

SPÉCIFICATION
TECHNIQUE

CEI
IEC

TECHNICAL
SPECIFICATION

TS 61287-2

Première édition
First edition
2001-10

**Convertisseurs de puissance embarqués
sur le matériel roulant ferroviaire –**

**Partie 2:
Informations techniques supplémentaires**

**Power convertors installed on board
railway rolling stock –**

**Part 2:
Additional technical information**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC/TS 61287-2:2001

Numérotation des publications

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

Editions consolidées

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

Informations supplémentaires sur les publications de la CEI

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

- **Site web de la CEI (www.iec.ch)**
- **Catalogue des publications de la CEI**

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

- **IEC Just Published**

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

- **Service clients**

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

Email: custserv@iec.ch
Tél: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00

Publication numbering

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

Consolidated editions

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

Further information on IEC publications

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

- **IEC Web Site (www.iec.ch)**
- **Catalogue of IEC publications**

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

- **IEC Just Published**

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

- **Customer Service Centre**

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

Email: custserv@iec.ch
Tel: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00

SPÉCIFICATION TECHNIQUE

**CEI
IEC**

TECHNICAL SPECIFICATION

TS 61287-2

Première édition
First edition
2001-10

Convertisseurs de puissance embarqués sur le matériel roulant ferroviaire –

Partie 2: Informations techniques supplémentaires

Power convertors installed on board railway rolling stock –

Part 2: Additional technical information

© IEC 2001 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite ni utilisée sous quelque forme que ce soit et par aucun procédé, électronique ou mécanique, y compris la photocopie et les microfilms, sans l'accord écrit de l'éditeur.

No part of this publication may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and microfilm, without permission in writing from the publisher.

International Electrotechnical Commission
Telefax: +41 22 919 0300

3, rue de Varembe Geneva, Switzerland
e-mail: inmail@iec.ch IEC web site <http://www.iec.ch>



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE **XD**

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

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	8
1 Domaine d'application et aspect général.....	12
1.1 Domaine d'application	12
1.2 Catégories de convertisseurs	12
1.3 Information technique.....	12
1.4 Caractéristiques des convertisseurs	14
2 Références normatives.....	18
3 Convertisseurs directs.....	18
3.1 Redresseurs à commutation externe	18
3.2 Redresseurs autocommutés.....	50
3.3 Hacheurs	56
3.4 Onduleurs	96
4 Convertisseurs indirects	120
4.1 Classification des convertisseurs indirects.....	120
4.2 Circuits et comportement de base des convertisseurs indirects.....	120
4.3 Caractéristiques de base des convertisseurs indirects	120
4.4 Principe de commande des convertisseurs indirects	120
4.5 Convertisseurs indirects multiples	122
4.6 Analyse des convertisseurs indirects	122
5 Convertisseurs pour matériel roulant multisource.....	122
5.1 Classification des convertisseurs.....	122
5.2 Circuits et comportement de base des convertisseurs.....	122
5.3 Caractéristiques de base des convertisseurs	122
5.4 Principe de commande des convertisseurs	122
5.5 Convertisseurs à configurations multiples.....	122
5.6 Analyse des convertisseurs	122
Annexe A (normative). Représentations graphiques	124
Figure 1 – Connexions de base.....	20
Figure 2 – Connexions en cascade	20
Figure 3 – Circuit du redresseur à prendre en compte	22
Figure 4 – Plages des modes opératoires	24
Figure 5 – Circuit de base d'un redresseur homogène à étage unique	26
Figure 6 – Modèle d'une connexion générale en cascade à étages multiples	30
Figure 7 – Régulation de tension continue (voir figure A.7).....	32
Figure 8 – Courant alternatif côté ligne (voir figure A.11).....	34
Figure 9 – Facteur de puissance global (voir figure A.9)	36
Figure 10 – Facteur de déphasage (voir figure A.10).....	38
Figure 11 – Redresseur à étages multiples (redresseur en cascades à m étages)	42

CONTENTS

FOREWORD	9
1 Scope and general aspects	13
1.1 Scope	13
1.2 Convertor categories	13
1.3 Technical information	13
1.4 Convertor characteristics	15
2 Normative references	19
3 Direct convertors	19
3.1 External commutated rectifiers	19
3.2 Self-commutated rectifiers	51
3.3 Choppers	57
3.4 Inverters	97
4 Indirect convertors	121
4.1 Classification of indirect convertors	121
4.2 Circuits and basic behaviour of indirect convertors	121
4.3 Basic characteristics of the indirect convertors	121
4.4 Control scheme of indirect convertors	121
4.5 Multiple indirect convertors	123
4.6 Analysis of indirect convertors	123
5 Convertors for multi-supply rolling stock	123
5.1 Classification of convertors	123
5.2 Circuits and basic behaviour of convertors	123
5.3 Basic characteristics of convertors	123
5.4 Control scheme of convertors	123
5.5 Multiple convertors	123
5.6 Analysis of convertors	123
Annex A (normative) . Graphic representations	124
Figure 1 – Basic connections	21
Figure 2 – Cascade connections	21
Figure 3 – Rectifier circuit to be considered	23
Figure 4 – Ranges of operation modes	25
Figure 5 – Basic single-stage uniform bridge rectifier circuit	27
Figure 6 – Model for general multi-stage cascade connection	31
Figure 7 – DC voltage regulation (see figure A.7)	33
Figure 8 – AC line side current (see figure A.11)	35
Figure 9 – Total power factor (see figure A.9)	37
Figure 10 – Displacement factor (see figure A.10)	39
Figure 11 – Multi-stage rectifier (m-stage cascade rectifier)	43

Figure 12 – Circuit secondaire équivalent pour redresseur en cascade (étage de pleine tension)	23
Figure 13 – Redresseur à étage unique équivalent pour redresseur en cascade (étage de pleine tension)	44
Figure 14 – Circuit secondaire équivalent pour redresseur en cascade (étage à tension régulée)	24
Figure 15 – Redresseur à étage unique équivalent pour redresseur en cascade (étage à tension régulée)	46
Figure 16 – Modèle équivalent à deux étages	48
Figure 17 – Redresseur autocommuté monophasé (à pont intégral)	52
Figure 18 – Forme d'onde caractéristique du redresseur autocommuté	54
Figure 19 – Redresseurs de tension autocommutés multiples	54
Figure 20 – Configuration de base du redresseur de courant autocommuté	54
Figure 21 – Hacheur rhéostatique	58
Figure 22 – Circuit de base d'un hacheur abaisseur	58
Figure 23 – Forme d'onde de base d'un hacheur abaisseur	60
Figure 24 – Coefficient de l'ondulation du courant de sortie	64
Figure 25 – Circuit de base d'un hacheur élévateur	64
Figure 26 – Forme d'onde de base d'un hacheur élévateur	64
Figure 27 – Courbes caractéristiques de base de la commande d'un hacheur abaisseur	64
Figure 28 – Courbes caractéristiques de base de la commande d'un hacheur élévateur	66
Figure 29 – Configurations du circuit de base d'un hacheur multiphase et multiple	68
Figure 30 – Imprécision due à l'ondulation d'un courant de sortie	74
Figure 31 – Circuit côté entrée du hacheur	76
Figure 32 – Caractéristiques de la fréquence d'entrée	76
Figure 33 – Formes d'ondes des courants de sortie d'un hacheur	78
Figure 34 – Limites entre le mode continu et le mode intermittent	80
Figure 35 – Rapport entre les modes continu et intermittent du courant de sortie et le taux de conduction	80
Figure 36 – Imprécision due à l'ondulation du courant d'entrée	86
Figure 37 – Circuit côté sortie d'un hacheur	88
Figure 38 – Caractéristiques des fréquences de sortie	88
Figure 39 – Formes d'onde de l'intensité d'entrée d'un hacheur	90
Figure 40 – Rapport entre les modes continu/intermittent de l'intensité d'entrée et le taux de conduction	92
Figure 41 – Rapport entre les modes continu/intermittent de l'intensité d'entrée et le taux de conduction	92
Figure 42 – Onduleur de tension monophasé à pont intégral	98
Figure 43 – Onduleur de tension triphasé à pont intégral	100
Figure 44 – Configuration du circuit de base d'un onduleur de tension	100
Figure 45 – Onduleur monophasé à pont intégral	100
Figure 46 – Onduleur triphasé à pont intégral	102

Figure 12 – Equivalent secondary circuit for cascade rectifier (full-voltage stage)	24
Figure 13 – Equivalent single-stage rectifier for cascade rectifier (full-voltage stage)	45
Figure 14 – Equivalent secondary circuit for cascade rectifier (controlled-voltage stage)	25
Figure 15 – Equivalent single-stage rectifier for cascade rectifier (controlled-voltage stage) ..	47
Figure 16 – Equivalent two-stage model	49
Figure 17 – Single-phase self-commutated rectifier (full bridge type)	53
Figure 18 – Typical waveform of the self-commutated rectifier	55
Figure 19 – Voltage-stiff multiple self-commutated rectifiers	55
Figure 20 – Basic configuration of current-stiff self-commutated rectifier	55
Figure 21 – Resistance chopper	59
Figure 22 – Basic circuit of a step-down chopper	59
Figure 23 – Basic waveform of a step-down chopper	61
Figure 24 – Coefficient of output current ripple	65
Figure 25 – Basic circuit of a step-up chopper	65
Figure 26 – Basic waveform of a step-up chopper	65
Figure 27 – Basic characteristic curves under the control of a step-down chopper	65
Figure 28 – Basic characteristic curves under the control of a step-up chopper	67
Figure 29 – Basic circuit configurations of a multiphase and multiple chopper	69
Figure 30 – Inaccuracy due to the ripple of an output current	75
Figure 31 – Circuit on the input side of a chopper	77
Figure 32 – Frequency characteristics of the input	77
Figure 33 – Waveforms of output currents of a chopper	79
Figure 34 – Operation of boundary between continuous and intermittent	81
Figure 35 – Relation between the conduction ratio and continuous/intermittent output current modes	81
Figure 36 – Inaccuracy due to the ripple of an input current	87
Figure 37 – Circuit in the output side of a chopper	89
Figure 38 – Frequency characteristics of the output	89
Figure 39 – Waveforms of the input current of a chopper	91
Figure 40 – Relation between the conduction ratio and continuous/intermittent input current modes	93
Figure 41 – Relation between the conduction ratio and continuous/intermittent input current modes	93
Figure 42 – Full bridge, single-phase, voltage-stiff inverter	99
Figure 43 – Full bridge, three-phase, voltage-stiff inverter	101
Figure 44 – Basic circuit configuration of a voltage-stiff inverter	101
Figure 45 – Full-bridge, single-phase inverter	101
Figure 46 – Full-bridge, three-phase inverter	103

