1 900	Shunté – Actif	$E_{\text{off_T2}}$
4	539	3	2 000	Shunté – Actif	$E_{\text{off_T2}}$
5	333	4	2 100	Shunté – Actif	$E_{\text{off_T2}}$
7	–59	1	2 087	Shunté – Actif	$E_{\text{on_T1}} + E_{\text{rec_D2}}$
7	–59	2	2 039	Actif – Shunté	$E_{\text{off_T1}}$
7	–59	5	2 200	Shunté – Actif	$E_{\text{on_T1}} + E_{\text{rec_D2}}$
9	–302	2	2 039	Shunté – Actif	$E_{\text{on_T1}} + E_{\text{rec_D2}}$
13	–59	4	1 865	Actif – Shunté	$E_{\text{off_T1}}$
14	127	3	1 858	Actif – Shunté	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
14	127	4	1 865	Shunté – Actif	$E_{\text{off_T2}}$
14	127	5	1 919	Actif – Shunté	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
15	333	1	1 852	Actif – Shunté	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
15	333	2	1 883	Actif – Shunté	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
15	333	3	1 858	Shunté – Actif	$E_{\text{off_T2}}$
16	539	1	1 852	Shunté – Actif	$E_{\text{off_T2}}$
16	539	2	1 883	Shunté – Actif	$E_{\text{off_T2}}$
16	539	3	1 946	Actif – Shunté	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
16	539	4	1 998	Actif – Shunté	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
17	725	1	1 979	Actif – Shunté	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
17	725	2	2 010	Actif – Shunté	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$
17	725	5	1 919	Shunté – Actif	$E_{\text{off_T2}}$
18	873	5	2 079	Actif – Shunté	$E_{\text{on_T2}} + E_{\text{rec_D1}}$

L'exemple illustre également l'efficacité de la stratégie d'équilibrage de condensateur simple ci-dessus, même avec des durées de commutation limitées à des échelons très ordinaires de 1 ms. Une plage de tensions initiale de 400 V (1 800 V à 2 200 V) a été ramenée à une plage de 133 V (1 946 V à 2 079 V) au bout d'un seul cycle. Dans la pratique, une vitesse de mise à jour plus rapide est utilisée, donnant même une convergence plus rapide.

Bien que l'exemple ne présente qu'un seul cycle fondamental, une analyse de ce type pourrait s'étendre à plusieurs cycles afin d'obtenir des résultats moyens représentatifs.

A.5 Autres pertes

A.5.1 Pertes du circuit d'amortissement

Bien que la plupart des valves de type MMC puissent fonctionner sans circuit d'amortissement, des circuits d'amortissement peuvent dans certains cas être prévus pour réduire les contraintes de commutation exercées sur les dispositifs à semi-conducteur ou (dans le cas du convertisseur à deux niveaux monté en cascade) pour faciliter le partage de tension entre les semi-conducteurs connectés en série.

Il existe deux principaux types de circuit d'amortissement:

- les circuits d'amortissement «d'activation», dotés d'une inductance en série avec le dispositif à semi-conducteur et destinés à limiter la vitesse de variation du courant, et donc à réduire la contrainte d'activation dans l'IGBT et la contrainte de rétablissement sur la diode opposée;
- les circuits d'amortissement «de désactivation», dotés d'une capacité en parallèle avec le dispositif à semi-conducteur et destinés à limiter la vitesse d'augmentation de la tension après la désactivation, et donc à réduire la contrainte de désactivation exercée sur l'IGBT.

Chaque événement de commutation dur d'un bloc module MMC se traduit par une énergie dissipée dans les circuits d'amortissement, et dont la quantité dépend de la tension et du courant instantanés dans le dispositif à semi-conducteur concerné.

Si un circuit d'amortissement d'activation est en place, chaque changement d'état du bloc module MMC impliquant l'activation d'un IGBT donne lieu à une énergie de dissipation E_{sn_on} dissipée dans les composants du circuit d'amortissement.

Si un circuit d'amortissement de désactivation est en place, chaque changement d'état du bloc module MMC impliquant la désactivation d'un IGBT donne lieu à une énergie de dissipation E_{sn_off} dissipée dans les composants du circuit d'amortissement.

