

TECHNICAL SPECIFICATION

SPECIFICATION TECHNIQUE



Power electronics systems and equipment – Operation conditions and characteristics of active infeed converter (AIC) applications including design recommendations for their emission values below 150 kHz

Systèmes et équipements électroniques de puissance – Conditions de fonctionnement et caractéristiques des convertisseurs à alimentation active (AIC), y compris les recommandations de conception pour leurs valeurs d'émission inférieures à 150 kHz



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2015 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 15 additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary (IEV) online.

IEC Glossary - std.iec.ch/glossary

More than 60 000 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 15 langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International (IEV) en ligne.

Glossaire IEC - std.iec.ch/glossary

Plus de 60 000 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.

TECHNICAL SPECIFICATION

SPECIFICATION TECHNIQUE



Power electronics systems and equipment – Operation conditions and characteristics of active infeed converter (AIC) applications including design recommendations for their emission values below 150 kHz

Systèmes et équipements électroniques de puissance – Conditions de fonctionnement et caractéristiques des convertisseurs à alimentation active (AIC), y compris les recommandations de conception pour leurs valeurs d'émission inférieures à 150 kHz

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

ICS 29.200

ISBN 978-2-8322-2585-1

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

CONTENTS

FOREWORD.....	9
INTRODUCTION.....	11
1 Scope.....	12
2 Normative references	12
3 Terms and definitions	13
4 General system characteristics of PWM active infeed converters connected to the power supply network	18
4.1 General.....	18
4.2 Basic topologies and operating principles	18
4.2.1 General	18
4.2.2 Operating principles.....	18
4.2.3 Equivalent circuit of an AIC.....	20
4.2.4 Filters	21
4.2.5 Pulse patterns	21
4.2.6 Control methods	22
4.2.7 Control of current components.....	22
4.2.8 Active power factor correction.....	22
4.3 AIC rating	23
4.3.1 General	23
4.3.2 Converter rating under sinusoidal conditions	23
4.3.3 Converter rating in case of harmonic currents.....	23
4.3.4 Converter rating under dynamic conditions	24
5 Electromagnetic compatibility (EMC) considerations for the use of AICs	24
5.1 General.....	24
5.2 Low-frequency phenomena (<150 kHz)	25
5.2.1 General	25
5.2.2 Emerging converter topologies and their advantages for the power supply network	25
5.2.3 Active equalizing of the power supply network	27
5.2.4 Measured power supply network impedances in the range between 2 kHz to 20 kHz	32
5.2.5 Proposal of an appropriate line impedance stabilisation network (LISN) from 2 kHz to 9 kHz	37
5.2.6 Effects on industrial equipment in the frequency band 2 kHz to 9 kHz.....	41
5.3 High-frequency phenomena (> 150 kHz)	44
5.3.1 General	44
5.3.2 Mitigation of distortion	44
5.3.3 Immunity.....	44
5.3.4 EMI filters	44
5.4 Audible noise effects.....	45
5.5 Leakage currents	45
5.6 Aspects of system integration and dedicated tests	45
6 Characteristics of a PWM active infeed converter of voltage source type and two level topology	46
6.1 General.....	46
6.2 General function, basic circuit topologies	46

6.3	Power control.....	49
6.4	Dynamic performance	50
6.5	Desired non-sinusoidal line currents	50
6.6	Undesired non-sinusoidal line currents.....	50
6.7	Availability and system aspects.....	51
6.8	Operation in active filter mode	52
7	Characteristics of a PWM active infeed converter of voltage source type and three level topology	52
7.1	General function, basic circuit topologies	52
7.2	Power control.....	53
7.3	Dynamic performance	53
7.4	Undesired non-sinusoidal line currents.....	54
7.5	Availability and system aspects.....	54
8	Characteristics of a PWM Active Infeed Converter of Voltage Source Type and Multi Level Topology.....	55
8.1	General function, basic circuit topologies	55
8.2	Power control.....	56
8.3	Dynamic performance	57
8.4	Power supply network distortion.....	57
8.5	Availability and system aspects.....	57
9	Characteristics of a F3E AIC of the Voltage Source Type	58
9.1	General function, basic circuit topologies	58
9.2	Power control and line side filter	59
9.3	Dynamic performance	61
9.4	Harmonic current	61
10	Characteristics of an AIC of Voltage Source Type in Pulse Chopper Topology.....	62
10.1	General.....	62
10.2	General function, basic circuit topologies	62
10.3	Desired non-sinusoidal line current	63
10.4	Undesired non-sinusoidal line current	63
10.5	Reliability.....	63
10.6	Performance	64
10.7	Availability and system aspects.....	64
11	Characteristics of a two level PWM AIC of current source type (CSC).....	64
11.1	General.....	64
11.2	General function, basic converter connections	64
11.3	Power control.....	66
11.4	Dynamic performance	67
11.5	Line current distortion	68
11.6	Operation in active filter mode	68
11.7	Availability and system aspects.....	68
Annex A	(informative)	69
A.1	Control methods for AICs in VSC (Voltage Source Converter) topology.....	69
A.1.1	General	69
A.1.2	Considerations of control methods	69
A.1.3	Short-circuit ride through functionality for decentralized power infeed with AIC.....	70
A.1.4	Fault ride through mode.....	70

A.2	Examples of practical realized AIC applications	72
A.2.1	AIC of current source type (CSC).....	72
A.2.2	Active infeed converter with commutation on the d.c. side (reactive power converter).....	74
A.3	Details concerning two level and multi-level AICs in VSC Topology.....	76
A.3.1	Properties of active infeed converters (PWM) with different number of levels.....	76
A.3.2	Examples of typical waveforms of AICs	77
A.3.3	Construction and realization	78
A.4	Basic transfer rules between voltage and current distortion of an AIC	78
A.5	Examples of the influence of AICs to the voltage quality	79
A.6	Withstand capability of power capacitors towards distortion in the range of 2 kHz to 9 kHz	80
A.6.1	General	80
A.6.2	Catalogue information about permissible harmonic load	82
A.6.3	Frequency boundaries for permissible distortion levels	82
A.6.4	Frequency spectrum of active infeed converters	83
A.6.5	Conclusion	84
A.7	Impact of additional AIC filter measures in the range of 2 kHz to 9 kHz.....	85
A.7.1	General	85
A.7.2	Example of a PDS constellation (AIC and CSI)	86
A.7.3	Conclusion	88
A.8	Example of the power supply network impedance measurement	89
A.8.1	General	89
A.8.2	Basic principle of measurement	89
A.8.3	Harmonic component injection methods for measurement.....	90
A.8.4	Harmonic current generation by disturbing device.....	90
A.8.5	References based on current injection by disturbance (Method A)	90
A.8.6	References based on sinusoidal single frequency injection (Method B).....	92
Annex B (informative)		94
B.1	Basic considerations for design recommendations of AICs in the range of 2 kHz to 9 kHz	94
B.1.1	Overview	94
B.1.2	General	94
B.1.3	Withstand capability of power capacitors connected to the power supply network and recommendation for the compatibility in the frequency range 2 kHz to 9 kHz.....	95
B.1.4	Basic conditions for setting the capacitor withstand capability curve	95
B.1.5	Matching of AIC converters (2-Level PWM) to different power supply network conditions without overloading the power capacitor burden.....	97
B.1.6	Considerations in regard to medium voltage power supply networks	99
B.1.7	AIC filtering considerations	100
B.1.8	AIC appropriate technical and economical amount.....	100
B.1.9	Frequency range from 2 kHz to 9 kHz.....	101
B.2	Design recommendations for conducted emission of low voltage AICs in the reasonable context of higher frequencies between 9 kHz and 150 kHz.....	102
B.2.1	General	102
B.2.2	Data collection results	103
B.2.3	Conclusions	105
Bibliography		107

Figure 1 – AIC in VSC topology, basic structure	19
Figure 2 – AIC in CSC topology, basic structure	19
Figure 3 – Equivalent circuit for the interaction of the power supply network with an AIC	20
Figure 4 – Voltage and current vectors of line and converter at fundamental frequency for different load conditions	23
Figure 5 – The basic issues of EMC as tools of economics	24
Figure 6 – Typical power supply network current $i_L(t)$ and voltage $u_{LN}(t)$ of a phase controlled converter with d.c. output and inductive smoothing	26
Figure 7 – Typical power supply network current $i_L(t)$ and voltage $u_{LN}(t)$ of an uncontrolled converter with d.c. output and capacitive smoothing	26
Figure 8 – Typical power supply network current $i_L(t)$ and voltage $u_{LN}(t)$ of an AIC realized by a PWM Converter with capacitive smoothing without additional filters	26
Figure 9 – Example of attainable active and reactive power of the AIC (VSC-type) at different line to line voltages in per unit (with 10 % combined transformer and filter inductor short-circuit voltage, X/R ratio = 10/1, d.c. voltage = 6,5 kV)	27
Figure 10 – Principle of compensating given harmonics in the power supply system by using an AIC and suitable control simultaneously	28
Figure 11 – Typical Voltage Distortion in the Line-to-Line and Line-to-Neutral Voltage generated by an AIC without additional filters (u in % and t in degrees)	29
Figure 12 – Basic characteristic of the relative voltage distortion (59th harmonic) of one AIC operated at a pulse frequency of 3 kHz versus R_{SCe} with the line impedance according to 5.2.4	30
Figure 13 – Basic characteristic of the relative current emission (59th harmonic) of one AIC at a pulse frequency of 3 kHz versus R_{SCe} with the line impedance according to 5.2.4	31
Figure 14 – Single phase electric circuit of the three commonly used differential mode passive line filter topologies for VSC and one example for passive damping	31
Figure 15 – Example of the attenuation of the VSC line to line voltage to the line to line voltage at the IPC with state of the art differential mode passive line filter topologies	32
Figure 16 – Connection of the power supply network impedance measurement equipment	33
Figure 17 – Example of the measured impedance of a low-voltage transformer under no load condition S = 630 kVA, $u_k = 6,08\%$	34
Figure 18 – Measured variation of the power supply network impedance over the course of a day at one location	34
Figure 19 – Power supply network impedance with partly negative imaginary part	35
Figure 20 – Distribution of power system impedance (measured between phase and neutral conductor) in low-voltage systems versus frequency	35
Figure 21 – Statistical distribution of positive-sequence impedance versus frequency in low-voltage power supply networks	37
Figure 22 – Equivalent circuit describing the power supply network impedance	38
Figure 23 – Circuit topology for power system simulation	38
Figure 24 – Approximated and measured 50 % impedance curve	39
Figure 25 – Single phase circuit topology according to IEC 61000-4-7+ used for line impedance stabilisation network	40
Figure 26 – Three-phase circuit topology for the line impedance stabilisation network	41
Figure 27 – Impedance variation in the 90 % curve of the LISN described in Figure 26	41
Figure 28 – PDS with large d.c. capacitance	43

Figure 29 – PDS with large capacitance and line inductor	43
Figure 30 – PDS with a large d.c. capacitance and inductors in the d.c. link	43
Figure 31 – Basic EMI filter topology.....	45
Figure 32 – Block diagram of a PDS with high frequency EMI filter system	45
Figure 33 – Basic illustration of a topology of a two level PWM voltage source AIC.....	47
Figure 34 – Typical waveforms of voltages $u_{S1N} / U_{LN, 1}$ and voltage $u_{S12} / U_{LN, 1}$ at pulse frequency of 4 kHz.....	48
Figure 35 – Typical waveforms of the common mode voltage $u_{CM} / U_{LN,1}$ at pulse frequency of 4 kHz. Power supply frequency is 50Hz	48
Figure 36 – Waveform of the current i_{L1} / I_{equ} at pulse frequency of 4 kHz, relative impedance of $u_{SCV, equ} = 6 \%$	49
Figure 37 – Block diagram of a two level PWM AIC.....	49
Figure 38 – Distortion of the current i_{L1} of reactance X_{equ} , pulse frequency: 4 kHz, relative reactance of $u_{SCV, equ} = 6 \%$	51
Figure 39 – Typical voltages $u_{L1N} / U_{LN, 1}$ and $u_{L12} / U_{LN, 1}$ at pulse frequency of 4 kHz, relative reactance $u_{SCV, equ} = 6 \%$, $R_{SCe} = 100$	51
Figure 40 – Basic topology of a three level AIC. For a Power Drive System (PDS) the same topology may be used also on the load side	52
Figure 41 – Typical curve shape of the phase-to-phase voltage of a three level PWM converter	53
Figure 42 – Example of a sudden load change of a 13 MW three level converter where the current control achieves a response time within 5 ms.....	54
Figure 43 – Typical topology of a flying capacitor (FC) four level AIC using IGBTs.....	55
Figure 44 – Typical curve shape of the phase-to-phase voltage of a multi-(four)-level AIC	56
Figure 45 – Distorting frequencies and amplitudes in the line voltage (measured directly at the bridge terminals in Figure 25 and the line current of a multilevel (four) AIC (transformer with 10 % short-circuit voltage)	57
Figure 46 – Topology of a F3E AIC	58
Figure 47 – Line side filter and equivalent circuit for the F3E-converter behaviour for the power supply network	59
Figure 48 – Current transfer function together with $R_{SCe} = 100$ and $R_{SCe} = 750$ and a line side filter: $G(f) = i_{L1} / i_{conv}$	59
Figure 49 – PWM – voltage distortion over power supply network impedance for F3E-infeed including power supply network side filter.....	60
Figure 50 – Input current spectrum of a 75kW-F3E-converter.....	61
Figure 51 – Harmonic spectrum of the input current of an F3E-converter with $R_{SCe} = 100$	61
Figure 52 – An illustration of a distortion effect caused by a single phase converter with capacitive load	62
Figure 53 – a.c. to a.c. AIC pulse chopper, basic circuit.....	63
Figure 54 – Illustration of a converter topology for a current source AIC	65
Figure 55 – Typical waveforms of currents and voltages of a current source AIC with high switching frequency.....	66
Figure 56 – Typical block diagram of a current source PWM AIC	67
Figure 57 – Current source AIC used as an active filter to compensate the harmonic currents generated by a nonlinear load	67
Figure 58 – Step response (reference value and actual value) of current source AIC with low switching frequency [33]	68

Figure A.1 – Principle sketch for combined voltage- and current-injecting modulation example for phase leg R	71
Figure A.2 – Example for controlled phase current during a voltage dip at the power supply network using hysteresis plus PWM control	72
Figure A.3 – Typical waveforms of electrical power supply network current and voltage for a current source AIC with low switching frequency [33]	72
Figure A.4 – Currents and voltages in a (semiconductor) valve device of an AIC and a machine side converter both of the current source with low pulse frequency [33]	73
Figure A.5 – Total harmonic distortion of electrical power supply network and motor current [33] remains always below 8 % (triangles in straight line) in this application.....	73
Figure A.6 – Basic topology of an AIC with commutation on the d.c. side (six pulse variant)	74
Figure A.7 – Dynamic performance of a reactive power converter	75
Figure A.8 – Line side current for a twelve pulse Reactive Power Converter in a capacitive and inductive operation mode ($u_{SCV, equ} = 15\%$).....	75
Figure A.9 – The origin of the current waveform of a RPC by the line voltage (sinusoidal) and the converter voltage (rectangular).....	76
Figure A.10 – Two level topology with nominal voltage of maximum 1 200 V and timescale of 5 ms/div	77
Figure A.11 – Three level topology with nominal voltage of maximum 2 400 V and timescale of 5 ms/div	77
Figure A.12 – Four level topology with nominal voltage of maximum 3 300 V and timescale of 5 ms/div	78
Figure A.13 – General influence of significant characteristics to the voltage distortion and current distortion	79
Figure A.14 – Measured reduction of voltage distortion when four AICs are connected to the power supply network	80
Figure A.15 – Excerpts from a catalogue information of a power capacitor manufacturer; 760 V AC; (rated voltage: 690 V AC) for temperature calculation.....	81
Figure A.16 – Reactive power and losses of a power capacitor supplied by a source with constant reference voltage and variable frequency ($R_{CP} = f(h)$).....	82
Figure A.17 – Apparent power and losses of a typical power capacitor at different voltage distortion levels and the critical frequency boundaries (at singular frequency) where the temperature rise reaches substantial values (vertical arrows)	83
Figure A.18 – Voltage spectrum of an AIC and the impact of a line impedance reduction to the temperature of the capacitor (from 10 K to 0,44 K) and the composition of the spectrum	84
Figure A.19 – A wind turbine plant and a mine winder drive connected on the same power line	86
Figure A.20 – Power supply network configuration for the plant of Figure A.19 with allocated measurement points	86
Figure A.21 – Regular current of the CSI (AIC-filter disabled) and amplification of the current in case of resonance caused by the AIC-filter circuit (when AIC filter is enabled)	87
Figure A.22 – Basic principle of impedance measurement.....	89
Figure A.23 – Harmonic current generation by disturbing device	90
Figure A.24 – Measurement by switching a resistor	91
Figure A.25 – Measurement by a capacitor bank.....	91
Figure A.26 – A 6,6 kV power supply network impedance measurement system for islanding detection by injecting interharmonics	92

Figure B.1 – Withstand capability level towards harmonic voltages in the power supply network in view of permissible temperature rise within capacitors if the voltage distortion is determined either by one predominating frequency (upper line) or if the distortion is predominantly determined by a harmonic spectrum, caused by several parallel operated AICs (2-Level PWM) (lower line)	96
Figure B.2 – Harmonic voltage spectrum of one 2-Level PWM AIC with acceptable temperature increase of a power capacitor not exceeding 10 K.....	97
Figure B.3 – Maximum voltage distortion of a spectrum, caused by several AICs (single phase topologies)	98
Figure B.4 – Maximum voltage distortion of a spectrum, caused by several AICs (three phases topologies).....	98
Figure B.5 – Spreadsheet of matching single phase AICs (2-level) to different power supply network conditions in order to apply the power capacitor limit curves	99
Figure B.6 – Spreadsheet of matching three phases AICs (2-level) to different power supply network conditions in order to apply the power capacitor limit curves	99
Figure B.7 – Illustration of the typical power supply network resonance frequency by increasing AIC filtering population, versus the voltage distortion level.....	100
Figure B.8 – Sketch of the typical size/cost of an AIC application versus switching frequency of the AIC	101
Figure B.9 – Illustration of the probability of overload and stress problems for the power supply network and the equipment connected thereto, depending on stipulated distortion levels fixed in miscellaneous assumptions	101
Figure B.10 – Results of the data collection versus the maximum values proposed in the IEC TS 62578 for products rated above 75 kVA	103
Figure B.11 – Results of the data collection versus the maximum values proposed in the IEC TS 62578 for products rated below 75 kVA.....	104
Figure B.12 – Results of the data collection versus the maximum values proposed in the IEC TS 62578 for products rated above 75 kVA	104
Figure B.13 – Recommended maximum emission values for AIC of different categories in the range from 9 kHz up to 150 kHz	105
Table 1 – Parameters of line impedance stabilisation network for different power system impedance curves	39
Table 2 – Parameters of the LISN described in Figure 25 and Figure 26	40
Table A.1 – Condition state 1: positive current limit reached, transistor T1 is switch-off to reduce the current.....	71
Table A.2 – Condition state 2: negative current limit reached, transistor T2 is switch-off to reduce the current.....	71
Table A.3 – Condition state 0: current in phase R within tolerance range, pure voltage injection active (e.g. with PWM)	71
Table A.4 – Comparison of different PWM AICs of VSC topology	76
Table A.5 – Voltage distortion on both power lines (II and III) without and with filter circuit (the filter had been designed to achieve 0,2 % distortion level on the MV-power line)	87
Table A.6 – Current distribution within the network described for specific frequencies and on allocated measurement points as pointed out in Figure A.20	88
Table B.1 – AIC design recommendation for a maximum distortion factor in the frequency range from 2 to 9 kHz	102
Table B.2 – Recommended maximum emission values for AIC of different categories in the range from 9 kHz up to 150 kHz	106

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

POWER ELECTRONICS SYSTEMS AND EQUIPMENT –

**Operation conditions and characteristics of active
infed converter (AIC) applications including design
recommendations for their emission values below 150 kHz**

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.

The main task of IEC technical committees is to prepare International Standards. In exceptional circumstances, a technical committee may propose the publication of a technical specification when

- the required support cannot be obtained for the publication of an International Standard, despite repeated efforts, or
- The subject is still under technical development or where, for any other reason, there is the future but no immediate possibility of an agreement on an International Standard.

Technical specifications are subject to review within three years of publication to decide whether they can be transformed into International Standards.

IEC TS 62578, which is a technical specification, has been prepared by IEC technical committee TC 22: Power electronic systems and equipment.

This second edition cancels and replaces the first edition published in 2009. This edition constitutes a technical revision.

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

- a) IEC TS 62578, in its revised version includes observed values out of practical applications for emission values below 150 kHz.
- b) Therefore the document has been extended compared to the first edition, several detailed analysis results are given in the extended Annexes.
- c) Design recommendations have been derived from the international working group by an assessment of the power supply impedances between 2 kHz and 9 kHz, a comprehensive analysis of the withstand capability of power capacitors against harmonic currents injected by AIC, immunity tests of equipment and considerations about shifted resonances in the power supply network with increased population of undamped filter capacitors.

The text of this technical specification is based on the following documents:

Enquiry draft	Report on voting
22/235/DTS	22/239/RVC

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

The French version of this technical specification has not been voted upon.

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

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

- transformed into an International standard,
- 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.

INTRODUCTION

This revision of the technical specification IEC TS 62578 is necessary because active infeed converters (AIC) are a state of the art technology in power electronic products and will be of major importance in order to realize the "smart grid" and the "energy efficiency" initiatives.

AICs in industrial and domestic use are necessary to feedback energy from an energy source (e.g. solar panels, fuel cells or wind turbines) or from a motor load to the power supply network and make it available for other consumers instead of dissipating it as a waste-heat to the environment.

Dispersed power generating equipment uses AICs to synchronise their voltages and currents to the power supply network or to exchange electrical energy between energy storage devices such as batteries and consumers.

Utilities will require information on how to correctly apply the AICs in order to mitigate harmonics in the power supply network.

AICs can also be used to mitigate pre-existing harmonics in the supply system – information on this is of interest to utilities.

Different possible topologies of AICs are described together with their specific advantages.

Warning: The recommendations of maximum emission values for conducted emissions <150 kHz defined in this document are based on observations and experience gained from state of the art AICs operating today in most power supply networks together with other equipment without creating intolerable interference and should lead to an increased acceptance of using AICs.

Nevertheless it has to be highlighted that electromagnetic environment is subject to changes e.g. because of smart grid deployment and that emission limits that are currently under development by the IEC EMC Committees may be different to the maximum emission values recommended in this document.

This document is being issued in the Technical Specification series of publications (according to the ISO/IEC Directives, Part 1, 3.1.1.1) as a "prospective standard for provisional application" in the field of power electronics because there is an urgent need for guidance on the design and use of active infeed converters (AIC) today and in "smart grid environments".

It remains unclear during revision of this document, how and when the smart grid vision will be realized and to what extent in the future. AICs will be the "key link components" if several electrical energy storage devices or storage technologies and energy users are to be connected together and will interact under "smart grid behaviour" conditions. The power supply network may adapt its future characteristics compared to the state of the art while increasing the installed density of AIC.

POWER ELECTRONICS SYSTEMS AND EQUIPMENT –

Operation conditions and characteristics of active infeed converter (AIC) applications including design recommendations for their emission values below 150 kHz

1 Scope

This Technical Specification IEC TS 62578 describes the operation conditions and typical characteristics of active infeed converters (AIC) of all technologies and topologies which can be connected between the electrical power supply network (lines) a.c. side and a constant current or voltage type d.c. side and which can convert electrical power (active and reactive) in both directions (generative or regenerative).

Applications with active infeed converters are commonly used with the d.c. sides of adjustable speed power drive systems (PDS), uninterruptible power systems (UPS), active filters, photovoltaic systems, wind turbine systems, battery backed power management systems etc. of all voltages and power ratings.

Active infeed converters are generally connected between the electrical power supply network (a.c. side) and a current or voltage d.c. side, with the objective to avoid emitting low frequency harmonics (e.g. less than 1 kHz) by synthesizing a sinusoidal a.c. current. Some of them can additionally compensate the pre-existing harmonic distortion of a given supply side voltage. They are moreover able to control the power factor of a power supply network section by moving the electrical power (active and reactive) in both directions (generative or regenerative), which enables energy saving in the system and stabilizes the power supply voltage or enables coupling of renewable energy sources or electrical energy storage devices to the supply.

A practical and analytical approach for emission values for AICs in power supply networks is given, which is based on the latest results for line impedance values between 2 kHz and 9 kHz and withstand capability of capacitors connected directly to the supply.

This results in design recommendations for emission values below 150 kHz.

The following is excluded from the scope.

- Requirements for the design, development or further functionality of active infeed applications.
- Probability of interactions or influences of the AIC with other equipment caused by parasitic elements in an installation or caused by poor electronic design as well as their mitigations.
- "Overhead line" power supply networks because of lack of information (measurements) of their three phase impedances. This could be the subject for future editions.

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 60050 (all parts), *International Electrotechnical Vocabulary* (available at www.electropedia.org)

IEC TR 60725:2012, *Consideration of reference impedances and public supply network impedances for use in determining the disturbance characteristics of electrical equipment having a rated current ≤ 75 A per phase*

IEC 61800-3, *Adjustable speed electrical power drive systems – Part 3: EMC requirements and specific test methods*

IEC 61800-5-1, *Adjustable speed electrical power drive systems – Part 5-1: Safety requirements – Electrical, thermal and energy*

IEC 62040-1, *Uninterruptible power systems (UPS) – Part 1: General and safety requirements for UPS*

IEC 62103, *Electronic equipment for use in power installations*

IEC 61000-4-7:2002, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-7: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto*
IEC 61000-4-7:2002/AMD1:2008

CISPR 16-1-1, *Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Measuring apparatus*

3 Terms and definitions

For the purposes of this document, the terms and definitions given in IEC 60500 and the following apply

3.1

active equalization of the power supply network

AEP

ability of an AIC to enable and combine smart grid functionalities with a specific main application

Note 1 to entry: Specific main applications include:

- reduce or avoid emitting low frequency harmonics (e.g. less than 2 kHz) from the power supply network by synthesizing a sinusoidal line current
- contributes to controlling the reactive power of a power supply network
- exchanging the electrical power (active and reactive) in generative or regenerative modes
- stabilization of the power supply voltage and energy saving in the supply system
- exchanging electrical energy between power supply networks or other power generations applications like fuel cells and electrical energy storage devices
- coupling of decentralized power sources (e.g. from renewable energy) to the power supply network.

3.2

a.c. filter

filter consisting of passive components, such as inductors, capacitors and resistors connected to the a.c. side of a converter, designed to reduce the circulation of harmonic currents in the associated system

3.3

active filter

AIC operating as a filter to control the specific a.c. side harmonic and interharmonics voltages or currents usually without active power flow

3.4

active infeed application

application using the properties of an active infeed converter

3.5

active infeed converter

AIC

self-commutated electronic power converters of all technologies, topologies, voltages and sizes which are connected between to the a.c. power supply network (lines) and usually a stiff d.c. side (current source or voltage source) and which can convert electric power in both directions (generative or regenerative) and which can control the reactive power or the power factor

Note 1 to entry: Some of them can additionally control the harmonics to reduce the distortion of an applied voltage or current.

Note 2 to entry: Basic topologies may be realized as a Voltage Source Converter (VSC) or a Current Source Converter (CSC).

Note 3 to entry: In IEC 60050-551 these terms (VSC and CSC) are defined as voltage stiff a.c./d.c. converter (551-12-03) and current stiff a.c./d.c. converter (551-12-04). Most of the AICs are bi-directional converters and have sources on the d.c. side. So, they are known as voltage source converters and current source converters in this TS.

Note 4 to entry: Some kind of AIC might be realized without a stiff d.c. side (a.c. matrix converter). Also a.c. conversion equipment could be included.

3.6

controlled free-wheeling arm

by-pass arm constructed with controllable valve device(s)

3.7

controllable harmonics or interharmonics

set of harmonics or interharmonics which can be influenced directly by the control strategy of the AIC

3.8

conventional converter

converter based on line commutation technology, that cannot control power factor or harmonics

3.9

converter topology

different possible arrangements of semiconductor valves and their connections

3.10

d.c. filter

filter on the d.c. side of a converter, designed to reduce the ripple in the associated system

3.11

d.c. side load

electrical device consuming or generating power connected to the d.c. side

3.12

effective supply-side filter impedance

effective impedance of the supply-side filter of the AIC for frequencies in the range of the controllable harmonics or interharmonics

3.13**evidential per unit supply side impedance of the AIC** **$u_{scv, equ}$**

per unit short-circuit voltage drop value of the hardware inductance which is connected between the AIC and the power supply network

$$u_{scv, equ} = Z_{choke} / (U_{LN} / I_{equ})$$

3.14**fundamental and harmonic components**

defined in IEC 60050:101, IEC 60050:161 and IEC 60050:551, respectively and are dedicated for the AIC in this document

3.15**F3E-infeed****fundamental frequency front end infeed**

fundamental frequency front end voltage source converter with its commutation capacitor on the a.c. side which uses line-frequency switched semiconductor valve devices and has regenerative capability

Note 1 to entry: The d.c.-link capacitor which is normally an electrolytic capacitor is basically replaced by an a.c. line side filter, designed to limit the voltage distortion caused by the PWM currents of the inverter stage

3.16**generated harmonics or interharmonics**

set of harmonics or interharmonics which result from the pulse frequency and the pulse pattern

3.17**in-plant point of coupling****IPC**

point on a network inside a system or an installation, electrically nearest to the AIC, at which other apparatus are, or could be, connected

Note 1 to entry: The IPC is usually the point for which electromagnetic compatibility is to be considered. In case of connection to the public supply system the IPC is equivalent to the PCC (Point of Common Coupling).

3.18 **k_{zred}**

ratio of the power supply impedance according to 5.2.4 (95 % values) related to the frequency proportional extrapolated reference impedance according IEC 60725

3.19**line impedance of phase x** **$Z_{Lx, h}$**

line impedance of phase x at harmonic order h

Note 1 to entry: The impedance at a harmonic frequency between the star point of the equivalent power supply and one of the phase terminals at a defined point on a network. The point on a network could be defined to be for example the terminals of the AIC or the in-plant point of coupling.

3.20**long-time energy storage device**

device connected to the d.c.-link directly or by a semiconductor valve device, or a converter, providing rated power for typically seconds to minutes

3.21**neutral impedance at harmonic order h** $Z_{N, h}$

impedance between the star point of the equivalent power supply and neutral terminal at a defined point on a network

Note 1 to entry: The point on a network could be defined to be for example the terminals of the AIC or the in-plant point of coupling.

3.22**PWM controlled converter**

converter using a pulse-width modulation technique in order to control the switching of its semiconductor valve devices

3.23**pulse frequency**

frequency, resulting from the switching frequency and the converter topology, which characterizes, together with the selected pulse pattern, the lowest frequency of non-controllable harmonics or interharmonics at the IPC (in-plant point of coupling)

Note 1 to entry: The switching frequency itself may not be present as a harmonic or interharmonics

3.24**pulse pattern**

pattern of the switched voltages or currents, measurable at the terminal of the converter, resulting from pulse frequency and modulation schemes used

3.25**rated apparent power of equipment** S_{equ}

value calculated from the rated r.m.s. line current I_{equ} of the piece of equipment stated by the manufacturer and dependent on the rated interphase voltage U_{LL}

$$S_{\text{equ}} = \sqrt{3} \times U_{\text{LL}} \times I_{\text{equ}} \quad \text{for balanced three phase equipment}$$

$$S_{\text{equ}} = U_{\text{LL}} \times I_{\text{equ}} \quad \text{for interphase equipment}$$

$$S_{\text{equ}} = U_{\text{LN}} \times I_{\text{equ}} \quad \text{for single phase equipment}$$

3.26**reactive power converter**

converter for reactive power compensation that generates or consumes reactive power without the flow of active power except for the power losses in the converter

[SOURCE: IEC 60050-551:1998, 551-12-15]

3.27**short-circuit power** S_{sc}

value of the three-phase short-circuit power calculated from the nominal line to line system voltage U_{LL} and the impedance $Z_{\text{Lx},1}$ of the system at the point of common coupling (PCC)

Note 1 to entry: In this case the U_{LL} is the nominal line to line voltage of the power supply network.

$$S_{\text{sc}} = (U_{\text{LL}})^2 / Z_{\text{Lx},1}$$

where

$Z_{\text{Lx},1}$ is the supply impedance at the fundamental frequency.

3.28**short-circuit ratio** **R_{SCe}**

characteristic value for the application of a single equipment derived from the Ratio of short-circuit power of the supply to the rated apparent power of the AIC of the single equipment (S_{equ})

$R_{SCe} = S_{SC} / S_{equ}$ for balanced three phase equipment

$R_{SCe} = S_{SC} / (2 * S_{equ})$ for interphase equipment

$R_{SCe} = S_{SC} / (3 * S_{equ})$ for single phase equipment

3.29**short-time energy storage device**

one or more inductors or capacitors providing rated power for about 1 ms to 10 ms and directly connected to the d.c. side

Note 1 to entry: Short time energy storage is used to have a stiff voltage or current characteristic or operate the AIC continually in short time a.c. voltage dip, and time could be more than 10 ms.

Note 2 to entry: Long-time energy storage is used to provide energy to a.c. power system.

3.30**switching frequency**

frequency with which the semiconductor valve devices of a PWM converter are operated

Note 1 to entry: In some converters the switching frequency may not be the same for all semiconductor valve devices.

3.31**total impedance**

resulting impedance consisting of the supply impedance and the supply-side filter impedance of the AIC

3.32 **$U_{LL, 1}$**

fundamental frequency line to line voltage rms value of the power supply network

3.33 **$U_{LL, h}$**

harmonic line to line voltage rms value of the power supply network

3.34 **$U_{LN, h} / U_{LN, 1}$**

relative voltage (line to neutral voltage) at order h

Note 1 to entry: ratio of a harmonic line to neutral voltage amplitude to the fundamental frequency line to neutral voltage amplitude

3.35 **$U_{LL, h} / U_{LL, 1}$**

relative harmonic voltage (line to line) at order h

3.36 **$X_{L, h}$**

actual resulting reactance of the power supply network at the IPC

Note 1 to entry: The index “h” means in any case that the dedicated reactance is considered at a certain harmonic order.

3.37 **$Z_{L,h}$**

actual resulting impedance of the power supply network at the IPC

Note 1 to entry: For harmonic calculation for a single phase load: $Z_L = Z_{Lx} + Z_{LN}$ is used. For a three phase load: $Z_L = Z_{Lx}$ is used. The index "h" means in any case that the dedicated impedance is considered at a certain harmonic order.

4 General system characteristics of PWM active infeed converters connected to the power supply network**4.1 General**

In this clause, the voltage source AIC, which is used in large numbers, is chosen as the example.

4.2 Basic topologies and operating principles**4.2.1 General**

Active Infeed Applications are mainly available with capacitive (VSC) or inductive (CSC) smoothing on the d.c. side. Some converter concepts use no or nearly no d.c.-side smoothing. The majority of installed units utilize capacitive smoothing.

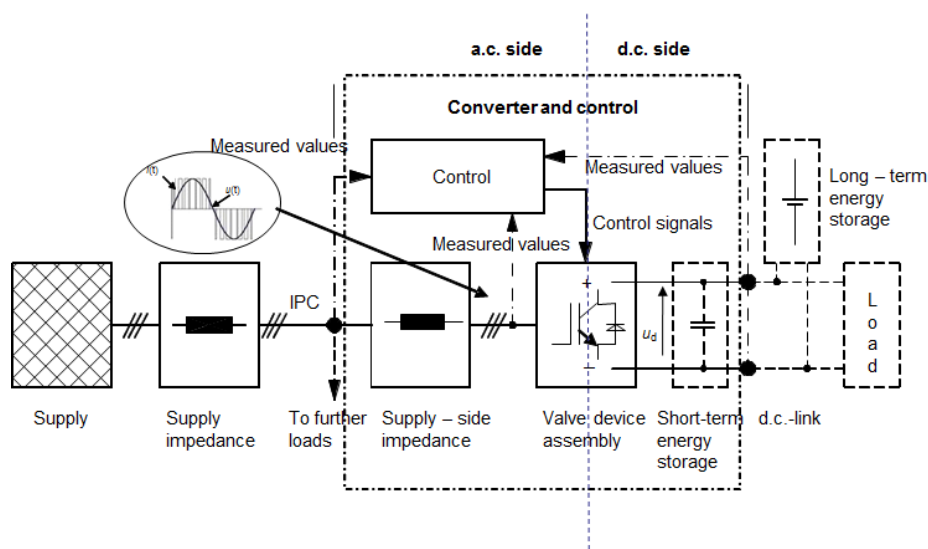
Depending on the rated power and the power supply network availability the connection to the power supply network may be single-phase or three-phase. The three-phase version is selected for the examples.

4.2.2 Operating principles

The main operating principle is to switch the d.c.-side potentials or the d.c.-side currents to the a.c. side conductors with a pulse frequency of normally between 300 Hz and 20 kHz. In this way the desired voltages or currents on the a.c. side are realised as mean values. The pulse frequency is normally high compared to the line frequency and allows quick and accurate control of the voltages and currents on the a.c. side. However, switching between fixed potentials or currents generates undesirable distortions in the high frequency range. Passive a.c.-side filters might be required to mitigate those.

A control system allows a precise control of the fundamental and additional harmonic components. The frequency up to which harmonics can be controlled is determined by the pulse frequency of the converter.

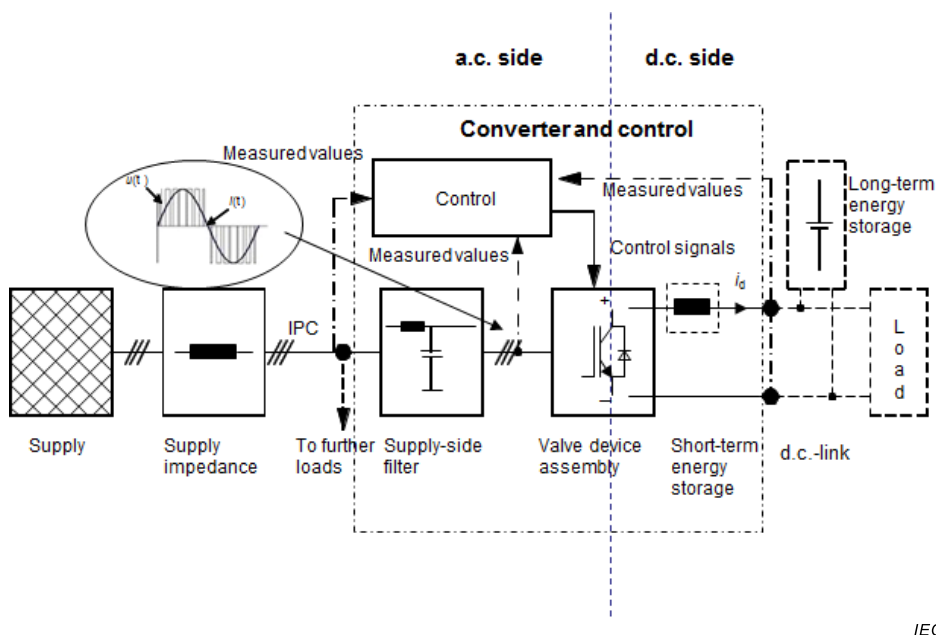
The usual structure of VSC and CSC systems is shown in Figure 1 and Figure 2, respectively:



IEC

NOTE The valve device symbols are used merely for illustration.

Figure 1 – AIC in VSC topology, basic structure



IEC

NOTE The valve device symbols are used merely for illustration.

Figure 2 – AIC in CSC topology, basic structure

Figure 1 and Figure 2 show that the structure of voltage and current source converter systems is very similar. The main differences can be found on the d.c. side, the a.c. side filters and in the type of semiconductors used for the valve device part of the converter. Details can be found in the sections covering the different topologies.

The structure can be separated into three parts.

- Supply impedance at the internal point of coupling (IPC) (see Figure 2) which is mainly inductive.
- Converter and control up to the d.c. side. This part usually contains an a.c. side filter, typically realized as supply side inductance or an LCL-filter with a T-structure. A converter

transformer, if used, is part of (or designed to be used as) the supply-side filter choke. Next in the chain is the valve device part, which may vary in structure – see the following subclause on different topologies as well as on the d.c.-side load characteristic (capacitive smoothing or inductive smoothing). The control typically uses pulse width modulation principles like space vector modulation, optimised synchronous pulse patterns or hysteresis or sliding mode control for pulse pattern generation. In case of space vector modulation the pulse frequency is fixed. In case of optimised synchronous pulse patterns the pulse pattern normally has a fixed shape and is synchronous with respect to the line frequency.

- Load side. The majority of equipment connected are various energy sources or PWM-converter-fed machines. Another typical application are converters to feed passive or mixed loads, as for example in uninterruptible power systems (UPS). If the AIC is used for power factor compensation or harmonic control the load is not required, but can be included. In case of voltage source converters long-term energy storage units may easily be connected in parallel with the d.c.-side smoothing capacitor. In typical applications the d.c.-side smoothing capacitor supplies the rated power for about 1 ms to 10 ms without tripping of the converter. The long-term storage may typically provide rated power for seconds to minutes.

4.2.3 Equivalent circuit of an AIC

The stationary behaviour of AICs is best described using the equivalent circuit consisting of equivalent sources and impedances given in Figure 3.

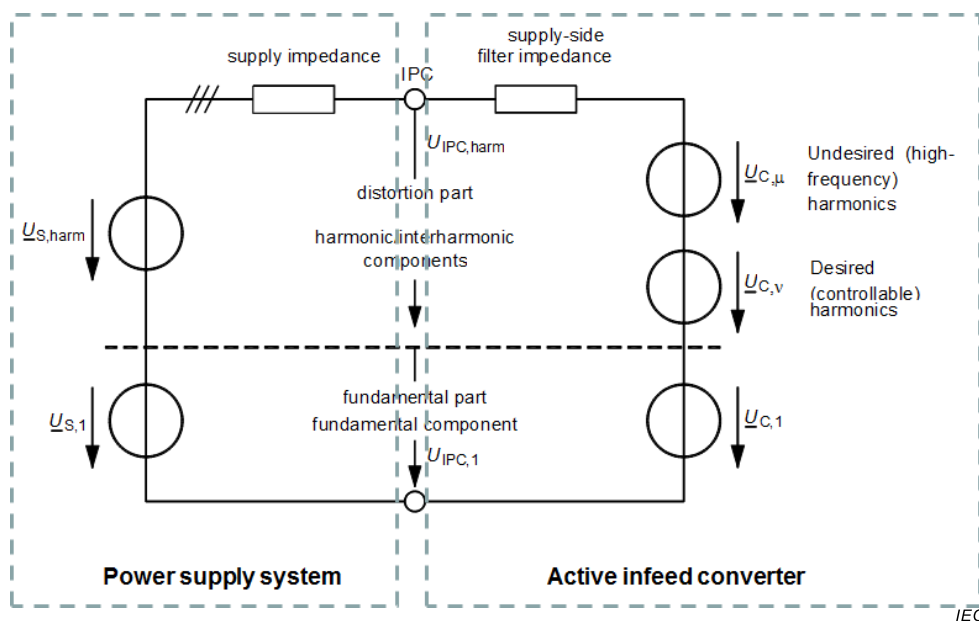


Figure 3 – Equivalent circuit for the interaction of the power supply network with an AIC

For better understanding it is advantageous to separate the power supply network voltages and the converter voltages into their fundamentals and the remaining harmonics. For the converter voltages, two sets of harmonic voltages may be distinguished.

- One set of harmonics which can be controlled directly. This set is defined as controllable or desired harmonics and characterised by the index v .
- One set of harmonics results from the pulse frequency and the pulse pattern. This set is defined as undesired (generated) harmonics and characterised by the index μ .

The voltage $\underline{U}_{s,h}$ is the superposition of all (desired and undesired) harmonics caused by all loads.

NOTE Similar conclusions can be drawn concerning current source AICs. In this case the set of voltages in Figure 3 has to be replaced by a set of currents.

4.2.4 Filters

The supply side filter is usually designed to let the desired harmonics pass through the filter and to mitigate the undesired harmonics to a value prescribed by the EMC specifications of the environment. If necessary, additional filter measures may be applied.

Additional design criteria may result from the power-supply system conditions at the IPC as well as from economic constraints.

It should be noted that the frequency of the undesired harmonics is mainly from pulse frequency on upward. The specification of the converter-side filter inductor has to take these high frequencies into account, otherwise the inductor will overheat.

The d.c.-side filter, if used, has to attenuate the ripple of the d.c. voltage or current so that the converter and the possibly connected devices function properly. The specification of the d.c.-link filter has to take the amount of harmonics into account, otherwise it may overheat

In some cases the energy-storage capability of the d.c.-side filter is adapted to the dynamic requirements of the application. One application is the ride-through (continue operation during and after a short interruption of the power supply network). Rapid changes of the energy flow in the power supply network or the load during power transients also need larger d.c. side energy storage elements otherwise the characterising d.c.-link quantity (voltage or current) may leave the tolerance band in which proper operation of the PWM converter is guaranteed. An overshoot of voltage or current, even for a very short time, may destroy the semiconductor valve devices of the converter.

For the fundamental frequency and the controllable harmonics, the supply-side filter may be regarded as purely inductive. Depending on the topology and the chosen control principle, the voltage drop across the total impedance drives the supply-side current.

The total impedance should be limited to allow proper dynamic control of the supply side current.

4.2.5 Pulse patterns

The selected pulse pattern generation scheme greatly influences the characteristics of the converter. The three main basic pattern generation schemes are space vector modulation, optimized synchronous pulse-width modulation and line flux guidance.

NOTE Space vector modulation and symmetric pulse width modulation lead to identical pulse patterns.

In case of space-vector modulation a sequence of zero states and non-zero voltage space vectors is selected in such a way that the voltage space vector requested by the control results as a mean value of the sequence. The zero states selected have to be of equal duration.

In case of symmetric pulse-width modulation, a set-point curve is compared to a triangular reference function. Two ways of treating the set-point curve are known:

- natural sampling directly compares the (analogue) curve to the triangular reference function;
- regular sampling samples values of the set point curve at the extreme values of the triangular function and compares these sampled values to the reference function.

Digital controllers normally use regular sampling. The difference between the two methods is small but leads to slightly different generated harmonics.

A suitable instantaneously defined zero-sequence component added to the reference values assures equal zero-state duration. This is sometimes called “addition of multiple of third order harmonic”. If the half value of the mean of the three phase signal is added to all signals, the result is identical to space vector modulation.

4.2.6 Control methods

A basic introduction into control methods is described in Clause A.1. More detailed description can be found in the references.

4.2.7 Control of current components

The AIC gives the possibility to adjust the fundamental and controllable harmonic components fed into or taken from the line. This feature effectively can be used for mitigation purposes. As a secondary effect, high frequency distortion is generated, which might have to be mitigated by a suitable filter.

The line voltage given by Figure 3 is normally unknown, as is the line impedance that may change without notice, depending on the actual line configuration, including other loads attached. Therefore, control schemes are usually based on the measurable voltage at the IPC (see Figure 1 and Figure 2). In addition, d.c. link quantities are measured.

The flexibility of AICs and associated control schemes offer a large variety of applications and associated control schemes. The main objectives are, however, control of active power and control of reactive power or non-active (vector sum of reactive plus harmonics) power. The desired behaviour can be achieved by controlling the currents caused by the AIC. References for the active, reactive, non-active and purely harmonic currents have to be derived from the line voltages.

One possibility to define the reference for the current is to use resistive load emulation. Energy is then fed to the d.c. link from every available supply voltage component, thus adding damping for undesirable components. If the voltages at the IPC are non-sinusoidal, the line currents will be consequently non-sinusoidal, too.

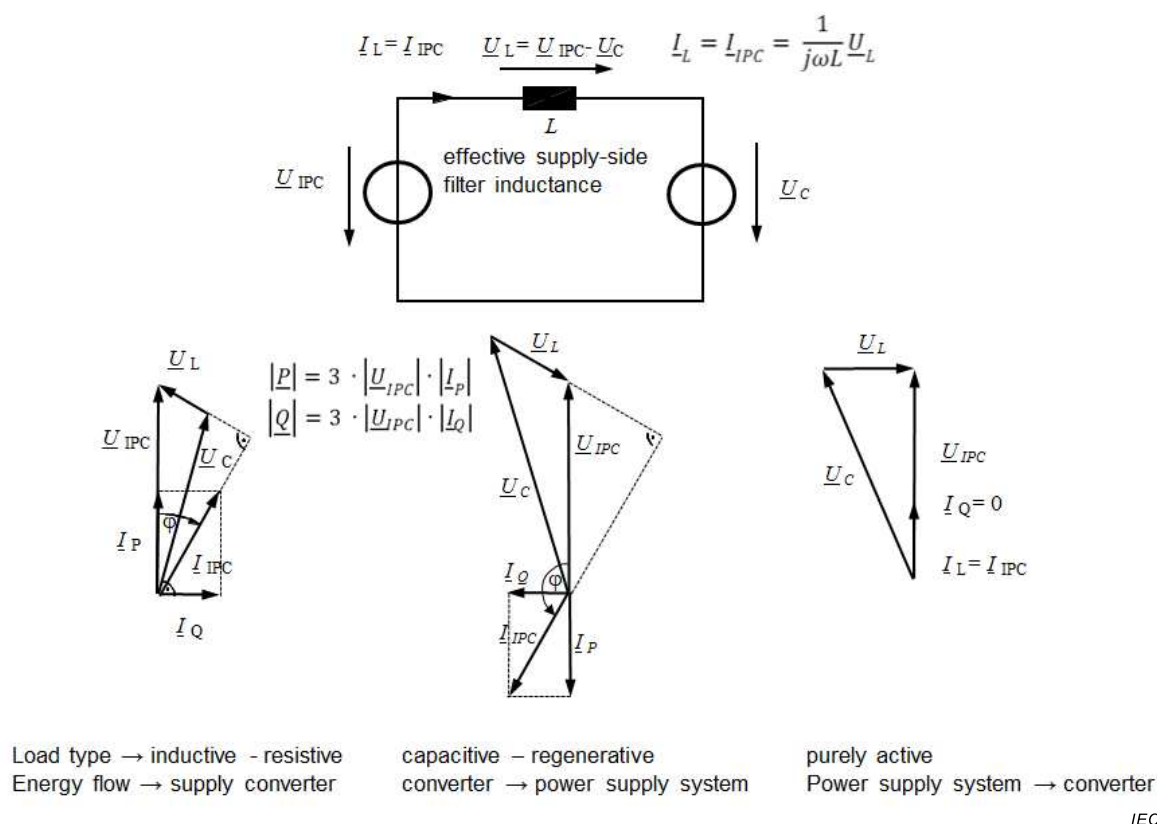
The drawback of resistive load emulation is that it may become unstable and increase harmonics if an attempt is made to feed energy to the supply from the d.c. link. In this case energy should be delivered to the supply only via the fundamental component of the current.

4.2.8 Active power factor correction

This consideration is based on fundamental frequency components described by vectors.

Adequate control of the line-side converter voltage $\underline{U}_C$ allows the voltage $\underline{U}_L$ across the effective supply-side filter impedance to be adjusted to a desired value. This voltage then causes the desired line current $\underline{I}_L$ to flow. In this way the AIC is able to impress any desired amount of reactive current, including zero – and cause any desired amount of reactive power, including zero – inside its specifications. The converter can thus be used as a compensator to maintain a certain voltage level in the a.c. side supply by additionally impressing capacitive or inductive currents.

For an ideal active power factor correction the currents of the filter inductances are orthogonal (they lag or lead by 90°) to the respective supply voltages. Examples of vector diagrams are shown in Figure 4.



NOTE PCC in this case can also be replaced by IPC.

Figure 4 – Voltage and current vectors of line and converter at fundamental frequency for different load conditions

It is obvious that the line-side converter voltage has to be larger than the voltage at the IPC in many cases, depending on the operation point. This has to be taken into account when specifying rated values for the converter. As mentioned above, further reserves are needed for dynamics.

4.3 AIC rating

4.3.1 General

The required AIC ratings are an accumulation of requirements of several origins like sinusoidal conditions, harmonic currents and dynamic conditions.

4.3.2 Converter rating under sinusoidal conditions

The worst-case condition for operation is with rated current, purely capacitive, at the maximum allowed level of the voltage at the IPC. In this case the converter still has to deliver the peak value of line-side converter voltage required instantaneously. Otherwise the amount of capacitive current has to be limited or the line currents will not be as desired.

4.3.3 Converter rating in case of harmonic currents

In addition to the rating discussed for sinusoidal condition in the preceding section, further requirements follow from harmonic currents control. The equivalent circuit diagram (Figure 4) remains valid.

Each desired current harmonic requires an additional voltage at the effective supply-side filter impedance. The superposition principle is applicable. Therefore, all required voltages can be

added. Depending on the phase angle of the harmonic current, the instantaneously required peak value of the converter voltage varies. As a worst-case rating, all peak values of voltage resulting from the fundamental and all desired harmonics have to be added to the peak value of the voltage at the IPC for maximal instantaneous converter voltage. If the rating of the converter does not allow handling this voltage, line currents will not be generated as desired.

In special cases, where the voltage at the IPC contains many harmonics, the peak value of the voltage at the IPC including worst-case superposition of harmonics has to be used for the rating of the converter.

4.3.4 Converter rating under dynamic conditions

The equivalent circuit (Figure 4) still remains valid. However, now the currents in the effective supply-side impedances have to be changed dynamically. This requires a certain amount of voltage across these impedances. This voltage has to be supplied by the converter. Depending on the desired dynamic performance the rating of the converter has to be matched to allow large enough instantaneous values of the AIC voltages.

5 Electromagnetic compatibility (EMC) considerations for the use of AICs

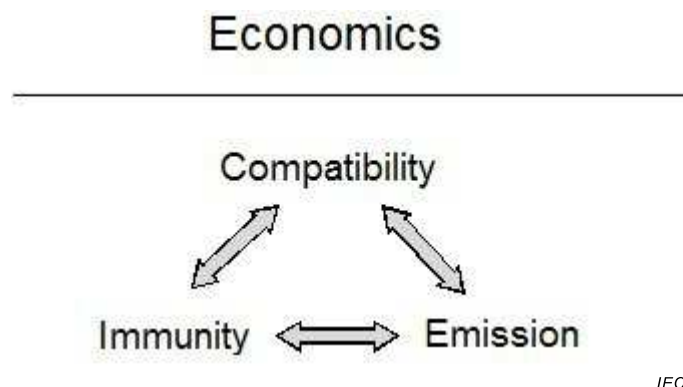
5.1 General

In this clause a selection of EMC aspects is covered. The selection is done in order to choose the appropriate AIC functionality with the provision that there should be no disturbing interference at the power supply network with other equipment.

Moreover the active equalization of the power supply network by using an AIC will be described as well as the typical side effects by using an AIC.

The determination of the power supply impedance in the range between 2 kHz and 20 kHz, the typical withstand capability of power capacitors and other equipment and the displacement of resonance frequencies in the power supply network are considered. This leads to the recommendation of design guidelines for emission values of AICs in the range of 2 kHz up to 150 kHz.

Emission and immunity are given in the relevant product standards e.g. IEC 61800-3 in the case of Power Drive Systems or IEC 62040-2 for Uninterruptible Power Systems.



IEC

Figure 5 – The basic issues of EMC as tools of economics

The minimum required immunity of electric apparatus, the compatibility levels in the power supply network and the maximum allowed emission of disturbances are directly related to each other. All of them are subject to economic considerations (see Figure 5).

The acceptance of the recommended design guidelines for emission values between 2 kHz and 150 kHz will allow widespread use of AICs in multiple applications for the control of electrical energy in the context of the Smart Grid and Energy Efficiency initiatives.

In the frequency range between 2 kHz to 9 kHz a system of multiple AICs can be designed to meet the emission values at the PCC. This allows the use of cancellation techniques when multiple AICs are used together.

This approach might also be considered above 9 kHz. However, it may be less valid near 150 kHz, due to radiated effects.

5.2 Low-frequency phenomena (<150 kHz)

5.2.1 General

Low-frequency EMC phenomena mainly occur due to conductive, inductive and capacitive coupling of the power supply network to the neighbouring networks and also due to interference between devices connected to the supply network.

Harmonics, voltage fluctuations, voltage dips and commutation notches are part of the low-frequency power supply related phenomena. However, voltage fluctuations and commutation notches are significantly reduced compared to conventional converters.

AICs generate distortion with frequencies originating from the switching of the semiconductor valve devices which have to be sufficiently mitigated by the supply-side filter of the AIC (see Figure B.2).

The power supply network's impedance and short-circuit ratio R_{SCe} have a decisive impact (see 5.2.3.2) on the filter performance. The supply system, its configuration and the load have to be considered together in the evaluation. Thus technical possibilities for the limitation of emissions have to be analysed individually for each application.

If several AICs are connected to the same supply system it has to be noted that the resulting voltage distortion will be lower or equal to the distortion caused by one big equivalent AIC due to the random superposition.

It has to be noted that non-sinusoidal input current is not only generated by distortion of the AIC, but as well by non-sinusoidal supply voltage, causing parasitic currents flowing through applied capacitive input filters.

Measuring quantities at the d.c.-side connections and/or at the supply-side filter is a challenging task. Measuring equipment with a bandwidth of ten to twenty times the pulse frequency is required in case harmonics need to be measured.

See additional information in Annex B.

5.2.2 Emerging converter topologies and their advantages for the power supply network

Figure 7 and Figure 8 show the technological progress and the main milestones of different topologies (see Figure 6) with impact on the power supply network by presenting their typical wave shapes for power supply current distortions and voltages.

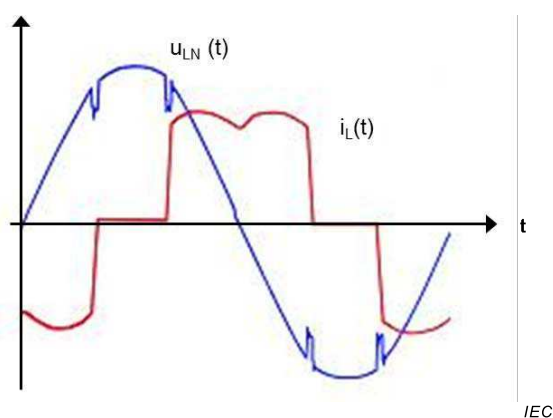


Figure 6 – Typical power supply network current $i_L(t)$ and voltage $u_{LN}(t)$ of a phase controlled converter with d.c. output and inductive smoothing

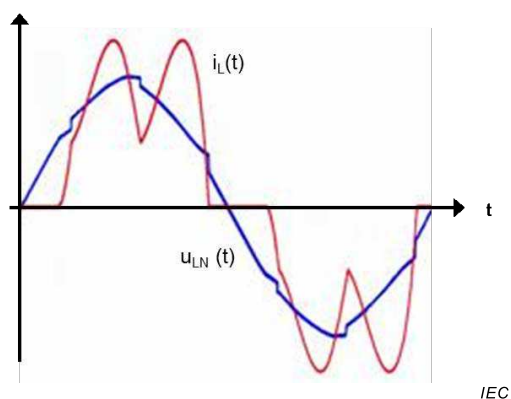


Figure 7 – Typical power supply network current $i_L(t)$ and voltage $u_{LN}(t)$ of an uncontrolled converter with d.c. output and capacitive smoothing

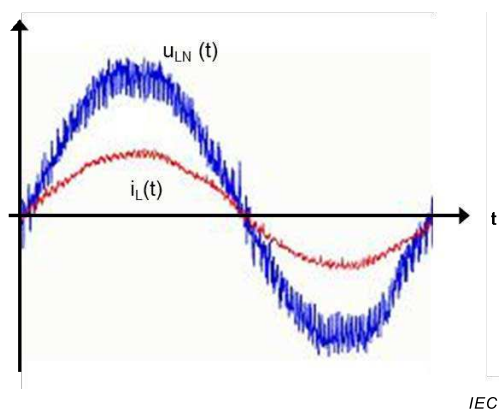


Figure 8 – Typical power supply network current $i_L(t)$ and voltage $u_{LN}(t)$ of an AIC realized by a PWM Converter with capacitive smoothing without additional filters

With the emerging technology development, the approach towards an ideal sinusoidal wave shape of the equipment input current (which had been a goal since long time) has been more closely achieved.

5.2.3 Active equalizing of the power supply network

5.2.3.1 General

An AIC is able to supply active and reactive power (capacitive or inductive) in both directions (4-quadrant operation). Thus if the AIC is correctly rated the user can apply a dynamic reactive power compensation without additional compensator facilities. Figure 9 shows an example of attainable active and reactive power of the AIC at different line voltages.

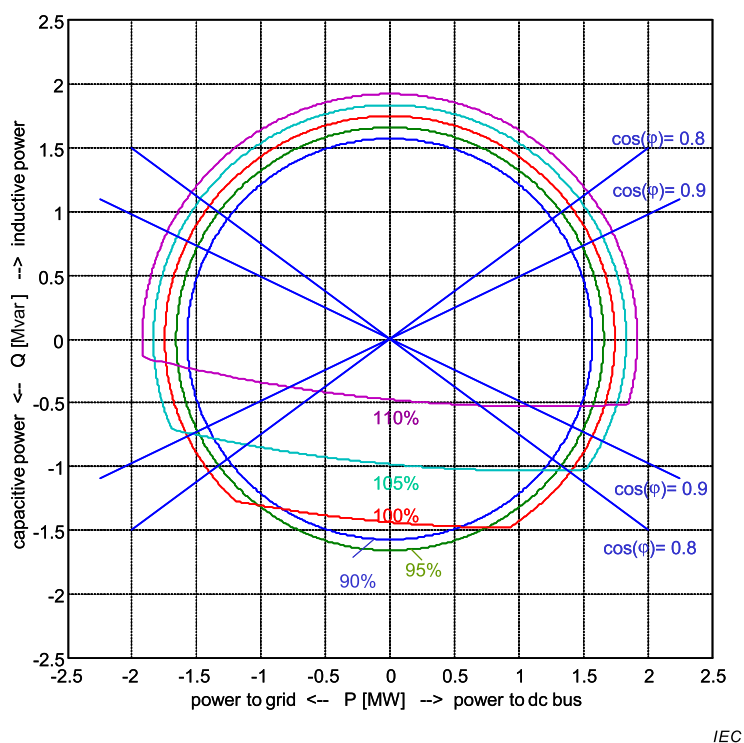


Figure 9 – Example of attainable active and reactive power of the AIC (VSC-type) at different line to line voltages in per unit (with 10 % combined transformer and filter inductor short-circuit voltage, X/R ratio = 10/1, d.c. voltage = 6,5 kV)

For an AIC based on PWM technology, virtually no harmonic current distortion occurs below the pulse frequency unless they are generated intentionally for the purpose of eliminating particular harmonic components (see 4.2.7).

In this case the converter will generally improve the quality of the power supply network (active equalizing of the power supply network) by compensating low frequency harmonics to a desired extent. Further, pre-existing disturbances may be even mitigated by such converters equipped with an appropriate control system and/or higher order filters. A significant portion of harmonic currents at the IPC may be caused by the background distortion of the power supply network voltage.

The different harmonics can be calculated using Fourier analysis and reduced or compensated by separate controllers. An example of a so called active filter is shown in Figure 11 for three phase loads but the method is also applicable to single phase cases.

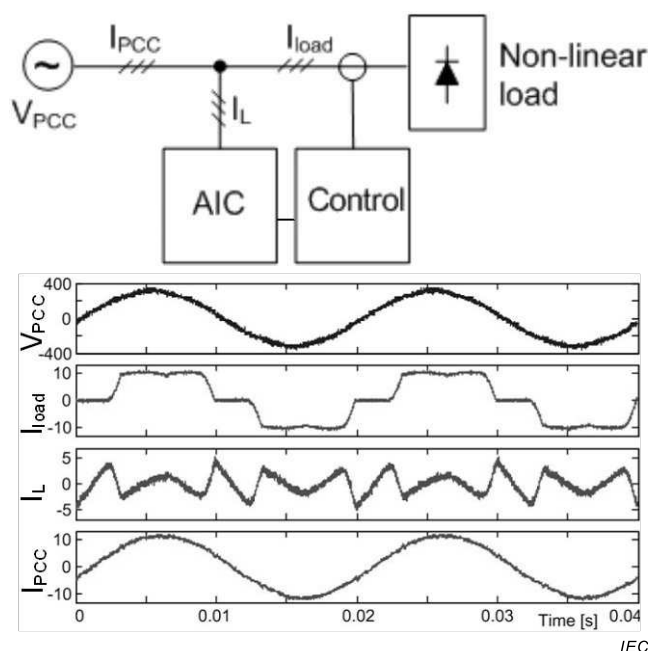


Figure 10 – Principle of compensating given harmonics in the power supply system by using an AIC and suitable control simultaneously

5.2.3.2 Typical side effects

As a typical side effect of the active compensation with the switching action of the semiconductor valves in the AIC, harmonic distortion may occur near the pulse frequency and at integer multiples of it.

NOTE 1 The following text refers to two-level topology according to Clause 6. In case of the application of three-level or multilevel technology, the voltage distortions are substantially lower.

Contrary to a phase controlled bridge with current source characteristic (conventional converters), the voltage waveform of an AIC (VSC) on the supply side of the bridge is determined by the switching action of the semiconductor valves and the voltage of the d.c. link capacitor, see Figure 10. Furthermore, the pulse pattern is fairly independent of the load of the converter.

Due to this characteristic the voltage distortion caused in the power supply network depends on the pulse pattern applied and the voltage sharing between the impedance of the power supply network and the impedance of the supply-side filter of the AIC. When a simple L-filter is used and the capacitances and resistances of the supply system are ignored, this causes the highest distortion. Figure 11 and formulae (1), (2) and (3) show the formation principle of the distortion in the line-to-line and line-to-neutral voltage generated by an AIC with an L-filter and assuming that the supply impedance is inductive.

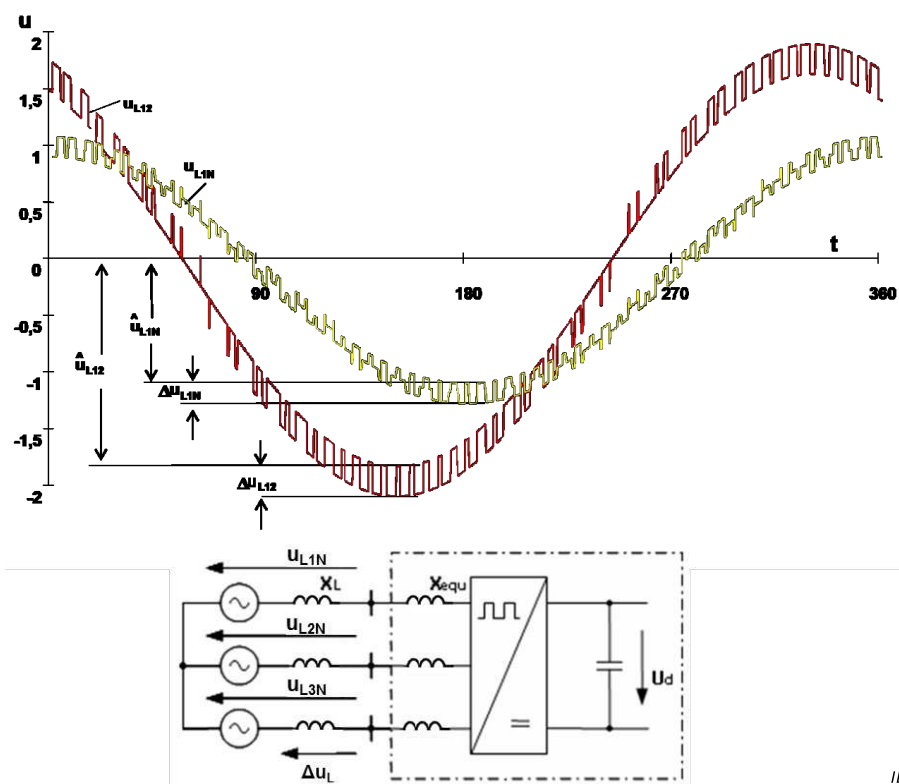


Figure 11 – Typical Voltage Distortion in the Line-to-Line and Line-to-Neutral Voltage generated by an AIC without additional filters (u in % and t in degrees)

$$\frac{\Delta U_{L1N}}{2 \cdot \hat{U}_{L1N}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{U_d}{\hat{U}_{L1N}} \cdot \frac{X_L}{X_L + X_{equ}} \quad (1)$$

$$\frac{\Delta U_{L12}}{2 \cdot \hat{U}_{L12}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_d}{\hat{U}_{L12}} \cdot \frac{X_L}{X_L + X_{equ}} \quad (2)$$

typically:

$$\frac{U_d}{\hat{U}_{L12}} \approx 1,1 \text{ and } \frac{U_d}{\hat{U}_{L1N}} \approx 1,1 \cdot \sqrt{3} \quad (3)$$

Taking into account the frequency dependency of the network impedance according to Figure 27, Formula (2) changes to Formula (4). In order to evaluate the expected distortion in the supply system, it is advisable to use the short-circuit power ratio R_{SCe} for calculation.

$$\frac{\Delta U_{(L1-L2)}}{2 \cdot \hat{U}_{(L1-L2)}} \approx \frac{1}{2} \cdot 1,1 \cdot \frac{X_h}{X_h + u_{scv, equ} \cdot R_{sce} \cdot h \cdot X_{L1}} \quad (4)$$

Using the formula for k_{Zred} according to 3.18:

$$k_{Zred} = \frac{X_h}{h \cdot X_{L1}} \quad (5)$$

The formula changes to:

$$\frac{\Delta U_{(L1-L2)}}{2 \cdot \hat{U}_{(L1-L2)}} \approx \frac{1}{2} \cdot 1,1 \cdot \frac{X_h}{X_h + u_{scv, equ} \cdot R_{sce} \cdot \frac{X_h}{k_{Zred}}} \quad (6)$$

Dividing by X_h leads to:

$$\frac{\Delta U_{(L1-L2)}}{2 \cdot \hat{U}_{(L1-L2)}} \approx \frac{k}{1 + u_{scv, equ} \cdot R_{sce} \cdot \frac{1}{k_{Zred}}} = f(k; u_{scv, equ}; R_{sce}; k_{Zred}) \quad (7)$$

In the example given in Figure 11 the pulse frequency is 3 kHz, short-circuit power ratio of $R_{sce} = 100$ and the supply-side L-filter inductor $u_{scv, equ} = 6\%$ (referenced to the base impedance of AIC $Z_B = U_{nominal}^2 / S_{equ}$, thus $X_{equ} = 0,06 R_{sce} X_L$).

With these values the amplitude of the 3 kHz-ripple in the line-to-line voltage is approximately 1,3 %. Figure 12 shows the typical pulse frequency voltage distortion in the power supply network depending on R_{sce} and $u_{scv, equ}$ for an AIC (PWM type; 2-Level) with a pulse frequency of 3 kHz and passive mitigation provided by an L-filter.

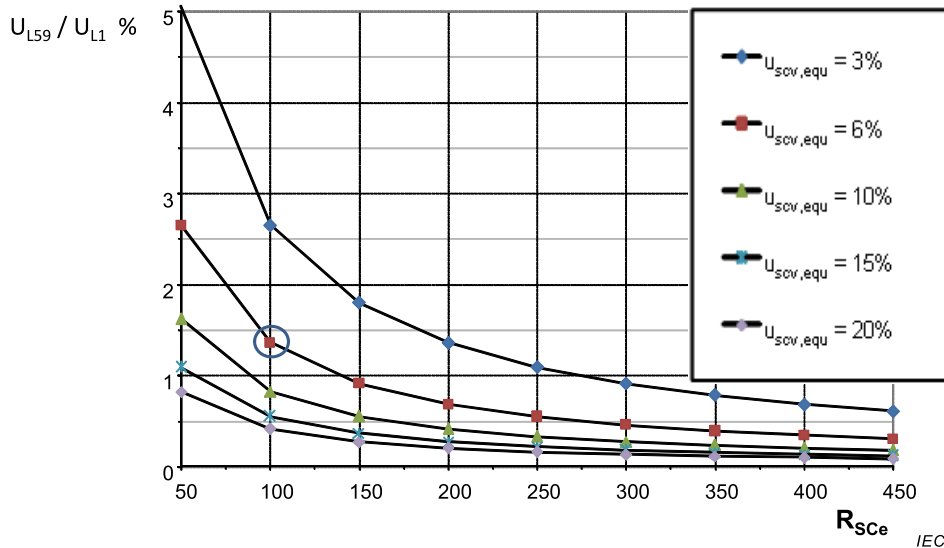


Figure 12 – Basic characteristic of the relative voltage distortion (59th harmonic) of one AIC operated at a pulse frequency of 3 kHz versus R_{sce} with the line impedance according to 5.2.4

Regarding the side effects on the power supply network it is furthermore remarkable for AICs that the supply impedance plays a more important role in the harmonic current distortion than it does with the conventional converters. The impact is greater with smaller filter reactances. An example of this is shown in Figure 13 for the L-filter case.

The consequence of this characteristic is that harmonic current distortion of the equipment is lower with a weak power supply network than with a stronger one. Therefore calculations based on the current distortion of the equipment measured in a strong power supply network may exaggerate the estimated voltage distortion in a weak power supply network.

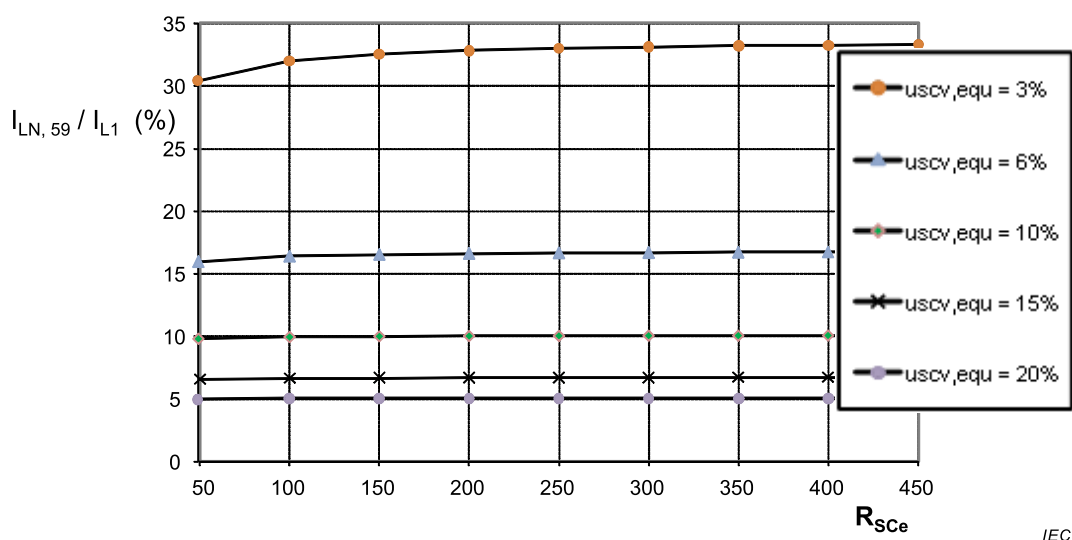


Figure 13 – Basic characteristic of the relative current emission (59th harmonic) of one AIC at a pulse frequency of 3 kHz versus R_{Sce} with the line impedance according to 5.2.4

However, in spite of the fact that the harmonic current distortion decreases with higher supply impedance the impact of the more unfavourable voltage sharing ratio predominates and may result in an excessive voltage distortion level. Therefore additional filter measures might be needed when AICs are connected in particular to the public power supply network.

Several different filter configurations can be applied, all with the aim to reduce the voltage distortion at the pulse frequency and its side bands. Figure 14 shows the three most used state of the art differential mode line filter solutions for VSC. The simplest filter is the L-filter, as described before. An alternative with better filter efficiency and less line frequency voltage drop is the LCL filter. As a power supply network side inductor L_2 , the stray inductance of a transformer may be used. If no active damping in the control is implemented, a passive damping as shown in the damped trapped LCL-filter topology of Figure 14 might be necessary. To increase the damping of a constant pulse frequency ripple further, a trapped LCL filter may be used. With a third inductor a series resonant circuit for the pulse frequency is built. A decrease of the filter performance for pulse frequency multiples should be considered.

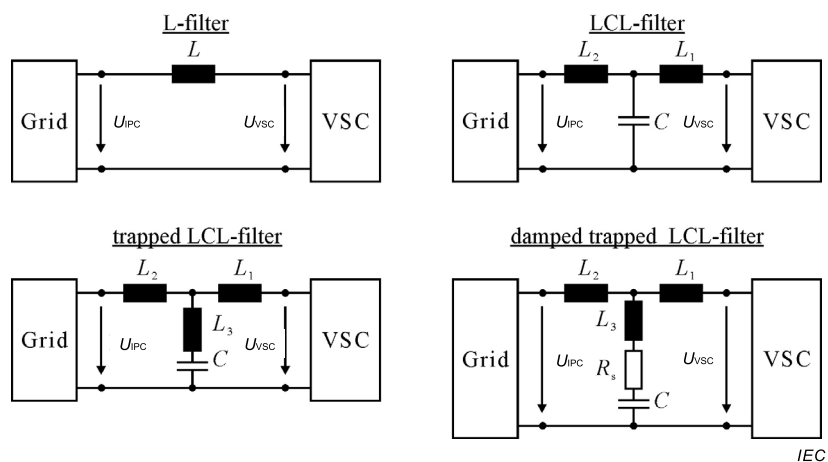


Figure 14 – Single phase electric circuit of the three commonly used differential mode passive line filter topologies for VSC and one example for passive damping

As an example, Figure 15 shows the attenuation of the VSC line to line voltage to the line to line voltage at the IPC. The power supply network is hereby assumed to be resistive-inductive with $R_{line}=40\text{ m}\Omega$ and $L_{line}=100\text{ }\mu\text{H}$. The filter characteristics are

- L-Filter: $L = 4\text{ mH}$
- LCL-Filter: $L_1=1\text{ mH}; L_2=1\text{ mH}; C=4,7\text{ }\mu\text{F}$
- LCL-Filter (trapped): $L_1=1\text{ mH}; L_2=1\text{ mH}; L_3=54\text{ }\mu\text{H}; C=4,7\text{ }\mu\text{F}$
- LCL-Filter (damped and trapped): $L_1=1\text{ mH}; L_2=1\text{ mH}; L_3=54\text{ }\mu\text{H}; C=4,7\text{ }\mu\text{F}; R_S=10\text{ }\Omega$

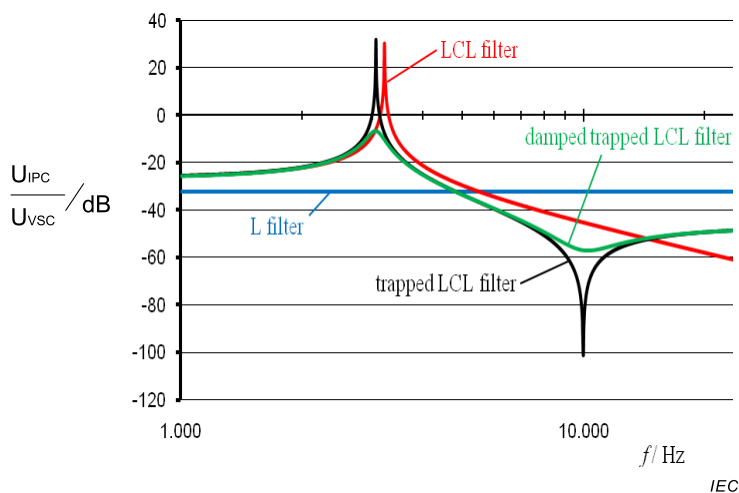


Figure 15 – Example of the attenuation of the VSC line to line voltage to the line to line voltage at the IPC with state of the art differential mode passive line filter topologies

NOTE 2 Especially for L-filters the across the lines (X-) capacitors of any additional EMI filters might be taken into account in the filter design, because they may have a considerable effect on the filter performance.

The design of filter circuits for an AIC has to take into consideration that an undesirable resonance with the power supply network's impedance may appear below the tuned resonance frequency of the filter arrangement which may lead to an unintentional increase of the supply impedance in the lower frequency range. An example of this can be seen in Figure 15 around 2 kHz. As a result of this effect, resonances may arise if conventional converters with significant harmonic distortion at lower frequency are connected on the same power supply network with an AIC.

A practical example is shown in Clause A.7.

In such cases it may be necessary to add damping circuits to the additional filter arrangements. In this way the effect of this resonance is reduced, see Figure 15, green curve. Instead of passive damping circuits, that increase losses and decrease the filter effect, a damping function may be included in the AIC control. However, this kind of active damping requires that the filter resonance frequencies are less than half of the pulse frequency.

5.2.4 Measured power supply network impedances in the range between 2 kHz to 20 kHz

The values of the power supply network impedances in the range of the pulse frequency of an AIC and its harmonics might have significant influence on the conducted emissions of an electric or electronic device.

In a dedicated research project, the power supply network impedances at the IPC in various industrial and public supply systems in Central Europe have been examined. The aim was to determine the statistical distribution of the power supply network impedances up to 20 kHz.

On the one hand this will help to design robust and affordable supply side filters for the AIC and on the other hand the results are useful for the definition of emission levels of AICs.

The studies were performed at several sites in North, Central and South Germany and Northern France over three years. At each measurement location, the power supply network impedances were determined in intervals of one hour. In general, each determination required a whole day measurement (see [1]¹). For explanations of different possible methods see A.8.

All examined networks had a rated voltage of 400 V and all were cable networks. The following results are not valid for overhead lines.

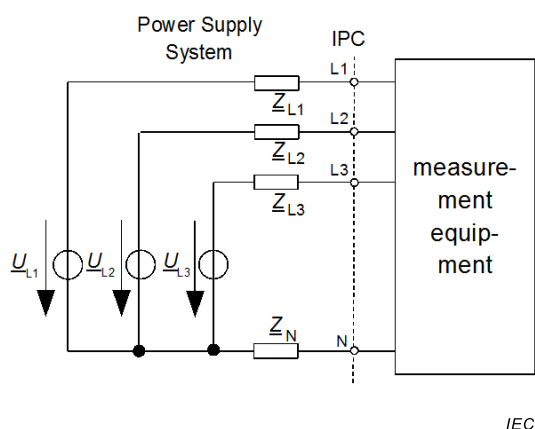


Figure 16 – Connection of the power supply network impedance measurement equipment

Figure 16 shows the connection of the measurement equipment to the power supply network. The measurement equipment provides measurements of up to 20 kHz of:

- the complex line to neutral impedance $\underline{Z}_{L1N}$ to $\underline{Z}_{L3N}$ and their mean value
- the complex line to line impedances $\underline{Z}_{L12}$ to $\underline{Z}_{L31}$
- the complex positive-sequence impedances $\underline{Z}_{pos}$

Figure 17 shows the impedance characteristic of a low-voltage transformer under no load condition. This basically corresponds to the leakage reactance.

¹ Numbers in square brackets refer to the bibliography.

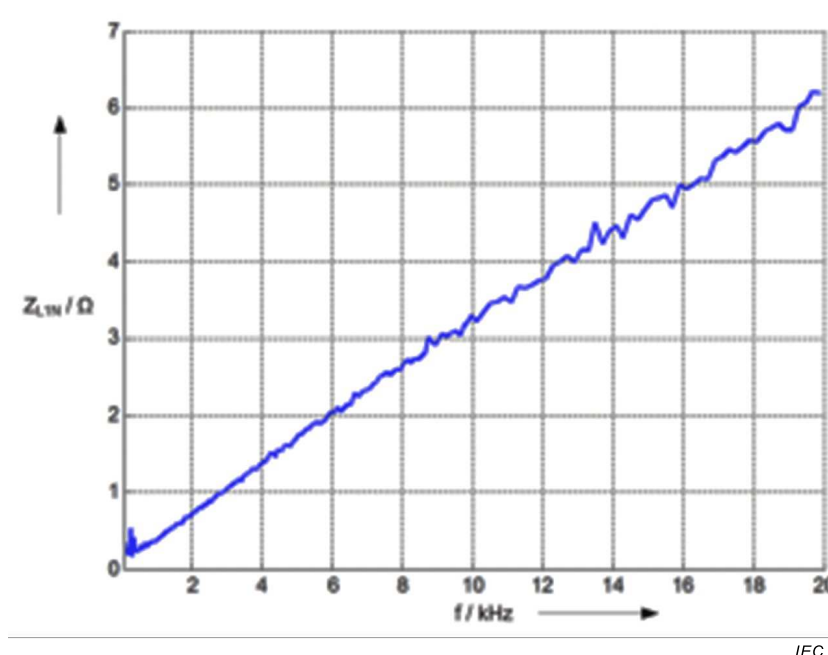


Figure 17 – Example of the measured impedance of a low-voltage transformer under no load condition $S = 630 \text{ kVA}$, $u_k = 6,08 \%$

In Figure 18 an example of a power supply network impedance measurement over a whole day is given where the variation of the impedance can be examined.

In the daytime hours when many loads are connected to the power supply network, the impedance is considerably low. During the night, the impedance tends to increase. It can be seen that the power supply network impedances sometimes doubles during the night as a result of loads being switched off. Significant differences between day and night were found in nearly half of all the measured supply systems. The differences are more significant at higher frequencies ($> 6 \text{ kHz}$) than at lower frequencies.