Figure 47 – Configuration du circuit de base d'un onduleur de courant	102
Figure 48 – Forme d'ondes caractéristiques d'entrée et de sortie d'un onduleur de tension triphasé	102
Figure 49 – Formes d'ondes caractéristiques d'entrée et de sortie d'un onduleur de courant triphasé.....	104
Figure 50 – Modulation de largeur d'impulsions de type synchrone et asynchrone	106
Figure 51 – Représentation caractéristique de la modulation de largeur d'impulsions.....	108
Figure 52 – Combinaisons usuelles d'onduleurs	108
Figure 53 – Forme d'onde de sortie de l'onduleur	110
Figure 54 – Tension de sortie harmonique d'un onduleur.....	110
Figure 55 – Circuit équivalent d'un moteur asynchrone pour le $n^{\text{ième}}$ harmonique	112
Figure 56 – Circuit équivalent d'un moteur synchrone pour le $n^{\text{ième}}$ harmonique ($n \geq 2$)	114
Figure 57 – Spectre de fréquences du courant d'entrée de l'onduleur	116
Figure 58 – Circuit côté entrée de l'onduleur	118
Figure 59 – Caractéristiques des fréquences d'un filtre d'entrée	120
Figures A.1 à A.13.....	63 à 94
Tableau 1 – Convertisseurs directs pour matériel roulant	14
Tableau 2 – Convertisseurs indirects pour matériel roulant.....	16
Tableau 3 – Convertisseurs multisource pour matériel roulant.....	16
Tableau 4 – Systèmes de convertisseur	16
Tableau 5 – Classification des redresseurs à commutation externe	22
Tableau 6 – Précision du calcul à partir du modèle équivalent à deux étages	48
Tableau 7 – Classification des redresseurs autocommutés.....	50
Tableau 8 – Configuration de base du circuit des hacheurs	58
Tableau 9 – Fonctionnement d'un hacheur abaisseur	70
Tableau 10 – Fonctionnement d'un hacheur élévateur.....	82
Tableau 11 – Fonctionnement d'un hacheur de courant à deux quadrants	92
Tableau 12 – Fonctionnement d'un hacheur de tension à deux quadrants.....	94
Tableau 13 – Fonctionnement d'un hacheur à quatre quadrants	96
Tableau 14 – Classification d'un onduleur	98
Tableau 15 – Principaux types de modulation.....	106
Tableau 16 – Paramètres du spectre de fréquences de la tension de sortie.....	112
Tableau 17 – Paramètres du spectre de fréquences du courant d'entrée	116

Figure 47 – Basic circuit configuration of a current-stiff inverter.....	103
Figure 48 – Typical input/output waveforms of a three-phase, voltage-stiff inverter	103
Figure 49 – Typical input/output waveform of a three-phase, current-stiff inverter	105
Figure 50 – Synchronous/asynchronous PWM.....	107
Figure 51 – Typical PWM schemes	109
Figure 52 – Typical combinations of inverters.....	109
Figure 53 – Inverter output waveform	111
Figure 54 – Harmonic output voltage of an inverter	111
Figure 55 – Equivalent circuit of an asynchronous motor for the n th harmonic	113
Figure 56 – Equivalent circuit of a synchronous motor for the n th harmonic ($n \geq 2$).....	115
Figure 57 – Frequency spectrum of the input current of the inverter.....	117
Figure 58 – Circuit on the input side of an inverter	119
Figure 59 – Frequency characteristics of an input filter.....	121
Figures A.1 to A.13.....	63 to 94
Table 1 – Direct convertors for rolling stock	15
Table 2 – Indirect convertors for rolling stock	17
Table 3 – Convertors for multi-supply rolling stock	17
Table 4 – Converter systems	17
Table 5 – Classification of external commutated rectifiers	23
Table 6 – Accuracy of the calculation by the equivalent two-stage model.....	49
Table 7 – Classification of the self-commutated rectifiers	51
Table 8 – Basic circuit configuration of choppers.....	59
Table 9 – Operation of step-down chopper	71
Table 10 – Operation of step-up chopper	83
Table 11 – Operation of a current-stiff, two-quadrant chopper	93
Table 12 – Operation of a voltage-stiff two-quadrant chopper	95
Table 13 – Operation of a four-quadrant chopper	97
Table 14 – Inverter classification.....	99
Table 15 – Typical modulation schemes.....	107
Table 16 – Parameters for frequency spectrum of output voltage.....	113
Table 17 – Parameters for frequency spectrum of input current.....	117

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

CONVERTISSEURS DE PUISSANCE EMBARQUÉS SUR LE MATÉRIEL ROULANT FERROVIAIRE –

Partie 2: Informations techniques supplémentaires

AVANT-PROPOS

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

La tâche principale des comités d'études de la CEI 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.

La CEI 61287-2, qui est une spécification technique, a été établie par le comité d'études 9 de la CEI: Matériel électrique ferroviaire.¹⁾

Le texte de cette spécification technique est issu des documents suivants:

Projet d'enquête	Rapport de vote
22D/43/CDV	22D/44/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.

¹⁾ Le comité d'études 9 de la CEI a repris les travaux du sous-comité 22D: Convertisseurs électroniques de puissance pour le matériel roulant, du comité d'études 22 de la CEI: Electronique de puissance.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**POWER CONVERTORS INSTALLED ON
BOARD RAILWAY ROLLING STOCK –****Part 2: Additional technical information**

FOREWORD

- 1) The IEC (International Electrotechnical Commission) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of the IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, the IEC publishes International Standards. Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. The IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested National Committees.
- 3) The documents produced have the form of recommendations for international use and are published in the form of standards, technical specifications, technical reports or guides and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 4) In order to promote international unification, IEC National Committees undertake to apply IEC International Standards transparently to the maximum extent possible in their national and regional standards. Any divergence between the IEC Standard and the corresponding national or regional standard shall be clearly indicated in the latter.
- 5) The IEC provides no marking procedure to indicate its approval and cannot be rendered responsible for any equipment declared to be in conformity with one of its standards.
- 6) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this technical specification may be the subject of patent rights. The 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.

IEC 61287-2, which is a technical specification, has been prepared by IEC technical committee 9: Electric railway equipment.¹⁾

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

Enquiry draft	Report on voting
22D/43/CDV	22D/44/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.

¹⁾ IEC technical committee 9 has taken over the work of subcommittee 22D: Electronic power convertors for rolling stock, of IEC technical committee 22: Power electronics.

Cette publication a été rédigée selon les Directives ISO/CEI, Partie 3.

La CEI 61287 est formée des parties suivantes parues sous le titre général *Convertisseurs de puissance embarqués sur le matériel roulant ferroviaire*

- Partie 1: Caractéristiques et méthodes d'essais
- Partie 2: Informations techniques supplémentaires

Cette première édition de la CEI 61287-2 annule et remplace la CEI 60411-2, parue en 1978.

L'annexe A fait partie intégrante de cette spécification technique.

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant 2010. A cette date, la publication sera

- transformée en Norme internationale;
- reconduite;
- supprimée;
- remplacée par une édition révisée, ou
- amendée.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC TS 61287-2:2001

This publication has been drafted in accordance with the ISO/IEC Directives, Part 3.

IEC 61287 consists of the following parts under the general title *Power convertors installed on board railway rolling stock*

- Part 1: Characteristics and test methods
- Part 2: Additional technical information

This first edition of IEC 61287-2 cancels and replaces IEC 60411-2, published in 1978.

Annex A forms an integral part of this technical specification.

The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until 2010. At this date, the publication will be

- transformed into an International Standard;
- reconfirmed;
- withdrawn;
- replaced by a revised edition, or
- amended.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC TS 61287-2:2001

CONVERTISSEURS DE PUISSANCE EMBARQUÉS SUR LE MATÉRIEL ROULANT FERROVIAIRE –

Partie 2: Informations techniques supplémentaires

1 Domaine d'application et aspect général

1.1 Domaine d'application

La présente spécification technique décrit la configuration des circuits de base, les méthodes de commande, les modes opérationnels et le comportement des convertisseurs électriques pour matériel roulant, comme les redresseurs à commutation externe, les redresseurs auto-commutés, les onduleurs et les hacheurs. Elle présente les schémas et les méthodes les plus usuels, sans prétendre à l'exhaustivité.

Cette spécification technique a pour but de fournir des informations techniques complémentaires aux normes de la série CEI 61287.

La présente spécification permet principalement de calculer des quantités, telles que la tension et le courant d'entrée et de sortie, le spectre de fréquences de la tension et de l'intensité ainsi que les ondulations et les harmoniques de la tension et du courant.

1.2 Catégories de convertisseurs

Les convertisseurs suivants, dont les configurations de base sont représentées en 1.4, sont décrits dans la présente spécification:

- a) convertisseurs directs:
 - 1) redresseurs à commutation externe;
 - 2) redresseurs autocommutés;
 - 3) hacheurs;
 - 4) onduleurs;
- b) convertisseurs indirects;
- c) convertisseurs multisources pour matériel roulant.

1.3 Information technique

Les éléments pour chaque convertisseur, décrits en 1.2, sont les suivants:

- a) classification;
- b) circuits et comportement de base;
- c) caractéristiques fondamentales;
- d) schéma de contrôle;
- e) convertisseurs multiples et multiphases;
- f) analyse.

POWER CONVERTORS INSTALLED ON BOARD RAILWAY ROLLING STOCK –

Part 2: Additional technical information

1 Scope and general aspects

1.1 Scope

This technical specification shows basic circuit configurations, control methods, operation modes and behaviour of electric power convertors for rolling stock such as external commutated rectifiers, self-commutated rectifiers, choppers and inverters. It describes typical charts and methods, but does not claim to be exhaustive.

This technical specification is intended to provide supplementary technical information in the standards of the IEC 61287 series.

The main purpose of this specification is to calculate power quantities such as input/output voltage, input/output current, frequency spectrum of voltage/current, voltage/current ripple and voltage/current harmonics.

1.2 Convertor categories

The following convertors, whose fundamental structures are given in 1.4, are described in this specification:

- a) direct convertors:
 - 1) external commutated rectifiers;
 - 2) self-commutated rectifiers;
 - 3) choppers;
 - 4) inverters;
- b) indirect convertors;
- c) convertors for multi-supply rolling stock.

1.3 Technical information

The items of each convertor in 1.2 are as follows:

- a) classification;
- b) circuits and basic behaviour;
- c) basic characteristics;
- d) control scheme;
- e) multiphase and multiple convertors;
- f) analysis.

1.4 Caractéristiques des convertisseurs

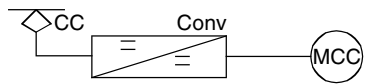
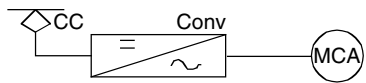
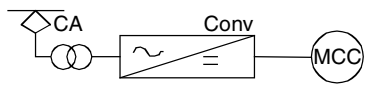
Les caractéristiques des convertisseurs sont soit spécifiées suivant la liste ci-dessous, soit calculées à partir des données mentionnées dans les figures et des explications sur la manière de les calculer. Les convertisseurs à étages multiples à commutation externe sont transformés en convertisseurs équivalents à deux étages, et les caractéristiques sont calculées à partir de ces modèles. La méthode permettant de définir des modèles de réduction du nombre d'étages est donnée dans la présente spécification.

Les caractéristiques de convertisseurs sont données dans la liste suivante:

- a) caractéristiques de sortie des convertisseurs:
 - 1) tension moyenne et/ou efficace;
 - 2) courant moyen et/ou efficace;
 - 3) harmoniques de tension et de courant;
 - 4) ondulations de tension et de courant;
- b) caractéristiques d'entrée des convertisseurs:
 - 1) tension moyenne et/ou efficace;
 - 2) courant moyen et/ou efficace;
 - 3) harmoniques de tension et de courant;
 - 4) ondulations de tension et de courant;
- c) caractéristiques côté source d'alimentation:
 - 1) courant moyen et/ou efficace;
 - 2) harmoniques du courant;
 - 3) ondulations du courant;
 - 4) facteur de puissance (dans le cas de sources d'alimentation alternative);
- d) caractéristiques côté charges:
 - 1) tension moyenne et/ou efficace;
 - 2) courant moyen et/ou efficace;
 - 3) harmoniques du courant;
 - 4) ondulations du courant;
 - 5) facteur de puissance (dans le cas de sources d'alimentation alternative).