La sensibilité de E_{sn_on} et de E_{sn_off} à la tension et au courant au moment de la commutation dépend de la conception du circuit d'amortissement, et il convient de la démontrer par des essais ou des simulations adaptés. Ensuite, la détermination des pertes du circuit d'amortissement dans le bloc module MMC sur un cycle complet implique la compréhension de la tension et du courant à chaque événement de commutation. Le calcul peut être réalisé de manière très similaire à celui présenté ci-dessus pour les pertes de commutation du semi-conducteur.

A.5.2 Pertes dépendant de la tension c.c.

A.5.2.1 Généralités

Les pertes dépendant de la tension c.c. de la valve sont simplement les pertes U^2/R dans les composants résistifs connectés en parallèle à la valve ou aux parties de la valve.

Dans une valve MMC, ces composants résistifs entrent dans deux catégories principales: ceux qui sont connectés en parallèle au condensateur c.c. de bloc module MMC de chaque bloc module MMC (les résistances de décharge du condensateur, par exemple) et ceux qui sont connectés en parallèle à la valve complète ou à de grandes parties de la valve (les tuyaux de refroidissement d'eau, par exemple).

A.5.2.2 Pertes dépendant de la tension c.c. avec bloc module MMC – méthode analytique

Les composants résistifs connectés en parallèle au condensateur c.c. de chaque bloc module MMC font l'objet d'une tension essentiellement continue, mais avec une composante d'ondulation importante.

En partant de l'hypothèse selon laquelle les résistances parallèles à chaque bloc module MMC sont identiques (hypothèse erronée dans la réalité en raison des courants de fuite dans les IGBT et les diodes, etc.), la dissipation de puissance peut être simplifiée comme suit:

$$P_{V4} = \frac{1}{R} \cdot \sum_i U_{\text{rms}_i}^2 \quad (\text{A.18})$$

La tension efficace du $i^{\text{ème}}$ bloc module MMC:

$$U_{\text{rms}_i} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t=0}^T u_i(t)^2 \cdot dt} \quad (\text{A.19})$$

où

$u_i(t)$ est la valeur instantanée (y compris les composantes c.c.) de la tension dans le $i^{\text{ème}}$ composant résistif, déterminée par simulation numérique ou calcul analytique.

En règle générale, pour tous les condensateurs de la valve, la tension comprend une composante c.c. constante, des harmoniques de rang inférieur (dans une large mesure) et des harmoniques de rang supérieur (relativement peu). Si l'algorithme d'équilibrage de la tension du condensateur peut supprimer efficacement la différence entre les tensions de condensateur, une approximation s'appuyant sur la tension moyenne des condensateurs peut être appliquée.

Pour tous les condensateurs de la valve:

$$P = N_{\text{tc}} \cdot C \cdot U_{\text{cav}} \cdot \frac{dU_{\text{cav}}}{dt} \quad (\text{A.20})$$

où

P est la puissance de charge sur la valve, exprimée par les paramètres du système;

N_{tc} est le nombre de blocs modules MMC par valve;

U_{cav} est la tension moyenne des condensateurs.

Il n'est pas aisé de produire un résultat analytique pour U_{cav} , mais noter que:

$$\int P = \frac{1}{2} \cdot N_{\text{tc}} \cdot C \cdot (U_0 + \Delta U)^2 - \frac{1}{2} \cdot N_{\text{tc}} \cdot C \cdot U_0^2 \approx N_{\text{tc}} \cdot C \cdot U_0 \cdot \Delta U \quad (\text{A.21})$$

où

ΔU est l'ondulation efficace de la tension moyenne des condensateurs.

Dans l'équation ci-dessus, le terme ΔU^2 a été ignoré. Par conséquent, la dissipation de puissance peut être exprimée par des paramètres d'entrée.

Noter que la dissipation de puissance est relativement importante lorsque le convertisseur absorbe la puissance réactive du réseau c.a., en raison de l'augmentation de la tension d'ondulation.

Pour les niveaux redondants, il convient de prendre en compte deux scénarii possibles.

- a) Les tensions du condensateur sont constantes, même lorsque les niveaux redondants sont court-circuités, ce qui signifie que les niveaux redondants participent juste à

l'équilibrage, mais pas à la génération de la tension c.c. Les niveaux redondants étant court-circuités, les pertes totales diminuent, mais la seule perte de bloc module MMC augmente en raison de l'augmentation de l'ondulation.