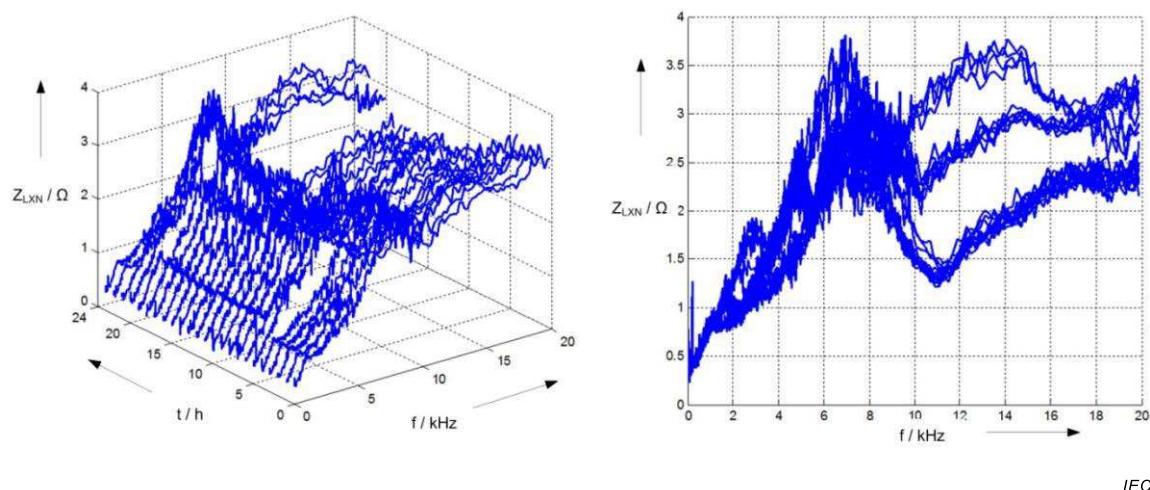


Figure 18 – Measured variation of the power supply network impedance over the course of a day at one location

Especially loads with power-electronic circuits on the supply side and corresponding capacitive filtering influence the system impedance. In Figure 19, a supply system with a

negative imaginary part is shown i.e. the power supply network behaves capacitive for a certain frequency range.

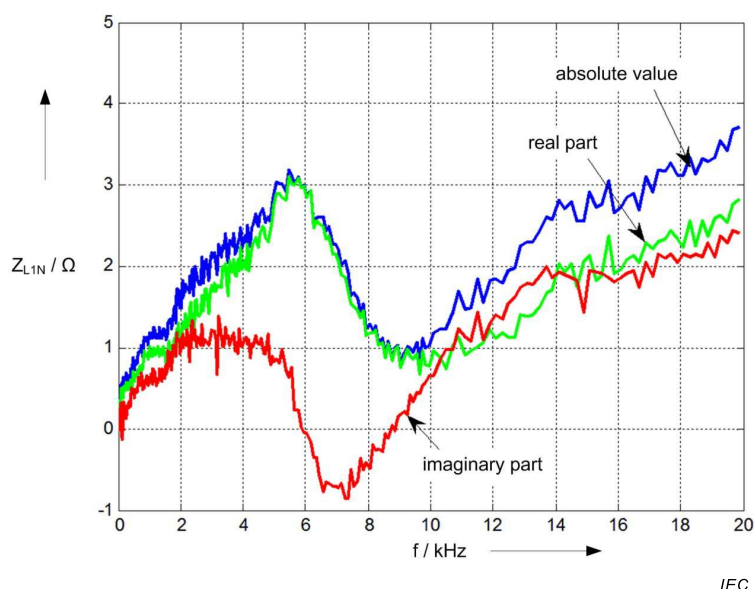


Figure 19 – Power supply network impedance with partly negative imaginary part

Approximately 20 % of the measured power supply networks showed a capacitive (negative) imaginary part of the power supply network impedance for the inspected frequency range.

The impedances shown in Figure 18 and Figure 19 were measured between the phase and the neutral conductor and are representative examples only. Therefore an evaluation of the statistical distribution of the power system impedance for the respective frequency is presented in Figure 20. For this purpose, measurements have been carried out at 25 different measurement locations (North, Central and South Germany and Northern France) and, from them, over 1 300 graphs were recorded.

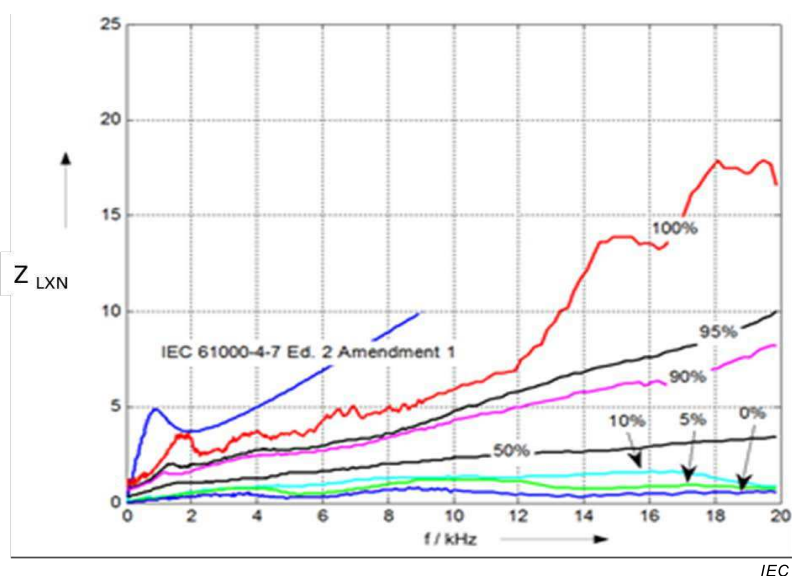


Figure 20 – Distribution of power system impedance (measured between phase and neutral conductor) in low-voltage systems versus frequency

The displayed 100 % curve in Figure 20 is the envelope over all power system impedance curves. It is composed of all maximum values for each frequency control point. The 0 % curve is composed of all minimum values for each frequency. The 50 % curve, for example, shows the impedance value for every frequency; whereby 50 % of the measured power systems have higher impedance and 50 % lower impedance.

The impedance curve of the LISN (Line Impedance Stabilization Network) derived from IEC 61000-4-7 for harmonics and interharmonics measurement is also shown in Figure 20.

According to Figure 20, the measured impedances are considerably below the impedance curve given in IEC 61000-4-7:2008 which demonstrates that using this impedance curve for frequencies up to 9 kHz would lead to overestimation of distortion.

Above 9 kHz the standardized impedance according to CISPR 16-1-1 applies.

The impedance between phase and neutral conductor is mainly important for single-phase loads, whereas for balanced three-phase loads, without a connected neutral conductor, the impedance at the individual phases is relevant.

A measure of this is the impedance in the positive-sequence system. This positive-sequence system and the negative sequence system are identical in most power systems. This had been confirmed by [2] as well as by the measurements carried out.

The positive-sequence impedance is the ratio of voltage to current in the positive-sequence system.

The impedance in the zero system is irrelevant for these specific analyses and in the case of three-phase devices without a connected neutral conductor.

In the case of symmetrical impedance values, the following applies:

$$\underline{Z}_{\text{pos}}(j\omega) = \underline{Z}_{L1}(j\omega) = \underline{Z}_{L2}(j\omega) = \underline{Z}_{L3}(j\omega) = \underline{Z}_L(j\omega) \quad (8)$$

NOTE 1 In the case of asymmetrical impedance values, the impedance matrix contains secondary elements [2]. In typical supply systems these elements can be ignored, because they are much lower than the diagonal elements, and only the diagonal elements can be used to calculate the positive sequence impedance.

The statistical evaluation of the positive-sequence impedance values resulted in the following.

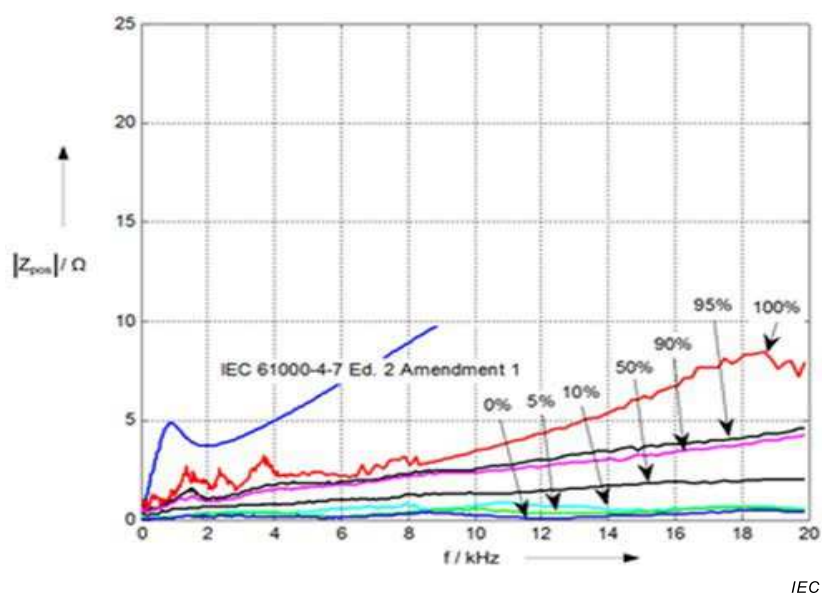


Figure 21 – Statistical distribution of positive-sequence impedance versus frequency in low-voltage power supply networks

Figure 20 and Figure 21 show, that on the average, the levels in the positive-sequence system $|Z_{pos}|$ are about 50 % lower than the impedance $|Z_{LxN}|$ between phase and neutral.

In IEC 61000-4-7+, the impedance of the neutral conductor has been set to zero, which would mean that $Z_{pos} = Z_{LxN}$; which is nearly twice the value of the line impedance.

The impedances of the LISN IEC 61000-4-7+ displayed in Figure 20 and Figure 21 are higher than all measured impedance levels between a phase and the neutral conductor and are also considerably higher than all measured levels of the positive sequence impedance.

There are also significant differences of the power system impedance with respect to public and industrial power supply networks.

In addition, it shall be noted that resonances occur more frequently in the range below 10 kHz. Due to the network impedance most resonances are expected in the range between 1 kHz and 4 kHz.

As the measuring results show, the system impedance curves do not have a proportional increase with the frequency whereas they display a steep increase in the range below 2 kHz. Above 2 kHz, the slope decreases considerably. The power system impedance in the frequency range from 2 kHz to 9 kHz is therefore not to be approximated by means of linear extrapolation with the 50 Hz impedance.

NOTE 2 As an example: The 50 Hz impedance value of the 90 % curve in Figure 21 is about 0,75 Ω. The impedance value at 9 kHz is about 3,1 Ω or 4,2 times 0,75 Ω. A former linear approximation of the 50 Hz impedance to 9 kHz would have led to a value of 10 Ω which is inadequately too high.

5.2.5 Proposal of an appropriate line impedance stabilisation network (LISN) from 2 kHz to 9 kHz

5.2.5.1 General

In order to predict system perturbations by means of simulations, analytical models of power system impedance are necessary. In this subclause a model that can be used for simulation is shown in Figure 22.

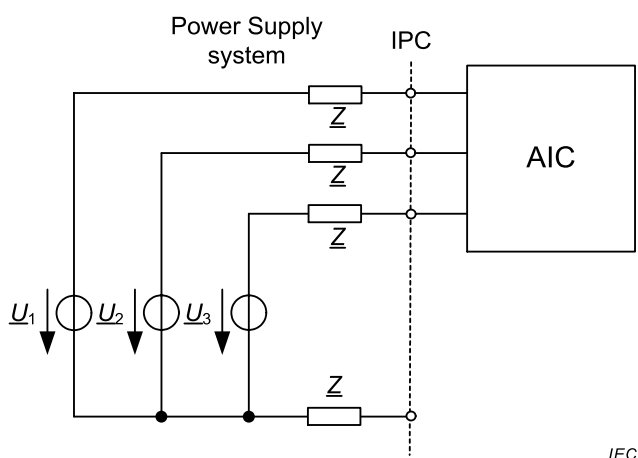


Figure 22 – Equivalent circuit describing the power supply network impedance

The impedance values Z need to be each simulated by components. The more components are used for Z , the more accurately the impedance may be simulated but the greater the computing power needed for the simulation and the less practical is the realization of such a network.

As a consequence, a useful compromise between accurate simulation of the measured curves and the computing power needed for this has been found in the topology according to Figure 23.

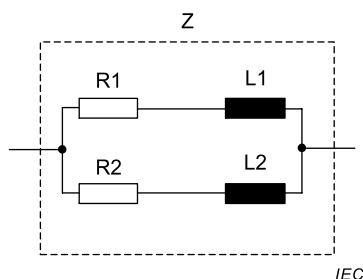


Figure 23 – Circuit topology for power system simulation

The impedance Z is calculated as follows:

$$\underline{Z}(\omega; R_1; L_1; R_2; L_2) = \frac{1}{\frac{1}{(R_1 + j\omega L_1)} + \frac{1}{(R_2 + j\omega L_2)}} \quad (9)$$

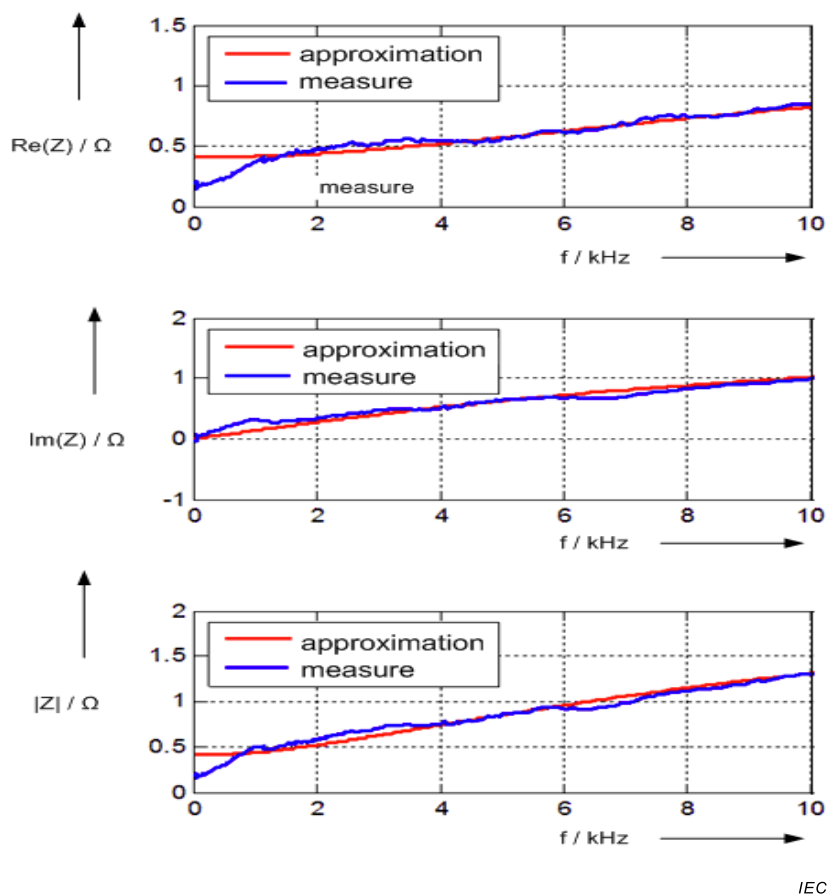
Formula (9) represents the trial function in the sense of regression analysis. It can be seen that the trial function is non-linear and complex.

Table 1 – Parameters of line impedance stabilisation network for different power system impedance curves

Curve	R_1 / Ω	R_2 / Ω	$L_1 / \mu\text{H}$	$L_2 / \mu\text{H}$
10 %	0,10	0,55	12,0	0,5
50 %	0,49	2,55	30,9	13,0
90 %	1,07	7,07	51,0	21,1

NOTE The parameters in Table 1 were verified by means of matching with the corresponding impedance curves such as the one in Figure 20 for the 50 % curve.

The approximated impedance curves are shown in Figure 24 together with the measured 50 % impedance curves and the curves are in good agreement in the frequency range between 2 kHz and 9 kHz.

**Figure 24 – Approximated and measured 50 % impedance curve**

5.2.5.2 Single Phase LISN for the 2 kHz to 9 kHz frequency range

For measurements of distortion, LISNs are necessary, whereas for currents above 200 A the availability might be very limited. In contrast to a simulation model, real LISNs do not only provide defined power system impedance but also form the link to the power system for the fundamental and ensure decoupling from the power system for all harmonics.

IEC 61000-4-7 proposes the following circuit topology for a LISN.

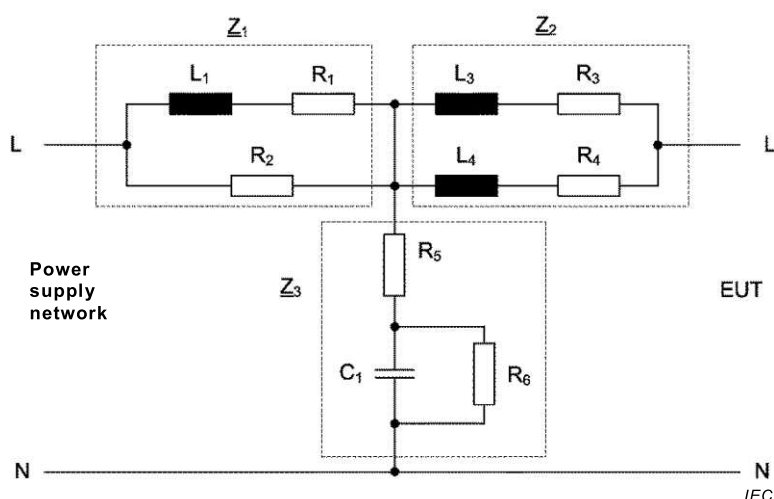


Figure 25 – Single phase circuit topology according to IEC 61000-4-7+ used for line impedance stabilisation network

The line impedance stabilisation network shown in Figure 25 is only applicable to single-phase application and it provides considerable high impedance values which do not match the practical power system impedance values.

Table 2 – Parameters of the LISN described in Figure 25 and Figure 26

R_1 / Ω	R_2 / Ω	R_3 / Ω	R_4 / Ω	R_5 / Ω	$R_6 / \text{k}\Omega$	$L_1 / \mu\text{H}$	$L_3 / \mu\text{H}$	$L_4 / \mu\text{H}$	$C_1 / \mu\text{F}$
0,02	0,8	0,38	7,03	1	10	100	44,2	22,1	50

To be able to practically realize a LISN, the component tolerances must be specified. Resistors usually have a 1 % tolerance and are not critical.

Magnetic components and capacitors usually have tolerances of 5 % to 10 %, which can obviously influence the impedance curve. Because of the high damping of the proposed LISN, resonance effects are not expected.

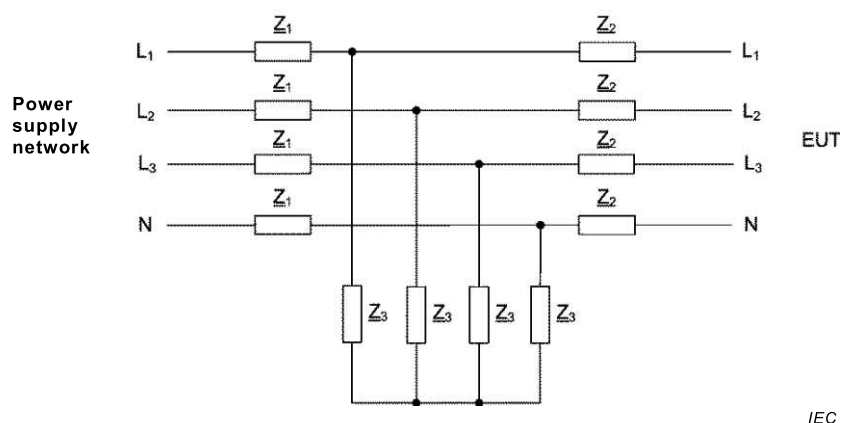
In worst case, with a tolerance of 10 % (Cs and Ls), the deviation from the curve of Figure 27 is 7,5 %. This can lead to 0,6 dB higher or lower distortion levels. With a tolerance of 5 % the deviation would be just 0,3 dB.

The associated impedance curves are shown in Figure 20 and Figure 21. The components R_1 , L_1 , R_2 , R_5 , R_6 and C_1 are used for coupling and decoupling purposes and only have a minor influence on the impedance of the line impedance stabilisation network, whereas L_3 , R_3 , L_4 and R_4 provide the defined power system impedance for the 2 kHz to 9 kHz frequency range considered here.

5.2.5.3 Three-phase LISN for the 2 kHz to 9 kHz frequency range

To extend its use to three-phase devices and to distribute the impedances to the three phases and the neutral conductor, the following topology is therefore proposed in Figure 26, the verification is given in Figure 27. The assigned values of Z_1 , Z_2 and Z_3 are taken from Figure 25 and Table 2.

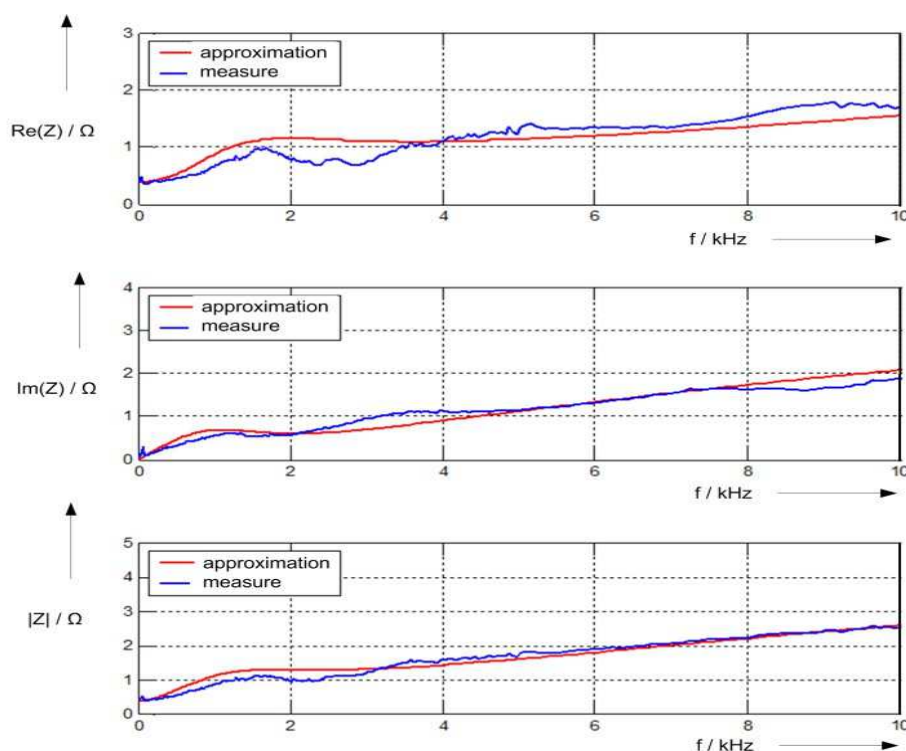
For AICs with a rated current above 100 A, the inductance values of L_1 , R_1 , L_3 , R_3 , R_4 and L_4 may be reduced by the factor $I_{\text{equ}} / 100 \text{ A}$.



IEC

NOTE The assigned values of Z_1 , Z_2 and Z_3 are taken from Figure 25 and Table 2.

Figure 26 – Three-phase circuit topology for the line impedance stabilisation network



IEC

Figure 27 – Impedance variation in the 90 % curve of the LISN described in Figure 26

5.2.6 Effects on industrial equipment in the frequency band 2 kHz to 9 kHz

5.2.6.1 General

In order to determine the immunity of industrial equipment in the frequency band 2 kHz to 9 kHz, various equipment has been tested with a 2 kHz, 5 kHz or 9 kHz voltage superimposed on the fundamental frequency with amplitude of 2 %, 5 % and 10 % of the fundamental.

The following equipment has been investigated:

- industrial power supplies with following topologies: single phase industrial power supply 230 Va.c./24 Vd.c., without PFC; single phase industrial power supply 230 Va.c./24 Vd.c., with PFC; three phase industrial power supply 400 Va.c./24 Vd.c.;

- EMI filters (common-mode and differential mode);
- transformers;
- power drive systems with following topologies: no inductors and large d.c. capacitance; line inductors: d.c. inductors.

The immunity against disturbances in the 2 kHz to 9 kHz range was observed from a functional and thermal point of view. The effect of resonances was not considered in industrial power supply networks.

Distortion in the 2 kHz to 9 kHz frequency band cause additional currents caused by the EMI filter capacitors. At 9 kHz and 10 % amplitude the current can reach values up to ten times the rated current of the power supply. This can cause tripping of the internal or branch fuses. The internal thermal losses in the capacitors have not been found significant, although this cannot be generally ruled out (see B.1.3).

Increase of the d.c. link voltage is possible in resonant conditions. The control of the voltage is not affected by distortion in this frequency band. No significant changes in the efficiency of the power supply have been observed.

Multiple zero-crossing commutations can be observed in the diode rectifier. These may lead to temperature increase at amplitudes of 5 % or 10 %.

5.2.6.2 EMI filters

The capacitors used in EMI filters may cause additional capacitive currents if distortion in the frequency band 2 kHz to 9 kHz is present. The amplitude of the capacitive currents can reach values that exceed the nominal current of the installed equipment. This may cause tripping of fuses or circuit breakers (see also B.1.3).

Resonances may also occur but these have not been investigated because various EMI filters have different resonance frequencies.

5.2.6.3 Transformers

The transformer in the test was not susceptible to disturbances in the inspected frequency band between 2 kHz to 9 kHz with amplitudes up to 10 %. No significant additional iron losses could be measured. No significant acoustic noise could be measured. This cannot be generally ruled out, because the behavior of the transformer depends on its design. Some audible noise emissions in other transformers have been noticed even with low amplitude between 2kHz and 9kHz due to mechanical resonances (see 5.4).

5.2.6.4 Power drive systems

Three different power drive system (PDS) topologies using IGBT semiconductor switches have been investigated:

- PDS with large d.c. capacitance (Figure 28),
- PDS with large d.c. capacitance and line inductors (Figure 29),
- PDS with large d.c. capacitance and inductors in the d.c.link (Figure 30).

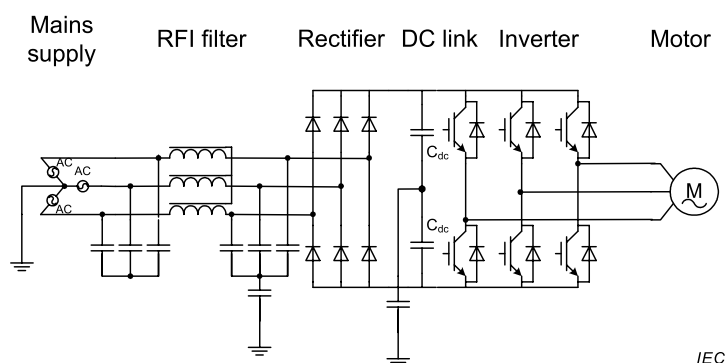


Figure 28 – PDS with large d.c. capacitance

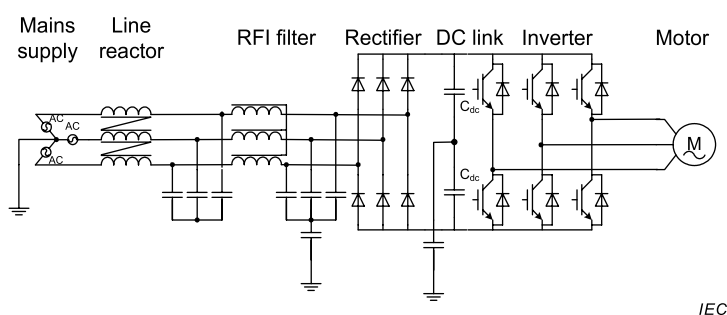


Figure 29 – PDS with large capacitance and line inductor

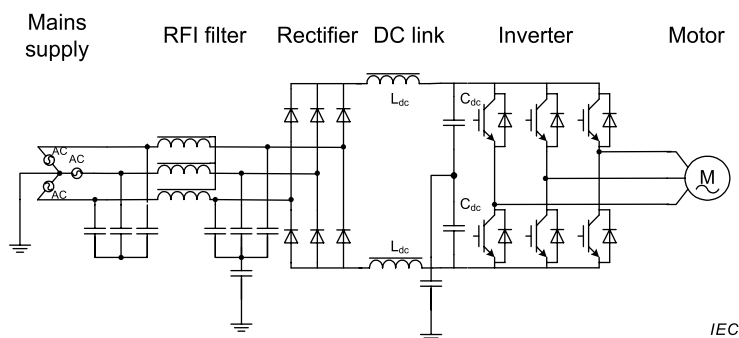


Figure 30 – PDS with a large d.c. capacitance and inductors in the d.c. link

5.2.6.5 PDS with a large capacitance

The d.c. link voltage can be slightly boosted, the maximum boost being observed at 2 kHz and 10 % amplitude: 9 % boost of the d.c.-link voltage.

Multiple zero crossing commutation of the rectifier is observed. This effect is attenuated at higher frequencies and is not observed anymore at 9 kHz.

The current through the capacitors of the EMI filter is increased by the disturbance, as explained in Clause A.6.

5.2.6.6 PDS with a large capacitance and line inductors

When line inductors are used the immunity of the PDS is increased in loaded conditions. However, for the measured example in stand-by mode the d.c.-link voltage was boosted by the distortions in the 2 kHz to 9 kHz frequency band. The worst case was observed at 2 kHz

with 10 % distortion. In these conditions the d.c.-link voltage is boosted by 28 %. At 2 % distortion the d.c.-link voltage has been boosted by 4,8 % (see also Clause A.5).

5.2.6.7 PDS with a large capacitance and d.c.-link inductors

In the case of the observed PDS with a large capacitance and d.c.-link inductors the d.c.-link voltage is slightly boosted.

The worst-case has been observed in this special case at 2 kHz and 10 % amplitude. In this case the d.c.-link voltage has been boosted by 5,9 %.

5.3 High-frequency phenomena (> 150 kHz)

5.3.1 General

To reduce interference (differential/symmetrical mode and common mode/asymmetrical mode), the choice of adequate components and methods should be used in order to find an economical solution.

5.3.2 Mitigation of distortion

The reduction of the common mode distortion of AICs is similar to the distortion suppression of switch mode power supplies. However, due to the bigger size of the AICs the capacitive currents are higher and thus adequately sized mitigation components are required. Further, correct grounding and shielding of the supply cables is important.

The mitigation of the differential mode high frequency interferences may be incorporated with the harmonic filter components (see Figure 32). However, care has to be taken in the design of the filter components in order to preserve their low frequency properties in the high frequency range.

5.3.3 Immunity

The radio frequency filtering or protection has to be constructively provided at the input of the device, in the device itself and at the output towards the load. Usually the distortion inside the AIC is much higher than the distortion from external sources. Thus the cross-coupling from internal power cabling to signal cabling should be avoided. Signal inputs and outputs should be protected by galvanic separation or separated power supplies.

5.3.4 EMI filters

In the absence of EMI filters, the high frequency distortion levels can reach values that exceed 120 dB μ V. EMI filtering is necessary in most applications in order to comply with the required limits.

NOTE The use of EMI filters can have an incompatibility effect with residual current device (RCD) protection devices because of increased leakage currents.

In order to achieve an EMC-reasonable solution, the combination of following mitigation techniques is needed: filtering, grounding and shielding. Figure 31 and Figure 32 show a basic EMI filter topology and block diagram which are commonly used for those applications.

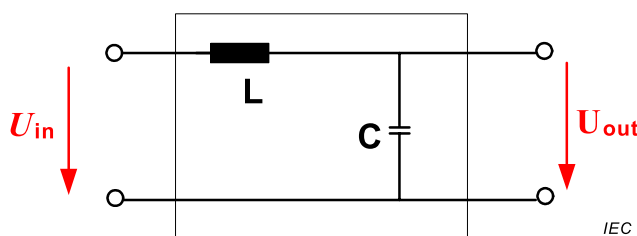
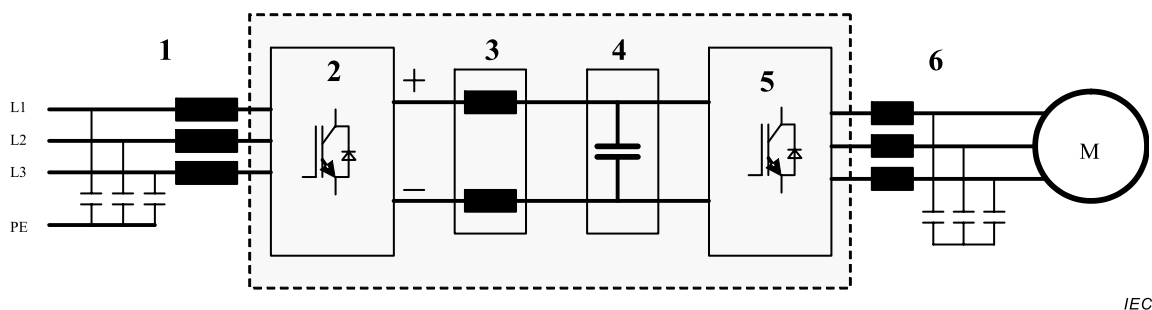


Figure 31 – Basic EMI filter topology



1. EMI-filter or choke
2. Supply-side converter (AIC)
3. common mode chokes
4. d.c.-link capacitors smooth the d.c.-voltage
5. Motor-side converter
6. Output chokes or filter

Figure 32 – Block diagram of a PDS with high frequency EMI filter system

5.4 Audible noise effects

Due to the voltage distortion, an increase in audible noise of different electrical equipment (i.e. small plug in power supplies, chokes in fluorescent lamps, incandescent lamps, glass-ceramic cooker tops) connected to the same power supply networks may occur.

Together with implementing of appropriate filtering measures to mitigate the voltage distortion, the filtering measures would come along with decreasing the audible noise.

NOTE The audible noise emission is often a consequence from amplification of solid bodies like of resonances in musical instruments even at very low levels of excitation. Noise problems can be mostly solved by improvement of mechanical issues. In PDS this problem had been solved just by adapting the switching frequency.

5.5 Leakage currents

Because of impedances between energized parts and earth, such as capacitors connected between the power supply network conductors and earth in EMI filters, or stray capacitances between power supply networks conductors and earth in shielded power cables, the leakage currents might be above 3,5 mA. Therefore fixed and redundant earth connection might be required (see IEC 61800-5-1 for PDS).

Residual current devices (RCD) are usually not compatible with non-residential equipment.

5.6 Aspects of system integration and dedicated tests

The electrical and thermal safety of converters of this type is tested according to the relevant product standards.

In view of the requirements for AICs with regard to protection against electric shock it has to be considered that VSCs in particular are usually equipped with large d.c.-link capacitors which store the electric energy even after disconnection from the supply. Therefore appropriate measures have to be provided in order to discharge the capacitors after switching off the AIC. Performance of the discharge should be checked by recalculation of the stored energy, or measurement of the capacitors voltage at 1 s to 5 s after switching off of the AIC.

For aspects of system integration, IEC 62103 applies.

The following type tests are recommended to be made for AICs additionally to established tests for uncontrolled rectifiers:

- operational behaviour at asymmetrical line voltages;
- turn-off in case of supply over and under voltage;
- operational behaviour in the case of single-phase and three-phase supply voltage interruptions and short dips;
- short-circuit at the AIC power ports equipment to turn-off in case of over- current);
- turn-off with maximum current and highest reference value of the d.c.-link voltage (d.c.-link voltage shall not rise to inadmissible values);
- disconnection from the electrical power supply network during energy recovery.

Further tests may be required but are under consideration.

6 Characteristics of a PWM active infeed converter of voltage source type and two level topology

6.1 General

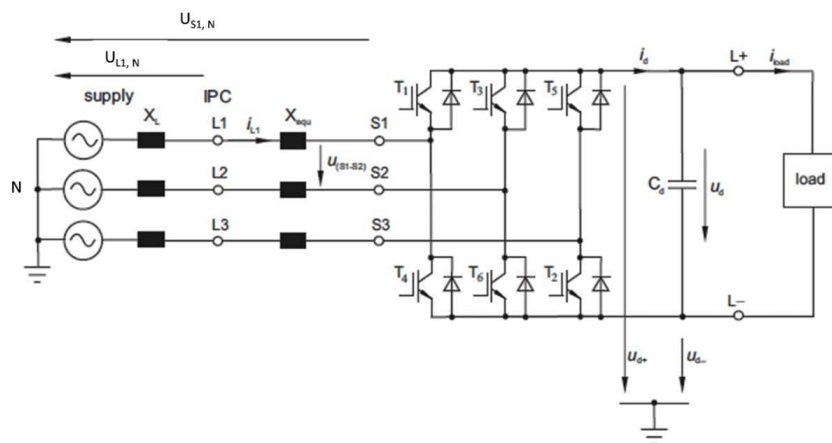
This clause is about the special properties of two level PWM voltage source AIC.

6.2 General function, basic circuit topologies

Two level PWM voltage source AICs usually use pulse frequencies between 1,5 kHz and 16 kHz. They are capable of four-quadrant operation and can control a sinusoidal line current of any phase angle. Active and reactive power can be controlled independently of each other. Active filters can also be realized with the same circuit. Because of the generative power ability, the good control possibilities as well as the small line interference they are used with frequency converters for drives, wind-power systems as well as an improved technology alternative to uncontrolled rectifiers.

Figure 33 shows the basic topology of a two level PWM voltage source AIC. It consists of a supply side reactance X_{equ} , the electronic valve devices and the d.c. link capacitor C_d . The load can be any circuit with d.c. voltage input, e.g. a chopper or a machine-side converter. Active filters normally do not have load. The electronic valve devices connect the d.c. voltage U_d to the supply phases L1 to L3. Reactances X_{equ} separate the instantaneous values of the supply and the converter input voltages.

A minimum value of the reactance ($X_L + X_{\text{equ}}$) between supply voltage and converter input is required for proper function. Additional filter components (see 5.2.3.2 and 5.2.6.2) are necessary to limit the distortion to permissible values.



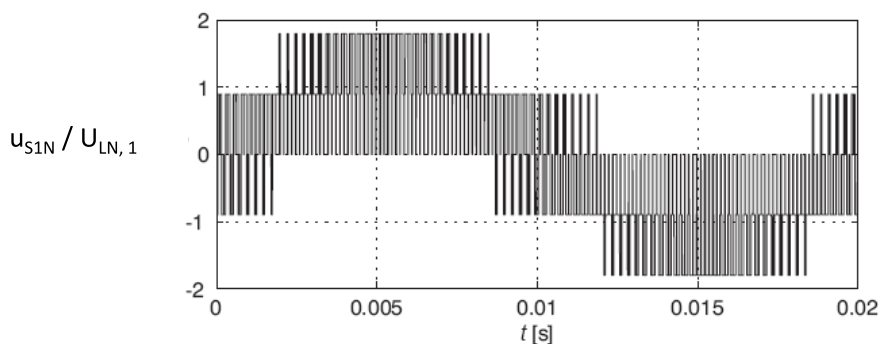
IEC

Figure 33 – Basic illustration of a topology of a two level PWM voltage source AIC

As the d.c. link of a two level PWM voltage source AICs has no connection to the neutral of the supply, the phase-to-phase voltage at the converter input is $\pm U_d$ or zero and the d.c.-link has a common mode voltage to ground.

$$u_{CM} = \frac{u_{d+} + u_{d-}}{2}$$

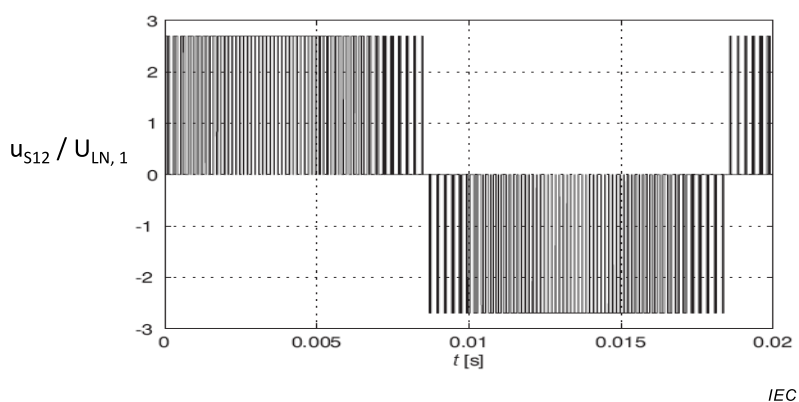
Figure 34 shows typical waveforms of the phase-to-phase voltage u_{S1} and the phase-to-neutral voltage u_{S1N} related to $U_{LN,1}$ ($U_{LN,1}$: fundamental of the line to neutral voltage). The common mode voltage u_{CM} of the d.c. link is shown in Figure 35.



IEC

NOTE Power supply frequency is 50 Hz.

a) – Typical waveform of the voltage $u_{S1N} / U_{LN,1}$ at pulse frequency of 4 kHz



NOTE Power supply frequency is 50 Hz.

b) – Typical waveform of the voltage $u_{S12} / U_{LN,1}$ at pulse frequency of 4 kHz

Figure 34 – Typical waveforms of voltages $u_{S1N} / U_{LN,1}$ and voltage $u_{S12} / U_{LN,1}$ at pulse frequency of 4 kHz

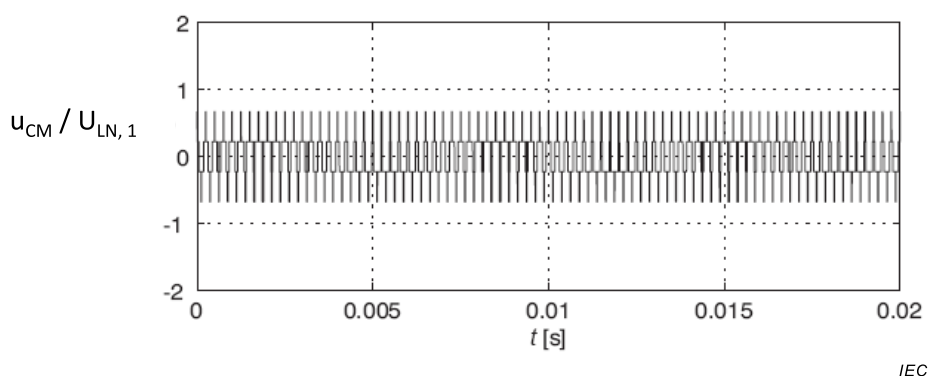
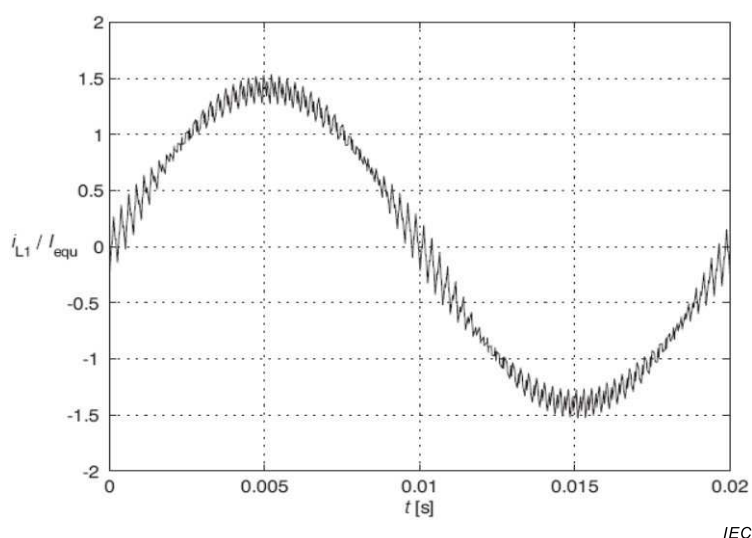


Figure 35 – Typical waveforms of the common mode voltage $u_{CM} / U_{LN,1}$ at pulse frequency of 4 kHz. Power supply frequency is 50Hz

Figure 36 shows a current i_{L1} at a pulse frequency of 4 kHz and with a relative impedance $u_{SCV, equ}$ of 6 % at rated load.

Increasing the pulse frequency or the reactances of X_{equ} reduces the current ripple. Normalized to the rated line current I_{equ} , the current ripple is nearly independent of supply power and power factor.



NOTE Power supply frequency is 50 Hz.

Figure 36 – Waveform of the current i_{L1} / I_{equ} at pulse frequency of 4 kHz, relative impedance of $u_{SCV, equ} = 6 \%$

6.3 Power control

Line currents or active and reactive power are controlled indirectly via the modulation index of the modulation circuit. All four quadrants of the current-voltage phase (i.e. all phase angles) are accessible (see 4.2.7).

Figure 37 shows as an example the block diagram of a control scheme of a two level PWM AIC with constant d.c.-link voltage.

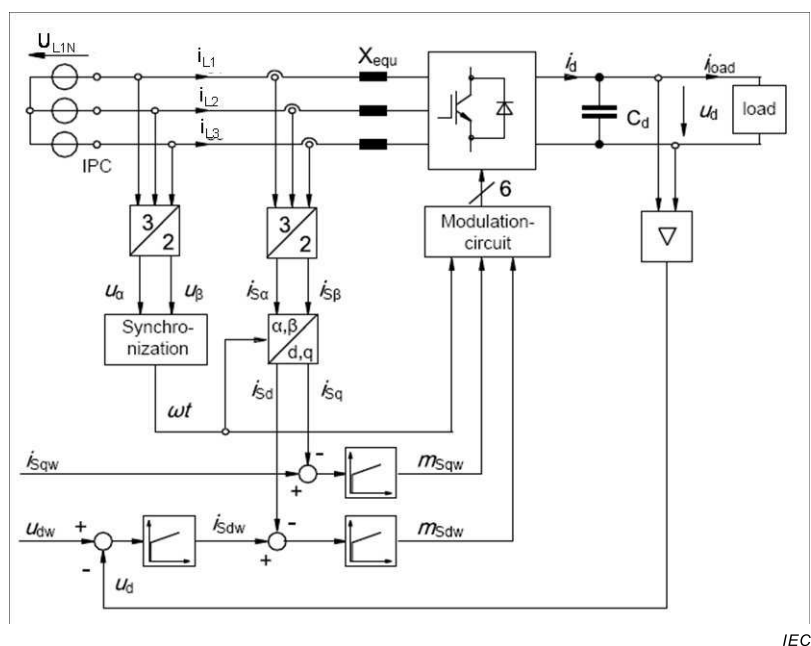


Figure 37 – Block diagram of a two level PWM AIC

Similar to vector control of rotating-field electrical machines the current components in d-q-coordinates are used, where the d-component represents the active current, the q-component the reactive current. The d.c.-link voltage control defines the reference value of the d-

component (active current) whereas the reference value of the q-component (reactive current) is arbitrary (usually zero, but can be set to any value within the current rating of the AIC).

The reference value of the d.c.-link voltage shall be higher than the peak to peak value of the phase-to-phase voltage for proper function and lower than the maximum d.c.-link voltage which is limited by the used electrical devices (semiconductor switches, capacitors).

6.4 Dynamic performance

The dynamic performance is mainly determined by the reactance X_{equ} . For fast current control a low reactance of X_{equ} is needed. Most applications are using a relative reactance of typically $u_{\text{SCV, equ}} = 2\% \text{ to } 10\%$.

A higher value of the d.c.-link voltage will improve the dynamic performance on one hand but on the other hand the switching losses and the cost of semiconductor valve devices and capacitors will rise accordingly. Therefore the reference voltage is set with additional safety margins to a value a few percent higher than the peak to peak value of the phase to phase voltage.

Two conflicting aspects to specify the d.c.-link capacitors (short term energy storage) are:

- lifetime of (electrolytic) capacitors, and
- dynamic behaviour of the d.c. load.

In applications where the d.c. load may change very quickly, the d.c.-link voltage can reach excessive values. Sufficient amount of capacitance is needed in order to reduce the voltage changes in the d.c.-link. When electrolytic capacitors are used, the capacitance is often high enough with typical dimensioning based on capacitor current rating and lifetime.

However, film capacitors have higher current ratings than equivalent electrolytic ones. Thus special attention has to be paid to d.c.-link voltage variation when film capacitors are used. Often feed forward of the d.c. load is needed to speed up and stabilize the d.c. voltage control.

Another advantage compared to thyristor controlled converters is the stable working in cases of high electrical power supply network impedances, if a current control is implemented.

6.5 Desired non-sinusoidal line currents

It is possible to use voltage source PWM AICs for compensation of specific harmonics.

If the pulse frequency is above 2 kHz these converters fulfil the requirements of the referenced International Standards in the low frequency range without additional filtering.

Harmonic components beneath the half of the pulse frequency of two level converters can be controlled to achieve very low values as shown in 4.2.3. Another advantage is that flicker due to changes in the AIC load may not be a problem, since the power factor of the line current is close to 1 or can even be set capacitive. The optimum power factor to suppress voltage changes is dependent on the electrical power supply network impedance which is normally inductive.

6.6 Undesired non-sinusoidal line currents

Figure 38 shows a simulated result of generated distortion of the current i_{L1} at a given reactance X_{equ} . Near to the pulse frequency of 4 kHz the highest distortion occur ("sidebands" of $f_p \pm g * f_L$ with $g = 2 * n - 1$).

NOTE f_p means the switching frequency of the semiconductors and f_L is the three phase output frequency

More spectral lines are near each multiple of the pulse frequency and decrease to higher frequencies. Those can only be reduced by a passive filter.

In addition harmonics of lower order caused by the supply voltage and controller deviations are measurable in real applications.

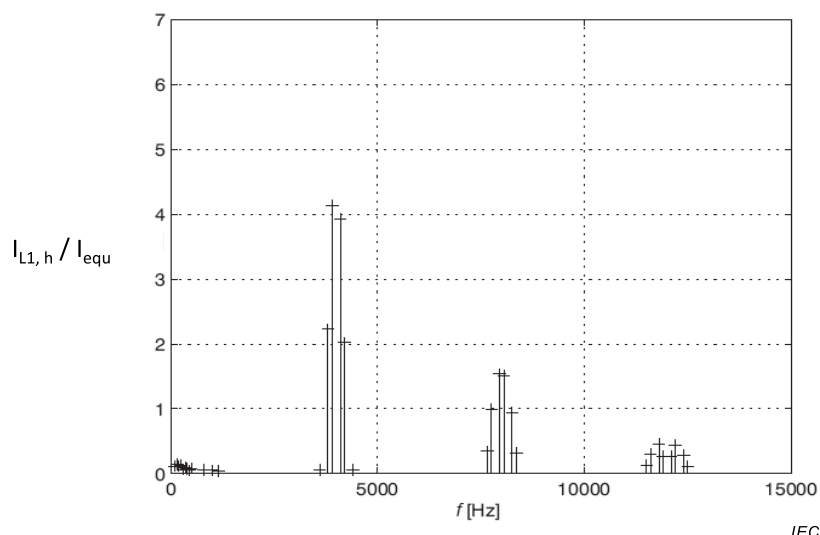


Figure 38 – Distortion of the current i_{L1} of reactance X_{equ} , pulse frequency: 4 kHz, relative reactance of $u_{SCV, equ} = 6\%$

Figure 39 shows the supply voltages u_{L12} and u_{L1N} . The voltage distortion of both voltages with only a.c. side inductive impedance is about 6,6 %. See 4.2.3 for detail.

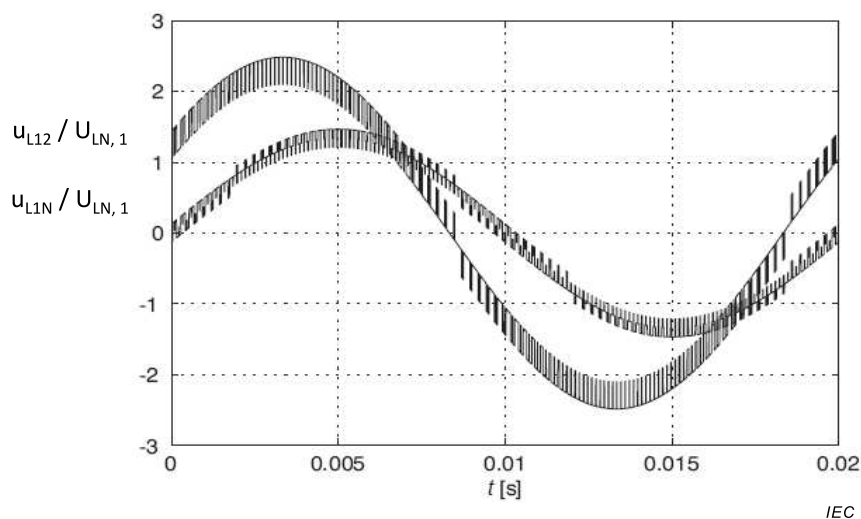


Figure 39 – Typical voltages $u_{L1N} / U_{LN,1}$ and $u_{L12} / U_{LN,1}$ at pulse frequency of 4 kHz, relative reactance $u_{SCV, equ} = 6\%$, $R_{SCe} = 100$

6.7 Availability and system aspects

Two level PWM voltage source AICs are state of the art in the field of LV applications and are used for UPS, wind-power and solar energy applications and active filters. Electrical power drives systems generally use two level PWM voltage source AICs for regenerative energy supply.

The high frequency switching of the electronic valve devices of the AICs increases switching losses. With sinusoidal line currents and a power factor of approximately 1, the losses of an AIC using IGBT semiconductors are two to four times of the losses of thyristor controlled converters. On the other hand the RMS value of the line current is about 20 % lower compared to an uncontrolled rectifier. Thus losses in the power network are reduced considerably.

6.8 Operation in active filter mode

The control is similar to the block diagram in Figure 37. Additional harmonics are added to the reference values of the d- and q-components of the currents. Higher frequency distortion (see 4.2.3) is not affected.

7 Characteristics of a PWM active infeed converter of voltage source type and three level topology

7.1 General function, basic circuit topologies

A three level PWM converter is equivalent to a combination of two series connected two level systems with a common neutral point. This means that, with the same d.c. voltage level for each d.c. capacitor, a three level converter achieves an output voltage which is twice as high as that of a two level inverter system.

Mainly two basic topologies of three-level converters are used: neutral point clamped (NPC) (which is practically limited to three levels) and the flying capacitor (which can also be applied to multi-level topologies with more than three levels, see Clause 8).

In case of NPC technology, the neutral point is connected to the a.c. input terminals through diodes. In the active NPC-scheme transistors or GTO thyristors are connected in parallel with these diodes.

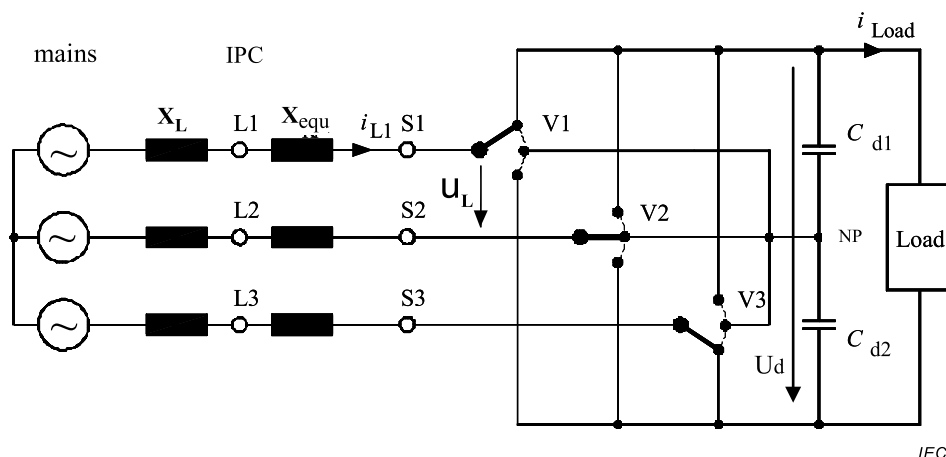


Figure 40 – Basic topology of a three level AIC. For a Power Drive System (PDS) the same topology may be used also on the load side

As the two level arm pairs of the three level phase leg are switched, they can provide three potentials referred to the potential of point "NP" of the d.c.-link, i.e.: 0 and $\pm 0,5 U_d$.

The suitably staggered switching of the arms gives phase-to-phase voltages of the three level inverter with five different voltage levels, i.e.: 0 and $\pm 0,5 U_d$, $\pm U_d$.

Referred to the potential of point "NP" in Figure 40 the resultant pulse frequency is two times the valves switching frequency (for example 150 Hz switching frequency of each valve device results in a 300 Hz switching frequency at the output). An example is shown in Figure 41.

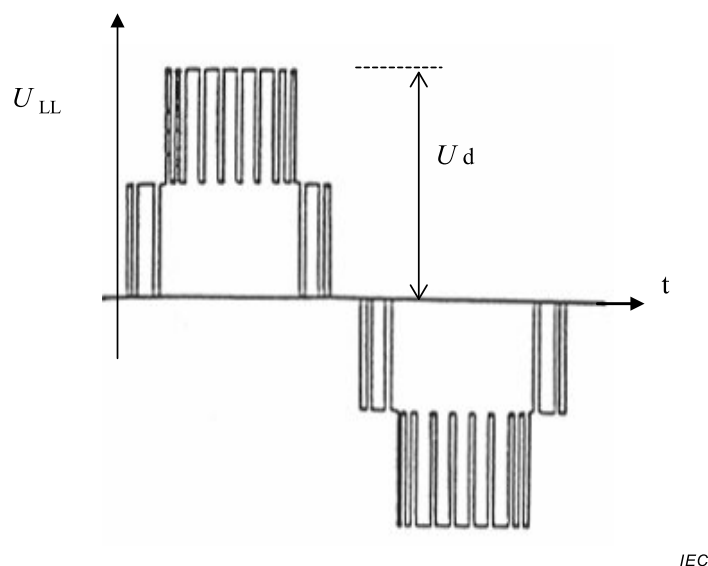


Figure 41 – Typical curve shape of the phase-to-phase voltage of a three level PWM converter

7.2 Power control

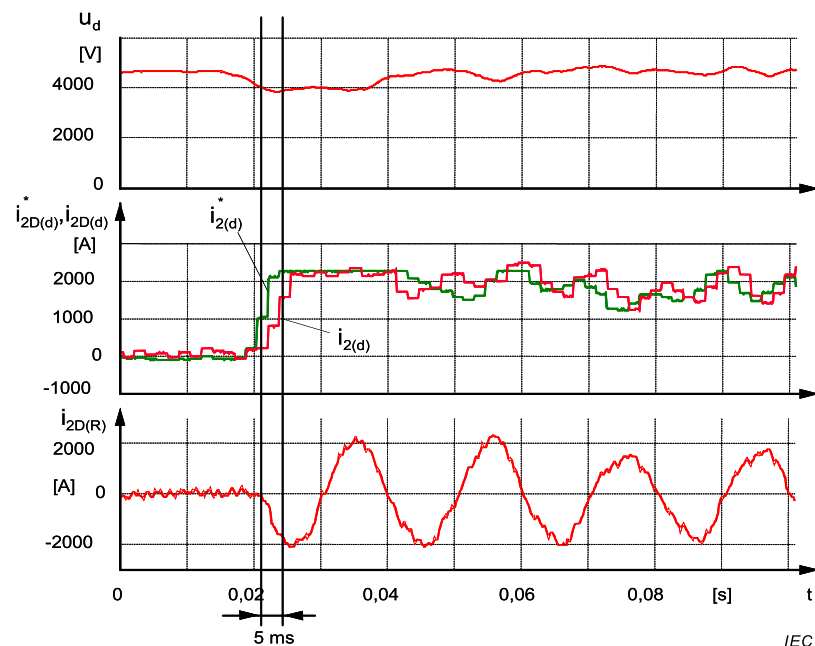
By using suitable semiconductors (IGBTs; GTOs; IGCTs) generally available on the market with a maximum peak forward blocking voltage of about 5 kV, the rated drive converter power ranges up to around 10 MVA with an output voltage of approximately 3,3 kV. With parallel connection it is possible to handle around 20 MVA and higher ratings with this technology.

Due to the increased switching losses of the semiconductor valve devices for high power and high voltages, the pulse frequency sometimes has to be reduced considerably compared with low power systems.

7.3 Dynamic performance

Digital control tasks of such PDS converters are normally handled by high performance microprocessor units in multi-tasking mode with sampling times shorter than 1 ms.

The controller features a highly dynamic control response with rise times in the order of a few milliseconds and permits flexible adaptation to the different requirements if suitably optimised pulse patterns are used. An example of a sudden load change of a huge 13 MW three level converter and its fast response is illustrated in Figure 42.



Top: d.c.-link voltage

Middle: reference value i_{2D}^* and actual value i_{2D} of the d.c-load current

Bottom: line current

Figure 42 – Example of a sudden load change of a 13 MW three level converter where the current control achieves a response time within 5 ms

7.4 Undesired non-sinusoidal line currents

The pulse frequency of a three-level converter determines the frequency band above which the undesirable distortion cannot be influenced.

In the case of a suitable PWM control, the phase voltage of a three-level converter never contains steps larger than $1/2 U_d$. This reduces ripple currents resulting from these voltage steps compared to two-level converters.

As the voltage steps related to d.c.-link voltage are only 50 % of a comparable two-level AIC, the generated current distortion has a mean amplitude value of roughly 25 % up to 30 % of a two-level AIC with the same valve device switching frequency (see A.3.1).

7.5 Availability and system aspects

Three-level converters in neutral point clamped (NPC) and flying capacitors (FC) topologies are state of the art for high-power applications of any kind. Typical applications include process-oriented drives where additionally high dynamic behaviour is required (e.g. rolling mills) and the advantages of the power and harmonic control can be used. The efficiency of such high performance system reaches at least 96 %.

From the distortion point of view, the three level PWM AICs have the following characteristic: the lowest distorting frequency is the effective pulse frequency of the converter output voltage. The distortion level for this voltage, without additional filter, is approximately 10 %. The distortion of the integer multiples of the effective pulse frequency are generated additionally but with much smaller amplitudes.

The amplitude of the current distortion at the pulse frequency resulting from this voltage distortion depends on the impedances between the supply voltage and converter input and

the pulse frequency, is fairly independent from the load and is virtually negligible (3 %). If necessary the current distortion can be reduced by using additional filters.

8 Characteristics of a PWM Active Infeed Converter of Voltage Source Type and Multi Level Topology

8.1 General function, basic circuit topologies

For easier understanding, a multi-level converter can be treated as several two-level converters connected in series (see Figure 43). This means that, with the same semiconductor device, an n-level converter achieves an output voltage which is (n-1)-times as high as that of a two-level system.

Suitable control of the valve devices gives phase-to-phase voltages with many different voltage levels. With increasing number of levels the approximation of the desired voltage and current waveform (often sinusoidal) becomes better and better.

With several two level systems connected in series each of them is phase shifted and triggered in such a manner that at the output a terraced voltage curve shape arises which has a good approach to the sinusoidal waveform, even without filter. The correct voltage distribution between the respective valve devices is achieved by means of capacitors with floating potential which requires a switching frequency as high as possible and appropriate switching of the valve devices. The rating of the capacitors depends on the switching frequency (see A.3.2).

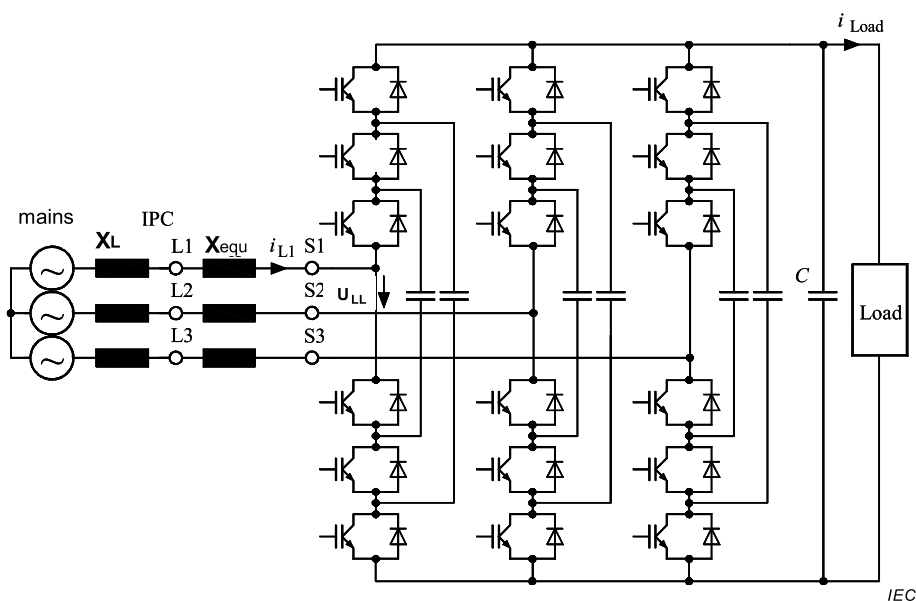


Figure 43 – Typical topology of a flying capacitor (FC) four level AIC using IGBTs

The respective two level systems of a multilevel converter are switched independently of each other, so that the power supply network side potential for a half wave can assume four potentials, if a four level converter is considered, i.e.: 0 and $\pm \frac{1}{3} U_d$; $\pm \frac{2}{3} U_d$; $\pm U_d$. (see Figure 44).

The suitably staggered control of the valve devices gives at a four level converter phase-to-phase voltages with seven different voltage levels for the entire inverter system (see A.3.2).

This FC technology is not limited to 4 levels. Six or more levels are possible but normally not applied because of economic reasons. The more the number of levels used the better is the

approach to the sinusoidal waveform and the lower is the dv/dt-stress for insulation systems of wound inductive components (e.g. transformers).

As the voltage steps of a four-level AIC related to d.c.-link voltage are only 30 % of a comparable two-level AIC and because the achievable input voltage is three times as much, the generated current distortion has a mean amplitude value of roughly 10 % of a two-level AIC with the same valve device switching frequency (see A.3.1).

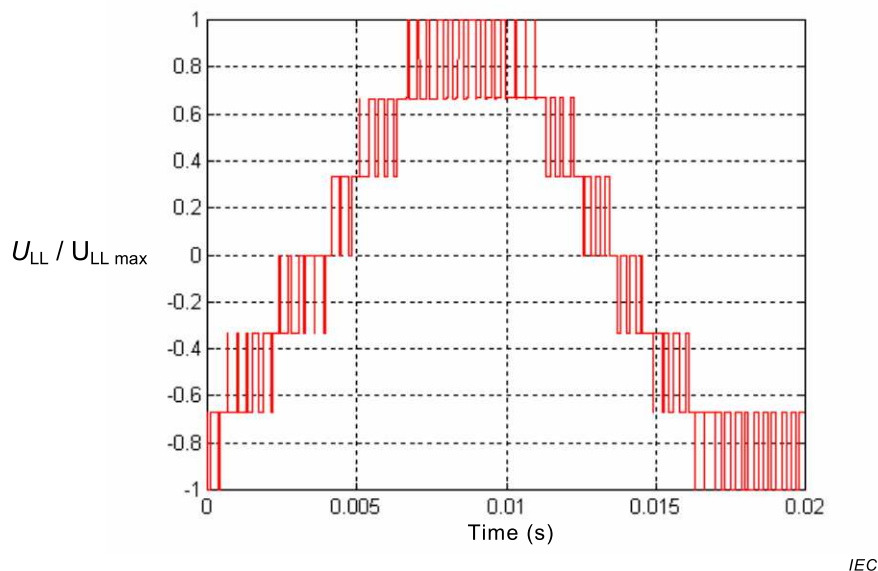


Figure 44 – Typical curve shape of the phase-to-phase voltage of a multi-(four)-level AIC

8.2 Power control

In comparison to two- and three-level converters only the following differences have to be taken into account when referring to Clauses 5 and 6.

- The visible resulting pulse frequency at the output increases with the number n of levels, while the switching frequency of the semiconductor valve devices remains constant. This leads to a better dynamic performance and an increased frequency range for desired (controllable) harmonics. Undesired (not controllable) distortion starts at higher frequencies.
- The voltage steps are reduced leading to smaller capacitive currents (reduced stress for any filters, connected cables and capacitors).
- Multilevel converters are normally used only if high power, high voltage and very low distortion is required.

By using suitable semiconductors (IGBTs) with a maximum blocking voltage of about 3 kV which are commonly available on the market, the rated output power ranges between 0,3 MVA and 3 MVA for air-cooled versions and 2 MVA up to 5 MVA for water-cooled versions, with output voltages of approximately 2,4 kV to 4,2 kV.

Due to the increased switching losses of the semiconductor valve devices for high power and high blocking voltages, the pulse frequency for high power AIC has to be reduced considerably compared with low power systems (two levels). Additionally it has to be considered that the effective visible switching frequency of the a.c. voltage of such a system is three times higher than the pulse frequency of each valve device (for example 1 kHz switching frequency of each valve device results in a 3 kHz switching frequency at the output).

8.3 Dynamic performance

Digital control tasks of such AICs are normally handled by high performance microprocessor units in multi-tasking mode with sampling times shorter than 1 ms.

The controller features short response times and permits flexible adaptation to the different requirements through the use of suitably optimised pulse patterns.

8.4 Power supply network distortion

From the point of view of distortion, the multilevel PWM AIC based on 4 levels have the following characteristics.

- The lowest distortion frequency which occurs is the effective pulse frequency of the converter output voltage. The distortion level for the voltage on the IPC, without additional filter, is approximately 5 % (an example is shown in Figure 45).
- Integer multiples of the pulse frequency occur additionally but with much smaller amplitudes. The amplitude of the current distortion for the pulse frequency resulting from this voltage distortion depends on the transformer impedance, the network impedance and the pulse frequency, is fairly independent from the load and virtually negligible (2 %). If necessary the distortion can be decreased by using additional filters.

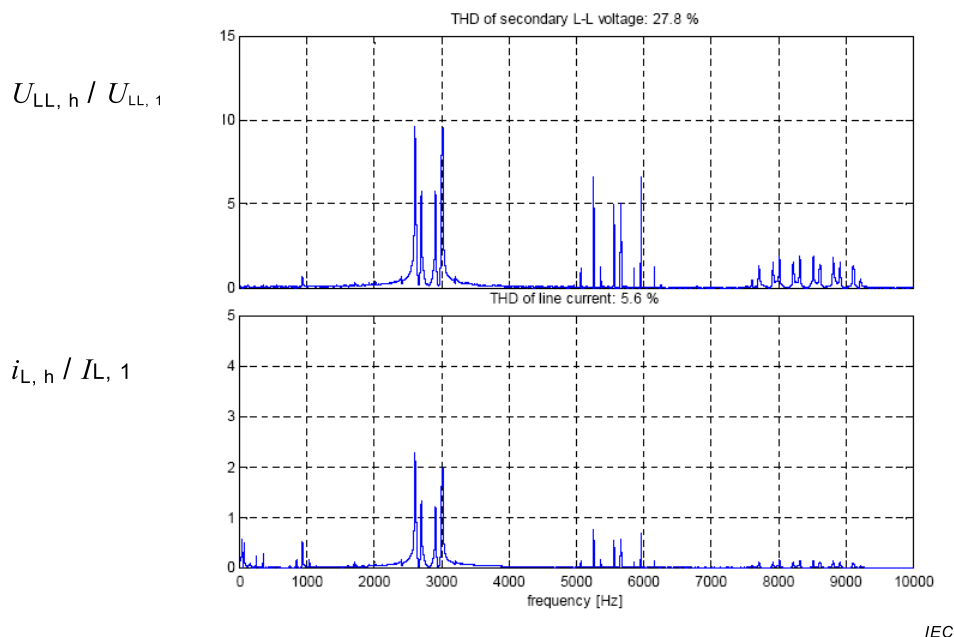


Figure 45 – Distorting frequencies and amplitudes in the line voltage (measured directly at the bridge terminals in Figure 25 and the line current of a multilevel (four) AIC (transformer with 10 % short-circuit voltage)

8.5 Availability and system aspects

This type of converter is used for high power applications in all branches of industry where the high dynamic of the AIC is required. Marine applications and network distribution systems (e.g. because of the excellent capability to perform active energy management (AEM) and active harmonic control) are typical examples for that.

The efficiency of such high performance system exceeds 96 %.

9 Characteristics of a F3E AIC of the Voltage Source Type

9.1 General function, basic circuit topologies

The topology of a F3E AIC consists of a fundamental frequency front end or so-called F3E-AIC connected to a load (see Figure 46).

The F3E AIC consists of a standard diode bridge with antiparallel connected IGBTs. If the current flows in the direction of the load (e.g. a PWM motor inverter) it goes through the diodes. If the current flow is in the direction of the power supply network it goes through the IGBTs.

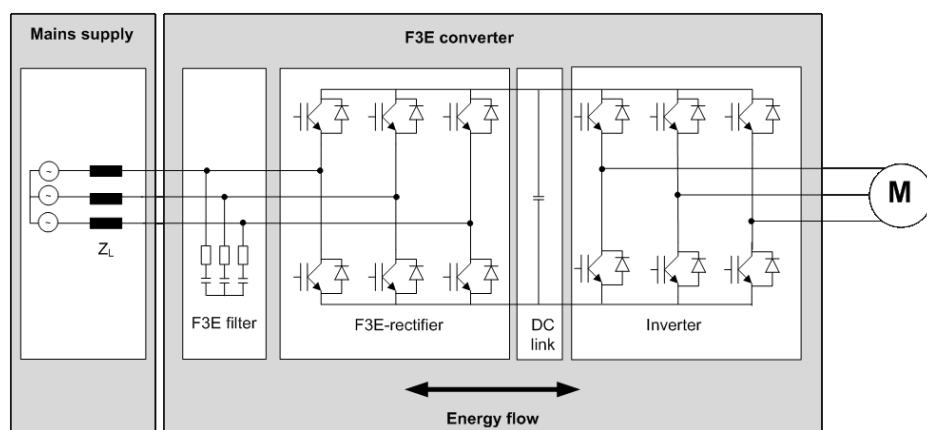
The switching of the IGBTs is synchronous to the current flow in the respective antiparallel connected diodes and therefore very simple. Rectangular current pulses with duration of half the power supply network frequency period are achieved with low switching losses.

The topology of a F3E AIC consists of a fundamental frequency front end or so-called F3E-AIC connected to a load (see Figure 46).

The d.c.-link capacitor is basically replaced by an a.c. line side filter, designed to limit the voltage distortion caused by the PWM currents of the inverter stage as shown in Figure 46.

Compared to the standard PWM inverter topology with diode rectifier, braking chopper and electrolytic d.c.-link capacitors three major advantages, energy regeneration to power supply network, lower harmonics – nearly no inductors necessary, extended lifetime compared to a converter with electrolytic d.c.-link capacitors shall be noted. However the output voltage of the inverter might be slightly reduced and needs higher pulse frequencies and control effort for the connected PWM inverter and there may be some power losses in the F3E filter resistors.

From practical experience it has been shown that in many cases only small additional power supply network side inductor is necessary to protect other equipment, fed by the same supply system, against voltage distortion caused by the F3E AIC.



IEC

Figure 46 – Topology of a F3E AIC

Compared to a standard PWM converter with diode rectifier two major differences are obvious. In the case of power drive systems braking chopper and resistor are replaced by an F3E-AIC. The capacitors sourcing the PWM current of the inverter stage, move from d.c.-link to a.c. power supply network are of much smaller ratings and can therefore be changed from an electrolytic to a.c. metallised foil type capacitors.

9.2 Power control and line side filter

The line side filter is necessary to serve as a low-inductive source for the PWM currents of the output inverter stage and to limit the voltage distortion caused by these currents.

To avoid resonance problems the filter has to be damped by series resistors (see Figure 47). The effect of the filter can be demonstrated with a simple equivalent circuit representing the power supply network reactance Z_L , the filter capacitance C , the damping resistors R and the exciting a.c. current source $i(t)$.

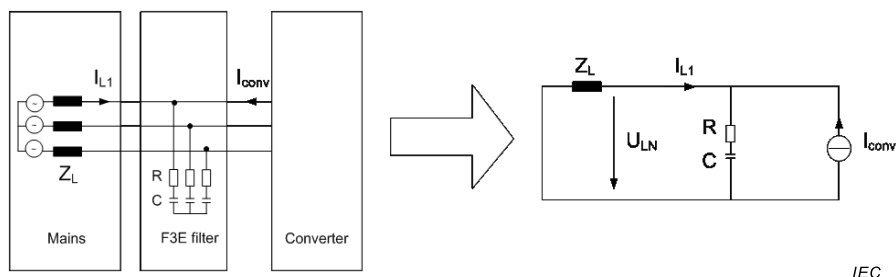


Figure 47 – Line side filter and equivalent circuit for the F3E-converter behaviour for the power supply network

The current transfer function $G(f)$ depends upon the power supply network impedance. Here the power supply network impedance was supposed to be purely inductive. To normalise the reactance to the rated power of the converter the term R_{SCE} has been introduced in literature and standards (see definitions 3.24 to 3.26).

$$G(f) = i_{L1} / i_{conv} \quad (10)$$

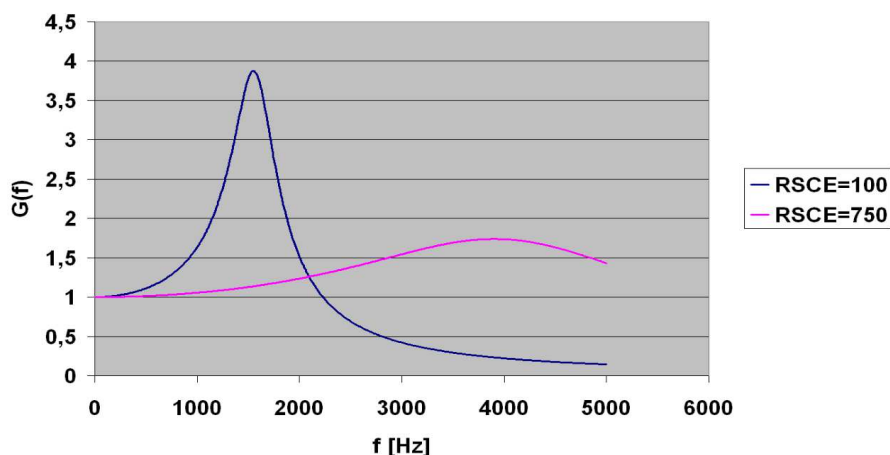


Figure 48 – Current transfer function together with $R_{SCE} = 100$ and $R_{SCE} = 750$ and a line side filter: $G(f) = i_{L1} / i_{conv}$

The higher the value of R_{SCE} , the lower the value of the power supply network impedance. In Figure 48 the current transfer function $G(f)$ for two different R_{SCE} values has been calculated.

At a switching frequency of for example 4 kHz the PWM current ripple will be attenuated by a factor of 5 in case of $R_{SCE} = 100$, where in case of $R_{SCE} = 750$ it will be increased. This has to be considered and may affect other equipment.

Therefore the main focus should not be on the current, but on the voltage distortion caused by the current. To calculate this voltage distortion, one has to consider the current amplitude as well as the power supply network impedance.

$$U_{LN,h} = Z_L * I_{L,h} \quad (11)$$

Figure 49 shows how the power supply network voltage distortion changes with power supply network impedance, normalized to filter impedance.

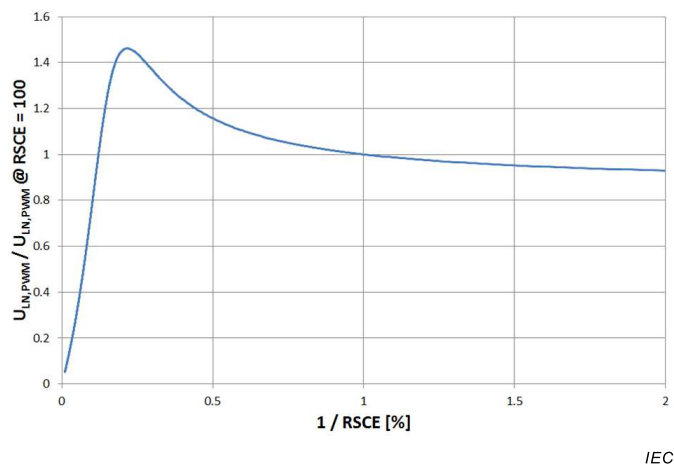


Figure 49 – PWM – voltage distortion over power supply network impedance for F3E-infeed including power supply network side filter

As expected from an ideal voltage source with no impedance, there is no voltage distortion – the result will be a clean, ideal sinusoidal waveform. No other equipment connected to this power supply network might be influenced.

In the resonance point the highest voltage distortion occurs. The filter should be designed so that this value is adapted to the PWM voltage distortion values of a general AIC.

Figure 50 shows the power spectrum of a 75 kW F3E-converter with the fundamental current being 116A (r.m.s. value) and a PWM-frequency of 4 kHz. The scaling is 2 kHz/div and 1,25 A/div.

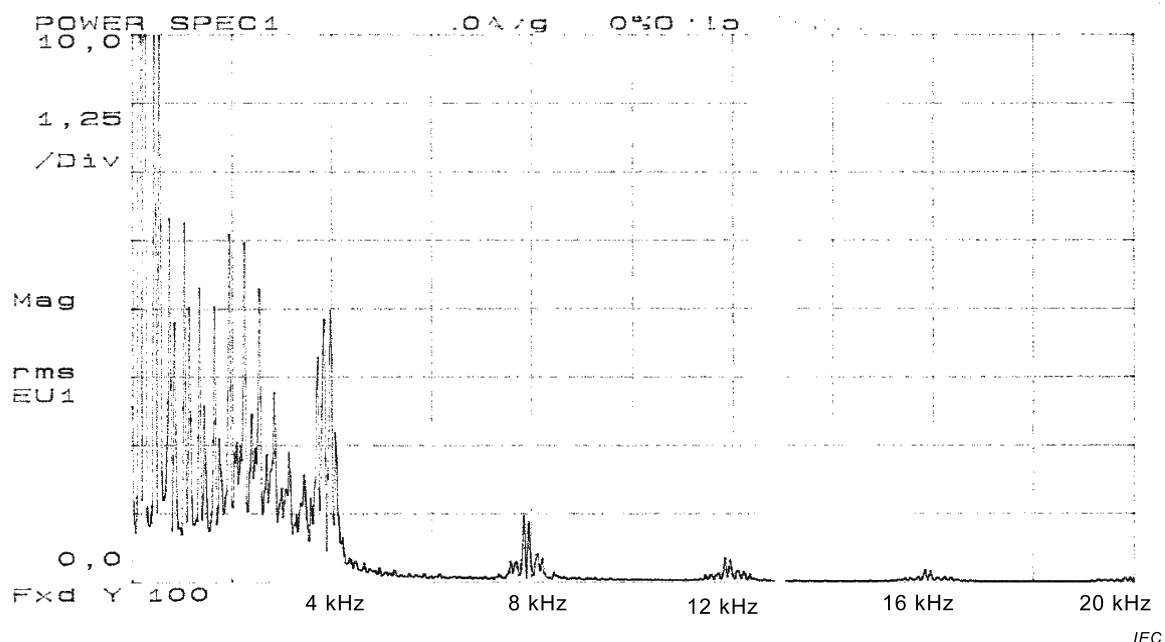


Figure 50 – Input current spectrum of a 75kW-F3E-converter

9.3 Dynamic performance

In case it is used as the infeed of a PDS, the dynamic behaviour of the PDS is not influenced at all by the F3E-AIC.

9.4 Harmonic current

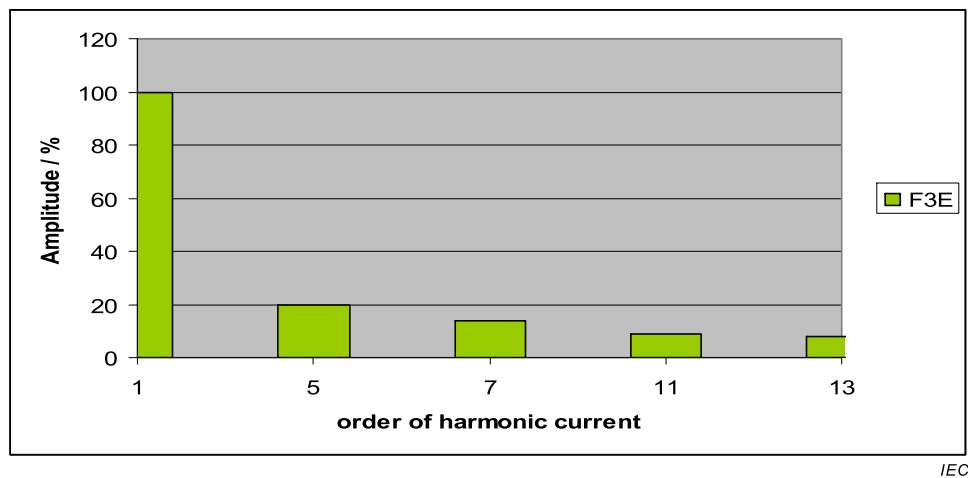


Figure 51 – Harmonic spectrum of the input current of an F3E-converter with $R_{SCe} = 100$

Figure 51 shows the typical harmonic spectrum of the input current under condition $R_{SCe} = 100$. With an F3E-Infeed the harmonic content represented by most significant harmonics influences can be reduced considerably (in case on the fifth harmonic down to less than 25 %).