Les tableaux 1 à 4 représentent les configurations de base de convertisseurs, ainsi que les systèmes de convertisseurs.

Tableau 1 – Convertisseurs directs pour matériel roulant

N° 1		Conv: Hacheur
N° 2		Conv: Onduleur
N° 3		Conv: Redresseur

1.4 Converter characteristics

The converter characteristics are either indicated in the data following the list below or calculated from the data in the figures and the explanations on how to calculate them. Multistage external commutated converters are reduced to equivalent two-stage external commutated converter models, and the characteristics are calculated from the two-stage models. Modelling of the stage reduction is explained in this specification.

Converter characteristics are given in the following list:

- a) output characteristics of the converters:
 - 1) average and/or r.m.s. voltage;
 - 2) average and/or r.m.s. current;
 - 3) voltage/current harmonics;
 - 4) voltage/current ripple;
- b) input characteristics of the converters:
 - 1) average and/or r.m.s. voltage;
 - 2) average and/or r.m.s. current;
 - 3) voltage/current harmonics;
 - 4) voltage/current ripple;
- c) characteristics on the input side of power sources:
 - 1) average and/or r.m.s. current;
 - 2) current harmonics;
 - 3) current ripple;
 - 4) power factor (in the case of a.c. power sources);
- d) characteristics on the input side of loads:
 - 1) average and/or r.m.s. voltage;
 - 2) average and/or r.m.s. current;
 - 3) current harmonics;
 - 4) current ripple;
 - 5) power factor (in the case of a.c. power sources).

The fundamental structures of the converters, including converter systems, are illustrated in tables 1 to 4.

Table 1 – Direct converters for rolling stock

No. 1		Conv: Chopper
No. 2		Conv: Inverter
No. 3		Conv: Rectifier

Tableau 2 – Convertisseurs indirects pour matériel roulant

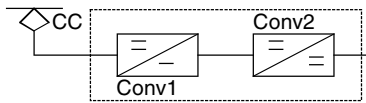
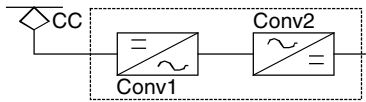
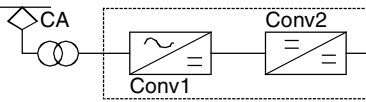
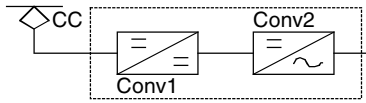
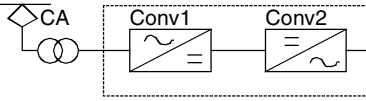
N° 1		Conv1: Hacheur Conv2: Hacheur
N° 2		Conv1: Onduleur Conv2: Redresseur
N° 3		Conv1: Redresseur Conv2: Hacheur
N° 4		Conv1: Hacheur Conv2: Onduleur
N° 5		Conv1: Redresseur Conv2: Onduleur

Tableau 3 – Convertisseurs multisources pour matériel roulant

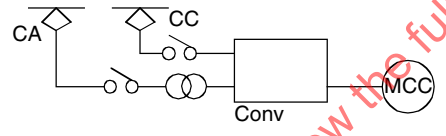
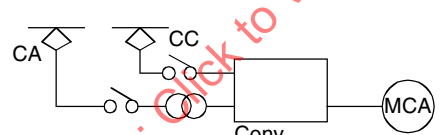
N° 1		Ligne d'alimentation en courant continu Conv: Hacheur
		Ligne d'alimentation en courant alternatif Conv: Redresseur ou convertisseur alternatif-continu indirect
N° 2		Ligne d'alimentation en courant continu Conv: Onduleur ou convertisseur continu-alternatif indirect
		Ligne d'alimentation en courant alternatif Conv: Convertisseur alternatif-alternatif indirect

Tableau 4 – Systèmes de convertisseur

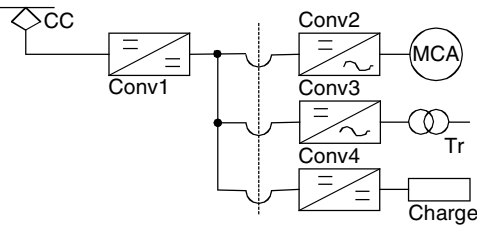
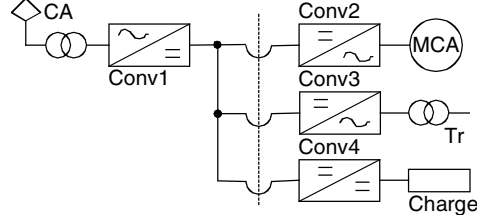
N° 1		Conv: Hacheur Conv: Onduleur Conv: Onduleur Conv: Hacheur
N° 2		Conv: Redresseur Conv: Onduleur Conv: Onduleur Conv: Hacheur

Table 2 – Indirect convertors for rolling stock

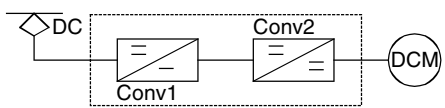
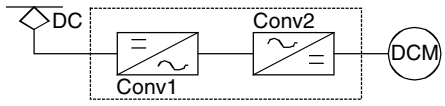
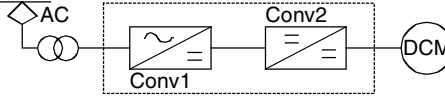
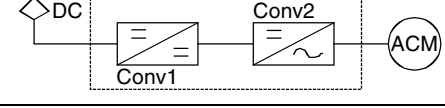
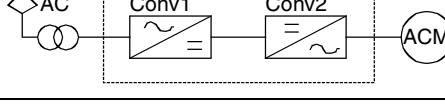
No. 1		Conv1: Chopper Conv2: Chopper
No. 2		Conv1: Inverter Conv2: Rectifier
No. 3		Conv1: Rectifier Conv2: Chopper
No. 4		Conv1: Chopper Conv2: Inverter
No. 5		Conv1: Rectifier Conv2: Inverter

Table 3 – Convertors for multi-supply rolling stock

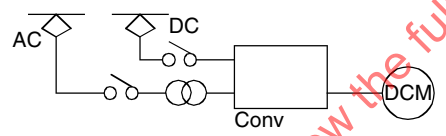
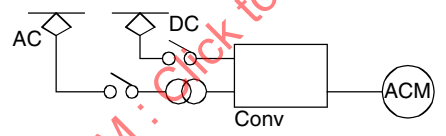
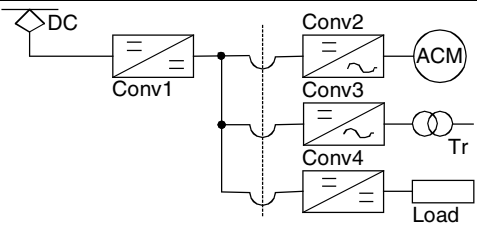
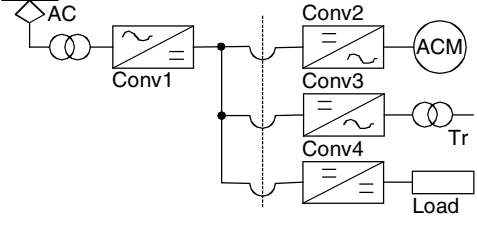
No. 1		DC line Conv: Chopper
		AC line Conv: Rectifier or indirect a.c./d.c. convertor
No. 2		DC line Conv: Inverter or indirect d.c./a.c. convertor
		AC line Conv: Indirect a.c./a.c. convertor

Table 4 – Converter systems

No. 1		Conv: Chopper Conv: Inverter Conv: Inverter Conv: Chopper
No. 2		Conv: Rectifier Conv: Inverter Conv: Inverter Conv: Chopper

2 Références normatives

Les documents normatifs suivants contiennent des dispositions qui, par suite de la référence qui y est faite, constituent des dispositions valables pour la présente partie de la CEI 61287. Pour les références datées, les amendements ultérieurs ou les révisions de ces publications ne s'appliquent pas. Toutefois, les parties prenantes aux accords fondés sur la présente partie de la CEI 61287 sont invitées à rechercher la possibilité d'appliquer les éditions les plus récentes des documents normatifs indiqués ci-après. Pour les références non datées, la dernière édition du document normatif en référence s'applique. Les membres de la CEI et de l'ISO possèdent le registre des Normes internationales en vigueur.

CEI 61287-1:1995, *Convertisseurs de puissance embarqués sur le matériel roulant ferroviaire – Partie 1: Caractéristiques et méthodes d'essais*

3 Convertisseurs directs

3.1 Redresseurs à commutation externe

3.1.1 Description générale

3.1.1.1 Connexions de base

Le convertisseur est composé d'un pont unique avec deux connexions: une première connexion où tous les bras du pont sont uniformément composés de thyristors ou de diodes (connexion homogène); une seconde où les bras sont composés à la fois de thyristors et de diodes (connexion hétérogène) (voir figure 1).

3.1.1.2 Connexions en cascade

Le convertisseur est composé de deux ponts, ou plus, connectés en série.

Si l'on utilise des thyristors, les ponts sont commandés séquentiellement, étage par étage (voir figure 2).

3.1.1.3 Méthodes de commande de phase

Il existe deux catégories de commande pour les connexions homogènes: les commandes symétriques et les commandes asymétriques. Les connexions hétérogènes peuvent être considérées comme un cas particulier de commande asymétrique.

3.1.1.4 Modes opératoires

Les caractéristiques d'un circuit redresseur dépendent non seulement de sa connexion et de sa méthode de commande de phase, mais aussi du mode opératoire.

Il existe de nombreux modes opératoires dans un circuit redresseur monophasé à thyristors. Parmi ces modes, seules les applications présentant un intérêt pratique sont prises en compte dans cette spécification.

2 Normative references

The following normative documents contain provisions which, through reference in this text, constitute provisions of this part of IEC 61287. For dated references, subsequent amendments to, or revisions of, any of these publications do not apply. However, parties to agreements based on this part of IEC 61287 are encouraged to investigate the possibility of applying the most recent editions of the normative documents indicated below. For undated references, the latest edition of the normative document referred to applies. Members of IEC and ISO maintain registers of currently valid International Standards.

IEC 61287-1:1995, *Power convertors installed on board railway rolling stock – Part 1: Characteristics and test methods*

3 Direct convertors

3.1 External commutated rectifiers

3.1.1 General description

3.1.1.1 Basic connections

A convertor is composed of a single-bridge circuit, with two circuit connections: one where all the arms of the bridge are uniformly composed of either thyristors or diodes (uniform connection); the other where the arms are composed of both thyristors and diodes (non-uniform connection) (see figure 1).

3.1.1.2 Cascade connections

A convertor is composed of two or more bridges connected in series.

Where thyristors are used, the bridges are controlled stage by stage, sequentially (see figure 2).

3.1.1.3 Methods of phase control

The control methods for uniform connection are classified as symmetrical control and asymmetrical control. Non-uniform connections may be considered a special case of asymmetrical control.