- b) Les tensions du condensateur ne sont pas constantes, ce qui signifie que tous les blocs modules MMC comportent une entrée pour générer la tension c.c. Les niveaux redondants étant court-circuités, les pertes totales et la seule perte de bloc module MMC augmentent suite à l'augmentation de la composante c.c. de chaque condensateur.

A.5.2.3 Pertes dépendant de la tension c.c. avec valve – Méthode analytique

Pour les composants résistifs connectés en parallèle à la valve complète ou à de grandes parties de la valve (les tuyaux de refroidissement d'eau, par exemple), la tension peut également être obtenue par une approche statistique.

Pour les blocs modules MMC, la probabilité d'être à l'état actif est identique aux autres, et est proportionnelle à la tension de valve:

$$p_c(\omega t) = \frac{u_v(\omega t)}{N_{tc} \cdot u_{c_{av}}(\omega t)} \quad (A.22)$$

où

N_{tc} est le nombre de blocs modules MMC par valve;

$u_v(\omega t)$ est la tension de valve en fonction du temps;

$u_{c_{av}}(\omega t)$ est la tension du condensateur c.c. moyenne du bloc module MMC en fonction du temps.

Qu'il s'agisse de la valve complète ou de ses parties, la tension entre les composants résistifs peut être exprimée de la manière suivante:

$$u(\omega t) = \frac{n \cdot u_v(\omega t)}{N_{tc}} \quad (A.23)$$

où

n est le nombre total de blocs modules MMC parallèles aux composants résistifs (pour la valve complète, $n = N_{tc}$).

Dans le cas d'une modulation sinusoïdale classique, le résultat analytique peut être exprimé de la manière suivante:

$$P_{av} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{\left(\frac{n \cdot u_v(\omega t)}{N_{tc}} \right)^2}{R} \cdot d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{n^2}{N_{tc}^2} \cdot \frac{\left(\frac{U_d}{2} \pm U_c \right)^2}{R} \cdot d(\omega t)$$

$$P_{av} = \frac{n^2 \cdot U_d^2}{4 \cdot N_{tc}^2 \cdot R} \cdot \left[1 + \frac{M^2}{2} \right] \quad (A.24)$$

où

M est l'indice de modulation.

NOTE Pour la solution numérique, la valve est simulée en détail avec une représentation suffisamment précise du système de commande ou une résistance détaillée parallèle aux condensateurs de bloc module MMC et à la valve ou aux sections de valve, comme suit: circuits de répartition des potentiels résistifs (circuits de répartition c.c.),

diviseurs de tension résistifs pour mesure de la tension, tuyauterie de refroidissement d'eau, pertes résistives de shunt dans le matériau diélectrique du condensateur, résistances de décharge dans les condensateurs c.c.

A.5.3 Consommation de puissance de l'électronique de valve

A.5.3.1 Généralités

Le principe de base de la consommation de puissance de l'électronique de valve est presque le même que celui décrit dans l'IEC 62751-1. Avec la topologie MMC, la différence est que la consommation de puissance de l'électronique de valve de chaque bloc module MMC varie d'un cycle à l'autre, l'état de fonctionnement activé-désactivé de l'IGBT n'étant pas au même moment identique dans tous les blocs modules MMC. Par conséquent, il est nécessaire de prendre une valeur moyenne afin d'évaluer la consommation de puissance.