10 Characteristics of an AIC of Voltage Source Type in Pulse Chopper Topology

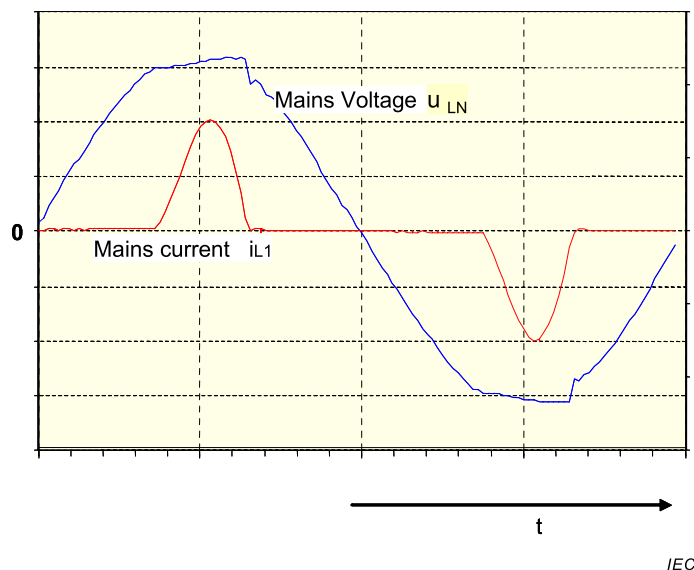
10.1 General

Many of the pulse choppers cannot control reactive power but they are operated at unity power factor and their current waveforms are sinusoidal. Therefore they are dealt as being an AIC.

10.2 General function, basic circuit topologies

Caused by a high population of single phase bridge fed electronic loads (TV-sets, power supplies of generic household and office equipment), with capacitive smoothing at the d.c. side, the voltage distortion of the power supply network is stressed towards mainly the 3rd and 5th harmonics.

This results from an arithmetic superposition phenomenon of all capacitive loading currents of all single phase equipment simultaneously (see Figure 52), which happens when the phase voltage reaches its periodical maximum.



NOTE The current waveforms of many units are similar and the effect on the power supply network is multiplied.

Figure 52 – An illustration of a distortion effect caused by a single phase converter with capacitive load

In order to improve this situation economically, mitigation methods are contemplated by the manufacturers of such products.

One commonly applied solution is based on the topology of so-called AIC Pulse Choppers. AIC Pulse choppers are PWM converters with a.c. power supply network input and d.c. or a.c. output. There are different variants of the pulse chopper according to the application. The AIC topology for a.c. to a.c. conversion is shown in Figure 53. These are normally used for power supplies and also known sometimes as "Power Factor Controllers".

The AIC pulse chopper controls the amplitude of the output voltage by means of pulse width modulation. Bidirectional and reverse blocking power semiconductors in the forward and freewheeling path are necessary. Because of the lack of these elements they are actually composed of a combination of power transistors and power diodes.

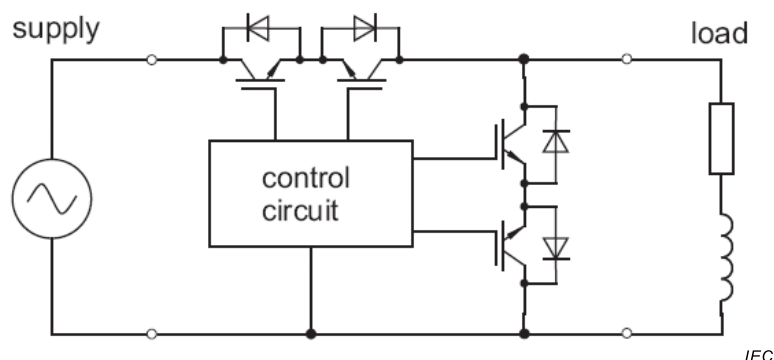


Figure 53 – a.c. to a.c. AIC pulse chopper, basic circuit

In operation the a.c. to a.c. converter circuit switches the sinusoidal a.c. power supply network voltage to the output a.c. side for a defined part of the PWM period in every pulse period.

Thus, for each PWM period the output voltage can be controlled between zero and the actual, sinusoidal time dependent power supply network voltage. As the load usually has an inductive component, the output or load current is moderately smoothed. The current shape depends on the PWM method. For steady state conditions, a constant modulation index can be assumed which leads to a sinusoidal voltage (sliding mean value) and sinusoidal current, both at mains frequency, with superimposed distortion at switching frequency.

Nevertheless, in dynamic operation the modulation index varies depending on the control. AIC pulse choppers generally operate with a switching frequency between 2 kHz and 10 kHz.

The use of an AIC pulse chopper instead of a thyristor phase angle controlled circuit is recommended for single phase applications if the power supply network harmonics are too large (the maximum of the third, fifth and seventh harmonic is already reached).

10.3 Desired non-sinusoidal line current

As the output voltage can be controlled with the PWM, it is possible to control specified harmonics desired for example, to compensate existing power supply network low order harmonics.

10.4 Undesired non-sinusoidal line current

AIC pulse choppers generate distortion on the power supply network side with a frequency of the pulse frequency, its sidebands and integer multiples. As a result some filtering elements might be included in the topology in order to mitigate the effect on the power supply network.

Not only the switching frequency is important; also the current and voltage slopes of the switching have to be taken into account.

The filter is often integrated in the AIC pulse chopper. The application and the design of the filter depends on the intended use in public or industrial power supply networks.

10.5 Reliability

A high reliability is expected, because the AIC pulse choppers are short-circuit-proof.

10.6 Performance

AIC pulse choppers are applicable for compensation of harmonics. Conventional power controllers have not until now been able to replace an auto transformer in boost-circuits. This is only possible with AIC pulse choppers with a controlled free-wheeling arm.

10.7 Availability and system aspects

The forward conduction losses arise in one active switch and the series diode and, during freewheeling, in the freewheeling diode (d.c. load) and additional active switch (for a.c. loads). So, compared to thyristor controlled rectifiers for d.c. loads, higher losses will occur. The losses are dependent on the load (impedance, transformer and boost).

11 Characteristics of a two level PWM AIC of current source type (CSC)

11.1 General

Current source type PWM AICs convert d.c. currents to three phase a.c. currents that are fed into the electrical power supply network or vice versa.

Full four quadrant operation of the electrical power supply network side quantities (voltage and current) is possible to fully control all types of apparent power, active and reactive.

11.2 General function, basic converter connections

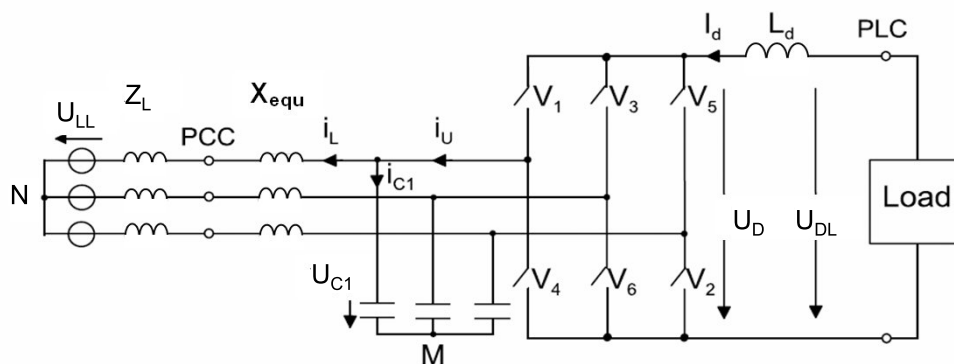
A typical converter connection for a three phase current source PWM AIC is given by Figure 54.

The converter consists of three phase legs containing two switching devices i.e. power semiconductors. This current source AIC is connected to the electrical power supply network via a filter that most commonly consists of an inductor additional to the electrical power supply network impedance and of filter capacitors as required by this special converter topology.

At the d.c. side the converter is connected to a d.c. inductor for current smoothing and short time energy storage. At the d.c. terminals either an active or passive load can be connected.

Due to the special properties of this circuit, negative voltages can occur at the semiconductors which therefore have to be fully reverse blocking or otherwise diodes in series with the switching devices are to be added.

For medium to high power converters being applied in the industry reverse blocking Gate-Turn-Off Thyristors (GTOs) are commonly used.



IEC

Figure 54 – Illustration of a converter topology for a current source AIC

The current source converter is characterized by a step up behavior of the voltage towards the direction of the power supply network. While feeding power into the power supply network with a fixed voltage the mean value of the d.c. voltage U_d may assume values between zero and the amplitude value of U_{C1} of the power supply network filter capacitor.

The pulse width modulation of current source type AIC is very similar to that of the VSC, see references [25] to [28]. The a.c. side converter current consists of pulses of the d.c.-side current as can be seen in Figure 55 for a high frequency PWM converter.

They show a similar outline as the a.c. side line to line voltages of a VSC. The pulsed a.c. side converter current is smoothed by the LC filter yielding an almost sinusoidal electrical power supply network current waveform that is only superimposed by a small ripple.

The d.c. voltage U_d is composed of periodic pulses of all line to line capacitor voltages, being sectional switched to the d.c. side.

High power applications commonly use low switching frequencies of the semiconductors (typically from 300 Hz up to 1 000 Hz). Optimized pulse patterns are commonly calculated offline in order to eliminate specific harmonics.

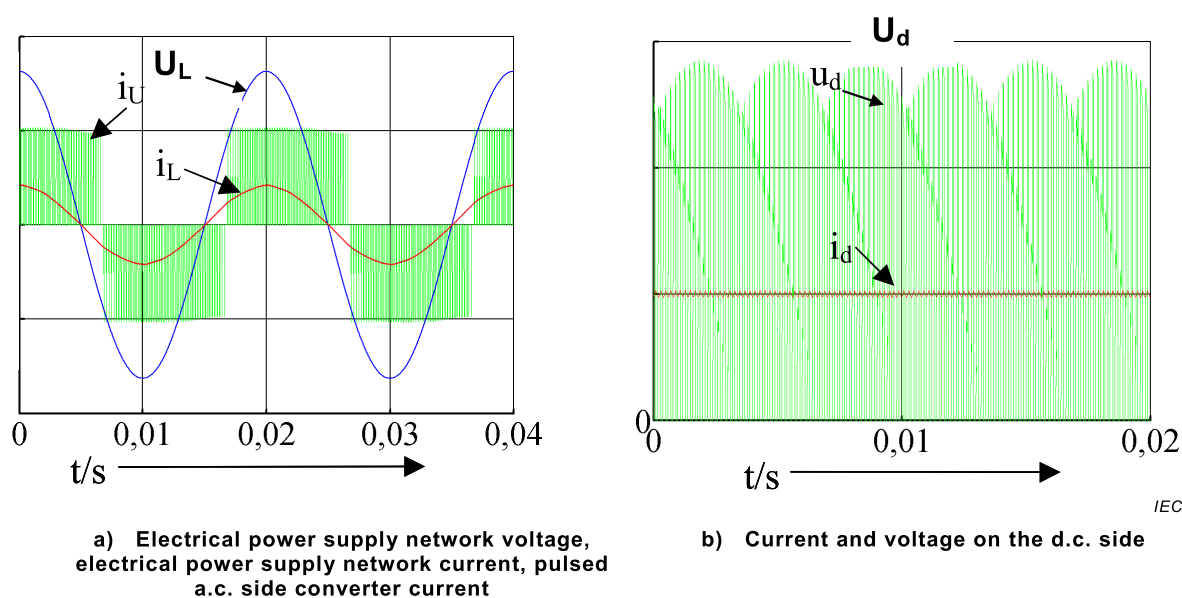


Figure 55 – Typical waveforms of currents and voltages of a current source AIC with high switching frequency

11.3 Power control

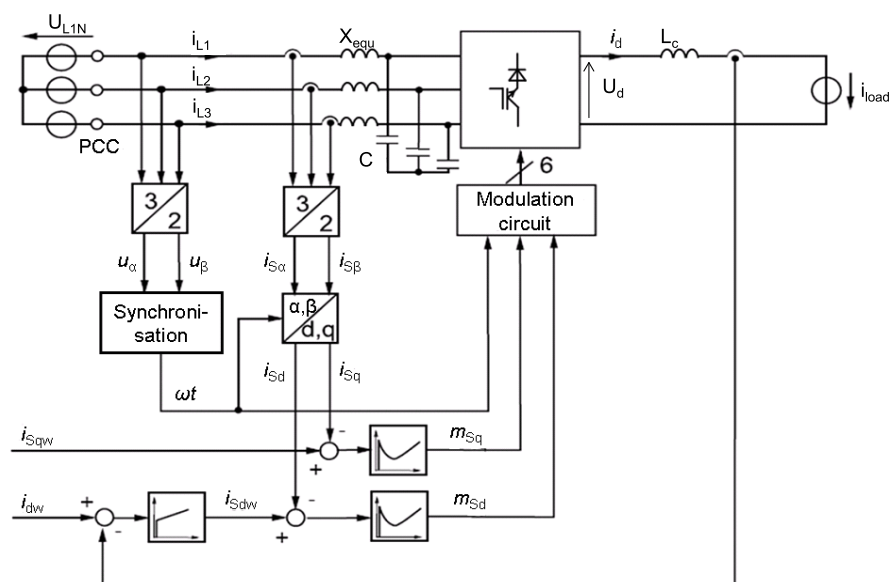
The a.c. side control structure usually features a cascaded control structure with the inner control loop controlling the electrical power supply network current and the outer one controlling the power. The control of the current components can be realized similar to field oriented control for three phase a.c. machines.

As the a.c. side LC filter represents an oscillatory system it is recommended to implement damping functions (actively or with a subordinate capacitor control circuit [29] to [31]).

The control scheme (see Figure 56) is very similar to that of a VSC system. The superimposed d.c.-link current control replaces the d.c.-link voltage control, and the controlled modulation of the power supply network side converter currents is used instead of modulation of the voltages.

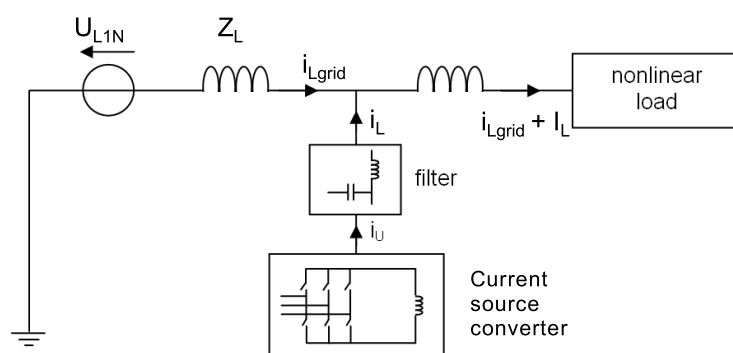
Conduction and switching losses in the power semiconductor devices are about the same as in VSCs and three to four times of the losses of a three phase diode bridge rectifier, [34].

For high power AICs an efficiency of 97,5 % to 98,5 % including the losses of the necessary passive elements can be achieved. If additional series diodes are required for a CSC with non-reverse blocking devices, the conduction losses and thus the overall losses may be higher than in the VSC.



IEC

Figure 56 – Typical block diagram of a current source PWM AIC



IEC

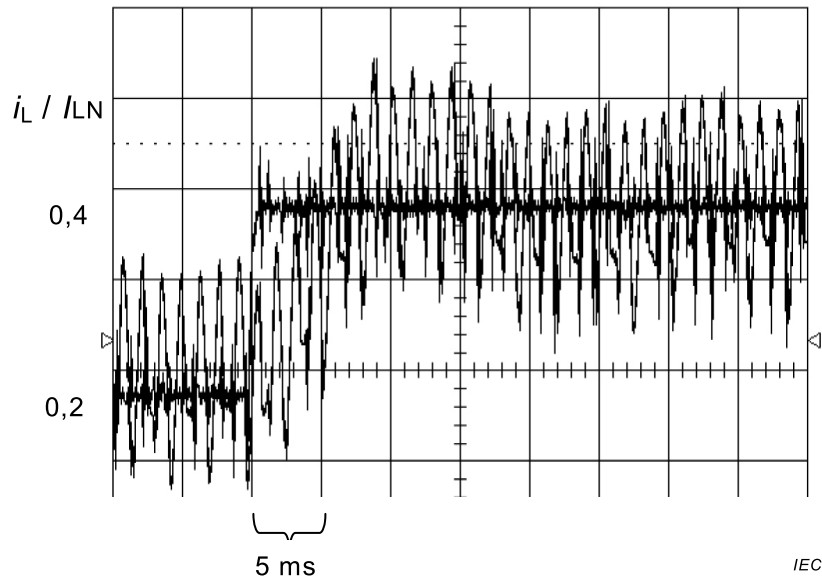
Figure 57 – Current source AIC used as an active filter to compensate the harmonic currents generated by a nonlinear load

In case of high pulse frequency, the current source converter possesses real active filter capability for a wider range of harmonics. Figure 57 shows a possible connection for a shunt active filter featuring a current source converter. The current reference corresponds to the harmonic content of the electrical power supply network current that should be compensated. The current i_L is controlled in such a way that the harmonics in current i_{Lgrid} are controlled down to zero.

11.4 Dynamic performance

The control performance is characterized by high dynamics.

Figure 58 shows the performance of a realized current source AIC for a step response of the current.



NOTE I_{LN} equals the rated current of the AIC.

Figure 58 – Step response (reference value and actual value) of current source AIC with low switching frequency [33]

11.5 Line current distortion

Current source AICs are used in the medium and high power range with GTOs and thus with low switching frequencies. If asynchronous PWM is used, only low distortion in the range of the pulse frequency is typically present. However, by using optimized synchronous pulse patterns for selective harmonic elimination [28], [32], this a.c. side low frequency distortion can be further decreased. In both cases, distortion near the resonance frequency of the filter have to be avoided.

Attention should be paid to the harmonics already existing in a distorted electrical power supply network which may cause resonances of the filter and may additionally distort the electrical power supply network current.

11.6 Operation in active filter mode

The current source PWM AIC can be controlled in a way to compensate selected low frequency harmonics present in the a.c. electric power supply network and/or to avoid selected low frequency harmonics.

This can be done by suitable pulse width modulation or by control of the harmonics. For example in the case of medium and high power GTO converters by means of synchronous PWM with optimized pulse patterns. This can be realized similarly to the VSC [28]. The maximum harmonic order that can be eliminated depends on the pulse frequency.

11.7 Availability and system aspects

The current source AIC is used in industrial applications for current source converter PDSs. As such it can be used as an alternative to line commutated thyristor converters. The application of such drives is in the range of medium to high power above 1 MW and at voltages above 1 kV.

Annex A (informative)

A.1 Control methods for AICs in VSC (Voltage Source Converter) topology

A.1.1 General

Several control methods exist. Some are time-domain methods, partly instantaneous, based, e.g., on the original instantaneous p-q-theory or on the so-called FBD-theory. Others use filters or sliding integration over a period to generate quasi-stationary control signals out of the above-mentioned instantaneous quantities. Other control schemes apply frequency-domain techniques, either based on FFT algorithms, treating all harmonics simultaneously, or on the determination of selected frequencies.

A.1.2 Considerations of control methods

Amongst PWM-based schemes also a line flux oriented control scheme is known: the indirect stator-quantity control (ISR)-based scheme guides the converter flux on a basically circular track curve. A reference voltage vector is calculated for each period of pulse frequency. This reference voltage is then realised using a PWM scheme. Many of the control schemes are based on a.c. machine control schemes, because the structure of the line and the structure of an a.c. machine are quite similar.

Another control scheme is similar to the direct self-control method (DSC) or direct torque control (DTC) that is commonly known to control electrical machines.

The supply network including the filter is treated in these cases like a big electrical machine and its estimated torque and flux (often referenced as "virtual") are controlled by hysteresis control.

The torque reference is produced by the d.c.-link voltage control and the flux magnitude reference is calculated from the reactive power or reactive current reference.

It is also possible to estimate the active and reactive power of the AIC and control these directly with hysteresis control.

The advantage of synchronous pulse patterns results from the property of being synchronous to the line frequency. Stationary, all periods are identical. As a result, all harmonics are known and depend only on the pulse pattern. No interharmonics occur. Dynamic changes require carefully precalculated changes between the pulse patterns.

In case of PWM schemes the pulse pattern is generated automatically for steady-state and dynamic operating conditions. Reference values for fundamental and controllable harmonic components can easily be generated. The generated harmonics to be expected are known but can no longer be influenced. If the triangular reference of the PWM circuit is synchronous to the line frequency, no interharmonics are to be expected. Otherwise, interharmonics in the frequency region of generated harmonics are generated.

Line flux oriented pulse pattern generation schemes (DSR and DSC like) provide the advantage of quick dynamic reaction and optimum utilisation of switching, combined with reduced amplitudes of harmonics. However, harmonics leak from the sharp lines associated with fixed pulse patterns, leading to interharmonics. This effect can also be reached by modifying the base period of space vector modulation and PWM based pulse pattern generation schemes randomly. Then the pulse frequency is not constant, but varies slightly around its mean value. Such methods are known under the name of random PWM.

It is important to note that the total amount of distortion, measured as the r.m.s value of all components in a frequency band in the region of generated harmonics, is constant for all pulse pattern generation methods. It only depends on the mean value of the pulse frequency and on the actual d.c.-link voltage or current, respectively. The different methods for pulse pattern generation only shift the r.m.s value from one harmonic (or interharmonics) to another. In other words, the distribution of the undesirable signal components along the frequency axis is modified, not the total amount of undesirable signal components. Since, however, the line may contain resonances which vary from IPC to IPC and since other consumers may be more sensitive to one frequency component than to another, changing the distribution of the undesirable signal components along the frequency axis offers a method to solve EMC problems.

Special care should be taken concerning ripple control signals in the power supply network and time-transmission radio frequencies such as DCF77 (used for remote control clocks), because such signals may be interfered by some pulse patterns.

A.1.3 Short-circuit ride through functionality for decentralized power infeed with AIC

The increasing installation of distributed power generation systems affects the stability of electrical grids. Apart from pure energy feed-in, the distributed power systems are required to provide grid service functions that have been delivered so far by central large-scale power plants. Among these function is supplying reactive power for clearing temporary grid faults up to short-circuits. This is also true for asymmetric failures like single ground faults.

In such situations – in contrast to motor-side inverters of typical electrical machine applications – the AICs should keep stable controlled power generation and should not disconnect from line for a given fault-ride-through-time.

The precise technical requirements are defined within the individual grid-codes of countries and network operators.

A.1.4 Fault ride through mode

A.1.4.1 General

The demand for riding-through line faults with simultaneously generating a defined supporting power to the network sets new tasks for the control of the active infeed converters which exceed the regular operating conditions.

A.1.4.2 Special requirements for AICs in PWM mode

With voltage injecting converters using pulse-width-modulators a current impressing operation mode has to be realized. Thereby, the phase currents can be controlled, even when step changes of line voltage amplitudes or of the phase angle occur.

For regular operation conditions a digital current controller with PWM cycle time is adequate for controlling AIC line currents. In the case of step line changes which can also comprise varying line impedance the AIC currents may exceed maximal converter current within one controller cycle. Using an additional current injecting modulator the required current set point is realized with a minimal number of additional switching operations.

Figure A.1 shows the fundamental logical connection of both modulation principles with the resulting switching commands m_g for phase R.

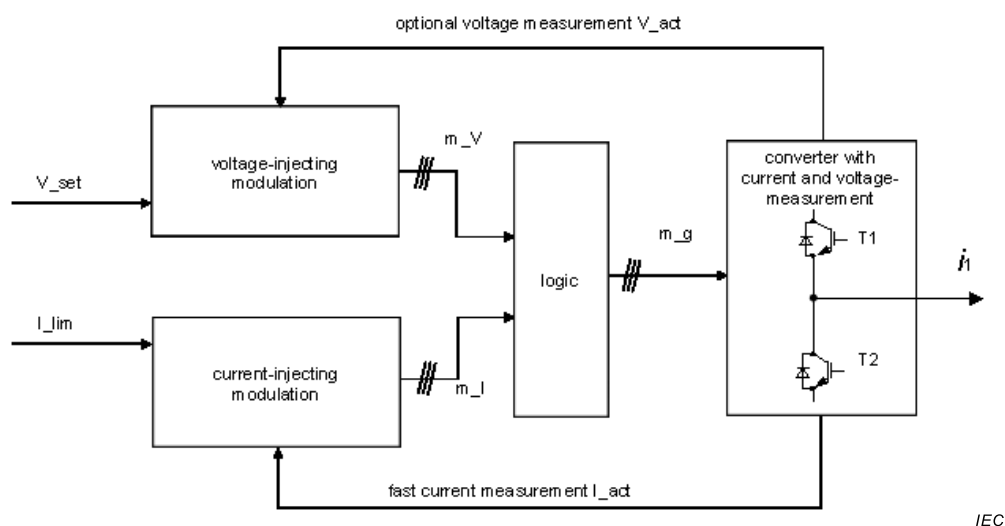


Figure A.1 – Principle sketch for combined voltage- and current-injecting modulation example for phase leg R

Table A.1, Table A.2 and Table A.3 show the resulting switching commands for the different operating conditions. Corresponding control rules are applied for all legs of the bridge topology.

Table A.1 – Condition state 1: positive current limit reached, transistor T1 is switch-off to reduce the current

Current range	Switching command I-injection m_I	Switching command V-injection m_U	Combined switching command (m_U and m_I)
$i_1 \geq I_{lim_lev}$	$T_{1_I} = 0$ $T_{2_I} = 1$	T_{1_U} from PWM T_{2_U} from PWM	$T_1 = (T_{1_I} \text{ and } T_{1_U}) = 0$ $T_2 = (T_{2_I} \text{ and } T_{2_U}) = T_{2_U}$

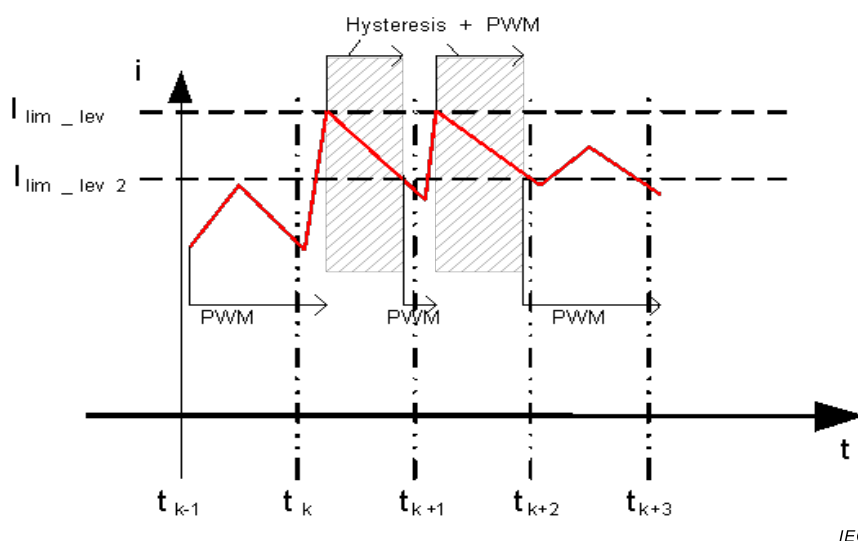
Table A.2 – Condition state 2: negative current limit reached, transistor T2 is switch-off to reduce the current

Current range	Switching command I-injection m_I	Switching command V-injection m_U	Combined switching command (m_U and m_I)
$i_1 \leq I_{lim_lev-}$	$T_{1_I} = 1$ $T_{2_I} = 0$	T_{1_U} from PWM T_{2_U} from PWM	$T_1 = (T_{1_I} \text{ and } T_{1_U}) = T_{1_U}$ $T_2 = (T_{2_I} \text{ and } T_{2_U}) = 0$

Table A.3 – Condition state 0: current in phase R within tolerance range, pure voltage injection active (e.g. with PWM)

Current range	Switching command I-injection m_I	Switching command V-injection m_U	Combined switching command (m_U and m_I)
$I_{lim_lev2-} < i_1 \wedge$ $\wedge i_1 < I_{lim_lev2}$	$T_{1_I} = 1$ $T_{2_I} = 1$	T_{1_U} from PWM T_{2_U} from PWM	$T_1 = (T_{1_I} \text{ and } T_{1_U}) = T_{1_U}$ $T_2 = (T_{2_I} \text{ and } T_{2_U}) = T_{2_U}$

An example of the line currents at the AC input of the AIC during a voltage dip is shown in Figure A.2.



IEC

Figure A.2 – Example for controlled phase current during a voltage dip at the power supply network using hysteresis plus PWM control

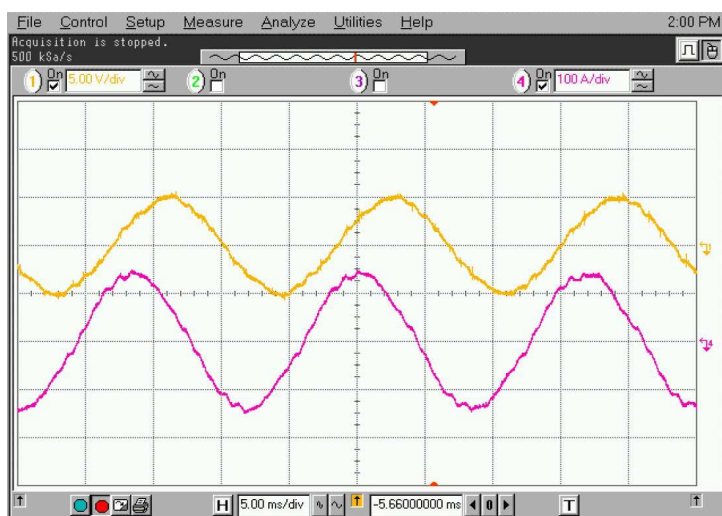
A.2 Examples of practical realized AIC applications

A.2.1 AIC of current source type (CSC)

Figure A.4 shows the power semiconductor current in a realized case. Here, synchronous PWM with selected harmonic elimination is applied. The number of pulses per period is 7; pulse frequency is equal to 350 Hz.

Because of the two stage a.c. side filter inherent to the system the pulse shaped converter currents are strongly filtered. Thus the current fed into the supply network is almost sinusoidal, see Figure A.3.

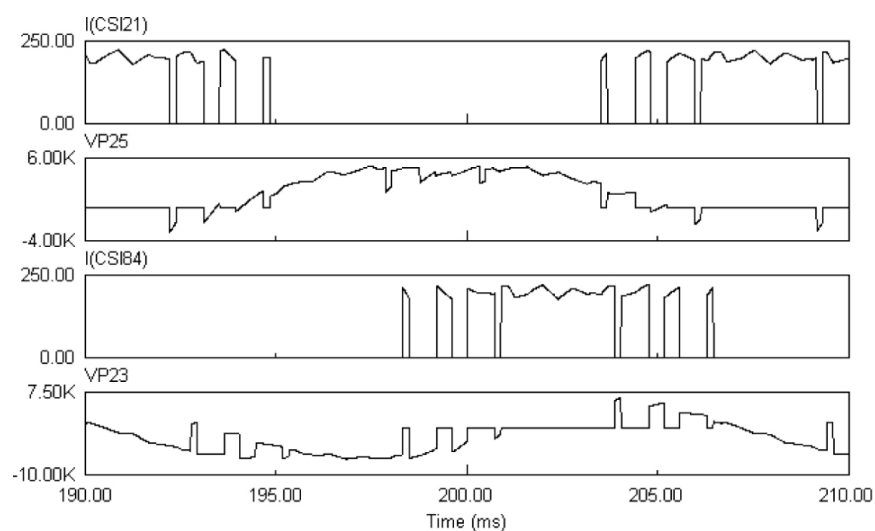
Realized nominal power 1 MW, supply voltage 4 160 V.



IEC

Top: electrical power supply network voltage 6 000 V/div;
Bottom: electrical power supply network current 100 A/div

Figure A.3 – Typical waveforms of electrical power supply network current and voltage for a current source AIC with low switching frequency [33]

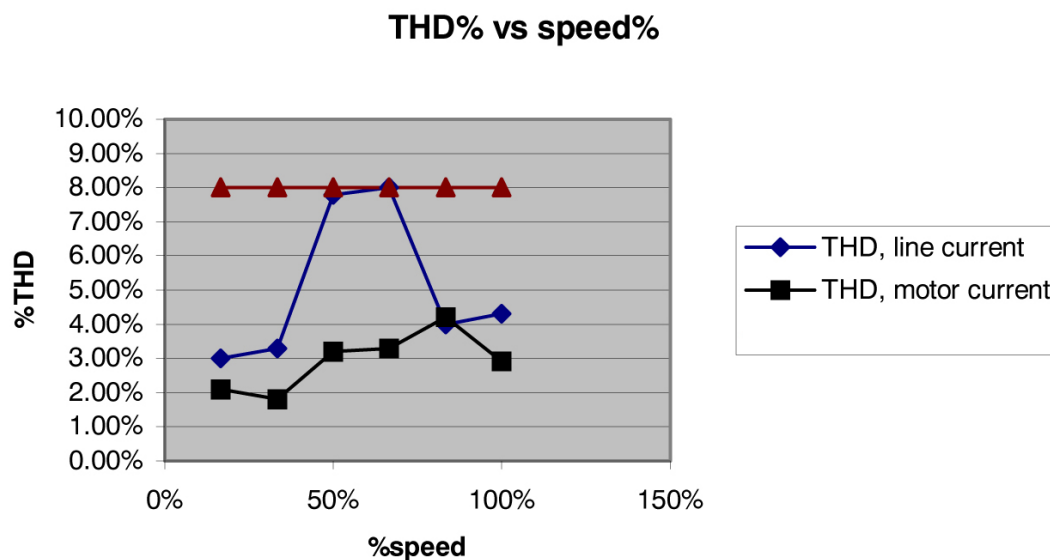


IEC

Top to bottom: valve device current and valve device voltage of machine side converter, valve device current and valve device voltage of active feed in converter (measurement for $SC_{MVA} = 38$, normalized to full load current)

Figure A.4 – Currents and voltages in a (semiconductor) valve device of an AIC and a machine side converter both of the current source with low pulse frequency [33]

The electrical power supply network current shows sine shape with superimposed triangular pulsations and, owing to the filter greatly reduced harmonic content. Figure A.5 shows the total harmonic distortion (THD) for the active feed in converter current in a drive.



IEC

Figure A.5 – Total harmonic distortion of electrical power supply network and motor current [33] remains always below 8 % (triangles in straight line) in this application

A.2.2 Active infeed converter with commutation on the d.c. side (reactive power converter)

A.2.2.1 General function, basic topology

Self-commutated converters with forced commutation on the d.c. side can be realized as pure reactive power converters whereby their inductive or capacitive reactive power consumption can be arbitrarily varied.

For this purpose each arm of the bridge is equipped with switched valve devices with diodes connected in antiparallel (see Figure A.6) which enables the current to flow in both directions.

In contrary to converters with commutation on the a.c. side no current change from phase to phase of the infeed occur but the commutation takes place independently from the neighbour phase between the controlled and uncontrolled valve devices within each phase via the buffer capacitor C_B .

On the d.c. side only harmonic currents occur because the fundamental currents in the respective phases are totally deleted by mutual compensation. This kind of commutation presupposes that there is only a moderate reactance on the d.c. side while on the a.c. side a considerable reactance is required to limit the harmonic currents.

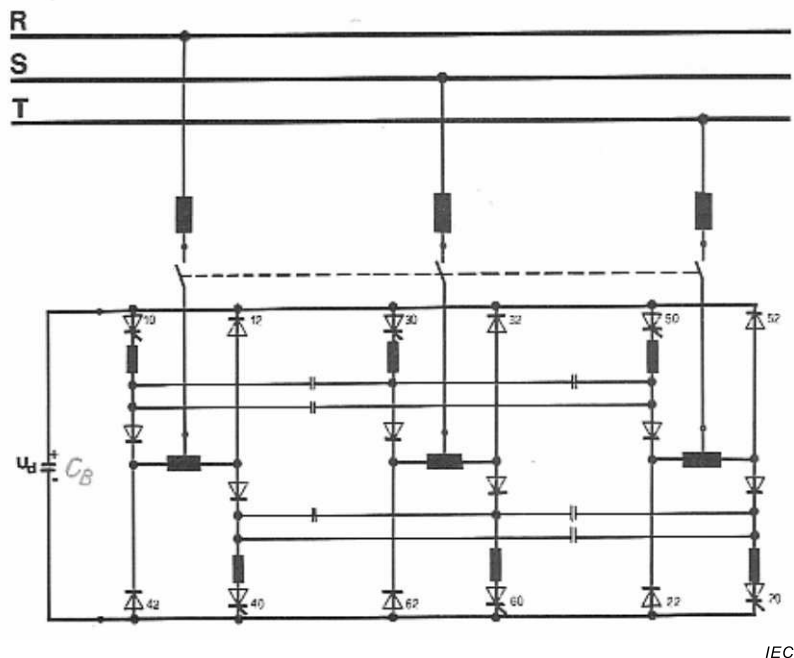


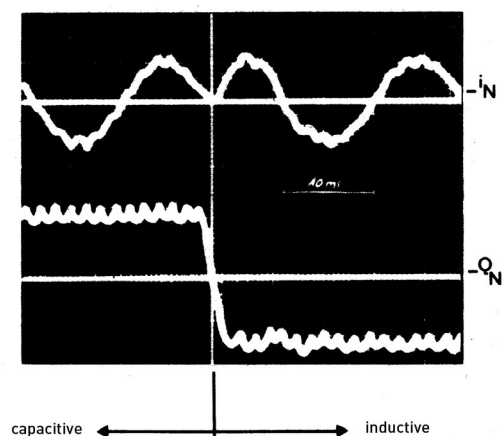
Figure A.6 – Basic topology of an AIC with commutation on the d.c. side (six pulse variant)

A.2.2.2 Power control

By small changes of the firing angle the flow of energy can be continuously controlled so that the fundamental power can lie in all four quadrants within a few milliseconds (see Figure A.7).

A.2.2.3 Dynamic performance

The outstanding dynamic performance of such kind of converter is shown in Figure A.7. The transition from the capacitive operating mode to the inductive one and inversely takes place rapidly with almost no time-delay when the reference value is changed accordingly.



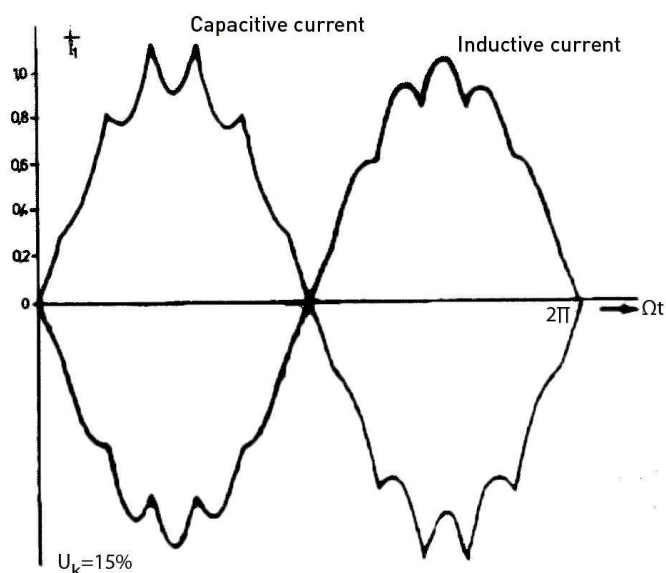
IEC

left: capacitive mode; right: inductive mode

Figure A.7 – Dynamic performance of a reactive power converter

A.2.2.4 Distortion of the power supply network

Because of its capability to supply both, inductive and capacitive power in a very short time the Reactive Power Converter is eminently suited for energy management in the power supply network up to several Mvars. In view of the harmonics no intermittent current is flowing on the a.c. side with almost sinusoidal waveform in both operating ranges (inductive and capacitive). Higher frequency distortion does not occur at all (see Figure A.8).



IEC

Figure A.8 – Line side current for a twelve pulse Reactive Power Converter in a capacitive and inductive operation mode ($u_{SCV, equ} = 15\%$)

The rationale of how the a.c. current waveform originates by the rectangular waveform of the converter on the one hand and the sinusoidal waveform of the power supply on the other hand are shown in Figure A.9.

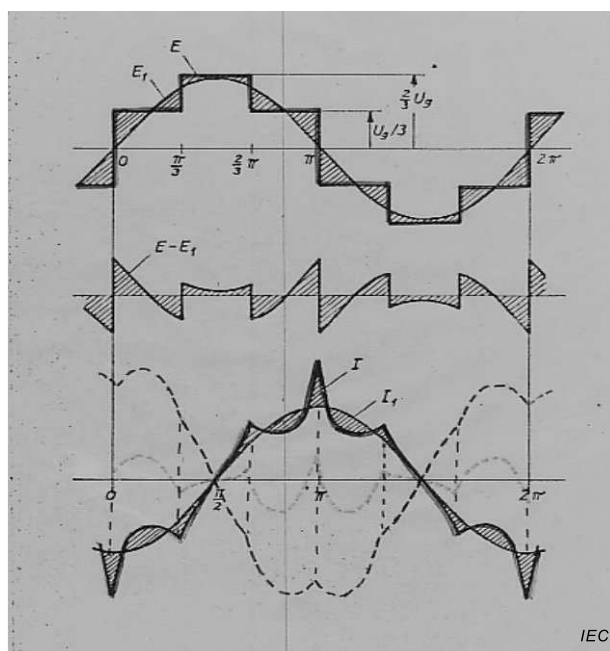


Figure A.9 – The origin of the current waveform of a RPC by the line voltage (sinusoidal) and the converter voltage (rectangular)

A.3 Details concerning two level and multi-level AICs in VSC Topology

A.3.1 Properties of active infeed converters (PWM) with different number of levels

Table A.4 gives a summary of main properties of two level and multilevel AICs in view of the output voltage waveform and the effects on the power supply network.

Table A.4 – Comparison of different PWM AICs of VSC topology

Property	Number of levels (L)					Remarks
	Generally	2	3	4	5	
Number of different potentials in the phase-to-phase voltage	$(2L-1)$	3 (0; +/- U_d)	5 (0; +/- $(1/2)U_d$; +/- U_d)	7 (0; +/- $(1/3)U_d$; +/- $(2/3)U_d$; +/- U_d)	9 (0; +/- $(1/4)U_d$; +/- $(1/2)U_d$; +/- $(3/4)U_d$; +/- U_d)	Referred to a d.c. line middle potential
Step size of the voltage waveform	$1/(L-1)$	1	1/2	1/3	1/4	Lower insulation stress
Max. achievable output voltage of the multi-level PWM converter compared to a 2-Level converter	$(L-1)$	1	2	3	4	Times referred to a d.c. line middle potential
Relative voltage distortion of the power supply network compared to the 2-Level converter.		1	1/2	1/3	1/4	– if Z_{mains} is kept constant
		1	1/4	1/9	1/16	– if R_{sce} is kept constant

A.3.2 Examples of typical waveforms of AICs

The following pictures show typical waveforms of the line to line voltage at the AIC input and the line current ($SCV_{\text{line}} = u_{SCV, \text{equ}} = 20\%$ at a switching frequency of 1 kHz).

Figure A.10, Figure A.11 and Figure A.12 are for qualitative illustration of three cases of PWM modulation schemes and different number of levels.

With higher levels, the approach to sinusoidal curve shape improves and the current ripple decreases.

In spite of showing different values for current and voltages the figures are comparable because they are nearly at the same power.

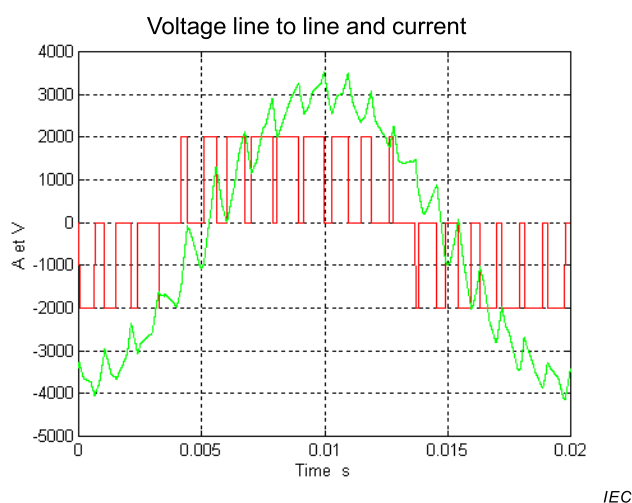


Figure A.10 – Two level topology with nominal voltage of maximum 1 200 V and timescale of 5 ms/div



Figure A.11 – Three level topology with nominal voltage of maximum 2 400 V and timescale of 5 ms/div

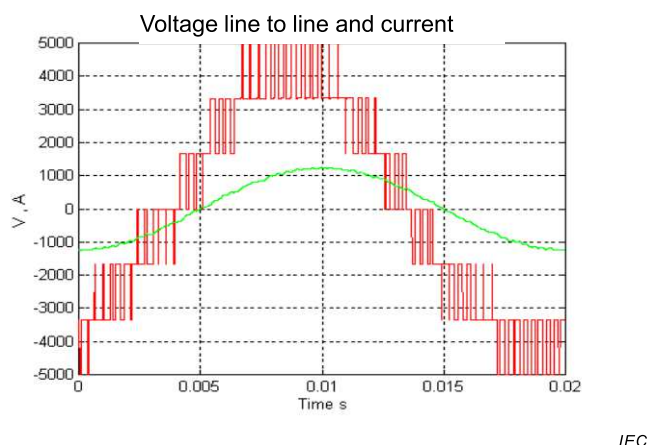


Figure A.12 – Four level topology with nominal voltage of maximum 3 300 V and timescale of 5 ms/div

A.3.3 Construction and realization

For lower output powers, the AICs might be incorporated in the housing of a power drive system or power supply network. Depending on the required power, the AICs might also be commonly designed and manufactured in a rack construction. They are designed as generic models which can be adapted by extension components to customer demands. The state of the art in realized output powers range from several kVA up to several MVA.

Cooling by air, water or air-water exchanger is possible.

The given data of a voltage source AIC in three level topology relate to a single construction in the 2006 market, i.e. without series or parallel connection and without the so-called tandem configuration.

Power range (limited through the semiconductor components):	7 MVA to 9 MVA
Maximum input voltage without transformer:	3,3 kV
Maximum output voltage:	3,3 kV
Usual rated current, r.m.s. value:	1 600 A
Cooling system, usually deionised water	

The given data of a voltage source AIC in multi-level topology relate to a single construction unit, i.e. without series or parallel connection and without the so-called tandem configuration.

Power range (limited through the semiconductor components):	0,3 MVA to 5 MVA
Maximum input voltage without transformer:	4,2 kV
Maximum output voltage:	4,2 kV
Usual rated current, r.m.s value:	1 000 A
Cooling system generally air and above 3 MVA deionised water	

A.4 Basic transfer rules between voltage and current distortion of an AIC

The voltage distortion depends on the voltage sharing given by the ratio of impedances Z_{equ} (expressed by $u_{\text{scv;equ}}$) to Z_L .

Provided this ratio is constant in the frequency range above 2 kHz

- the voltage distortion in the power supply network is almost independent of the pulse frequency, i.e. the amplitude of the voltage distortion does not change when the pulse frequency of the AIC is changed;
- just a small reduction of the distortion can be noticed at increasing frequency because of the non-proportional increase of the power supply impedance compared to the equipment impedance.

In comparison to the voltage distortion (Clause A.4) the characteristic of the current distortion of AIC is quite different. The impact of the most influencing parameters of the AIC as well as the supply system on the voltage and current distortion is illustrated in Figure A.13.

- The pulse frequency of the AIC plays a major role. The higher the frequency, the lower is the current distortion which is emitted to the power supply.
- At lower pulse frequencies the current emission may reach a comparatively high level although the voltage distortion in the network is acceptably low. This is especially the case if the power supply impedance is small compared to the equipment impedance and R_{sce} therefore is high.

Distortion	Pulse Frequency	R_{sce}	k_{zred}
$U_{LL, h}/U_{LL, 1}(U_{LN, h}/U_{LN, 1})$	small	big	big
$I_h / I_{L1} [\%]$	big	small	small

NOTE k_{zred} is the ratio of the power supply impedance according to 5.2.4 (95 % values) related to the frequency proportional extrapolated reference impedance according IEC 60725.

Figure A.13 – General influence of significant characteristics to the voltage distortion and current distortion

A.5 Examples of the influence of AICs to the voltage quality

AICs can be used to improve the quality of the power supply network voltage. The following case demonstrates a special application with low dynamic requirements of the controlled load; where even at weak power supply networks, exceptional filtering has been applied without any consideration to volume and cost of the filter (they may exceed the converter volume and cost).

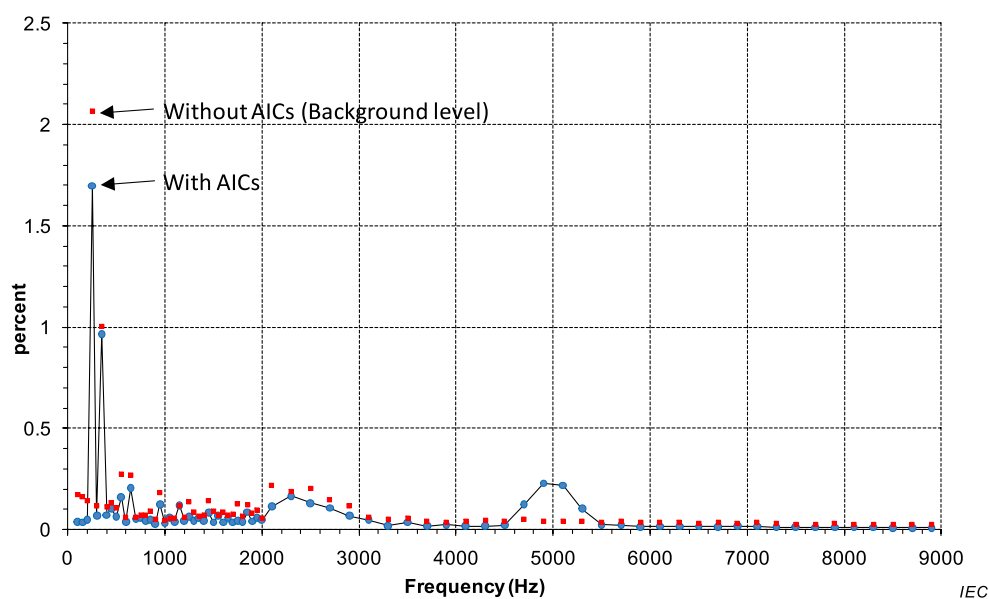
Four AICs with LCL filters and constant pulse frequency, each operating with an input current of 10 A, were connected at one point of coupling of a weak industrial network with a power supply network voltage of 400 V.

The short-circuit power of the 400 V supply was calculated to be 1,3 MVA and the rated current of each AIC was 93 A corresponding to 64 kVA power rating. Thus the R_{sce} for the four AICs together was about 5.

The damping of the LCL filter was realized by the AIC control in such a way that the impedance of the AIC was resistive up to about 1,5 kHz becoming inductive above that. However, no special harmonic cancelling algorithms were used.

The measured harmonic group voltage spectrum without and with AICs is shown in the Figure A.14. As can be seen, at least the tested AICs can significantly improve voltage quality in a wide frequency range. Without AICs the voltage THD calculated up to 2 kHz was 2,4 % and with the AICs 2,0 %. The only increase in the distortion was in the pulse frequency range, in this case 5 kHz, where the voltage distortion was increased above the background level.

NOTE 1 The change in the harmonic levels at 2 kHz is due to the IEC 61000-4-7+ specification where the grouping range is changed from 50 Hz to 200 Hz at that frequency.



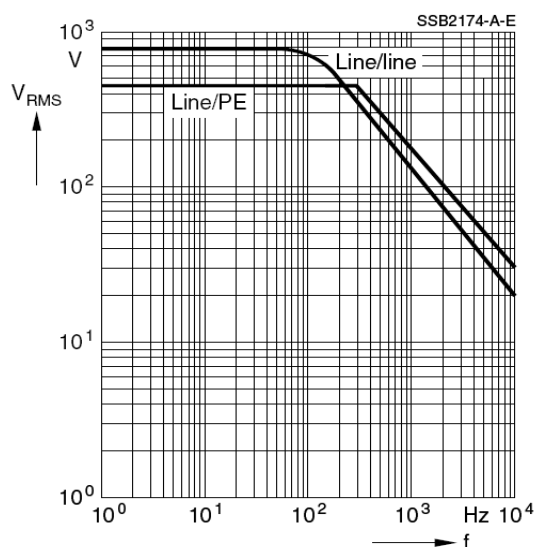
NOTE Harmonic groups shown were measured according to IEC 61000-4-7, $R_{SCE} = 5$, $u_{scv;equ} = 12$ %.

**Figure A.14 – Measured reduction of voltage distortion
when four AICs are connected to the power supply network**

A.6 Withstand capability of power capacitors towards distortion in the range of 2 kHz to 9 kHz

A.6.1 General

There is a need to know the withstand capability of capacitors in the frequency range considered. Catalogue data for standard AC-capacitors are usually focused on information about limiting conditions in context at the fundamental frequency.



Formula for calculating the additional heating of the dielectric caused by a singular frequency:

$$\Delta T_n = \frac{10 \times (V_{Mn})^2}{(V_{Gn})^2} [K]$$

V_{Mn} : Value measured at a frequency f_n

V_{Gn} : Limit value for a frequency f_n

ΔT_n : Calculated heating of the dielectric for a frequency f_n

IEC

Figure A.15 – Excerpts from a catalogue information of a power capacitor manufacturer; 760 V AC; (rated voltage: 690 V AC) for temperature calculation

Capacitors which are suited for power factor correction have to have a certain power reserve for additional harmonic load which normally is expressed in percentage of the rated reactive power (e.g. 11,5 %) see Figure A.15.

This information can only be utilized for load characteristics with frequencies lower than approximately 1 kHz because the increase of losses due to harmonics is low compared to the fundamental losses in the low frequency range. The majority of losses in this case are determined by the dielectric losses which usually contribute more than 90 % of the total losses of the capacitor at the fundamental frequency.

The loss angle “tan delta” expressed in catalogues is usually representing this loss situation as well.

The losses change considerably when the capacitor is exposed to voltage distortion levels in the higher frequency range (2 kHz to 9 kHz). Here the losses of the capacitor increase rapidly with increasing frequency (see Figure A.16).

This increase is caused especially by the winding losses (P_{Rcs}) within the capacitor which do not play a major role in the lower frequency range.

The impact on the frequency to the dielectric losses (P_{Rcp}) is low compared to the winding losses because of the linear characteristic in comparison to the square root characteristic of the winding losses. Due to this fact R_{cp} can be assumed to be independent of the frequency as a first approximation. Also the inductive reactance of the capacitor can be left out of consideration because the internal resonance frequency of capacitors is generally >10 kHz.

There is also no need to consider chokes which are accommodated inside of the capacitor with the objective to avoid undesirable resonances in the low frequency range and which is tuned accordingly. Combinations of this kind present almost a pure inductance for 2 kHz to 9 kHz signals and therefore have no problem to cope with such signals at all.

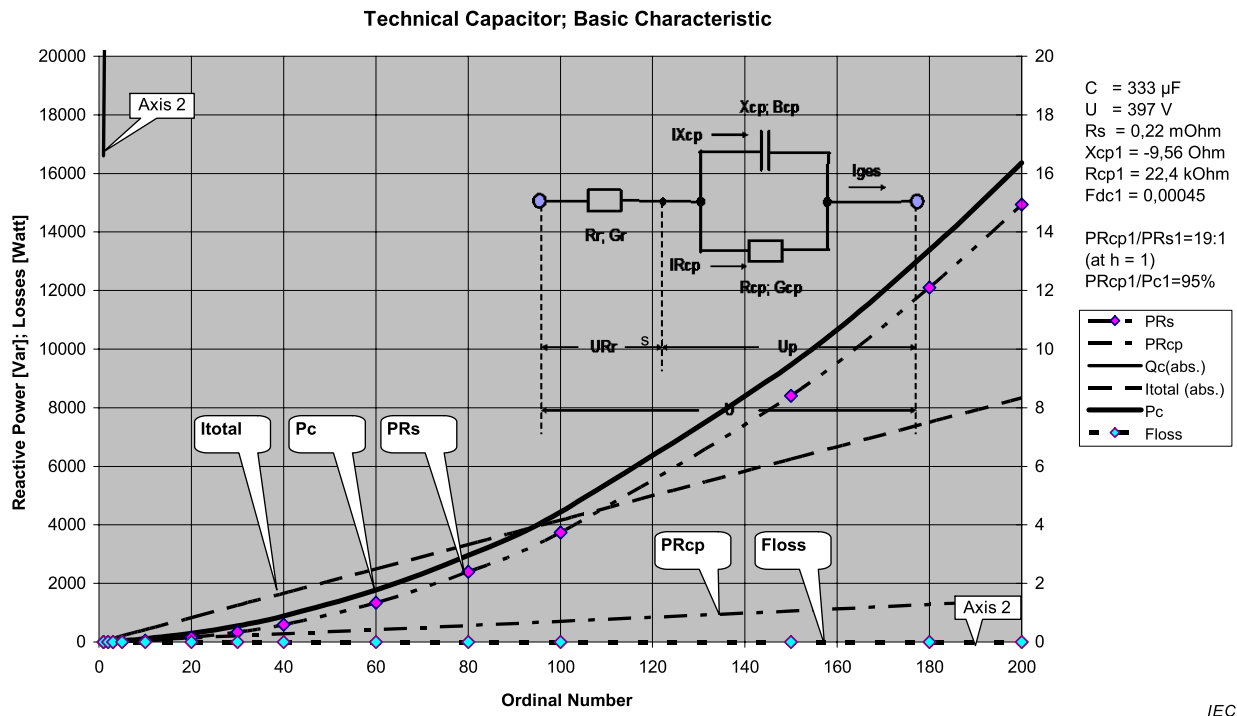


Figure A.16 – Reactive power and losses of a power capacitor supplied by a source with constant reference voltage and variable frequency ($R_{cp} = f(h)$)

Additionally the following features have to be considered.

- The danger of an electrical defect due to distortion in this frequency range is primarily determined by over-current (not by over-voltage).
- Power capacitors are more prone to overload by distortion in this frequency range than small ones because the wiring losses are usually higher. Additionally fuses are sometimes used to protect the discrete capacitor elements within encased capacitors which often lead to additional wiring losses.

As conclusion for that one can generally say that considerations about the withstand capability of capacitors towards distortion in the frequency range between 2 and 9 kHz can be focused solely on power capacitors which represent the “worst case” victim in this respect.

A.6.2 Catalogue information about permissible harmonic load

Some capacitor manufacturers provide pertinent documentation about the capability of their capacitors to cope with additional harmonic load, also in this frequency range see Figure A.17.

Figure A.17 shows an example which allows the calculation of the dielectric temperature as result of this load.

A.6.3 Frequency boundaries for permissible distortion levels

A more general method is based on complex calculation and allows a general prediction for the capability of capacitors to withstand harmonic stress in the considered frequency range, derived from fundamental data.

The increase of losses leads to an increase of the apparent power and to an increase of temperature within the capacitor as well. Typical results for the loss situation at different distortion levels which might occur in the power supply voltage are shown in Figure A.17.

The results are independent from catalogue data and based on a loss ratio at the fundamental frequency of $PR_{cp1}/P_{c1}=95\%$ which reflects the practical situation. The boundary, up to what frequency the assumed distortion level can be permitted without an inadmissible temperature rise of the capacitor can be derived from the point of intersection between the total losses which actually occur (at a singular frequency) and a loss limit which has been specified at $2 \times P_{c1}$ (total losses at the fundamental frequency) as an adequate permissible maximum value.

NOTE The expedience of this loss limit which leads to a reasonable temperature rise of $10\text{ }^{\circ}\text{K}$ within the capacitor caused by distortion can be verified by comparison with capacitors where the information about this temperature rise is available and confirmed by capacitor manufacturers. For the loss angle of capacitors a $\tan \delta$ of 0,000 45 or better is assumed.

Attention has to be paid to the fact that these results are still related to one distortion signal which based on a singular frequency (one frequency predominates). Such situation is indeed conceivable in practice too because the power supply network itself has the tendency to prefer a frequency which is exact or near by the frequency of its own network. In such cases the upper dashed curve shall not be exceeded.

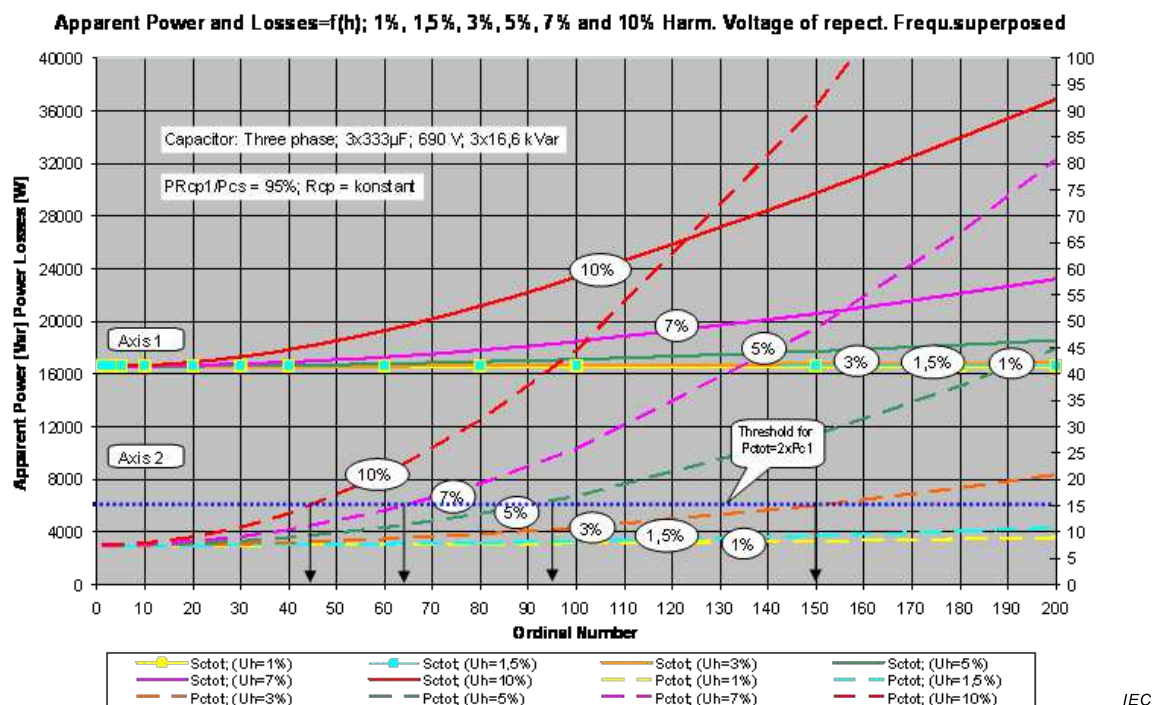


Figure A.17 – Apparent power and losses of a typical power capacitor at different voltage distortion levels and the critical frequency boundaries (at singular frequency) where the temperature rise reaches substantial values (vertical arrows)

A.6.4 Frequency spectrum of active infeed converters

If several AICs influence the distortion characteristic of the network, a frequency spectrum will occur (see Figure B.2).

Because each spectral line of the spectrum leads to another temperature rise within the capacitor one cannot decide whether the capacitor is overloaded or not, before this spectrum is known. For a control which based on synchronous pulse pattern distortions occur near the pulse frequency and integer multiples of it, as shown in 6.6 and Figure B.2.

For the stipulation of limits the 2-Level topology is the appropriate solution which has to be taken into consideration for that purpose. When the compatibility with this type of equipment is fulfilled, all other types based on PWM technology are also covered Table A.4.

To orientate the limits to this spectrum implies besides an advantage for practical use, because the ratio of the amplitude of a singular frequency which causes a certain temperature rise within the capacitor and the maximum of the highest spectral line of the frequency spectrum which effects the same temperature rise, is fairly constant and almost independent from the chosen pulse frequency.

This feature makes it possible to carry out the distortion measurement in the test laboratories instead on site (a suited artificial network provided). The ratio is even constant if the network impedance changes and the voltage distortion changes accordingly (see Figure A.18).

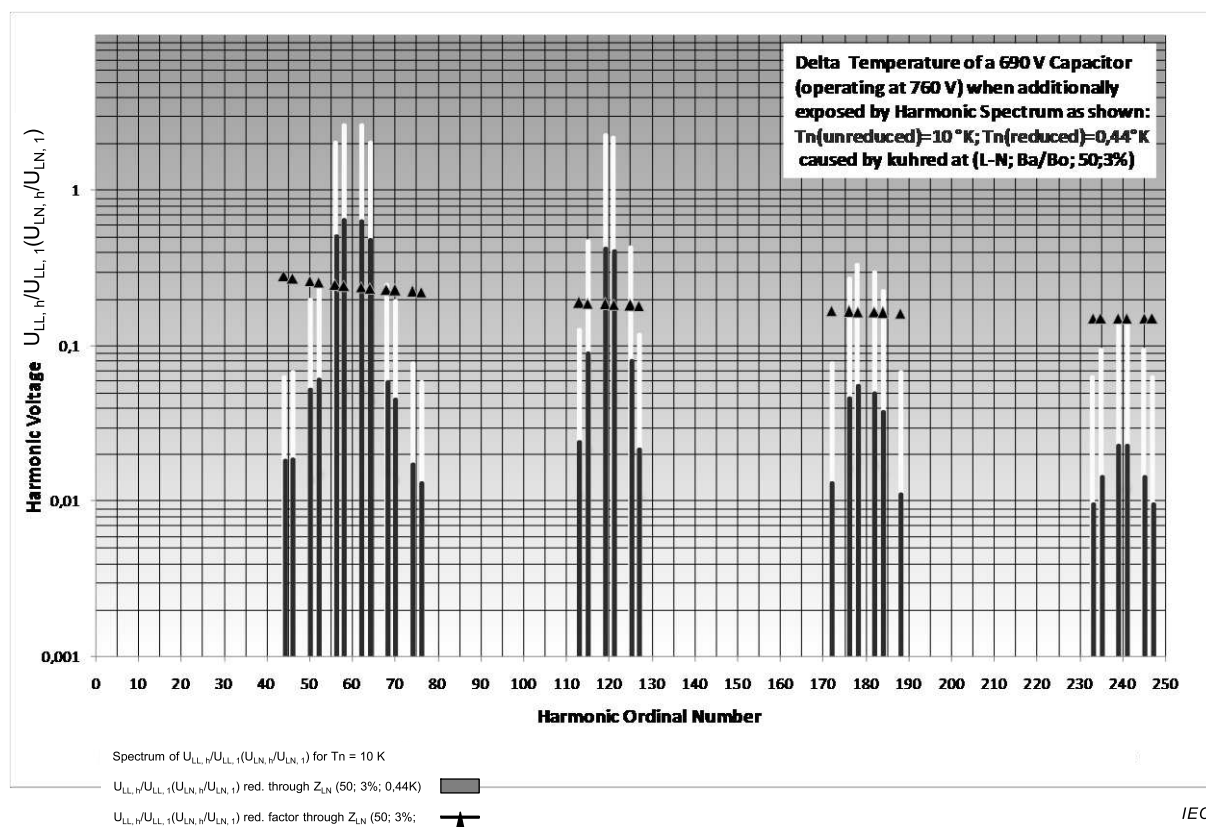


Figure A.18 – Voltage spectrum of an AIC and the impact of a line impedance reduction to the temperature of the capacitor (from 10 K to 0,44 K) and the composition of the spectrum

A.6.5 Conclusion

Capacitors being connected on networks where AICs are operating in parallel are sufficiently protected against overload, when the sum of the highest occurring spectral line of all AICs together do not exceed the voltage distortion which is shown in Figure B.1 as bottom curve and which ensures their withstand level in this respect.

The condition is also satisfied if each single AIC in combination with the network condition on site (R_{Sce}) fulfils the boundaries which are expressed in Figure B.1 and Figure B.2 accordingly.

A.7 Impact of additional AIC filter measures in the range of 2 kHz to 9 kHz

A.7.1 General

As long as no other way is known to meet very strict requirements for permissible distortion than using huge passive filter circuits (necessarily tuned to higher frequencies, (i.e. usually >1kHz), the probability increases that problems occur in the lower frequency range. This is caused by resonances with the consequence of overload and voltage stress for all electric components being used in the network itself (generators, transformers, capacitors, cables, etc.) and for all components being connected thereto.

In the past a lot of examples have shown that overload or voltage stress problems on electric components were predominantly caused by resonances or cumulating effects instead of loads issued from the normal operating conditions of electric equipment which operate correctly or from voltage distortion levels which occur under normal operating conditions of the equipment without such effects.

Conventional equipment with non-linear load characteristic draw non-linear currents from the power supply network which contain low order harmonics (usually <1,5 kHz). The probability that overload and stress problems occur, increases rapidly when the non-linear current with a given frequency encounters a resonance in the network with the same frequency.

Since decades, the technicians pay attention to avoid such coincidences if imaginably possible. If filter circuits had to be installed in the past (for improving the power factor for example), it was strictly noted that the filtering procedures were started at the lowest frequency before filter circuits for higher frequencies were allowed to be switched on. The target was all the time to avoid resonances in the lower frequency range if possible. The less the natural damping effects of the network, the greater the need to follow this rule.

To follow it in the range of 2 kHz to 9 kHz is very difficult and mostly impossible. The application of filter measures in a great extent is inevitable if the requirement for the compliance of a low distortion level for a specific frequency is very strict. The current practice is therefore to install huge filter circuits with focus on a dedicated frequency in order to fulfil the requirements at the given target and to disregard undesired effects at this stage which might occur in the network later on by the mentioned coincidence with other equipment (in case of new installations or changing the network configuration for example).

A.7.2 Example of a PDS constellation (AIC and CSI)

A.7.2.1 General

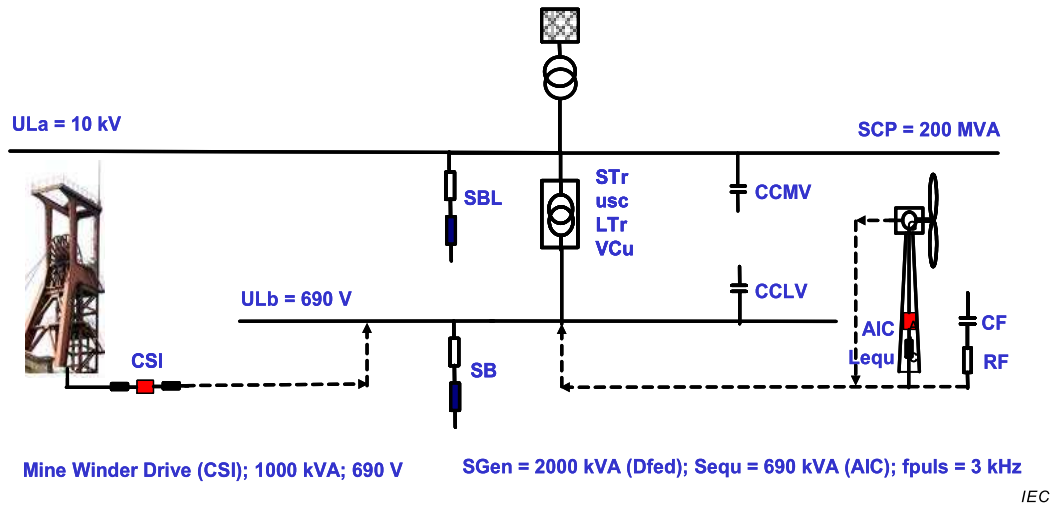


Figure A.19 – A wind turbine plant and a mine winder drive connected on the same power line

The AIC of the example is arranged in the rotor circuit of a double-fed asynchronous machine used for a wind generator. It is a two-level PWM voltage source inverter with a pulse frequency of 3 kHz, equipped with large filter circuits with the aim to reduce the voltage distortion near the pulse frequency to a voltage distortion level of 0,2 % in the MV network. The CSI is a d.c. drive for a main winder with impressed current characteristic generating typical harmonics at the ordinal number like the 5th, 7th, 11th, 13th, 17th, 19th, 23th, 25th, etc. Both converters are connected on the same power supply (Figure A.20).

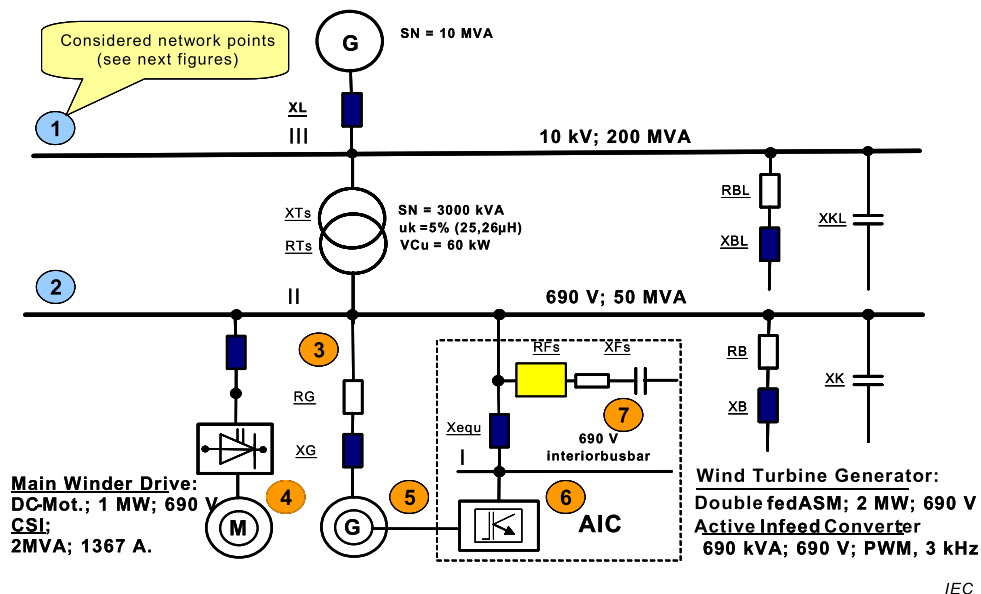


Figure A.20 – Power supply network configuration for the plant of Figure A.19 with allocated measurement points

A.7.2.2 Harmonic current behaviour without and with an AIC-filter

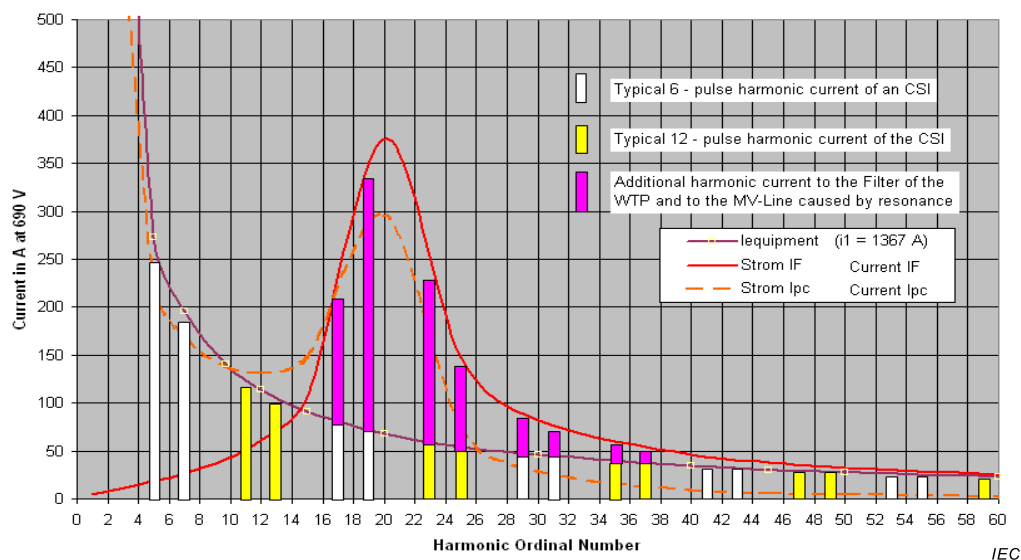


Figure A.21 – Regular current of the CSI (AIC-filter disabled) and amplification of the current in case of resonance caused by the AIC-filter circuit (when AIC filter is enabled)

A.7.2.3 Data for the voltage level on the power supply network with AIC filter enabled and disabled

The voltage distortion level for two specific frequencies is considered in Figure A.21. The frequency 3 kHz is in accordance with the pulse frequency of the AIC. The target in this case was to reduce the distortion level on the MV power supply line for this frequency from 1,3 % to 0,2 %. 1 kHz corresponds to the frequency where the resonance occurs if the filter circuit is switched on. The target of the intended effect at 3 kHz is achieved by the filter circuit, but the total harmonic situation has been changed for the worse. Table A.5 shows the voltage distortion dependency on filter circuits and the current distribution.

Table A.5 – Voltage distortion on both power lines (II and III) without and with filter circuit (the filter had been designed to achieve 0,2 % distortion level on the MV-power line)

Voltage distortion U_h/U_{L1} on the MV – busbar no. III			Filter circuit switched off	Filter circuit switched on	Remarks
①	3 kHz	Caused by CSI	–		
	3 kHz	Caused by AIC	1,3 %	0,2 %	Intended effect
	1 kHz	Caused by CSI	0,6 %	3,2 %	Unintended effect
	1 kHz	Caused by AIC	–		
Voltage distortion U_h/U_{L1} on the LV – busbar no. II			Filter circuit switched off	Filter circuit switched on	Remarks
②	3 kHz	Caused by CSI		–	
	3 kHz	Caused by AIC	5,5 %	0,5 %	Intended effect
	1 kHz	Caused by CSI	2,6 %	15,0 %	Unintended effect
	1 kHz	Caused by AIC		–	

A.7.2.4 Data for the current on the specific points with AIC filter enabled and disabled

For comparison purpose the fundamental and the r.m.s. current is also mentioned in the table. With the exception of the CSI for all components of the network the harmonic load increases considerably when the filter is switched on (note the square root addition of the fundamental and the harmonics in this context).

The only reason why the increase of the r.m.s. value for the transformer and the generator is comparatively low in comparison to the filter circuit is, because they have a big power reserve available due to the high fundamental current value.

The filter circuit however has just been designed for the purpose to absorb the 3 kHz harmonic current (64 A), superimposed to the fundamental current (125 A). (i.e. $I_{RMS}=141$ A in total). The r.m.s. overload for the filter capacitors amounts hence to 285 % referred to its rated load. It is obvious that the capacitors of the filter circuit are seriously endangered in this case. The effect can occur in other LV and MV power supply networks alike.

Table A.6 – Current distribution within the network described for specific frequencies and on allocated measurement points as pointed out in Figure A.20

Some accentuated currents of the main components			Filter circuit switched off	Filter circuit switched on	Remarks (Overload-Factor)
③	Transformer	I_1 [A]	1024	1027	
		I_{19} [A]	55	267	4,85
		I_{60} [A]	47	2	
		I_{RMS} [A]	1027	1061	1,03
④	LV-CSI	I_1 [A]	1367	1367	
		I_{19} [A]	72	72	
		I_{60} [A]	5	5	
		I_{RMS} [A]	1369	1369	
⑤	LV-Gen.	I_1 [A]	357	358	
		I_{19} [A]	16	76	4,75
		I_{60} [A]	14	1	
		I_{RMS} [A]	358	366	1,02
⑥	LV-AIC	I_1 [A]	58	58	
		I_{19} [A]	4	4	
		I_{60} [A]	56	64	lower impedance
		I_{RMS} [A]	81	86	1,06
⑦	LV-Filter	I_1 [A]	0	125	
		I_{19} [A]	0	376	Note: I_{19}/I_1
		I_{60} [A]	0	66	
		I_{RMS} [A]	0	402	2,85! (402/141)

A.7.3 Conclusion

The ambitious target to achieve a very low distortion level for the pulse frequency range of the AIC entails large filter circuits.

These circuits are predominantly composed of capacitors. The chokes are negligible (and sometimes not existent at all) in view of the high frequency and because they impair the desired effect to achieve low level distortion near the pulse frequency.

As a result, the natural frequency of the network is displaced to a quite lower frequency range where usually conventional equipment based on non-linear load with impressed current characteristic generate harmonic currents with the same frequency.

Due to this coincidence considerable accentuations of harmonic currents occur caused by resonance magnification at lower frequencies, which entail overload and stress problems in the entire network.

In order to avoid such effects it should be seriously contemplated to stipulate the highest possible values for the distortion limits in the frequency range considered.

A.8 Example of the power supply network impedance measurement

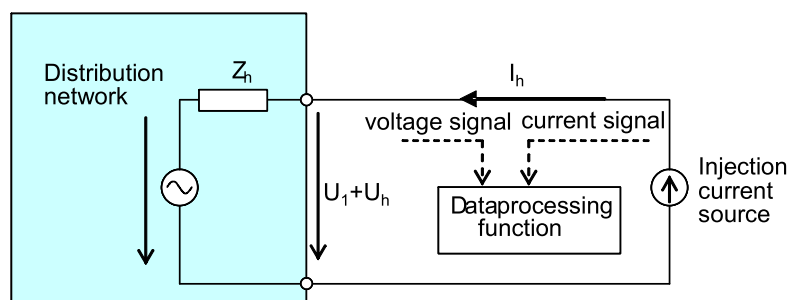
A.8.1 General

This annex introduces the technical trends to compliment 5.2.4 from the aspect of the power supply network impedance measurement.

A.8.2 Basic principle of measurement

A literature survey was performed to find technical background on the measurement of the power supply network impedance. The survey found especially five published papers [17] to [21] and an appropriate measuring device for the use on power supply networks. They describe basically the same principle; injection of harmonic current and analysis of the harmonic voltage component (see Figure A.22). In this annex, the measurement methods described in the reference papers are briefly introduced.

The voltage and current are measured with appropriate voltage and current sensors and introduced to data processing function. The function is generally made of A/D (Analogue to Digital) converters and numerical processors.



- U_1 : Fundamental voltage at zero impedance for h-th harmonics
- $U_1 + U_h$: Fundamental + h-th harmonic voltage
- I_h : h-th harmonic current
- Z_h : h-th harmonic impedance

IEC

Figure A.22 – Basic principle of impedance measurement

In the function, a Fourier transformation or equivalent analysis is performed to calculate the voltage component U_h and current component I_h at h^{th} harmonic frequency.

The power supply network impedance Z_h at the frequency is given by complex quantities with real and imaginary parts, which indicate the resistive component and inductive or capacitive component for the impedance, as $Z_h = U_h / I_h$.

By changing frequency, the impedance versus frequency characteristics can be obtained.

In the actual measurement, the cautions to already existing harmonics component in the power supply network, measurement errors of voltage and current etc. should be taken into consideration appropriately.

A.8.3 Harmonic component injection methods for measurement

Although the basic principle is the same, differences among the references from viewpoint of injection methods of current harmonic components may be found.

Method A: Current injection by disturbance. Injection of a current component with a wide frequency range, generated by a transient phenomenon, such as switching on and off a resistor or a capacitor to the power supply network. This might need shorter time for measurement because the method generates wide range of frequencies at a time.

Method B: Sinusoidal single frequency injection. A method to inject a sinusoidal current component of a single frequency by an amplifier or equivalent device. This might require longer time for frequency scanning in case of measuring the impedance characteristics for a wide frequency range.

A.8.4 Harmonic current generation by disturbing device

A paper [17] discusses the measurement of the harmonic impedance of the distribution system. The paper introduces a disturbance device to generate and inject the harmonic current component into the power supply network as shown in Figure A.23.

As disturbing devices, the paper introduces capacitors or resistors provided with switches. The paper further introduces phase-controlled thyristor switches. The disturbance device conducts current components of wide frequency range including the fundamental frequency component.

In Figure A.23, only the fundamental component and the h^{th} harmonic components are shown for simple illustration.

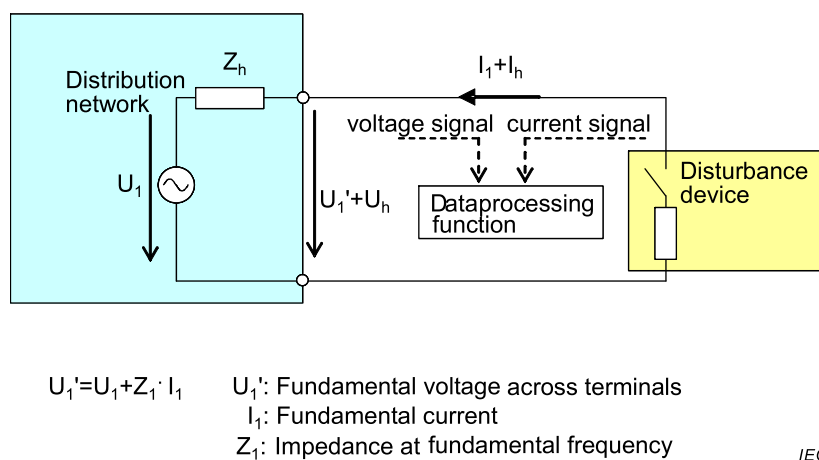


Figure A.23 – Harmonic current generation by disturbing device

The paper also indicated the data processing system in the impedance measurement device with two A/D converters synchronized to measure the voltage and the current. Some notes are described for minimizing phase error between the voltage component and the current component.

A.8.5 References based on current injection by disturbance (Method A)

A.8.5.1 A measurement device based on resistor switching

A measurement device [18] is available on the market and used for measuring the power supply network impedance as shown in 5.2.4. In the measurement device, resistors are provided with semiconductor switches for three phases.

Figure A.24 shows the circuit for one phase. By switching on and off, the current flows through the resistor including harmonic components generated by the switching. At the same time, the voltage across the terminal is measured and analyzed. Although the detailed data process is not shown by the manufacturer, the measurement is performed based on the principle described in A.8.2.