3.1.1.4 Modes of operation

The characteristics of a rectifier circuit depend not only on the circuit connection and its phase control method but also on the operation mode.

There are many operation modes in a single-phase rectifier circuit using thyristors. Among these operation modes, only applications of practical use are considered in this specification.

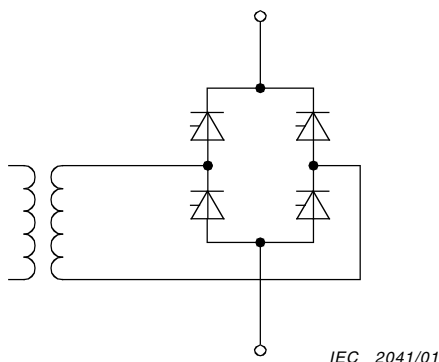


Figure 1a – Montage homogène

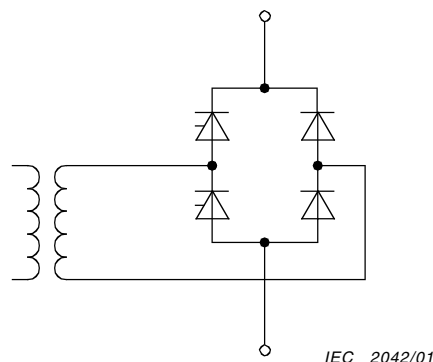


Figure 1b – Montage hétérogène

Figure 1 – Connexions de base

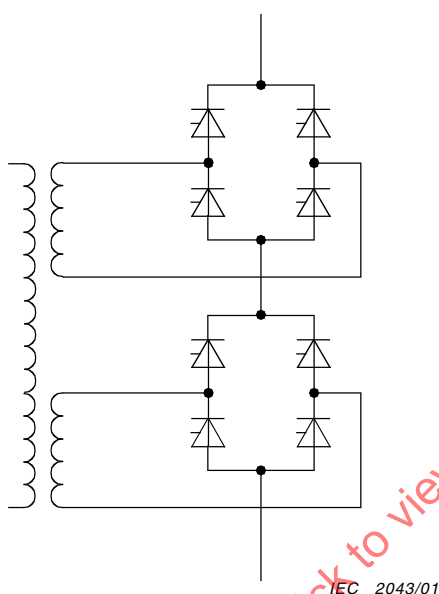


Figure 2a – Montage homogène

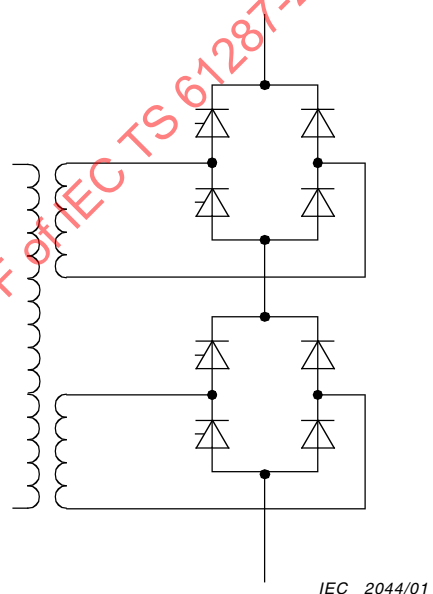


Figure 2b – Montage hétérogène

Figure 2 – Connexions en cascade

En général, les modes opératoires dépendent des connexions des circuits, de leurs constantes et de l'angle de commande mais, dans certains cas, ils sont également conditionnés par la largeur de l'impulsion de commande et la condition initiale du courant. Le mode opératoire de base d'un circuit redresseur est celui d'un pont non commandé composé de diodes (voir figure 3).

Il existe quatre types de modes opératoires de base qui se présentent comme suit:

- mode I: ce mode comprend une période de redressement et de coupure, ce qui signifie que le courant côté continu circule par intermittence;
- mode II: dans ce mode, le courant redresseur circule directement d'une paire de bras à l'autre, sans période de chevauchement;
- mode III: ce mode comprend les périodes de chevauchement, de redressement et de coupure dans un intervalle d'un demi-cycle et le courant côté continu circule par intermittence;
- mode IV: ce mode comprend une période de chevauchement et une période de redressement; le courant côté continu circule en permanence.

Les quatre modes ci-dessus sont déterminés à la fois par le rapport de la force électromotrice continue sur la tension source alternative et par le rapport de la réactance côté alternatif sur la réactance côté continu. Les plages de ces modes sont représentées à la figure 4.

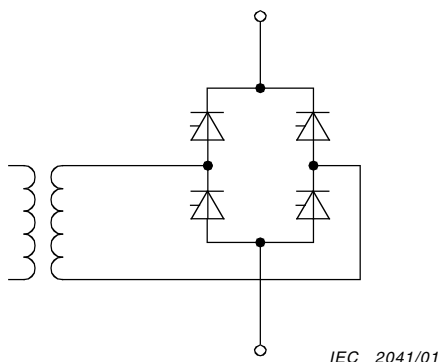


Figure 1a – Uniform connection

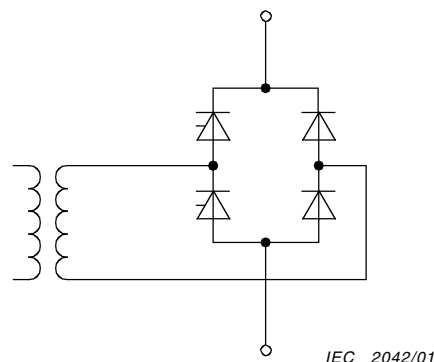


Figure 1b – Non-uniform connection

Figure 1 – Basic connections

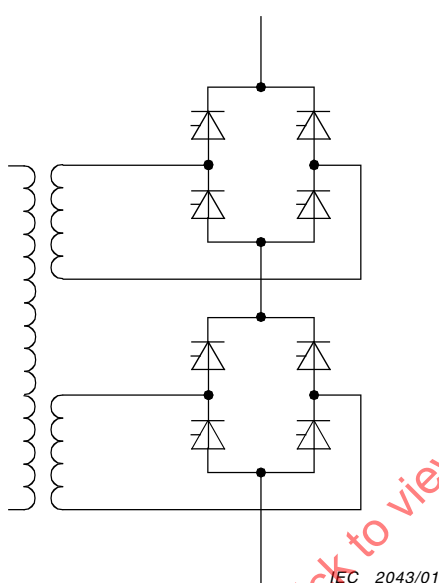


Figure 2a – Uniform connection

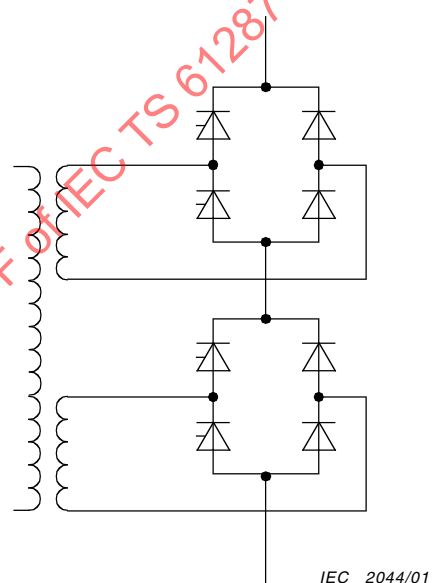


Figure 2b – Non-uniform connection

Figure 2 – Cascade connections

The operation modes depend generally on the circuit connections, circuit constants and control angle, but, in some cases, they also depend on the control pulse width and the initial condition of the current. The basic operation mode for the rectifier circuit is that of a non-controlled bridge composed of diodes (see figure 3).

There are four kinds of basic operation modes, as follows:

- mode I: this mode consists of a rectifying period and an off-state period, i.e. the d.c. side current flows intermittently;
- mode II: in this mode the rectified current transfers direct from one pair of arms to the other, without the overlapping period;
- mode III: this mode contains overlapping, rectifying and off-state periods within one half-cycle period, and the d.c. side current flows intermittently;
- mode IV: this mode consists of an overlapping period and a rectifying period, and the d.c. side current flows continuously.

The above four modes are determined both by the ratio of d.c. electromotive force to a.c. source voltage and by the ratio of a.c. side reactance to d.c. side reactance. The ranges for these modes are shown in figure 4.

3.1.2 Classification des redresseurs à commutation externe

Les redresseurs à commutation externe sont répartis comme indiqué dans le tableau ci-dessous.

Tableau 5 – Classification des redresseurs à commutation externe

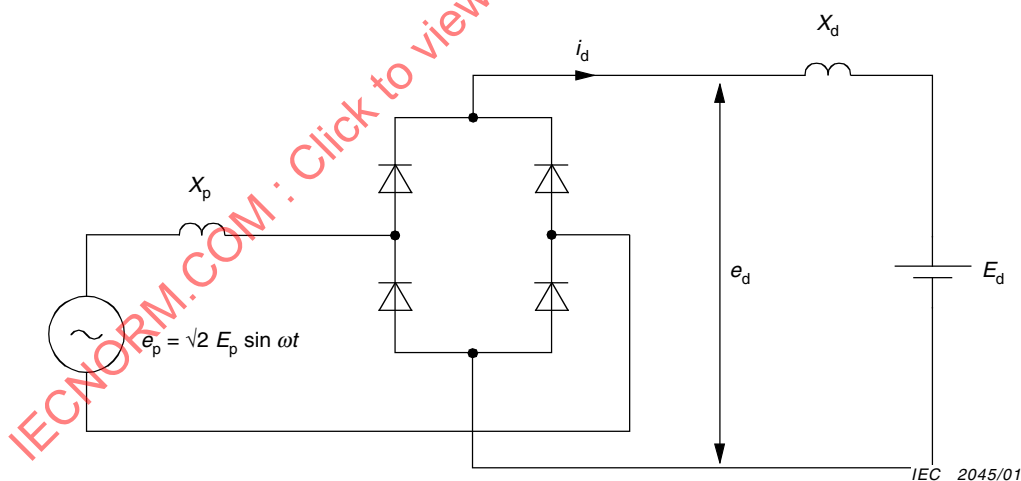
Nombre d'étages n	$n = 1$	$n = 2$	$n \geq 3$
Pont homogène	Pont à diode	Pont à diode	Pont à diode
	Pont à thyristor	Pont à thyristor	Pont à thyristor
Pont hétérogène	Pont hétérogène	Pont hétérogène	Pont hétérogène

3.1.3 Caractéristiques de commande symétrique des redresseurs homogènes à étage unique

L'influence des composants résistifs dans le circuit du redresseur monophasé du matériel roulant électrique est pratiquement négligeable. Si ces composants ne sont pas pris en compte, le circuit du convertisseur homogène de base à étage unique est conforme à celui représenté à la figure 5. Les figures A.1 à A.6 donnent les caractéristiques principales de ce circuit.

Sur ces schémas, les tensions et les courants sont associés respectivement à la tension de la source alternative E_p et au courant de court-circuit côté alternatif E_p/X_p . Les chutes de tension directe des semi-conducteurs sont omises.

Les figures A.1 à A.6 considèrent le courant continu associé $I_d \times X_p/E_p$ ou l'angle de commande α , d'un point de vue pratique, comme l'abscisse, et l'angle de commande, le rapport d'impédance X_p/X_d ou le courant continu associé comme paramètres.