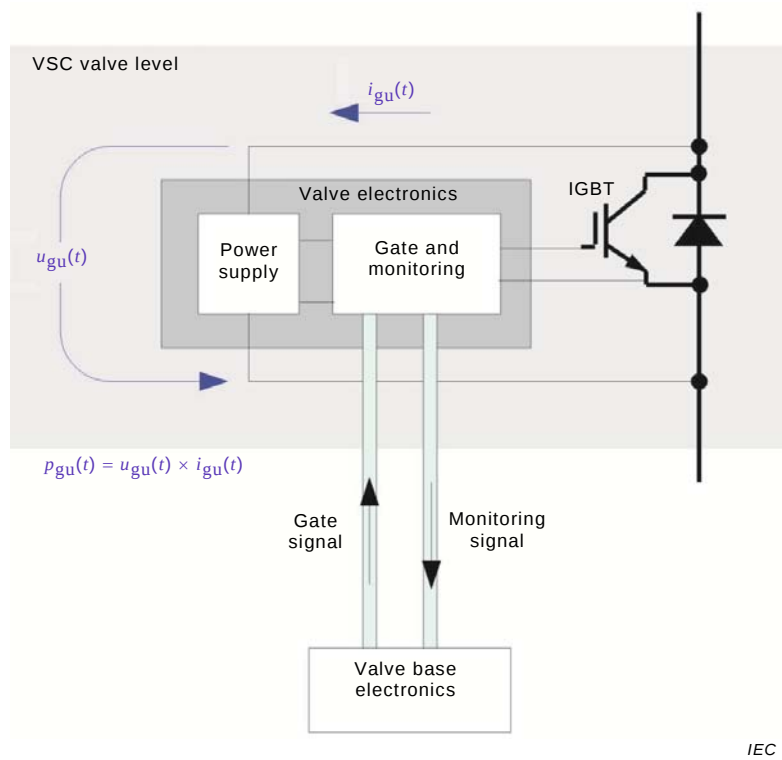
A.5.3.2 Topologie du circuit d'alimentation électrique

A.5.3.2.1 Généralités

Deux types de circuit d'alimentation ont été supposés. Dans le premier, l'alimentation électrique est connectée dans chaque IGBT, et dans le deuxième, elle est connectée entre les bornes du condensateur c.c. du sous-module.

A.5.3.2.2 Type A

Le circuit d'alimentation est connecté au collecteur et à l'émetteur de chaque niveau VSC. Le circuit déduit la puissance de la tension de chaque niveau VSC et alimente l'électronique de valve. Pour une meilleure compréhension, le concept est illustré à la Figure A.16



IEC

Légende

Anglais	Français
VSC valve level	Niveau de valve à VSC
Valve electronics	Electronique de valve
Power supply	Alimentation électrique
Gate and monitoring	Grille et surveillance
Gate signal	Signal de grille
Monitoring signal	Signal de surveillance
Valve base electronics	Électronique de base de la valve

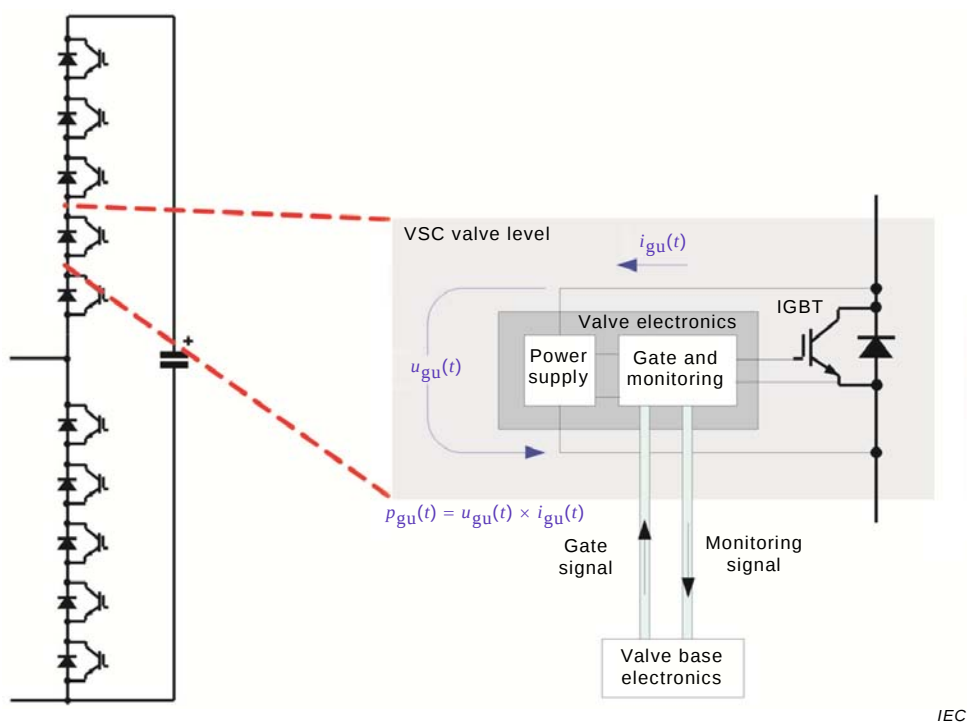
Figure A.16 – Alimentation à partir des bornes de l'IGBT

Dans ce cas, la puissance instantanée consommée dans l'alimentation est obtenue en multipliant la tension et le courant, comme indiqué dans la figure. Ensuite, pour obtenir la valeur moyenne, la puissance instantanée est intégrée pendant une seconde.