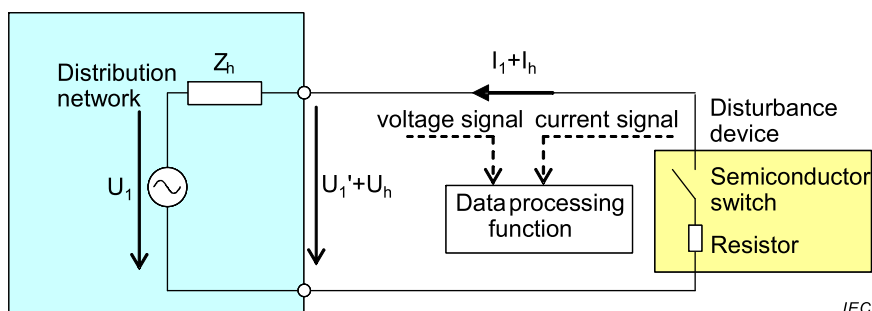


Figure A.24 – Measurement by switching a resistor

A.8.5.2 Harmonic current generation by capacitor switching

A paper [19] focused on the transient oscillation phenomena when the capacitor is switching into the power supply network as shown in Figure A.25. The paper analyzes the transient waveform theoretically, develops a method to calculate the resistance and inductance of the network impedance and finally performs measurement in an actual distribution network rated at 100 V in a building. The measurement is done for around 4 kHz to 10 kHz.

The paper discusses the measurement errors and proposes a method to improve the measurement accuracy by applying two capacitors with different capacitance. With the proposed method, sufficient results are obtained with economical measuring devices widely available in the market.

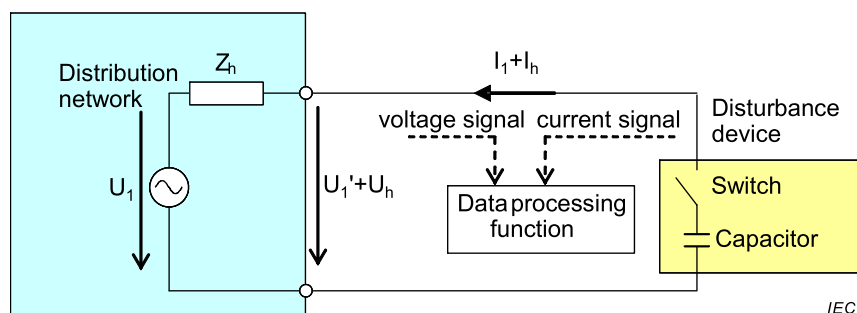


Figure A.25 – Measurement by a capacitor bank

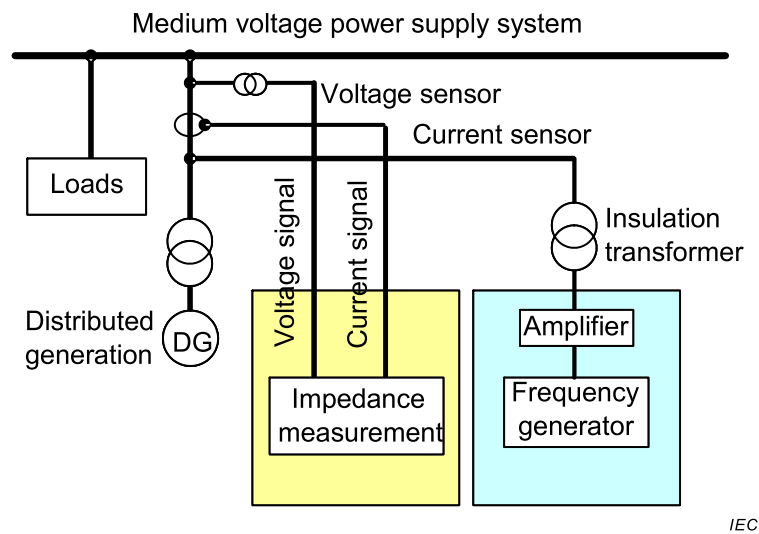
A.8.5.3 Interharmonics signal injection

For distributed generation like an in-house generator, it is sometimes required to detect disconnection and islanding from the power supply network. A paper [20] introduces a method to detect islanding by measuring the 6,6 kV power supply network impedance seen from the in-house generator. If the impedance increases higher than normal range, then, the generator is considered to be islanded from the power supply network and disconnected from the power supply network.

The feature of the paper is to use interharmonics between 2nd harmonics and 3rd harmonics. The idea is from the fact that the interharmonics components are negligibly small on the power supply network. The high precision of measurement is expected with small signal injection of inter-harmonics component to the power supply network.

The proposed impedance measurement system consists of the interharmonics frequency generator, the amplifier, the insulation transformer, the voltage transducer, the current sensors and the impedance measurement function as shown in Figure A.26.

Because of the objective, the measurement system uses only a single frequency. The paper does not cover wide range of frequency. However, the structure of the impedance measurement system is very similar to that in 5.2.4.



IEC

Figure A.26 – A 6,6 kV power supply network impedance measurement system for islanding detection by injecting interharmonics

A.8.6 References based on sinusoidal single frequency injection (Method B)

A.8.6.1 Measurement of line impedance with sinusoidal signal injection

A paper [21] proposes a line impedance measurement system and shows some results of measurements performed on lines in a U.S. university building in the frequency range from 50 Hz to 30 kHz.

The measurement system consists of two blocks similar to Figure A.26. The first block is for current injection of a frequency to the line. The second block is for measurement and analysis of current and voltage.

The first block consists of a sinusoidal signal frequency generator and an amplifier. The output of the amplifier is connected to the line through an isolation transformer. Between the transformer and the amplifier, a filter is connected to reject the fundamental frequency component and to protect the amplifier. The current amplitude injected to the line is set small to be two orders smaller than the line current rating so that the injection does not disrupt operation of other equipment on the line.

The second block consists of a current sensor, a voltage sensor and signal analyzers. The current signal and the voltage signal are introduced to the signal analyzers through tuned filters. The band widths of the filters are set narrow to eliminate effects from noise signals. The signal analyzers output the amplitudes and the phases of the current and the voltage. With these data, the line impedance are calculated and plotted for various frequencies with a personal computer connected to the analyzers.

A.8.6.2 Measurement of line impedance with a voltage source converter

Another paper [22] proposes a different measurement method with a voltage source converter and shows some results of measurements performed on lines in a German university building in the frequency range from 100 Hz to 10 kHz.

The measurement system consists of two blocks similar to Figure A.26. The first block is for current injection of a frequency to the line. The second block is for measurement and analysis of current and voltage.

The paper applies a three-phase PWM voltage source converter to generate and to inject the high frequency current components to the line. The converter output is controlled with the “tolerance band control” which generates current component of measurement frequency. Then, the converter is connected to the line with a transformer. The converter works as a high frequency component generator as well as the amplifier.

The second block consists of a current sensor, a voltage sensor and a FPGA based circuit. The current signal and the voltage signal are introduced to the FPGA through A/D converters with sufficiently high sampling speed. In the FPGA, DFT algorithm is implemented and the signals are analyzed. With the analyzed data, the line impedance are calculated and plotted for various frequencies with a personal computer connected to the analyzers.

Annex B (informative)

B.1 Basic considerations for design recommendations of AICs in the range of 2 kHz to 9 kHz

B.1.1 Overview

Warning: The recommendations of maximum emission values for conducted emissions <150 kHz defined in this document are based on observations and experience gained made with state of the art AICs operating today in most power supply networks together with other equipment without creating intolerable interference.

B.1.2 General

Nevertheless it has to be highlighted that electromagnetic environment is subject to changes e.g. because of smart grid deployment and that emission limits that are currently under development by the IEC EMC Committees may be different to the maximum emission values recommended in this document.

The voltage distortion on the common power supply network is the main effect that may disturb those electric devices which are connected to the same supply system and which are operating in parallel.

Therefore it seems to be useful to define design guidelines for recommended maximum voltage distortion on the system regardless of the fact that the limitations of the permissible harmonic current for each single AIC unit is mainly considered for practical and measurement reasons.

The recommendations of emission values for conducted emissions < 150 kHz caused by AICs and the recommendations of boundary values for the withstand capability of significant products being exposed to emissions in the range of 2 kHz to 9 kHz are based on investigations, measurements and observations made on EMC-sensitive products and on state of the art AICs which operate today in most power supply networks without creating intolerable interference and should lead to an increased acceptance of using AICs.

Due to the special characteristics of the AIC in terms of its different behaviour on different networks (see 5.2.3.2), a current limitation seems to be inappropriate because the power supply network itself is part of its inherent current emission characteristic.

In this respect, some basic conclusions have been given in Clause A.4 in conjunction with the following main dedicated decisive conditions:

- power supply impedance (Z_{LN} see 5.2.4),
- equipment impedance ($u_{scv, equ}$ see 3.13),
- short-circuit ratio (R_{SCe} see 3.28),
- cumulative effect for several AICs connected to the same point of coupling.

With regard to the power supply impedances, the latest measurement results derived from studies in Germany 2010 (see 5.2.4) have shown generally lower impedance values than currently stipulated in the measurement standard IEC 61000-4-7.

In cases when overhead lines are excluded, the given impedances for three phase systems from IEC 61000-4-7 are not appropriate.

B.1.3 Withstand capability of power capacitors connected to the power supply network and recommendation for the compatibility in the frequency range 2 kHz to 9 kHz

Based on long term experience, the power capacitors widely used in power supply networks e.g. for reactive power compensation, passive harmonic filters and starting of motors are especially defenceless against harmonic distortion in the supply voltage. Therefore this electrical component plays a major role in terms of proposing guidelines in the considered frequency range.

NOTE EMC capacitors are generally not negatively affected by frequencies in this range.

It should be distinguished between the sensitivity for a certain harmonic distortion which results from the basic characteristics of the equipment/component and the sensitivity which results from the used configuration or the construction of the equipment.

It is also not economically useful to only keep the disturbance level particularly low in order to avoid mechanical resonances in apparatus which may even partly generate noises at relatively low levels of harmonic voltage.

Such cases are better solved by increasing the immunity of the disturbed equipment if changing the pulse frequency of the AIC does not lead to the mitigation.

The result is summarized in Figure B.1 and B.1.4.

B.1.4 Basic conditions for setting the capacitor withstand capability curve

The results are given in Figure B.1.

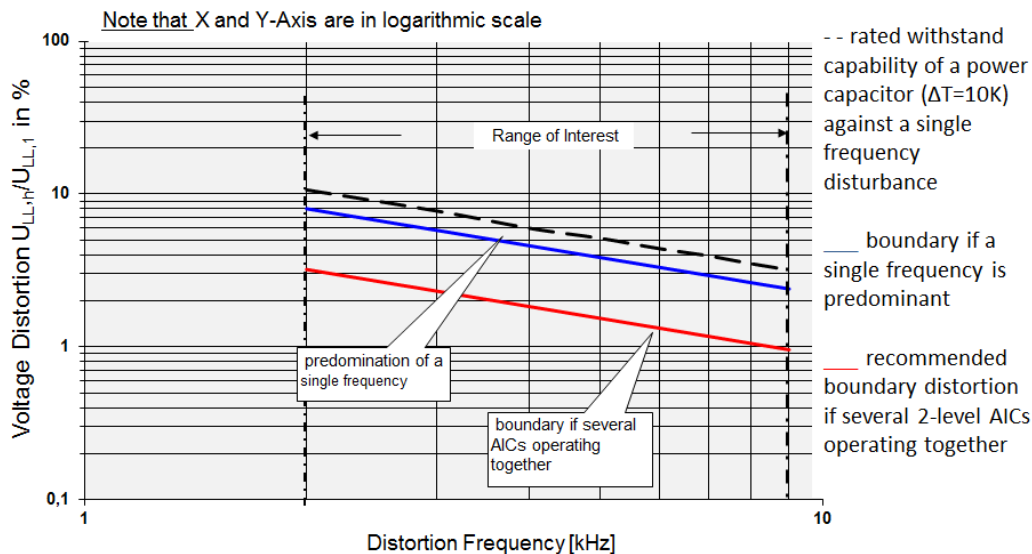
- a) Temperature rise of the capacitor should keep a maximum of 10 K due to harmonics in this frequency range.
- b) Typical harmonic frequency spectrum of a two-level PWM-AIC is considered with no additional mitigation measures.

NOTE Only the actual line inductance which is connected between the AIC and the power supply network has been considered.

- c) Definition of the harmonic voltage distortion level is derived from the line to line voltage distortion according to 3.34.
- d) Relation factor between a single dominant frequency and the highest occurring spectral line for a single phase (three phase) PWM-AIC equals $F=2,5$; ($F=2,4$).

NOTE See the small distance between the dashed limit curves in Figure B.3 and Figure B.4. Because of the small difference only the relation factor 2,5 has been used to stipulate the lower limiting line of Figure B.1. The difference causes some more effect and has been considered accordingly.

- e) Coincidence factor (if several PWM-AICs are operating on the same power supply) as the superposition of the harmonic distortions in the line to line voltage equals 1,67 times the single distortion value.



IEC

Figure B.1 – Withstand capability level towards harmonic voltages in the power supply network in view of permissible temperature rise within capacitors if the voltage distortion is determined either by one predominating frequency (upper line) or if the distortion is predominantly determined by a harmonic spectrum, caused by several parallel operated AICs (2-Level PWM) (lower line)

The dotted curve in Figure B.1 considers just one single dominating distorting frequency and is generally confirmed by power capacitor manufacturers as being permissible for those devices.

Regarding manufacturing tolerances of real capacitor types and possibly further safety margins, an appropriate distance of approximately 30 % between the dotted limit curve and the dashed curve for one dominating frequency were assumed. Such cases sometimes may exist e.g. for power supplies with distinctive resonances whereas the dotted line can also be regarded as a limit line. However in context with a typical AIC distortion, which is based on a harmonic spectrum, the dotted line should be used for comparison purposes only.

Figure B.1 represents the boundary which shall not be exceeded by the highest appearing spectral line of such a spectrum. The curve should also not be exceeded even if several AICs are operating simultaneously on the same power supply line.

It is typically correct and a good approximation that the distances between the solid limiting curve and the dashed (one dominating frequency) line are fairly constant and independent from the chosen pulse frequency of the AIC.

Therefore the solid curve in Figure B.1 also reflects the limit for the withstand level in the power supply network when AICs are predominating.

A typical harmonic frequency spectrum with acceptable temperature increase of a power capacitor not exceeding 10 K is shown in Figure B.2.

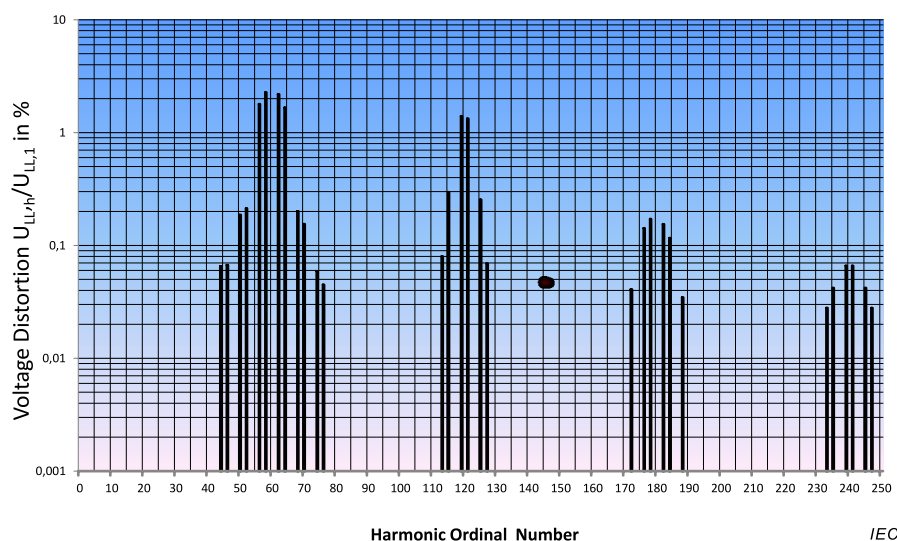


Figure B.2 – Harmonic voltage spectrum of one 2-Level PWM AIC with acceptable temperature increase of a power capacitor not exceeding 10 K

B.1.5 Matching of AIC converters (2-Level PWM) to different power supply network conditions without overloading the power capacitor burden

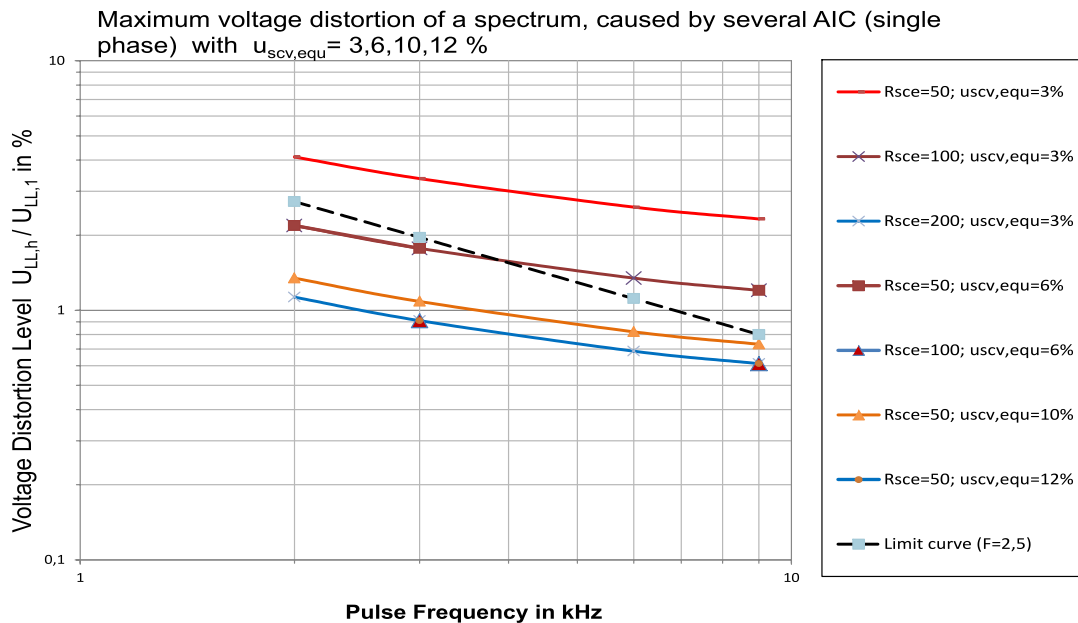
Figure B.3 (for single phase AIC) and Figure B.4 (for three phase AIC) show the voltage distortion created on the power supply network at different parameters (R_{SCe} ; $u_{scv;equ}$).

The lines in these figures summarize the distortion effects while the operation of several AICs simultaneously on the same power supply line (increasing factor = $5/3 = 1,67$) and is shown on a double logarithmic scale.

Therefore it is possible to compare these curves directly with the power capacitor's limit curve in Figure B.1 that is derived from the capacitor's temperature rise limits in the same frequency range which can be considered as withstand level in this respect.

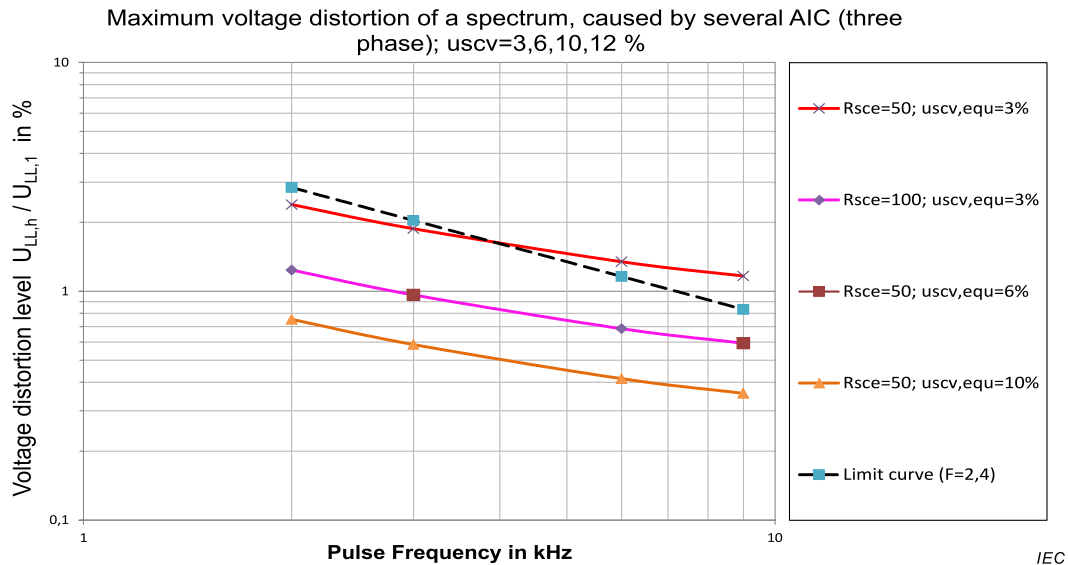
In comparison to the power capacitor limit curves some voltage distortion results are lower but others are higher or show an intersection at a certain frequency which means that the chosen AIC parameter set is insufficient to comply with the required power capacitor limits. In practice this mismatch may lead to reliability problems of the power capacitors and this should be avoided by choosing other AIC parameters or by using additional filter measures.

The higher the distortion curves and the lower the limit curve, the more additional filter measures are required under the same boundary conditions.



NOTE $u_{scv,eq} = 3\%, 6\%, 10\%, 12\%$ with intersection to the power capacitor temperature limiting curves at e.g. $R_{Sce} = 50; u_{scv,eq} = 6\%$.

Figure B.3 – Maximum voltage distortion of a spectrum, caused by several AICs (single phase topologies)



NOTE $u_{scv,eq} = 3\%, 6\%, 10\%, 12\%$ with intersection to the power capacitor temperature limiting curves at e.g. $R_{Sce} = 50; u_{scv,eq} = 3\%$.

Figure B.4 – Maximum voltage distortion of a spectrum, caused by several AICs (three phases topologies)

Although the voltage sharing between the inductance of the AIC and the line impedance is following quite different regularities which have been considered in the spread sheet results, the R_{Sce} in this context is furthermore the power ratio of the fundamental as defined generally.

In Figure B.5 and Figure B.6, three cases are addressed.

- Case A indicates, that there might be a mismatch for all switching frequencies of the AICs which may cause an over temperature of power capacitors and therefore higher values of R_{SCe} or $u_{scv, equ}$ or additional filters are required.
- Cases B indicate, that for switching frequencies below the displayed values, the AICs will match the requirements of the power capacitors with the indicated parameters R_{SCe} and $u_{scv, equ}$ and no additional filtering is required.
- Cases C indicate, that in this application the AICs may operate without any additional filtering while no over temperature of power capacitors will occur.

		$u_{scv, equ}$				
		3 %	6 %	10 %	12 %	15 %
R_{sce}	30	A	A	B 4,0 kHz	C	C
	50	A	B 4,0 kHz	C	C	C
	100	B 4,0 kHz	C	C	C	C
	200	C	C	C	C	C
	400	C	C	C	C	C

IEC

Figure B.5 – Spreadsheet of matching single phase AICs (2-level) to different power supply network conditions in order to apply the power capacitor limit curves

		$u_{scv, equ}$				
		3 %	6 %	10 %	12 %	15 %
R_{sce}	30	A	B 6,0 kHz	C	C	C
	50	B 3,5 kHz	C	C	C	C
	100	C	C	C	C	C
	200	C	C	C	C	C
	400	C	C	C	C	C

IEC

Figure B.6 – Spreadsheet of matching three phases AICs (2-level) to different power supply network conditions in order to apply the power capacitor limit curves

B.1.6 Considerations in regard to medium voltage power supply networks

For medium voltage power supply networks the following statements should be considered as far as harmonics are concerned.

- Usually less damping in the power supply network because of the reduced skin effect of the cabling and within the transformers and less ohmic consumers connected to this line.
- Less harmonic emissions because of generally using three or more level converters, see Table A.4.
- Dissipation factor and loss characteristic of the power capacitors are expected to be similar to those of the low voltage power capacitors.

- Due to these factors, a more cautious approach is required for medium voltage applications than for low voltage applications. This may lead to an increased amount of filtering.

B.1.7 AIC filtering considerations

The inclusion of large additional AIC filter measures (according to the fields “A” of Figure B.5 and Figure B.6) with the aim to decrease the AIC distortion levels would lead to serious problems in the power supply network at frequency ranges below the filter frequency, if the whole system topology may support this tendency. See also Figure B.7.

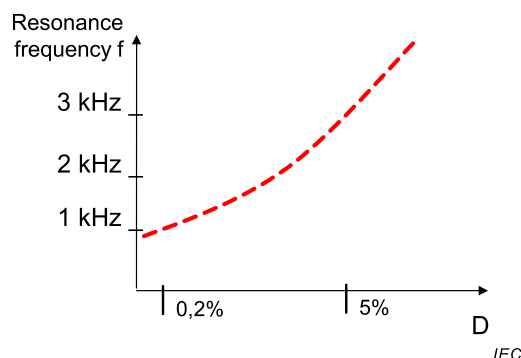


Figure B.7 – Illustration of the typical power supply network resonance frequency by increasing AIC filtering population, versus the voltage distortion level

The power supply network resonance frequency created by the increased filtering will generate low frequency currents circulating inside the passive filter. These currents are also susceptible to be trapped by compensating capacitor banks at both the low voltage as well as at the medium voltage network level. Damages on such equipment could be expected on a daily basis (see Clause A.7).

It is both an economic as well as a technical consideration, that under certain conditions a too strict limitation of the permissible emission levels in the power supply network may have negative effects on the supply system itself (deterioration of the resonance frequency) and the equipment connected thereto. If such cases are the goal, some "resonance hazard" effects may result in a worse and more dangerous operation of equipment (see example in Clause A.7).

The basic message of this illustrated example is, that too strict limitations of the permissible emission levels in the frequency range 2 kHz to 9 kHz (requiring extensive AIC filter measures) might be reconsidered in order not to shift the naturally given resonances of the power supply network towards much lower frequencies, but to allow smaller AIC filter measures which will work properly and not cause interference with other equipment.

The reduced dynamic performance of a PDS equipped with an AIC when increasing the inductive filter components needs also to be considered.

B.1.8 AIC appropriate technical and economical amount

The structure of a smart grid with decentralised energy generation and energy storage will get more and more complex therefore cohabitation regulations are needed i.e. in the frequency band 2 kHz to 9 kHz.

The unavoidable necessity to move forward in the usage of renewable energy will lead to the operation of distributed power source stations. These power sources, as well as other AICs in various other roles (AIF, power factor compensation and energy storage) will constitute the so called smart grid. These applications will increase as this high demand is sustained and supported by future power generation concepts.

The converter complexity, volume and cost increase while the passive filter volume and cost will decrease, as the AIC switching frequency increases, see Figure B.8.

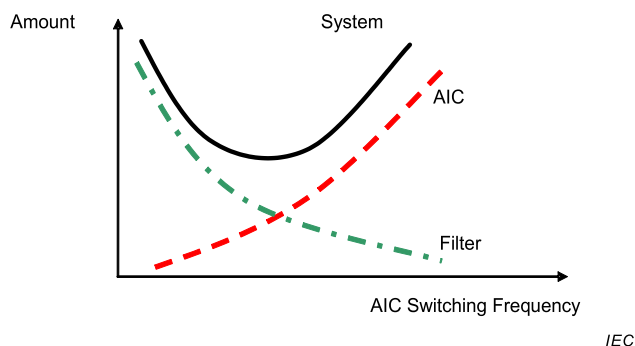


Figure B.8 – Sketch of the typical size/cost of an AIC application versus switching frequency of the AIC

The individual influences are illustrated in principle in Figure B.10 and have to be carefully examined. These typical illustrations as well as the intersection point at 4 % are in accordance to long time experiences with AICs and matches with the capacitor withstand capability in the frequency range 2 kHz to 4 kHz shown in Figure B.1.

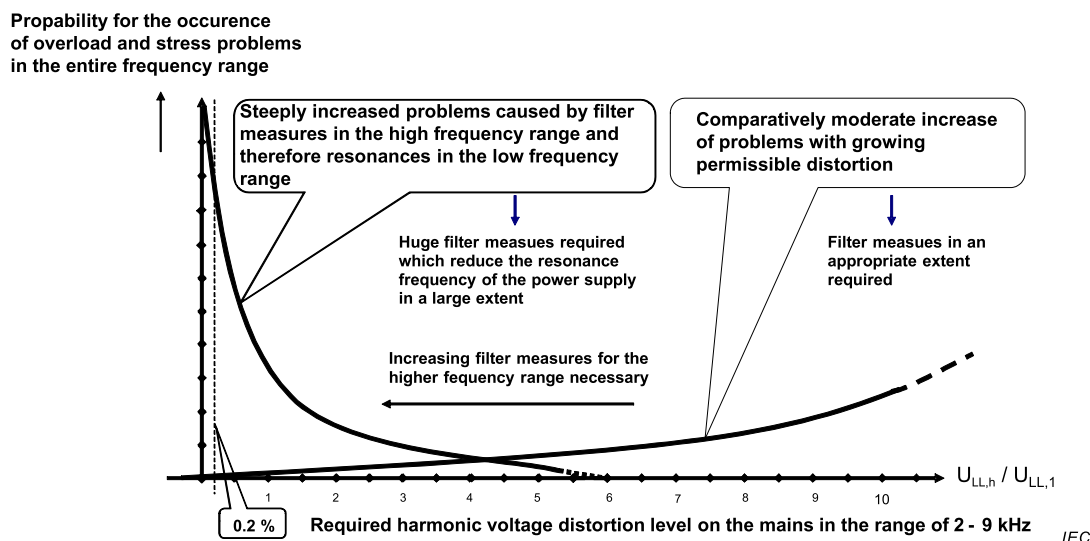


Figure B.9 – Illustration of the probability of overload and stress problems for the power supply network and the equipment connected thereto, depending on stipulated distortion levels fixed in miscellaneous assumptions

B.1.9 Frequency range from 2 kHz to 9 kHz

In Figure B.2, a harmonic voltage spectrum for an AIC has been shown. In order to propose AIC design recommendations for maximum emission values which are independent of the individual shape of the distortion curve as shown in Figure B.2, the sum of all harmonics in the frequency range from 2 kHz to 9 kHz is proposed to be limited, with the individual harmonic voltages being weighted according to their contribution on additional capacitor losses.

A spectral line of certain amplitude with higher frequency (e.g. 3 % at 8 kHz) contributes more to capacitor heating than the same amplitude at a lower frequency (e.g. 3 % at 4 kHz). Consequently, a weighted distortion factor D is proposed as shown in Formula B.1, which is

similar to the "partial weighted harmonic distortion factor" PWHC as defined in IEC 61000-3-12.

$$D = \sqrt{\sum_{f=2kHz}^{9kHz} \left(0,9 \cdot \left(\frac{f}{2kHz} + 0,5 \right) \cdot \frac{U_{LN,h}}{U_{LN,1}} \right)^2} \quad (B.1)$$

Voltages $U_{LN,h}$ in equation (B.1) shall be measured from line to the star point of the power supply network. $U_{LN,1}$ is the fundamental of that supply voltage. The measurement method is according to IEC 61000-4-7:2002, Annex B.

Depending on the environment in which the AIC of a dedicated category is intended to be used, the design of the AIC is recommended not to exceed the distortion factor D like shown below.

The values for the distortion factor D have been derived from AIC category C1 from applying Formula B.1 to Figure B.2 which also matches Figure B.1.

For AIC category C3 the values for the distortion factor D have been derived from an extrapolation of the category C3 values above 150 kHz from IEC 61800-3 and IEC 62040-2.

The AIC design recommendations given in Table B.1 for category C2 are reasonably in between.

Table B.1 – AIC design recommendation for a maximum distortion factor in the frequency range from 2 to 9 kHz

D <	Category of recommended AIC
6 %	C1
8 %	C2
25 %	C3 below 100 A
60 %	C3 above 100 A

B.2 Design recommendations for conducted emission of low voltage AICs in the reasonable context of higher frequencies between 9 kHz and 150 kHz

B.2.1 General

When a product is connected to a network to get the necessary energy for the accomplishment of its purpose, a side effect can be stated in terms of re-injection of harmonics to the network. As soon as the product uses voltage switching technology, disturbance voltage will exist below and above 150 kHz.

The disturbance voltage with a frequency higher than 150 kHz shall comply with the product standard, therefore these harmonics are measured by the manufacturer.

In the frequency range from 2 kHz to 150 kHz, up to now, no conducted emission limit has been defined in the CISPR 11 or in IEC product standards dealing with power electronic systems and equipment. Manufacturers have no obligations to check them and these emissions are most of the time not known.

Earlier in this document, IEC TS 62578 proposes maximum values for conducted emissions. It seems logical to compare such proposal to the reality of products already on the market.

In order to get a statement about the conducted emission generated by the products already presents on the market, a data collection has been organized.

The questionnaire has been sent through the manufacturers' associations (CEMEP, JEMA, NEMA and GAMBICA) so that the manufacturers' measurements could be gathered in an anonymous way with the help of these organisations.

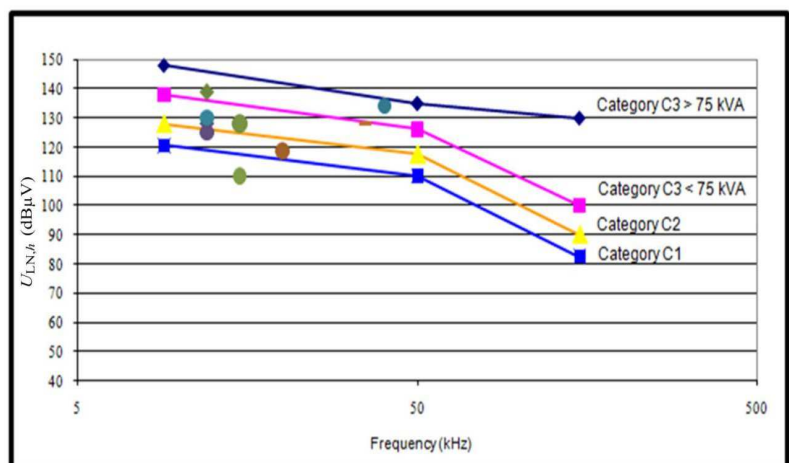
The request was to get 2 measurements in terms of magnitude and frequency: one measurement between 9 kHz and 50 kHz and a second one in the frequency band from 50 kHz up to 150 kHz.

The means and method necessary for such measurements are described in the CISPR 16.

B.2.2 Data collection results

The information gathered during the collection period has been split into three different sets. The first one is about products rated above 75 kVA, the second one is about the products rated below 75 kVA, both able to operate in the industrial environment and the third one is about C1 and C2 products able to operate in the residential environment without or with a specific attention during the installation.

For C3 products rated above 75 kVA, the feedbacks from the data collection brought a few measurements in the frequency band between 9 kHz and 50 kHz (Figure B.10). The magnitudes measured are consistent with the maximum magnitude proposed in IEC TS 62578 for this category (dark line in Figure B.10).



IEC

Figure B.10 – Results of the data collection versus the maximum values proposed in the IEC TS 62578 for products rated above 75 kVA

For C3 products rated below 75 kVA, the feedbacks from the data collection brought few measurements but here again the same statement of consistency can be made between the magnitudes measured and the maximum magnitude proposed in IEC TS 62578 (pink line in Figure B.11).

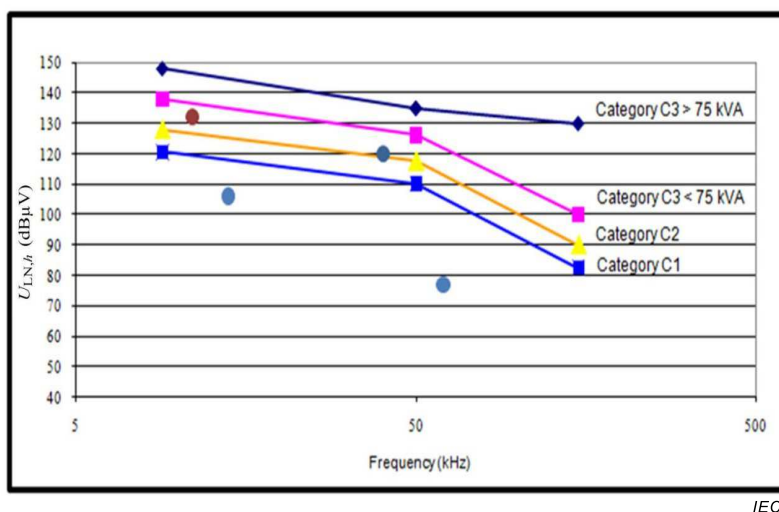


Figure B.11 – Results of the data collection versus the maximum values proposed in the IEC TS 62578 for products rated below 75 kVA

For C1 and C2 products that can be installed in a residential environment, the feedbacks from the data collection brought more measurements. Compared to the maximum magnitude proposed in IEC TS 62578 (blue or yellow lines in Figure B.12), some products have been measured with higher magnitudes than suggested by this revision of IEC TS 62578.

As no specific information was given with the measurements about the market and application for which the product was developed, no information is available to understand why some measurements are with lower magnitudes than others.

The fact that can be stated is, that some products are measured with magnitudes above the maximum values suggested by this revision of IEC TS 62578.

In case the suggested values would be lowered, much more products would be impacted; in fact a large majority of them would be impacted as a lot of measurements are close to the Category 1 line shown in Figure B.12.

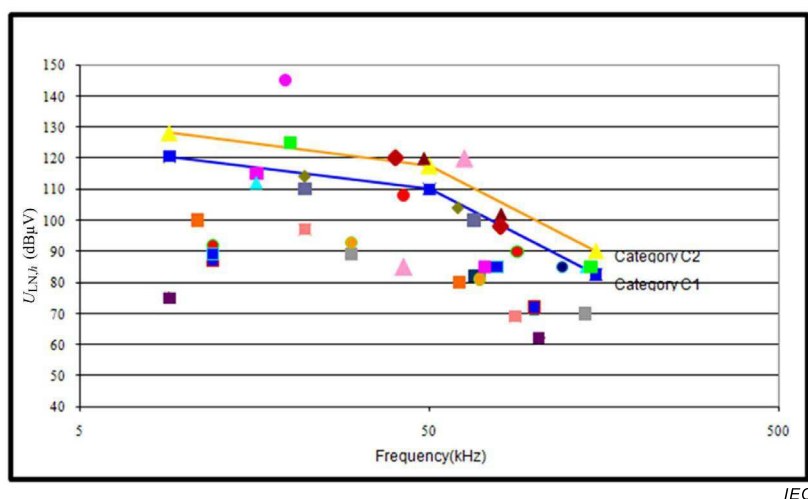


Figure B.12 – Results of the data collection versus the maximum values proposed in the IEC TS 62578 for products rated above 75 kVA

As a general conclusion, the proposal from the IEC TS 62578 would already be a stringent one for manufacturers if such proposal was retained for standardisation purpose.

B.2.3 Conclusions

In the frequency range from 9 kHz to 150 kHz, an impedance network is already defined in CISPR 16. It is consequently recommended to use the same impedance network for the measurements on an AIC inverter. In the frequency range from 2 kHz to 9 kHz, the line impedance is in accordance to 5.2.6 with the parameter values given in Table 2.

For the definition of the classes C1, C2, C3 (AIC categories) see IEC 61800-3 or IEC 62040-2.

The design recommendations for maximum quasi-peak values in this frequency range are shown in Figure B.13 and Table B.2 as follows:

For AIC Category C2, the design recommendation for the maximum emission value at 9 kHz is 128 dB μ V according to Figure B.1. Starting at this value, the recommended maximum values up to 50 kHz may decrease depending on the eventual immunity level set in IEC 61000-4-10 and may change further with frequency above 50 kHz in order to be compatible with other technologies.

For AIC Category C3 below 100 A, the design recommendation for the maximum emission value at 150 kHz is chosen according to CISPR 11. For frequencies below 150 kHz, the margin to the C2 values is kept constant at 10 dB.

For AIC Category C3 above 100 A, the design recommendation for the maximum emission value at 150 kHz is chosen according to CISPR 11. At 9 kHz, the margin to C3 below 100 A is chosen to 10 dB. The values for frequencies in between follow a straight line in logarithmic scale.

For AIC Category C1, the design recommendation for the maximum emission value at 50 kHz is chosen according to CISPR 11. For other frequencies, the margin to C2 values is kept constant at 7,5 dB.

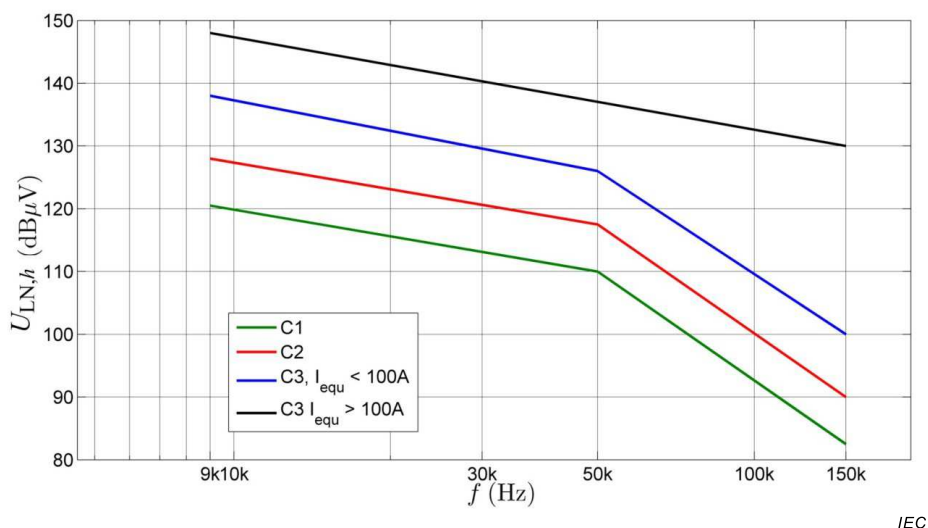


Figure B.13 – Recommended maximum emission values for AIC of different categories in the range from 9 kHz up to 150 kHz

**Table B.2 – Recommended maximum emission values for AIC
of different categories in the range from 9 kHz up to 150 kHz**

	C1 Quasi peak dB(μV)	C2 Quasi peak dB(μV)	C3 <i>I_{equ} < 100 A</i> Quasi peak dB(μV)	C3 <i>I_{equ} > 100 A</i> Quasi peak dB(μV)
9 kHz	120,5	128	138	148
50 kHz	110	117,5	127,5	137,5
150 kHz	82,5	90	100	130

NOTE These values may be superseded by other generally agreed emission limits for this type of equipment published by SC77A or CISPR.

Bibliography

- [1] DEPENDBROCK, M.: Pulse Width Control of a 3-Phase Inverter with non-sinusoidal phase Voltages, IEEE/IAS International semiconductor power converter conference, 1977, Orlando, Florida, USA, S. 399 – 403.
- [2] GREEN, A.; BOYS, J.; GATES, G.: 3-phase voltage sourced reversible rectifier, IEEE Proceedings, Vol. 135, Pt. B, No. 6, November 1988.
- [3] WU, R.; DEWAN, S.; SLEMON, G.: A PWM a.c.-To-d.c. Converter with Fixed Switching Frequency, IEEE 1988.
- [4] BOOST, M.; ZIOGAS, P.: State-of-the-Art Carrier PWM Techniques: A Critical Evaluation, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No. 2, 3/4 1988.
- [5] DIXON, J.W.; OOI, B.T.: Dynamically stabilized indirect current controlled SPWM boost type 3-phase rectifier, IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. IE-34, 1988.
- [6] SUGIMOTO, H.; MORIMOTO, S.; Yano, M.: A high performance control method of a voltage-type PWM converter, PESC '88 Record (April 1988).
- [7] OHNISHI, T.: Three-Phase Voltage-Fed Type PWM Power Converter via Power Factor Control, Electrical Engineering in Japan, Vol. 111, No. 7, 1991.
- [8] WU, R.; DEWAN, S.; SLEMON, R.: Analysis of a PWM a.c. to d.c. Voltage Source Converter under Predicted Current Control with a Fixed Switching Frequency, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 4, 7/8 1991.
- [9] WEINHOLD, M.: Optimal Control and Appropriate Pulse Width Modulation for a Three-Phase Voltage d.c.-link PWM Converter, EPE Journal, Vol. 1, No. 2, October 1991, S. 139 – 148.
- [10] MORÁN, L.; ZIOGAS, P.; JOOS, G.: Design Aspects of Synchronous PWM Rectifier-Inverter Systems under unbalanced Input Voltage Conditions, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 6, 11/12 1992.
- [11] IWAJI, Y.; FUKUDA, S.: A Parameter Design Method of PWM Voltage Source Rectifier, Electrical Engineering in Japan, Vol. 112-D, No. 7, July 1993.
- [12] HOLTZ, J.: Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion, Proceedings of the IEEE, Vol. 82, No. 8, August 1994.
- [13] OLLILA, J.: A PWM-rectifier without current measurement, EPE Journal, Vol. 4, No. 2, Juni 1994
- [14] Borchering, H., Balzer, E.: Netrückwirkungen von Netzpulsstromrichtern im Einzel- und Parallelbetrieb in industriellen und öffentlichen Netzen, Hochschule Ostwestfalen Lippe, 2012
- [15] Balzer, E., Borchering, H., Garbe, H.: Messung der Netzimpedanz im Frequenzbereich bis 20 kHz und Analyse der Oberschwingungen. EMV, International Congress on Electromagnetic Compatibility, pages 511–518, Stuttgart, September 2010
- [16] HEUCK, K., DETTMANN, K. SCHULZ, D.: Electric power supply, 7th Edition, Vieweg Verlag, Hamburg, 2007
- [17] Leszek S. Czamecki and Zbigniew Staroszczyk, "On-Line Measurement of Equivalent Parameters for Harmonic Frequencies of a Power Distribution System and Load", IEEE Trans. on INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, Vol. 45, No. 2, April 1996
- [18] Brochure of HAAG, "EWS 120 Netzimpedanz – Messgerät"

- [19] Toru Miki et.al. "Estimation of Backward Impedance on Low-Voltage Distribution System using Measured Resonant Current", Trans. on PE of IEEJ , Vol.128, No.3, 2008
- [20] S. Nishimura et.al., "Advanced Islanding Phenomenon Detection Method for Dispersed Power Sources and a New Product ", Technical report of Nissin Electric, Vol. 46, No. 2, May 2001
- [21] M. B. Harris et.al., "INSTRUMENTATION FOR MEASUREMENT OF LINE IMPEDANCE", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings, Vol.2, pp.887-893
- [22] Knop, Andre; Fuchs, Friedrich W.: High Frequency Grid Impedance Analysis with Three-Phase Converter and FPGA-Based Controller; IEEE Compatibility and Power Electronics (CPE), 2009 7th International Conference-Workshop, pp. 286 – 291, Badajoz, Spain.
- [23] GOEPFRICH,K.; REBBEREH,C.; SACK,L.: Fundamental frequency front end converter (F3E) – a d.c.-link drive converter without an electrolytic capacitor, PCIM Europe 2003, International exhibition and conference for power electronics, intelligent motion, power quality, Nuremberg, DE, May 20 – 22, 2003
- [24] BURGHOLTE A.; SCHIRMANN U.; WESNER C.: limits of harmonics and accuracy of the measurement
- [25] KOLAR, J. W., ERTL, H., ZACH, F., "Quasi-dual modulation of three-phase PWM converters", IEEE Trans. on Industry Appl., 1993, vol. 29, no. 2, pp. 313-318
- [26] KOLAR, J. W., ERTL, H., ZACH, F. C., "Analysis of the duality of three phase PWM converters with d.c. voltage link and d.c. current link", Conf. Rec. IAS Ann. Mtg., San Diego CA, Oct. 2-5, 1989, vol. 1, pp. 724-737
- [27] ZMOOD, D. N., HOLMES, D. G., "A generalised approach to the modulation of current source inverters", Power Electr. Spec. Conf., 1998, vol. 1, pp. 739-745
- [28] ESPINOZA, J. R., JOOS, G., GUZMAN, J. I., MORAN, L. A., BURGOS, R. P., "Selective harmonic elimination and current/voltage control in current/voltage-source topologies: a unified approach", IEEE Trans. on Industrial Electr., Feb. 2001, vol. 48, no. 1, pp. 71-81
- [29] SCHROEDER, D., Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen, Springer, Berlin, 2001
- [30] SATO, Y., KATAOKA, T., "A current-type PWM rectifier with active damping function", IEEE Trans. on Industry Appl., May-June 1996, vol. 32, no. 3, pp. 533-541
- [31] MA, J. D., WU, B., RIZZO, S., "Active damping control of PWM CSI high power induction motor drives", Power Electr. Spec. Conf., 2000, vol. 1, pp. 61-66
- [32] KARSHENAS, H. R., KOJORI, H. A., DEWAN, S. B., "Generalized techniques of selective harmonic elimination and current control in current source inverters/converters", IEEE Trans. on Power Electr., Sept. 1995, vol. 10, no. 5, pp. 566-573
- [33] ZAGARI, N., PANDE, M, WISEMAN, J, RIZZO, S., "A Medium Voltage a.c. Drive with Active Front End and Improved Performance", European Conference on Power Electronics 2001, proceedings on CD
- [34] SUH, Y., STEINKE, J., STEIMER, P., "Efficiency Comparison of Voltage Source and Current Source Drive System for Medium Voltage Applications", European Conference on Power Electronics 2005, proceedings on CD

- [35] IEC 61000-4-19, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-19: Testing and measurement techniques – Test for immunity to conducted, differential mode disturbances and signalling in the frequency range 2 kHz to 150 kHz at a.c. power ports*
 - [36] CLC/TR 50627, *Study Report on Electromagnetic Interference between Electrical Equipment/Systems in the Frequency Range Below 150 kHz Ed. 2²*
 - [37] IEC 62040-2, *Uninterruptible power systems (UPS) – Part 2: Electromagnetic compatibility (EMC) requirements*
-

² To be published.

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	118
INTRODUCTION	120
1 Domaine d'application	122
2 Références normatives	123
3 Termes et définitions	123
4 Caractéristiques générales du système de convertisseurs à alimentation active MLI connectés au réseau d'alimentation	128
4.1 Généralités	128
4.2 Topologies de base et principes de fonctionnement	128
4.2.1 Généralités	128
4.2.2 Principes de fonctionnement	128
4.2.3 Circuit équivalent d'un AIC	131
4.2.4 Filtres	133
4.2.5 Modèles d'impulsions	133
4.2.6 Méthodes de commande	134
4.2.7 Commande des composantes du courant	134
4.2.8 Correction de facteur de puissance active	134
4.3 Caractéristiques assignées de l'AIC	136
4.3.1 Généralités	136
4.3.2 Caractéristiques assignées du convertisseur dans les conditions sinusoïdales	136
4.3.3 Caractéristiques assignées du convertisseur en cas de courants harmoniques	136
4.3.4 Caractéristiques assignées du convertisseur dans les conditions dynamiques	136
5 Considérations relatives à la compatibilité électromagnétique (CEM) pour l'utilisation des AIC	136
5.1 Généralités	136
5.2 Phénomènes à basse fréquence (< 150 kHz)	137
5.2.1 Généralités	137
5.2.2 Topologies de convertisseur émergentes et leurs avantages pour le réseau d'alimentation	138
5.2.3 Égalisation active du réseau d'alimentation électrique	139
5.2.4 Impédances mesurées du réseau d'alimentation électrique dans la plage comprise entre 2 kHz et 20 kHz	146
5.2.5 Proposition de réseau de stabilisation d'impédance de ligne (RSIL) entre 2 kHz et 9 kHz	152
5.2.6 Effets sur les équipements industriels dans la bande de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz	157
5.3 Phénomènes à haute fréquence (> 150 kHz)	160
5.3.1 Généralités	160
5.3.2 Atténuation de la distorsion	160
5.3.3 Immunité	160
5.3.4 Filtres EMI	160
5.4 Effets de bruit audible	161
5.5 Courants de fuite	161
5.6 Aspects relatifs à l'intégration de système et aux essais dédiés	162

6	Caractéristiques d'un convertisseur à alimentation active MLI de type à source de tension et de topologie à deux niveaux	162
6.1	Généralités	162
6.2	Fonction générale, topologies de circuit de base	162
6.3	Commande de puissance	165
6.4	Performances dynamiques	166
6.5	Courants de ligne non sinusoïdaux souhaités	167
6.6	Courants de ligne non sinusoïdaux non souhaités	167
6.7	Disponibilité et aspects liés au système	168
6.8	Fonctionnement en mode de filtre actif	169
7	Caractéristiques d'un convertisseur à alimentation active MLI de type à source de tension et de topologie à trois niveaux	169
7.1	Fonction générale, topologies de circuit de base	169
7.2	Commande de puissance	170
7.3	Performances dynamiques	170
7.4	Courants de ligne non sinusoïdaux non souhaités	171
7.5	Disponibilité et aspects liés au système	171
8	Caractéristiques d'un convertisseur à alimentation active MLI de type à source de tension et de topologie à plusieurs niveaux	172
8.1	Fonction générale, topologies de circuit de base	172
8.2	Commande de puissance	173
8.3	Performances dynamiques	174
8.4	Distorsion du réseau d'alimentation électrique	174
8.5	Disponibilité et aspects liés au système	175
9	Caractéristiques d'un AIC F3E du type à source de tension	175
9.1	Fonction générale, topologies de circuit de base	175
9.2	Commande de puissance et filtre côté réseau	177
9.3	Performances dynamiques	180
9.4	Courant harmonique	180
10	Caractéristiques d'un AIC du type à source de tension dans une topologie de hacheur d'impulsion	180
10.1	Généralités	180
10.2	Fonction générale, topologies de circuit de base	180
10.3	Courant de ligne non sinusoïdal souhaité	182
10.4	Courant de ligne non sinusoïdal non souhaité	182
10.5	Fiabilité	183
10.6	Performances	183
10.7	Disponibilité et aspects liés au système	183
11	Caractéristiques d'un AIC MLI à deux niveaux du type à source de courant (CSC)	183
11.1	Généralités	183
11.2	Fonction générale, connexions de base du convertisseur	183
11.3	Commande de puissance	185
11.4	Performances dynamiques	187
11.5	Distorsion du courant de ligne	187
11.6	Fonctionnement en mode de filtre actif	187
11.7	Disponibilité et aspects liés au système	188
Annexe A	(informative)	189
A.1	Méthodes de commande des AIC dans la topologie VCS (convertisseur à source de tension)	189

A.1.1	Généralités	189
A.1.2	Considérations relatives aux méthodes de commande	189
A.1.3	Fonctionnalité d'alimentation continue de court-circuit pour l'alimentation de puissance décentralisée avec l'AIC	190
A.1.4	Mode d'alimentation sans panne	190
A.2	Exemples de réalisation pratique d'applications AIC	194
A.2.1	AIC du type à source de courant (CSC)	194
A.2.2	Convertisseur à alimentation active avec commutation côté continu (convertisseur de puissance réactive)	196
A.3	Détails relatifs aux AIC à deux et à plusieurs niveaux dans la topologie VSC	200
A.3.1	Propriétés des convertisseurs à alimentation active (MLI) à différents nombres de niveaux	200
A.3.2	Exemples de formes d'onde typiques des AIC	200
A.3.3	Construction et réalisation	202
A.4	Règles de transfert de base entre la distorsion de tension et de courant d'un AIC	203
A.5	Exemples de l'influence des AIC sur la qualité de la tension	204
A.6	Capacité de tenue des condensateurs de puissance à la distorsion dans la plage comprise entre 2 kHz et 9 kHz	205
A.6.1	Généralités	205
A.6.2	Informations relatives à la charge harmonique admissible	208
A.6.3	Limites de fréquence pour des niveaux de distorsion admissibles	208
A.6.4	Spectre de fréquence des convertisseurs à alimentation active	209
A.6.5	Conclusion	210
A.7	Impact des mesures de filtre AIC supplémentaires dans la plage comprise entre 2 kHz et 9 kHz	211
A.7.1	Généralités	211
A.7.2	Exemple de constellation de PDS (AIC et CSI)	212
A.7.3	Conclusion	215
A.8	Exemple de mesure de l'impédance du réseau d'alimentation électrique	216
A.8.1	Généralités	216
A.8.2	Principe de base du mesurage	216
A.8.3	Méthodes d'injection de composante harmonique pour la mesure	217
A.8.4	Génération de courant harmonique par un dispositif perturbateur	218
A.8.5	Références basées sur l'injection de courant par perturbation (Méthode A)	219
A.8.6	Références reposant sur l'injection monofréquence sinusoïdale (Méthode B)	221
Annexe B (informative)		223
B.1	Considérations de base relatives aux recommandations de conception des AIC dans la plage comprise entre 2 kHz et 9 kHz	223
B.1.1	Vue d'ensemble	223
B.1.2	Généralités	223
B.1.3	Capacité de tenue des condensateurs de puissance raccordés au réseau d'alimentation électrique et recommandation en matière de compatibilité dans la plage de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz	224
B.1.4	Conditions de base pour la définition de la courbe de capacité de tenue du condensateur	224
B.1.5	Mise en correspondance de convertisseurs AIC (MLI à 2 niveaux) avec différentes conditions de réseau d'alimentation électrique sans surcharge du condensateur de puissance	226

B.1.6	Considérations relatives aux réseaux d'alimentation électrique moyenne tension	229
B.1.7	Considérations relatives au filtrage AIC	230
B.1.8	Considérations techniques et économiques appropriées relatives à l'AIC	230
B.1.9	Plage de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz	232
B.2	Recommandations de conception pour les émissions conduites d'AIC basse tension dans le contexte raisonnable de fréquences supérieures comprises entre 9 kHz et 150 kHz	233
B.2.1	Généralités	233
B.2.2	Résultats de la collecte de données.....	234
B.2.3	Conclusions	236
Bibliographie.....		238
Figure 1 – AIC dans la topologie VSC, structure de base		129
Figure 2 – AIC dans la topologie CSC, structure de base		130
Figure 3 – Circuit équivalent pour l'interaction du réseau d'alimentation avec un AIC.....		132
Figure 4 – Vecteurs de tension et de courant de la ligne et du convertisseur à la fréquence fondamentale pour différentes conditions de charge		135
Figure 5 – Questions fondamentales de la CEM comme instruments économiques		137
Figure 6 – Courant d'alimentation réseau typique $i_L(t)$ et tension $u_{LN}(t)$ d'un convertisseur à commande de phase avec sortie à courant continu et lissage inductif		138
Figure 7 – Courant d'alimentation réseau typique $i_L(t)$ et tension $u_{LN}(t)$ d'un convertisseur non commandé avec sortie à courant continu et lissage capacitif		139
Figure 8 – Courant d'alimentation réseau typique $i_L(t)$ et tension $u_{LN}(t)$ d'un AIC réalisé par un convertisseur MLI avec lissage capacitif sans filtre supplémentaire		139
Figure 9 – Exemple de puissance active et réactive de l'AIC (type VSC) qu'il est possible d'obtenir à différentes tensions entre phases en valeur relative (avec un transformateur combiné à 10 % et une tension de court-circuit de bobine d'inductance de filtre, rapport X/R = 10/1, tension continue = 6,5 kV)		140
Figure 10 – Principe de compensation d'harmoniques donnés dans le réseau d'alimentation à l'aide d'un AIC et d'une commande adaptée simultanément.....		141
Figure 11 – Distorsion de tension typiquetypique dans la tension entre phases et la tension phase-neutre générées par un AIC sans filtre supplémentaire (u en % et t en degrés)		142
Figure 12 – Caractéristique de base de la distorsion de tension relative (59 ^{ème} harmonique) d'un AIC fonctionnant à la fréquence d'impulsion de 3 kHz par rapport à R_{SCe} , l'impédance de ligne étant conforme à 5.2.4		143
Figure 13 – Caractéristique de base de l'émission de courant relative (59 ^{ème} harmonique) d'un AIC à une fréquence d'impulsion de 3 kHz avec une impédance de ligne R_{SCe} conforme à 5.2.4.....		144
Figure 14 – Circuit électrique monophasé des trois topologies de filtre de ligne passif en mode différentiel les plus souvent utilisées pour le VSC, et exemple d'amortissement passif		145
Figure 15 – Exemple d'atténuation de la tension entre phases du VSC à la tension entre phases au niveau du PCI, avec l'état de l'art des topologies de filtres de ligne passifs en mode différentiel		146
Figure 16 – Raccordement de l'appareil de mesure de l'impédance du réseau d'alimentation électrique		147
Figure 17 – Exemple d'impédance mesurée d'un transformateur basse tension en fonctionnement à vide $S = 630$ kVA, $u_k = 6,08$ %		148

Figure 18 – Variation mesurée de l'impédance du réseau d'alimentation électrique à un endroit au cours de la journée.....	148
Figure 19 – Impédance du réseau d'alimentation électrique avec partie imaginaire partiellement négative.....	149
Figure 20 – Répartition de l'impédance du réseau d'alimentation (mesurée entre le conducteur de ligne et le conducteur de neutre) dans des réseaux basse tension en fonction de la fréquence.....	150
Figure 21 – Répartition statistique de l'impédance directe en fonction de la fréquence dans les réseaux d'alimentation électrique basse tension	151
Figure 22 – Circuit équivalent décrivant l'impédance de réseau d'alimentation électrique.....	152
Figure 23 – Topologie de circuit pour la simulation du réseau d'alimentation	152
Figure 24 – Courbe d'impédance approximée et mesurée à 50%	154
Figure 25 – Topologie de circuit monophasé conformément à l'IEC 61000-4-7+ utilisée pour le réseau de stabilisation d'impédance de ligne	155
Figure 26 – Topologie de circuit triphasé du réseau de stabilisation d'impédance de ligne	156
Figure 27 – Variation d'impédance dans la courbe de 90 % du RSIL décrit à la Figure 26..	156
Figure 28 – PDS avec grande valeur de capacité à courant continu	158
Figure 29 – PDS avec grande valeur de capacité et inductance de ligne.....	159
Figure 30 – PDS avec grande valeur de capacité à courant continu et inductances dans la liaison à courant continu	159
Figure 31 – Topologie de filtre EMI de base.....	161
Figure 32 – Schéma fonctionnel d'un PDS doté d'un système de filtre EMI à haute fréquence	161
Figure 33 – Illustration de base de la topologie d'un AIC à source de tension MLI à deux niveaux	163
Figure 34 – Formes d'onde typiques des tensions $u_{S1N} / U_{LN,1}$ et tension $u_{S12} / U_{LN,1}$ à la fréquence d'impulsion de 4 kHz.....	164
Figure 35 – Formes d'onde typiques de la tension en mode commun $u_{CM} / U_{LN,1}$ à la fréquence d'impulsion de 4 kHz	164
Figure 36 – Forme d'onde du courant i_{L1} / I_{equ} à la fréquence d'impulsion de 4 kHz, impédance relative de $u_{SCV,eq} = 6\%$	165
Figure 37 – Schéma fonctionnel d'un AIC MLI à deux niveaux	166
Figure 38 – Distorsion du courant i_{L1} de la réactance X_{equ} , fréquence d'impulsion: 4 kHz, réactance relative de $u_{SCV,eq} = 6\%$	168
Figure 39 – Tensions typiques $u_{L1N} / U_{LN,1}$ et $u_{L12} / U_{LN,1}$ à la fréquence d'impulsion de 4 kHz, réactance relative $u_{SCV,eq} = 6\%$, $R_{SCE} = 100$	168
Figure 40 – Topologie de base d'un AIC à trois niveaux. Pour un entraînement électrique de puissance (PDS) la même topologie peut également être utilisée côté charge	169
Figure 41 – Forme de courbe typique de la tension entre phases d'un convertisseur MLI à trois niveaux	170
Figure 42 – Exemple de variation de charge soudaine d'un convertisseur à trois niveaux de 13 MW lorsque la commande de courant atteint un temps de réponse de l'ordre de 5 ms.....	171
Figure 43 – Topologie typique d'un AIC à quatre niveaux à condensateur flottant (FC) utilisant des transistors bipolaires à grille isolée	172
Figure 44 – Forme de courbe typique de la tension entre phases d'un AIC à plusieurs (quatre) niveaux.....	173

Figure 45 – Distorsion de fréquences et d'amplitudes dans la tension d'alimentation (mesurée directement au niveau des bornes du pont de la Figure 25) et le courant de ligne d'un AIC à plusieurs niveaux (quatre) (transformateur à 10 % de tension de court-circuit)	175
Figure 46 – Topologie d'un AIC F3E	176
Figure 47 – Filtre côté réseau et circuit équivalent pour le comportement du convertisseur F3E du réseau d'alimentation électrique.....	177
Figure 48 – Fonction de transfert de courant avec $R_{SCe} = 100$ et $R_{SCe} = 750$ et un filtre côté réseau: $G(f) = i_{L1} / i_{conv}$	178
Figure 49 – MLI – Distorsion de tension sur l'impédance du réseau d'alimentation électrique d'une alimentation F3E comprenant un filtre côté réseau d'alimentation électrique.....	179
Figure 50 – Spectre de courant d'entrée d'un convertisseur F3E de 75 kW	179
Figure 51 – Spectre harmonique du courant d'entrée d'un convertisseur F3E avec $R_{SCe} = 100$	180
Figure 52 – Illustration d'un effet de distorsion provoqué un convertisseur monophasé avec une charge capacitive.....	181
Figure 53 – Hacheur d'impulsion d'AIC courant alternatif/courant alternatif, circuit de base	182
Figure 54 – Illustration d'une topologie de convertisseur pour un AIC à source de courant	184
Figure 55 – Formes d'onde typiques des courants et tensions d'un AIC à source de courant à fréquence de commutation élevée	185
Figure 56 – Schéma fonctionnel typique d'un AIC MLI à source de courant.....	186
Figure 57 – AIC à source de courant faisant office de filtre actif afin de compenser les courants harmoniques générés par une charge non linéaire.....	186
Figure 58 – Réponse à un échelon (valeur de référence et valeur réelle) d'un AIC à source de courant à basse fréquence de commutation [33].	187
Figure A.1 – Plan de principe de modulation par injection de tension et de courant combinée pour bras de phase R	191
Figure A.2 – Exemple de courant de phase commandé pendant un creux de tension au niveau du réseau d'alimentation électrique utilisant une hystérésis plus une commande MLI	193
Figure A.3 – Formes d'onde typiques du courant du réseau d'alimentation électrique et tension d'un AIC à source de courant à basse fréquence de commutation [33].	194
Figure A.4 – Courants et tensions dans un interrupteur (à semi-conducteurs) d'un AIC et d'un convertisseur côté machine à source de courant à basse fréquence d'impulsion [33].	195
Figure A.5 – Taux de distorsion harmonique totale en courant dans un réseau d'alimentation électrique et d'un moteur [33] restant toujours inférieur à 8 % (triangles dans la ligne droite) dans cette application	196
Figure A.6 – Topologie de base d'un AIC avec commutation côté continu (variante à six impulsions).....	197
Figure A.7 – Performances dynamiques d'un convertisseur de puissance réactive.....	198
Figure A.8 – Courant côté réseau d'un convertisseur de puissance réactive à douze impulsions en mode de fonctionnement capacitif et inductif ($u_{SCV, equ} = 15\%$).....	199
Figure A.9 – Origine de la forme d'onde du courant d'un convertisseur de puissance réactive par la tension d'alimentation (sinusoïdale) et la tension du convertisseur (rectangulaire)	199
Figure A.10 – Topologie à deux niveaux avec tension nominale maximale de 1 200 V et échelle de temps de 5 ms/div.....	201

Figure A.11 – Topologie à trois niveaux avec tension nominale maximale de 2 400 V et échelle de temps de 5 ms/div	201
Figure A.12 – Topologie à quatre niveaux avec tension nominale maximale de 3 300 V et échelle de temps de 5 ms/div	202
Figure A.13 – Influence générale des caractéristiques significatives en fonction de la distorsion de tension et de la distorsion de courant	203
Figure A.14 – Réduction mesurée de la distorsion de tension lorsque quatre AIC sont raccordés au réseau d'alimentation électrique	205
Figure A.15 – Extraits d'informations d'un fabricant de condensateur de puissance; 760 V courant alternatif; (tension assignée: 690 V courant alternatif) pour le calcul de température	206
Figure A.16 – Puissance réactive et pertes du condensateur de puissance alimenté par une source avec tension de référence constante et fréquence variable ($R_{CP} = f(h)$)	207
Figure A.17 – Puissance apparente et pertes d'un condensateur de puissance typique à différents niveaux de distorsion de tension, et limites de fréquence critiques (à la fréquence singulière) où l'échauffement atteint des valeurs substantielles (flèches verticales)	209
Figure A.18 – Spectre de tension d'un AIC et impact d'une réduction de l'impédance de ligne sur la température du condensateur (de 10 K à 0,44 K) et la composition du spectre	210
Figure A.19 – Éolienne et entraînement de machine d'extraction raccordés à la même ligne d'énergie	212
Figure A.20 – Configuration du réseau d'alimentation pour l'usine de la Figure A.19 avec points de mesure attribués	213
Figure A.21 – Courant régulier du CSI (filtre AIC désactivé) et amplification du courant en cas de résonance provoquée par le circuit de filtrage AIC (lorsque le filtre AIC est désactivé)	213
Figure A.22 – Principe de base du mesurage d'impédance	217
Figure A.23 – Génération de courant harmonique par le dispositif perturbateur	218
Figure A.24 – Mesurage par commutation d'une résistance	219
Figure A.25 – Mesure par une batterie de condensateurs	220
Figure A.26 – Système de mesure de l'impédance du réseau d'alimentation électrique de 6,6 kV pour la détection d'îlotage par injection d'interharmoniques	221
Figure B.1 – Niveau de capacité de tenue en fonction des tensions harmoniques dans le réseau d'alimentation électrique compte tenu de l'échauffement admissible à l'intérieur des condensateurs si la distorsion de tension est déterminée soit par une fréquence prédominante (ligne supérieure) soit, si la distorsion est essentiellement déterminée par un spectre harmonique, générée par plusieurs AIC fonctionnant en parallèle (MLI à 2 niveaux) (ligne inférieure)	225
Figure B.2 – Spectre de tension harmonique d'un AIC MLI à 2 niveaux dont l'échauffement acceptable d'un condensateur de puissance ne dépasse pas 10 K	226
Figure B.3 – Distorsion de tension maximale d'un spectre, générée par plusieurs AIC (topologies monophasées)	227
Figure B.4 – Distorsion de tension maximale d'un spectre, générée par plusieurs AIC (topologies triphasées)	228
Figure B.5 – Feuille de calcul de mise en correspondance des AIC monophasés (2 niveaux) à différentes conditions de réseau d'alimentation électrique afin d'appliquer les courbes limites de condensateur de puissance	229
Figure B.6 – Feuille de calcul de mise en correspondance des AIC triphasés (2 niveaux) à différentes conditions de réseau d'alimentation électrique afin d'appliquer les courbes limites de condensateur de puissance	229

Figure B.7 – Illustration de la fréquence de résonance typique du réseau d'alimentation électrique par augmentation de la population de filtrage AIC, en fonction du niveau de distorsion de tension.....	230
Figure B.8 – Schéma de la taille/du coût habituels d'une application AIC par rapport à la fréquence de commutation de l'AIC	231
Figure B.9 – Illustration de la probabilité de problèmes de surcharge et de contrainte du réseau d'alimentation électrique et de l'équipement qui y est raccordé, en fonction des niveaux de distorsion stipulés fixés dans diverses hypothèses	232
Figure B.10 – Résultats de la collecte de données par rapport aux valeurs maximales proposées dans l'IEC TS 62578 pour les produits présentant des caractéristiques assignées supérieures à 75 kVA	234
Figure B.11 – Résultats de la collecte de données par rapport aux valeurs maximales proposées dans l'IEC TS 62578 pour les produits présentant des caractéristiques assignées inférieures à 75 kVA.....	235
Figure B.12 – Résultats de la collecte de données par rapport aux valeurs maximales proposées dans l'IEC TS 62578 pour les produits présentant des caractéristiques assignées supérieures à 75 kVA	236
Figure B.13 – Valeurs d'émission maximales recommandées pour les AIC de différentes catégories dans la plage comprise entre 9 kHz et 150 kHz	237
Tableau 1 – Paramètres du réseau de stabilisation d'impédance de ligne pour différentes courbes d'impédance de réseau d'alimentation.....	153
Tableau 2 – Paramètres du RSIL décrit à la Figure 25 et la Figure 26.....	155
Tableau A.1 – État de condition 1: limite de courant positif atteinte, le transistor T1 est coupé pour réduire le courant	192
Tableau A.2 – État de condition 2: limite de courant négatif atteinte, le transistor T2 est coupé pour réduire le courant.....	192
Tableau A.3 – État de condition 0: courant en phase R dans la plage de tolérance, injection de tension pure active (avec la MLI, par exemple)	193
Tableau A.4 – Comparaison des différents AIC MLI de la topologie VSC	200
Tableau A.5 – Distorsion de tension sur les deux lignes d'énergie (II et III) avec et sans circuit de filtrage (le filtre a été conçu pour obtenir un niveau de distorsion de 0,2 % sur la ligne d'énergie MT).....	214
Tableau A.6 – Distribution de courant dans un réseau décrite pour des fréquences spécifiques et sur des points de mesure attribués comme indiqué à la Figure A.20.....	215
Tableau B.1 – Recommandation de conception de l'AIC pour un facteur de distorsion maximal dans la plage de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz	233
Tableau B.2 – Valeurs d'émission maximales recommandées pour les AIC de différentes catégories dans la plage comprise entre 9 kHz et 150 kHz	237

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

SYSTÈMES ET ÉQUIPEMENTS ÉLECTRONIQUES DE PUISSANCE –

Conditions de fonctionnement et caractéristiques des convertisseurs à alimentation active (AIC), y compris les recommandations de conception pour leurs valeurs d'émission inférieures à 150 kHz

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 tâche principale des comités d'études de l'IEC est l'élaboration des Normes internationales. Exceptionnellement, un comité d'études peut proposer la publication d'une spécification technique

- lorsqu'en dépit de maints efforts, l'accord requis ne peut être réalisé en faveur de la publication d'une Norme internationale, ou
- lorsque le sujet en question est encore en cours de développement technique ou quand, pour une raison quelconque, la possibilité d'un accord pour la publication d'une Norme internationale peut être envisagée pour l'avenir mais pas dans l'immédiat.

Les spécifications techniques font l'objet d'un nouvel examen trois ans au plus tard après leur publication afin de décider éventuellement de leur transformation en Normes internationales.

L'IEC TS 62578, qui est une spécification technique, a été établie par le comité d'études 22 de l'IEC: Systèmes et équipements électroniques de puissance.

Cette deuxième édition annule et remplace la première édition, parue en 2009. Cette édition constitue une révision technique.

Cette édition inclut les modifications techniques majeures suivantes par rapport à l'édition précédente:

- a) L'IEC TS 62578, dans sa version révisée, inclut les valeurs observées hors des applications pratiques pour les valeurs d'émission inférieures à 150 kHz.
- b) Par conséquent, le document a été développé comparé à la première édition, plusieurs résultats d'analyse détaillée étant donnés dans les Annexes étendues.
- c) Les recommandations de conception ont été établies par le groupe de travail international suite à une évaluation des impédances d'alimentation comprises entre 2 kHz et 9 kHz, à une analyse approfondie de la capacité de tenue des condensateurs de puissance par rapport aux courants harmoniques injectés par l'AIC, à des essais d'immunité de l'équipement et à des considérations relatives aux résonances décalées dans le réseau d'alimentation avec l'augmentation de la population des condensateurs de filtrage sans amortissement.

Le texte de cette spécification technique est issu des documents suivants:

Projet d'enquête	Rapport de vote
22/235/DTS	22/239/RVC

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

La version française de cette spécification technique n'a pas été soumise au vote.

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

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

- transformée en Norme internationale,
- 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.

INTRODUCTION

Cette révision de la spécification technique IEC TS 62578 est nécessaire car les convertisseurs à alimentation active (AIC) sont à la pointe de la technologie en matière de produits électroniques de puissance et sont d'un intérêt majeur pour la mise en place d'un "réseau intelligent" et pour répondre aux initiatives d' "efficacité énergétique".

Dans les domaines industriel et domestique, les AIC sont nécessaires pour renvoyer l'énergie entre une source (des panneaux solaires, des piles à combustible ou des éoliennes, par exemple) ou une charge de type moteur vers le réseau d'alimentation et la mettre à disposition des autres utilisateurs au lieu de la dissiper sous forme de chaleur dans l'environnement.

Les équipements dispersés générant de la puissance utilisent les AIC pour synchroniser leurs tensions et courants au réseau d'alimentation ou pour échanger de l'énergie électrique entre les dispositifs de stockage de l'énergie (les batteries, par exemple) et les utilisateurs.

Les compagnies de distribution ont besoin d'informations pour savoir comment appliquer correctement les AIC afin de limiter les harmoniques dans le réseau d'alimentation.

Les AIC peuvent également être utilisés pour limiter les harmoniques préexistants dans le réseau d'alimentation, ces informations présentant un intérêt pour les compagnies de distribution.

Différentes topologies possibles d'AIC sont décrites, avec leurs avantages spécifiques.

Avertissement: Les recommandations en matière de valeurs maximales d'émission pour les émissions conduites < 150 kHz définies dans le présent document reposent sur des observations et sur l'expérience acquise avec les AIC d'aujourd'hui interconnectés à la plupart des réseaux d'alimentation, avec d'autres équipements, sans générer d'interférences intolérables, et il convient d'obtenir un consensus quant à l'utilisation des AIC.

Toutefois, il est à souligner que l'environnement électromagnétique fait l'objet d'évolutions en raison, par exemple, du déploiement de réseau intelligent, et que les limites d'émission en cours de développement par les comités CEM de l'IEC peuvent s'écarter des valeurs maximales d'émission recommandées dans le présent document.

Le présent document est publié dans la série Spécifications Techniques (conformément aux Directives ISO/IEC, Partie 1, 3.1.1.1) comme "norme prospective d'application provisoire" dans le domaine de l'électronique de puissance, en raison de l'urgence de disposer de lignes directrices quant à la conception et l'utilisation des convertisseurs à alimentation active (AIC) aujourd'hui et dans les "environnements de réseau intelligent".

Ce document n'est pas à considérer comme une "Norme Internationale". Il est proposé pour une mise en œuvre provisoire, dans le but de recueillir des informations et d'acquérir de l'expérience quant à son application dans la pratique. Il convient d'envoyer les observations éventuelles relatives au contenu de ce document au Bureau Central de l'IEC.

Une révision de la présente Spécification Technique sera réalisée au plus tard 3 ans après sa publication, avec soit la possibilité d'une prolongation supplémentaire de 3 ans soit sa conversion en Norme Internationale ou son retrait.

Dans le cadre de la révision du présent document, il reste encore à clairement définir la manière et le moment où cette approche de réseau intelligent sera réalisée et dans quelle mesure elle le sera. Les AIC seront les "composants de liaison essentiels" lorsque plusieurs dispositifs de stockage d'énergie ou technologies de stockage et utilisateurs d'énergie seront connectés ensemble et interagiront dans le cadre d'un "comportement de réseau intelligent".

Le réseau d'alimentation peut adapter ses futures caractéristiques par rapport à l'état de l'art, tout en augmentant la densité d'AIC installés.

SYSTÈMES ET ÉQUIPEMENTS ÉLECTRONIQUES DE PUISSANCE –

Conditions de fonctionnement et caractéristiques des convertisseurs à alimentation active (AIC), y compris les recommandations de conception pour leurs valeurs d'émission inférieures à 150 kHz

1 Domaine d'application

La présente Spécification technique IEC TS 62578 décrit les conditions de fonctionnement et les caractéristiques typiques des convertisseurs à alimentation active (AIC), quelles que soient leurs technologies et topologies, qui peuvent être connectés entre le réseau (les phases) d'alimentation électrique côté alternatif et un type de courant ou de tension constant(e) côté continu, et qui peuvent convertir la puissance électrique (active et réactive) dans les deux directions (génératrice ou régénératrice).

Les applications dotées de convertisseurs à alimentation active sont souvent utilisées avec les côtés continus des entraînements électriques de puissance à vitesse variable (PDS), des alimentations sans interruption (ASI), des filtres actifs, des systèmes photovoltaïques, des éoliennes, des systèmes de gestion d'énergie à pile, etc. de toutes les tensions et puissances assignées possibles.

Les convertisseurs à alimentation active sont en général raccordés entre le réseau d'alimentation (côté alternatif) et un courant ou une tension côté continu. Il s'agit d'éviter d'émettre des harmoniques à basse fréquence (inférieurs à 1 kHz, par exemple) en synthétisant un courant alternatif sinusoïdal. Certains d'entre eux peuvent en outre compenser la distorsion harmonique préexistante d'une tension du côté d'une alimentation donnée. De plus, ils sont capables de contrôler le facteur de puissance d'une section de réseau d'alimentation en déplaçant la puissance électrique (active et réactive) dans les deux sens (génératrice ou régénératrice), ce qui permet d'économiser l'énergie dans le réseau et de stabiliser la tension d'alimentation ou de coupler les sources d'énergie renouvelable ou les dispositifs de stockage de l'énergie électrique à l'alimentation.

Une approche pratique et analytique des valeurs d'émission des AIC dans les réseaux d'alimentation est proposée. Elle s'appuie sur les derniers résultats correspondant à des valeurs d'impédance de ligne comprises entre 2 kHz et 9 kHz et sur la capacité de tenue des condensateurs raccordés directement à l'alimentation.

Cela se traduit par des recommandations de conception correspondant à des valeurs d'émission inférieures à 150 kHz.

Les aspects suivants sont exclus du domaine d'application.

- Les exigences de conception, de développement ou autres fonctionnalités des applications à alimentation active.
- La probabilité d'interactions ou d'influences de l'AIC avec d'autres équipements générées par des éléments parasites dans une installation ou par une conception électronique peu avancée, ainsi que leurs limitations.
- Les réseaux d'alimentation par "ligne aérienne", en raison du manque d'informations (mesures) relatives à leurs impédances triphasées. Ces éléments peuvent faire l'objet de futures éditions.

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 60050 (toutes les parties), *Vocabulaire électrotechnique international* (disponible à www.electropedia.org)

IEC TR 60725:, *Étude des impédances de référence et des impédances des réseaux publics d'alimentation aux fins de la détermination des caractéristiques de perturbation des équipements électriques utilisant un courant nominal ≤ 75 A par phase*

IEC 61800-3, *Entraînements électriques de puissance à vitesse variable – Partie 3: Exigences de CEM et méthodes d'essais spécifiques*

IEC 61800-5-1, *Entraînements électriques de puissance à vitesse variable – Partie 5-1: Exigences de sécurité – Electrique, thermique et énergétique*

IEC 62040-1, *Alimentations sans interruption (ASI) – Partie 1: Exigences générales et règles de sécurité pour les ASI*

IEC 62103, *Équipements électroniques utilisés dans les installations de puissance*

IEC 61000-4-7:2002, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-7: Techniques d'essai et de mesure – Guide général relatif aux mesures d'harmoniques et d'interharmoniques, ainsi qu'à l'appareillage de mesure, applicable aux réseaux d'alimentation et aux appareils qui y sont raccordés*

IEC 61000-4-7:2002/AMD1:2008

CISPR 16-1-1, *Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Appareils de mesure*

3 Termes et définitions

Pour les besoins du présent document, les termes et définitions donnés dans l'IEC 60500 ainsi que les suivants s'appliquent.

3.1

égalisation active d'un réseau d'alimentation

AEP

faculté d'un AIC à permettre et combiner les fonctionnalités d'un réseau intelligent avec une application principale spécifique

Note 1 à l'article:

- Il s'agit de réduire ou d'éviter les harmoniques à basse fréquence (inférieurs à 2 kHz, par exemple) dans le réseau d'alimentation par la synthèse d'un courant de ligne sinusoïdal
- contribue au contrôle de la puissance réactive d'un réseau d'alimentation
- échange la puissance électrique (active et réactive) dans les modes génératifs et régénératifs
- stabilisation de la tension d'alimentation et économie d'énergie dans le réseau d'alimentation
- échange d'énergie électrique entre les réseaux d'alimentation électrique ou d'autres applications de génération de puissance (les piles à combustible et les dispositifs de stockage de l'énergie électrique, par exemple)
- couplage de sources d'énergie décentralisées (à partir de l'énergie renouvelable, par exemple) au réseau d'alimentation.

Note 2 à l'article: L'abréviation "AEP" est dérivée du terme anglais développé correspondant "active equalization of the power supply network".

3.2

filtre côté alternatif

filtre doté de composants passifs (des inductances, des condensateurs et des résistances, par exemple) connecté au côté alternatif d'un convertisseur et conçu pour réduire la circulation des courants harmoniques dans le circuit associé

3.3

filtre actif

AIC fonctionnant comme un filtre pour contrôler les tensions ou courants d'harmoniques et d'interharmoniques spécifiques côté alternatif, en général sans flux de puissance active

3.4

application à alimentation active

application utilisant les propriétés d'un convertisseur à alimentation active

3.5

convertisseur à alimentation active

AIC

convertisseurs de puissance électronique autocommutés de toutes les technologies, topologies, tensions et dimensions, raccordés entre le réseau (les phases) d'alimentation en courant alternatif et, en général, une source côté courant continu (source de courant ou de tension) et pouvant convertir la puissance électrique dans les deux sens (génératrice et régénératrice) et commander la puissance réactive ou le facteur de puissance

Note 1 à l'article: Certains d'entre eux peuvent en outre contrôler les harmoniques afin de réduire la distorsion d'une tension ou d'un courant appliqué(e).