Connexions et alimentations

- e_p : valeur instantanée de la tension de la source alternative
- E_p : valeur efficace de la tension de la source alternative
- e_d : valeur instantanée de la tension entre bornes, côté continu du pont de diode
- E_d : force électromotrice côté continu
- i_d : valeur instantanée du courant côté continu
- X_p : réactance côté alternatif (réactance de commutation)
- X_d : réactance côté continu correspondant à la fréquence de la source alternative

Figure 3 – Circuit du redresseur à prendre en compte

3.1.2 Classification of external commutated rectifiers

External commutated rectifiers are classified as shown in table 5.

Table 5 – Classification of external commutated rectifiers

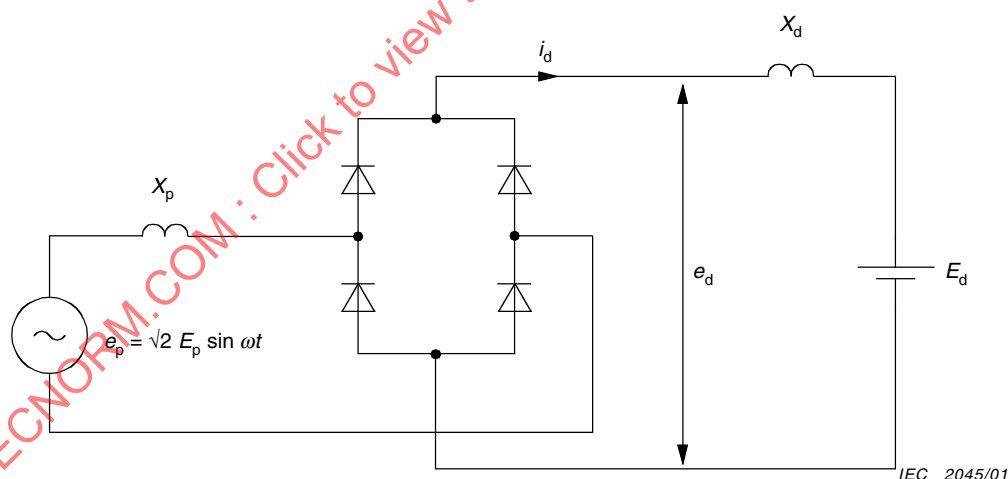
Number of stages n	$n = 1$	$n = 2$	$n \geq 3$
Uniform bridge	Diode bridge	Diode bridge	Diode bridge
	Thyristor bridge	Thyristor bridge	Thyristor bridge
Non-uniform bridge	Non-uniform bridge	Non-uniform bridge	Non-uniform bridge

3.1.3 Characteristics in symmetrical control of a single-stage uniform bridge rectifier

The influence of resistive components in the single-phase rectifier circuit for electric rolling stock is practically negligible. If resistive components are neglected, the basic single-stage uniform converter circuit is as shown schematically in figure 5. The principal characteristics of this circuit are shown in figures A.1 to A.6.

In these characteristics charts, the voltages and the currents are related to the a.c. source voltage E_p and the a.c. side short-circuit current E_p/X_p respectively. The forward voltage drops of the valves are neglected.

In figures A.1 to A.6, from a practical point of view, the related d.c. current $I_d \times X_p/E_p$ or control angle α is taken as the abscissa, and the control angle, impedance ratio X_p/X_d or related d.c. current are chosen as parameters.

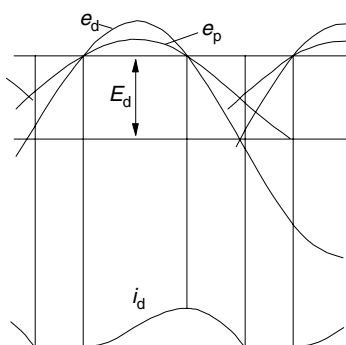


Connections and supplies

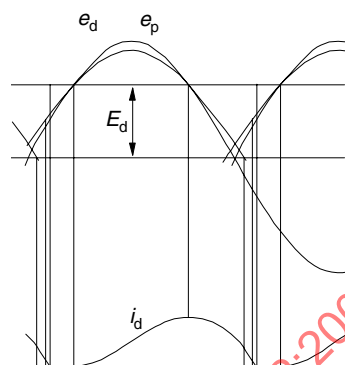
- e_p : instantaneous value of a.c. source voltage
- E_p : r.m.s. value of a.c. source voltage
- e_d : instantaneous d.c. terminal voltage value of the diode bridge
- E_d : d.c. electromotive force
- i_d : instantaneous value of d.c. side current
- X_p : a.c. side reactance (commutating reactance)
- X_d : d.c. side reactance corresponding to a.c. source frequency.

Figure 3 – Rectifier circuit to be considered

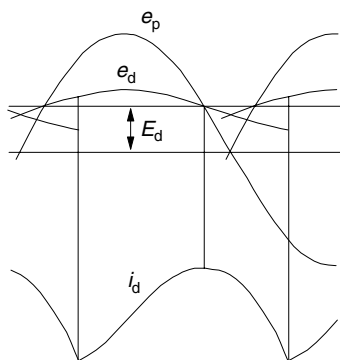
Mode I $\frac{X_p}{X_p + X_d} = 0,5 \quad \frac{E_d}{\sqrt{2} E_p} = 0,7$



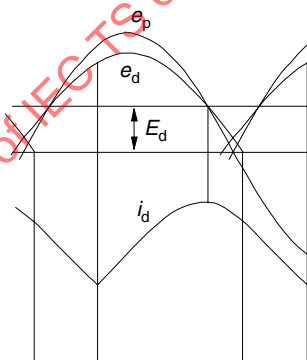
Mode III $\frac{X_p}{X_p + X_d} = 0,2 \quad \frac{E_d}{\sqrt{2} E_p} = 0,63$



Mode II $\frac{X_p}{X_p + X_d} = 0,8 \quad \frac{E_d}{\sqrt{2} E_p} = 0,4$



Mode IV $\frac{X_p}{X_p + X_d} = 0,3 \quad \frac{E_d}{\sqrt{2} E_p} = 0,4$



Formes d'ondes de la tension et du courant à la sortie du redresseur

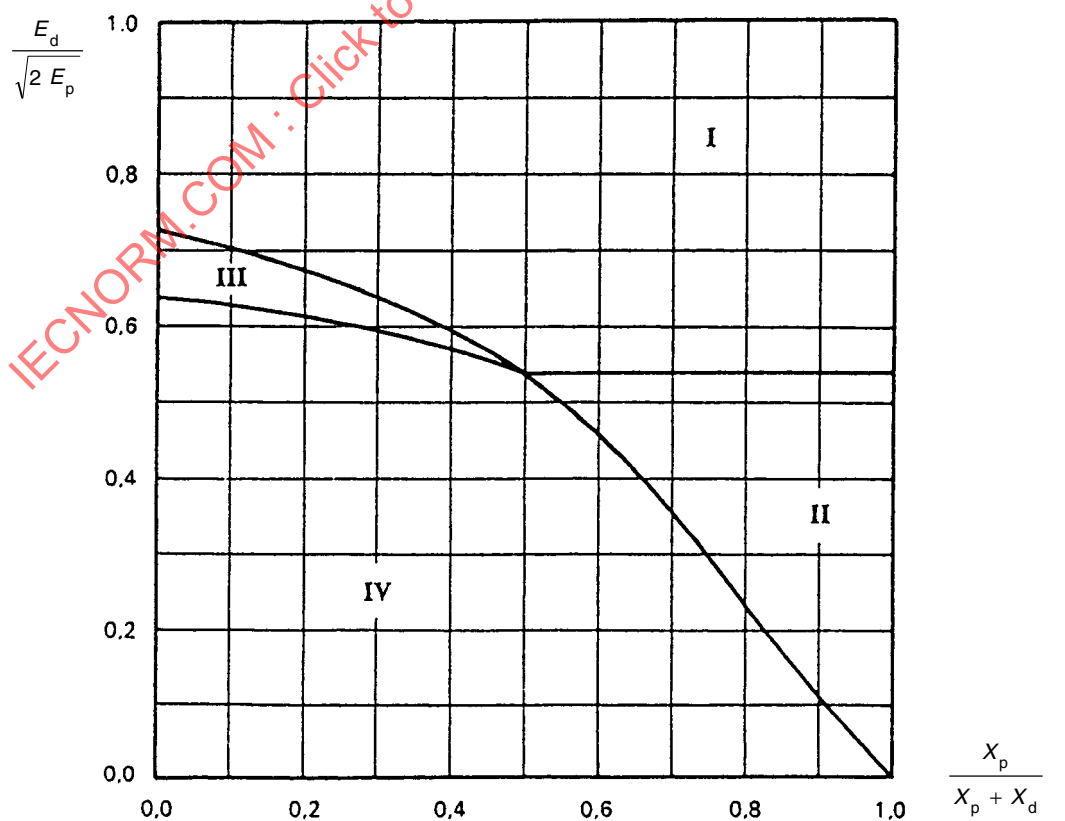
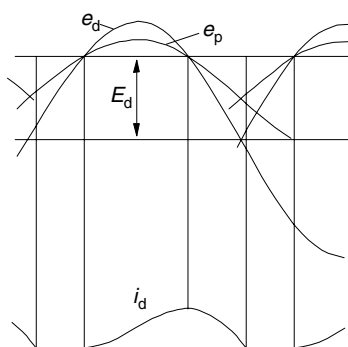
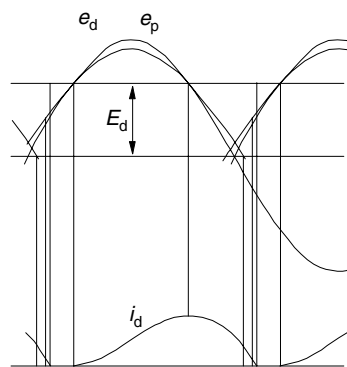


Figure 4 – Plages des modes opératoires

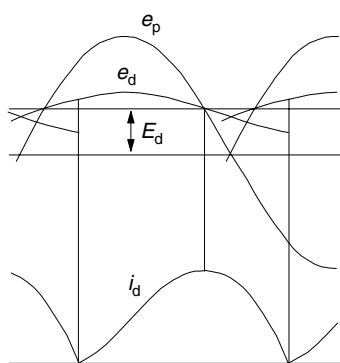
Mode I $\frac{X_p}{X_p + X_d} = 0,5 \quad \frac{E_d}{\sqrt{2} E_p} = 0,7$



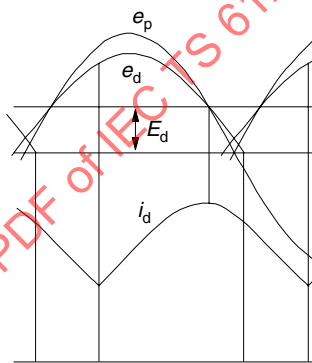
Mode III $\frac{X_p}{X_p + X_d} = 0,2 \quad \frac{E_d}{\sqrt{2} E_p} = 0,63$