Après avoir déterminé la moyenne, la puissance moyenne de chaque niveau VSC est ajoutée pour obtenir la consommation de puissance totale de la valve.

Lorsque le circuit d'alimentation est intégré au circuit d'amortissement, la consommation de puissance peut être incluse dans la perte du circuit d'amortissement.

Ce Type A peut être appliqué au niveau VSC de la cellule CTL (voir la Figure A.17).



Légende

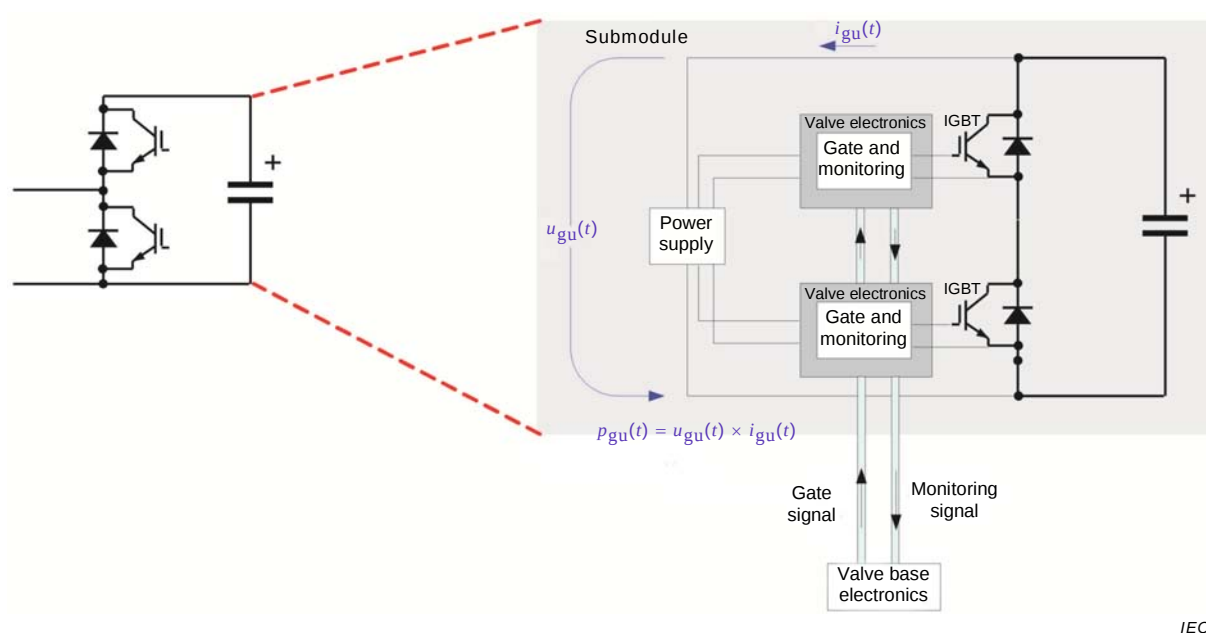
Anglais	Français
VSC valve level	Niveau de valve à VSC
Valve electronics	Électronique de valve
Power Supply	Alimentation électrique
Gate and Monitoring	Grille et surveillance
Gate signal	Signal de grille
Monitoring signal	Signal de surveillance
Valve Base Electronics	Électronique de base de la valve

Figure A.17 – Alimentation à partir des bornes de l'IGBT de la cellule

A.5.3.2.3 Type B

Le circuit d'alimentation est connecté aux bornes du condensateur c.c. du sous-module. Le circuit déduit la puissance de la tension du condensateur c.c. et alimente l'électronique de valve. Le concept est présenté à la Figure A.18.