Note 2 à l'article: Les topologies de base peuvent être mises en place en tant que convertisseur de source de tension (voltage source converter – VSC) ou que convertisseur de source de courant (current source converter – CSC).

Note 3 à l'article: Dans le VEI, ces termes (VSC et CSC) sont définis en tant que convertisseur alternatif/continu imposant la tension [551-12-03] et convertisseur alternatif/continu imposant le courant [551-12-04]. La plupart des AIC sont des convertisseurs bidirectionnels dont les sources se trouvent côté courant continu. Par conséquent, ils sont réputés être des convertisseurs de source de tension et des convertisseurs de source de courant dans la présente Spécification technique.

Note 4 à l'article: Certains types d'AIC peuvent être réalisés sans source côté courant continu (convertisseur matriciel à courant alternatif). De même, un matériel de conversion à courant alternatif peut être inclus.

Note 5 à l'article: L'abréviation "AIC" est dérivée du terme anglais développé correspondant "active infeed converter".

3.6

bras de roue libre commandé

bras de shuntage construit avec des interrupteurs contrôlables

3.7

harmoniques ou interharmoniques contrôlables

ensemble d'harmoniques ou d'interharmoniques qui peuvent être influencées directement par la stratégie de commande de l'AIC

3.8

convertisseur conventionnel

convertisseur s'appuyant sur une technologie de commutation par le réseau, qui ne peut pas contrôler le facteur de puissance ni les harmoniques

3.9

topologie de convertisseur

différentes dispositions possibles des interrupteurs à semi-conducteurs et de leurs connexions

3.10

filtre côté continu

filtre placé du côté continu d'un convertisseur, conçu pour réduire l'ondulation appliquée au circuit associé

3.11

charge du côté continu

dispositif électrique qui consomme ou génère de la puissance du côté continu

3.12

impédance efficace du filtre côté alimentation

impédance efficace du filtre côté alimentation de l'AIC pour des fréquences situées dans la plage des harmoniques ou interharmoniques contrôlables

3.13

impédance probante par unité côté alimentation de l'AIC

$u_{scv, equ}$

valeur par unité de chute de tension de court-circuit de l'inductance matérielle connectée entre l'AIC et le réseau d'alimentation

$$u_{scv, equ} = Z_{choke} / (U_{LN} / I_{equ})$$

3.14

composantes fondamentales et harmoniques

les termes sont respectivement définis dans l'IEC 60050:101, l'IEC 60050:161 et l'IEC 60050:551 respectivement et concernent l'AIC dans le présent document

3.15

alimentation F3E

alimentation frontale à la fréquence fondamentale

convertisseur de source de tension frontale de fréquence fondamentale dont la capacité de commutation est placée du côté alternatif, qui utilise les interrupteurs à semi-conducteurs commutées à la fréquence du réseau et présentant une capacité régénératrice

Note 1 à l'article: Le condensateur du bus à courant continu, qui est en principe un condensateur électrolytique, est remplacé par un filtre côté réseau à courant alternatif, conçu pour limiter la distorsion de tension provoquée par les courants MLI de l'onduleur.

3.16

harmoniques ou interharmoniques générées

ensemble d'harmoniques ou d'interharmoniques résultant de la fréquence d'impulsion et du modèle d'impulsions

3.17

point de couplage interne

PCI

point électriquement le plus proche de l'AIC, situé sur un réseau à l'intérieur d'un système ou d'une installation, auquel d'autres appareils sont ou pourraient être raccordés

Note 1 à l'article: Le PCI est en général le point pour lequel la compatibilité électromagnétique est à prendre en compte. En cas de connexion au réseau d'alimentation public, le PCI est l'équivalent du PCC (point de couplage commun).

3.18 **k_{zred}**

rapport de l'impédance d'alimentation conformément à 5.2.4 (valeurs de 95 %) sur l'impédance de référence extrapolée proportionnelle à la fréquence conformément à l'IEC 60725

3.19**impédance de ligne de phase x** **$Z_{Lx, h}$**

impédance de ligne de phase x à l'harmonique de rang h

Note 1 à l'article: L'impédance à une fréquence harmonique comprise entre le point neutre de l'alimentation électrique équivalente et l'une des bornes de phase en un point défini d'un réseau. Le point sur un réseau peut être défini comme étant, par exemple, les bornes de l'AIC ou le point de couplage interne.

3.20**dispositif de stockage de l'énergie de longue durée**

dispositif directement raccordé à la liaison en courant continu par un interrupteur à semi-conducteurs ou un convertisseur, fournissant la puissance assignée, en général pendant quelques secondes, voire quelques minutes

3.21**impédance neutre à l'harmonique de rang h** **$Z_{N, h}$**

impédance entre le point étoile de l'alimentation équivalente et la borne neutre à un point défini sur un réseau

Note 1 à l'article: L'impédance entre le point neutre de l'alimentation électrique équivalente et la borne neutre en un point défini d'un réseau. Le point sur un réseau peut être défini comme étant, par exemple, les bornes de l'AIC ou le point de couplage interne.

3.22**convertisseur commandé par MLI**

convertisseur utilisant une technique de modulation de largeur d'impulsion afin de commander la commutation de ses interrupteurs à semi-conducteurs

3.23**fréquence d'impulsion**

fréquence, résultant de la fréquence de commutation et de la topologie de convertisseur, qui caractérise, avec le modèle d'impulsions sélectionné, la fréquence la plus basse des harmoniques ou interharmoniques non contrôlables au niveau du PCI (point de couplage interne)

Note 1 à l'article: La fréquence de commutation elle-même peut ne pas se présenter sous la forme d'harmoniques ou d'interharmoniques.

3.24**modèle d'impulsions**

modèle de tensions ou courants commuté(e)s, mesurables au niveau de la borne du convertisseur, résultant des schémas de fréquence et de modulation d'impulsion utilisés

3.25**puissance apparente assignée de l'équipement** **S_{equ}**

valeur calculée à partir du courant de ligne efficace assigné I_{equ} de l'élément de l'équipement établi par le fabricant et dépendant de la tension entre phases assignée U_{LL} .

$$S_{equ} = \sqrt{3} \times U_{LL} \times I_{equ} \quad \text{pour un équipement triphasé équilibré}$$

$$S_{equ} = U_{LL} \times I_{equ} \quad \text{pour un équipement entre phases}$$

$$S_{\text{equ}} = U_{\text{LN}} \times I_{\text{equ}} \quad \text{pour un équipement monophasé}$$

3.26

convertisseur de puissance réactive

convertisseur destiné à la compensation de la puissance réactive, qui engendre ou consomme de la puissance réactive sans échange de puissance active à l'exception des pertes dans le convertisseur

[SOURCE: IEC 60050-551:1998, 551.12.15]

3.27

puissance de court-circuit

S_{SC}

valeur de la puissance de court-circuit triphasée calculée à partir de la tension entre phases nominale du système U_{LL} et de l'impédance $Z_{\text{Lx},1}$ du système au point de couplage commun (PCC)

Note 1 à l'article: Dans ce cas, U_{LL} est la tension nominale entre phases du réseau d'alimentation.

$$S_{\text{SC}} = (U_{\text{LL}})^2 / Z_{\text{Lx},1}$$

où

$Z_{\text{Lx},1}$ est l'impédance d'alimentation à la fréquence fondamentale

3.28

rapport de court-circuit

R_{SCe}

valeur caractéristique pour l'application d'un seul équipement, déduite du rapport de la puissance de court-circuit de l'alimentation sur la puissance apparente assignée de l'AIC de l'équipement unique (S_{equ})

$$R_{\text{SCe}} = S_{\text{SC}} / S_{\text{equ}} \quad \text{pour un équipement triphasé équilibré}$$

$$R_{\text{SCe}} = S_{\text{SC}} / (2 * S_{\text{equ}}) \quad \text{pour un équipement entre phases}$$

$$R_{\text{SCe}} = S_{\text{SC}} / (3 * S_{\text{equ}}) \quad \text{pour un équipement monophasé}$$

3.29

dispositif de stockage de l'énergie de courte durée

une ou plusieurs inductances ou un ou plusieurs condensateurs fournissant la puissance assignée pendant environ 1 ms à 10 ms et directement raccordé(e)s au côté continu

Note 1 à l'article: Le stockage d'énergie de courte durée permet d'obtenir une caractéristique imposant la tension ou le courant ou d'exploiter l'AIC en permanence pendant un creux de tension alternative de courte durée, la durée pouvant être supérieure à 10 ms.

Note 2 à l'article: Le stockage d'énergie de longue durée permet de fournir l'énergie à un système d'alimentation électrique à courant alternatif.

3.30

fréquence de commutation

fréquence de fonctionnement des interrupteurs à semi-conducteurs d'un convertisseur MLI

Note 1 à l'article: Dans certains convertisseurs, la fréquence de commutation peut ne pas être la même pour tous les interrupteurs à semi-conducteurs.

3.31

impédance totale

impédance obtenue composée de l'impédance d'alimentation et de l'impédance du filtre côté alimentation de l'AIC

3.32 $U_{LL, 1}$

valeur efficace de la tension entre phases à la fréquence fondamentale du réseau d'alimentation

3.33 $U_{LL, h}$

valeur efficace de la tension entre phases de l'harmonique du réseau d'alimentation

3.34 $U_{LN, h} / U_{LN, 1}$

tension relative (tension phase-neutre) au rang h

Note 1 à l'article: rapport d'une amplitude de tension phase-neutre d'harmonique sur l'amplitude de tension phase-neutre de la fréquence fondamentale.

3.35 $U_{LL, h} / U_{LL, 1}$

tension harmonique relative (entre phases) au rang h

3.36 $X_{L, h}$

réactance réelle du réseau d'alimentation obtenue au niveau du PCI

Note 1 à l'article: L'indice "h" signifie que, dans tous les cas, la réactance dédiée est considérée à un certain rang harmonique.

3.37 $Z_{L, h}$

impédance obtenue réelle du réseau d'alimentation au niveau du PCI

Note 1 à l'article: Pour le calcul d'harmonique d'une charge monophasée: $Z_L = Z_{Lx} + Z_{LN}$ est utilisé. Pour une charge triphasée: $Z_L = Z_{Lx}$ est utilisé. L'indice "h" signifie que, dans tous les cas, l'impédance dédiée est considérée à un certain rang harmonique.

4 Caractéristiques générales du système de convertisseurs à alimentation active MLI connectés au réseau d'alimentation

4.1 Généralités

Dans le présent article, l'AIC de source de tension, qui est largement utilisé, est choisi comme exemple.

4.2 Topologies de base et principes de fonctionnement

4.2.1 Généralités

Les applications à alimentation active sont essentiellement pourvues d'un lissage capacitif (VSC) ou inductif (CSC) côté continu. Certains convertisseurs n'utilisent pas ou pratiquement pas de lissage côté continu. La plupart des unités installées utilisent le lissage capacitif.

Selon la puissance assignée et la disponibilité du réseau d'alimentation, la connexion à ce dernier peut être monophasée ou triphasée. La version triphasée est choisie pour les exemples.

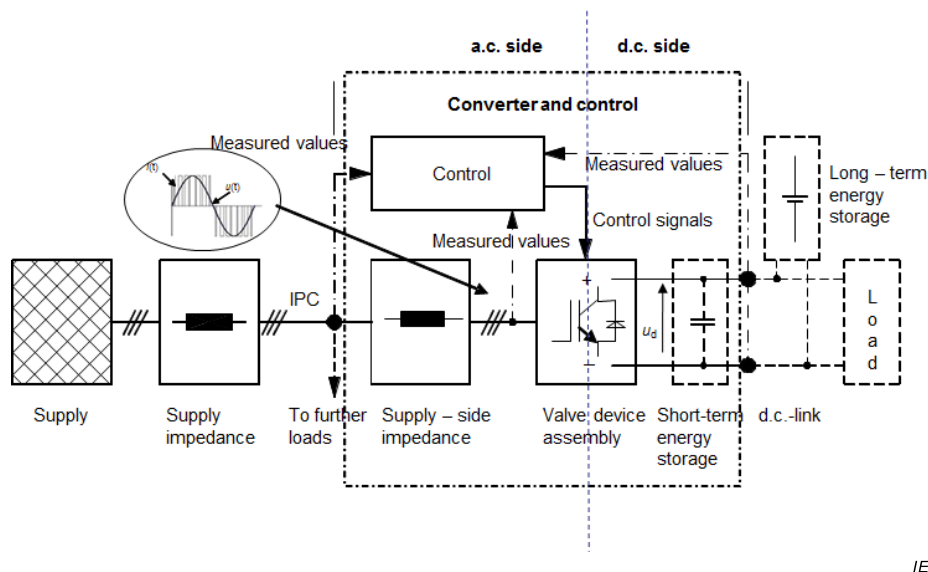
4.2.2 Principes de fonctionnement

Le principe de fonctionnement essentiel consiste à commuter les potentiels ou les courants côté continu aux conducteurs côté alternatif, avec une fréquence d'impulsion comprise en principe entre 300 Hz et 20 kHz. De cette manière, les tensions ou courants souhaité(e)s côté

alternatif sont obtenu(e)s en tant que valeurs moyennes. La fréquence d'impulsion est en principe élevée comparée à la fréquence de ligne. Elle permet de contrôler rapidement et précisément les tensions et courants côté alternatif. Toutefois, la commutation entre des potentiels ou courants fixes génère des distorsions indésirables dans la plage de hautes fréquences. Des filtres passifs côté alternatif peuvent être exigés pour limiter ces effets.

Un système permet de contrôler précisément les composantes fondamentales et composantes harmoniques supplémentaires. La fréquence jusqu'à laquelle les harmoniques peuvent être contrôlés est déterminée par la fréquence d'impulsion du convertisseur.

La structure habituelle des systèmes VSC et CSC est présentée à la Figure 1 et à la Figure 2, respectivement:

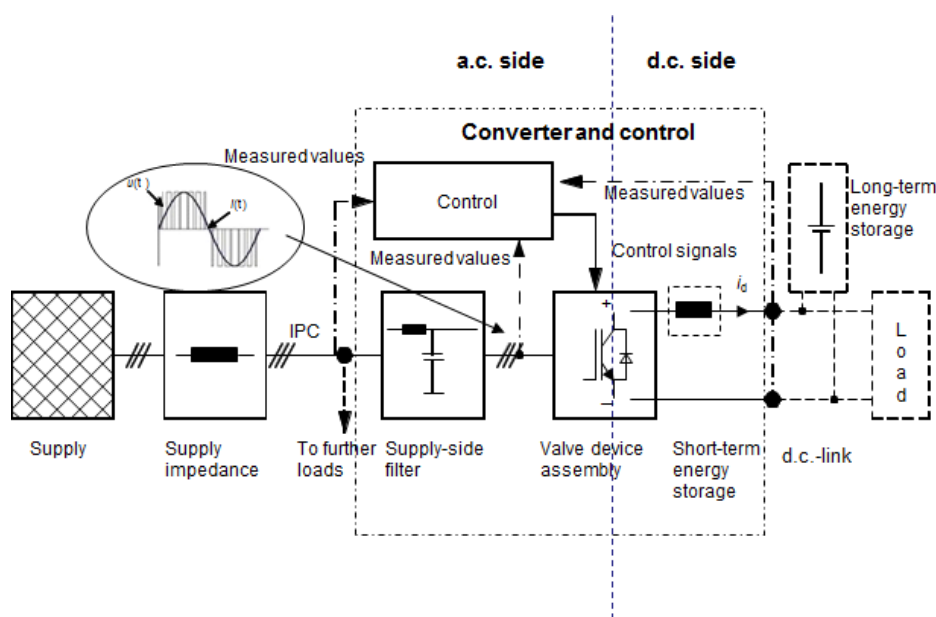


IEC

NOTE Les symboles d'interrupteurs ne sont utilisés qu'à titre illustratif.

Anglais	Français
a.c. side	côté alternatif
d.c. side	côté continu
Converter and control	Convertisseur et commande
Measured values	Valeurs mesurées
Control	Commande
Long-term energy storage	Stockage d'énergie de longue durée
Control signals	Signaux de commande
Supply	Alimentation
Supply impedance	Impédance d'alimentation
To further loads	Vers d'autres charges
Supply-side impedance	Impédance côté alimentation
Valve device assembly	Ensemble d'interrupteurs
Short-term energy storage	Stockage d'énergie de courte durée
d.c. link	liaison continue
Load	Charge
IPC	PCI

Figure 1 – AIC dans la topologie VSC, structure de base



IEC

NOTE Les symboles d'interrupteurs ne sont utilisés qu'à titre illustratif.

Anglais	Français
a.c. side	côté alternatif
d.c. side	côté continu
Converter and control	Convertisseur et commande
Measured values	Valeurs mesurées
Control	Commande
Long-term energy storage	Stockage d'énergie de longue durée
Control signals	Signaux de commande
Supply	Alimentation
Supply impedance	Impédance d'alimentation
To further loads	Vers d'autres charges
Supply-side filter	Filtre côté alimentation
Valve device assembly	Ensemble d' interrupteurs
Short-term energy storage	Stockage d'énergie de courte durée
d.c. link	liaison continue
Load	Charge
IPC	PCI

Figure 2 – AIC dans la topologie CSC, structure de base

La Figure 1 et la Figure 2 montrent que la structure des systèmes de convertisseur de source de tension et de courant est très similaire. La principale différence se trouve côté continu, dans les filtres côté alternatif et dans le type de semi-conducteurs utilisés pour la partie interrupteur du convertisseur. Des détails sont donnés dans les sections couvrant les différentes topologies.

La structure peut être divisée en trois parties.

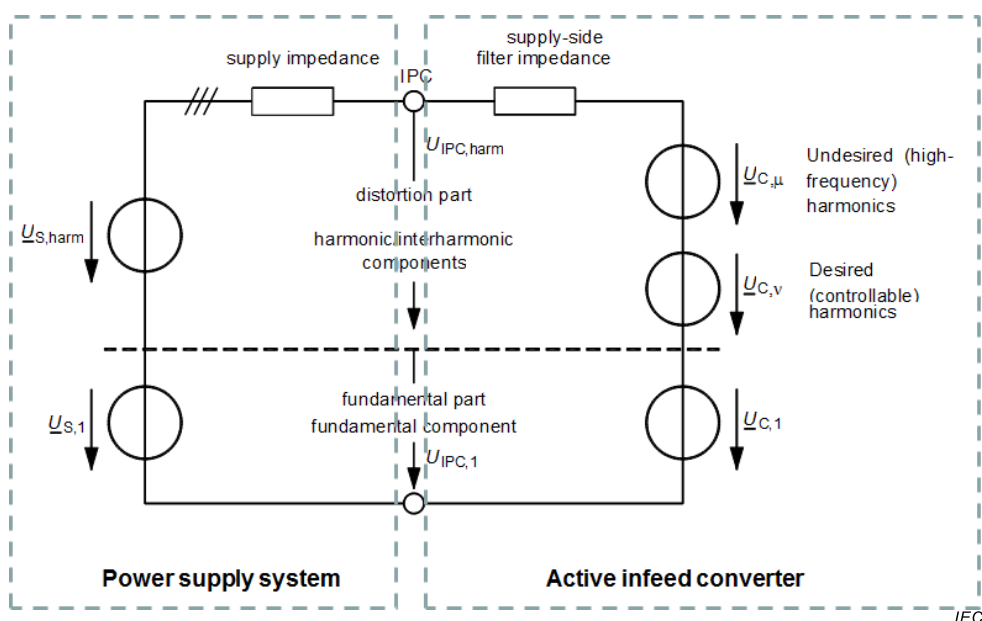
- Impédance d'alimentation au niveau du point de couplage interne (PCI) (voir la Figure 2) qui est principalement inductive.
- Convertisseur et commande jusqu'au côté continu. Cette partie contient en général un filtre côté alternatif, faisant souvent office d'inductance côté alimentation ou de filtre LCL

avec une structure en T. Un transformateur convertisseur, le cas échéant, fait partie intégrante de la bobine de filtrage côté alimentation (ou est conçu pour être utilisé en tant que telle). Dans la chaîne vient ensuite la partie interrupteur, qui peut varier selon la structure (voir le paragraphe suivant sur les différentes topologies, ainsi que les caractéristiques de charge côté continu (lissage capacitif ou lissage inductif)). La commande utilise en général les principes de modulation de largeur d'impulsion, comme la modulation vectorielle d'espace, les modèles d'impulsions synchrones optimisés ou hystérésis ou la commande en mode de glissement pour la génération de modèle d'impulsions. Dans le cas de la modulation vectorielle d'espace, la fréquence d'impulsion est fixe. Dans le cas des modèles d'impulsions synchrones optimisés, la forme du modèle d'impulsions est en général fixe et synchrone par rapport à la fréquence de ligne.

- Côté charge. La plupart des équipements connectés sont des sources d'énergie différentes ou des machines alimentées par convertisseur MLI. Une autre application typique est représentée par des convertisseurs permettant d'alimenter des charges passives ou mixtes (des alimentations sans interruption (ASI), par exemple). Si l'AIC est utilisé pour la compensation de facteur de puissance ou le contrôle d'harmonique, la charge n'est pas exigée, mais elle peut être incluse. Dans le cas des convertisseurs de source de tension, les unités de stockage de l'énergie de longue durée peuvent être aisément connectées en parallèle au condensateur de lissage côté continu. Dans les applications typiques, le condensateur de lissage côté continu fournit la puissance assignée pendant environ 1 ms à 10 ms sans arrêter le convertisseur. Le stockage de longue durée peut en général fournir la puissance assignée pendant quelques secondes, voire quelques minutes.

4.2.3 Circuit équivalent d'un AIC

Le comportement stationnaire des AIC est décrit en détail à l'aide du circuit équivalent composé de sources et d'impédances équivalentes données à la Figure 3.



Anglais	Français
supply impedance	impédance d'alimentation
supply-side filter impedance	impédance de filtre côté alimentation
part	partie de distorsion
harmonic/interharmonic components	composantes harmoniques/interharmoniques
fundamental part	partie fondamentale
fundamental component	composante fondamentale
undesired (high frequency) harmonics	harmoniques (haute fréquence) non souhaités
desired (controllable) harmonics	harmoniques (contrôlables) souhaités
Power supply system	Réseau d'alimentation puissance
Active infeed converter	Convertisseur à alimentation active
IPC	PCI

Figure 3 – Circuit équivalent pour l'interaction du réseau d'alimentation avec un AIC

Pour mieux comprendre, il est avantageux de séparer les tensions du réseau d'alimentation et les tensions du convertisseur en distinguant leurs fondamentales et les harmoniques restants. Pour les tensions du convertisseur, deux ensembles de tensions harmoniques peuvent être distingués.

- Un ensemble d'harmoniques qui peuvent être commandées directement. Cet ensemble est défini comme étant composé d'harmoniques contrôlables ou souhaités, et se caractérise par l'indice ν .
- Un ensemble d'harmoniques résulte de la fréquence d'impulsion et du modèle d'impulsions. Cet ensemble est défini comme étant composé d'harmoniques (générés) non souhaités et se caractérise par l'indice μ .

La tension $U_{S,h}$ est la superposition de tous les harmoniques (souhaités et non souhaités) générés par toutes les charges.

NOTE Des conclusions analogues peuvent être tirées concernant les AIC de source de courant. Dans ce cas, l'ensemble des tensions de la Figure 3 est à remplacer par un ensemble des courants.

4.2.4 Filtres

Le filtre côté alimentation est en général conçu pour laisser passer les harmoniques souhaités et limiter les harmoniques non souhaités à une valeur indiquée dans les spécifications CEM de l'environnement. Si nécessaire, des filtres supplémentaires peuvent être appliquées.

Des critères de conception supplémentaires peuvent être le résultat des conditions du réseau d'alimentation électrique au niveau du PCI, ainsi que des contraintes économiques.

Il convient de noter que la fréquence des harmoniques non souhaités provient essentiellement de la fréquence d'impulsion ascendante. Il est nécessaire que la spécification de l'inductance de filtre côté convertisseur tienne compte de ces fréquences élevées, sinon l'inductance surchauffe.

Le filtre côté continu, s'il est utilisé, est tenu d'atténuer l'ondulation de la tension ou du courant continu(e), de sorte que le convertisseur et les dispositifs éventuellement connectés fonctionnent correctement. Il est nécessaire que la spécification du filtre du bus à courant continu tienne compte de la quantité d'harmoniques, au risque de surchauffer.

Dans certains cas, la capacité de stockage d'énergie du filtre côté continu est adaptée aux exigences dynamiques de l'application. L'alimentation continue en est une application (fonctionnement continu pendant et après une brève interruption du réseau d'alimentation). Les variations rapides du flux énergétique dans le réseau d'alimentation ou la charge lors de transitoires de puissance ont également besoin d'éléments de stockage d'énergie côté continu plus importants, sinon, la grandeur du bus continue caractéristique (tension ou courant) peut quitter la plage de tolérance dans laquelle le bon fonctionnement du convertisseur MLI est garanti. Un dépassement de tension ou de courant, même pendant un très court laps de temps, peut détruire les interrupteurs à semi-conducteurs du convertisseur.

Pour la fréquence fondamentale et les harmoniques contrôlables, le filtre côté alimentation peut être considéré comme étant purement inductif. Selon la topologie et le principe de commande choisi, la chute de tension sur l'impédance totale commande le courant côté alimentation.

Il convient de limiter l'impédance totale pour assurer un contrôle dynamique correct du courant côté alimentation.

4.2.5 Modèles d'impulsions

Le schéma de génération du modèle d'impulsions sélectionné a un impact sur les caractéristiques du convertisseur. Les trois principaux schémas de génération de modèle de base sont la modulation vectorielle d'espace, la modulation de largeur d'impulsion synchrone optimisée et le guidage de flux de ligne.

NOTE La modulation vectorielle d'espace et la modulation de largeur d'impulsion symétrique donnent des modèles d'impulsions identiques.

Dans le cas de la modulation vectorielle d'espace, une séquence d'états zéro et de vecteurs d'espace de tension non nuls est choisie de telle sorte que le vecteur d'espace de tension exigé par la commande donne une valeur moyenne de la séquence. Les durées des états zéro sélectionnés sont tenues d'être égales.

Dans le cas de la modulation de largeur d'impulsion symétrique, une courbe de valeurs de consigne est comparée à une fonction de référence triangulaire. Deux façons de traiter la courbe de valeurs de consigne sont connues:

- l'échantillonnage naturel compare directement la courbe (analogique) à la fonction de référence triangulaire;

- l'échantillonnage régulier échantillonne les valeurs de la courbe de valeurs de consigne aux valeurs extrêmes de la fonction triangulaire et les compare à la fonction de référence.

Les contrôleurs numériques utilisent en général l'échantillonnage régulier. La différence entre les deux méthodes est infime, mais elle donne lieu à des harmoniques générés légèrement différents.

Une composante homopolaire adaptée définie instantanément et ajoutée aux valeurs de référence assure une durée à l'état zéro égale. Cette opération est parfois appelée "ajout de plusieurs harmoniques de troisième rang". Si la demi-valeur de la moyenne du signal triphasé est ajoutée à tous les signaux, le résultat est identique à celui de la modulation vectorielle d'espace.

4.2.6 Méthodes de commande

Une introduction de base aux méthodes de commande est décrite en A.1. Une description plus détaillée est disponible dans les références.

4.2.7 Commande des composantes du courant

L'AIC offre la possibilité d'ajuster les composantes fondamentales et harmoniques contrôlables qui entrent ou sortent de la ligne. Cette fonction peut être utilisée pour les besoins de l'atténuation. Indirectement, une distorsion à fréquence élevée est générée, qu'il peut être nécessaire d'atténuer par un filtre approprié.

En principe, la tension d'alimentation donnée par la Figure 3 est inconnue, comme l'impédance de ligne qui peut varier sans notification préalable, selon la configuration réelle de la ligne, y compris les autres charges associées. Par conséquent, les schémas de commande reposent en général sur la tension mesurable au niveau du PCI (voir la Figure 1 et la Figure 2). De plus, les grandeurs du bus à courant continu sont mesurées.

La souplesse des AIC et des schémas de commande associés offre un large éventail d'applications et de schémas de commande connexes. Toutefois, les principaux objectifs sont de contrôler la puissance active, la puissance réactive ou la puissance non active (somme vectorielle de la puissance réactive plus les harmoniques). Le comportement souhaité peut être obtenu en contrôlant les courants générés par l'AIC. Les références aux courants actifs, réactifs, non actifs et purement harmoniques sont à déduire des tensions d'alimentation.

Une possibilité de définir la référence au courant consiste à utiliser l'émulation de charge résistive. L'énergie alimente alors la liaison à courant continu à partir de toutes les composantes de tension d'alimentation disponibles, ce qui permet d'amortir les composantes indésirables. Si les tensions au niveau du PCI ne sont pas sinusoïdales, les courants de ligne le seront donc également.

L'émulation de charge résistive présente l'inconvénient de pouvoir devenir instable et d'augmenter les harmoniques si l'énergie est apportée à l'alimentation à partir de la liaison à courant continu. Dans ce cas, il convient que l'énergie soit apportée à l'alimentation uniquement par l'intermédiaire de la composante fondamentale du courant.

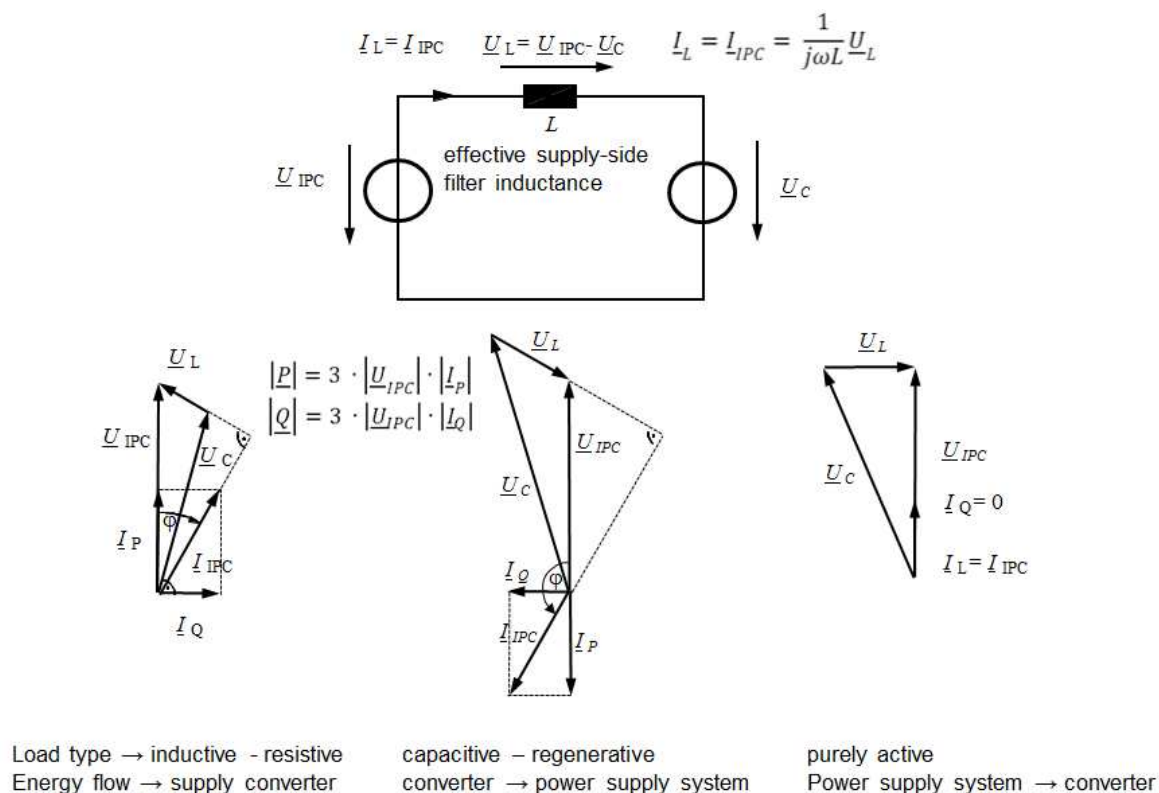
4.2.8 Correction de facteur de puissance active

Cette considération repose sur les composantes de fréquence fondamentale décrites par les vecteurs.

Un contrôle adapté de la tension de convertisseur côté ligne $\underline{U}_C$ permet d'ajuster à une valeur souhaitée la tension $\underline{U}_L$ sur l'impédance efficace du filtre côté alimentation. Cette tension génère alors le courant de ligne souhaité $\underline{I}_L$. De cette manière, l'AIC peut imposer la quantité souhaitée de courant réactif (y compris nul) et générer une quantité souhaitée de puissance réactive (y compris nulle) dans les limites de ses spécifications. Le convertisseur peut alors

faire office de compensateur pour maintenir un certain niveau de tension dans l'alimentation côté alternatif en imposant également les courants capacitifs ou inductifs.

Pour obtenir une correction de facteur de puissance active idéale, les courants des inductances de filtre sont orthogonaux (retard ou avance de 90°) par rapport aux tensions d'alimentation respectives. Des exemples de diagrammes vectoriels sont présentés à la Figure 4.



IEC

NOTE Dans ce cas, le PCC peut également être remplacé par le PCI.

Anglais	Français
effective supply-side filter inductance	inductance effective du filtre côté alimentation
Load type -> inductive – resistive	Type de charge -> inductive, résistive
Energy flow -> supply converter	Flux énergétique -> convertisseur d'alimentation
Capacitive- regenerative	capacitive – régénératrice
converter -> power supply system	convertisseur -> réseau d'alimentation puissance
purely active	purement active
Power supply system -> converter	Réseau d'alimentation puissance -> convertisseur
IPC	PCI

Figure 4 – Vecteurs de tension et de courant de la ligne et du convertisseur à la fréquence fondamentale pour différentes conditions de charge

Il est évident que, dans la plupart des cas, la tension de convertisseur côté ligne est tenue d'être plus importante que la tension au niveau du PCI, en fonction du point de fonctionnement. Cela est à prendre en compte lors de la spécification des valeurs assignées du convertisseur. Comme indiqué ci-dessus, d'autres réserves sont nécessaires pour les éléments dynamiques.

4.3 Caractéristiques assignées de l'AIC

4.3.1 Généralités

Les caractéristiques assignées exigées de l'AIC sont une accumulation des exigences de différentes origines (les conditions sinusoïdales, les courants harmoniques et les conditions dynamiques, par exemple).

4.3.2 Caractéristiques assignées du convertisseur dans les conditions sinusoïdales

La condition de fonctionnement la plus défavorable est celle avec le courant assigné, purement capacitif, à la tension maximale admise au niveau du PCI. Dans ce cas, le convertisseur est toujours tenu de délivrer la valeur crête exigée de la tension du convertisseur côté ligne instantanément. Sinon, la quantité de courant capacitif est à limiter ou les courants de ligne ne seront pas ceux souhaités.

4.3.3 Caractéristiques assignées du convertisseur en cas de courants harmoniques

Outre les caractéristiques assignées présentées pour les conditions sinusoïdales dans la section précédente, d'autres exigences résultent du contrôle des courants harmoniques. Le schéma de circuit équivalent (Figure 4) reste valide.

Chaque harmonique de courant souhaité exige une tension supplémentaire à l'impédance effective du filtre côté alimentation. Le principe de superposition s'applique. Par conséquent, toutes les tensions exigées peuvent être ajoutées. En fonction du déphasage du courant harmonique, la valeur crête exigée instantanée de la tension du convertisseur varie. En tant que caractéristiques assignées les plus défavorables, toutes les valeurs crêtes de la tension résultant du fondamental et tous les harmoniques souhaités sont à ajouter à la valeur crête de la tension au niveau du PCI pour la tension de convertisseur instantanée maximale. Si les caractéristiques assignées du convertisseur ne permettent pas de traiter cette tension, les courants de ligne ne seront pas générés comme souhaité.

Dans des cas particuliers, lorsque la tension au niveau du PCI contient de nombreux harmoniques, la valeur crête de la tension au niveau du PCI comprenant la superposition la plus défavorable des harmoniques est à utiliser pour les caractéristiques assignées du convertisseur.

4.3.4 Caractéristiques assignées du convertisseur dans les conditions dynamiques

Le circuit équivalent (Figure 4) reste valide. Toutefois, les courants dans les impédances effectives côté alimentation sont désormais à modifier de manière dynamique. Cela exige une certaine quantité de tension dans ces impédances. Cette tension est à fournir par le convertisseur. En fonction des performances dynamiques souhaitées, les caractéristiques assignées du convertisseur sont à mettre en correspondance pour permettre des valeurs instantanées suffisamment importantes des tensions de l'AIC.

5 Considérations relatives à la compatibilité électromagnétique (CEM) pour l'utilisation des AIC

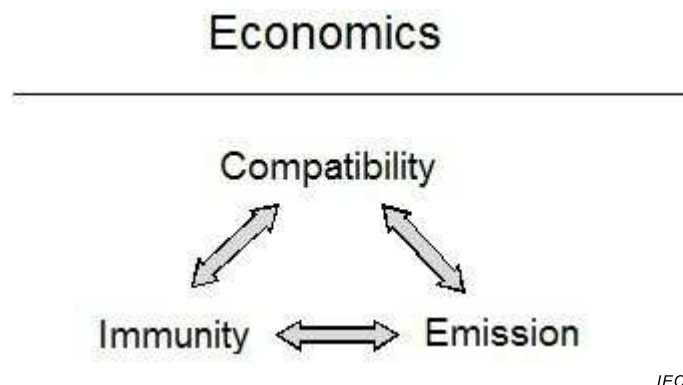
5.1 Généralités

Cet article porte sur un choix des aspects CEM. Il s'agit de choisir la fonctionnalité AIC appropriée, sous réserve qu'il n'y ait pas d'interférences parasites avec d'autres équipements au niveau du réseau d'alimentation.

De plus, l'égalisation active du réseau d'alimentation électrique en utilisant un AIC sera décrite, ainsi que les effets secondaires typiques en utilisant un AIC.

La détermination de l'impédance d'alimentation dans la plage comprise entre 2 kHz et 20 kHz, la capacité de tenue typique des condensateurs de puissance et d'autres équipements, et le déplacement des fréquences de résonance dans le réseau d'alimentation sont pris en compte. Cela se traduit par la recommandation de directives de conception pour les valeurs d'émission des AIC dans la plage comprise entre 2 kHz et 150 kHz inclus.

L'émission et l'immunité sont données dans les normes de produit correspondantes (l'IEC 61800-3 dans le cas des entraînements électriques de puissance ou l'IEC 62040-2 pour les alimentations sans interruption, par exemple).



Anglais	Français
Compatibility	Compatibilité
Economics	Économies
Immunity	Immunité
Emission	Émission

**Figure 5 – Questions fondamentales de la CEM
comme instruments économiques**

L'immunité minimale exigée des appareils électriques, les niveaux de compatibilité dans le réseau d'alimentation et l'émission de perturbations maximale admise sont directement liés l'un à l'autre. Chacun d'eux fait l'objet de considérations économiques (voir la Figure 5).

L'acceptation des directives de conception recommandées pour les valeurs d'émission comprises entre 2 kHz et 150 kHz permettra une utilisation à grande échelle des AIC dans plusieurs applications pour la commande de l'énergie électrique, dans le contexte du réseau intelligent et de l'efficacité énergétique.

Dans la plage de fréquences comprise entre 2 kHz et 9 kHz, un réseau de plusieurs AIC peut être conçu pour satisfaire aux valeurs d'émission au niveau du PCC. Cela permet d'utiliser des techniques d'annulation lorsque plusieurs AIC sont utilisés ensemble.

Cette approche peut également être considérée au-dessus de 9 kHz. Toutefois, elle peut s'avérer moins pertinente proche de 150 kHz, en raison des effets rayonnés.

5.2 Phénomènes à basse fréquence (< 150 kHz)

5.2.1 Généralités

Les phénomènes CEM à basse fréquence se produisent essentiellement en raison du couplage conducteur, inductif et capacitif du réseau d'alimentation aux réseaux avoisinants, ainsi qu'aux interférences entre les dispositifs raccordés au réseau d'alimentation.

Les harmoniques, les fluctuations de tension, les creux de tension et les encoches de commutation font partie intégrante des phénomènes liés à l'alimentation basse fréquence. Toutefois, les fluctuations de tension et les encoches de commutation sont considérablement réduites comparées aux convertisseurs conventionnels.

Les AIC génèrent des distorsions avec des fréquences émanant de la commutation des interrupteurs à semi-conducteurs, qui doivent être suffisamment limitées par le filtre côté alimentation de l'AIC (voir la Figure B.2).

L'impédance du réseau d'alimentation et le rapport de court-circuit R_{SCe} ont un impact décisif (voir 5.2.3.2) sur les performances du filtre. Le réseau d'alimentation, sa configuration et la charge sont à prendre en compte dans l'évaluation. Par conséquent, les possibilités techniques pour la limitation des émissions sont à analyser individuellement pour chaque application.

Si plusieurs AIC sont raccordés au même réseau d'alimentation, il est à noter que la distorsion de tension obtenue est inférieure ou égale à la distorsion provoquée par un gros AIC équivalent en raison de la superposition aléatoire.

Il est à noter que le courant d'entrée non sinusoïdal n'est pas uniquement généré par la distorsion de l'AIC, mais également par la tension d'alimentation non sinusoïdale, à l'origine de courants parasites circulant dans les filtres d'entrée capacitifs appliqués.

La mesure des grandeurs au niveau des connexions côté continu et/ou du filtre côté alimentation est un véritable défi. Un matériel de mesure à largeur de bande égale à dix à vingt fois la fréquence d'impulsion est exigé si les harmoniques sont à mesurer.

Voir les informations supplémentaires dans l'Annexe B.

5.2.2 Topologies de convertisseur émergentes et leurs avantages pour le réseau d'alimentation

La Figure 7 et la Figure 8 présentent les progrès technologiques et les étapes principales des différentes topologies (voir la Figure 6) ayant une incidence sur le réseau d'alimentation, en présentant leurs formes d'onde typiques pour les distorsions du courant d'alimentation et les tensions.

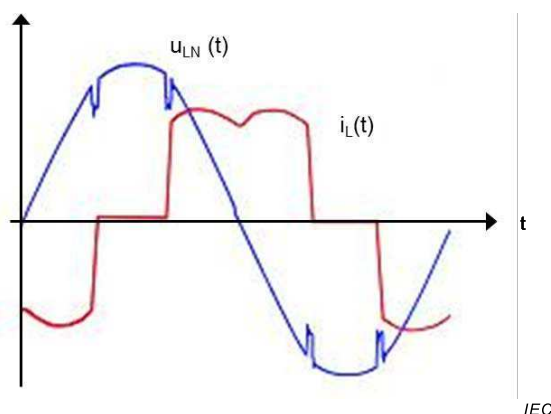


Figure 6 – Courant d'alimentation réseau typique $i_L(t)$ et tension $u_{LN}(t)$ d'un convertisseur à commande de phase avec sortie à courant continu et lissage inductif

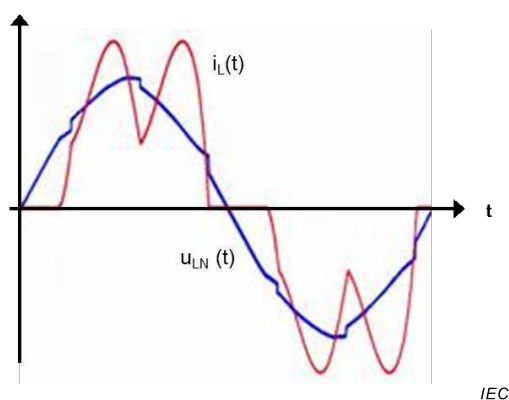


Figure 7 – Courant d'alimentation réseau typique $i_L(t)$ et tension $u_{LN}(t)$ d'un convertisseur non commandé avec sortie à courant continu et lissage capacitif

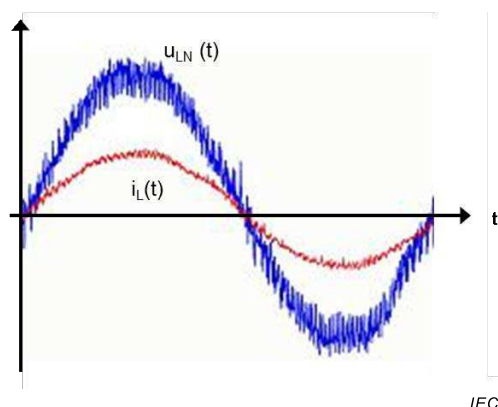


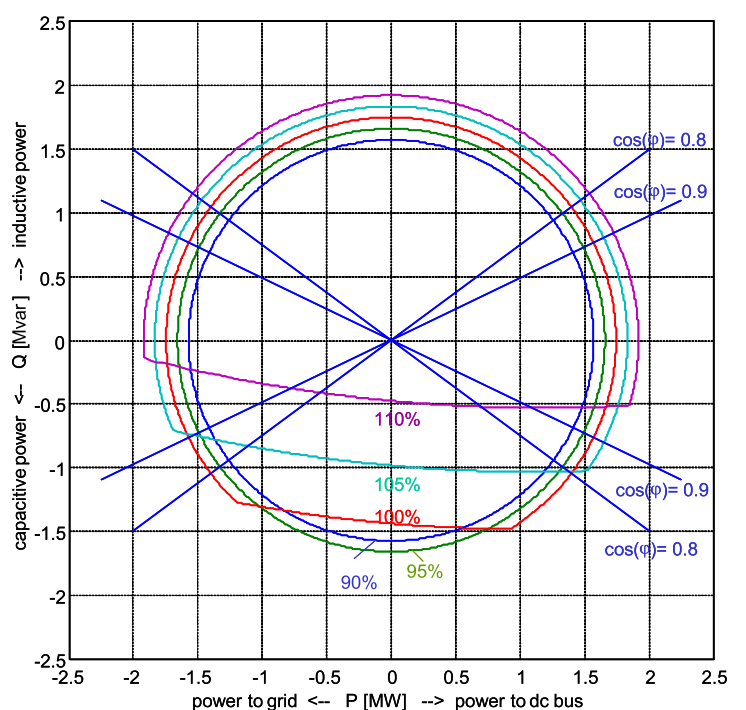
Figure 8 – Courant d'alimentation réseau typique $i_L(t)$ et tension $u_{LN}(t)$ d'un AIC réalisé par un convertisseur MLI avec lissage capacitif sans filtre supplémentaire

Avec le développement des technologies émergentes, l'objectif (visé depuis longtemps) d'une forme d'onde sinusoïdale idéale du courant d'entrée de l'équipement a presque été atteint.

5.2.3 Égalisation active du réseau d'alimentation électrique

5.2.3.1 Généralités

Un AIC est capable de fournir une puissance active et réactive (capacitive ou inductive) dans les deux sens (fonctionnement à 4 quadrants). Par conséquent, si l'AIC est correctement assigné, l'utilisateur peut appliquer une compensation de puissance réactive dynamique sans compensateur supplémentaire. La Figure 9 donne un exemple de puissance active et réactive de l'AIC qu'il est possible d'obtenir à différentes tensions d'alimentation.



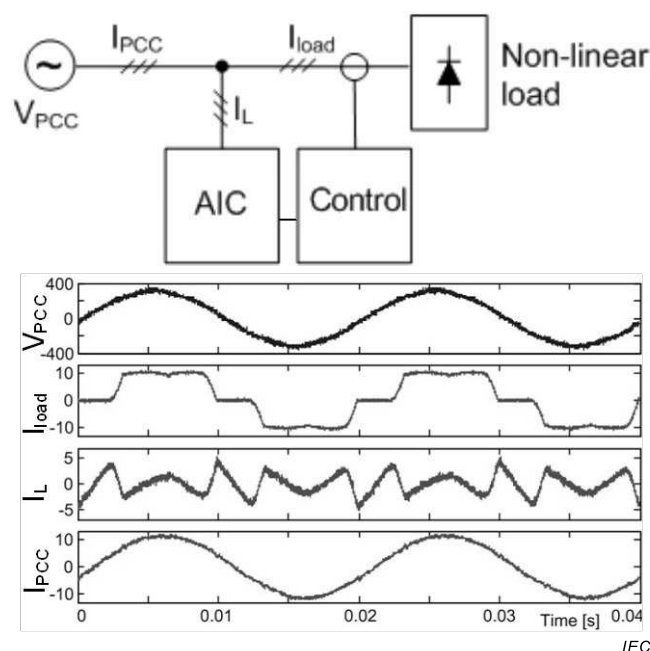
Anglais	Français
capacitive power	puissance capacitive
inductive power	puissance inductive
power to grid	puissance vers le réseau
power to dc bus	puissance vers le bus à courant continu

Figure 9 – Exemple de puissance active et réactive de l'AIC (type VSC) qu'il est possible d'obtenir à différentes tensions entre phases en valeur relative (avec un transformateur combiné à 10 % et une tension de court-circuit de bobine d'inductance de filtre, rapport X/R = 10/1, tension continue = 6,5 kV)

Pour un AIC doté de la technologie MLI, pratiquement aucune distorsion de courant harmonique ne se produit sous la fréquence d'impulsion, sauf si elle est générée volontairement pour éliminer des composantes harmoniques particulières (voir 4.2.7).

Dans ce cas, le convertisseur améliore en général la qualité du réseau d'alimentation (égalisation active du réseau d'alimentation) en compensant les harmoniques à basse fréquence au niveau souhaité. De plus, les perturbations déjà existantes peuvent même être atténuées par le convertisseur équipé d'un système de commande approprié et/ou de filtres de rang supérieur. Une partie importante des courants harmoniques au niveau du PCI peut être le résultat d'une distorsion de fond de la tension du réseau d'alimentation.

Les différents harmoniques peuvent être calculés par une analyse de Fourier et réduits ou compensés par des contrôleurs séparés. Un exemple de ce type de filtre actif est présenté à la Figure 11 pour les charges triphasées, mais la méthode s'applique également aux éléments monophasés.



Anglais	Français
Non-linear load	Charge non linéaire
Control	Commande
Time	Durée

Figure 10 – Principe de compensation d'harmoniques donnés dans le réseau d'alimentation à l'aide d'un AIC et d'une commande adaptée simultanément

5.2.3.2 Effets secondaires typiques

Suite à la compensation active avec l'action de commutation des interrupteurs à semi-conducteurs dans l'AIC, une distorsion d'harmonique peut se produire à proximité de la fréquence d'impulsion et de ses multiples entiers.

NOTE Le texte suivant concerne la topologie à deux niveaux conforme à l'Article 6. Dans le cas d'une application dotée d'une technologie à trois niveaux ou multi niveaux, les distorsions de tension sont sensiblement inférieures.

À l'inverse d'un pont à commande de phase avec caractéristique de source de courant (convertisseurs conventionnels), la forme d'onde de tension d'un AIC (VSC) côté alimentation du pont est déterminée par l'action de commutation des interrupteurs à semi-conducteurs et la tension du condensateur du bus à courant continu (voir la Figure 10). De plus, le modèle d'impulsions est clairement indépendant de la charge du convertisseur.

Compte tenu de cette caractéristique, la distorsion de tension générée dans le réseau d'alimentation dépend du modèle d'impulsions appliqué et de la répartition de tension entre l'impédance du réseau d'alimentation et l'impédance du filtre côté alimentation de l'AIC. Lorsqu'un simple filtre L est utilisé et que les capacités et résistances du réseau d'alimentation sont ignorées, cela génère la distorsion la plus élevée. La Figure 11 et les formules (1), (2) et (3) illustrent le principe de formation d'une distorsion dans la tension entre phases et la tension phase-neutre générées par un AIC avec un filtre L, et en supposant que l'impédance d'alimentation est inductive.

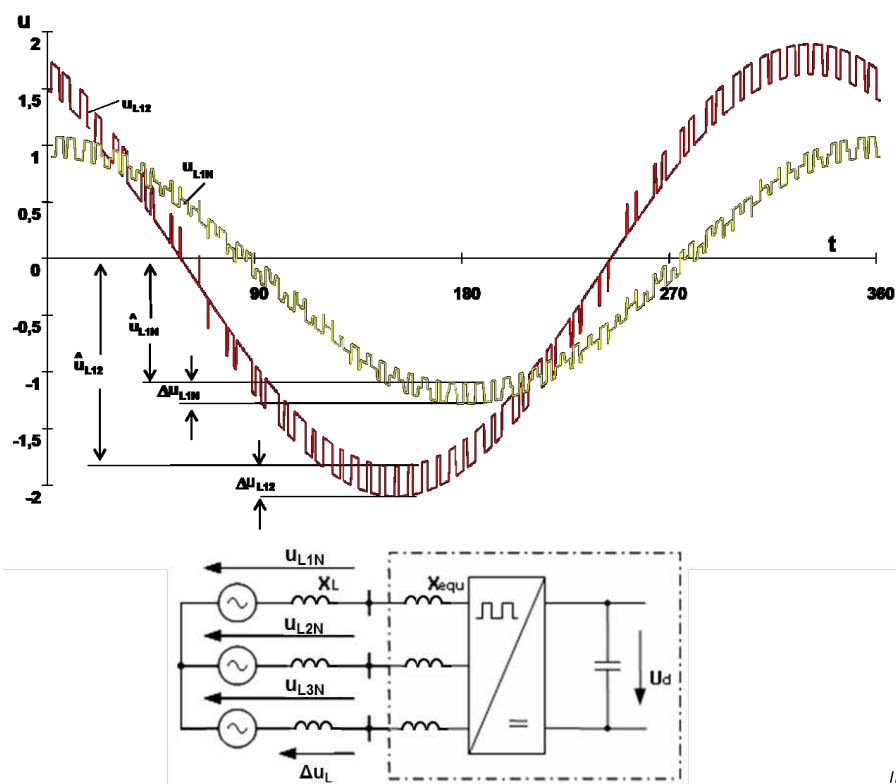


Figure 11 – Distorsion de tension typiquetypique dans la tension entre phases et la tension phase-neutre générées par un AIC sans filtre supplémentaire (u en % et t en degrés)

$$\frac{\Delta U_{L1N}}{2 \cdot \hat{U}_{L1N}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{U_d}{\hat{U}_{L1N}} \cdot \frac{X_L}{X_L + X_{equ}} \quad (1)$$

$$\frac{\Delta U_{L12}}{2 \cdot \hat{U}_{L12}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_d}{\hat{U}_{L12}} \cdot \frac{X_L}{X_L + X_{equ}} \quad (2)$$

en général:

$$\frac{U_d}{\hat{U}_{L12}} \approx 1,1 \text{ et } \frac{U_d}{\hat{U}_{L1N}} \approx 1,1 \cdot \sqrt{3} \quad (3)$$

Compte tenu de la dépendance de fréquence de l'impédance du réseau (voir la Figure 27), la Formule (2) devient la Formule (4). Pour évaluer la distorsion prévue dans le réseau d'alimentation, il est conseillé d'utiliser le rapport de puissance de court-circuit R_{Sce} pour le calcul.

$$\frac{\Delta U_{(L1-L2)}}{2 \cdot \hat{U}_{(L1-L2)}} \approx \frac{1}{2} \cdot 1,1 \cdot \frac{X_h}{X_h + u_{scv, equ} \cdot R_{sce} \cdot h \cdot X_{L1}} \quad (4)$$

Utilisation de la formule pour k_{Zred} conformément à 3.18:

$$k_{Zred} = \frac{X_h}{h \cdot X_{L1}} \quad (5)$$

La formule devient:

$$\frac{\Delta U_{(L1-L2)}}{2 \cdot \hat{U}_{(L1-L2)}} \approx \frac{1}{2} \cdot 1,1 \cdot \frac{X_h}{X_h + u_{scv,eq} \cdot R_{Sce} \cdot \frac{X_h}{k_{Zred}}} \quad (6)$$

Une division par X_h donne:

$$\frac{\Delta U_{(L1-L2)}}{2 \cdot \hat{U}_{(L1-L2)}} \approx \frac{k}{1 + u_{scv,eq} \cdot R_{Sce} \cdot \frac{1}{k_{Zred}}} = f(k; u_{scv,eq}; R_{Sce}; k_{Zred}) \quad (7)$$

Dans l'exemple de la Figure 11, la fréquence d'impulsion est de 3 kHz, le rapport de puissance de court-circuit de $R_{Sce} = 100$ et la bobine d'inductance de filtre L côté alimentation $u_{SCV,eq} = 6\%$ (référéncée en fonction de l'impédance de base de l'AIC $Z_B = U_{nominal}^2 / S_{equ}$, et donc $X_{equ} = 0,06 R_{Sce} X_L$).

Avec ces valeurs, l'amplitude de l'ondulation à 3 kHz de la tension entre phases est d'environ 1,3 %. La Figure 12 présente la distorsion de tension typique à la fréquence d'impulsion dans le réseau d'alimentation en fonction de R_{Sce} et $u_{SCV,eq}$ pour un AIC (type MLI; niveau 2) avec une fréquence d'impulsion de 3 kHz et une atténuation passive assurée par un filtre L.

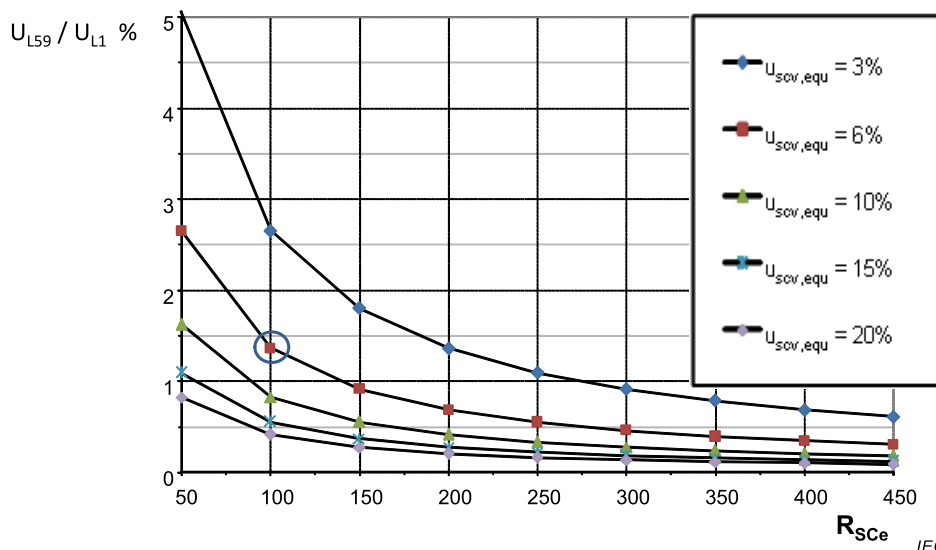


Figure 12 – Caractéristique de base de la distorsion de tension relative (59^{ème} harmonique) d'un AIC fonctionnant à la fréquence d'impulsion de 3 kHz par rapport à R_{Sce} , l'impédance de ligne étant conforme à 5.2.4

Pour ce qui concerne les effets secondaires sur le réseau d'alimentation électrique, il est en outre notable pour les AIC que l'impédance d'alimentation joue un rôle plus important dans la distorsion de courant harmonique que celui qu'elle joue avec les convertisseurs

conventionnels. L'impact est plus important avec des réactances de filtre plus petites. Un exemple est présenté à la Figure 13 dans le cas d'un filtre L.

En conséquence, avec un réseau d'alimentation électrique faible, la distorsion de courant harmonique de l'équipement est inférieure à celle d'un réseau plus fort. Par conséquent, les calculs s'appuyant sur la distorsion de courant de l'équipement mesurée dans un réseau d'alimentation électrique fort peuvent exagérer la distorsion de tension estimée dans un réseau d'alimentation électrique faible.

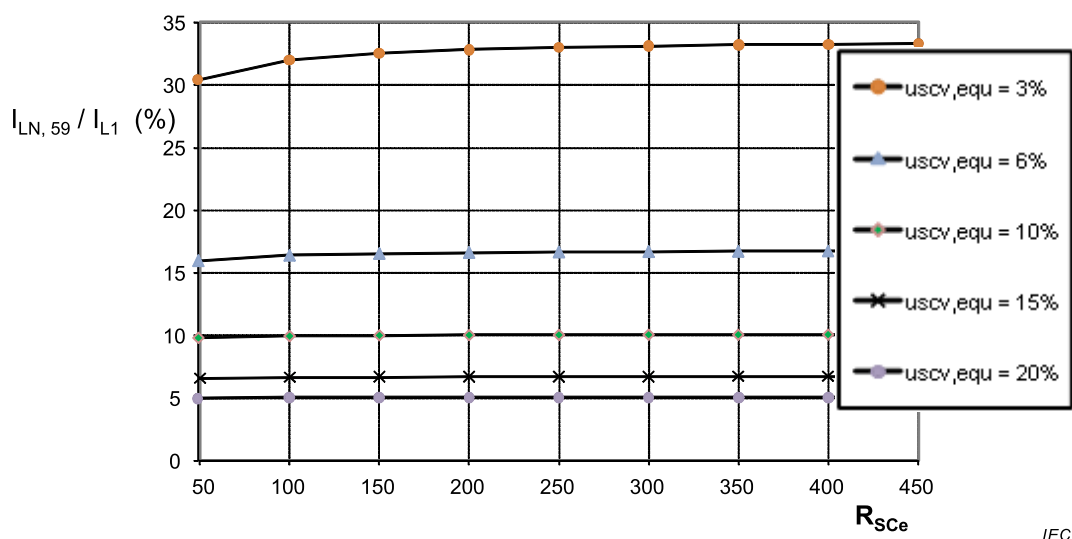
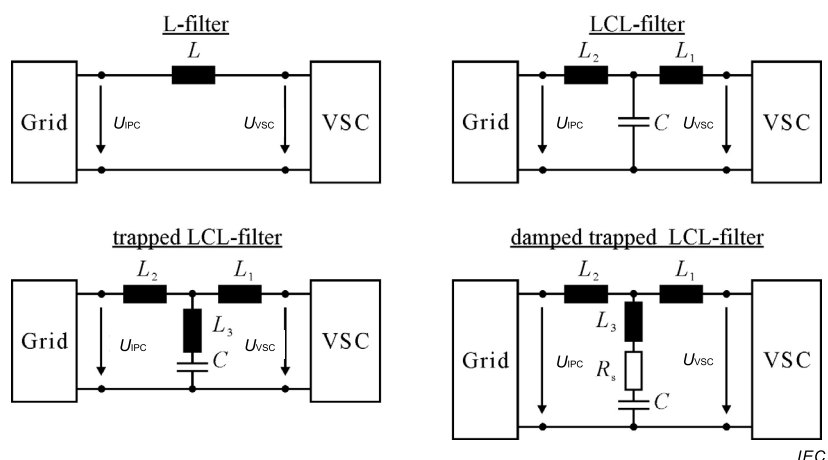


Figure 13 – Caractéristique de base de l'émission de courant relative (59^{ème} harmonique) d'un AIC à une fréquence d'impulsion de 3 kHz avec une impédance de ligne R_{Sc} conforme à 5.2.4

Toutefois, malgré le fait que la distorsion de courant harmonique diminue avec une impédance d'alimentation plus élevée, l'impact du rapport de répartition de tension le plus défavorable prédomine et peut donner lieu à un niveau de distorsion de tension excessif. Par conséquent, il peut être nécessaire de procéder à des mesures de filtre supplémentaires lorsque les AIC sont raccordés en particulier au réseau d'alimentation électrique public.

Plusieurs configurations de filtre différentes peuvent être appliquées, toutes ayant pour objet de réduire la distorsion de tension à la fréquence d'impulsion et ses bandes latérales. La Figure 14 présente les trois solutions de filtre de ligne en mode différentiel les plus utilisées pour un VSC. Le filtre le plus simple est le filtre L, comme indiqué ci-dessus. Pour une meilleure efficacité de filtre et une chute de tension de fréquence de ligne moins importante, le filtre LCL constitue une variante. En tant qu'inductance côté réseau d'alimentation électrique L_2 , l'inductance de fuite d'un transformateur peut être utilisée. Si aucun amortissement actif dans la commande n'est mis en œuvre, un amortissement passif conforme à la topologie de filtre coupe-bande LCL amorti de la Figure 14 peut s'avérer nécessaire. Pour augmenter l'amortissement d'une ondulation à fréquence d'impulsion constante, un filtre coupe-bande LCL peut être utilisé. Avec une troisième bobine d'inductance, un circuit résonant série pour la fréquence d'impulsion est généré. Il convient de tenir compte d'une diminution des performances du filtre pour des multiples de fréquence d'impulsion.

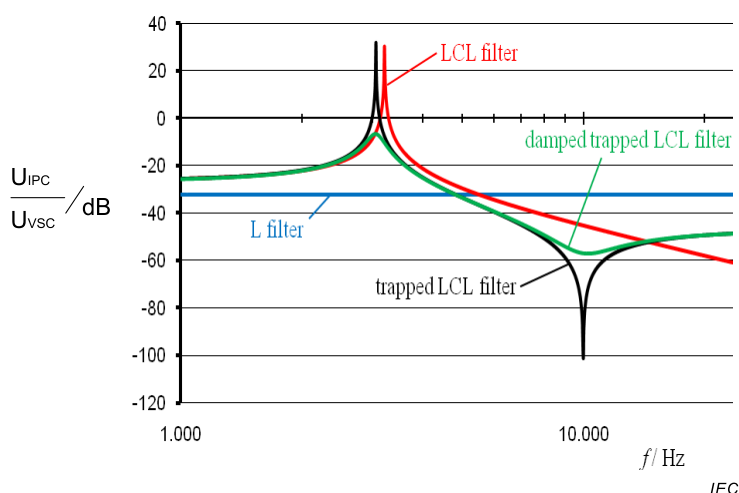


Anglais	Français
L-filter	Filtre L
LCL-filter	Filtre LCL
trapped LCL-filter	Filtre LCL coupe-bande
damped trapped LCL-filter	Filtre LCL coupe-bande amorti
Grid	réseau

Figure 14 – Circuit électrique monophasé des trois topologies de filtre de ligne passif en mode différentiel les plus souvent utilisées pour le VSC, et exemple d'amortissement passif

Par exemple, la Figure 15 présente l'atténuation de la tension entre phases du VSC à la tension entre phases au niveau du PCI. Le réseau d'alimentation électrique est ici censé être résistif-inductif avec $R_{\text{ligne}}=40 \text{ m}\Omega$ et $L_{\text{ligne}}=100 \text{ }\mu\text{H}$. Les caractéristiques du filtre sont les suivantes:

- Filtre L: $L = 4 \text{ mH}$
- Filtre LCL: $L_1 = 1 \text{ mH}; L_2 = 1 \text{ mH}; C = 4,7 \text{ }\mu\text{F}$
- Filtre LCL (coupe-bande): $L_1 = 1 \text{ mH}; L_2 = 1 \text{ mH}; L_3 = 54 \text{ }\mu\text{H}; C = 4,7 \text{ }\mu\text{F}$
- Filtre LCL (coupe-bande amorti): $L_1 = 1 \text{ mH}; L_2 = 1 \text{ mH}; L_3 = 54 \text{ }\mu\text{H}; C = 4,7 \text{ }\mu\text{F}; R_S = 10 \text{ }\Omega$



Anglais	Français
L-filter	Filtre L
LCL-filter	Filtre LCL
trapped LCL-filter	Filtre LCL coupe-bande
damped trapped LCL-filter	Filtre LCL coupe-bande amorti

Figure 15 – Exemple d'atténuation de la tension entre phases du VSC à la tension entre phases au niveau du PCI, avec l'état de l'art des topologies de filtres de ligne passifs en mode différentiel

NOTE Particulièrement pour les filtres L, les condensateurs X des filtres EMI supplémentaires peuvent être pris en compte dans la conception du filtre, car ils peuvent avoir un impact important sur les performances du filtre.

Il est nécessaire que la conception des circuits du filtre d'un AIC tienne compte du fait que la résonance indésirable avec l'impédance du réseau d'alimentation électrique peut apparaître sous la fréquence de résonance accordée des dispositifs filtrants, pouvant donner lieu à une augmentation involontaire de l'impédance d'alimentation dans la plage de fréquences inférieure. La Figure 15 donne un exemple autour de 2 kHz. Il en résulte que les résonances peuvent augmenter si des convertisseurs conventionnels présentant une distorsion d'harmonique importante à plus basse fréquence sont raccordés au même réseau d'alimentation électrique que l'AIC.

Un exemple pratique est présenté en A.7.

Dans ce cas, il peut être nécessaire d'ajouter des circuits d'amortissement aux dispositifs filtrants supplémentaires. De cette manière, les effets de cette résonance sont réduits (voir la Figure 15, courbe verte). A la place des circuits d'amortissement passif, qui augmentent les pertes et diminuent les effets du filtre, une fonction d'amortissement peut être intégrée à la commande de l'AIC. Toutefois, ce type d'amortissement actif exige que les fréquences de résonance du filtre soient inférieures à la moitié de la fréquence d'impulsion.

5.2.4 Impédances mesurées du réseau d'alimentation électrique dans la plage comprise entre 2 kHz et 20 kHz

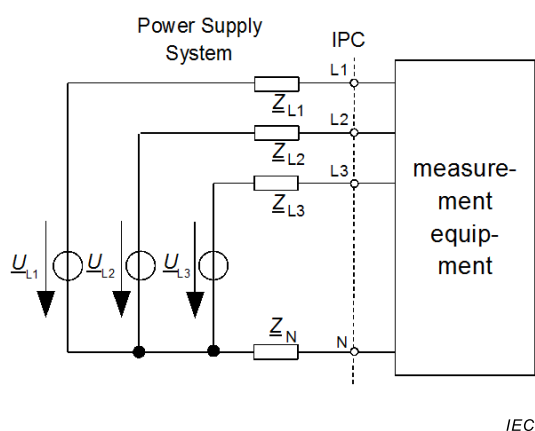
Les valeurs des impédances du réseau d'alimentation électrique dans la plage de la fréquence d'impulsion d'un AIC et ses harmoniques peuvent avoir un impact important sur les émissions conduites d'un dispositif électrique ou électronique.

Dans le cadre d'un projet de recherche dédié, les impédances du réseau d'alimentation électrique au niveau du PCI dans différents réseaux d'alimentation industriels ou publics

d'Europe centrale ont été examinées. Il s'agissait de déterminer la répartition statistique des impédances du réseau d'alimentation électrique jusqu'à 20 kHz. D'une part, cela permet de concevoir des filtres côté alimentation robustes et abordables pour l'AIC et, d'autre part, les résultats sont utiles pour définir les niveaux d'émission des AIC.

Les études ont été réalisées sur plusieurs sites du nord, du centre et du sud de l'Allemagne et du nord de la France pendant trois ans. À chaque emplacement de mesure, les impédances du réseau d'alimentation électrique ont été déterminées toutes les heures. En général, chaque détermination exigeait un jour complet de mesures (voir [1]¹). Pour obtenir des explications sur les différentes méthodes possibles, voir A.8.

Tous les réseaux examinés avaient une tension assignée de 400 V et utilisaient tous des câbles. Les résultats suivants ne sont pas valides pour les lignes aériennes.



Anglais	Français
Power Supply System	Réseau d'alimentation électrique
IPC	PCI
Measurement equipment	Appareil de mesure

Figure 16 – Raccordement de l'appareil de mesure de l'impédance du réseau d'alimentation électrique

La Figure 16 présente le raccordement de l'appareil de mesure au réseau d'alimentation électrique. L'appareil de mesure fournit des mesures jusqu'à 20 kHz:

- de l'impédance phase-neutre complexe Z_{L1N} à Z_{L3N} et leur valeur moyenne
- des impédances entre phases complexes Z_{L12} à Z_{L31}
- des impédances directes complexes Z_{pos}

La Figure 17 présente les caractéristiques d'impédance d'un transformateur basse tension en fonctionnement à vide. Cela correspond fondamentalement à la réactance de fuite.

¹ Les chiffres entre crochets se réfèrent à la bibliographie.

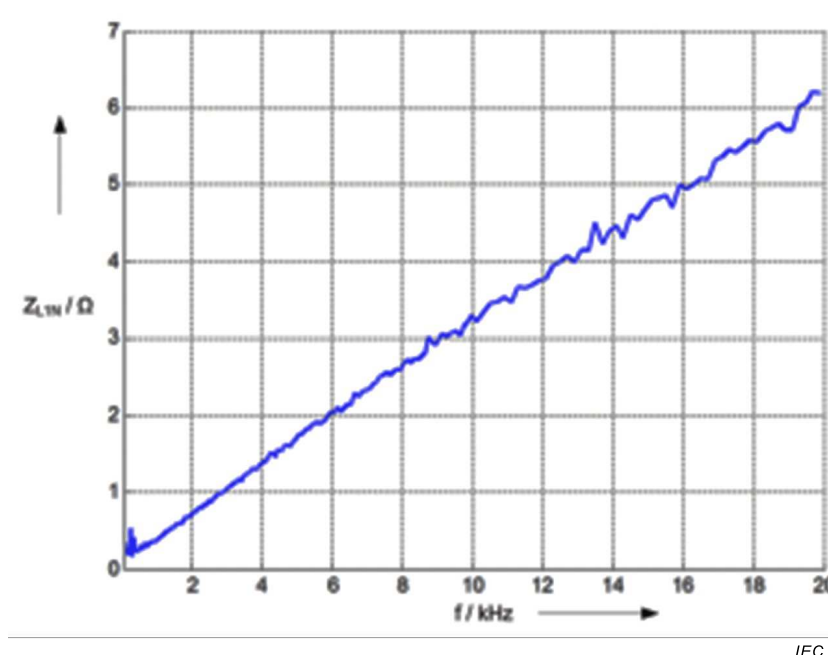


Figure 17 – Exemple d'impédance mesurée d'un transformateur basse tension en fonctionnement à vide $S = 630$ kVA, $u_k = 6,08$ %

La Figure 18 donne un exemple de mesure de l'impédance de réseau d'alimentation électrique sur une journée complète, où la variation de l'impédance peut être examinée.

Le jour, lorsque la majorité des charges sont raccordées au réseau d'alimentation électrique, l'impédance est considérablement basse. La nuit, l'impédance a tendance à augmenter. Il peut être observé que, parfois, les impédances du réseau d'alimentation électrique sont deux fois plus importantes la nuit, à la suite de la déconnexion des charges. Des différences importantes entre le jour et la nuit ont été déterminées dans pratiquement la moitié des réseaux d'alimentation mesurés. Ces différences sont encore plus importantes à des fréquences plus élevées (> 6 kHz) qu'aux fréquences inférieures.

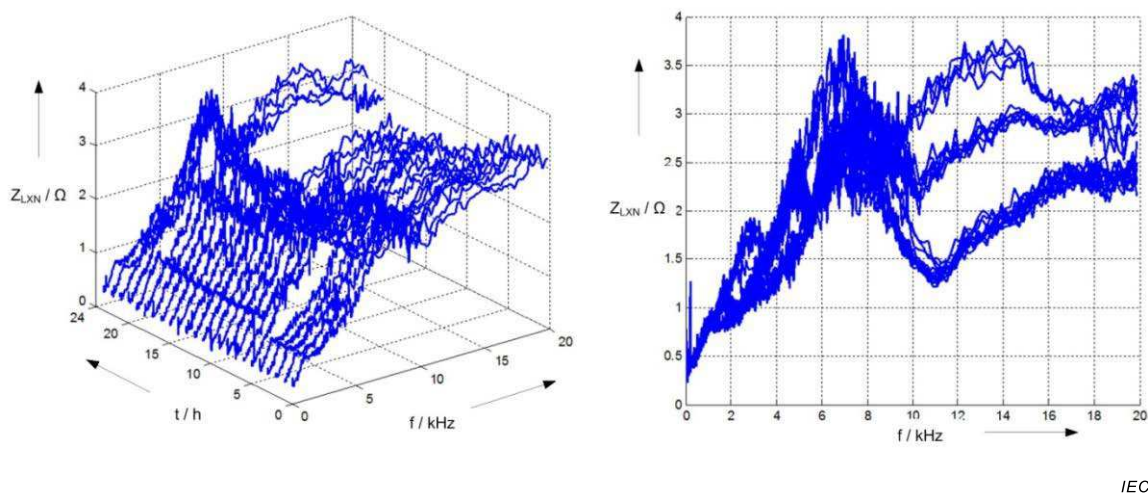
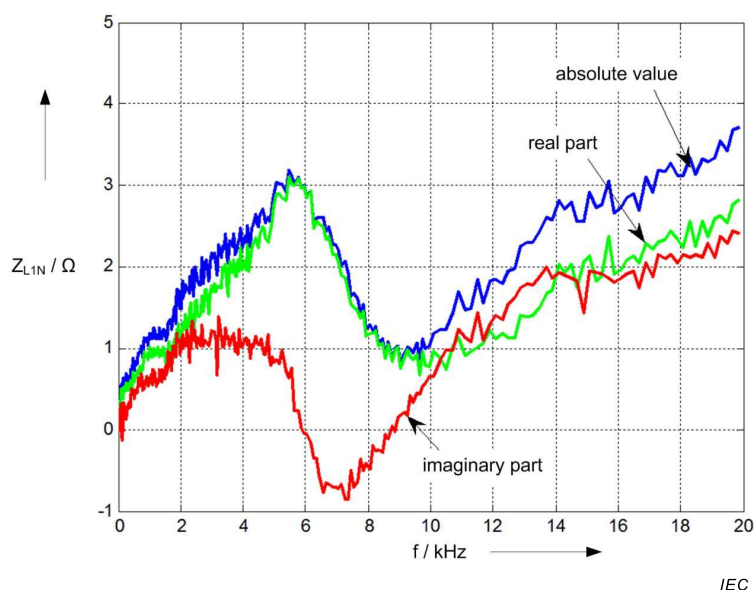


Figure 18 – Variation mesurée de l'impédance du réseau d'alimentation électrique à un endroit au cours de la journée

Plus particulièrement, les charges dotées de circuits électroniques de puissance côté alimentation et d'un filtrage capacitif correspondant influencent l'impédance du réseau. La

Figure 19 présente un réseau d'alimentation avec une partie imaginaire négative, c'est-à-dire que le réseau d'alimentation électrique se comporte comme un réseau capacitif dans une certaine plage de fréquences.

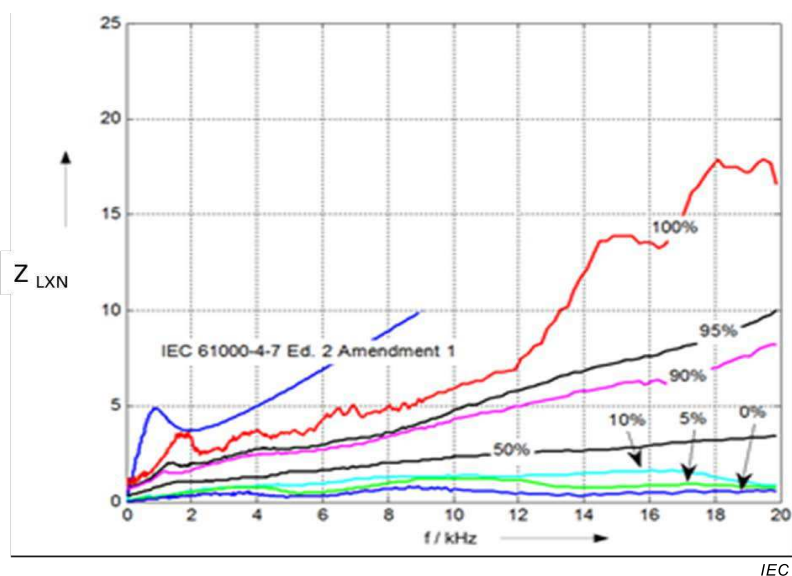


Anglais	Français
absolute value	valeur absolue
real part	partie réelle
imaginary part	partie imaginaire

Figure 19 – Impédance du réseau d'alimentation électrique avec partie imaginaire partiellement négative

Environ 20 % des réseaux d'alimentation électrique mesurés ont présenté une partie imaginaire (négative) capacitive de l'impédance du réseau d'alimentation électrique dans la plage de fréquences examinée.

Les impédances présentées à la Figure 18 et à la Figure 19 ont été mesurées entre le conducteur de ligne et le conducteur de neutre, et sont des exemples représentatifs uniquement. Par conséquent, une évaluation de la répartition statistique de l'impédance du réseau d'alimentation pour la fréquence respective est présentée à la Figure 20. A cet effet, des mesures ont été réalisées dans 25 emplacements différents (nord, centre et sud de l'Allemagne, et nord de la France), à partir desquelles plus de 1 300 graphiques ont été enregistrés.



Anglais	Français
IEC 61000-4-7 Ed. 2 Amendment 1	IEC 61000-4-7 Ed. 2 Amendement 1

Figure 20 – Répartition de l'impédance du réseau d'alimentation (mesurée entre le conducteur de ligne et le conducteur de neutre) dans des réseaux basse tension en fonction de la fréquence

La courbe de 100 % qui apparaît à la Figure 20 enveloppe toutes les courbes d'impédance des réseaux d'alimentation. Elle est composée de toutes les valeurs maximales pour chaque point de contrôle de fréquence. La courbe de 0 % est composée de toutes les valeurs minimales pour chaque fréquence. La courbe de 50 %, par exemple, donne la valeur d'impédance pour chaque fréquence, telle que 50 % des réseaux d'alimentation mesurés présentent une impédance supérieure et 50 % une impédance inférieure.

La courbe d'impédance du RSIL (réseau de stabilisation d'impédance de ligne) déduite de l'IEC 61000-4-7 pour les mesures d'harmoniques et d'interharmoniques est également présentée à la Figure 20.

Selon la Figure 20, les impédances mesurées sont considérablement inférieures à la courbe d'impédance donnée dans l'IEC 61000-4-7:2008, ce qui montre que l'utilisation de cette courbe d'impédance pour des fréquences allant jusqu'à 9 kHz donnerait une distorsion surestimée.

Au-dessus de 9 kHz, l'impédance normalisée conforme à la CISPR 16-1-1 s'applique.

L'impédance entre le conducteur de ligne et le conducteur de neutre est principalement importante pour les charges monophasées, alors que pour les charges triphasées équilibrées, sans conducteur de neutre raccordé, c'est l'impédance aux phases individuelles qui est pertinente.

Il peut s'agir de la mesure de l'impédance dans le réseau direct. Ce réseau direct et le réseau inverse sont identiques dans la plupart des réseaux d'alimentation. Cela a été confirmé par [2] ainsi que les mesures réalisées.

L'impédance directe est le rapport de la tension sur le courant dans le système direct.

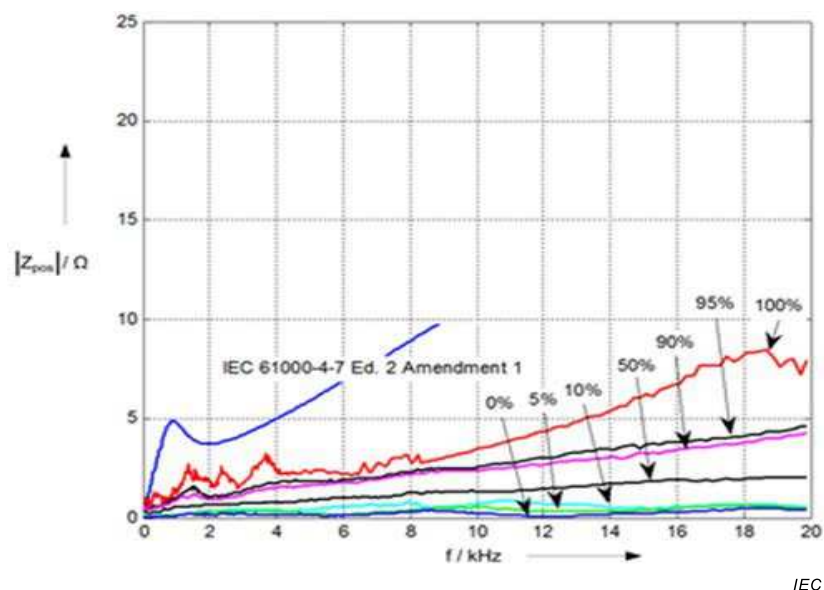
L'impédance dans le réseau zéro n'est pas pertinente pour ces analyses spécifiques et, dans le cas des dispositifs triphasés, sans conducteur de neutre raccordé.

Dans le cas des valeurs d'impédance symétrique, ce qui suit s'applique:

$$\underline{Z}_{\text{pos}}(j\omega) = \underline{Z}_{L1}(j\omega) = \underline{Z}_{L2}(j\omega) = \underline{Z}_{L3}(j\omega) = \underline{Z}_L(j\omega) \quad (8)$$

NOTE 1 dans le cas des valeurs d'impédance asymétrique, la matrice d'impédance contient des éléments secondaires [2]. Dans les réseaux d'alimentation typiques, ces éléments peuvent être ignorés car ils sont très inférieurs aux éléments diagonaux, et seuls les éléments diagonaux peuvent être utilisés pour calculer l'impédance directe.

L'évaluation statistique des valeurs d'impédance directe a donné ce qui suit.



Anglais	Français
IEC 61000-4-7 Ed. 2 Amendment 1	IEC 61000-4-7 Ed. 2 Amendement 1

Figure 21 – Répartition statistique de l'impédance directe en fonction de la fréquence dans les réseaux d'alimentation électrique basse tension

La Figure 20 et la Figure 21 montrent que, en moyenne, les niveaux dans le réseau direct $|Z_{\text{pos}}|$ sont environ 50 % inférieurs à l'impédance $|Z_{LxN}|$ entre phase et neutre.

Dans l'IEC 61000-4-7+, l'impédance du conducteur de neutre a été fixée à zéro, ce qui voudrait dire que $Z_{\text{pos}} = Z_{LxN}$; ce qui est pratiquement deux fois la valeur de l'impédance de ligne.