Mode II $\frac{X_p}{X_p + X_d} = 0,8 \quad \frac{E_d}{\sqrt{2} E_p} = 0,4$



Mode IV $\frac{X_p}{X_p + X_d} = 0,3 \quad \frac{E_d}{\sqrt{2} E_p} = 0,4$



Waveforms of rectifier output voltage and current

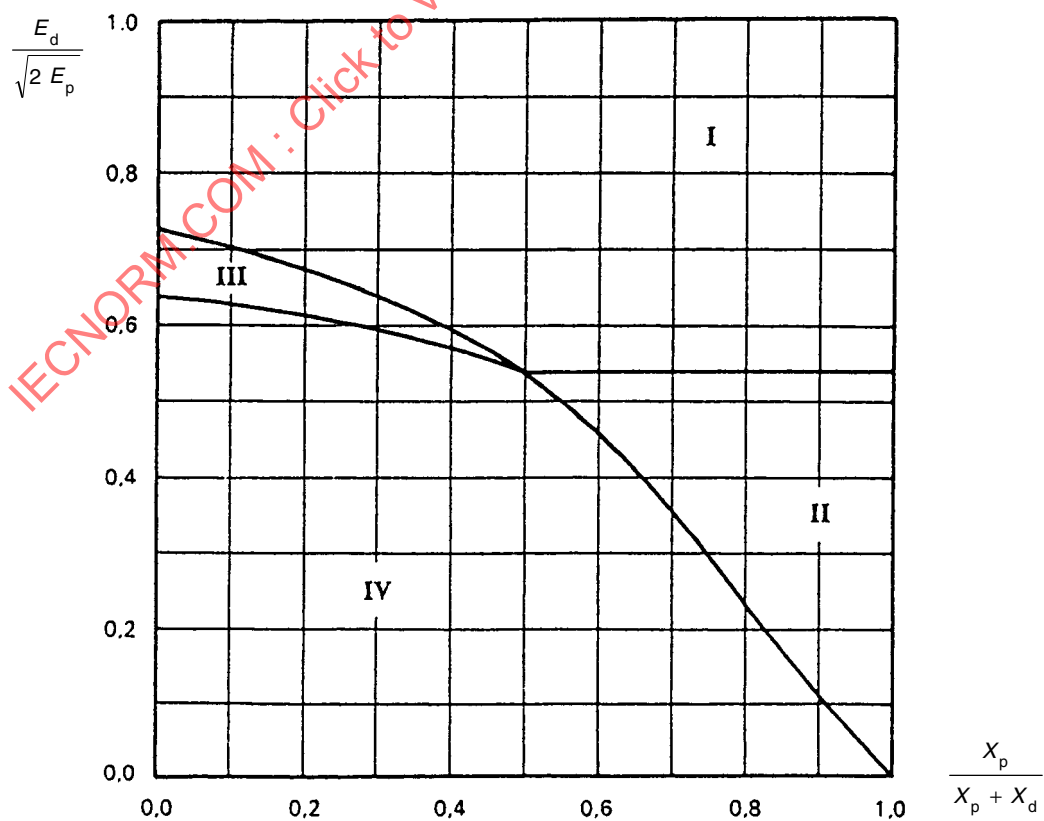
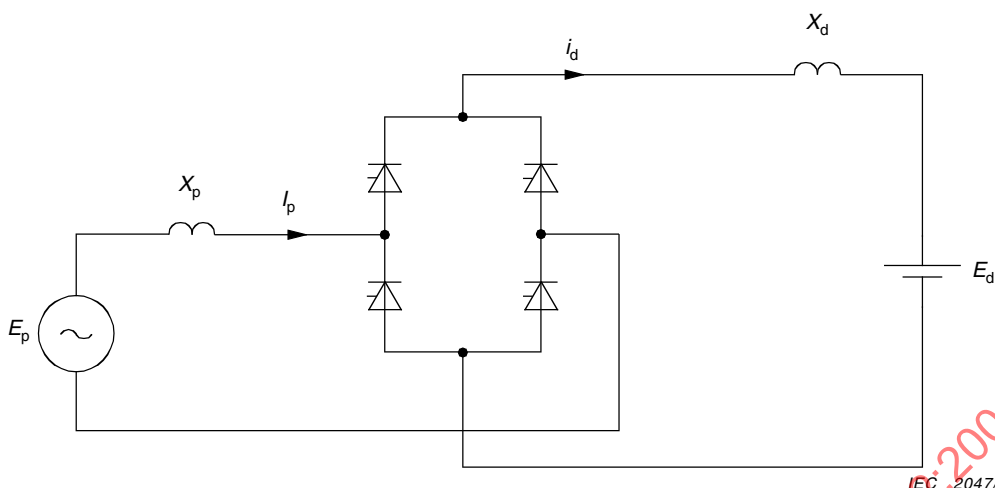


Figure 4 – Ranges of operation modes



Connexions et alimentations

E_p : valeur efficace de la tension de source alternative

E_d : force électromotrice côté continu

I_p : valeur efficace du courant côté alternatif

I_d : valeur moyenne du courant côté continu

I_c : valeur efficace du courant côté continu

X_p : réactance côté alternatif (réactance de commutation)

X_d : réactance côté continu correspondant à la fréquence de la source alternative

NOTE Ce circuit n'est pas toujours applicable à des charges telles que des moteurs à courant ondulé pour lesquels la tension entre bornes varie de façon appréciable selon l'ondulation du courant.

Figure 5 – Circuit de base d'un redresseur homogène à étage unique

On utilise les symboles ci-dessous:

μ : taux d'ondulation du courant $\frac{I_{d \max} - I_{d \min}}{I_{d \max} + I_{d \min}}$

λ : facteur de puissance global (la valeur négative correspond au fonctionnement en onduleur)

$\cos \varphi$: facteur de déphasage (la valeur négative correspond au fonctionnement en onduleur)

$$J_p = \frac{\sqrt{\sum (S_n \times I_n)^2}}{\sqrt{\sum I_n^2}} \times 100 \text{ A}$$

où

I_n est le courant du $n^{\text{ième}}$ harmonique, en ampères;

S_n est le facteur d'interférence téléphonique.

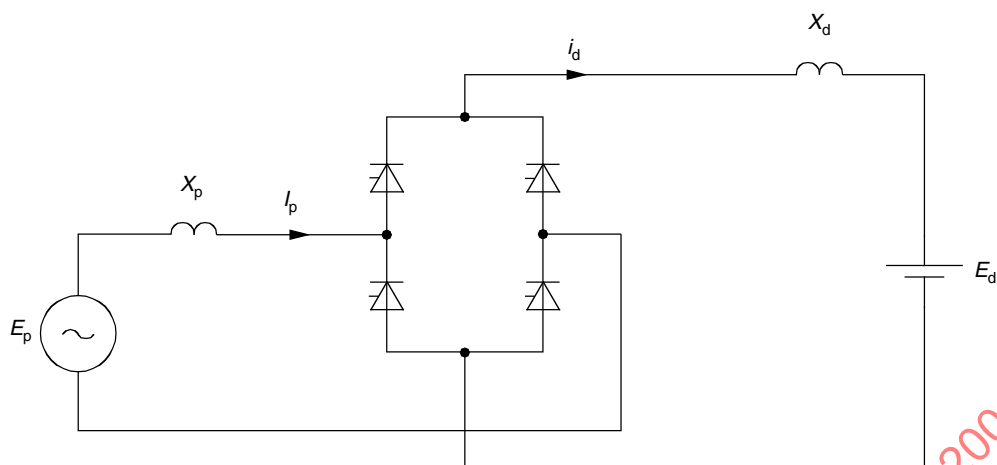
On suppose que l'impulsion de commande présente une longueur adéquate.

Les limites de modes de fonctionnement sont représentées comme suit:

- ligne critique de commande effective
- ligne critique d'un défaut de commutation
- limite entre le mode continu et le mode intermittent

3.1.4 Caractéristiques des redresseurs hétérogènes à étage unique

Il existe plusieurs types de connexions dans un tel redresseur. Parmi ces connexions, la connexion symétrique côté alternatif est la plus connue (voir figure 1). Toutefois, les caractéristiques exprimées dans ces schémas s'appliquent aux autres connexions.



Connections and supplies

E_p : r.m.s value of a.c. source voltage

E_d : d.c. electromotive force

I_p : r.m.s value of a.c. side current

I_d : mean value of d.c. side current

I_c : r.m.s value of d.c. side current

X_p : a.c. side reactance (commutating reactance)

X_d : d.c. side reactance corresponding to a.c. source frequency

NOTE This circuit is not always applicable to such loads as the pulsating-voltage motors whose terminal voltage varies appreciably according to the ripple current.

Figure 5 – Basic single-stage uniform bridge rectifier circuit

Symbols are shown as follows:

μ : current ripple factor $\frac{I_{d \max} - I_{d \min}}{I_{d \max} + I_{d \min}}$

λ : total power factor (negative value means inverter operation)

$\cos \varphi$: displacement factor (negative value means inverter operation)

$$J_p = \frac{\sqrt{\sum (S_n \times I_n)^2}}{\sqrt{\sum I_n^2}} \times 100 \text{ A}$$

where

I_n is the n th harmonic current, in amperes;

S_n is the telephone interference factor.

It is assumed that the control pulse has a suitable length.

Operation mode boundaries are shown as follows:

..... critical line of effective control
 —•—•— critical line of commutation failure
 ----- boundary between continuous mode and intermittent mode

3.1.4 Characteristics of single-stage non-uniform bridge rectifiers

There are several kinds of arm connections in a non-uniform bridge rectifier. Of these connections, the a.c. side symmetrical connection is the most popular (see figure 1). However, the characteristics expressed in these charts are commonly applicable to other connections.

Pour plus de détails sur les caractéristiques principales de ce convertisseur hétérogène, voir figures A.7 à A.11. Sur ces schémas, les composants résistifs sont omis, et l'impulsion de commande est censée présenter une longueur adéquate. Les symboles et les paramètres sont identiques à ceux illustrés sur les schémas d'un convertisseur homogène.

Les limites des modes de fonctionnement sont représentées comme suit:

..... ligne critique de commande effective
 ----- limite entre le mode continu et le mode intermittent

3.1.5 Caractéristique des redresseurs à deux étages

3.1.5.1 Circuit type

Les caractéristiques de la connexion en cascade à deux étages (voir figure 6), dont le rapport des spires des deux enroulements secondaires du transformateur principal est différent, sont les mêmes que celles d'une connexion globale en cascade, à étages multiples.

Les symboles employés sont les suivants:

E_p valeur efficace de la tension alternative côté ligne
 E_{p1}, E_{p2} valeur efficace de la tension alternative côté cellule
 $E_{p1} + E_{p2} = E_p$
 $a_1 = E_{p1}/E_p, a_2 = E_{p2}/E_p (a_1 + a_2 = 1)$
 E_d force électromotrice en continu
 I_p valeur efficace du courant alternatif côté ligne
 I_{p1}, I_{p2} valeur efficace du courant alternatif côté cellule
 I_d valeur moyenne du courant côté continu
 X_{p1}, X_{p2} réactance côté alternatif (réactance de commutation)
 X_p réactance côté alternatif de l'enroulement total
 $X_{p1} + X_{p2} = X_p$
 $X_{p1} = a_1 X_p, X_{p2} = a_2 X_p$
 X_d réactance côté continu correspondant à la fréquence de ligne alternative
 α_1 angle de commande du pont côté enroulement α_1
 α_2 angle de commande du pont côté enroulement α_2
 K rapport de la réactance côté alternatif et de la réactance côté continu ($K = X_p/X_d$)

3.1.5.2 Méthode de calcul

Les exemples suivants concernent la méthode approximative de calcul des caractéristiques de la connexion en cascade:

où

- () α_1 représente les caractéristiques de la connexion à un étage de l'angle de commande α_1 avec K ;
- () α_1 représente les caractéristiques de la connexion à un étage de l'angle de commande α_2 avec K ;
- () $\alpha_1 \alpha_2$ représentent les caractéristiques de la connexion en cascade, où un pont correspondant à l'enroulement a_1 présente un angle de commande α_1 , et l'autre pont correspondant à l'enroulement a_2 présente un angle de commande α_2 .

où K est égal à la valeur correspondant à la connexion en cascade ($K = X_p/X_d$).