Dans ce cas, le circuit d'alimentation alimente en puissance les deux IGBT du sous-module. Le nombre de circuits d'alimentation est égal au nombre de sous-modules. Ensuite, le nombre prévu pour la somme est le nombre de sous-modules permettant d'obtenir la consommation de puissance totale de la valve.



Légende

Anglais	Français
Valve electronics	Électronique de valve
Power supply	Alimentation électrique
Gate and monitoring	Grille et surveillance
Gate signal	Signal de grille
Monitoring signal	Signal de surveillance
Valve base electronics	Électronique de base de la valve
Submodule	Sous-module

Figure A.18 – Alimentation à partir du condensateur c.c. du sous-module

Ce type B s'applique essentiellement à la valve de type sous-module. Il n'est pas aisé de l'appliquer au CTL étant donné que l'isolement entre l'alimentation et l'IGBT implique une capacité de tenue à la tension plus élevée.

A.6 Application à d'autres variantes de valve

A.6.1 Généralités

La précédente analyse n'a pris en compte que le bloc module MMC "en demi-pont" à deux niveaux. Bien qu'il s'agisse d'une variante bien connue de la valve, il ne s'agit pas de la seule possible. Des variantes «en pont intégral» de blocs modules MMC sont également possibles, comme cela est le cas pour les blocs modules MMC reposant sur des dispositions de convertisseur à trois niveaux ou multiniveaux.

A.6.2 Bloc module MMC en pont intégral à deux niveaux

Un bloc module «en pont intégral» est illustré à la Figure A.19. Il assure les mêmes fonctions que le bloc module MMC en demi-pont, mais présente plus de souplesse, en ce qu'il est possible d'insérer le condensateur dans le circuit, quelle que soit sa polarité. Toutefois, ce circuit contient quatre IGBT au lieu de deux, et souffre donc de pertes de conduction beaucoup plus élevées par bloc module MMC (pour un courant donné, elles sont environ deux fois supérieures à celles du bloc module MMC en demi-pont).

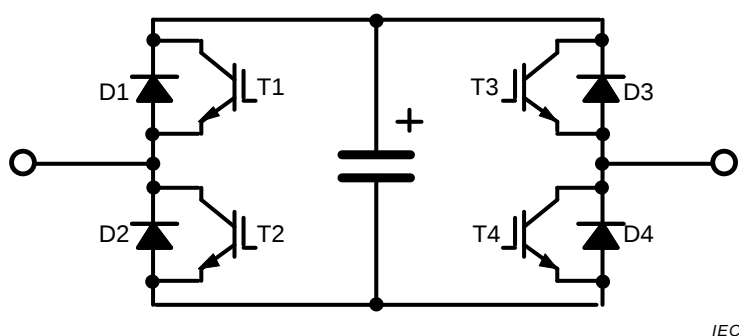


Figure A.19 – Bloc module MMC à deux niveaux «en pont intégral»

Le bloc module MMC en pont intégral dispose de quatre états de conduction possibles pour chaque polarité de courant: actif positif, actif négatif, shunt supérieur et shunt inférieur, plus un cinquième, qui est l'état bloqué. Les deux états «shunt» sont redondants.

Si l'état «actif positif» est considéré comme étant celui dans lequel la borne de gauche est positive par rapport à la borne de droite, les huit combinaisons de sens de courant et l'état du bloc module MMC sont les suivants:

- courant →, shunt supérieur: D1+T3 conducteurs
- courant →, shunt inférieur: T2+D4 conducteurs
- courant →, actif positif: D1+D4 conducteurs
- courant →, actif négatif: T2+T3 conducteurs
- courant ←, shunt supérieur: T1+D3 conducteurs
- courant ←, shunt inférieur: D2+T4 conducteurs
- courant ←, actif positif: T1+T4 conducteurs
- courant ←, actif négatif: D2+D3 conducteurs