Les impédances du RSIL de l'IEC 61000-4-7+ présentées à la Figure 20 et la Figure 21 sont supérieures à tous les niveaux d'impédance mesurés entre un conducteur de ligne et le conducteur de neutre, et sont également très supérieures à tous les niveaux mesurés de l'impédance directe.

Il existe également des différences importantes d'impédance du réseau d'alimentation par rapport aux réseaux d'alimentation électrique publics et industriels.

De plus, il doit être noté que des résonances se produisent plus souvent dans la plage inférieure à 10 kHz. Compte tenu de l'impédance du réseau, la plupart des résonances sont attendues dans la plage comprise entre 1 kHz et 4 kHz.

Comme le montrent les résultats de mesure, les courbes d'impédance du réseau n'augmentent pas proportionnellement avec la fréquence, alors qu'elles augmentent fortement

L'impédance Z est calculée comme suit:

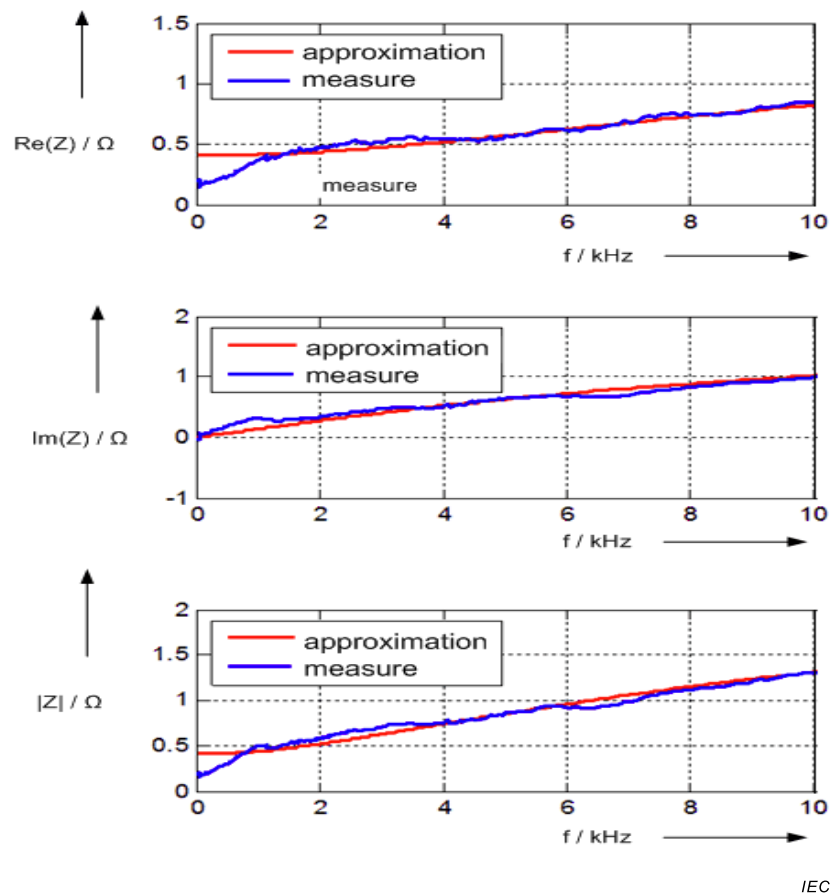
$$\underline{Z}(\omega; R_1; L_1; R_2; L_2) = \frac{1}{\frac{1}{(R_1 + j\omega L_1)} + \frac{1}{(R_2 + j\omega L_2)}} \quad (9)$$

L'Équation (9) représente la fonction d'essai dans le sens de l'analyse de régression. Il peut être observé que la fonction d'essai est non linéaire et complexe.

Tableau 1 – Paramètres du réseau de stabilisation d'impédance de ligne pour différentes courbes d'impédance de réseau d'alimentation

Courbe	R_1 / Ω	R_2 / Ω	$L_1 / \mu\text{H}$	$L_2 / \mu\text{H}$
10 %	0,10	0,55	12,0	0,5
50 %	0,49	2,55	30,9	13,0
90 %	1,07	7,07	51,0	21,1
NOTE Les paramètres du Tableau 1 ont été vérifiés par mise en correspondance avec les courbes d'impédance correspondantes, comme celle de la Figure 20 pour la courbe de 50 %.				

Les courbes d'impédance approximées sont présentées à la Figure 24 avec les courbes des mesures d'impédance à 50 %, et les courbes présentent une bonne concordance dans la plage de fréquences comprise entre 2 kHz et 9 kHz.



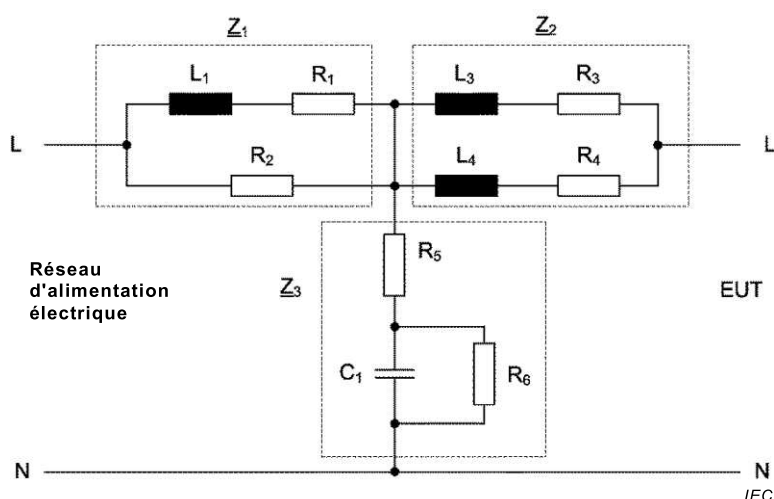
Anglais	Français
approximation	approximation
measure	mesure

Figure 24 – Courbe d'impédance approximée et mesurée à 50%

5.2.5.2 RSIL monophasé pour la plage de fréquences comprise entre 2 kHz et 9 kHz

Pour les mesures de distorsion, les RSIL sont nécessaires, alors que pour les courants au-dessus de 200 A, la disponibilité peut être très limitée. Contrairement à un modèle de simulation, les RSIL réels ne fournissent pas uniquement une impédance de réseau d'alimentation définie, mais assurent également la liaison avec le réseau d'alimentation pour la fondamentale, ainsi que le découplage à partir du réseau d'alimentation pour tous les harmoniques.

L'IEC 61000-4-7 propose la topologie de circuit suivante pour un RSIL.



Anglais	Français
EUT (Equipment under test)	EUT (Équipement en essai)

Figure 25 – Topologie de circuit monophasé conformément à l'IEC 61000-4-7+ utilisée pour le réseau de stabilisation d'impédance de ligne

Le réseau de stabilisation d'impédance de ligne de la Figure 25 concerne uniquement une application monophasée, et fournit des valeurs d'impédance extrêmement élevées qui ne correspondent pas aux valeurs d'impédance pratiques du réseau d'alimentation.

Tableau 2 – Paramètres du RSIL décrit à la Figure 25 et la Figure 26

R_1 / Ω	R_2 / Ω	R_3 / Ω	R_4 / Ω	R_5 / Ω	$R_6 / \text{k}\Omega$	$L_1 / \mu\text{H}$	$L_3 / \mu\text{H}$	$L_4 / \mu\text{H}$	$C_1 / \mu\text{F}$
0,02	0,8	0,38	7,03	1	10	100	44,2	22,1	50

Pour pouvoir réaliser d'un point de vue pratique un RSIL, les tolérances de composant doivent être spécifiées. En règle générale, les résistances présentent une tolérance de 1 % et ne sont pas critiques.

Les composants magnétiques et les condensateurs présentent en général des tolérances de 5 % à 10 %, qui peuvent évidemment influencer la courbe d'impédance. Compte tenu de l'amortissement élevé du RSIL proposé, il n'est pas attendu d'effets de résonance.

Dans le cas le plus défavorable, avec une tolérance de 10 % (Cs et Ls), l'écart par rapport à la courbe de la Figure 27 est de 7,5 %. Cela donne des niveaux de distorsion supérieur ou inférieur de 0,6 . Avec une tolérance de 5 %, l'écart serait juste de 0,3 dB.

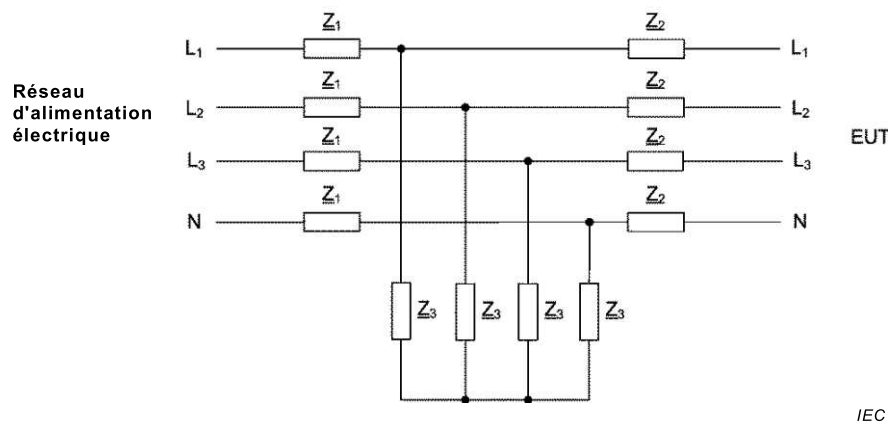
Les courbes d'impédance associées sont présentées à la Figure 20 et à la Figure 21. Les composants R_1 , L_1 , R_2 , R_5 , R_6 et C_1 sont utilisées pour les besoins du couplage et du découplage et n'ont qu'une influence limitée sur l'impédance du réseau de stabilisation d'impédance de ligne, alors que L_3 , R_3 , L_4 et R_4 assurent l'impédance du réseau d'alimentation défini pour la plage de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz considérée ici.

5.2.5.3 RSIL triphasé pour la plage de fréquences comprise entre 2 kHz et 9 kHz

Pour étendre son utilisation aux dispositifs triphasés et répartir les impédances au conducteur triphasé et au conducteur de neutre, la topologie ci-dessous est donc proposée à la

Figure 26, la vérification étant donnée à la Figure 27. Les valeurs assignées de Z_1 , Z_2 et Z_3 sont issues de la Figure 25 et du Tableau 2.

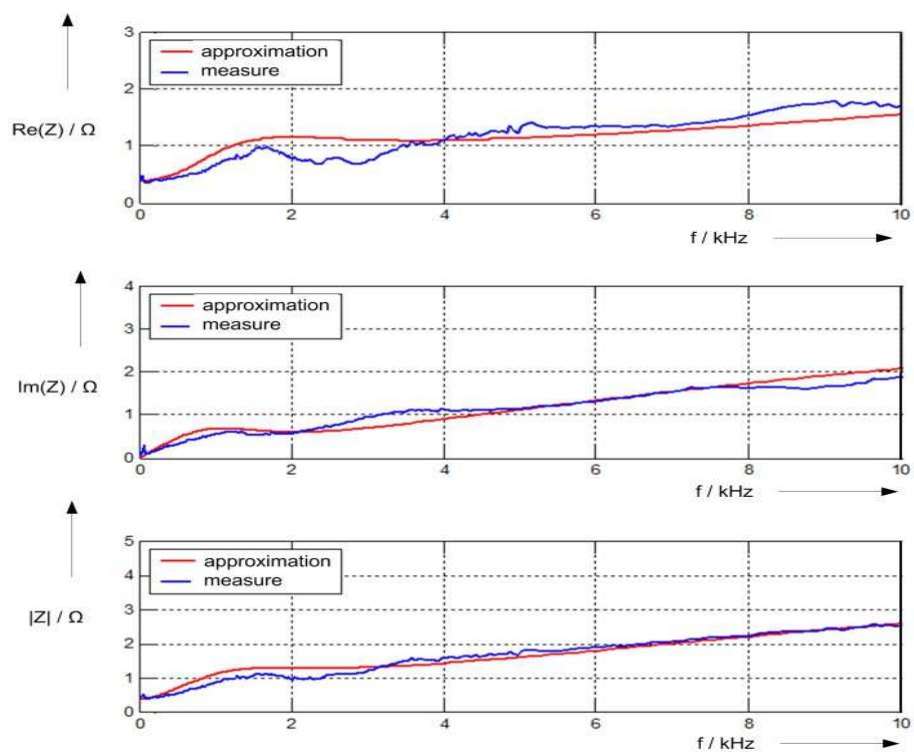
Pour les AIC dont le courant assigné est supérieur à 100 A, les valeurs d'inductance de L_1 , R_1 , L_3 , R_3 , R_4 et L_4 peuvent être réduites selon le facteur $I_{\text{equ}} / 100 \text{ A}$.



NOTE Les valeurs assignées de Z_1 , Z_2 et Z_3 sont issues de la Figure 25 et du Tableau 2.

Anglais	Français
EUT (Equipment under test)	EUT (Équipement en essai)

Figure 26 – Topologie de circuit triphasé du réseau de stabilisation d'impédance de ligne



Anglais	Français
approximation	approximation
measure	mesure

Figure 27 – Variation d'impédance dans la courbe de 90 % du RSIL décrit à la Figure 26

5.2.6 Effets sur les équipements industriels dans la bande de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz

5.2.6.1 Généralités

Afin de déterminer l'immunité des équipements industriels dans la bande de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz, différents équipements ont été soumis à essai avec une tension de 2 kHz, 5 kHz ou 9 kHz superposée sur la fréquence fondamentale, avec une amplitude de 2 %, 5 % et 10 % de celle du fondamental.

Les équipements suivants ont été étudiés:

- alimentations électriques industrielles avec les topologies suivantes: alimentation électrique industrielle monophasée 230 V courant alternatif/24 V courant continu, sans PFC (correcteur de facteur de puissance); alimentation électrique industrielle monophasée 230 V courant alternatif/24 V courant continu, avec PFC; alimentation électrique industrielle triphasée 400 V courant alternatif/24 V courant continu;
- filtres EMI (mode commun et mode différentiel);
- transformateurs;
- entraînements électriques de puissance avec les topologies suivantes: pas d'inductance et capacité à courant continu importante; inductances de ligne: inductances à courant continu.
- L'immunité contre les perturbations dans la plage comprise entre 2 kHz et 9 kHz a été observée d'un point de vue fonctionnel et thermique. L'effet des résonances n'a pas été pris en compte dans les réseaux d'alimentation électrique industriels.

La distorsion dans la bande de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz génère des courants supplémentaires, dont les condensateurs de filtrage EMI sont à l'origine. À 9 kHz et une amplitude de 10 %, le courant peut atteindre des valeurs jusqu'à dix fois égales au courant assigné de l'alimentation. Cela peut provoquer le déclenchement des fusibles internes ou de branche. Les pertes de chaleur internes dans les condensateurs ne se sont pas révélées significatives, même si, en général, cela ne peut pas être exclu (voir B.1.3).

La tension du bus à courant continu peut augmenter dans les conditions de résonance. Le contrôle de la tension n'est pas affecté par la distorsion dans cette bande de fréquences. Aucune modification significative de l'efficacité de l'alimentation n'a été observée.

Plusieurs commutations de passage à zéro peuvent être observées dans le redresseur à diode. Elles peuvent donner lieu à une augmentation de la température aux amplitudes de 5 % ou 10 %.

5.2.6.2 Filtres EMI

Les condensateurs utilisés dans les filtres EMI peuvent générer des courants capacitifs supplémentaires en présence d'une distorsion dans la bande de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz. L'amplitude des courants capacitifs peut atteindre des valeurs supérieures au courant nominal de l'équipement installé. Cela peut déclencher les fusibles ou les disjoncteurs (voir également B.1.3).

Des résonances peuvent également se produire, mais elles n'ont pas été étudiées car plusieurs filtres EMI présentent des fréquences de résonance différentes.

5.2.6.3 Transformateurs

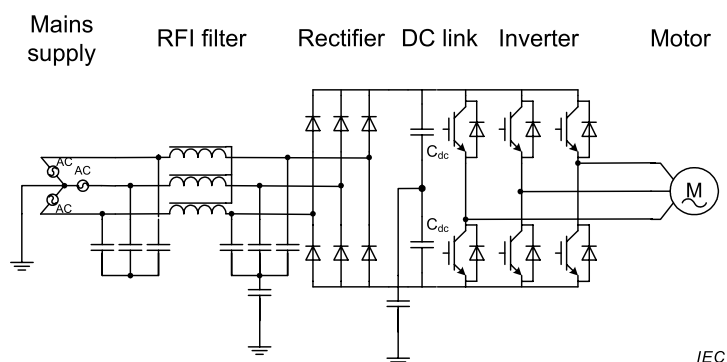
Le transformateur de l'essai n'a pas fait l'objet de perturbations dans la bande de fréquences examinée comprise entre 2 kHz et 9 kHz avec des amplitudes jusqu'à 10 %. Aucune perte dans le fer supplémentaire significative n'a pu être mesurée. Aucun bruit acoustique significatif n'a pu être mesuré. En règle générale, cela ne peut être exclu, le comportement du

transformateur dépendant de sa conception. Certaines émissions de bruit audible dans d'autres transformateurs ont été remarquées, même à faible amplitude entre 2 kHz et 9 kHz en raison de résonances mécaniques (voir 5.4).

5.2.6.4 Entraînements électriques de puissance

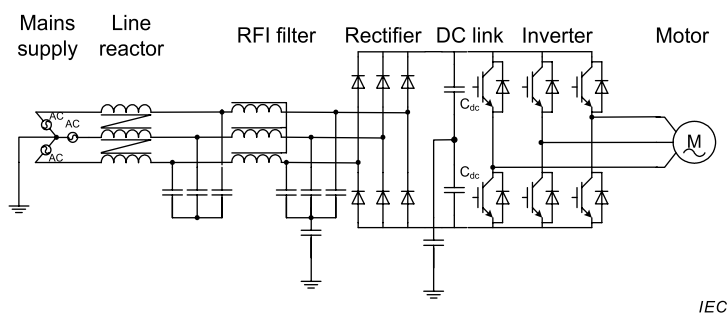
Trois topologies d'entraînements électriques de puissance (PDS) différentes utilisant des interrupteurs à semi-conducteurs de type IGBT (transistor bipolaire à grille isolée) ont été étudiées:

- PDS avec grande valeur de capacité à courant continu (Figure 28),
- PDS avec grande valeur de capacité à courant continu et inductances de ligne (Figure 29),
- PDS avec grande valeur de capacité à courant continu et inductances dans la liaison à courant continu (Figure 30),



Anglais	Français
Mains supply	Réseau d'alimentation
RFI filter	Filtre RFI
Rectifier	Redresseur
DC link	Liaison à courant continu
Inverter	Onduleur
Motor	Moteur

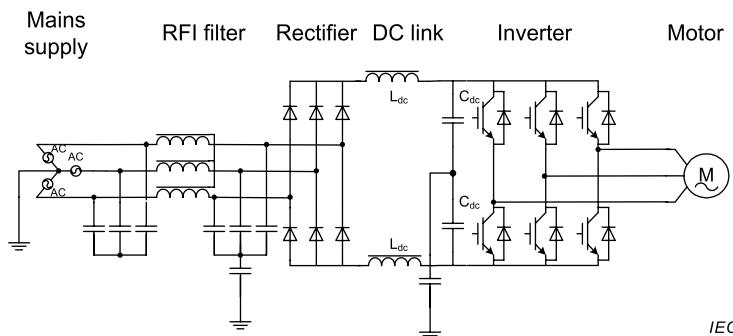
Figure 28 – PDS avec grande valeur de capacité à courant continu



IEC

Anglais	Français
Mains supply	Réseau d'alimentation
Line reactor	Inductance de ligne
RFI filter	Filtre RFI
Rectifier	Redresseur
DC link	Liaison à courant continu
Inverter	Onduleur
Motor	Moteur

Figure 29 – PDS avec grande valeur de capacité et inductance de ligne



IEC

Anglais	Français
Mains supply	Réseau d'alimentation
RFI filter	Filtre RFI
Rectifier	Redresseur
DC link	Liaison à courant continu
Inverter	Onduleur
Motor	Moteur

Figure 30 – PDS avec grande valeur de capacité à courant continu et inductances dans la liaison à courant continu

5.2.6.5 PDS avec grande valeur de capacité

La tension du bus à courant continu peut être légèrement augmentée, l'augmentation maximale étant observée à 2 kHz et une amplitude de 10 %: augmentation de 9 % de la tension du bus à courant continu.

Plusieurs commutations de passage à zéro du redresseur sont observées. Cet effet est atténué aux fréquences plus élevées et n'est plus observé à 9 kHz.

Le courant traversant les condensateurs du filtre EMI est augmenté par la perturbation (voir A.6).

5.2.6.6 PDS avec grande valeur de capacité et inductances de ligne

Lorsque des inductances de ligne sont utilisées, l'immunité du PDS augmente dans les conditions de charge. Toutefois, pour l'exemple mesuré en mode veille, la tension du bus à courant continu a été augmentée par les distorsions dans la bande de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz. Le cas le plus défavorable a été observé à 2 kHz avec une distorsion de 10 %. Dans ces conditions, la tension du bus à courant continu est augmentée de 28 %. À 2 % de distorsion, la tension du bus à courant continu a été augmentée de 4,8 % (voir également A.5).

5.2.6.7 PDS avec grande valeur de capacité et inductances du bus à courant continu

Dans le cas du PDS à grande capacité et inductances du bus à courant continu observé, la tension du bus à courant continu est légèrement augmentée.

Dans ce cas particulier, le cas le plus défavorable a été observé à 2 kHz et une amplitude de 10 %. Dans ce cas, la tension du bus à courant continu est augmentée de 5,9 %.

5.3 Phénomènes à haute fréquence (> 150 kHz)

5.3.1 Généralités

Pour réduire les interférences (mode différentiel/symétrique et mode commun/asymétrique), il convient de choisir les composants et méthodes adéquats pour trouver une solution économique.

5.3.2 Atténuation de la distorsion

La réduction de la distorsion en mode commun des AIC s'apparente à la suppression de la distorsion des alimentations à découpage. Toutefois, les AIC présentant des dimensions plus importantes, les courants capacitifs sont plus élevés et, par conséquent, des composants d'atténuation correctement dimensionnés sont exigés. De plus, il est important d'assurer la mise à la terre et le blindage corrects des câbles d'alimentation.

L'atténuation des interférences à hautes fréquences en mode différentiel peut être intégrée aux composantes de filtrage d'harmonique (voir la Figure 32). Toutefois, la conception des composantes de filtrage est tenue de faire l'objet de toutes les attentions, afin de préserver leurs propriétés à basse fréquence dans la plage des hautes fréquences.

5.3.3 Immunité

Le filtrage ou la protection de fréquence radio est à fournir de manière constructive à l'entrée du dispositif, dans le dispositif lui-même et à la sortie, vers la charge. En général, la distorsion à l'intérieur de l'AIC est beaucoup plus importante que celle provenant de sources extérieures. Par conséquent, il convient d'éviter le couplage transversal entre le câblage de puissance interne et le câblage de signal. Il convient de protéger les entrées et sorties de signal par une séparation galvanique ou des alimentations distinctes.

5.3.4 Filtres EMI

En l'absence de filtres EMI, les niveaux de distorsion à haute fréquence peuvent atteindre des valeurs supérieures à 120 dB μ V. Le filtrage EMI est indispensable dans la plupart des applications afin de satisfaire aux limites exigées.

NOTE L'utilisation de filtres EMI peut entraîner des effets incompatibles avec les dispositifs de protection DDR (dispositif à courant différentiel résiduel) en raison de l'augmentation des courants de fuite.

Pour obtenir une solution compatible CEM, il est nécessaire de combiner les techniques d'atténuation suivantes: filtrage, mise à la terre et blindage. La Figure 31 et la Figure 32 présentent une topologie de filtre EMI de base et un schéma fonctionnel communément utilisés pour ces applications.

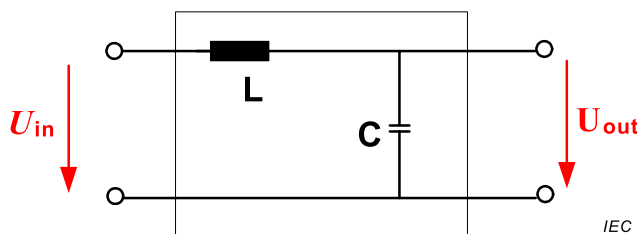
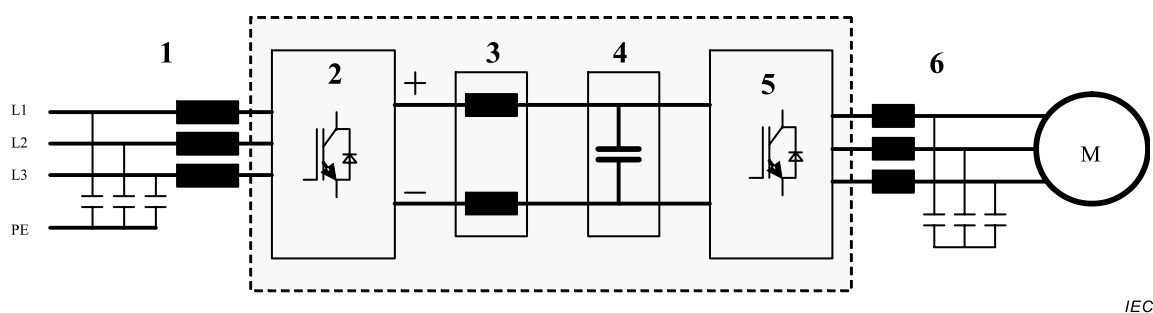


Figure 31 – Topologie de filtre EMI de base



1. Filtre EMI ou bobine
2. Convertisseur côté alimentation (AIC)
3. bobines en mode commun
4. les condensateurs du bus à courant continu lissent la tension continue
5. Convertisseur côté moteur
6. Bobines ou filtre de sortie

Figure 32 – Schéma fonctionnel d'un PDS doté d'un système de filtre EMI à haute fréquence

5.4 Effets de bruit audible

En raison de la distorsion de tension, le bruit audible des différents équipements électriques (c'est-à-dire les petites alimentations électriques directement connectées par une prise électrique, les bobines des lampes à fluorescence, des lampes à incandescence, des plans de cuisson vitrocéramique) raccordés aux mêmes réseaux d'alimentation électrique peut augmenter.

Avec la mise en œuvre de mesures de filtrage appropriées visant à atténuer la distorsion de tension, les mesures de filtrage seraient accompagnées d'une diminution du bruit audible.

NOTE Le bruit audible est souvent une conséquence de l'amplification de caisses pleines s'apparentant aux résonances dans les instruments de musique, même à de très faibles niveaux d'excitation. La plupart du temps, les problèmes de bruit peuvent être résolus en améliorant les problèmes d'ordre mécanique. Dans les PDS, ce problème a été résolu en adaptant simplement la fréquence de commutation.

5.5 Courants de fuite

Compte tenu des impédances entre les parties sous tension et la terre, telles que les condensateurs raccordés entre les conducteurs du réseau d'alimentation électrique et la terre dans les filtres EMI ou les capacités parasites entre les conducteurs du réseau d'alimentation électrique et la terre dans les câbles d'alimentation blindés, les courants de fuite peuvent être

supérieurs à 3,5 mA. Par conséquent, une connexion de mise à la terre fixe et redondante peut être exigée (voir l'IEC 61800-5-1 pour les PDS).

En règle générale, les dispositifs à courant différentiel résiduel (DDR) ne sont pas compatibles avec les équipements non résidentiels.

5.6 Aspects relatifs à l'intégration de système et aux essais dédiés

La sécurité électrique et thermique des convertisseurs de ce type est soumise à essai conformément aux normes de produit correspondantes.

Compte tenu des exigences en matière de protection des AIC contre les chocs électriques, il est à considérer que les VSC en particulier sont en général équipés de gros condensateurs du bus à courant continu qui emmagasinent l'énergie électrique, même après avoir été déconnectés de l'alimentation. Par conséquent, des mesures appropriées sont à prendre pour décharger les condensateurs déconnectés de l'AIC. Il convient de contrôler les performances de décharge en recalculant l'énergie emmagasinée ou en mesurant la tension des condensateurs de 1 s à 5 s après qu'ils ont été déconnectés de l'AIC.

Pour les aspects liés à l'intégration de système, l'IEC 62103 s'applique.

Il est recommandé de procéder aux essais de type ci-dessous pour les AIC, en plus des essais établis pour les redresseurs non commandés:

- comportement opérationnel aux tensions d'alimentation asymétriques;
- coupure en cas de surtension ou sous-tension d'alimentation;
- comportement opérationnel en cas d'interruptions et de brefs creux de tension d'alimentation monophasée et triphasée;
- court-circuit au niveau des accès d'alimentation de puissance de l'AIC à couper en cas de surintensité;
- coupure avec courant maximal et valeur de référence la plus élevée de la tension du bus à courant continu (la tension du bus à courant continu ne doit pas atteindre des valeurs inadmissibles);
- déconnexion du réseau d'alimentation électrique lors d'une récupération d'énergie.

D'autres essais peuvent être exigés, mais ils sont à l'étude.

6 Caractéristiques d'un convertisseur à alimentation active MLI de type à source de tension et de topologie à deux niveaux

6.1 Généralités

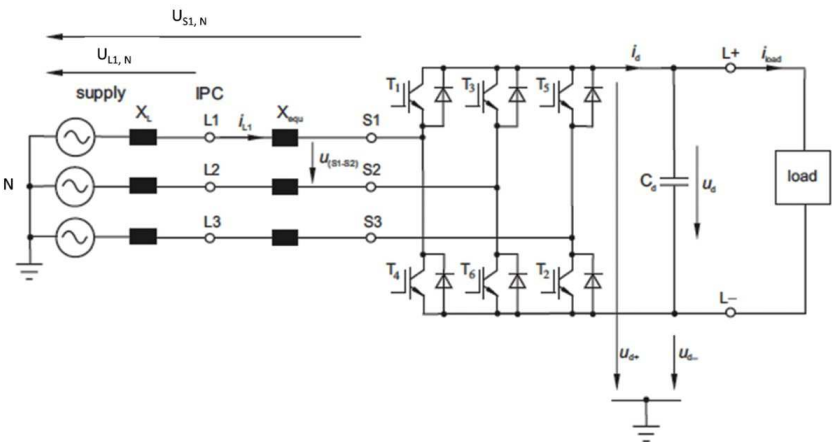
Ce chapitre porte sur les propriétés particulières d'un AIC à source de tension MLI à deux niveaux.

6.2 Fonction générale, topologies de circuit de base

Les AIC à source de tension MLI à deux niveaux utilisent en général des fréquences d'impulsion comprises entre 1,5 kHz et 16 kHz. Ils assurent un fonctionnement à quatre quadrants et peuvent commander un courant de ligne sinusoïdal de n'importe quel déphasage. La puissance active et la puissance réactive peuvent être commandées indépendamment l'une de l'autre. Les filtres actifs peuvent également être réalisés avec le même circuit. Compte tenu de leur capacité à fonctionner en mode générateur, des bonnes possibilités de commande et des faibles interférences de ligne, ils sont utilisés avec des convertisseurs de fréquence pour les entraînements, les éoliennes, ainsi que comme alternative technologique améliorée aux redresseurs non commandés.

La Figure 33 présente la topologie de base d'un AIC à source de tension MLI à deux niveaux. Il est composé d'une réactance côté alimentation X_{equ} , des interrupteurs électroniques et du condensateur du bus à courant continu C_d . La charge peut être tout circuit avec entrée de tension continue (un hacheur ou un convertisseur côté machine, par exemple). En principe, les filtres actifs n'ont pas de charge. Les interrupteurs électroniques connectent la tension continue U_d aux phases d'alimentation L1 à L3. Les réactances X_{equ} séparent les valeurs instantanées de l'alimentation et les tensions d'entrée du convertisseur.

Une valeur minimale de la réactance ($X_L + X_{\text{equ}}$) entre l'alimentation et l'entrée de convertisseur est exigée pour un fonctionnement correct. Des composants de filtrage supplémentaires (voir 5.2.3.2 et 5.2.6.2) sont nécessaires pour limiter la distorsion à des valeurs admissibles.



IEC

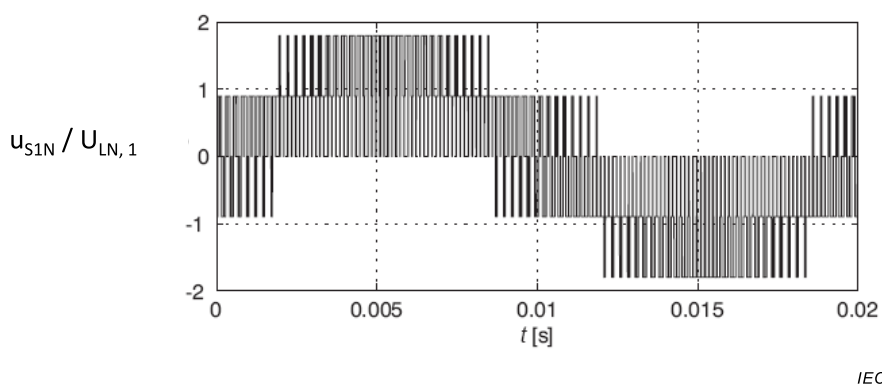
Anglais	Français
Supply	Alimentation
IPC	PCI
Load	charge

Figure 33 – Illustration de base de la topologie d'un AIC à source de tension MLI à deux niveaux

La liaison à courant continu des AIC à source de tension MLI à deux niveaux n'étant pas raccordée au neutre de l'alimentation, la tension entre phases à l'entrée du convertisseur est +/- U_d ou nulle, et la liaison à courant continu dispose d'une tension en mode commun à la masse.

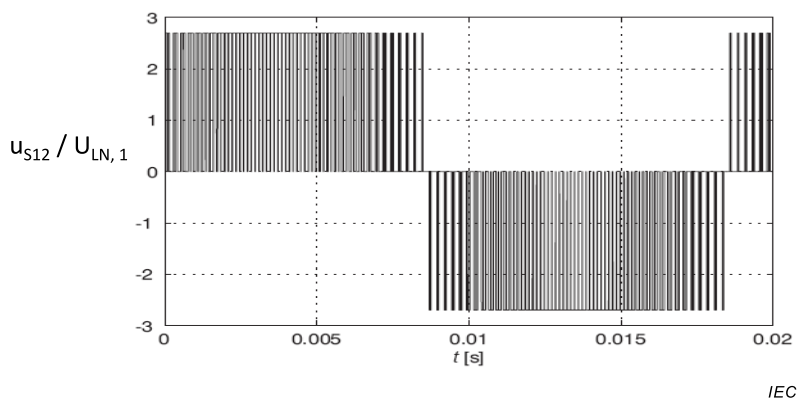
$$u_{\text{CM}} = \frac{u_{\text{d+}} + u_{\text{d-}}}{2}$$

La Figure 34 présente les formes d'onde typiques de la tension entre phases u_{S1} et la tension phase-neutre u_{S1N} en fonction de $U_{\text{LN},1}$ ($U_{\text{LN},1}$: fondamentale de la tension phase-neutre). La tension en mode commun u_{CM} de la liaison à courant continu est présentée à la Figure 35.



NOTE La fréquence d'alimentation électrique est de 50 Hz.

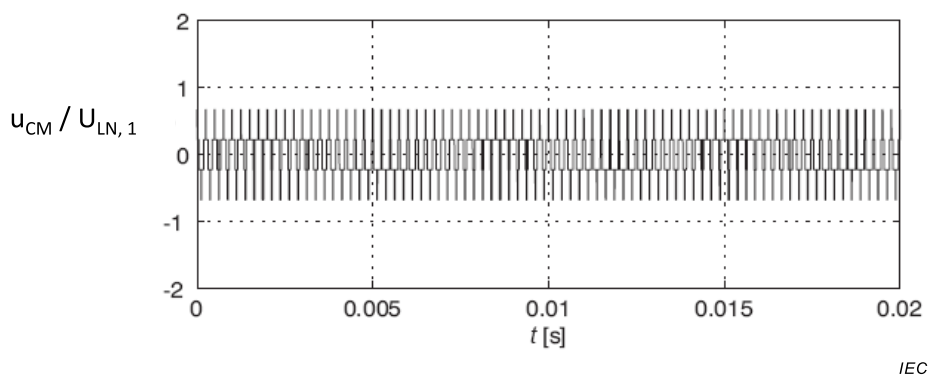
a) – Formes d'onde typique de la tension $u_{S1N} / U_{LN,1}$ à la fréquence d'impulsion de 4 kHz



NOTE La fréquence d'alimentation électrique est de 50 Hz.

b) – Formes d'onde typique de la tension $u_{S12} / U_{LN,1}$ à la fréquence d'impulsion de 4 kHz

Figure 34 – Formes d'onde typiques des tensions $u_{S1N} / U_{LN,1}$ et tension $u_{S12} / U_{LN,1}$ à la fréquence d'impulsion de 4 kHz

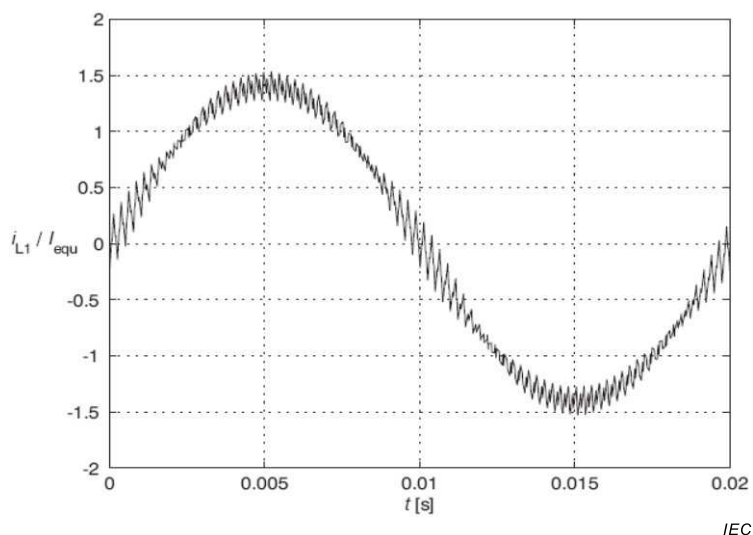


NOTE La fréquence d'alimentation électrique est de 50 Hz.

Figure 35 – Formes d'onde typiques de la tension en mode commun $u_{CM} / U_{LN,1}$ à la fréquence d'impulsion de 4 kHz

La Figure 36 présente un courant i_{L1} à une fréquence d'impulsion de 4 kHz et avec une impédance relative $u_{SCV,eq}$ de 6 % à charge assignée.

L'augmentation de la fréquence d'impulsion ou des réactances de X_{equ} réduit l'ondulation de courant. Normalisée au courant de ligne assigné I_{equ} , l'ondulation de courant est pratiquement indépendante de l'alimentation et du facteur de puissance.



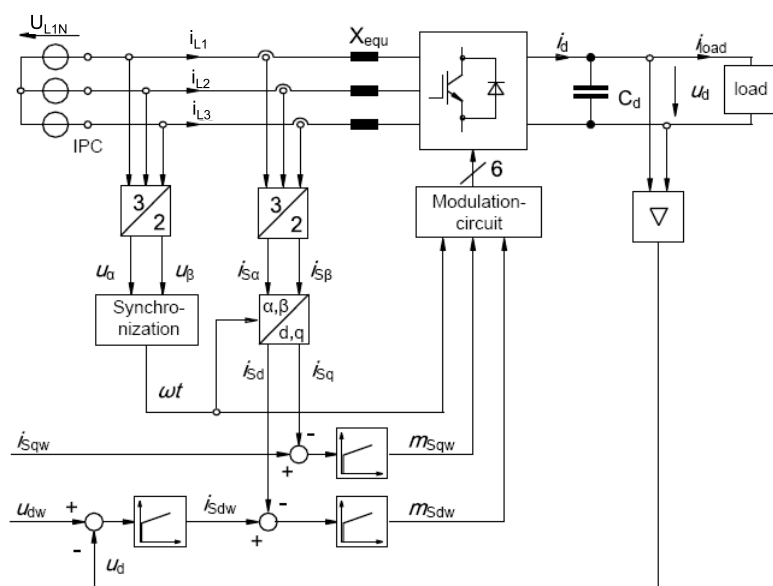
NOTE La fréquence d'alimentation électrique est de 50 Hz.

Figure 36 – Forme d'onde du courant i_{L1} / I_{equ} à la fréquence d'impulsion de 4 kHz, impédance relative de $u_{\text{SCV, equ}} = 6\%$

6.3 Commande de puissance

Les courants de ligne ou la puissance active et réactive sont commandés indirectement grâce à l'indice de modulation du circuit de modulation. Les quatre quadrants de la phase courant-tension (c'est-à-dire tous les déphasages) sont accessibles (voir 4.2.7).

La Figure 37 présente un exemple de schéma fonctionnel du schéma de commande d'un AIC MLI à deux niveaux avec une tension du bus à courant continu constante.



IEC

Anglais	Français
Synchronization	Synchronisation
Modulation circuit	Circuit de modulation
Load	charge

Figure 37 – Schéma fonctionnel d'un AIC MLI à deux niveaux

À l'instar du contrôle vectoriel des machines électriques à champ tournant, les composantes du courant dans les coordonnées d-q sont utilisées, les composantes d et q représentant respectivement le courant actif et le courant réactif. Le contrôle de tension du bus à courant continu définit la valeur de référence de la composante d (courant actif), alors que la valeur de référence de la composante q (courant réactif) est arbitraire (elle est en général nulle, mais peut être définie sur une valeur comprise dans les caractéristiques assignées de courant de l'AIC).

Pour un fonctionnement correct, la valeur de référence de la tension du bus à courant continu doit être supérieure à la valeur crête à crête de la tension entre phases, et inférieure à la tension du bus à courant continu maximale qui est limitée par les dispositifs électriques utilisés (interrupteur à semi-conducteurs, condensateurs).

6.4 Performances dynamiques

Les performances dynamiques sont essentiellement déterminées par la réactance X_{equ} . Pour le contrôle de courant rapide, une réactance faible de X_{equ} est nécessaire. La plupart des applications utilisent une réactance relative de $u_{SCV, equ} = 2\%$ à 10% .

Une valeur plus élevée de la tension du bus à courant continu améliore les performances dynamiques d'une part mais, d'autre part, les pertes de commutation et le coût des interrupteurs à semi-conducteurs et des condensateurs augmentent en conséquence. Ainsi, la tension de référence est définie avec des marges de sécurité supplémentaires établies à une valeur supérieure de quelques pour-cent à la valeur crête à crête de la tension entre phases.

Les deux aspects contradictoires de la spécification des condensateurs du bus à courant continu (stockage d'énergie de courte durée) sont:

- la durée de vie des condensateurs (électrolytiques), et

- le comportement dynamique de la charge à courant continu.

Dans les applications où la charge à courant continu peut varier très rapidement, la tension du bus à courant continu peut atteindre des valeurs excessives. Une quantité suffisante de capacité est nécessaire afin de réduire les variations de tension dans la liaison à courant continu. Si des condensateurs électrolytiques sont utilisés, la capacité est souvent suffisamment élevée avec un dimensionnement typique basé sur les caractéristiques assignées du courant et la durée de vie du condensateur.

Toutefois, les valeurs assignées des courants des condensateurs film sont plus élevées que celles des condensateurs électrolytiques équivalents. Par conséquent, une attention particulière est à accorder à la variation de la tension du bus à courant continu lorsque des condensateurs film sont utilisés. Souvent, il s'avère nécessaire d'anticiper la charge à courant continu pour accélérer et stabiliser le contrôle de tension continue.

L'autre avantage comparé aux convertisseurs commandés par thyristors est la stabilité de fonctionnement en cas d'impédances élevées du réseau d'alimentation électrique, si un contrôle de courant est mis en œuvre.

6.5 Courants de ligne non sinusoïdaux souhaités

Des AIC MLI à source de tension peuvent être utilisés pour compenser des harmoniques spécifiques.

Si la fréquence d'impulsion est supérieure à 2 kHz, ces convertisseurs satisfont aux exigences des Normes internationales référencées dans la plage de fréquences sans filtrage supplémentaire.

Les composantes harmoniques inférieures à la moitié de la fréquence d'impulsion des convertisseurs à deux niveaux peuvent être commandées afin d'obtenir de très faibles valeurs (voir 4.2.3). Un autre avantage est que le papillotement dû aux variations dans la charge de l'AIC peut ne pas être un problème, étant donné que le facteur de puissance du courant de ligne est proche de 1 ou peut même être défini comme étant capacitif. Le facteur de puissance optimal pour supprimer les variations de tension dépend de l'impédance du réseau d'alimentation électrique, qui est en principe inductive.

6.6 Courants de ligne non sinusoïdaux non souhaités

La Figure 38 présente un résultat simulé de distorsion générée du courant i_{L1} à une réactance donnée X_{equ} . Proche de la fréquence d'impulsion de 4 kHz se produit la distorsion la plus élevée ("bandes latérales" de $f_p \pm g * f_L$ avec $g = 2 * n - 1$).

NOTE f_p est la fréquence de commutation des semi-conducteurs et f_L la fréquence de sortie triphasée.

D'autres raies spectrales apparaissent à proximité de chaque multiple de la fréquence d'impulsion, et diminuent à des fréquences plus élevées. Elles peuvent uniquement être réduites par un filtre passif.

De plus des harmoniques de rang inférieur générés par la tension d'alimentation et les écarts du contrôleur, sont mesurables dans les applications réelles.

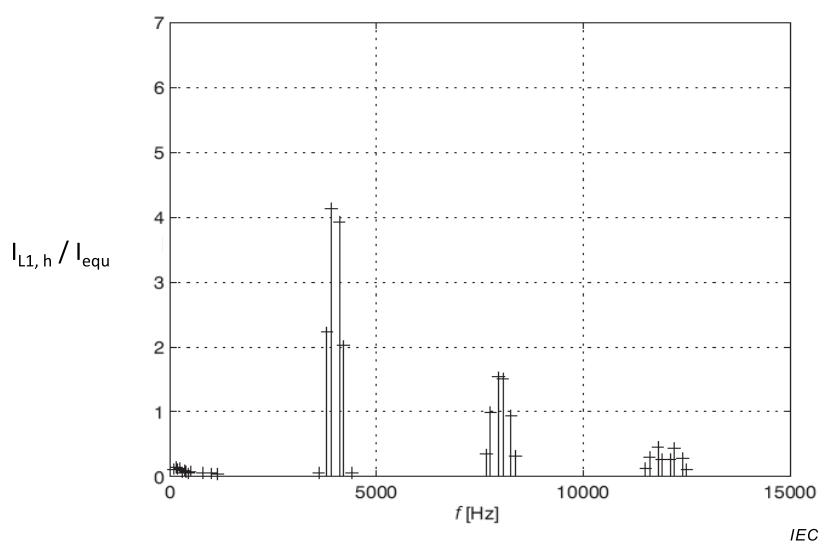


Figure 38 – Distorsion du courant i_{L1} de la réactance X_{equ} , fréquence d'impulsion: 4 kHz, réactance relative de $u_{SCV, equ} = 6\%$

La Figure 39 présente les tensions d'alimentation u_{L12} et u_{L1N} . La distorsion de tension des deux tensions avec uniquement une impédance inductive côté alternatif est d'environ 6,6 %. Voir 4.2.3 pour plus de détails.

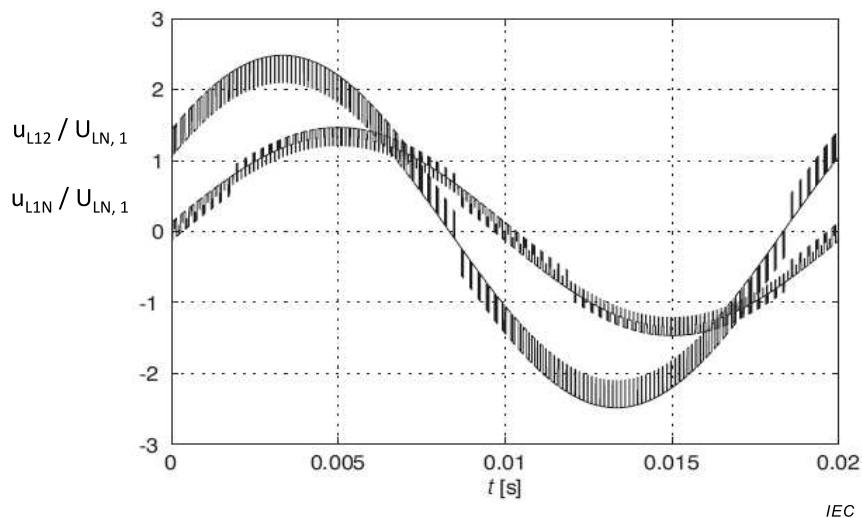


Figure 39 – Tensions typiques $u_{L1N} / U_{LN,1}$ et $u_{L12} / U_{LN,1}$ à la fréquence d'impulsion de 4 kHz, réactance relative $u_{SCV, equ} = 6\%$, $R_{SCe} = 100$

6.7 Disponibilité et aspects liés au système

Les AIC à source de tension MLI à deux niveaux sont à la pointe du progrès dans le domaine des applications BT et sont utilisés pour les alimentations sans interruption (ASI), les éoliennes, les applications solaires et les filtres actifs. En règle générale, les entraînements électriques de puissance utilisent les AIC à source de tension MLI à deux niveaux comme source d'alimentation réversible.

La commutation haute fréquence des interrupteurs électroniques des AIC augmente les pertes de commutation. Avec les courants de ligne sinusoïdaux et un facteur de puissance d'environ 1, les pertes d'un AIC utilisant des semi-conducteurs de type transistor bipolaire à grille isolée sont de deux à quatre fois celles des convertisseurs commandés par thyristors. D'autre part, la valeur efficace du courant de ligne est environ 20 % inférieure à celle d'un

redresseur non commandé. Par conséquent, les pertes dans le réseau d'énergie sont considérablement réduites.

6.8 Fonctionnement en mode de filtre actif

La commande s'apparente au schéma fonctionnel de la Figure 37. Des harmoniques supplémentaires sont ajoutées aux valeurs de référence des composantes d et q des courants. La distorsion de fréquence supérieure (voir 4.2.3) n'est pas affectée.

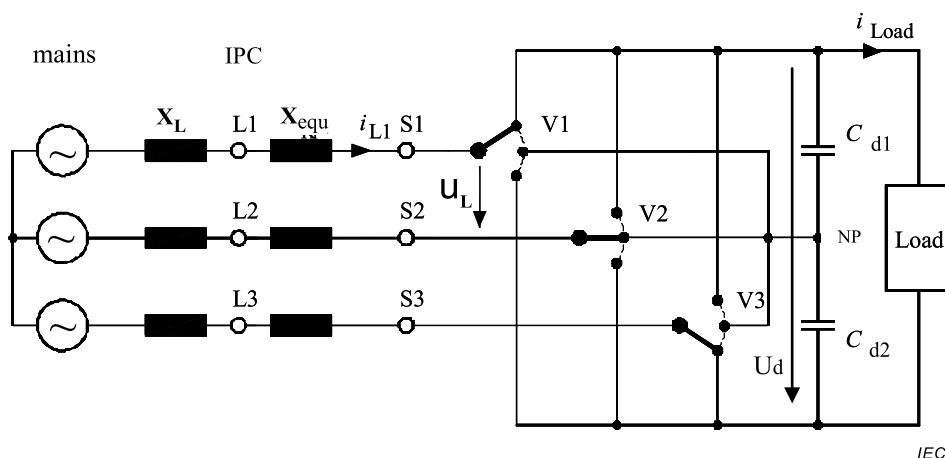
7 Caractéristiques d'un convertisseur à alimentation active MLI de type à source de tension et de topologie à trois niveaux

7.1 Fonction générale, topologies de circuit de base

Un convertisseur MLI à trois niveaux s'apparente à une combinaison de deux systèmes à deux niveaux connectés en série ayant un point neutre en commun. Cela signifie qu'avec le même niveau de tension continue pour chaque condensateur à courant continu, un convertisseur à trois niveaux permet d'obtenir une tension de sortie égale à deux fois celle du système d'onduleur à deux niveaux.

La plupart du temps, deux topologies de base des convertisseurs à trois niveaux sont utilisées: à point neutre lié (NPC – neutral point clamped) (qui est en pratique limité à trois niveaux) et à condensateur flottant (qui peut également être appliqué aux topologies à plus de trois niveaux. Voir l'Article 8).

Dans le cas de la technologie NPC, le point neutre est raccordé aux bornes d'entrées à courant alternatif par l'intermédiaire de diodes. Dans le schéma NPC actif, les transistors ou les thyristors blocables (GTOs) sont connectés en parallèle avec ces diodes.



Anglais	Français
mains	Réseau d'alimentation
IPC	PCI
Load	Charge

Figure 40 – Topologie de base d'un AIC à trois niveaux. Pour un entraînement électrique de puissance (PDS) la même topologie peut également être utilisée côté charge

Les paires de bras à deux niveaux de la branche de phase à trois niveaux étant commutées peuvent fournir trois potentiels en liaison avec le potentiel du point "NP" de la liaison à courant continu, c'est-à-dire: 0 et $\pm 0,5 U_d$.

La commutation correctement décalée des bras donne les tensions entre phases de l'onduleur à trois niveaux, avec cinq niveaux de tension différents, c'est-à-dire: 0 et $\pm 0,5 U_d$, $\pm U_d$.

Liée au potentiel du point "NP" de la Figure 40, la fréquence d'impulsion obtenue est égale à deux fois la fréquence de commutation des interrupteurs (la fréquence de commutation de 150 Hz de chaque interrupteur donne une fréquence de commutation de 300 Hz à la sortie, par exemple). Un exemple est présenté à la Figure 41.

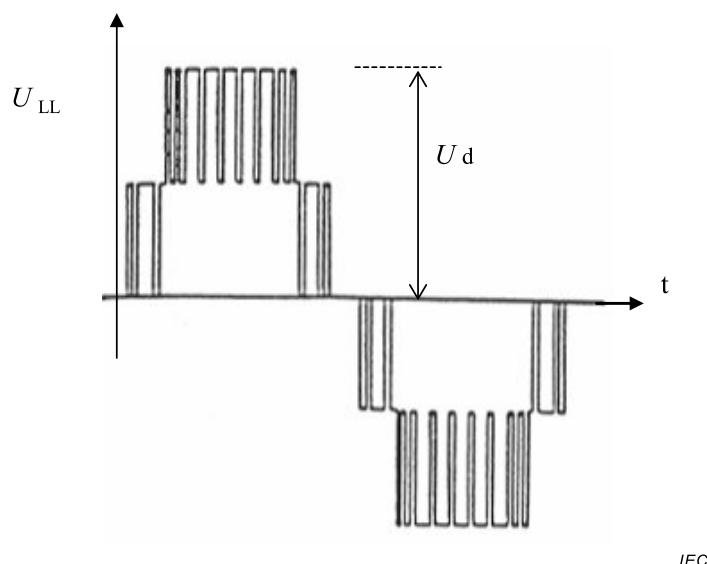


Figure 41 – Forme de courbe typique de la tension entre phases d'un convertisseur MLI à trois niveaux

7.2 Commande de puissance

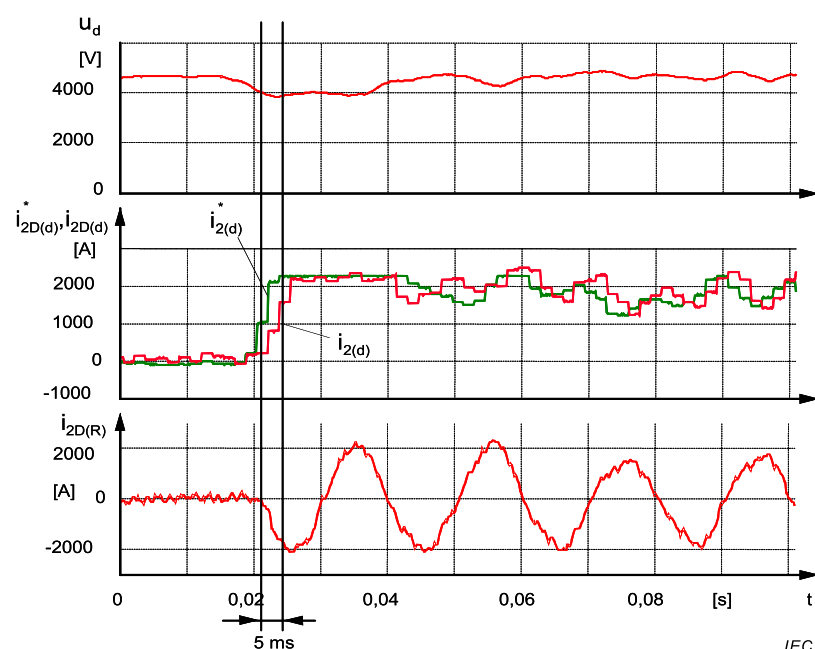
Avec des semi-conducteurs adaptés (transistors bipolaires à grille isolée, thyristors blocables, IGCT) généralement disponibles dans le commerce et présentant une tension de blocage directe de crête maximale d'environ 5 kV, la puissance assignée du convertisseur d'entraînement s'étend jusqu'à environ 10 MVA avec une tension de sortie d'environ 3,3 kV. Avec la connexion parallèle, il est possible de gérer des caractéristiques assignées d'au moins 20 MVA avec cette technologie.

Compte tenu des pertes de commutation plus importantes des interrupteurs à semi-conducteurs pour une puissance et des tensions élevées, il est parfois nécessaire de réduire considérablement la fréquence d'impulsion comparée aux systèmes basse puissance.

7.3 Performances dynamiques

Les tâches de commande numérique de ces convertisseurs PDS sont en principe assurées par des unités à microprocesseur hautes performances en mode multitâche, avec des périodes d'échantillonnage inférieures à 1 ms.

Le contrôleur offre une réponse de commande hautement dynamique avec des temps de montée de l'ordre de quelques millisecondes, et permet une adaptation flexible aux différentes exigences si des modèles d'impulsions correctement optimisés sont utilisés. Un exemple de variation de charge soudaine d'un énorme convertisseur à trois niveaux de 13 MW et sa réponse rapide est présenté à la Figure 42.



Haut: tension du bus à courant continu

Milieu: valeur de référence i_{2D}^* et valeur réelle i_{2D} du courant de charge à courant continu

Bas: courant de ligne

Figure 42 – Exemple de variation de charge soudaine d'un convertisseur à trois niveaux de 13 MW lorsque la commande de courant atteint un temps de réponse de l'ordre de 5 ms

7.4 Courants de ligne non sinusoïdaux non souhaités

La fréquence d'impulsion d'un convertisseur à trois niveaux détermine la bande de fréquences au-dessus de laquelle la distorsion indésirable ne peut pas être influencée.

Dans le cas d'une commande MLI adaptée, la tension de phase d'un convertisseur à trois niveaux ne contient jamais de paliers supérieurs à $1/2 U_d$. Cela réduit les courants d'ondulation résultant de ces paliers de tension comparés aux convertisseurs à deux niveaux.

Comme les paliers de tension liés à la tension du bus à courant continu représentent uniquement 50 % de ceux d'un AIC à deux niveaux comparable, l'amplitude moyenne de la distorsion en courant générée a une valeur égale à environ 25 % à 30 % d'un AIC à deux niveaux présentant la même fréquence de commutation d'interrupteur (voir A.3.1).

7.5 Disponibilité et aspects liés au système

Les convertisseurs à trois niveaux des condensateurs à point neutre lié (NPC) et des condensateurs flottants (FC – flying capacitor) sont parfaitement adaptés à toutes les applications haute puissance. Les applications typiques contiennent des entraînements orientés processus dans lesquels un comportement hautement dynamique est exigé (les laminoirs, par exemple), et les avantages que présente la commande de puissance et d'harmonique peuvent être utilisés. L'efficacité de ce système haute performance est d'au moins 96 %.

Du point de vue de la distorsion, les AIC MLI à trois niveaux présentent les caractéristiques suivantes: la fréquence de distorsion la plus basse est la fréquence d'impulsion efficace de la tension de sortie du convertisseur. Le niveau de distorsion correspondant à cette tension, sans filtre supplémentaire, est d'environ 10 %. La distorsion de multiples entiers de la

fréquence d'impulsion efficace est générée en plus, mais avec des amplitudes beaucoup plus petites.

L'amplitude de la distorsion du courant à la fréquence d'impulsion résultant de cette distorsion de tension dépend des impédances entre la tension d'alimentation et l'entrée du convertisseur, la fréquence d'impulsion étant assez indépendante de la charge et virtuellement négligeable (3 %). Le cas échéant, la distorsion de courant peut être réduite par des filtres supplémentaires.

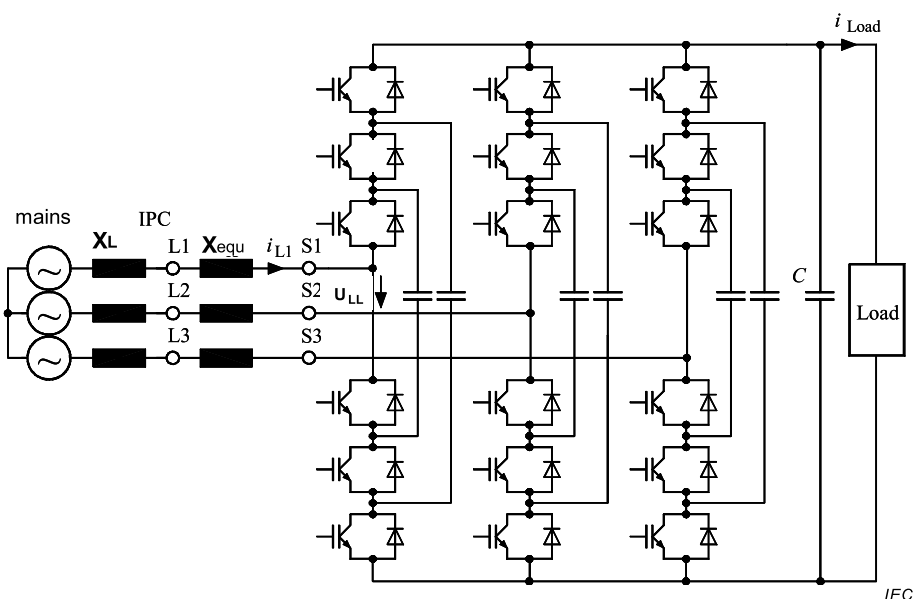
8 Caractéristiques d'un convertisseur à alimentation active MLI de type à source de tension et de topologie à plusieurs niveaux

8.1 Fonction générale, topologies de circuit de base

Pour faciliter la compréhension, un convertisseur à plusieurs niveaux peut être traité comme plusieurs convertisseurs à deux niveaux raccordés en série (voir la Figure 43). Cela signifie qu'avec le même dispositif à semi-conducteurs, un convertisseur à n niveaux permet d'obtenir une tension de sortie qui est $(n-1)$ fois aussi élevée que celle d'un système à deux niveaux.

Une commande adaptée des interrupteurs donne des tensions entre phases de différents niveaux. Avec le nombre croissant des niveaux, l'approximation de la tension souhaitée et de la forme d'onde de courant (souvent sinusoïdale) ne cesse de s'améliorer.

Avec plusieurs systèmes à deux niveaux raccordés en série, chacun d'eux présente un décalage de phase et est déclenché de manière à donner, à la sortie, une forme de courbe de tension en terrasse s'approchant de la forme d'onde sinusoïdale, même sans filtre. La bonne répartition de tension entre les interrupteurs respectives est assurée par des condensateurs à potentiel flottant exigeant une fréquence de commutation aussi élevée que possible et une commutation appropriée des interrupteurs. Les caractéristiques assignées des condensateurs dépendent de la fréquence de commutation (voir A.3.2).



Anglais	Français
mains	Réseau d'alimentation
Load	Charge
IPC	PCI

Figure 43 – Topologie typique d'un AIC à quatre niveaux à condensateur flottant (FC) utilisant des transistors bipolaires à grille isolée

Les systèmes à deux niveaux respectifs d'un convertisseur à plusieurs niveaux sont commutés indépendamment les uns des autres, de sorte que le potentiel côté réseau d'alimentation électrique pour une demi-onde peut supposer quatre potentiels, dans le cas d'un convertisseur à quatre niveaux, c'est-à-dire: 0 et $\pm \frac{1}{3} U_d$; $\pm \frac{2}{3} U_d$; $\pm U_d$. (voir la Figure 44).

Dans un convertisseur à quatre niveaux, la commande correctement décalée des interrupteurs donne des tensions entre phases avec sept niveaux de tension différents pour l'ensemble du système d'onduleurs (voir A.3.2).

Cette technologie FC n'est pas limitée à 4 niveaux. Six niveaux au moins sont possibles, mais ils ne sont en général pas appliqués pour des raisons économiques. Plus le nombre de niveaux utilisés est important, plus l'approche de la forme d'onde sinusoïdale est bonne, et plus la contrainte dv/dt est faible pour les systèmes d'isolation des composants à induction à enroulements (les transformateurs, par exemple).

Les paliers de tension d'un AIC à quatre niveaux liés à la tension du bus à courant continu représentent uniquement 30 % de ceux d'un AIC à deux niveaux comparable et, la tension d'entrée qu'il est possible d'obtenir étant trois fois supérieure, la valeur d'amplitude moyenne de la distorsion générée en courant est égale à environ 10 % de celle d'un AIC à deux niveaux présentant la même fréquence de commutation d'interrupteur (voir A.3.1).

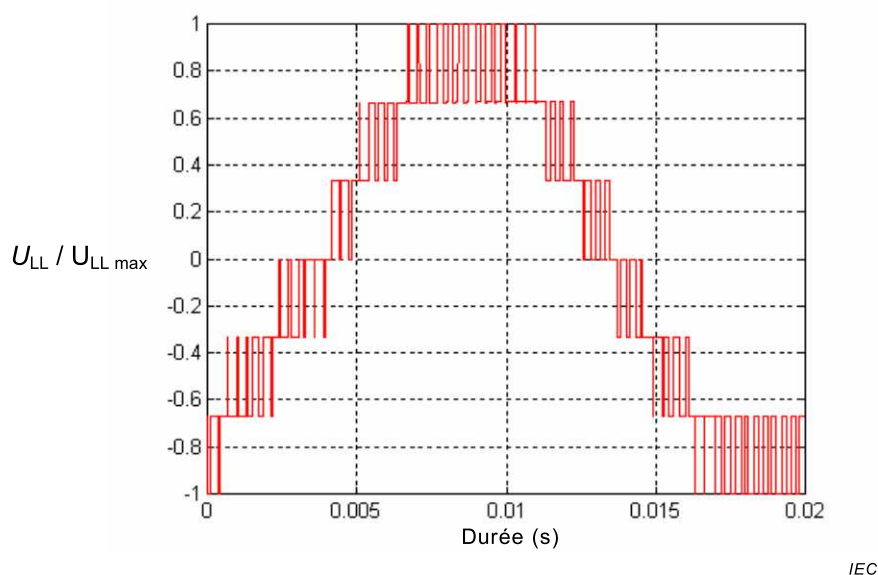


Figure 44 – Forme de courbe typique de la tension entre phases d'un AIC à plusieurs (quatre) niveaux

8.2 Commande de puissance

Comparées aux convertisseurs à deux et trois niveaux, seules les différences suivantes sont à prendre en compte lors de la référence à l'Article 5 et à l'Article 6.

- La fréquence d'impulsion obtenue visible à la sortie augmente avec le nombre n de niveaux, alors que la fréquence de commutation des interrupteurs à semi-conducteurs reste constante. Cela se traduit par de meilleures performances dynamiques et une augmentation de la plage de fréquences pour les harmoniques (contrôlables) souhaités. La distorsion (non commandable) souhaitée commence à des fréquences plus élevées.
- Les paliers de tension sont réduits, ce qui donne lieu à des courants capacitifs plus faibles (contrainte réduite pour les filtres, les câbles raccordés et les condensateurs).

- Les convertisseurs à plusieurs niveaux sont en général utilisés uniquement si une puissance élevée, une tension élevée et une très faible distorsion sont exigées.

Avec des semi-conducteurs adaptés (transistors bipolaires à grille isolée) présentant une tension de blocage maximale d'environ 3 kV, qui sont habituellement disponibles dans le commerce, la puissance de sortie assignée est comprise entre 0,3 MVA et 3 MVA pour les versions à refroidissement par air, et entre 2 MVA et 5 MVA inclus pour les versions à refroidissement par eau, avec des tensions de sortie d'environ 2,4 kV à 4,2 kV.

Compte tenu des pertes de commutation plus importantes des interrupteurs à semi-conducteurs pour une puissance et des tensions de blocage élevées, il est parfois nécessaire de réduire considérablement la fréquence d'impulsion de l'AIC haute puissance comparée aux systèmes basse puissance (à deux niveaux). De plus, il faut prendre en compte que la fréquence de commutation visible efficace de la tension alternative de ce type de système est trois fois supérieure à la fréquence d'impulsion de chaque interrupteur (par exemple, une fréquence de commutation de 1 kHz de chaque interrupteur donne une fréquence de commutation de 3 kHz à la sortie).

8.3 Performances dynamiques

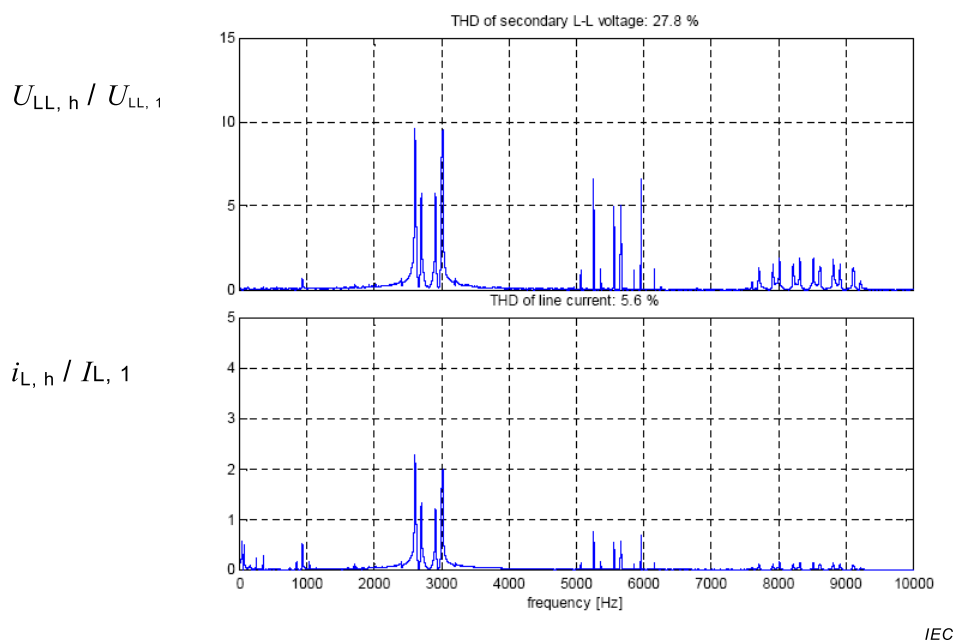
Les tâches de commande numérique de ces AIC sont en principe assurées par des unités à microprocesseur hautes performances en mode multitâche, avec des périodes d'échantillonnage inférieures à 1 ms.

Le contrôleur offre de courts temps de réponse et permet une adaptation flexible aux différentes exigences grâce à l'utilisation de modèles d'impulsions correctement optimisés.

8.4 Distorsion du réseau d'alimentation électrique

Du point de vue de la distorsion, l'AIC MLI à plusieurs niveaux basé sur 4 niveaux présente les caractéristiques suivantes.

- La fréquence de distorsion la plus basse qui se produit est la fréquence d'impulsion efficace de la tension de sortie du convertisseur. Le niveau de distorsion pour la tension sur le PCI, sans filtre supplémentaire, est d'environ 5 % (un exemple est présenté à la Figure 45).
- En outre, des multiples entiers de la fréquence d'impulsion se produisent, mais ils présentent des amplitudes moins importantes. L'amplitude de la distorsion du courant pour la fréquence d'impulsion, résultant de cette distorsion de tension et dépendant de l'impédance du transformateur, de l'impédance du réseau et de la fréquence d'impulsion, est assez indépendante de la charge et virtuellement négligeable (2 %). Le cas échéant, la distorsion peut être diminuée par des filtres supplémentaires.



Anglais	Français
THD of secondary L-L voltage	Taux de distorsion harmonique totale de la tension L-L secondaire
THD of line current	Taux de distorsion harmonique totale du courant de ligne
frequency	fréquence

Figure 45 – Distorsion de fréquences et d'amplitudes dans la tension d'alimentation (mesurée directement au niveau des bornes du pont de la Figure 25) et le courant de ligne d'un AIC à plusieurs niveaux (quatre) (transformateur à 10 % de tension de court-circuit)

8.5 Disponibilité et aspects liés au système

Ce type de convertisseur est utilisé pour les applications à haute puissance dans tous les secteurs de l'industrie exigeant une dynamique élevée de l'AIC. Les applications marines et les systèmes de distribution de réseau (grâce par exemple à leur grande capacité de gestion d'énergie active (AEM) et de commande harmonique active) en sont des exemples typiques.

L'efficacité de ce système haute performance est supérieure à 96 %.

9 Caractéristiques d'un AIC F3E du type à source de tension

9.1 Fonction générale, topologies de circuit de base

La topologie d'un AIC F3E est composée d'une extrémité frontale à la fréquence fondamentale (ou AIC F3E) raccordée à une charge (voir la Figure 46).

L'AIC F3E est composé d'un pont de diode normalisé à transistors bipolaires à grille isolée raccordé antiparallèle. Si le courant s'écoule dans le sens de la charge (un onduleur de moteur MLI, par exemple), il traverse les diodes. Si le courant s'écoule dans le sens du réseau d'alimentation électrique, il traverse les transistors bipolaires à grille isolée.

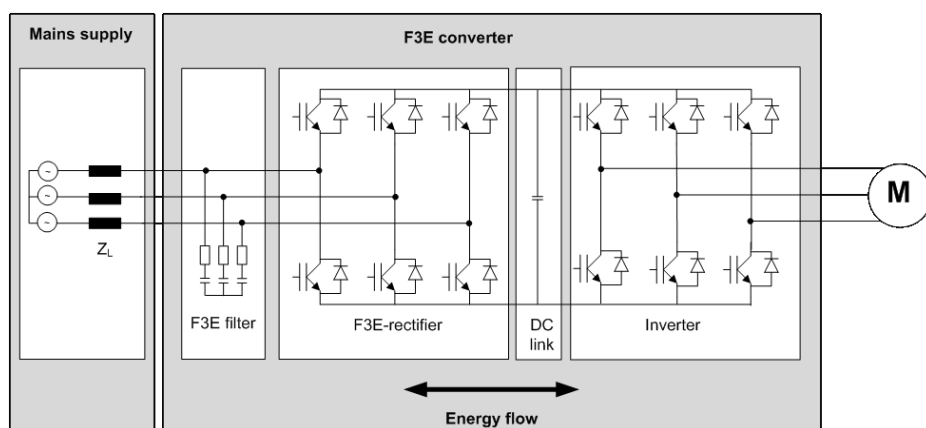
La commutation des transistors bipolaires à grille isolée est synchrone par rapport à l'écoulement du courant dans les diodes respectives raccordées en antiparallèles, et est donc très simple. Des impulsions de courant rectangulaires d'une durée de la moitié de la fréquence du réseau d'alimentation électrique sont obtenues avec de faibles pertes de commutation.

La topologie d'un AIC F3E est composée d'une extrémité frontale à la fréquence fondamentale (ou AIC F3E) raccordée à une charge (voir la Figure 46).

Le condensateur du bus à courant continu est remplacé par un filtre côté réseau à courant alternatif, conçu pour limiter la distorsion de tension provoquée par les courants MLI de l'onduleur (voir la Figure 46).

Comparé à la topologie d'onduleur MLI normalisée dotée de redresseur à diode, on doit noter que le hacheur de freinage et les condensateurs du bus à courant continu électrolytiques présentent trois principaux avantages, une régénération d'énergie vers le réseau d'alimentation électrique, des harmoniques plus basses – pas nécessairement proches des inductances – et une durée de vie plus longue comparée à celle d'un convertisseur doté de condensateurs du bus à courant continu. Toutefois, la tension de sortie de l'onduleur peut être légèrement réduite et a besoin de fréquences d'impulsion plus élevées et d'un effort de commande pour l'onduleur MLI raccordé, et il peut y avoir quelques pertes de puissance dans les résistances de filtre F3E.

L'expérience pratique a montré que, dans la plupart des cas, seule une petite inductance côté réseau d'alimentation électrique est nécessaire pour protéger les autres équipements, alimentés par le même réseau d'alimentation, en fonction de la distorsion de tension provoquée par l'AIC F3E.



IEC

Anglais	Français
Mains supply	Réseau d'alimentation
F3E filter	Filtre F3E
F3E converter	Convertisseur F3E
F3E rectifier	Redresseur F3E
DC link	Liaison à courant continu
Inverter	Onduleur
Energy flow	Flux d'énergie

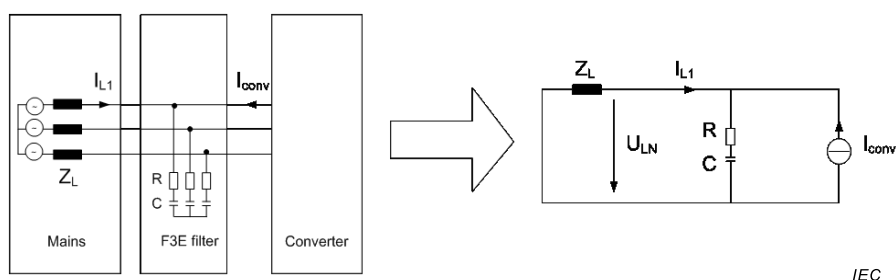
Figure 46 – Topologie d'un AIC F3E

Comparées à un convertisseur MLI normalisé doté d'un redresseur à diode, deux principales différences semblent évidentes. Dans le cas des entraînements électriques de puissance, le hacheur de freinage et la résistance sont remplacés par un AIC F3E. Les condensateurs qui génèrent du courant MLI au niveau de l'onduleur, déplacés de la liaison à courant continu vers un réseau d'alimentation électrique à courant alternatif, présentent des caractéristiques assignées plus petites et peuvent donc être modifiés d'un condensateur de type électrolytique à un condensateur à feuille métallique.

9.2 Commande de puissance et filtre côté réseau

Le filtre côté réseau fait office de source à faible induction pour les courants MLI de l'onduleur de sortie et sert à limiter la distorsion de tension provoquée par ces courants.

Pour éviter les problèmes de résonance, le filtre doit être amorti par des résistances en série (voir la Figure 47). L'effet du filtre peut être démontré avec un simple circuit équivalent représentant la réactance du réseau d'alimentation électrique Z_L , la capacité du filtre C , les résistances d'amortissement R et la source de courant alternatif d'excitation $i(t)$.



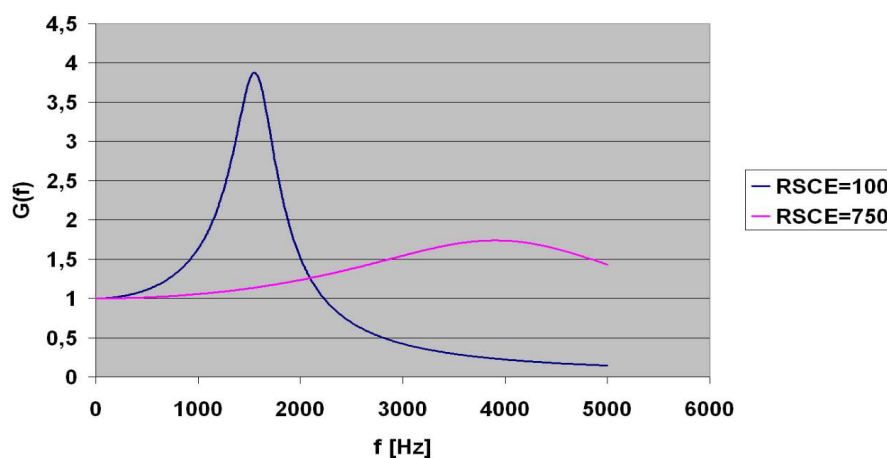
IEC

Anglais	Français
Mains	Réseau d'alimentation
F3E filter	Filtre F3E
Converter	Convertisseur

Figure 47 – Filtre côté réseau et circuit équivalent pour le comportement du convertisseur F3E du réseau d'alimentation électrique

La fonction de transfert de courant $G(f)$ dépend de l'impédance du réseau d'alimentation électrique. Ici, l'impédance du réseau d'alimentation électrique était supposée être purement inductive. Pour normaliser la réactance à la puissance assignée du convertisseur, le terme R_{SCe} a été introduit dans les ouvrages de référence et les normes (voir les définitions 3.24 à 3.26).

$$G(f) = i_{L1} / i_{conv} \quad (10)$$



IEC

Figure 48 – Fonction de transfert de courant avec $R_{SCe} = 100$ et $R_{SCe} = 750$ et un filtre côté réseau: $G(f) = i_{L1}/i_{conv}$

Plus la valeur de R_{SCe} est élevée, plus la valeur de l'impédance du réseau d'alimentation est basse. A la Figure 48, la fonction de transfert de courant $G(f)$ pour deux valeurs de R_{SCe} différentes a été calculée.

A une fréquence de commutation de 4 kHz, par exemple, l'ondulation de courant MLI est atténuée d'un facteur de 5 si $R_{SCe} = 100$ ou augmente si $R_{SCe} = 750$. Cela est à prendre en compte et peut avoir un impact sur les autres équipements.

Par conséquent, il convient de ne pas se focaliser sur le courant, mais sur la distorsion de tension provoquée par le courant. Pour calculer cette distorsion de tension, il faut considérer l'amplitude de courant et l'impédance du réseau d'alimentation électrique.

$$U_{LN,h} = Z_L * I_{L,h} \quad (11)$$

Le Figure 49 illustre la manière dont la distorsion de tension du réseau d'alimentation électrique varie avec l'impédance de ce même réseau, normalisée en fonction de l'impédance du filtre.

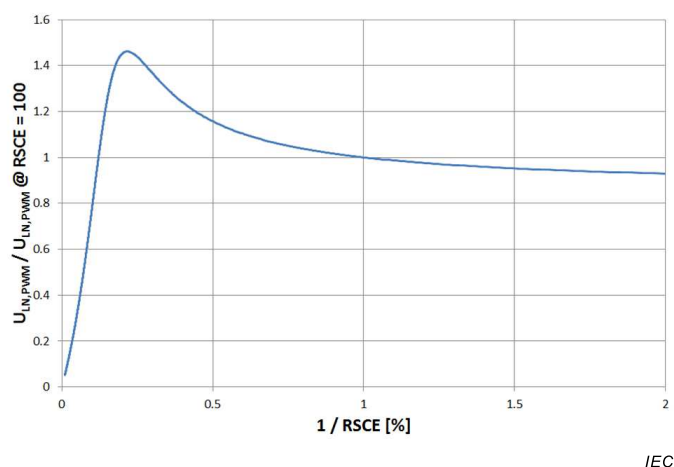


Figure 49 – MLI – Distorsion de tension sur l'impédance du réseau d'alimentation électrique d'une alimentation F3E comprenant un filtre côté réseau d'alimentation électrique

Comme le laisse prévoir une source de tension idéale sans impédance, il n'y a pas de distorsion de tension. Le résultat est une forme d'onde propre et sinusoïdale idéale. Aucun autre équipement raccordé à ce réseau d'alimentation électrique ne peut être influencé.

Au point de résonance se produit la distorsion de tension la plus élevée. Il convient que le filtre soit conçu de manière à ce que cette valeur soit adaptée aux valeurs de distorsion de tension MLI d'un AIC général.

La Figure 50 présente le spectre de puissance d'un convertisseur F3E de 75 kW dont le courant fondamental est de 116 A (valeur efficace) et la fréquence MLI de 4 kHz. L'échelle est de 2 kHz/div et 1,25 A/div.