The principal characteristics of this non-uniform convertor are shown in figures A.7 to A.11. In these characteristics charts, the resistive components are neglected and the control pulse is assumed to have a suitable length. Symbols and parameters are the same as those on charts of a uniform convertor.

Operation mode boundaries are shown as follows:

..... critical line of effective control
 ----- boundary between continuous mode and intermittent mode

3.1.5 Characteristics of a two-stage rectifier

3.1.5.1 Model circuit

The characteristics of the following two-stage cascade connection (see figure 6), in which the turns ratio of the two secondary windings of the main transformer is different, are the same as those of the general multi-stage cascade connection.

The symbols used are as follows:

E_p r.m.s. value of a.c. line side voltage
 E_{p1}, E_{p2} r.m.s. value of a.c. valve side voltage
 $E_{p1} + E_{p2} = E_p$
 $a_1 = E_{p1}/E_p, a_2 = E_{p2}/E_p (a_1 + a_2 = 1)$
 E_d d.c. electromotive force
 I_p r.m.s. value of a.c. line side current
 I_{p1}, I_{p2} r.m.s. value of a.c. valve side current
 I_d mean value of d.c. side current
 X_{p1}, X_{p2} a.c. side reactance (commutating reactance)
 X_p a.c. side reactance of the total winding
 $X_{p1} + X_{p2} = X_p$
 $X_{p1} = a_1 X_p, X_{p2} = a_2 X_p$
 X_d d.c. side reactance corresponding to a.c. line frequency
 α_1 the control angle of the α_1 winding side bridge
 α_2 the control angle of the α_2 winding side bridge
 K the ratio of a.c. side reactance and d.c. side reactance ($K = X_p/X_d$)

3.1.5.2 Calculation method

The following are examples of the approximate method of calculation of characteristics for a cascade connection:

where

- () α_1 represents the characteristics of the single-stage connection for the control angle α_1 with K ;
- () α_2 represents the characteristics of the single-stage connection for the control angle α_2 with K ;
- () $\alpha_1 \alpha_2$ represent the characteristics of the cascade connection, in which one bridge corresponding to α_1 winding has control angle α_1 , and the other bridge corresponding to α_2 winding has control angle α_2 .

where K is equal to the value corresponding to the cascade connection ($K = X_p/X_d$).

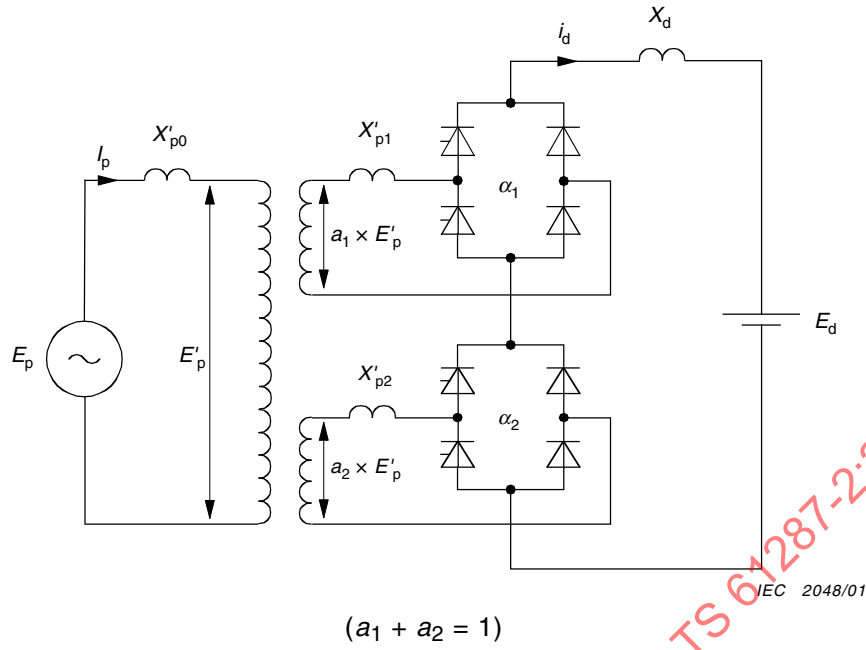


Figure 6a – Circuit type

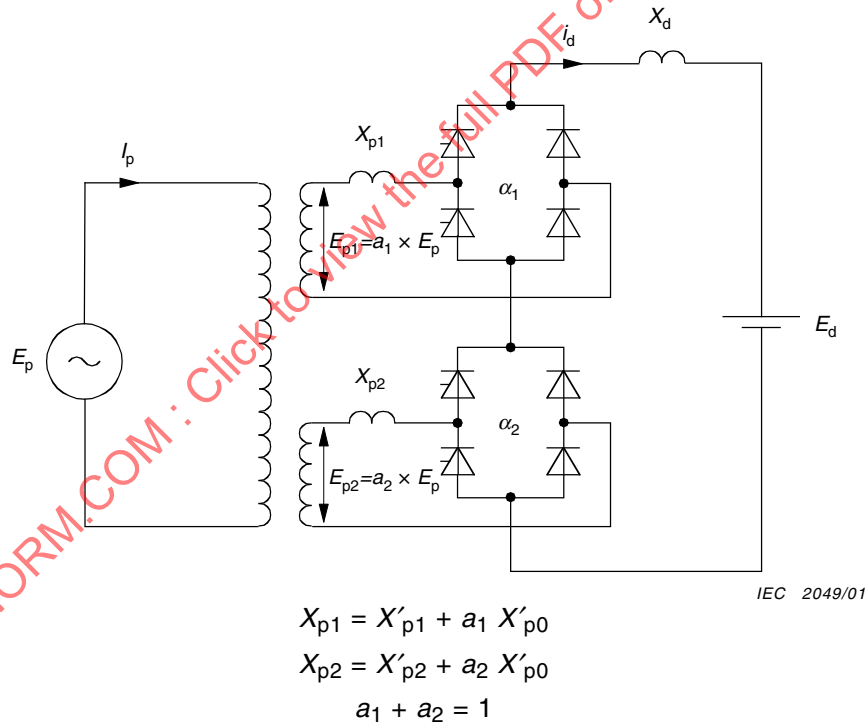


Figure 6b – Circuit pratiquement équivalent

Figure 6 – Modèle d'une connexion générale en cascade à étages multiples

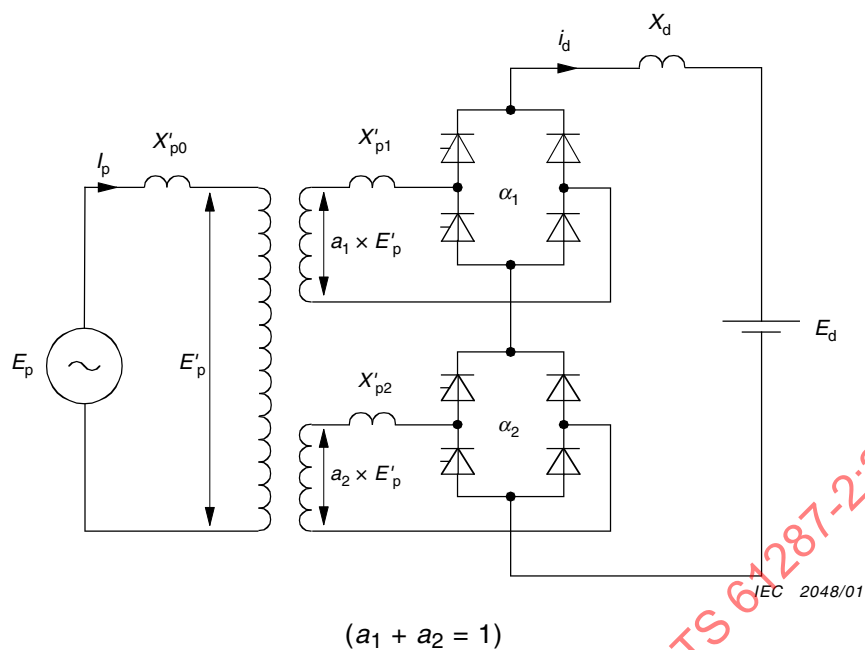


Figure 6a – Model circuit

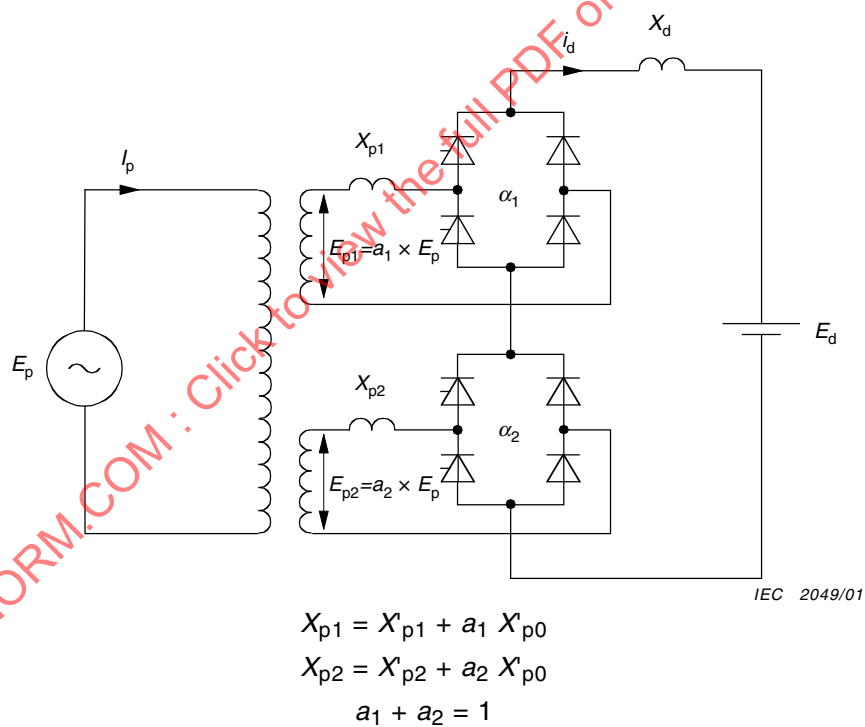
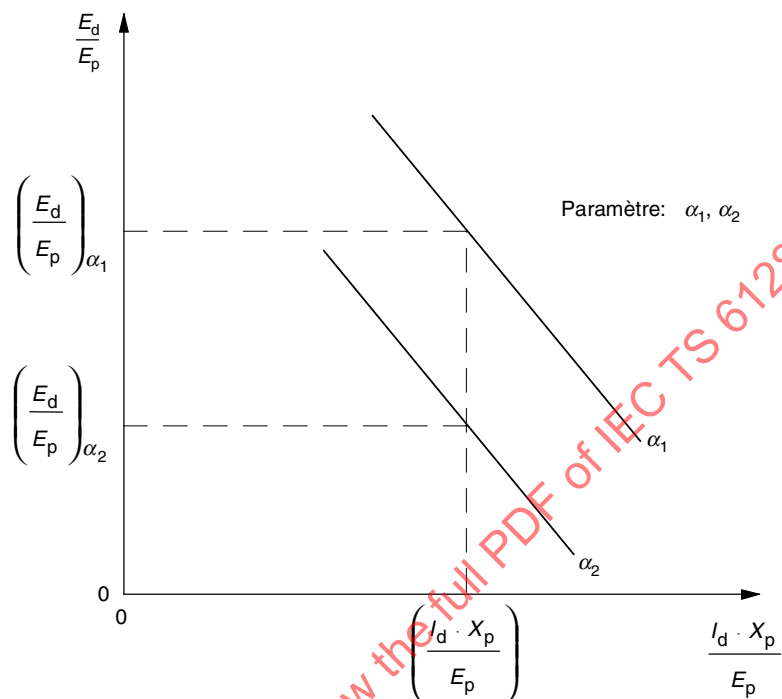