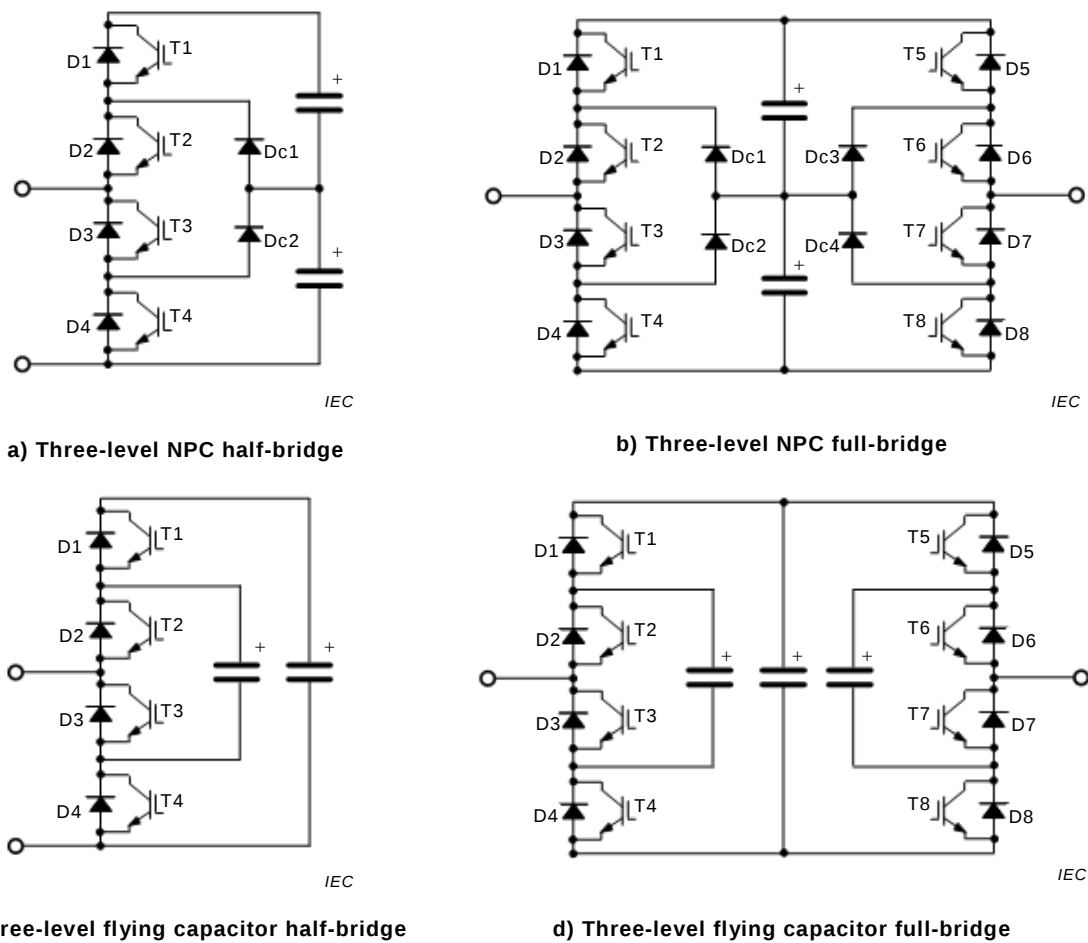
A l'inverse du bloc module MMC en demi-pont, dans lequel le courant circule essentiellement entre les diodes et les IGBT en mode redresseur et onduleur, respectivement, les IGBT et les diodes du bloc module MMC en pont intégral transportent à peu près le même courant. Par conséquent, les pertes de conduction sont approximativement les mêmes dans les modes redresseur et onduleur, ce qui n'est pas le cas pour le bloc module MMC en demi-pont.

Bien que les pertes de conduction du bloc module MMC en pont intégral soient environ deux fois supérieures à celles du bloc module MMC en demi-pont fonctionnant au même courant, la disposition en pont intégral permet d'obtenir une tension c.a. de convertisseur de crête supérieure à la tension c.c. entre pôles, permettant ainsi un courant c.a. inférieur. Les pertes de conduction globales du convertisseur en pont intégral sont donc deux fois inférieures à celles d'un convertisseur en demi-pont.

Pour une tension et un courant donnés, les pertes de commutation du bloc module MMC en pont intégral sont identiques à celles du bloc module MMC en demi-pont. En effet, chaque événement de commutation individuel n'affecte qu'un seul côté du pont à la fois.