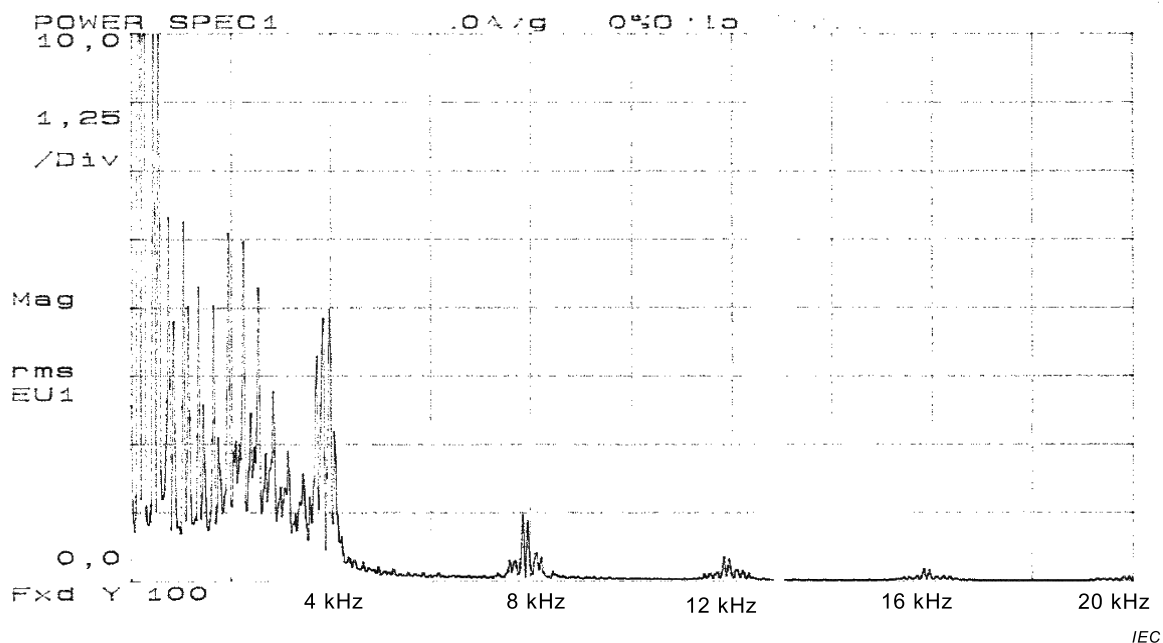
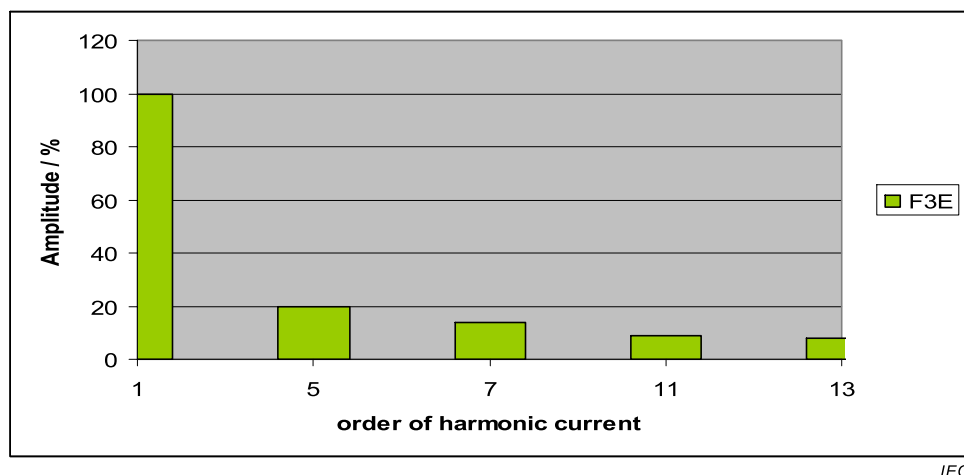


Figure 50 – Spectre de courant d'entrée d'un convertisseur F3E de 75 kW

9.3 Performances dynamiques

S'il est utilisé en tant qu'alimentation d'un entraînement électrique de puissance (PDS), le comportement dynamique de ce dernier n'est pas du tout influencé par l'AIC F3E.

9.4 Courant harmonique



Anglais	Français
order of harmonic current	rang de courant harmonique

Figure 51 – Spectre harmonique du courant d'entrée d'un convertisseur F3E avec $R_{SCe} = 100$

La Figure 51 présente le spectre harmonique typique du courant d'entrée dans la condition $R_{SCe} = 100$. Avec un convertisseur à alimentation active F3E, l'influence du résidu harmonique représenté par les harmoniques les plus significatifs peut être considérablement réduite (si le cinquième harmonique tombe à moins de 25 %).

10 Caractéristiques d'un AIC du type à source de tension dans une topologie de hacheur d'impulsion

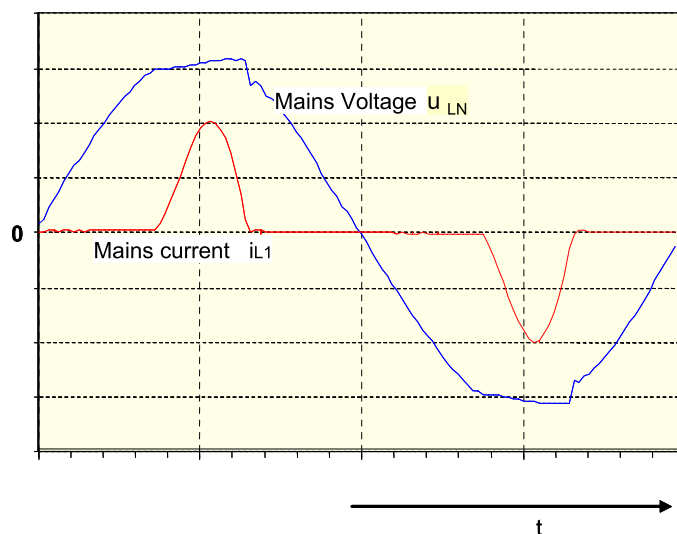
10.1 Généralités

La plupart des hacheurs d'impulsion ne peuvent pas commander la puissance réactive, mais ils fonctionnent au facteur de puissance d'unité et leur forme d'onde de courant est sinusoïdale. Par conséquent, ils sont traités comme un AIC.

10.2 Fonction générale, topologies de circuit de base

Générée par une population élevée de charges électroniques alimentées par pont monophasé (postes de télévision, alimentations électriques des appareils domestiques et de bureau), avec lissage capacitif côté continu, la distorsion de tension du réseau d'alimentation électrique est principalement contrainte vers le 3^{ème} harmonique et le 5^{ème} harmonique.

Il s'agit d'un phénomène de superposition arithmétique simultanée de tous les courants de charge capacitive d'un équipement monophasé (voir la Figure 52), qui se produit lorsque la tension de phase atteint son maximum périodique.



NOTE Les formes d'onde de courant de plusieurs unités sont identiques et l'effet ^{IEC} sur le réseau d'alimentation électrique est multiplié.

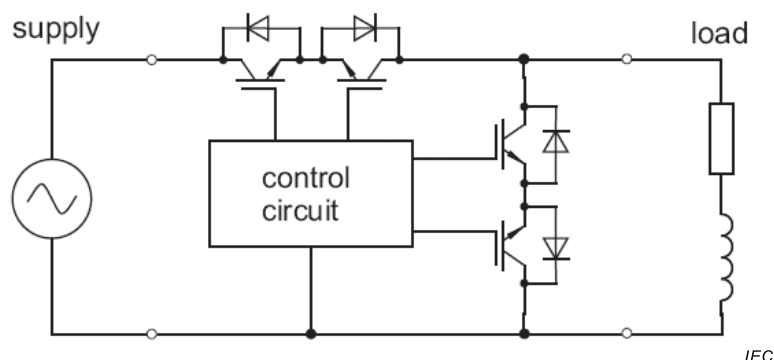
Anglais	Français
Mains voltage	Tension d'alimentation réseau
Mains current	Courant d'alimentation réseau

Figure 52 – Illustration d'un effet de distorsion provoqué un convertisseur monophasé avec une charge capacitive

Pour améliorer cette situation d'un point de vue économique, les méthodes d'atténuation sont envisagées par les fabricants de ces produits.

Une solution communément appliquée repose sur la topologie de ces hacheurs d'impulsion d'AIC. Les hacheurs d'impulsion d'AIC sont des convertisseurs MLI avec une entrée de réseau d'alimentation électrique à courant alternatif et une sortie à courant continu ou à courant alternatif. Il existe différentes variantes du hacheur d'impulsion en fonction de l'application. La topologie des AIC pour une conversion courant alternatif/courant alternatif est présentée à la Figure 53. Ils sont en général utilisés pour les alimentations et sont parfois appelés "contrôleurs de facteur de puissance".

Le hacheur d'impulsion de l'AIC commande l'amplitude de la tension de sortie au moyen d'une modulation de largeur d'impulsion. Des semi-conducteurs de puissance bidirectionnels et bloqués en inverse en voie directe ou en roue libre sont nécessaires. Compte tenu de l'absence de ces éléments, il s'agit en réalité d'une combinaison de transistors de puissance et de diodes de puissance.



Anglais	Français
supply	alimentation
load	charge
control circuit	circuit de commande

Figure 53 – Hacheur d'impulsion d'AIC courant alternatif/courant alternatif, circuit de base

En fonctionnement, le circuit du convertisseur courant alternatif/courant alternatif commute la tension du réseau d'alimentation électrique à courant alternatif sinusoïdale au côté alternatif de la sortie pendant une partie définie de la période MLI dans chaque période d'impulsion.

Par conséquent, pendant chaque période MLI, la tension de sortie peut être commandée entre zéro et la tension du réseau d'alimentation électrique réelle et sinusoïdale dépendante du temps. La charge comportant souvent une composante inductive, le courant de sortie ou de charge est modérément lissé. La forme du courant dépend de la méthode MLI. En régime permanent, un indice de modulation constant peut être supposé, donnant lieu à une tension sinusoïdale (valeur moyenne de glissement) et un courant sinusoïdal, les deux à la fréquence du réseau, avec distorsion superposée à la fréquence de commutation.

Néanmoins, en fonctionnement dynamique, l'indice de modulation varie en fonction de la commande. En règle générale, les hacheurs d'impulsion d'AIC fonctionnent avec une fréquence de commutation comprise entre 2 kHz et 10 kHz.

L'utilisation d'un hacheur d'impulsion d'AIC à la place d'un circuit commandé par déphasage de thyristor est recommandée pour les applications monophasées, si les harmoniques du réseau d'alimentation électrique sont trop importants (le troisième, le cinquième et le septième harmonique étant déjà atteints).

10.3 Courant de ligne non sinusoïdal souhaité

La tension de sortie pouvant être commandée avec la MLI, les harmoniques spécifiés souhaités peuvent être commandés, par exemple, pour compenser les harmoniques de rang inférieur du réseau d'alimentation électrique.

10.4 Courant de ligne non sinusoïdal non souhaité

Les hacheurs d'impulsion d'AIC génèrent une distorsion côté réseau d'alimentation électrique à la fréquence de la fréquence d'impulsion, ses bandes latérales de fréquences et des multiples entiers. Il en résulte que certains éléments de filtrage peuvent être inclus dans la topologie afin d'atténuer les effets sur le réseau d'alimentation électrique.

Non seulement la fréquence de commutation est importante, mais les pentes de courant et de tension de la commutation sont à prendre en compte.

Le filtre est souvent intégré dans le hacheur d'impulsion d'AIC. L'application et la conception du filtre dépendent de l'utilisation prévue dans des réseaux d'alimentation électrique publics ou industriels.

10.5 Fiabilité

Une fiabilité élevée est prévue, les hacheurs d'impulsion d'AIC étant protégés contre les courts-circuits.

10.6 Performances

Les hacheurs d'impulsion d'AIC sont applicables pour compenser les harmoniques. Jusqu'à présent, les contrôleurs de puissance conventionnels n'ont pas été en mesure de remplacer un autotransformateur dans les circuits survolteurs. Cela est uniquement possible avec les hacheurs d'impulsion d'AIC dotés d'un bras de roue libre commandé.

10.7 Disponibilité et aspects liés au système

Les pertes de conduction directe augmentent dans un commutateur actif et la diode en série, et pendant la roue libre dans la diode de roue libre (charge à courant continu) et un commutateur actif supplémentaire (pour les charges à courant alternatif). Ainsi, comparées aux redresseurs commandés par thyristor pour les charges à courant continu, des pertes plus importantes se produisent. Les pertes dépendent de la charge (impédance, transformateur et survolteur).

11 Caractéristiques d'un AIC MLI à deux niveaux du type à source de courant (CSC)

11.1 Généralités

Les AIC MLI de type à source de courant convertissent les courants continus en courants alternatifs triphasés alimentant le réseau d'alimentation électrique ou inversement.

Un fonctionnement dans l'ensemble des quatre quadrants avec les grandeurs électriques côté réseau d'alimentation électrique (tension et courant) est possible pour commander totalement tous les types de puissances apparente, active et réactive.

11.2 Fonction générale, connexions de base du convertisseur

Une connexion de convertisseur typique pour un AIC MLI à source de courant triphasé est présentée à la Figure 54.

Le convertisseur est composé de trois bras triphasés contenant deux appareils de connexion, c'est-à-dire des semi-conducteurs de puissance. Cet AIC à source de courant est raccordé au réseau d'alimentation électrique par l'intermédiaire d'un filtre le plus souvent composé d'une bobine d'inductance venant en complément de l'impédance du réseau d'alimentation électrique et des condensateurs de filtrage, comme l'exige cette topologie de convertisseur particulière.

Côté continu, le convertisseur est raccordé à une bobine d'inductance à courant continu pour le lissage du courant et le stockage d'énergie de courte durée. Au niveau des bornes à courant continu, une charge active ou passive peut être raccordée.

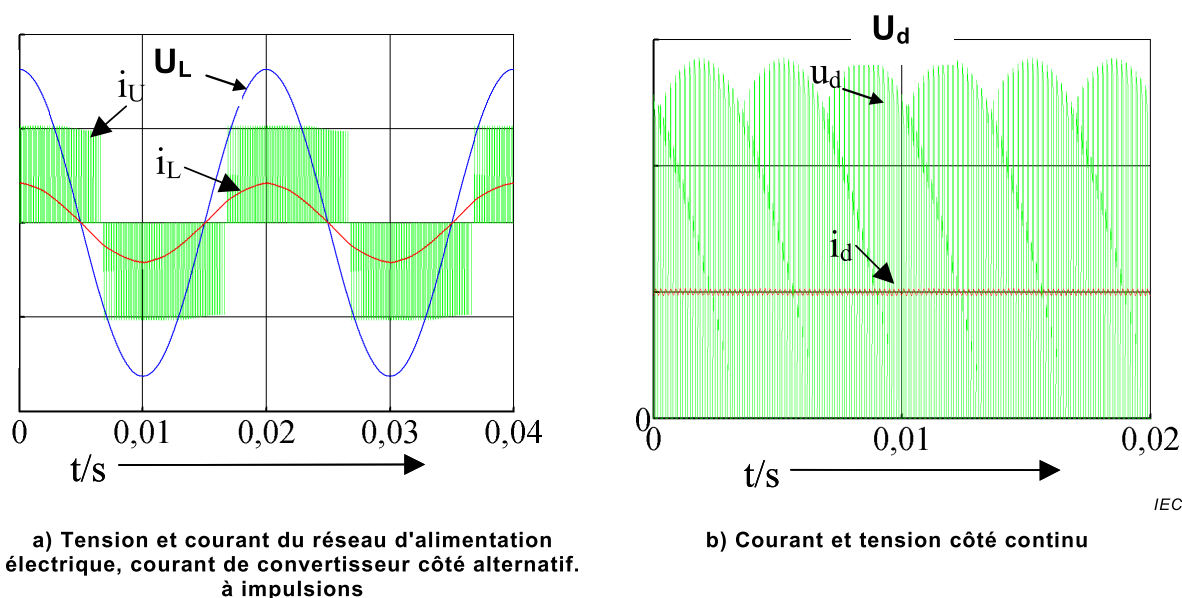


Figure 55 – Formes d'onde typiques des courants et tensions d'un AIC à source de courant à fréquence de commutation élevée

11.3 Commande de puissance

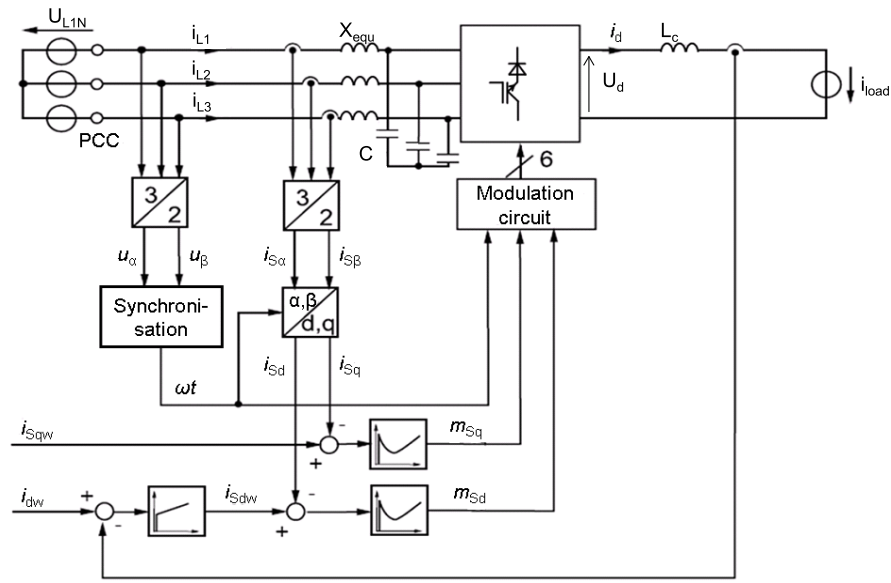
La structure de commande côté alternatif se présente souvent sous la forme d'une structure de commande en cascade, dont les boucles d'asservissement interne et externe commandent respectivement le courant du réseau d'alimentation électrique et la puissance. La commande des composantes du courant peut s'apparenter à la commande à orientation de champ des machines à courant alternatif triphasées.

Le filtre LC côté alternatif représentant un système oscillatoire, il est recommandé de mettre en œuvre les fonctions d'amortissement (activement ou avec un circuit de commande de condensateur subordonné [29] à [31]).

Le schéma de commande (voir la Figure 56) est très similaire à celui d'un système VSC. La commande de courant du bus à courant continu superposée remplace la commande de tension du bus à courant continu, et la modulation commandée des courants du convertisseur côté réseau d'alimentation électrique est utilisée à la place de la modulation des tensions.

Les pertes de conduction et de commutation dans les dispositifs à semi-conducteurs de puissance sont pratiquement identiques à celles des VSC, et trois à quatre fois égales aux pertes d'un redresseur à pont de diode triphasé, [34].

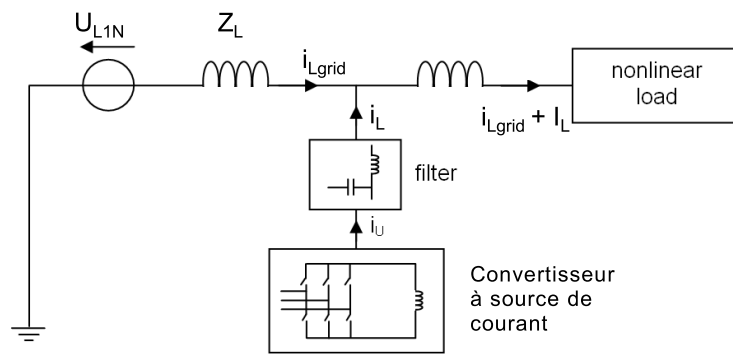
Pour les AIC haute puissance, une efficacité de 97,5 % à 98,5 %, y compris les pertes des éléments passifs nécessaires, peut être obtenue. Si des diodes en série supplémentaires sont exigées pour un CSC doté de dispositifs à blocage non inversé, les pertes de conduction, et par conséquent les pertes totales, peuvent être supérieures à celles du VSC.



IEC

Anglais	Français
Synchronisation	Synchronisation
Modulation circuit	Circuit de modulation

Figure 56 – Schéma fonctionnel typique d'un AIC MLI à source de courant



IEC

Anglais	Français
nonlinear load	charge non linéaire
current type converter	Convertisseur de type à courant
filter	filtre

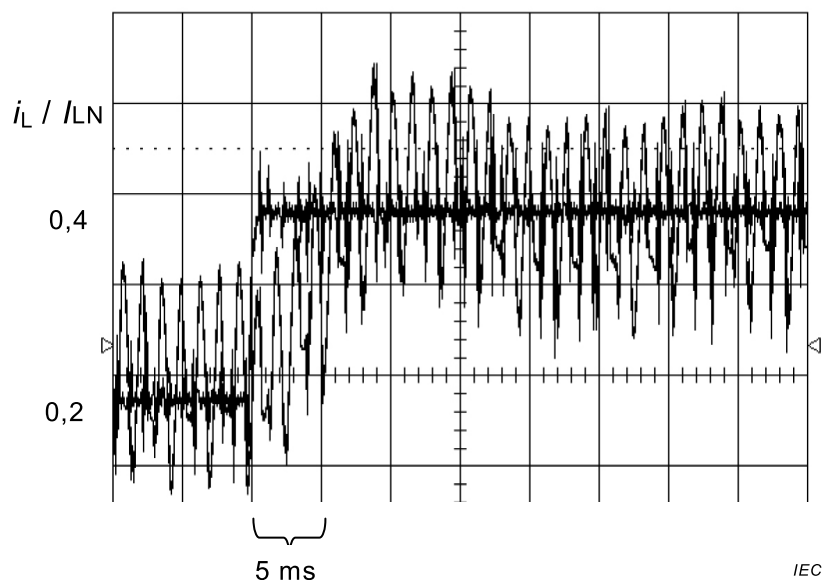
Figure 57 – AIC à source de courant faisant office de filtre actif afin de compenser les courants harmoniques générés par une charge non linéaire

Dans le cas d'une fréquence d'impulsion élevée, le convertisseur à source de courant est doté d'une réelle capacité de filtrage actif pour un large éventail d'harmoniques. La Figure 57 présente le raccordement possible d'un filtre shunt actif offrant un convertisseur à source de courant. La référence du courant correspond au résidu harmonique du courant du réseau d'alimentation électrique qu'il convient de compenser. Le courant i_L est commandé de telle sorte que les harmoniques du courant i_{Lgrid} sont commandés jusqu'à zéro.

11.4 Performances dynamiques

Les performances de commande se caractérisent par des dynamiques élevées.

La Figure 58 présente les performances d'un AIC à source de courant réalisé pour une réponse à un échelon du courant.



NOTE I_{LN} égale au courant assigné de l'AIC

Figure 58 – Réponse à un échelon (valeur de référence et valeur réelle) d'un AIC à source de courant à basse fréquence de commutation [33].

11.5 Distorsion du courant de ligne

Les AIC à source de courant sont utilisés dans la plage de puissance moyenne et élevée avec des thyristors blocables et, par conséquent, avec de basses fréquences de commutation. Si une MLI asynchrone est utilisée, seule la faible distorsion dans la plage de la fréquence d'impulsion est en général présente. Toutefois, en utilisant des modèles d'impulsions synchrones optimisés pour l'élimination d'harmonique sélective [28], [32], cette faible distorsion de fréquence côté alternatif peut être diminuée. Dans les deux cas, la distorsion à proximité de la fréquence de résonance du filtre est à éviter.

Il convient de prêter attention aux harmoniques déjà présents dans un réseau d'alimentation électrique faisant l'objet de distorsions, et qui peuvent être à l'origine des résonances du filtre et en outre de la distorsion du courant du réseau d'alimentation électrique.

11.6 Fonctionnement en mode de filtre actif

L'AIC MLI à source de courant peut être commandé de manière à compenser et/ou éviter les harmoniques basses fréquences sélectionnées présents dans le réseau d'alimentation électrique à courant alternatif

Cela peut être réalisé à l'aide d'une modulation de largeur d'impulsion adaptée ou par commande des harmoniques. Par exemple, dans le cas des convertisseurs GTO de puissance moyenne et élevée, au moyen d'une MLI synchrone avec modèles d'impulsions optimisés. Cela peut être réalisé comme pour le VSC [28]. Le rang harmonique maximal qui peut être éliminé dépend de la fréquence d'impulsion.

11.7 Disponibilité et aspects liés au système

L'AIC à source de courant est utilisé dans les applications industrielles pour les PDS convertisseurs à source de courant. A ce titre, il peut être utilisé en variante aux convertisseurs à thyristor commutés par le réseau. L'application de ce type d'entraînements se trouve dans la plage de puissance moyenne à élevée supérieure à 1 MW et à des tensions supérieures à 1 kV.

Annexe A **(informative)**

A.1 Méthodes de commande des AIC dans la topologie VCS (convertisseur à source de tension)

A.1.1 Généralités

Il existe plusieurs méthodes de commande. Certaines sont des méthodes du domaine temporel, partiellement instantanées, reposant, par exemple, sur la théorie p-q instantanée d'origine ou sur ladite théorie FBD. D'autres utilisent des filtres ou l'intégration par glissement sur une certaine période afin de générer des signaux de commande quasi stationnaires hors des grandeurs instantanées mentionnées ci-dessus. D'autres schémas de commande appliquent des techniques du domaine fréquentiel, reposant soit sur des algorithmes FFT, traitant tous les harmoniques en même temps, soit sur la détermination des fréquences sélectionnées.

A.1.2 Considérations relatives aux méthodes de commande

Parmi les schémas reposant sur la MLI, un schéma de commande orienté flux de ligne est connu: le schéma ISR (Indirect Stator-Quantity) guide le flux du convertisseur sur une courbe pratiquement circulaire. Un vecteur de tension de référence est calculé pour chaque période de fréquence d'impulsion. Cette tension de référence est alors réalisée à l'aide d'un schéma de MLI. La plupart des schémas de commande reposent sur des schémas de commande de machine à courant alternatif, la structure du réseau et celle d'une machine à courant alternatif étant assez analogues.

Un autre schéma de commande s'apparente à la méthode autonome directe (DSC – direct self-control) ou à la commande de couple directe (DTC – direct torque control) réputée commander les machines électriques.

Dans ces cas, le réseau d'alimentation contenant le filtre est traité comme une grosse machine électrique et son couple et son flux estimés (souvent dits "virtuels") sont commandés par commande d'hystérésis.

La référence de couple est générée par la commande de tension du bus à courant continu, la référence d'amplitude de flux étant calculée à partir de la puissance réactive ou de la référence du courant actif.

Il est également possible d'estimer les puissances active et réactive de l'AIC et de les commander directement avec la commande d'hystérésis.

L'avantage des modèles d'impulsions synchrones résulte de leur aptitude à être synchrones avec la fréquence de ligne. À l'état stationnaire, toutes les périodes sont identiques. Il en résulte que tous les harmoniques sont connus et dépendent uniquement du modèle d'impulsions. Aucun interharmonique ne se produit. Les variations dynamiques exigent de calculer préalablement avec soin les variations entre les modèles d'impulsions.

Dans le cas des schémas de MLI, le modèle d'impulsions est généré automatiquement pour le régime permanent et les conditions de fonctionnement dynamiques. Les valeurs de référence pour les composantes fondamentales et harmoniques contrôlables peuvent aisément être générées. Les harmoniques générés à prévoir sont connus, mais ils ne peuvent plus être influencés. Si la référence triangulaire du circuit MLI est synchrone avec la fréquence de ligne, aucun interharmonique n'est à prévoir. Sinon, des interharmoniques sont générés dans la région fréquentielle des harmoniques générés.

Les schémas de génération de modèle d'impulsions orientés flux de ligne (DSR et DSC, par exemple) présentent l'avantage d'une réaction dynamique rapide et d'une utilisation optimale de la commutation, combinées à des amplitudes réduites d'harmoniques. Toutefois, les harmoniques s'échappent des lignes associées aux modèles d'impulsions fixes, donnant lieu à des interharmoniques. Cet effet peut également être obtenu en modifiant de manière aléatoire la période de base de la modulation vectorielle d'espace et des modèles de génération de modèle d'impulsions MLI. Ensuite, la fréquence d'impulsion n'est pas constante, mais elle varie légèrement autour de sa valeur moyenne. Ces méthodes sont appelées "MLI aléatoires".

Il est important de noter que la quantité totale de distorsion, mesurée comme étant la valeur efficace de toutes les composantes dans une bande de fréquences située dans la région des harmoniques générés, est constante pour toutes les méthodes de génération de modèle d'impulsions. Elle dépend uniquement de la valeur moyenne de la fréquence d'impulsion et de celle de la tension ou du courant du bus à courant continu, respectivement. Les différentes méthodes de génération de modèle d'impulsions décalent uniquement la valeur efficace d'un harmonique (ou interharmonique) à un autre. En d'autres termes, la répartition des composantes de signal indésirable le long de l'axe de fréquence est modifiée, mais pas la quantité totale de ces composantes. Toutefois, le réseau pouvant contenir des résonances qui varient d'un PCI à l'autre, et d'autres utilisateurs pouvant être plus sensibles à une composante de fréquence plutôt qu'à une autre, la variation de la répartition des composantes de signal indésirable le long de l'axe de fréquence offre une méthode permettant de résoudre les problèmes de CEM.

Il convient d'accorder une attention particulière aux signaux de commande d'ondulation dans le réseau d'alimentation électrique et les radiofréquences de transmission de l'heure telles que DCF77 (utilisées, par exemple, pour les horloges de commande à distance), ces signaux pouvant être gênés par certains modèles d'impulsions.

A.1.3 Fonctionnalité d'alimentation continue de court-circuit pour l'alimentation de puissance décentralisée avec l'AIC

L'installation croissante des systèmes de production d'énergie électrique répartis a un impact sur la stabilité des réseaux électriques. Outre l'alimentation en énergie pure, les systèmes de production d'énergie répartis ont à assurer des fonctions de service au réseau qui étaient assurées jusqu'à présent par des centrales électriques à grande échelle. L'une de ces fonctions consiste à fournir la puissance réactive pour éliminer les défauts de réseau temporaires jusqu'aux courts-circuits. Cela est également vrai pour les défaillances asymétriques telles que les défauts à la terre.

Dans ce type de situations (par opposition aux onduleurs côté moteur des machines électriques classiques), il convient que l'AIC assure la stabilité de la génération de puissance commandée et ne soit pas déconnecté du réseau pendant une durée d'alimentation sans panne donnée.

Les exigences techniques précises sont définies dans les codes de réseau individuels des pays et opérateurs de réseau.

A.1.4 Mode d'alimentation sans panne

A.1.4.1 Généralités

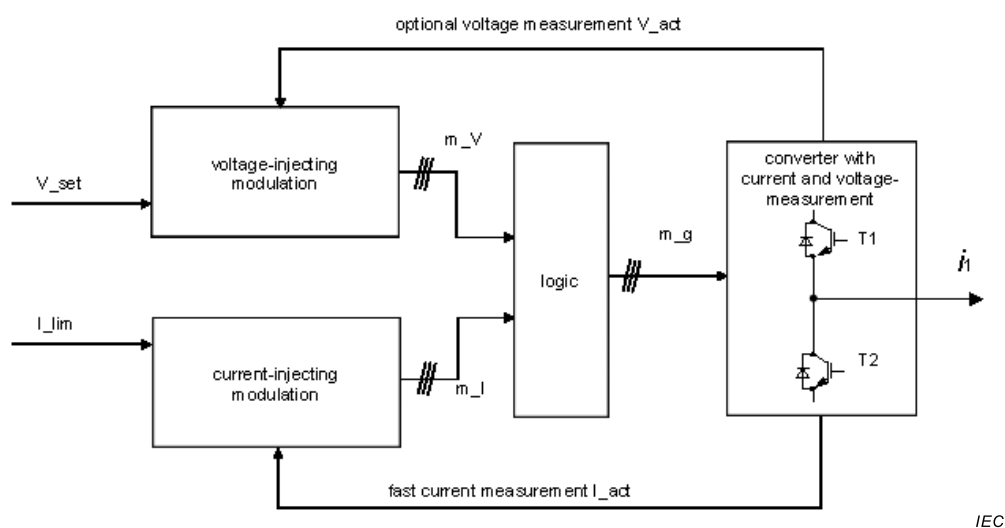
La demande d'alimentation continue en cas de défauts de ligne avec génération simultanée d'une puissance de prise en charge définie pour le réseau définit les nouvelles tâches de commande des convertisseurs à alimentation active qui dépassent les conditions de fonctionnement normales.

A.1.4.2 Exigences particulières pour les AIC en mode MLI

Avec les convertisseurs par injection de tension utilisant des modulateurs à largeur d'impulsion, un mode de fonctionnement imposant le courant est à réaliser. Ici, les courants de phase peuvent être commandés, même en cas de réponse à un échelon des amplitudes de tension d'alimentation ou de déphasage.

Dans des conditions de fonctionnement normales, un régulateur de courant numérique avec durée de cycle MLI est adapté à la commande des courants de ligne AIC. En cas de réponse à un échelon, qui peut également inclure la variation d'impédance de ligne, les courants d'AIC peuvent dépasser le courant maximal du convertisseur dans un cycle de régulateur. Avec un modulateur par injection de courant supplémentaire, le point de consigne du courant exigé est obtenu avec un nombre minimal de manœuvres de commutation supplémentaires.

La Figure A.1 présente la connexion logique fondamentale des deux principes de modulation avec les commandes de commutation obtenues m_g pour la phase R.



Anglais	Français
optional voltage measurement	mesure facultative de tension
voltage-injecting modulation	modulation par injection de tension
current-injecting modulation	modulation par injection de courant
converter with current and voltage measurement	convertisseur avec mesure de tension et de courant
logic	logique
fast current measurement	mesure de courant rapide

Figure A.1 – Plan de principe de modulation par injection de tension et de courant combinée pour bras de phase R

Le Tableau A.1, le Tableau A.2 et le Tableau A.3 présentent les commandes de commutation obtenues pour les différentes conditions de fonctionnement. Les règles de commande correspondantes sont appliquées pour tous les bras de la topologie en pont.

**Tableau A.1 – État de condition 1: limite de courant positif atteinte,
le transistor T1 est coupé pour réduire le courant**

Current range	Switching command I-injection m_I	Switching command V-injection m_U	Combined switching command (m_U and m_I)
$i_1 \geq I_{\text{lim_lev}}$	$T_{1_I} = 0$ $T_{2_I} = 1$	T_{1_U} from PWM T_{2_U} from PWM	$T_1 = (T_{1_I} \text{ and } T_{1_U}) = 0$ $T_2 = (T_{2_I} \text{ and } T_{2_U}) =$ T_{2_U}

Anglais	Français
Current range	Plage de courant
Switching command I-injection m_I	Injection I de commande de commutation m_I
Switching command V-injection m_U	Injection V de commande de commutation m_U
Combined switched command	Commande de commutation combinée
From PWM	De MLI
and	et

**Tableau A.2 – État de condition 2: limite de courant négatif atteinte,
le transistor T2 est coupé pour réduire le courant**

Current range	Switching command I-injection m_I	Switching command V-injection m_U	Combined switching command (m_U and m_I)
$i_1 \leq I_{\text{lim_lev-}}$	$T_{1_I} = 1$ $T_{2_I} = 0$	T_{1_U} from PWM T_{2_U} from PWM	$T_1 = (T_{1_I} \text{ and } T_{1_U}) =$ T_{1_U} $T_2 = (T_{2_I} \text{ and } T_{2_U}) = 0$

Anglais	Français
Current range	Plage de courant
Switching command I-injection m_I	Injection I de commande de commutation m_I
Switching command V-injection m_U	Injection V de commande de commutation m_U
Combined switched command	Commande de commutation combinée
From PWM	De MLI
and	et

Tableau A.3 – État de condition 0: courant en phase R dans la plage de tolérance, injection de tension pure active (avec la MLI, par exemple)

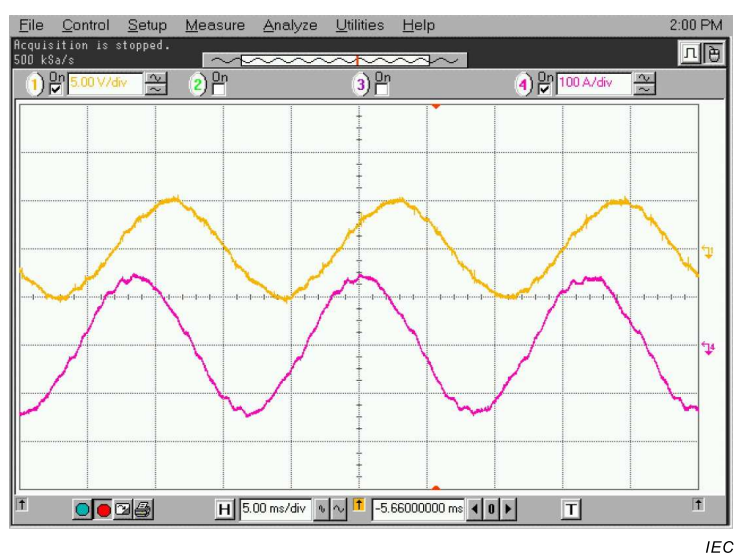
A.2 Exemples de réalisation pratique d'applications AIC

A.2.1 AIC du type à source de courant (CSC)

La Figure A.4 présente le courant de semi-conducteur de puissance dans un cas réalisé. Ici, la MLI synchrone avec élimination d'harmonique sélectionnée est appliquée. Le nombre d'impulsions par période est de 7, la fréquence d'impulsion est de 350 Hz.

Compte tenu du filtre côté alternatif à deux étages inhérent au réseau, les courants de convertisseur à mise en forme d'impulsions sont fortement filtrés. Par conséquent, le courant qui alimente le réseau est pratiquement sinusoïdal (voir la Figure A.3).

Puissance nominale réalisée de 1 MW, tension d'alimentation de 4 160 V.

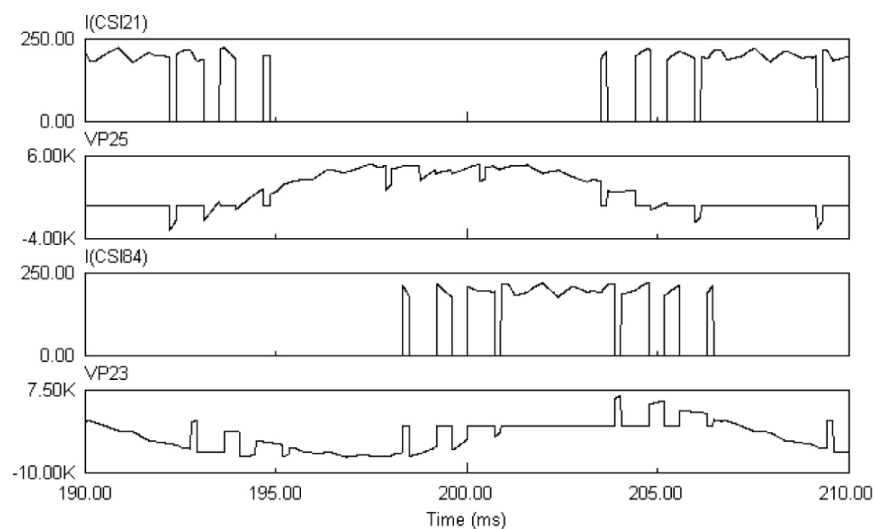


IEC

Haut: tension du réseau d'alimentation électrique de 6 000 V/div;

Bas: courant du réseau d'alimentation électrique de 100 A/div;

Figure A.3 – Formes d'onde typiques du courant du réseau d'alimentation électrique et tension d'un AIC à source de courant à basse fréquence de commutation [33]



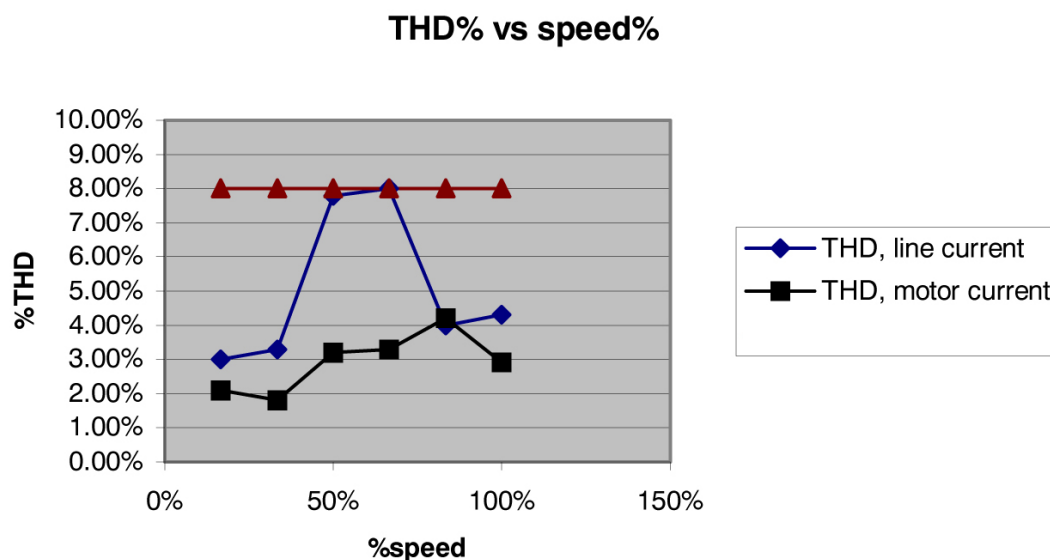
IEC

Anglais	Français
Time	Durée

De bas en haut: courant et tension d'interrupteur du convertisseur côté machine, courant et tension d'interrupteur du convertisseur à alimentation active (mesure pour $SC_{MVA} = 38$, normalisé en courant à pleine charge)

**Figure A.4 – Courants et tensions dans un interrupteur
(à semi-conducteurs) d'un AIC et d'un convertisseur côté machine
à source de courant à basse fréquence d'impulsion [33]**

Le courant du réseau d'alimentation électrique présente une forme sinusoïdale avec des impulsions triangulaires superposées et, grâce au filtre, un résidu harmonique très réduit. La Figure A.5 présente le taux de distorsion harmonique totale (THD) du courant d'un convertisseur à alimentation active dans un entraînement.



IEC

Anglais	Français
THD% vs speed	THD% par rapport à la vitesse
%speed	%vitesse
THD, line current	THD, courant de ligne
Motor current	courant du moteur
IEEE519limit	Limite IEEE519

Figure A.5 – Taux de distorsion harmonique totale en courant dans un réseau d'alimentation électrique et d'un moteur [33] restant toujours inférieur à 8 % (triangles dans la ligne droite) dans cette application

A.2.2 Convertisseur à alimentation active avec commutation côté continu (convertisseur de puissance réactive)

A.2.2.1 Fonction générale, topologie de base

Les convertisseurs autocommutés à commutation forcée côté continu peuvent être réalisés en tant que convertisseurs de puissance réactive purs, leur consommation de puissance réactive inductive ou capacitive pouvant varier de manière arbitraire.

A cet effet, chaque bras du pont est doté d'interrupteurs commutés avec des diodes connectées en parallèle (voir la Figure A.6) permettant au courant de circuler dans les deux sens.

Contrairement aux convertisseurs à commutation côté alternatif, aucune variation de courant entre phases de l'alimentation ne se produit, mais la commutation a lieu indépendamment de la phase avoisinante entre les interrupteurs commandées et non commandées dans chaque phase via le condensateur tampon C_B .

Côté continu, seuls les courants harmoniques se produisent car les courants fondamentaux dans les phases respectives sont totalement supprimés par compensation mutuelle. Ce type de commutation présuppose que le côté continu ne fait l'objet que d'une réactance modérée, alors qu'une réactance considérable est exigée côté alternatif pour limiter les courants harmoniques.

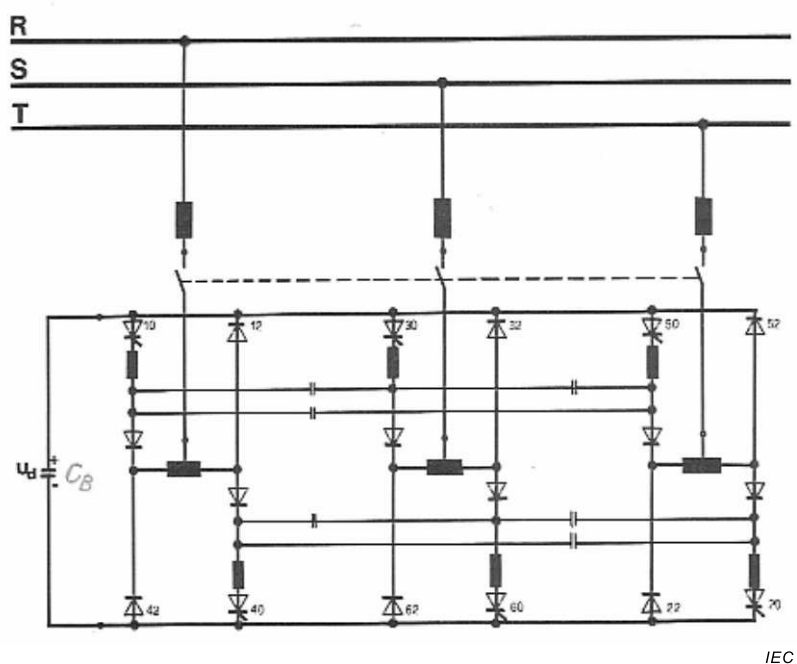


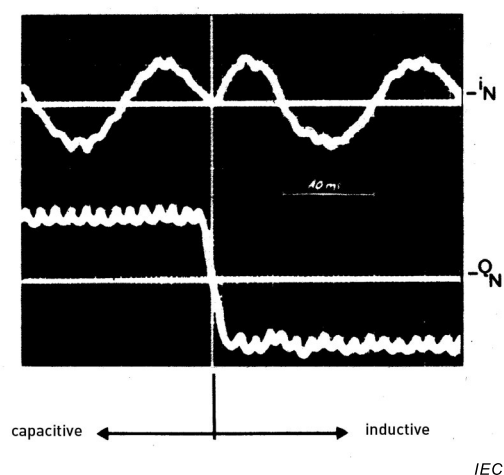
Figure A.6 – Topologie de base d'un AIC avec commutation côté continu (variante à six impulsions)

A.2.2.2 Commande de puissance

Par de petites modifications de l'angle de conduction, le flux d'énergie peut être commandé en continu de manière à ce que la puissance fondamentale puisse se trouver dans les quatre quadrants en quelques millisecondes (voir la Figure A.7).

A.2.2.3 Performances dynamiques

Les performances dynamiques remarquables de ce type de convertisseur sont présentées à la Figure A.7. Le passage du mode de fonctionnement capacitif au mode de fonctionnement inductif, et inversement, est très rapide, pratiquement sans délai lorsque la valeur de référence est modifiée en conséquence.



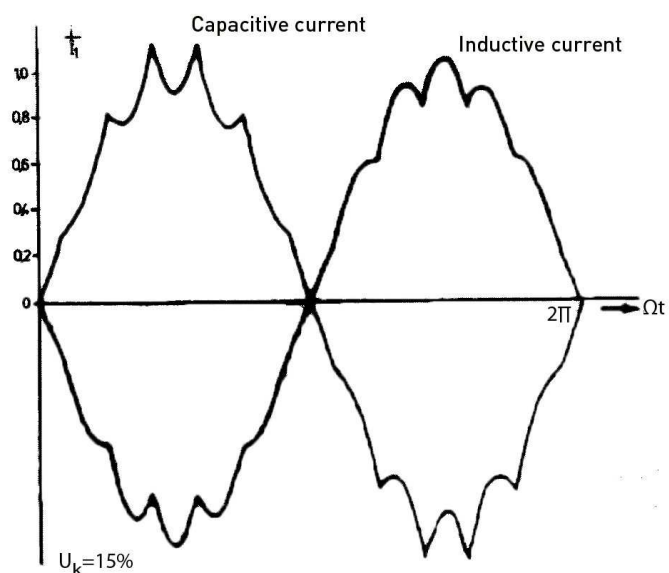
Anglais	Français
capacitive	capacitif
inductive	inductif

gauche: mode capacitif; droite: mode inductif

Figure A.7 – Performances dynamiques d'un convertisseur de puissance réactive

A.2.2.4 Distorsion du réseau d'alimentation électrique

Compte tenu de sa capacité à fournir une puissance inductive et capacitive dans un très court laps de temps, le convertisseur de puissance réactive est parfaitement adapté à la gestion d'énergie dans le réseau d'alimentation électrique jusqu'à plusieurs Mvars. Compte tenu des harmoniques, aucun courant intermittent ne circule côté alternatif avec une forme d'onde sinusoïdale dans les deux plages de fonctionnement (inductive et capacitive). Aucune distorsion de fréquence supérieure ne se produit (voir la Figure A.8).

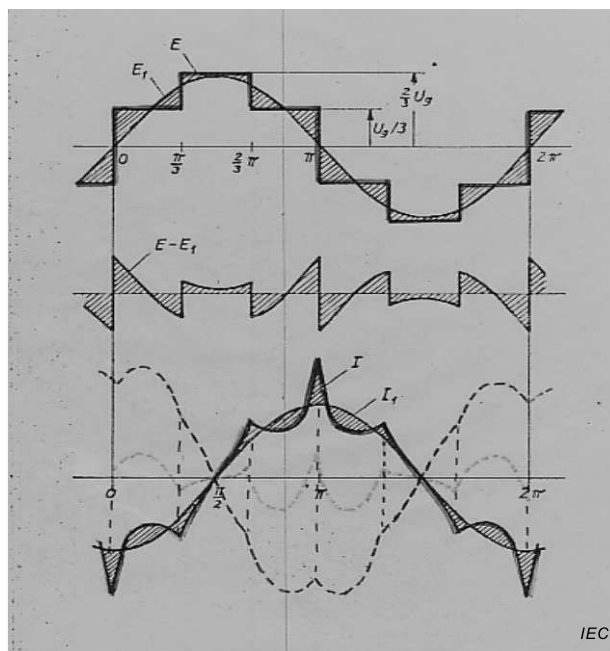


IEC

Anglais	Français
Capacitive current	Courant capacitif
Inductive current	Courant inductif

Figure A.8 – Courant côté réseau d'un convertisseur de puissance réactive à douze impulsions en mode de fonctionnement capacitif et inductif ($\mu_{SCV, equ} = 15\%$)

La justification de la manière dont la forme d'onde du courant alternatif découle de la forme d'onde rectangulaire du convertisseur d'une part, et de la forme d'onde sinusoïdale de l'alimentation d'autre part, est présentée à la Figure A.9.



IEC

Figure A.9 – Origine de la forme d'onde du courant d'un convertisseur de puissance réactive par la tension d'alimentation (sinusoïdale) et la tension du convertisseur (rectangulaire)

A.3 Détails relatifs aux AIC à deux et à plusieurs niveaux dans la topologie VSC

A.3.1 Propriétés des convertisseurs à alimentation active (MLI) à différents nombres de niveaux

Le Tableau A.4 ci-dessous récapitule les principales propriétés des AIC à deux et à plusieurs niveaux compte tenu de la forme d'onde de la tension de sortie et de ses effets sur le réseau d'alimentation électrique.

Tableau A.4 – Comparaison des différents AIC MLI de la topologie VSC

Propriété	Nombre de niveaux (L)					Remarques
	Générale ment	2	3	4	5	
Nombre de potentiels différents dans la tension entre phases	$(2L-1)$	3 $(0; +/- U_d)$	5 $(0; +/- (1/2)U_d; +/- U_d)$	7 $(0; +/- (1/3)U_d; +/- (2/3)U_d; +/- U_d)$	9 $(0; +/- (1/4)U_d; +/- (1/2)U_d; +/- (3/4)U_d; +/- U_d)$	Appelé potentiel moyen de ligne à courant continu
Taille de pas du palier de tension	$1/(L-1)$	1	1/2	1/3	1/4	Contrainte d'isolation inférieure
Tension de sortie max. du convertisseur MLI à plusieurs niveaux qu'il est possible d'obtenir comparée à celle du convertisseur à 2 niveaux	$(L-1)$	1	2	3	4	Durées appelées potentiel moyen de ligne à courant continu
Distorsion de tension relative du réseau d'alimentation électrique comparée à celle du convertisseur à 2 niveaux.		1 1	1/2 1/4	1/3 1/9	1/4 1/16	– si Z_{mains} reste constant – si R_{sce} reste constant

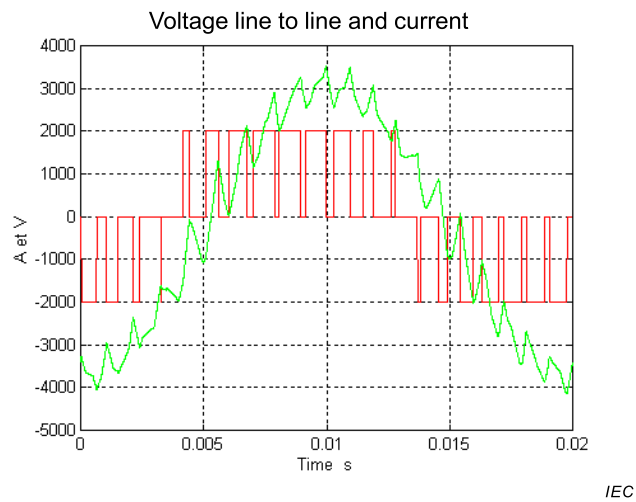
A.3.2 Exemples de formes d'onde typiques des AIC

Les figures ci-dessous présentent des formes d'onde typiques de la tension entre phases à l'entrée de l'AIC, ainsi que le courant de ligne ($SCV_{\text{line}} = u_{\text{SCV,eq}} = 20\%$ à une fréquence de commutation de 1 kHz).

La Figure A.10, la Figure A.11 et la Figure A.12 sont des illustrations qualitatives des trois cas de schémas de modulation MLI et des différents nombres de niveaux.

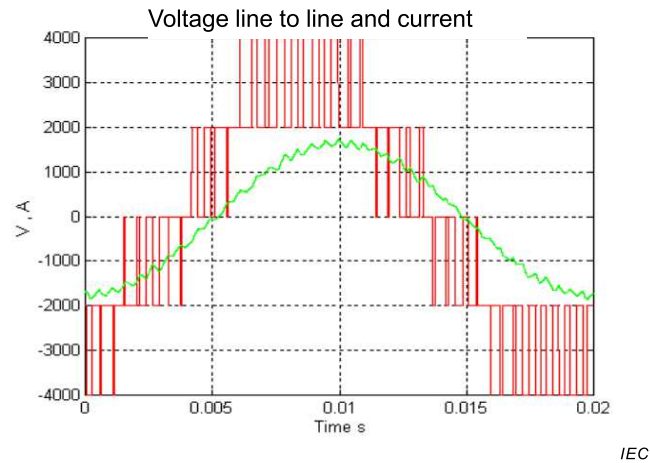
Avec des niveaux plus élevés, l'approche en matière de forme de la courbe sinusoïdale s'améliore et l'ondulation de courant diminue.

Malgré le fait de montrer des valeurs de courant et de tension différentes, les figures sont comparables car elles sont pratiquement à la même puissance.



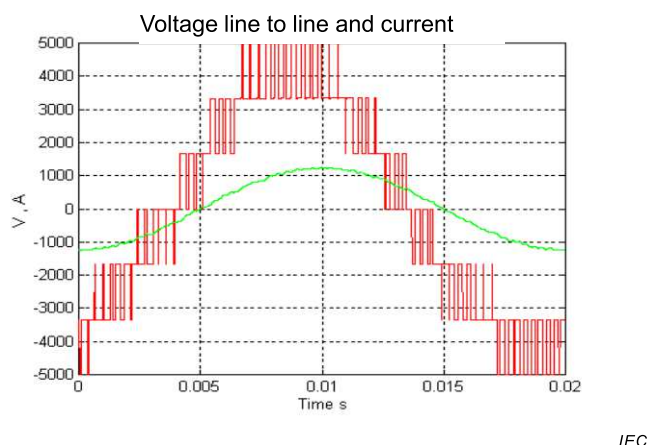
Anglais	Français
Voltage line to line and current	Tension entre phases et courant
Time	Durée

Figure A.10 – Topologie à deux niveaux avec tension nominale maximale de 1 200 V et échelle de temps de 5 ms/div



Anglais	Français
Voltage line to line and current	Tension entre phases et courant
Time	Durée

Figure A.11 – Topologie à trois niveaux avec tension nominale maximale de 2 400 V et échelle de temps de 5 ms/div



Anglais	Français
Voltage line to line and current	Tension entre phases et courant
Time	Durée

Figure A.12 – Topologie à quatre niveaux avec tension nominale maximale de 3 300 V et échelle de temps de 5 ms/div

A.3.3 Construction et réalisation

Pour des puissances de sortie inférieures, les AIC peuvent être intégrés dans le boîtier d'un entraînement électrique de puissance ou d'un réseau d'alimentation électrique. Selon la puissance exigée, les AIC peuvent également être conçus et fabriqués dans un sous-ensemble séparé. Ils sont conçus comme des modèles génériques qui peuvent être adaptés en fonction des demandes du client. Les technologies les plus récentes en matière de puissances de sortie réalisées s'étendent de plusieurs kVA à plusieurs MVA.

Un refroidissement par air, eau ou échangeur air/eau est possible.

Les données d'un AIC à source de tension dans la topologie à trois niveaux concernent une seule construction lancée sur le marché en 2006, c'est-à-dire sans connexion série ou parallèle et sans configuration en tandem.

Plage de puissances (limitée par les composants semi-conducteurs):	7 MVA à 9 MVA
Tension d'entrée maximale sans transformateur:	3,3 kV
Tension de sortie maximale:	3,3 kV
Courant assigné habituel, valeur efficace:	1 600 A
Système de refroidissement (en général, de l'eau déionisée)	

Les données d'un AIC à source de tension dans la topologie à plusieurs niveaux concernent une seule unité de construction, c'est-à-dire sans connexion série ou parallèle et sans configuration en tandem.

Plage de puissances (limitée par les composants semi-conducteurs):	0,3 MVA à 5 MVA
Tension d'entrée maximale sans transformateur:	4,2 kV
Tension de sortie maximale:	4,2 kV
Courant assigné habituel, valeur efficace:	1 000 A

Système de refroidissement, en général de l'air et de l'eau déionisée au-dessus de 3 MVA

A.4 Règles de transfert de base entre la distorsion de tension et de courant d'un AIC

La distorsion de tension dépend de la répartition de tension donnée par le rapport des impédances Z_{equ} (exprimées par $u_{\text{scv;equ}}$) sur Z_L .

À condition que ce rapport soit constant dans la plage de fréquences supérieure à 2 kHz

- la distorsion de tension dans le réseau d'alimentation électrique est pratiquement indépendante de la fréquence d'impulsion, c'est-à-dire que l'amplitude de la distorsion de tension ne varie pas lorsque la fréquence d'impulsion de l'AIC change;
- une légère réduction de la distorsion peut être observée en cas d'augmentation de fréquence, en raison de l'augmentation non proportionnelle de l'impédance d'alimentation comparée à l'impédance de l'équipement.

Comparées à la distorsion de tension (A.4), les caractéristiques de la distorsion de courant de l'AIC sont quelque peu différentes. L'impact des paramètres de l'AIC et de l'alimentation ayant la plus grande influence sur la distorsion de tension et de courant est présenté à la Figure A.13.

- La fréquence d'impulsion de l'AIC joue un rôle majeur. Plus la fréquence est élevée, plus la distorsion de courant est faible sur l'alimentation.
- A des fréquences d'impulsion plus faibles, l'émission de courant peut atteindre un niveau relativement élevé, bien que la distorsion de tension dans le réseau soit raisonnablement basse. Cela est particulièrement le cas lorsque l'impédance d'alimentation est limitée comparée à l'impédance de l'équipement, $R_{\text{sc}} \text{ étant donc élevé.}$

Distortion	Pulse Frequency	Rsce	kZred
$U_{LL, h}/U_{LL, 1}(U_{LN, h}/U_{LN, 1})$	small	big	big
$I_h / I_{L1} [\%]$	big	small	small

NOTE $k_{z_{\text{red}}}$ est le rapport de l'impédance d'alimentation selon 5.2.4 (valeurs de 95 %) sur l'impédance de référence extrapolée proportionnelle à la fréquence conformément à l'IEC 60725.

Anglais	Français
Distortion	Distorsion
Pulse Frequency	Fréquence d'impulsion
small	faible
big	élevée

Figure A.13 – Influence générale des caractéristiques significatives en fonction de la distorsion de tension et de la distorsion de courant

A.5 Exemples de l'influence des AIC sur la qualité de la tension

Les AIC peuvent être utilisés pour améliorer la qualité de la tension du réseau d'alimentation électrique. Le cas suivant présente une application particulière avec de faibles exigences dynamiques de la charge commandée. Même au niveau de faibles réseaux d'alimentation électrique, un filtrage exceptionnel a été appliqué sans tenir compte du volume et du coût du filtre (qui peuvent dépasser ceux du convertisseur).

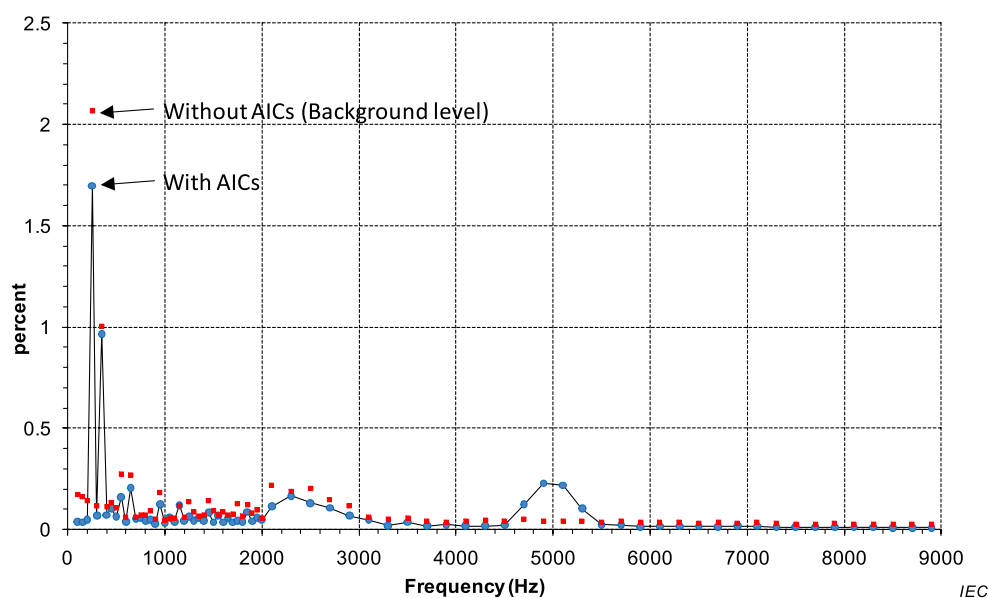
Quatre AIC dotés de filtres LCL et de fréquence d'impulsion constante, chacun fonctionnant avec un courant d'entrée de 10 A, ont été connectés au niveau du point de couplage d'un réseau industriel faible avec une tension de réseau d'alimentation électrique de 400 V.

La puissance de court-circuit de l'alimentation 400 V a été calculée à 1,3 MVA, et le courant assigné de chaque AIC était de 93 A, correspondant à une puissance assignée de 64 kVA. Par conséquent, la valeur R_{sce} des quatre AIC ensemble était d'environ 5.

L'amortissement du filtre LCL a été réalisé par la commande AIC de telle sorte que l'impédance de l'AIC soit résistive jusqu'à environ 1,5 kHz, devenant inductive au-delà de cette valeur. Toutefois, aucun algorithme d'annulation d'harmonique particulier n'a été utilisé.

Le spectre de tension de groupe d'harmoniques mesuré sans et avec AIC est présenté à la Figure A.14. Comme le montre la figure, les AIC soumis à essai au moins peuvent améliorer de manière significative la qualité de la tension dans une large plage de fréquences. Sans AIC, le taux de distorsion harmonique totale de la tension calculé jusqu'à 2 kHz était de 2,4 %, et de 2,0 % avec les AIC. La seule augmentation de distorsion apparaît dans la plage de fréquences d'impulsion (5 kHz dans ce cas) lorsque la distorsion de tension augmente au-dessus du niveau de bruit de fond.

NOTE 1 La variation des niveaux d'harmonique à 2 kHz est due à la spécification IEC 61000-4-7+, dans laquelle la plage de groupement passe de 50 Hz à 200 Hz à cette fréquence.



NOTE Les groupes d'harmoniques présentés ont été mesurés conformément à l'IEC 61000-4-7, $R_{SCE} = 5$, $u_{scv;equ} = 12\%$.

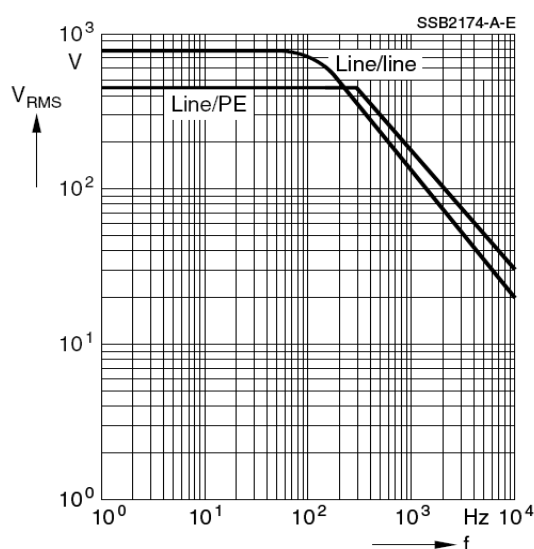
Anglais	Français
Without AICs (Background level)	Sans AIC (Niveau de fond)
With AICs	Avec AIC
Frequency	Fréquence
percent	pourcentage

Figure A.14 – Réduction mesurée de la distortion de tension lorsque quatre AIC sont raccordés au réseau d'alimentation électrique

A.6 Capacité de tenue des condensateurs de puissance à la distortion dans la plage comprise entre 2 kHz et 9 kHz

A.6.1 Généralités

Il est nécessaire de connaître la capacité de tenue des condensateurs dans la plage de fréquences considérée. Les données relatives aux condensateurs à courant alternatif normalisés sont en général des informations relatives aux conditions de limitation en contexte au niveau de la fréquence fondamentale.



Formula for calculating the additional heating of the dielectric caused by a singular frequency:

$$\Delta T_n = \frac{10 \times (V_{Mn})^2}{(V_{Gn})^2} [K]$$

V_{Mn} : Value measured at a frequency f_n

V_{Gn} : Limit value for a frequency f_n

ΔT_n : Calculated heating of the dielectric for a frequency f_n

IEC

Anglais	Français
Formula for calculating the additional heating of the dielectric cause by a singular frequency:	Formule de calcul de l'échauffement supplémentaire de l'élément diélectrique provoqué par une fréquence singulière:
Value measured at a frequency	Valeur mesurée à une fréquence
Limit value for a frequency	Valeur limite correspondant à une valeur
Calculated heating of the dielectric for a frequency	Échauffement calculé de l'élément diélectrique correspondant à une fréquence
Vrms	Veff
Line/PE	Phase/PE
Line/Line	Phase/phase

Figure A.15 – Extraits d'informations d'un fabricant de condensateur de puissance; 760 V courant alternatif; (tension assignée: 690 V courant alternatif) pour le calcul de température

Les condensateurs prévus pour une correction de facteur de puissance ont à présenter une certaine réserve de puissance pour une charge harmonique supplémentaire, en général exprimée en pourcentage de la puissance réactive assignée (11,5 %, par exemple). Voir la Figure A.15.

Ces informations peuvent uniquement être utilisées pour des caractéristiques de charge avec des fréquences inférieures à environ 1 kHz, l'augmentation des pertes dues aux harmoniques étant faible comparée aux pertes dues à la fréquence fondamentale dans la plage des basses fréquences. Dans ce cas, la majorité des pertes est déterminée par les pertes diélectriques qui représentent en général plus de 90 % des pertes totales du condensateur à la fréquence fondamentale.

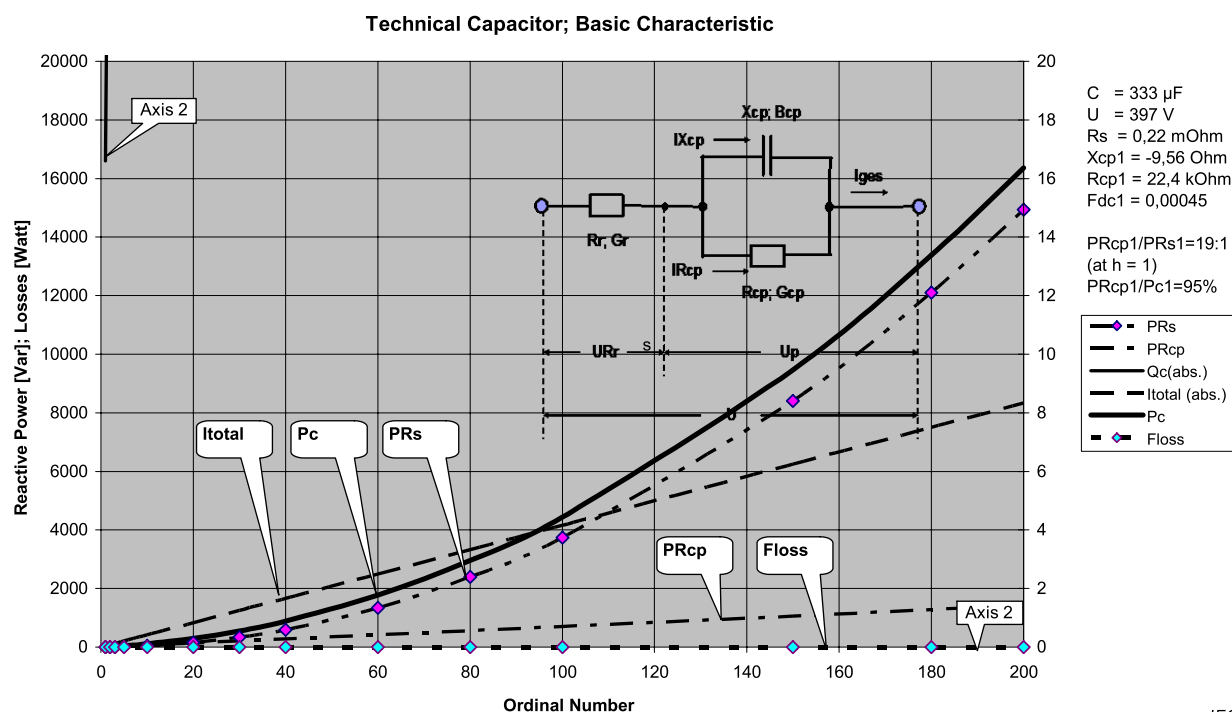
L'angle de perte "tg delta" exprimé dans les catalogues représente en général également cette situation de perte.

Les pertes varient considérablement lorsque le condensateur est exposé à des niveaux de distorsion de tension dans la plage de fréquences supérieure (2 kHz à 9 kHz). Ici, les pertes du condensateur augmentent rapidement avec l'augmentation de la fréquence (voir la Figure A.16).

Cette augmentation est particulièrement provoquée par les pertes dans l'enroulement (P_{Rcs}) dans le condensateur qui ne jouent pas un rôle essentiel dans la plage de fréquences inférieure.

L'impact sur la fréquence par rapport aux pertes diélectriques (P_{Rcp}) est faible comparé aux pertes dans l'enroulement, compte tenu des caractéristiques linéaires comparées aux caractéristiques de racine carrée des pertes de l'enroulement. De ce fait, R_{cp} peut être supposé indépendant de la fréquence, en première approximation. De même, la réactance inductive du condensateur peut ne pas être prise en compte, la fréquence de résonance interne des condensateurs étant en général de >10 kHz.

Il n'est également pas utile de tenir compte des bobines placées à l'intérieur des condensateurs afin d'éviter les résonances indésirables dans la plage de fréquences basse et qui est ajustée en conséquence. Des combinaisons de ce type présentent presque une inductance pure pour des signaux de 2 kHz à 9 kHz et, par conséquent, n'ont rien à voir du tout avec ces signaux.



IEC

Anglais	Français
Technical Capacitor: Basic Characteristic	Condensateur technique: caractéristiques de base
Reactive Power	Puissance réactive
Losses	Pertes
Ordinal Number	Nombre ordinal
Axis 2	Axe 2
(at $h = 1$)	(à $h = 1$)

Figure A.16 – Puissance réactive et pertes du condensateur de puissance alimenté par une source avec tension de référence constante et fréquence variable ($R_{cp} = f(h)$)

De plus, les fonctions suivantes sont à prendre en compte.

- Le danger d'un défaut électrique dû à la distorsion dans cette plage de fréquences est essentiellement déterminé par la surintensité (pas par la surtension).
- Les condensateurs de puissance sont plus sujets à surcharge par distorsion dans cette plage de fréquences que les petits condensateurs, les pertes dans l'enroulement étant en général plus élevées. De plus, des fusibles sont parfois utilisés pour protéger les éléments de condensateur discrets dans les condensateurs enrobés, ce qui se traduit souvent par des pertes dans l'enroulement supplémentaires.

En conclusion, la capacité de tenue des condensateurs en fonction de la distorsion dans la plage de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz ne peut être prise en compte que pour les condensateurs de puissance représentant une victime "dans le cas le plus défavorable" à cet égard.

A.6.2 Informations relatives à la charge harmonique admissible

Certains fabricants de condensateur fournissent une documentation pertinente relative à la capacité de leurs condensateurs à faire face à une charge harmonique supplémentaire, également dans cette plage de fréquences (voir la Figure A.17).

La Figure A.17 présente un exemple permettant de calculer la température diélectrique résultant de cette charge.

A.6.3 Limites de fréquence pour des niveaux de distorsion admissibles

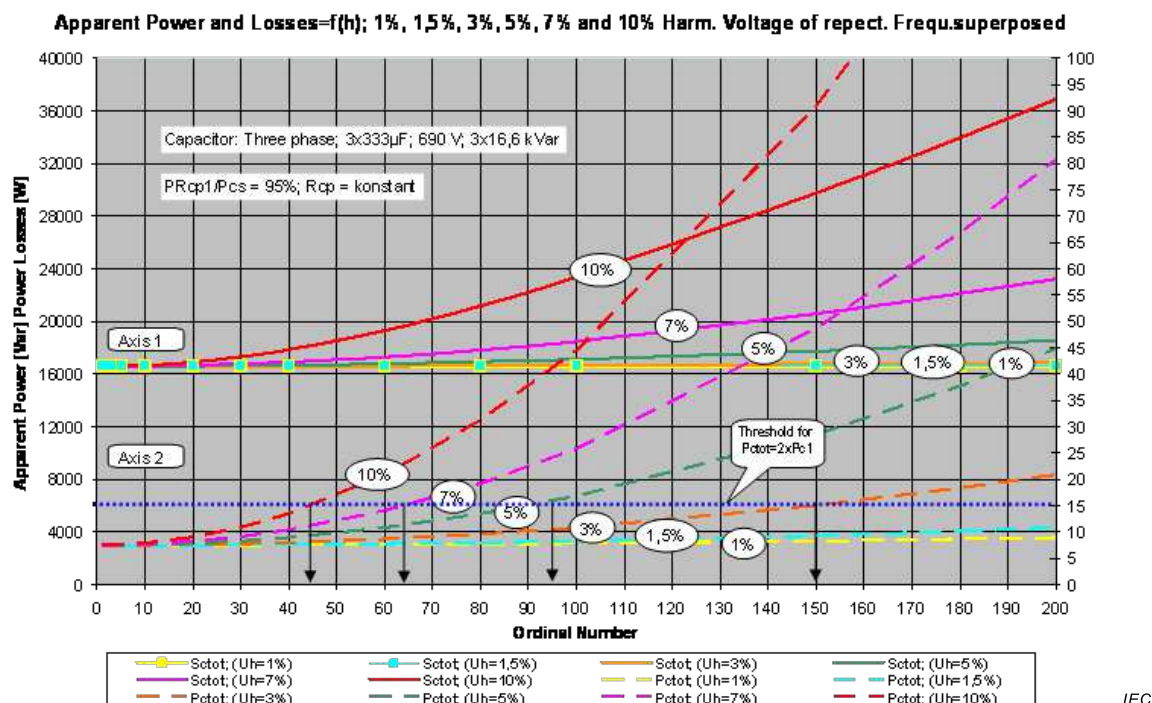
Une méthode plus générale s'appuie sur un calcul plus complexe et permet une prédiction générale de la capacité des condensateurs à supporter la contrainte harmonique dans la plage de fréquences considérée, déduite des données fondamentales.

L'augmentation des pertes donne une augmentation de la puissance apparente, ainsi qu'une augmentation de la température dans le condensateur. Des résultats typiques correspondant à des situations de perte à différents niveaux de distorsion qui peuvent se produire dans la tension d'alimentation sont présentés à la Figure A.17.

Les résultats sont indépendants des données de catalogue et reposent sur un rapport de perte à la fréquence fondamentale de $PR_{cp1}/P_{c1}=95\%$ qui reflète la situation pratique. La limite, la fréquence jusqu'à laquelle le niveau de distorsion supposé peut être admis sans échauffement inadmissible du condensateur, peut être déduite du point d'intersection entre les pertes totales qui se produisent réellement (à une fréquence singulière) et une limite de perte qui a été spécifiée à $2 \times P_{c1}$ (pertes totales à la fréquence fondamentale) comme étant une valeur maximale admissible adéquate.

NOTE L'opportunité de cette limite de perte qui donne lieu à un échauffement raisonnable de 10 °K du condensateur provoqué par la distorsion, peut être vérifiée par comparaison avec les condensateurs dont les informations relatives à cet échauffement sont disponibles et confirmées par les fabricants de condensateur. Pour l'angle de perte des condensateurs, une valeur "tg delta" d'au moins 0,000 45 est supposée.

Il faut veiller à ce que ces résultats soient toujours liés à un signal de distorsion qui repose sur une fréquence singulière (une fréquence prédomine). Ce type de situation est concevable dans la pratique, car le réseau d'alimentation électrique lui-même a tendance à préférer une fréquence exacte ou proche de la fréquence de son propre réseau. Dans de tels cas, la courbe en pointillés supérieure ne doit pas être dépassée.



Anglais	Français
Apparent power and losses=f(h); 1%, 1,5 %, 3 %, 5 %, 7 % and 10 % harm; Voltage of repect. Freq.superposed	Puissance apparente et pertes; 1 %, 1,5 %, 3 %, 5 %, 7 % et 10 % harmonique; Tension considérée, fréquence superposée
Capacitor: three phase	Condensateur: triphasé
Apparent power	Puissance apparente
Apparent losses	Pertes apparentes
Ordinal Number	Nombre ordinal
Axis	Axe
Threshold for	Seuil pour

Figure A.17 – Puissance apparente et pertes d'un condensateur de puissance typique à différents niveaux de distorsion de tension, et limites de fréquence critiques (à la fréquence singulière) où l'échauffement atteint des valeurs substantielles (flèches verticales)

A.6.4 Spectre de fréquence des convertisseurs à alimentation active

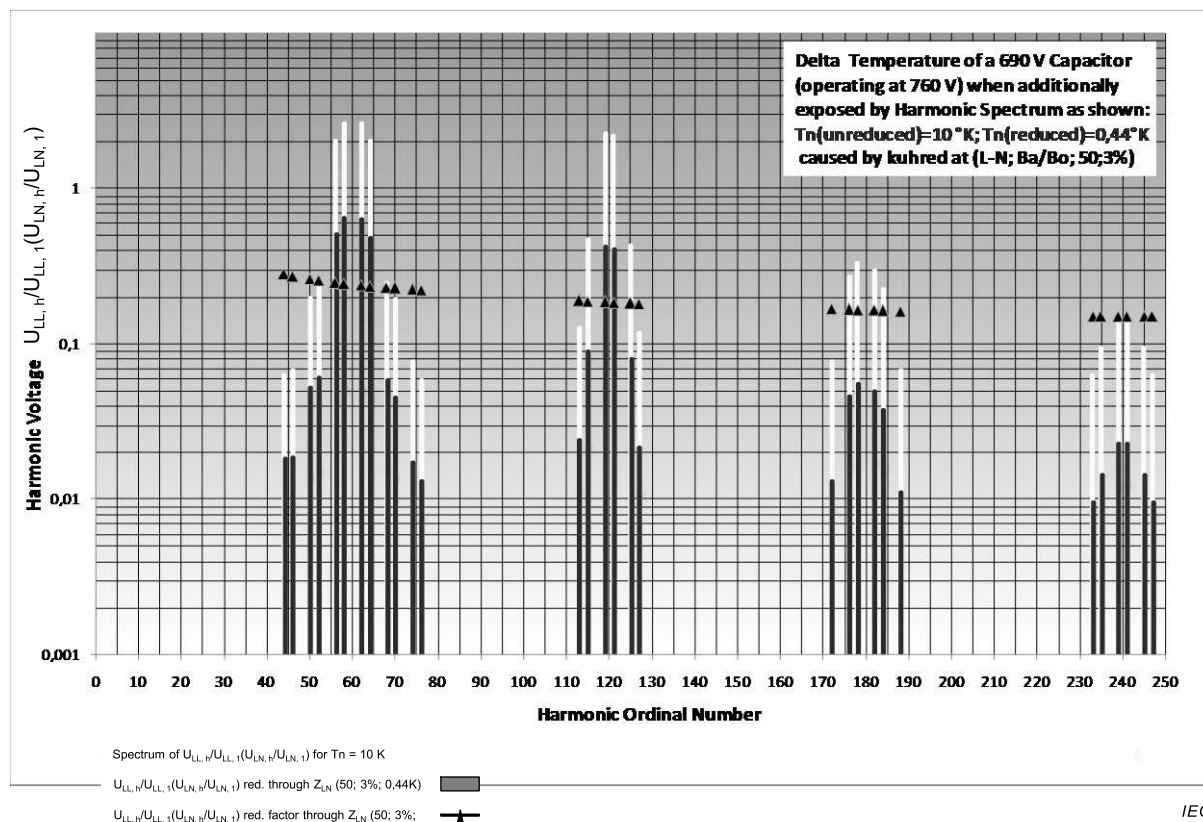
Si plusieurs AIC influencent les caractéristiques de distorsion du réseau, un spectre de fréquence se produit (voir la Figure B.2).

La raie spectrale du spectre donnant lieu à un autre échauffement à l'intérieur du condensateur, il n'est pas possible de décider si le condensateur est surchargé ou pas, avant de connaître ce spectre. Pour une commande reposant sur un modèle d'impulsions synchrones, des distorsions se produisent à proximité de la fréquence d'impulsion et de ses multiples entiers (voir 6.6 et la Figure B.2).

Pour stipuler les limites, la topologie à 2 niveaux est la solution appropriée qui a été prise en compte à cet effet. Si la compatibilité avec ce type d'équipement est satisfaite, tous les autres types reposant sur la technologie MLI sont également couverts (Tableau A.4).

L'orientation de ces limites vers ce spectre procure en outre un avantage en matière d'utilisation pratique, car le rapport de l'amplitude d'une fréquence singulière qui provoque un certain échauffement à l'intérieur du condensateur sur la valeur maximale de la raie spectrale la plus élevée du spectre de fréquence ayant un impact sur le même échauffement, est clairement constant et pratiquement indépendant de la fréquence d'impulsion choisie.

Cette fonction permet de mesurer la distorsion dans des laboratoires d'essai plutôt que sur site (un réseau artificiel adapté est fourni). Le rapport est même constant si l'impédance de réseau varie et si la distorsion de tension varie en conséquence (voir la Figure A.18).



Anglais	Français
Delta temperature of a 690 V capacitor (operating at 760 V) when additionally exposed by harmonic spectrum as shown: $T_n(\text{unreduced}) = 10\text{ °K}$; $T_n(\text{reduced}) = 0,44\text{ °K}$ caused by kuhred at (L-N; Ba/Bo; 50;3%)	Température delta d'un condensateur de 690 V (fonctionnant à 760 V) en outre exposé à un spectre harmonique comme suit: T_n (non réduit) = 10 °K ; T_n (réduit) = $0,44\text{ K}$ provoqué par kuhred à (L-N; Ba/Bo; 50;3 %)
Harmonic voltage	Tension harmonique
Harmonic Ordinal Numer	Nombre ordinal d'harmonique
Spectrum of...for...	Spectre de...pour...
factor through	facteur par

Figure A.18 – Spectre de tension d'un AIC et impact d'une réduction de l'impédance de ligne sur la température du condensateur (de 10 K à 0,44 K) et la composition du spectre

A.6.5 Conclusion

Les condensateurs raccordés à des réseaux sur lesquels des AIC fonctionnent en parallèle sont suffisamment protégés contre les surcharges lorsque la somme de la raie spectrale la plus élevée de tous les AIC ensemble ne dépasse pas la distorsion de tension présentée à la Figure B.1 en tant que courbe basse, ce qui assure leur niveau de tenue à cet égard.

La condition est également satisfaite si chaque AIC combiné à la condition de réseau sur site (R_{sce}) respecte les limites fixées à la Figure B.1 et à la Figure B.2.

A.7 Impact des mesures de filtre AIC supplémentaires dans la plage comprise entre 2 kHz et 9 kHz

A.7.1 Généralités

Tant que d'autres moyens ne sont pas connus pour satisfaire aux strictes exigences de distorsion admissible que l'utilisation d'énormes circuits de filtrage passifs (nécessairement réglés à des fréquences plus élevées, c'est-à-dire à >1 kHz en général), la probabilité de survenue de problèmes dans la plage de fréquences plus basse augmente. Ces problèmes sont provoqués par des résonances, ce qui entraîne des surcharges et des contraintes de tension pour tous les composants électriques utilisés dans le réseau lui-même (générateurs, transformateurs, condensateurs, câbles, etc.) et tous les composants qui y sont raccordés.

Dans le passé, de nombreux exemples ont démontré que les problèmes de surcharge ou de contrainte de tension dont faisaient l'objet les composants électriques étaient le plus souvent provoqués par les résonances ou l'accumulation des effets, plutôt que par les charges issues de conditions de fonctionnement normales des équipements électriques ou des niveaux de distorsion de tension qui se produisent dans des conditions de fonctionnement normales de l'équipement sans ce type d'effets.

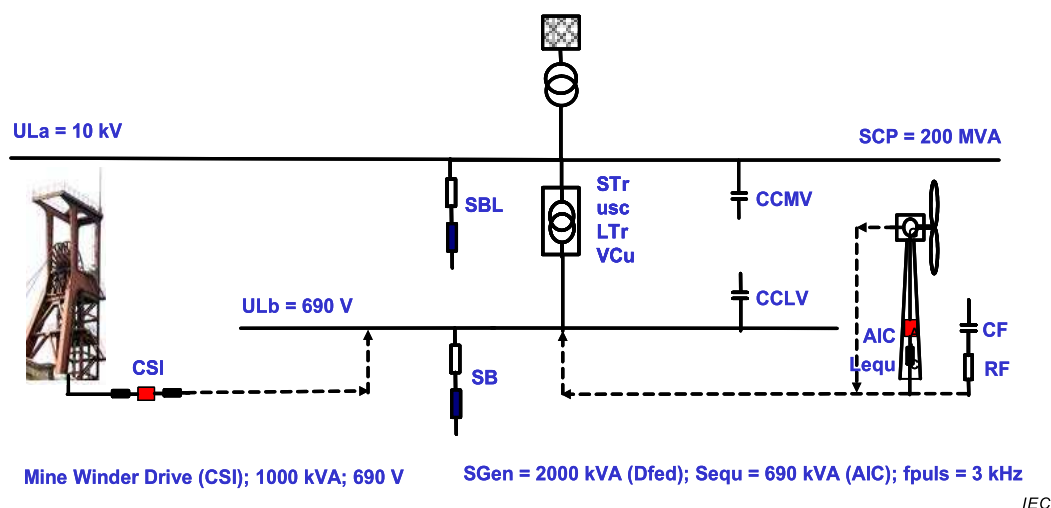
Des équipements conventionnels présentant des caractéristiques de charge non linéaire puisent des courants non linéaires du réseau d'alimentation électrique contenant des harmoniques de rang inférieur (en général $< 1,5$ kHz). La probabilité d'occurrence de problèmes de surcharge et de contrainte augmente rapidement lorsque le courant non linéaire à une fréquence donnée rencontre une résonance de même fréquence dans le réseau.

Depuis des décennies, les techniciens veillent à éviter ces coïncidences susceptibles de se produire. Si des circuits de filtrage ont dû être installés (pour améliorer le facteur de puissance, par exemple), il a été strictement noté que les procédures de filtrage ont débuté à la fréquence la plus basse avant d'avoir pu activer les circuits de filtrage pour des fréquences plus élevées. Il s'agissait à tout instant d'éviter les résonances dans la plage de fréquences inférieure, dans la mesure du possible. Moins le réseau fait l'objet d'un amortissement naturel, plus il s'avère nécessaire de suivre cette règle.

Suivre cette règle dans la plage comprise entre 2 kHz et 9 kHz est très difficile, voire pratiquement impossible. L'application de mesures de filtrage est dans une large mesure inévitable si l'exigence de conformité d'un faible niveau de distorsion pour une fréquence spécifique est très stricte. La pratique consiste donc à installer d'énormes circuits de filtrage, en se concentrant sur une fréquence dédiée afin de satisfaire aux exigences au niveau de la cible donnée et d'ignorer les effets indésirables à ce stade, qui peuvent se produire ultérieurement dans le réseau par la coïncidence mentionnée avec d'autres équipements (dans le cas des nouvelles installations ou de modification de la configuration du réseau, par exemple).

A.7.2 Exemple de constellation de PDS (AIC et CSI)

A.7.2.1 Généralités



Anglais	Français
Mine Winder Drive (CSI)	Entraînement de machine d'extraction (CSI)

Figure A.19 – Éolienne et entraînement de machine d'extraction raccordés à la même ligne d'énergie

L'AIC de cet exemple est placé dans le circuit rotorique d'une machine asynchrone à double alimentation utilisée pour une éolienne. Il s'agit d'un onduleur à source de tension MLI à 2 niveaux avec une fréquence d'impulsion de 3 kHz, doté de gros circuits de filtrage ayant pour objet de réduire la distorsion de tension proche de la fréquence d'impulsion à un niveau de distorsion de tension de 0,2 % dans le réseau MT. Le CSI est l'entraînement à courant continu d'une machine d'extraction présentant une caractéristique de courant imposé générant des harmoniques typiques au nombre ordinal (le 5^{ème}, le 7^{ème}, le 11^{ème}, le 13^{ème}, le 17^{ème}, le 19^{ème}, le 23^{ème}, le 25^{ème}, par exemple). Les deux convertisseurs sont raccordés à la même alimentation (voir la Figure A.20).

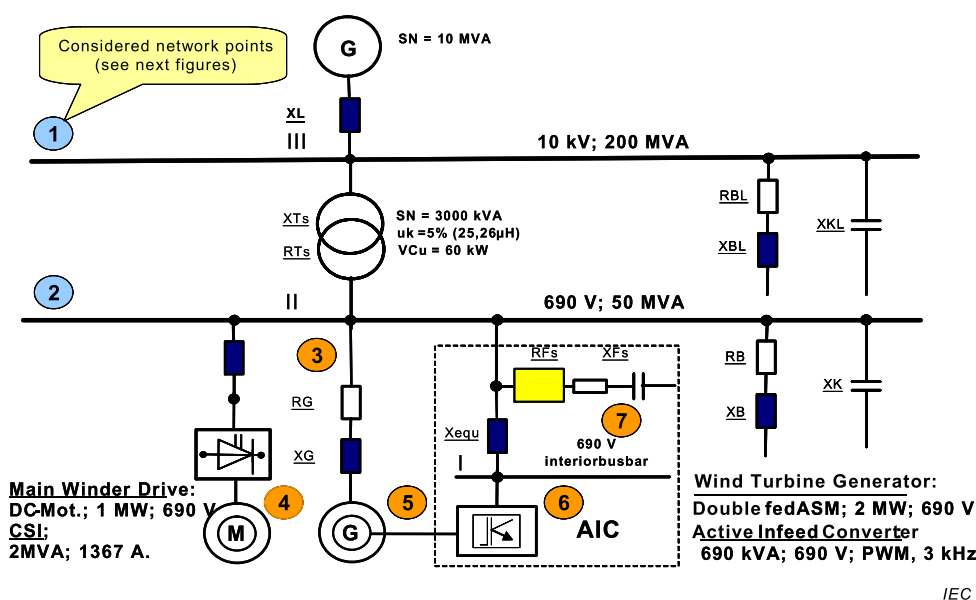
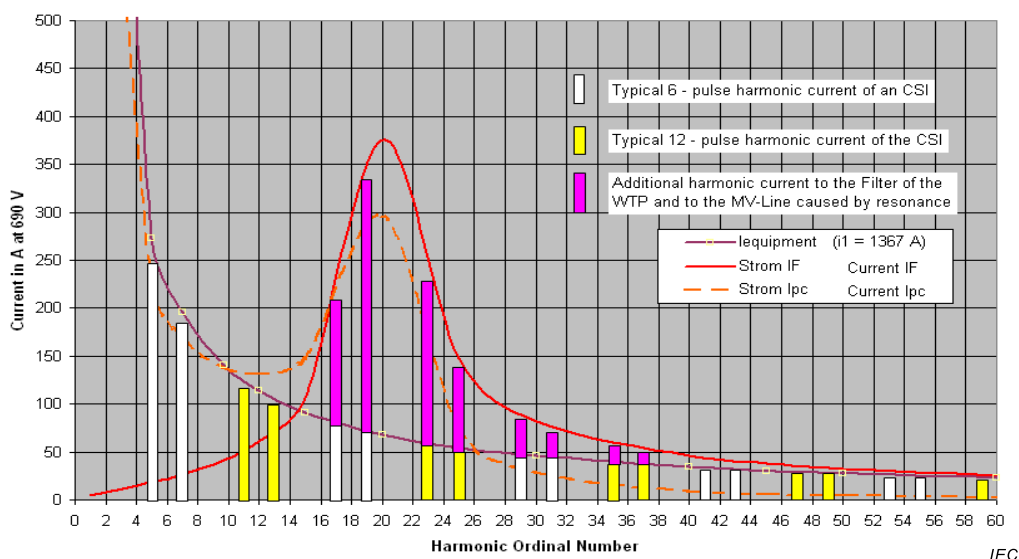


Figure A.20 – Configuration du réseau d'alimentation pour l'usine de la Figure A.19 avec points de mesure attribués

A.7.2.2 Comportement du courant harmonique avec et sans filtre AIC



Anglais	Français
Typical 6 – pulse harmonic current of an CSI	Typique 6 – Courant harmonique d'impulsion d'un CSI
Typical 12 – pulse harmonic current of the CSI	Typique 12 – Courant harmonique d'impulsion du CSI
Additional harmonic current to the Filter of the WTP and to the MV-line caused by resonance	Courant harmonique supplémentaire vers le filtre de l'éolienne et la ligne MT provoqué par la résonance
equipment	équipement
Current	Courant
Current in A at 690 V	Courant dans A à 690 V
Harmonic Ordinal Number	Nombre ordinal d'harmonique

Figure A.21 – Courant régulier du CSI (filtre AIC désactivé) et amplification du courant en cas de résonance provoquée par le circuit de filtrage AIC (lorsque le filtre AIC est désactivé)

A.7.2.3 Données correspondant au niveau de tension dans le réseau d'alimentation électrique, le filtre AIC étant activé et désactivé

Le niveau de distorsion de tension pour deux fréquences spécifiques est présenté à la Figure A.21. La fréquence de 3 kHz est conforme à la fréquence d'impulsion de l'AIC. Dans ce cas, il s'agissait de réduire le niveau de distorsion de 1,3 % à 0,2 % sur la ligne d'alimentation électrique MT pour cette fréquence. 1 kHz correspond à la fréquence à laquelle se produit une résonance si le circuit de filtrage est activé. L'effet attendu à 3 kHz est obtenu par le circuit de filtrage, mais la situation harmonique totale a changé dans le mauvais sens. Le Tableau A.6 présente la dépendance de la distorsion de tension sur des circuits de filtrage.

Tableau A.5 – Distorsion de tension sur les deux lignes d'énergie (II et III) avec et sans circuit de filtrage (le filtre a été conçu pour obtenir un niveau de distorsion de 0,2 % sur la ligne d'énergie MT)

Voltage distortion Uh/UL1 on the MV – busbar no. III			Filter circuit switched off	Filter circuit switched on	Remarks
1	3 kHz	Caused by CSI	–		
	3 kHz	Caused by AIC	1,3 %	0,2 %	Intended effect
	1 kHz	Caused by CSI	0,6 %	3,2 %	Unintended effect
	1 kHz	Caused by AIC	–		
Voltage distortion Uh/UL1 on the LV – busbar no. II			Filter circuit switched off	Filter circuit switched on	Remarks
2	3 kHz	Caused by CSI		–	
	3 kHz	Caused by AIC	5,5 %	0,5 %	Intended effect
	1 kHz	Caused by CSI	2,6 %	15,0 %	Unintended effect
	1 kHz	Caused by AIC		–	

Anglais	Français
Voltage distortion	Distorsion de tension
on the MV busbar no. III	sur le jeu de barres MT N° III
Filter circuit switched off	Circuit de filtrage désactivé
Filter circuit switched on	Circuit de filtrage activé
caused by	provoquée par
intended effect	effet prévu
unintended effect	effet imprévu
Remarks	Remarques

A.7.2.4 Données correspondant au courant sur les points spécifiques, le filtre AIC étant activé et désactivé

Pour les besoins de la comparaison, le courant fondamental et le courant efficace sont également mentionnés dans le tableau. A l'exception du CSI pour tous les composants du réseau, la charge harmonique augmente considérablement lorsque le filtre est activé (noter l'addition des racines carrées de la fondamentale et des harmoniques dans ce contexte).

La seule raison pour laquelle l'augmentation de la valeur efficace pour le transformateur et le générateur est relativement faible comparée au circuit de filtrage est qu'ils disposent d'une importante réserve de puissance en raison de la valeur élevée du courant fondamental.

Toutefois, le circuit de filtrage a simplement été conçu pour absorber le courant harmonique de 3 kHz (64 A), superposé au courant fondamental (125 A) (c'est-à-dire $I_{\text{eff}} = 141$ A au total). La surcharge efficace des condensateurs de filtrage s'élève donc à 285 % de leur charge assignée. Il est évident que les condensateurs du circuit de filtrage sont sérieusement menacés dans ce cas. L'effet peut de la même manière se produire dans d'autres réseaux d'alimentation électrique BT et MT.

Tableau A.6 – Distribution de courant dans un réseau décrite pour des fréquences spécifiques et sur des points de mesure attribués comme indiqué à la Figure A.20

Some accentuated currents of the main components			Filter circuit switched off	Filter circuit switched on	Remarks (Overload-Factor)
③	Transformer	I_1 [A]	1024	1027	
		I_{19} [A]	55	267	4,85
		I_{60} [A]	47	2	
		I_{RMS} [A]	1027	1061	1,03
④	LV-CSI	I_1 [A]	1367	1367	
		I_{19} [A]	72	72	
		I_{60} [A]	5	5	
		I_{RMS} [A]	1369	1369	
⑤	LV-Gen.	I_1 [A]	357	358	
		I_{19} [A]	16	76	4,75
		I_{60} [A]	14	1	
		I_{RMS} [A]	358	366	1,02
⑥	LV-AIC	I_1 [A]	58	58	
		I_{19} [A]	4	4	
		I_{60} [A]	56	64	lower impedance
		I_{RMS} [A]	81	86	1,06
⑦	LV-Filter	I_1 [A]	0	125	
		I_{19} [A]	0	376	Note: I_{19}/I_1
		I_{60} [A]	0	66	
		I_{RMS} [A]	0	402	2,85! (402/141)

Anglais	Français
Some accentuated currents of the main components	Certains courants accentués des principaux composants
Filter circuit switched off	Circuit de filtrage désactivé
Filter circuit switched on	Circuit de filtrage activé
Remarks (Overload-Factor)	Remarques (facteur de surcharge)
Transformer	Transformateur
LV-CSI	CSI BT
LV-Gen	Gen BT
LV-AIC	AIC BT
LV-Filter	Filtre BT
lower impedance	impédance inférieure
I_{RMS}	I_{eff}

A.7.3 Conclusion

L'objectif ambitieux consistant à atteindre un très faible niveau de distorsion pour la plage de fréquences d'impulsion de l'AIC implique d'importants circuits de filtrage.

Ces circuits sont principalement composés de condensateurs. Les bobines sont négligeables (voire parfois inexistantes) compte tenu de la fréquence élevée et étant donné qu'elles compromettent l'obtention de l'effet souhaité, à savoir un faible niveau de distorsion à proximité de la fréquence d'impulsion.

Il en résulte que la fréquence naturelle du réseau se déplace vers une plage de fréquences inférieure dans laquelle, en règle générale, les équipements conventionnels à charge non linéaire présentant des caractéristiques de courant imposé génèrent des courants harmoniques avec la même fréquence.

Compte tenu de cette coïncidence, les courants harmoniques s'accroissent considérablement à cause de l'amplification des résonances aux basses fréquences, ce qui implique des problèmes de surcharge et de contrainte dans l'ensemble du réseau.

Pour éviter ce type d'effets, il convient d'envisager sérieusement de stipuler les valeurs possibles les plus élevées pour les limites de distorsion dans la plage de fréquences considérée.

A.8 Exemple de mesure de l'impédance du réseau d'alimentation électrique

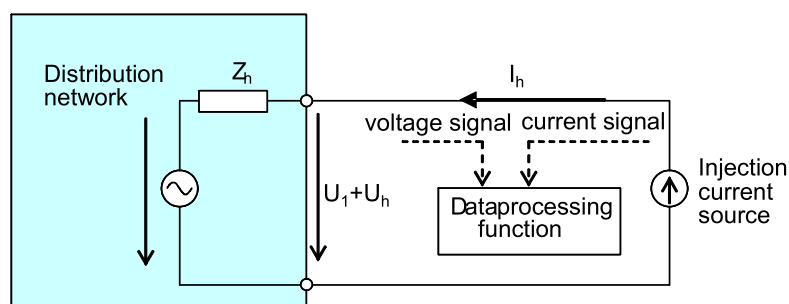
A.8.1 Généralités

Cette Annexe présente les tendances techniques venant à l'appui de 5.2.4 du point de vue du mesurage de l'impédance du réseau d'alimentation électrique.

A.8.2 Principe de base du mesurage

Une enquête bibliographique a été réalisée pour rechercher des éléments techniques relatifs au mesurage de l'impédance du réseau d'alimentation électrique. L'enquête a permis de trouver en particulier cinq documents publiés [17] à [21] et un dispositif de mesure approprié prévu pour les réseaux d'alimentation électrique. Les documents décrivent le même principe: injection de courant harmonique et analyse de la composante de tension harmonique (voir la Figure A.22). Dans cette Annexe, les méthodes de mesure décrites dans les documents de référence sont brièvement présentées.

La tension et le courant sont mesurés avec des capteurs de tension et de courant appropriés et introduits dans la fonction de traitement des données. La fonction est en général composée de convertisseurs A/N (Analogique/Numérique) et de processeurs numériques.



U_1 : Fundamental voltage at zero impedance for h-th harmonics
 $U_1 + U_h$: Fundamental + h-th harmonic voltage
 I_h : h-th harmonic current
 Z_h : h-th harmonic impedance

IEC

Anglais	Français
Distribution network	Réseau de distribution
Voltage signal	Signal de tension
Current signal	Signal de courant
Data processing function	Fonction de traitement des données
Injection current source	Source de courant d'injection
Fundamental voltage at zero impedance for h-th harmonics	Tension fondamentale à impédance zéro pour les h ^{ème} harmoniques
Fundamental + h-th harmonic voltage	Fondamentale + h ^{ème} tension harmonique
h-th harmonic current	h ^{ème} courant harmonique
h-th harmonic impedance	h ^{ème} impédance harmonique

Figure A.22 – Principe de base du mesurage d'impédance

Dans la fonction, une transformation de Fourier ou une analyse équivalente est réalisée pour calculer la composante de tension U_h et de courant I_h à la h^{ème} fréquence harmonique.

L'impédance du réseau d'alimentation électrique Z_h à la fréquence est donnée par des grandeurs complexes comportant des parties réelles et imaginaires, qui indiquent la composante résistive et la composante inductive ou capacitive de l'impédance, comme $Z_h = U_h / I_h$.

En variant la fréquence, les caractéristiques d'impédance par rapport à la fréquence peuvent être obtenues.

Pour la mesure réelle, il convient de prendre des précautions appropriées vis-à-vis de la composante harmonique déjà existante dans le réseau d'alimentation électrique, des erreurs de mesure de la tension et du courant, etc.

A.8.3 Méthodes d'injection de composante harmonique pour la mesure

Même si le principe de base est le même, il peut exister des différences entre les références du point de vue des méthodes d'injection des composantes harmoniques du courant.

Méthode A: Injection de courant par perturbation. L'injection d'une composante de courant à large plage de fréquences, générée par un phénomène transitoire (activation et désactivation d'une résistance ou d'un condensateur sur le réseau d'alimentation électrique, par exemple). La mesure peut durer moins longtemps étant donné que la méthode génère une large plage de fréquences en même temps.

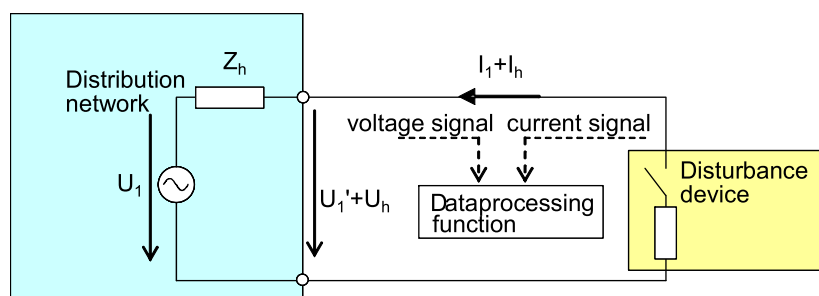
Méthode B: Injection monofréquence sinusoïdale. Méthode d'injection d'une composante de courant sinusoïdal d'une seule fréquence par un amplificateur ou un dispositif équivalent. Le balayage en fréquence peut durer plus longtemps en cas de mesure des caractéristiques d'impédance pour une large plage de fréquences.

A.8.4 Génération de courant harmonique par un dispositif perturbateur

Un document [17] présente la mesure de l'impédance harmonique du système de distribution. Le document présente un dispositif perturbateur visant à générer et injecter la composante de courant harmonique dans le réseau d'alimentation électrique (voir la Figure A.23).

Comme pour les dispositifs perturbateurs, le document présente des condensateurs ou des résistances doté(e)s de commutateurs. De plus, le document présente des commutateurs de thyristor à commande de phase. Le dispositif perturbateur achemine les composantes de courant de large plage de fréquences, y compris la composante de fréquence fondamentale.

Dans la Figure A.23, pour simplifier l'illustration, seules la composante fondamentale et les $h^{\text{ème}}$ composantes harmoniques sont présentées.



$$U_1' = U_1 + Z_1 \cdot I_1$$

U_1' : Fundamental voltage across terminals

I_1 : Fundamental current

Z_1 : Impedance at fundamental frequency

IEC

Anglais	Français
Distribution network	Réseau de distribution
voltage signal	signal de tension
current signal	signal de courant
Disturbance device	Dispositif perturbateur
Data processing function	Fonction de traitement des données
Fundamental voltage across terminals	Tension fondamentale à travers les bornes
Fundamental current	Courant fondamental
Impedance at fundamental frequency	Impédance à la fréquence fondamentale

Figure A.23 – Génération de courant harmonique par le dispositif perturbateur

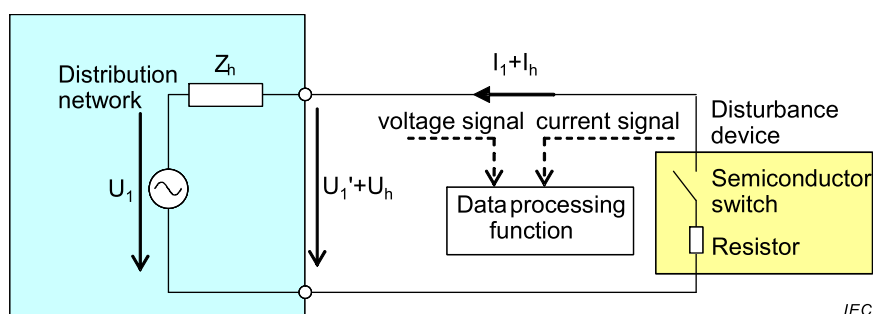
Le document indique également le système de traitement des données du dispositif de mesure de l'impédance doté de deux convertisseurs A/N synchronisés pour mesurer la tension et le courant. Certaines notes sont décrites pour limiter les erreurs de phase entre la composante de tension et la composante de courant.

A.8.5 Références basées sur l'injection de courant par perturbation (Méthode A)

A.8.5.1 Dispositif de mesure reposant sur la commutation par résistance

Un dispositif de mesure [18] est disponible dans le commerce et permet de mesurer l'impédance du réseau d'alimentation électrique (voir 5.2.4). Dans le dispositif de mesure, les résistances sont dotées d'interrupteurs à semi-conducteurs pour trois phases.

La Figure A.24 présente le circuit pour une phase. En activant et désactivant, le courant circule dans la résistance comprenant les composantes harmoniques générées par la commutation. Au même moment, la tension dans la borne est mesurée et analysée. Même si le traitement des données détaillé n'est pas indiqué par le fabricant, la mesure est réalisée selon le principe décrit en A.8.2.



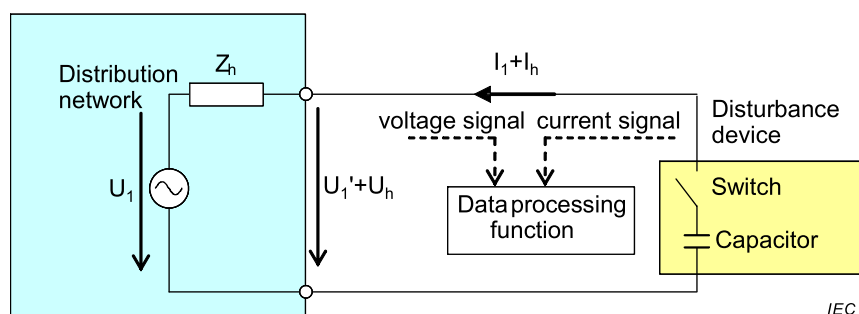
Anglais	Français
Distribution network	Réseau de distribution
voltage signal	signal de tension
current signal	signal de courant
Disturbance device	Dispositif perturbateur
Data processing function	Fonction de traitement des données
Semiconductor switch	Interrupteur à semi-conducteurs
Resistor	Résistance

Figure A.24 – Mesurage par commutation d'une résistance

A.8.5.2 Génération de courant harmonique par commutation de condensateur

Un document [19] abordant les phénomènes d'oscillation transitoire qui apparaissent lorsque le condensateur est commuté dans le réseau d'alimentation électrique est présenté à la Figure A.25. Le document procède à l'analyse théorique de la forme d'onde transitoire, développe une méthode de calcul de la résistance et de l'inductance de l'impédance du réseau et, enfin, procède au mesurage dans un réseau de distribution réel assigné à 100 V d'un bâtiment. La mesure est réalisée entre 4 kHz et 10 kHz.

Le document présente les erreurs de mesure et propose une méthode permettant d'améliorer l'exactitude de mesure en appliquant deux condensateurs de capacités différentes. Avec la méthode proposée, des résultats suffisants sont obtenus avec des appareils de mesure économiques largement disponibles dans le commerce.



Anglais	Français
Distribution network	Réseau de distribution
voltage signal	signal de tension
current signal	signal de courant
Disturbance device	Dispositif perturbateur
Data processing function	Fonction de traitement des données
Switch	Interrupteur
Capacitor	Condensateur

Figure A.25 – Mesure par une batterie de condensateurs

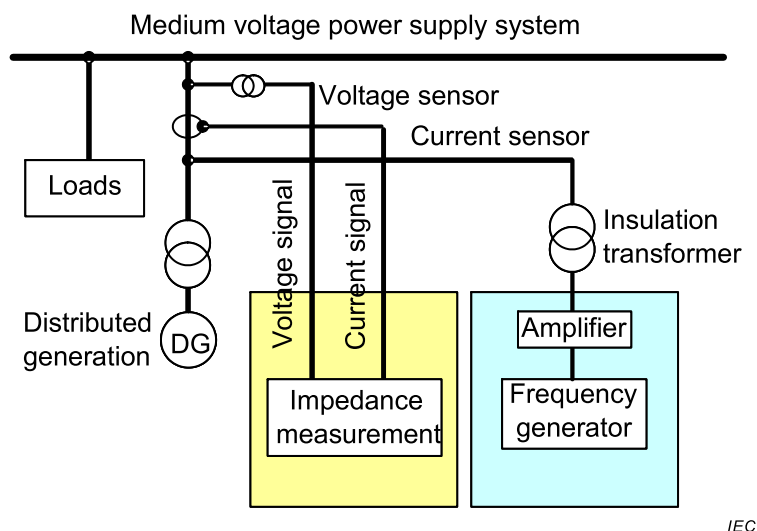
A.8.5.3 Injection de signal d'interharmoniques

Pour la génération distribuée (un générateur domestique, par exemple), il est parfois exigé de détecter une déconnexion et un îlotage du réseau d'alimentation électrique. Un document [20] présente une méthode de détection d'îlotage en mesurant l'impédance de réseau d'alimentation électrique de 6,6 kV détectée dans le générateur domestique. Si l'impédance augmente plus que la plage normale, le générateur est considéré comme étant îloté et déconnecté du réseau d'alimentation électrique.

La fonction du document est d'utiliser des interharmoniques entre les 2^{ème} et 3^{ème} harmoniques. L'idée est de partir du principe que les composantes interharmoniques sont très petites sur le réseau d'alimentation électrique. Une précision de mesure élevée est attendue avec une petite injection de signal de composante interharmonique dans le réseau d'alimentation électrique.

Le système proposé de mesure de l'impédance est composé du générateur de fréquence interharmonique, de l'amplificateur, du transformateur d'isolement, du transducteur de tension, des capteurs de courant et de la fonction de mesure de l'impédance (voir la Figure A.26).

Compte tenu de l'objectif, le système de mesure n'utilise qu'une seule fréquence. Le document ne couvre pas une large plage de fréquences. Toutefois, la structure du système de mesure de l'impédance est très similaire à celui de 5.2.4.



Anglais	Français
Medium voltage power supply system	Réseau d'alimentation puissance en moyenne tension
Voltage sensor	Capteur de tension
Current sensor	Capteur de courant
Loads	Charges
Distributed generation	Génération distribuée
Voltage signal	Signal de tension
Current signal	Signal de courant
Insulation transformer	Transformateur d'isolement
Impedance measurement	Mesure de l'impédance
Amplifier	Amplificateur
Frequency generator	Générateur de fréquence

Figure A.26 – Système de mesure de l'impédance du réseau d'alimentation électrique de 6,6 kV pour la détection d'îlotage par injection d'interharmoniques

A.8.6 Références reposant sur l'injection monofréquence sinusoïdale (Méthode B)

A.8.6.1 Mesure de l'impédance de ligne avec injection de signal sinusoïdal

Un document [21] propose un système de mesure d'impédance de ligne et présente certains résultats de mesures réalisées sur des réseaux d'un bâtiment universitaire américain dans la plage de fréquences comprises entre 50 Hz et 30 kHz.

Le système de mesure est composé de deux blocs similaires à ceux présentés à la Figure A.26. Le premier bloc concerne l'injection de courant d'une fréquence dans la ligne. Le deuxième bloc concerne la mesure et l'analyse du courant et de la tension.

Le premier bloc est composé d'un générateur de fréquence de signal sinusoïdal et d'un amplificateur. La sortie de l'amplificateur est raccordée au réseau par l'intermédiaire d'un transformateur d'isolement. Entre le transformateur et l'amplificateur, un filtre est connecté pour rejeter la composante de fréquence fondamentale et protéger l'amplificateur. L'amplitude du courant injecté dans le réseau est définie pour être inférieure de deux rangs à la caractéristique assignée du courant de ligne, de sorte que l'injection n'interrompe pas le fonctionnement des autres équipements présents sur le réseau.

Le deuxième bloc est composé d'un capteur de courant, d'un capteur de tension et d'analyseurs de signal. Le signal de courant et le signal de tension sont introduits dans les analyseurs de signal par l'intermédiaire de filtres accordés. Les largeurs de bande des filtres sont étroites afin d'éliminer les effets des signaux de bruit. Les analyseurs de signal donnent les amplitudes et les phases du courant et de la tension. Avec ces données, l'impédance de ligne est calculée et tracée pour différentes fréquences grâce à un ordinateur personnel connecté aux analyseurs.

A.8.6.2 Mesure de l'impédance de ligne avec un convertisseur à source de tension

Un autre document [5.22] propose une méthode de mesure différente avec un convertisseur à source de tension, et présente certains résultats de mesures réalisées sur des réseaux d'un bâtiment universitaire allemand dans la plage de fréquences comprises entre 100 Hz et 10 kHz.

Le système de mesure est composé de deux blocs similaires à ceux présentés à la Figure A.26. Le premier bloc concerne l'injection de courant d'une fréquence dans la ligne. Le deuxième bloc concerne le mesurage et l'analyse du courant et de la tension.

Le document applique un convertisseur à source de tension MLI triphasé pour générer et injecter des composantes de courant haute fréquence dans le réseau. La sortie du convertisseur est commandée avec la "commande de plage de tolérances" qui génère la composante de courant de la fréquence de mesure. Ensuite, le convertisseur est raccordé au réseau avec un transformateur. Le convertisseur fonctionne comme un générateur de composante haute fréquence et comme un amplificateur.

Le deuxième bloc est composé d'un capteur de courant, d'un capteur de tension et d'un circuit FPGA (réseau de portes programmable sur site). Le signal de courant et le signal de tension sont introduits dans le FPGA grâce à des convertisseurs A/N présentant une vitesse d'échantillonnage suffisamment élevée. Dans le FPGA, l'algorithme DFT est mis en œuvre et les signaux sont analysés. Avec les données analysées, l'impédance de ligne est calculée et tracée pour différentes fréquences grâce à un ordinateur personnel connecté aux analyseurs.

Annexe B (informative)

B.1 Considérations de base relatives aux recommandations de conception des AIC dans la plage comprise entre 2 kHz et 9 kHz

B.1.1 Vue d'ensemble

Avertissement: Les recommandations en matière de valeurs maximales d'émission pour les émissions conduites < 150 kHz définies dans le présent document reposent sur des observations et sur l'expérience acquise avec les AIC de pointe d'aujourd'hui qui équipent la plupart des réseaux d'alimentation, avec d'autres équipements, sans générer d'interférences intolérables.

B.1.2 Généralités

Toutefois, il est à souligner que l'environnement électromagnétique fait l'objet d'évolutions en raison, par exemple, du déploiement de réseau intelligent, et que les limites d'émission en cours de développement par les comités CEM de l'IEC peuvent s'écarter des valeurs maximales d'émission recommandées dans le présent document.

La distorsion de tension sur le réseau d'alimentation électrique commun est le principal effet qui peut perturber les appareils électriques raccordés au même réseau d'alimentation puissance et qui fonctionnent en parallèle.

Par conséquent, il semble utile de définir les directives de conception pour la distorsion de tension maximale recommandée sur le système, indépendamment du fait que les limitations du courant harmonique admissible pour chaque unité AIC sont essentiellement prises en compte pour des raisons de mesure pratique.

Les recommandations en matière de valeurs d'émissions conduites < 150 kHz provoquées par les AIC et en matière de valeurs limites quant à la capacité de tenue des produits significatifs exposés à des émissions comprises entre 2 kHz et 9 kHz reposent sur les études, les mesures et les observations dont ont fait l'objet les produits CEM, et sur des AIC qui équipent aujourd'hui la plupart des réseaux d'alimentation électrique sans créer d'interférences intolérables. Il convient qu'elles donnent lieu à une acceptation croissante de l'utilisation des AIC.

Compte tenu des caractéristiques particulières de l'AIC en termes de comportement sur différents réseaux (voir 5.2.3.2), une limitation de courant semble inappropriée, le réseau d'alimentation électrique lui-même faisant partie intégrante de ses caractéristiques d'émission de courant inhérent.

À cet égard, certaines conclusions de base ont été établies en A.4, conjointement avec les conditions décisives spéciales suivantes:

- impédance d'alimentation (Z_{LN} voir 5.2.4),
- impédance de l'équipement ($u_{scv, equ}$ voir 3.13),
- rapport de court-circuit (R_{SCe} voir 3.28),
- effets cumulés pour plusieurs AIC connectés au même point de couplage.

Concernant les impédances d'alimentation, les derniers résultats de mesure obtenus dans le cadre d'études réalisées en Allemagne en 2010 (voir 5.2.4) ont révélé des valeurs

d'impédance en général inférieures à celles indiquées dans la norme de mesure IEC 61000-4-7.

Si les lignes aériennes sont exclues, les impédances données pour les systèmes triphasés de l'IEC 61000-4-7 ne sont pas appropriées.

B.1.3 Capacité de tenue des condensateurs de puissance raccordés au réseau d'alimentation électrique et recommandation en matière de compatibilité dans la plage de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz

La longue expérience a montré que les condensateurs de puissance largement utilisés dans les réseaux d'alimentation électrique (pour la compensation de puissance réactive, les filtres d'harmoniques passifs et le démarrage des moteurs, par exemple) sont particulièrement démunis face à la distorsion harmonique dans la tension d'alimentation. Par conséquent, ce composant électrique joue un rôle majeur en termes de proposition de directives dans la plage de fréquences considérée.

NOTE Les condensateurs CEM ne sont en général pas affectés de manière négative par les fréquences de cette plage.

Il convient de faire la distinction entre la sensibilité à une certaine distorsion harmonique résultant des caractéristiques de base de l'équipement/composant et la sensibilité résultant de la configuration ou construction utilisée de l'équipement.

Il est également utile d'un point de vue économique de conserver uniquement le niveau de perturbation particulièrement bas afin d'éviter les résonances mécaniques dans l'appareillage, qui peuvent même en partie générer des bruits à des niveaux relativement faibles de tension harmonique.

La meilleure solution consiste à augmenter l'immunité de l'équipement perturbé si la variation de la fréquence d'impulsion de l'AIC ne donne pas lieu à une atténuation.

Le résultat est présenté à la Figure B.1 et B.1.4.

B.1.4 Conditions de base pour la définition de la courbe de capacité de tenue du condensateur

Les résultats sont donnés à la Figure B.1

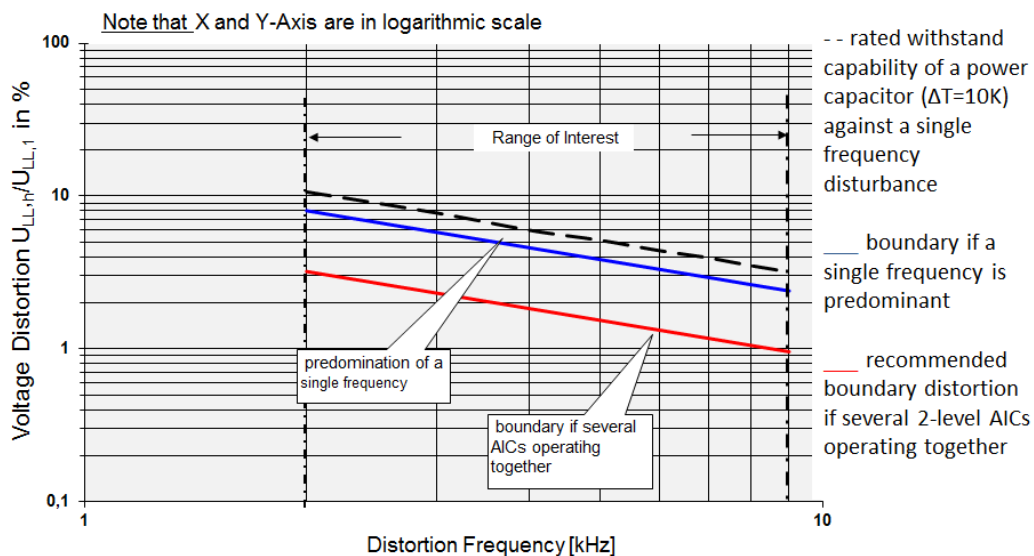
- a) Il convient de maintenir l'échauffement du condensateur à une valeur maximale de 10 K en raison des harmoniques dans cette plage de fréquences
- b) Le spectre de fréquence harmonique typique d'un AIC MLI à deux niveaux est considéré comme ne faisant pas l'objet de mesures d'atténuation supplémentaires.

NOTE Seule l'inductance de la ligne réelle connectée entre l'AIC et le réseau d'alimentation électrique a été prise en compte.

- c) La définition du niveau de distorsion de tension harmonique est déduite de la distorsion de tension entre phases selon 3.34.
- d) Le facteur de relation entre une seule fréquence dominante et la raie spectrale la plus élevée d'un AIC MLI monophasé (triphasé) est $F = 2,5$; ($F = 2,4$).

NOTE Voir la petite distance entre les courbes limites à trait de la Figure B.3 et la Figure B.4. Compte tenu de la légère différence, seul le facteur de relation 2,5 a été utilisé pour stipuler la ligne de limitation inférieure de la Figure B.1. La différence génère certains effets et a été prise en compte en conséquence.

- e) Le facteur de coïncidence (si plusieurs AIC MLI fonctionnent sur la même alimentation électrique) comme la superposition des distorsions harmoniques dans la tension entre phases est égal à 1,67 fois la valeur de distorsion simple.



IEC

Anglais	Français
Voltage distortion	Distorsion de tension
Note that X and Y-Axis are in logarithmic scale	Noter que les axes X et Y sont en échelle logarithmique
Rated withstand capability of a power capacitor ($\Delta T=10K$) against a single frequency disturbance	Capacité de tenue assignée d'un condensateur ($\Delta T = 10 K$) en fonction d'une seule perturbation de fréquence
Boundary if a single frequency is predominant	Limite si une seule fréquence prédomine
Recommended boundary distortion if several 2-level AICs operating together	Distorsion limite recommandée si plusieurs AIC à 2 niveaux fonctionnent ensemble
Distortion frequency	Fréquence de distorsion
predominance of a single frequency	prédominance d'une seule fréquence
boundary if several 2-level AICs operating together	limite si plusieurs AIC à 2 niveaux fonctionnent ensemble
Range of interest	Plage étudiée

Figure B.1 – Niveau de capacité de tenue en fonction des tensions harmoniques dans le réseau d'alimentation électrique compte tenu de l'échauffement admissible à l'intérieur des condensateurs si la distorsion de tension est déterminée soit par une fréquence prédominante (ligne supérieure) soit, si la distorsion est essentiellement déterminée par un spectre harmonique, générée par plusieurs AIC fonctionnant en parallèle (MLI à 2 niveaux) (ligne inférieure)

La courbe en pointillés de la Figure B.1 considère simplement une seule fréquence de distorsion dominante. Elle est en général confirmée par les fabricants de condensateur de puissance comme étant admissible pour ces dispositifs.

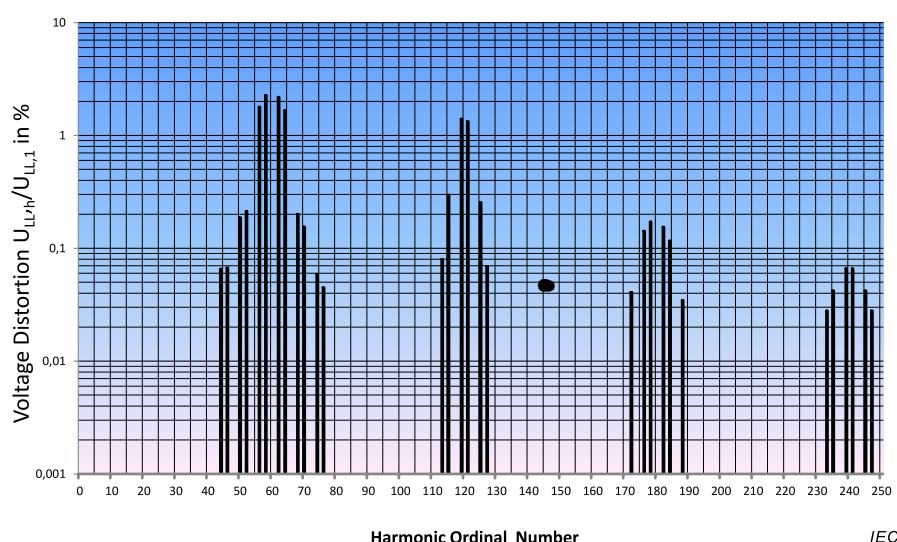
Concernant les tolérances de fabrication de types de condensateurs réels et, éventuellement, les marges de sécurité supplémentaires, une distance appropriée d'environ 30 % entre la courbe limite en pointillés et la courbe limite à tiret pour une fréquence dominante a été supposée. Ces cas peuvent parfois apparaître, par exemple, pour les alimentations à résonances distinctives, alors que la ligne en pointillés peut également être considérée comme une ligne limite. Toutefois, dans le contexte d'une distorsion d'AIC typique, qui repose sur un spectre harmonique, il convient d'utiliser la ligne en pointillés pour les besoins de la comparaison uniquement.

La Figure B.1 représente la limite qui ne doit pas être dépassée par la raie spectrale la plus élevée de ce type de spectre. Il convient également que la courbe ne soit pas dépassée, même si plusieurs AIC fonctionnent simultanément sur le même réseau d'alimentation électrique.

Il est en général correct que les distances entre la courbe limite pleine et la ligne à tiret (une fréquence dominante) soient constantes et indépendantes de la fréquence d'impulsion choisie de l'AIC.

Par conséquent, la courbe pleine de la Figure B.1 reflète également la limite du niveau de tenue dans le réseau d'alimentation électrique lorsque les AIC sont prédominants.

Un spectre de fréquence harmonique typique dont l'échauffement acceptable d'un condensateur de puissance ne dépasse pas 10 K est présenté à la Figure B.2.



Anglais	Français
Voltage distortion	Distorsion de tension
Harmonic Ordinal Number	Nombre ordinal d'harmonique

Figure B.2 – Spectre de tension harmonique d'un AIC MLI à 2 niveaux dont l'échauffement acceptable d'un condensateur de puissance ne dépasse pas 10 K

B.1.5 Mise en correspondance de convertisseurs AIC (MLI à 2 niveaux) avec différentes conditions de réseau d'alimentation électrique sans surcharge du condensateur de puissance

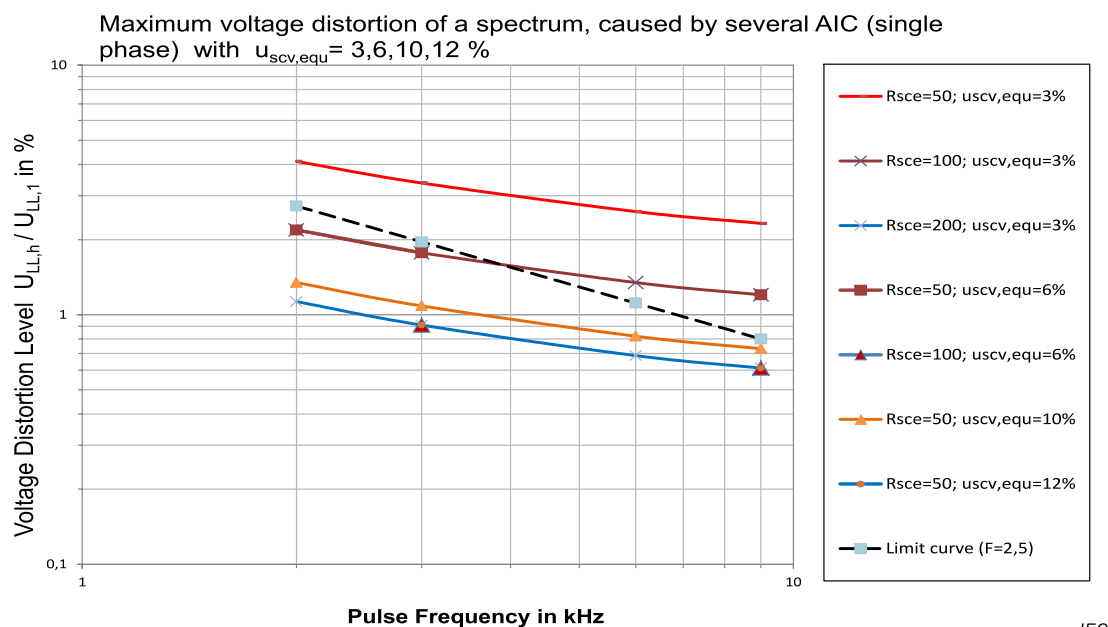
La Figure B.3 (AIC monophasé) et la Figure B.4 (AIC triphasé) présentent la distorsion de tension créée sur le réseau d'alimentation électrique avec différents paramètres (R_{SCe} ; $u_{scv;equ}$).

Les lignes de ces figures récapitulent les effets de distorsion lorsque plusieurs AIC fonctionnent simultanément sur le même réseau d'alimentation (facteur d'augmentation = $5/3 = 1,67$) et sont présentées sur une double échelle logarithmique.

Par conséquent, ces courbes peuvent être comparées directement à la courbe limite du condensateur de puissance de la Figure B.1 déduite des limites d'échauffement du condensateur dans la même plage de fréquences, et qui peut être considérée, à cet égard, comme le niveau de tenue.

Comparés aux courbes limites du condensateur de puissance, certains résultats de distorsion de tension sont inférieurs, mais d'autres sont plus élevés ou se coupent à une certaine fréquence, ce qui signifie que le jeu de paramètres choisi de l'AIC est insuffisant pour respecter les limites exigées du condensateur de puissance. Dans la pratique, ce caractère inadapté peut engendrer des problèmes liés à la fiabilité des condensateurs de puissance, qu'il convient d'éviter en choisissant d'autres paramètres d'AIC ou en utilisant des mesures de filtrage supplémentaires.

Plus les courbes de distorsion sont élevées et moins la courbe limite est importante, plus les mesures de filtrage supplémentaires sont exigées dans les mêmes conditions limites.

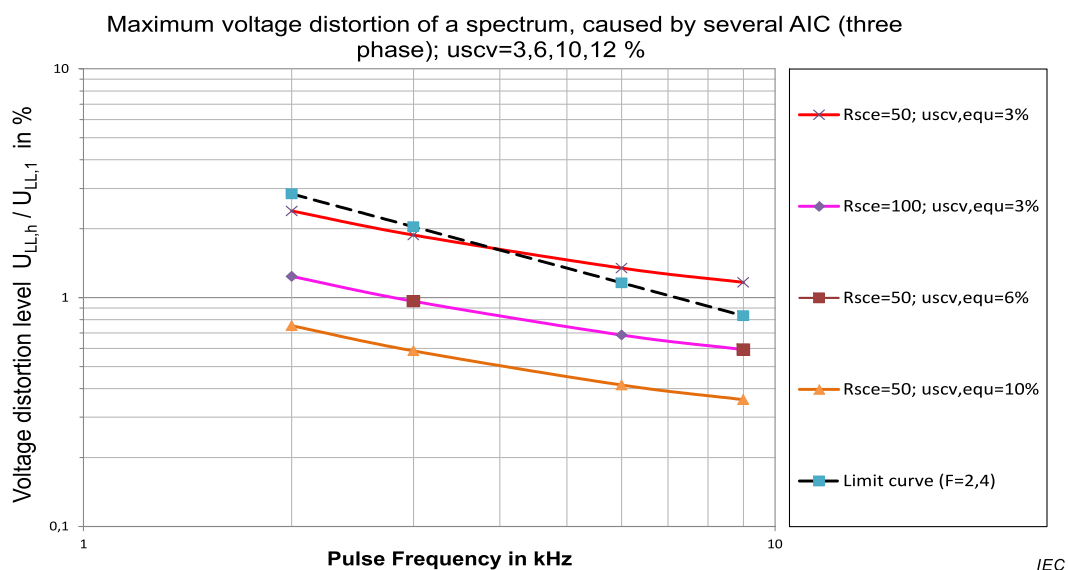


IEC

NOTE $u_{scv,eq} = 3\%, 6\%, 10\%, 12\%$ avec intersection avec les courbes de limitation de température de condensateur de puissance à, par exemple, $R_{SCe} = 50; u_{scv,eq} = 6\%$.

Anglais	Français
Voltage Distortion Level	Niveau de distorsion de tension
Maximum voltage distortion of a spectrum, caused by several AIC (single phase) with	Distorsion de tension maximale d'un spectre, générée par plusieurs AIC (monophasés) avec
Pulse Frequency in kHz	Fréquence d'impulsion en kHz
Limit curve	Courbe limite

Figure B.3 – Distorsion de tension maximale d'un spectre, générée par plusieurs AIC (topologies monophasées)



NOTE $u_{scv, \text{equ}} = 3 \%, 6 \%, 10 \%, 12 \%$ avec intersection avec les courbes de limitation de température de condensateur de puissance à, par exemple, $R_{SCe} = 50$; $u_{scv, \text{equ}} = 3 \%$.

Anglais	Français
Voltage Distortion Level	Niveau de distorsion de tension
Maximum voltage distortion of a spectrum, caused by several AIC (three phase) with	Distorsion de tension maximale d'un spectre, générée par plusieurs AIC (triphases) avec
Pulse Frequency in kHz	Fréquence d'impulsion en kHz
Limit curve	Courbe limite

Figure B.4 – Distorsion de tension maximale d'un spectre, générée par plusieurs AIC (topologies triphasées)

Même si la répartition de tension entre l'inductance de l'AIC et l'impédance de ligne présente des régularités assez différentes qui ont été prises en compte dans les résultats de la feuille de calcul, R_{SCe} est de plus, dans ce contexte, le rapport de puissance de la fondamentale, tel qu'il est généralement défini.

Dans le Figure B.5 et Figure B.6, trois cas sont pris en compte.

- Le cas A indique qu'il peut exister une discordance pour toutes les fréquences de commutation des AIC, ce qui peut provoquer une augmentation de la température des condensateurs de puissance et, par conséquent, soit les valeurs de R_{SCe} ou $u_{scv, \text{equ}}$ augmentent soit des filtres supplémentaires sont exigés.
- Le cas B indique que, pour des fréquences de commutation inférieures aux valeurs affichées, les AIC satisferont aux exigences des condensateurs de puissance avec les paramètres indiqués R_{SCe} et $u_{scv, \text{equ}}$, et aucun filtrage supplémentaire n'est exigé.
- Le cas C indique que, dans cette application, les AIC peuvent fonctionner sans filtrage supplémentaire, alors qu'aucune augmentation de température des condensateurs de puissance ne se produit.

		$U_{scv, equ}$				
		3 %	6 %	10 %	12 %	15 %
R_{sce}	30	A	A	B 4,0 kHz	C	C
	50	A	B 4,0 kHz	C	C	C
	100	B 4,0 kHz	C	C	C	C
	200	C	C	C	C	C
	400	C	C	C	C	C

IEC

Figure B.5 – Feuille de calcul de mise en correspondance des AIC monophasés (2 niveaux) à différentes conditions de réseau d'alimentation électrique afin d'appliquer les courbes limites de condensateur de puissance

		$U_{scv, equ}$				
		3 %	6 %	10 %	12 %	15 %
R_{sce}	30	A	B 6,0 kHz	C	C	C
	50	B 3,5 kHz	C	C	C	C
	100	C	C	C	C	C
	200	C	C	C	C	C
	400	C	C	C	C	C

IEC

Figure B.6 – Feuille de calcul de mise en correspondance des AIC triphasés (2 niveaux) à différentes conditions de réseau d'alimentation électrique afin d'appliquer les courbes limites de condensateur de puissance

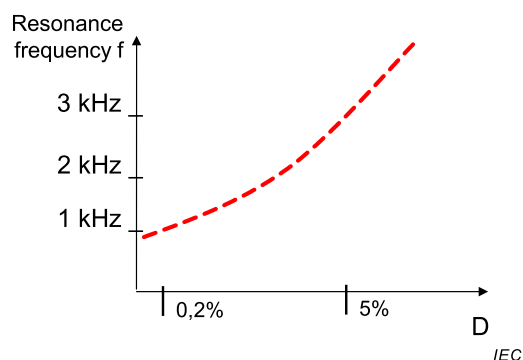
B.1.6 Considérations relatives aux réseaux d'alimentation électrique moyenne tension

Pour les réseaux d'alimentation électrique moyenne tension, il convient de tenir compte des déclarations suivantes, pour autant que les harmoniques sont concernés.

- En règle générale, moins d'amortissement dans le réseau d'alimentation électrique en raison d'un effet pelliculaire limité du câblage et à l'intérieur des transformateurs, et moins de consommateurs ohmiques connectés à cette ligne.
- Moins de rayonnements harmoniques en raison de l'utilisation générale d'au moins trois convertisseurs de niveau (voir le Tableau A.4).
- Le facteur de dissipation et les caractéristiques de perte des condensateurs de puissance sont censés être similaires à ceux des condensateurs de puissance basse tension.
- Compte tenu de ces facteurs, une approche plus prudente est exigée pour les applications moyenne tension que pour les applications basse tension. Cela peut donner lieu à un filtrage plus important.

B.1.7 Considérations relatives au filtrage AIC

L'intégration d'importantes mesures de filtrage AIC supplémentaires (conformément aux zones A de la Figure B.5 et de la Figure B.6), avec pour objectif de diminuer les niveaux de distorsion AIC, engendrerait de graves problèmes dans le réseau d'alimentation électrique aux plages de fréquences inférieures à la fréquence du filtre, si l'ensemble de la topologie du système peut prendre en charge cette tendance. Voir également la Figure B.7.



Anglais	Français
Resonance frequency	Fréquence de résonance

Figure B.7 – Illustration de la fréquence de résonance typique du réseau d'alimentation électrique par augmentation de la population de filtrage AIC, en fonction du niveau de distorsion de tension

La fréquence de résonance du réseau d'alimentation électrique créée par l'augmentation du filtrage génère des courants de basse fréquence circulant à l'intérieur du filtre passif. Ces courants sont également susceptibles d'être piégés par les batteries de condensateurs de compensation au niveau du réseau basse tension, mais également moyenne tension. Les dommages dont peut faire l'objet cet équipement peuvent être prévus quotidiennement (voir A.7).

Il s'agit d'une considération tant économique que technique que de penser que, dans certaines conditions, une limitation trop stricte des niveaux d'émission admissibles dans le réseau d'alimentation électrique peut avoir des effets négatifs sur le système d'alimentation lui-même (détérioration de la fréquence de résonance) et sur l'équipement qui y est raccordé. Si de tels cas se produisent, certains "dangers de résonance" peuvent donner lieu à un fonctionnement plus dangereux de l'équipement (voir l'exemple en A.7).

Le message fondamental de cet exemple illustré est que les limitations trop strictes des niveaux d'émission admissibles dans la plage de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz (exigeant des mesures de filtrage AIC étendues) peuvent être reconsidérées afin de ne pas décaler les résonances naturelles du réseau d'alimentation électrique vers des fréquences plus basses, mais de permettre des mesures de filtrage AIC moins importantes qui fonctionneront correctement et ne généreront pas d'interférences avec les autres équipements.

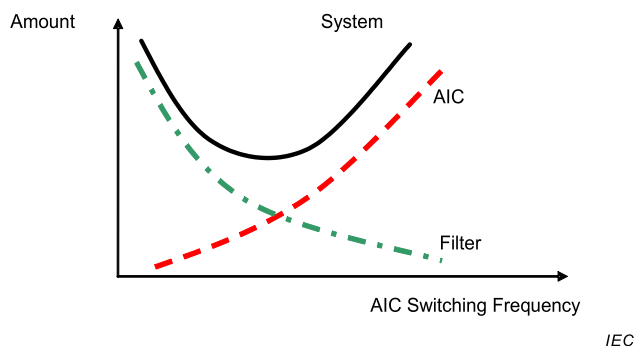
Il est également nécessaire de prendre en compte les performances dynamiques réduites d'un PDS équipé d'un AIC lors de l'augmentation des composantes de filtrage inductives.

B.1.8 Considérations techniques et économiques appropriées relatives à l'AIC

La structure d'un réseau intelligent à génération d'énergie décentralisée et à stockage d'énergie est de plus en plus complexe. Des règlements de cohabitation sont donc nécessaires dans la bande de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz.

La nécessité inévitable de progresser dans l'utilisation de l'énergie renouvelable aboutira à l'exploitation de stations de source d'énergie répartie. Ces sources d'énergie, ainsi que d'autres AIC jouant des rôles différents (AIF, compensation de facteur de puissance et stockage d'énergie) constitueront ledit réseau intelligent. Ces applications augmenteront tant que cette demande élevée sera soutenue et prise en charge par de futurs concepts de génération d'énergie.

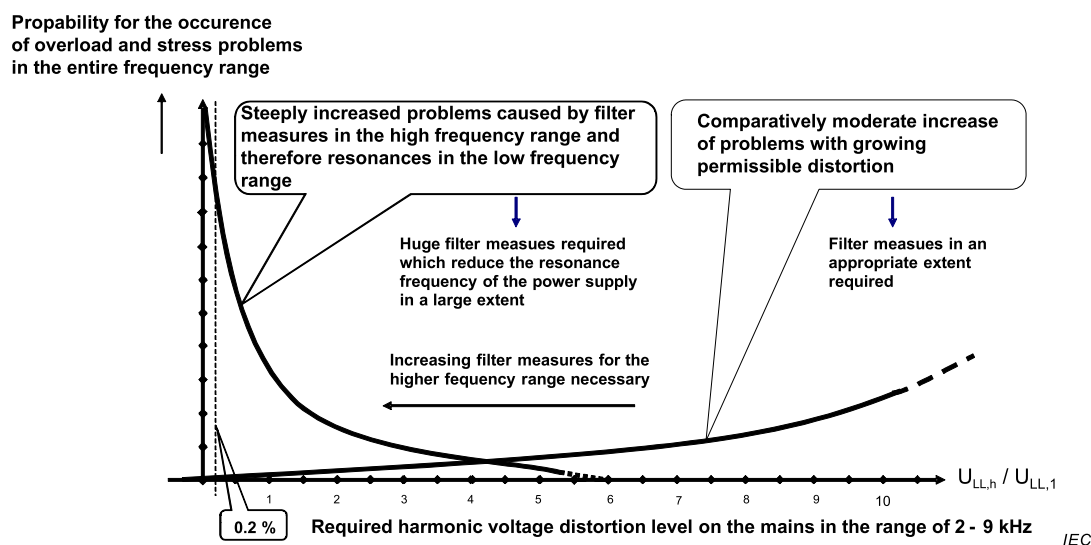
La complexité, le volume et le coût d'un convertisseur augmentent alors que le volume et le coût d'un filtre passif diminuent, à mesure qu'augmente la fréquence de commutation de l'AIC (voir la Figure B.8).



Anglais	Français
Amount	Quantité
System	Système
Filter	Filtre
AIC Switching Frequency	Fréquence de commutation de l'AIC

Figure B.8 – Schéma de la taille/du coût habituels d'une application AIC par rapport à la fréquence de commutation de l'AIC

Les influences individuelles sont illustrées en principe à la Figure B.10 et sont à examiner soigneusement. Ces illustrations typiques et le point d'intersection à 4 % s'appuient sur de longues expériences avec les AIC et correspondent à la capacité de tenue du condensateur dans la plage de fréquences comprises entre 2 kHz et 4 kHz (voir la Figure B.1).



Anglais	Français
Probability for the occurrence of overload and stress problems in the entire frequency range	Probabilité d'occurrence de problèmes de surcharge et de contrainte dans l'ensemble de la plage de fréquences
Steeply increased problems caused by filter measures in the high frequency range and therefore resonances in the low frequency range	Forte augmentation des problèmes provoquée par les mesures de filtrage dans la plage de fréquences élevées et donc résonances dans la plage de fréquences basses
Comparatively moderate increase of problems with growing permissible distortion	Augmentation relativement modérée des problèmes avec augmentation de la distorsion admissible
Huge filter measures required which reduce the resonance frequency of the power supply in a large extent	Importantes mesures de filtrage qui réduisent la fréquence de résonance du réseau d'alimentation dans une large mesure
Filter measures in an appropriate extent required	Mesures de filtrage exigées dans une mesure appropriée
Increasing filter measures for the higher frequency range necessary	Augmentation nécessaire des mesures de filtrage pour la plage de fréquences supérieure
Required harmonic voltage distortion level on the main in the range of 2 – 9 kHz	Niveau de distorsion de tension harmonique exigé sur le réseau d'alimentation dans la plage comprise entre 2 kHz et 9 kHz

Figure B.9 – Illustration de la probabilité de problèmes de surcharge et de contrainte du réseau d'alimentation électrique et de l'équipement qui y est raccordé, en fonction des niveaux de distorsion stipulés fixés dans diverses hypothèses

B.1.9 Plage de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz

Un spectre de tension harmonique d'un AIC a été présenté à la Figure B.2. Afin de proposer des recommandations de conception d'AIC pour les valeurs d'émissions maximales indépendantes de la forme individuelle de la courbe de distorsion (voir Figure B.2), il est proposé de limiter la somme de tous les harmoniques dans la plage de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz, les tensions harmoniques individuelles étant pondérées selon leur contribution aux pertes de condensateur supplémentaires.

Une raie spectrale d'une certaine amplitude avec une fréquence plus élevée (3 % à 8 kHz, par exemple) contribue dans une plus large mesure au réchauffement du condensateur que la même amplitude à une fréquence plus basse (3 % à 4 kHz, par exemple). Par conséquent, un facteur de distorsion pondéré D est proposé (voir la Formule B.1) qui s'apparente au "facteur de distorsion harmonique pondéré partiel" (PWHC – partial weighted harmonic current) défini dans l'IEC 61000-3-12.

$$D = \sqrt{\sum_{f=2\text{kHz}}^{9\text{kHz}} \left(0,9 \cdot \left(\frac{f}{2\text{kHz}} + 0,5 \right) \cdot \frac{U_{LN,h}}{U_{LN,1}} \right)^2} \quad (\text{B.1})$$

Les tensions $U_{LN,h}$ de l'équation (B.1) doivent être mesurées entre la phase et le point neutre du réseau d'alimentation électrique. $U_{LN,1}$ est la fondamentale de cette tension d'alimentation. La méthode de mesure est conforme à l'IEC 61000-4-7:2002, Annexe B.

Selon l'environnement dans lequel l'AIC d'une catégorie particulière est destiné à être utilisé, il est recommandé que la conception de l'AIC ne dépasse pas le facteur de distorsion D (voir ci-dessous).

Les valeurs du facteur de distorsion D ont été déduites de la catégorie C1 d'AIC en appliquant la Formule B.1 à la Figure B.2 qui correspond également à la Figure B.1.

Pour la catégorie C3 d'AIC, les valeurs du facteur de distorsion D ont été déduites d'une extrapolation des valeurs de la catégorie C3 au-dessus de 150 kHz de l'IEC 61800-3 et de l'IEC 62040-2.

Les recommandations de conception de l'AIC données au Tableau B.1 pour la catégorie C2 sont raisonnablement comprises entre elles.

Tableau B.1 – Recommandation de conception de l'AIC pour un facteur de distorsion maximal dans la plage de fréquences comprises entre 2 kHz et to 9 kHz

D <	Catégorie recommandée de l'AIC
6 %	C1
8 %	C2
25 %	C3 inférieure à 100 A
60 %	C3 au-dessus de 100 A

B.2 Recommandations de conception pour les émissions conduites d'AIC basse tension dans le contexte raisonnable de fréquences supérieures comprises entre 9 kHz et 150 kHz

B.2.1 Généralités

Lorsqu'un produit est raccordé à un réseau pour obtenir l'énergie nécessaire à son fonctionnement, un effet secondaire peut être établi en termes de réinjection des harmoniques dans le réseau. Dès que le produit utilise la technologie de commutation de tension, la tension de perturbation apparaît en dessous et au-dessus de 150 kHz.

La tension de perturbation avec une fréquence supérieure à 150 kHz doit être conforme à la norme du produit, ces harmoniques étant donc mesurés par le fabricant.

Jusqu'à présent, dans la plage de fréquences comprises entre 2 kHz et 150 kHz, aucune limite d'émissions conduites n'a été définie dans les normes de produit CISPR 11 ou IEC. Les fabricants ne sont pas obligés de les vérifier, ces émissions étant la plupart du temps inconnues.

Précédemment dans le présent document, l'IEC TS 62578 propose des valeurs maximales pour les émissions conduites. Il paraît logique de comparer cette proposition à la réalité des produits déjà présents sur le marché.

Pour obtenir une déclaration relative aux émissions conduites générées par le produit déjà présent sur le marché, des données ont été rassemblées.

Le questionnaire a été envoyé par l'intermédiaire d'associations de fabricants (CEMEP, JEMA, NEMA et GAMBICA) de manière à rassembler toutes les mesures des fabricants de manière anonyme à l'aide de ces organisations.

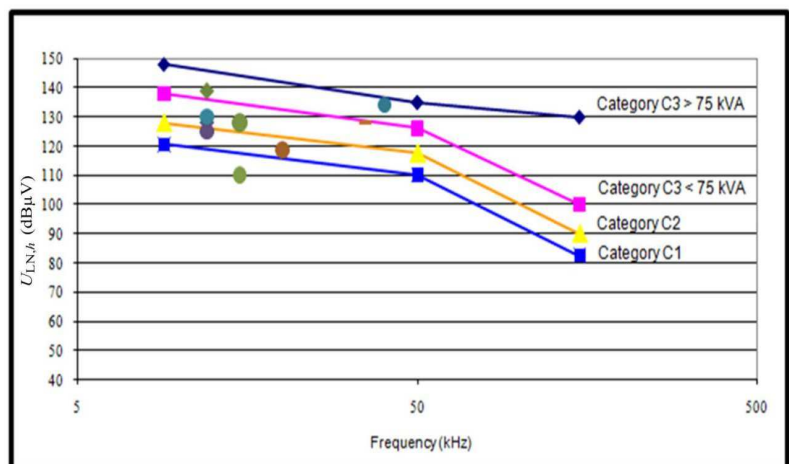
La demande consistait à obtenir 2 mesures en termes d'amplitude et de fréquence: l'un compris entre 9 kHz et 50 kHz et l'autre dans la bande de fréquences comprises entre 50 kHz et 150 kHz.

Les moyens et la méthode nécessaires pour ces mesures sont décrits dans le CISPR 16.

B.2.2 Résultats de la collecte de données

Les informations rassemblées pendant la période de collecte ont été réparties en 3 groupes. Le premier groupe concerne les produits présentant des caractéristiques assignées supérieures à 75 kVA, le deuxième les produits présentant des caractéristiques assignées inférieures à 75 kVA (les deux permettant un fonctionnement en environnement industriel) et le troisième les produits C1 et C2 pouvant être utilisés en environnement domestique avec ou sans attention particulière pendant l'installation.

Pour les produits C3 présentant des caractéristiques assignées supérieures à 75 kVA, les retours de l'ensemble de données ont indiqué quelques mesures dans la bande de fréquences comprises entre 9 kHz et 50 kHz (Figure B.10). Les amplitudes mesurées sont cohérentes avec l'amplitude maximale proposée dans l'IEC TS 62578 pour cette catégorie (ligne noire de la Figure B.10).

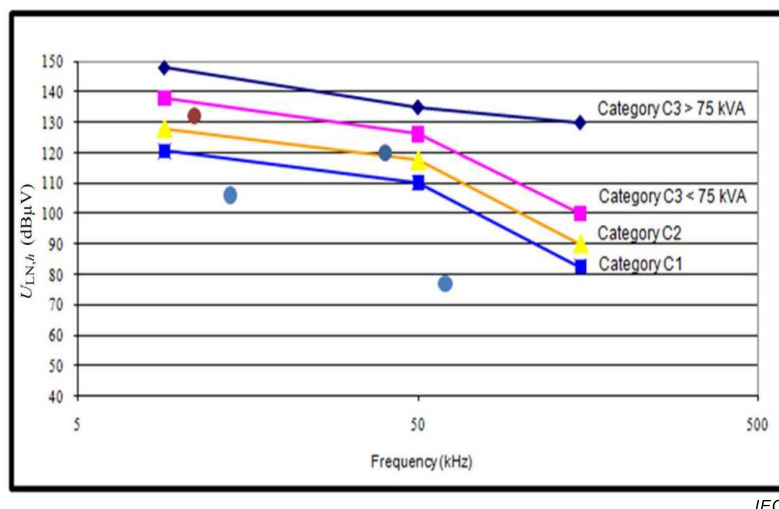


IEC

Anglais	Français
Category	Catégorie
Frequency	Fréquence

Figure B.10 – Résultats de la collecte de données par rapport aux valeurs maximales proposées dans l'IEC TS 62578 pour les produits présentant des caractéristiques assignées supérieures à 75 kVA

Pour les produits C3 présentant des caractéristiques assignées inférieures à 75 kVA, les retours de l'ensemble de données ont indiqué quelques mesures, mais ici encore, on peut constater la même cohérence entre les amplitudes mesurées et l'amplitude maximale proposée dans l'IEC TS 62578 (ligne rose de la Figure B.11).



Anglais	Français
Category	Catégorie
Frequency	Fréquence

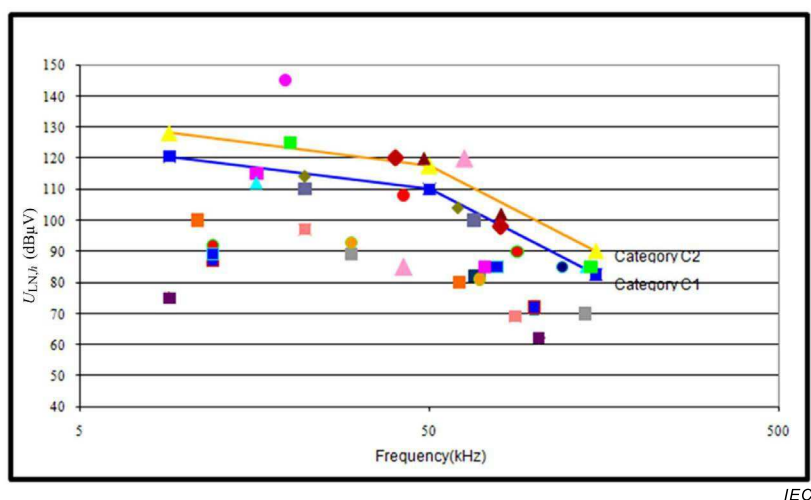
Figure B.11 – Résultats de la collecte de données par rapport aux valeurs maximales proposées dans l'IEC TS 62578 pour les produits présentant des caractéristiques assignées inférieures à 75 kVA

Pour les produits C1 et C2 qui peuvent être installés dans un environnement résidentiel, les retours de l'ensemble de données ont indiqué plus de mesures. Comparées à l'amplitude maximale proposée dans l'IEC TS 62578 (ligne bleue ou jaune de la Figure B.12), certains produits ont été mesurés avec des amplitudes supérieures à celle suggérée par la présente révision de l'IEC TS 62578.

Aucune information particulière n'ayant été donnée avec les mesures quant au marché et à l'application pour lesquels le produit a été développé, aucune information ne permet de comprendre les raisons pour lesquelles certaines mesures ont été réalisées avec des amplitudes inférieures à d'autres.

Ce qui est sûr, c'est que certains produits sont mesurés avec des amplitudes supérieures aux valeurs maximales suggérées par la présente révision de l'IEC TS 62578.

Au cas où les valeurs suggérées seraient inférieures, beaucoup plus de produits seraient affectés, en réalité une grande partie le serait car beaucoup de mesures sont proches de la ligne Catégorie 1 de la Figure B.12.



Anglais	Français
Category	Catégorie
Frequency	Fréquence

Figure B.12 – Résultats de la collecte de données par rapport aux valeurs maximales proposées dans l'IEC TS 62578 pour les produits présentant des caractéristiques assignées supérieures à 75 kVA

En conclusion générale, la proposition de l'IEC TS 62578 serait déjà rigoureuse pour les fabricants si elle était retenue pour les besoins de la normalisation.

B.2.3 Conclusions

Dans la plage de fréquences comprises entre 9 kHz et 150 kHz, un réseau d'impédance est déjà défini dans le CISPR 16. Il est donc recommandé d'utiliser le même réseau d'impédance pour les mesures réalisées sur un onduleur AIC. Dans la plage de fréquences comprises entre 2 kHz et 9 kHz, l'impédance de ligne est conforme à 5.2.5 avec les valeurs de paramètre données au Tableau 2.

Pour la définition des classes C1, C2, C3 (catégories d'AIC), voir l'IEC 61800-3 ou l'IEC 62040-2.

Les recommandations de conception pour les valeurs de quasi-crête maximales dans cette plage de fréquences sont présentées à la Figure B.13 et au Tableau B.2, comme suit:

Pour la catégorie C2 d'AIC, la recommandation de conception pour la valeur d'émission maximale à 9 kHz est de 128 dBμV (voir la Figure B.1). En commençant à cette valeur, les valeurs maximales recommandées jusqu'à 50 kHz peuvent diminuer en fonction du niveau d'immunité éventuel défini dans l'IEC 61000-4-10 et peuvent varier avec la fréquence au-dessus de 50 kHz pour être compatibles avec d'autres technologies.

Pour la catégorie C3 d'AIC inférieure à 100 A, la recommandation de conception pour la valeur d'émission maximale à 150 kHz est choisie conformément au CISPR 11. Pour les fréquences inférieures à 150 kHz, la marge par rapport aux valeurs de C2 est constante à 10 dB.

Pour la catégorie C3 d'AIC supérieure à 100 A, la recommandation de conception pour la valeur d'émission maximale à 150 kHz est choisie conformément au CISPR 11. A 9 kHz, la marge par rapport à C3 inférieure à 100 A est établie à 10 dB. Les valeurs correspondant aux fréquences intermédiaires suivent une ligne droite dans l'échelle logarithmique.

Pour la catégorie C1 d'AIC, la recommandation de conception pour la valeur d'émission maximale à 50 kHz est choisie conformément au CISPR 11. Pour les autres fréquences, la marge par rapport aux valeurs de C2 est constante à 7,5 dB.

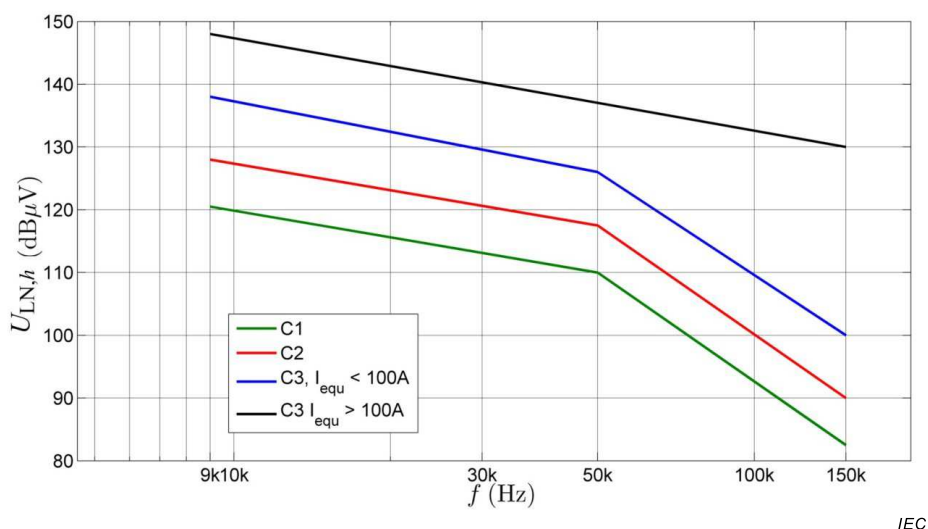


Figure B.13 – Valeurs d'émission maximales recommandées pour les AIC de différentes catégories dans la plage comprise entre 9 kHz et 150 kHz

Tableau B.2 – Valeurs d'émission maximales recommandées pour les AIC de différentes catégories dans la plage comprise entre 9 kHz et 150 kHz

	C1	C2	C3 $I_{equ} < 100 A$	C3 $I_{equ} > 100 A$
	Quasi-crête dB(μV)	Quasi-crête dB(μV)	Quasi-crête dB(μV)	Quasi-crête dB(μV)
9 kHz	120,5	128	138	148
50 kHz	110	117,5	127,5	137,5
150 kHz	82,5	90	100	130

NOTE Ces valeurs peuvent être remplacées par d'autres limites d'émission généralement convenues pour ce type d'équipement, publiées par le SC77A ou le CISPR.

Bibliographie

- [1] DEPENDBROCK, M.: Pulse Width Control of a 3-Phase Inverter with non-sinusoidal phase Voltages, IEEE/IAS International semiconductor power converter conference, 1977, Orlando, Florida, USA, S. 399 – 403.
- [2] GREEN, A.; BOYS, J.; GATES, G.: 3-phase voltage sourced reversible rectifier, IEEE Proceedings, Vol. 135, Pt. B, No. 6, November 1988.
- [3] WU, R.; DEWAN, S.; SLEMON, G.: A PWM a.c.-To-d.c. Converter with Fixed Switching Frequency, IEEE 1988.
- [4] BOOST, M.; ZIOGAS, P.: State-of-the-Art Carrier PWM Techniques: A Critical Evaluation, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No. 2, 3/4 1988.
- [5] DIXON, J.W.; OOI, B.T.: Dynamically stabilized indirect current controlled SPWM boost type 3-phase rectifier, IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. IE-34, 1988.
- [6] SUGIMOTO, H.; MORIMOTO, S.; Yano, M.: A high performance control method of a voltage-type PWM converter, PESC '88 Record (April 1988).
- [7] OHNISHI, T.: Three-Phase Voltage-Fed Type PWM Power Converter via Power Factor Control, Electrical Engineering in Japan, Vol. 111, No. 7, 1991.
- [8] WU, R.; DEWAN, S.; SLEMON, R.: Analysis of a PWM a.c. to d.c. Voltage Source Converter under Predicted Current Control with a Fixed Switching Frequency, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 4, 7/8 1991.
- [9] WEINHOLD, M.: Optimal Control and Appropriate Pulse Width Modulation for a Three-Phase Voltage d.c.-link PWM Converter, EPE Journal, Vol. 1, No. 2, October 1991, S. 139 – 148.
- [10] MORÁN, L.; ZIOGAS, P.; JOOS, G.: Design Aspects of Synchronous PWM Rectifier-Inverter Systems under unbalanced Input Voltage Conditions, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 6, 11/12 1992.
- [11] IWAJI, Y.; FUKUDA, S.: A Parameter Design Method of PWM Voltage Source Rectifier, Electrical Engineering in Japan, Vol. 112-D, No. 7, July 1993.
- [12] HOLTZ, J.: Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion, Proceedings of the IEEE, Vol. 82, No. 8, August 1994.
- [13] OLLILA, J.: A PWM-rectifier without current measurement, EPE Journal, Vol. 4, No. 2, Juni 1994
- [14] Borchering, H., Balzer, E.: Netrückwirkungen von Netzpulsstromrichtern im Einzel- und Parallelbetrieb in industriellen und öffentlichen Netzen, Hochschule Ostwestfalen Lippe, 2012
- [15] Balzer, E., Borchering, H., Garbe, H.: Messung der Netzimpedanz im Frequenzbereich bis 20 kHz und Analyse der Oberschwingungen. EMV, International Congress on Electromagnetic Compatibility, pages 511–518, Stuttgart, September 2010
- [16] HEUCK, K., DETTMANN, K. SCHULZ, D.: Electric power supply, 7th Edition, Vieweg Verlag, Hamburg, 2007

- [17] Leszek S. Czamecki and Zbigniew Staroszczyk, "On-Line Measurement of Equivalent Parameters for Harmonic Frequencies of a Power Distribution System and Load", IEEE Trans. on INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, Vol. 45, No. 2, April 1996
- [18] Brochure of HAAG, "EWS 120 Netzimpedanz – Messgerät"
- [19] Toru Miki et.al. "Estimation of Backward Impedance on Low-Voltage Distribution System using Measured Resonant Current", Trans. on PE of IEEEJ, Vol.128, No.3, 2008
- [20] S. Nishimura et.al., "Advanced Islanding Phenomenon Detection Method for Dispersed Power Sources and a New Product ", Technical report of Nissin Electric, Vol. 46, No. 2, May 2001
- [21] M. B. Harris et.al., "INSTRUMENTATION FOR MEASUREMENT OF LINE IMPEDANCE", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings, Vol.2, pp.887-893
- [22] Knop, Andre; Fuchs, Friedrich W.: High Frequency Grid Impedance Analysis with Three-Phase Converter and FPGA-Based Controller; IEEE Compatibility and Power Electronics (CPE), 2009 7th International Conference-Workshop, pp. 286 – 291, Badajoz, Spain.
- [23] GOEPFRICH,K.; REBBEREH,C.; SACK,L.: Fundamental frequency front end converter (F3E) – a d.c.-link drive converter without an electrolytic capacitor, PCIM Europe 2003, International exhibition and conference for power electronics, intelligent motion, power quality, Nuremberg, DE, May 20 – 22, 2003
- [24] BURGHOLTE A.; SCHIRMANN U.; WESNER C.: limits of harmonics and accuracy of the measurement
- [25] KOLAR, J. W., ERTL, H., ZACH, F., "Quasi-dual modulation of three-phase PWM converters", IEEE Trans. on Industry Appl., 1993, vol. 29, no. 2, pp. 313-318
- [26] KOLAR, J. W., ERTL, H., ZACH, F. C., "Analysis of the duality of three phase PWM converters with d.c. voltage link and d.c. current link", Conf. Rec. IAS Ann. Mtg., San Diego CA, Oct. 2-5, 1989, vol. 1, pp. 724-737
- [27] ZMOOD, D. N., HOLMES, D. G., "A generalised approach to the modulation of current source inverters", Power Electr. Spec. Conf., 1998, vol. 1, pp. 739-745
- [28] ESPINOZA, J. R., JOOS, G., GUZMAN, J. I., MORAN, L. A., BURGOS, R. P., "Selective harmonic elimination and current/voltage control in current/voltage-source topologies: a unified approach", IEEE Trans. on Industrial Electr., Feb. 2001, vol. 48, no. 1, pp. 71-81
- [29] SCHROEDER, D., Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen, Springer, Berlin, 2001
- [30] SATO, Y., KATAOKA, T., "A current-type PWM rectifier with active damping function", IEEE Trans. on Industry Appl., May-June 1996, vol. 32, no. 3, pp. 533-541
- [31] MA, J. D., WU, B., RIZZO, S., "Active damping control of PWM CSI high power induction motor drives", Power Electr. Spec. Conf., 2000, vol. 1, pp. 61-66

- [32] KARSHENAS, H. R., KOJORI, H. A., DEWAN, S. B., "Generalized techniques of selective harmonic elimination and current control in current source inverters/converters", IEEE Trans. on Power Electr., Sept. 1995, vol. 10, no. 5, pp. 566-573
- [33] ZAGARI, N., PANDE, M., WISEMAN, J., RIZZO, S., "A Medium Voltage a.c. Drive with Active Front End and Improved Performance", European Conference on Power Electronics 2001, proceedings on CD
- [34] SUH, Y., STEINKE, J., STEIMER, P., "Efficiency Comparison of Voltage Source and Current Source Drive System for Medium Voltage Applications", European Conference on Power Electronics 2005, proceedings on CD
- [35] IEC 61000-4-19, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-19: Techniques d'essai et de mesure – Essai pour l'immunité aux perturbations conduites en mode différentiel et à la signalisation dans la gamme de fréquences de 2 kHz à 150 kHz, aux accès de puissance à courant alternatif*
- [36] CLC/TR 50627, *Study Report on Electromagnetic Interference between Electrical Equipment/Systems in the Frequency Range Below 150 kHz Ed. 2²*
- [37] IEC 62040-2, *Alimentations sans interruption (ASI) – Partie 2: Exigences pour la compatibilité électromagnétique (CEM)*

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