A.6.3 Blocs modules MMC multiniveaux

Les blocs modules MMC (sous-modules) illustrés à la Figure A.7 et à la Figure A.19 et utilisés dans le convertisseur "à deux niveaux" traditionnel, produisent deux valeurs discrètes de tension de sortie dans chaque polarité admise. En principe, il est possible de concevoir un bloc module MMC en fonction de grands nombres de niveaux de sortie. Par exemple, il existe quatre conceptions de bloc module MMC possibles reposant sur des topologies de convertisseur "à trois niveaux" (voir la Figure A.20).



Légende

Anglais	Français
Three-level NPC half-bridge	En demi-pont NPC à trois niveaux
Three-level NPC full-bridge	En pont intégral NPC à trois niveaux
Three-level flying capacitor half-bridge	En demi-pont à condensateur flottant à trois niveaux
Three-level flying capacitor full-bridge	En pont intégral à condensateur flottant à trois niveaux

Figure A.20 – Quatre variantes possibles de bloc module MMC à trois niveaux

Chacune des variantes en demi-pont à trois niveaux comporte deux fois plus de dispositifs à semi-conducteur par bloc module MMC que le bloc module MMC en demi-pont à deux niveaux, deux dispositifs à semi-conducteur par bloc module MMC assurant à tout moment la conduction. D'autre part, la tension de sortie du bloc module MMC à trois niveaux est deux fois supérieure à celle du bloc module MMC à deux niveaux, les pertes de conduction globales de la valve étant donc essentiellement identiques à celles d'une valve d'un bloc module MMC en demi-pont à deux niveaux.

De la même manière, les pertes de conduction des variantes en pont intégral à trois niveaux sont environ deux fois supérieures à celles (par bloc module MMC) du bloc module MMC en pont intégral à deux niveaux, mais les pertes de conduction globales de la valve sont essentiellement identiques à celles d'une valve d'un bloc module MMC en pont intégral à deux niveaux.

L'analyse des pertes de commutation de ces convertisseurs est légèrement plus complexe que pour les convertisseurs à deux niveaux, mais le principe reste le même, à savoir que

chaque événement de commutation se traduit par l'activation d'un IGBT et la désactivation d'une diode ou inversement. Par conséquent, pour une caractéristique assignée de tension donnée, il convient qu'il n'y ait pas de différence significative entre la perte de commutation d'un bloc module MMC à trois niveaux et les pertes de commutation combinées des deux blocs modules MMC à deux niveaux équivalents.

Il est également possible d'imaginer d'autres variantes, en demi-pont ou en pont intégral à quatre ou cinq niveaux, voire plus, et même avec des tensions de sortie asymétriques (+2 V, +1 V, 0 et -1 V, par exemple).

Bibliographie

IEC 60747-1, *Dispositifs à semiconducteurs – Partie 1: Généralités*

IEC 60747-2, *Dispositifs à semiconducteurs – Dispositifs discrets et circuits intégrés – Partie 2: Diodes de redressement*

IEC 60747-9, *Dispositifs à semiconducteurs – Dispositifs discrets – Partie 9: Transistors bipolaires à grille isolée (IGBT)*

IEC 61803, *Détermination des pertes en puissance dans les postes de conversion en courant continu à haute tension (CCHT)*

IEC/TR 62543, *High-voltage direct current (HVDC) transmission using voltage sourced converters (VSC)* (disponible en anglais seulement)

VSC Transmission, CIGRÉ Technical Brochure No. 269

Component Testing of VSC System for HVDC Applications, CIGRÉ Technical Brochure No. 447

Voltage Source Converter (VSC) HVDC for Power Transmission – Economic Aspects and Comparison with other a.c. and d.c. Technologies, CIGRÉ Technical Brochure No. 492

Analysis of metrological requirements for electrical measurement of HVDC station losses; A Bergman, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Ref. IM-11-5175.

A Comparison of Two Methods of Estimating Losses in the Modular Multi-Level Converter, C D M Oates & C C Davidson, EPE Conference, Birmingham, UK, September 2011.

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

3, rue de Varembé
PO Box 131
CH-1211 Geneva 20
Switzerland

Tel: + 41 22 919 02 11
Fax: + 41 22 919 03 00
info@iec.ch
www.iec.ch