Figure 6b – Practically equivalent circuit

Figure 6 – Model for general multi-stage cascade connection

3.1.5.2.1 Régulation de tension continue

$$\left(\frac{E_d}{E_p} \right)_{\alpha_1 \alpha_2} = a_1 \left(\frac{E_d}{E_p} \right)_{\alpha_1} + a_2 \left(\frac{E_d}{E_p} \right)_{\alpha_2}$$

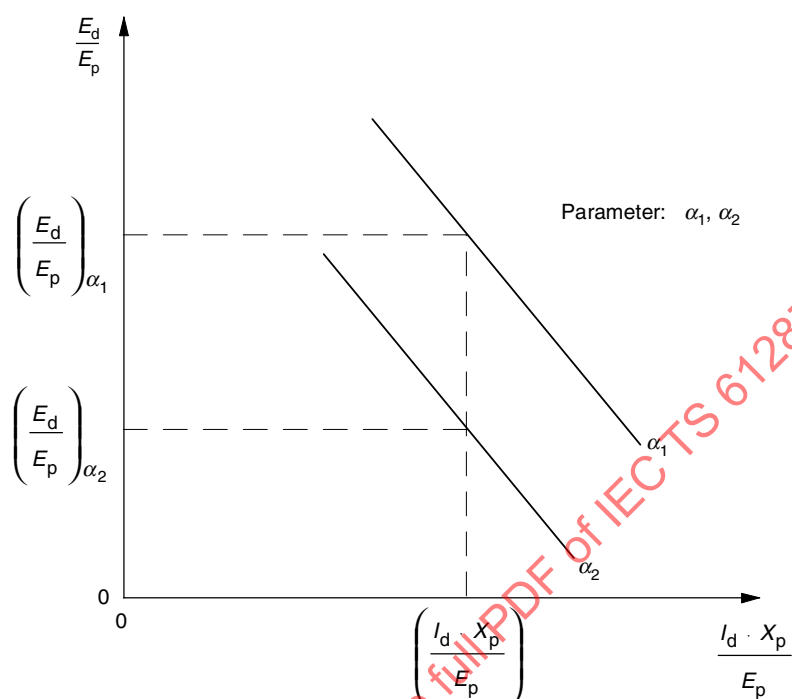


IEC 2050/01

Figure 7 – Régulation de tension continue (voir figure A.7)

3.1.5.2.1 DC voltage regulation

$$\left(\frac{E_d}{E_p} \right)_{\alpha_1 \alpha_2} = a_1 \left(\frac{E_d}{E_p} \right)_{\alpha_1} + a_2 \left(\frac{E_d}{E_p} \right)_{\alpha_2}$$



IEC 2050/01

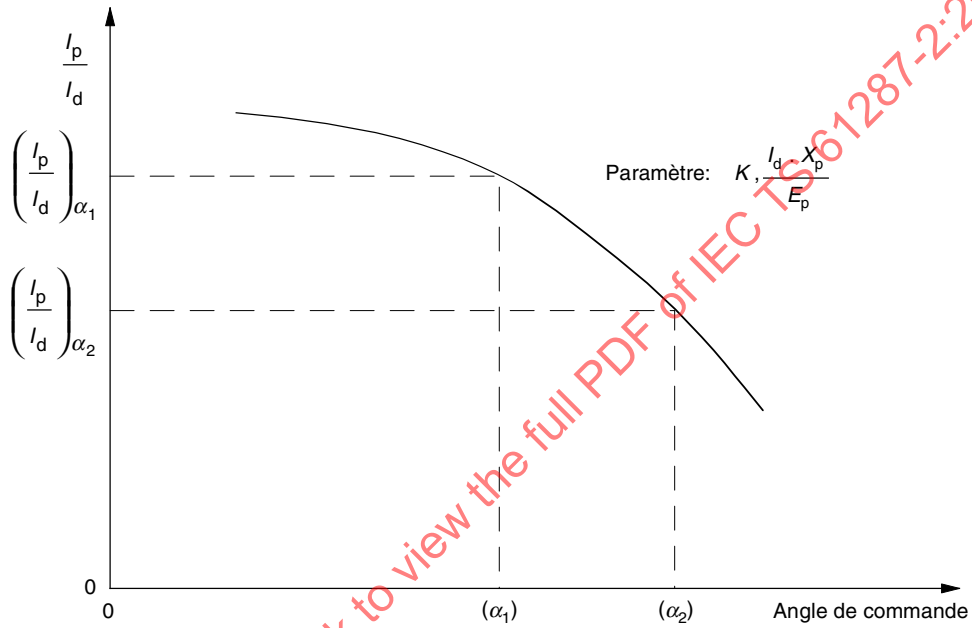
Figure 7 – DC voltage regulation (see figure A.7)

3.1.5.2.2 Courant alternatif côté ligne

$$\left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_1 \alpha_2} = \left| a_1 \left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_1} (\cos \varphi_{\alpha_1} - j \cdot \sin \varphi_{\alpha_1}) + a_2 \left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_2} (\cos \varphi_{\alpha_2} - j \cdot \sin \varphi_{\alpha_2}) \right|$$

$$\varphi_{\alpha_1} = \cos^{-1} (\cos \varphi)_{\alpha_1} \quad (\text{voir figure 10})$$

$$\varphi_{\alpha_2} = \cos^{-1} (\cos \varphi)_{\alpha_2} \quad (\text{voir figure 10})$$



IEC 2051/01

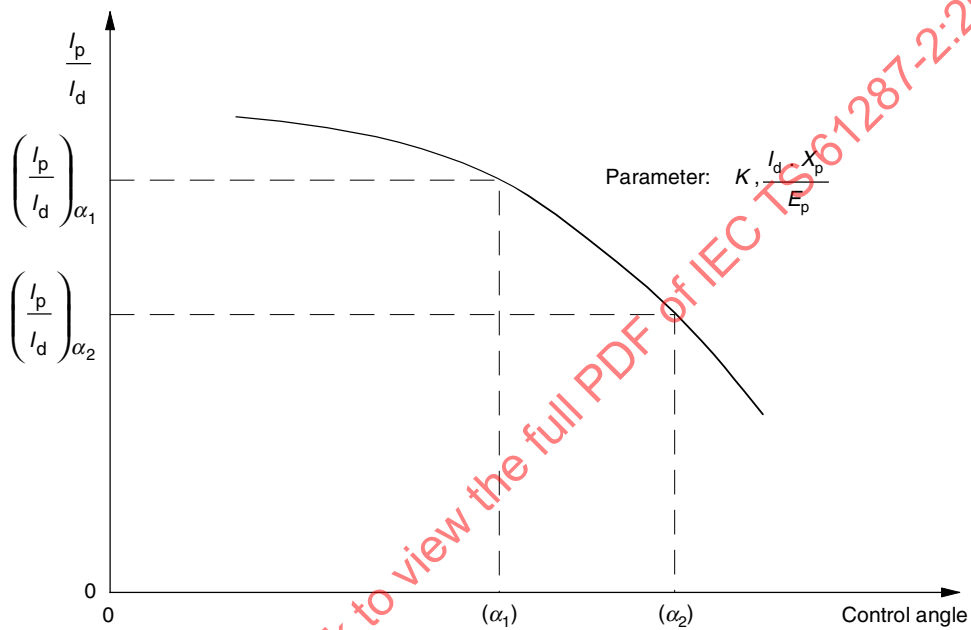
Figure 8 – Courant alternatif côté ligne (voir figure A.11)

3.1.5.2.2 AC line side current

$$\left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_1 \alpha_2} = \left| a_1 \left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_1} (\cos \varphi_{\alpha_1} - j \cdot \sin \varphi_{\alpha_1}) + a_2 \left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_2} (\cos \varphi_{\alpha_2} - j \cdot \sin \varphi_{\alpha_2}) \right|$$

$$\varphi_{\alpha_1} = \cos^{-1} (\cos \varphi)_{\alpha_1} \quad (\text{see figure 10})$$

$$\varphi_{\alpha_2} = \cos^{-1} (\cos \varphi)_{\alpha_2} \quad (\text{see figure 10})$$



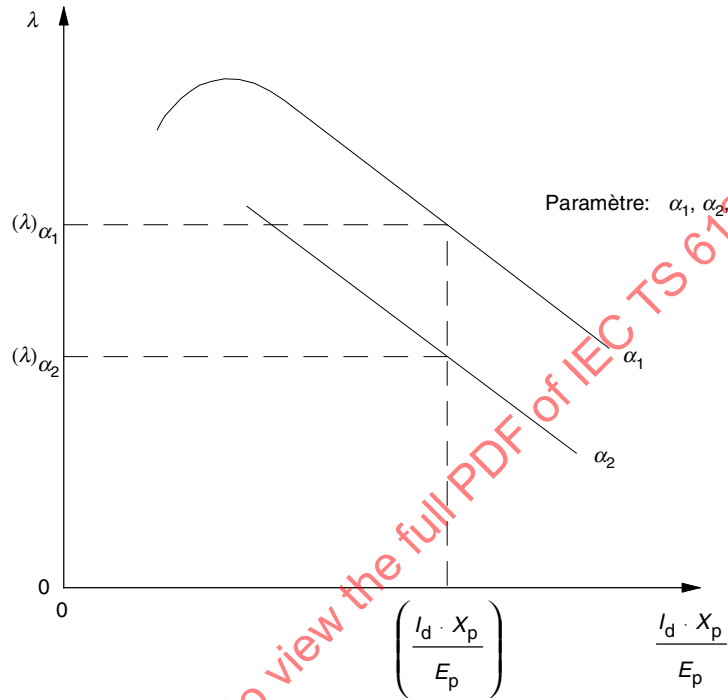
IEC 2051/01

Figure 8 – AC line side current (see figure A.11)

3.1.5.2.3 Facteur de puissance global

$$(\lambda)_{\alpha_1 \alpha_2} = \left\{ a_1 \lambda_{\alpha_1} \left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_1} + a_2 \lambda_{\alpha_2} \left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_2} \right\} \frac{1}{\left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_1 \alpha_2}}$$

$$\lambda_{\alpha_1} = (\lambda)_{\alpha_1}, \lambda_{\alpha_2} = (\lambda)_{\alpha_2}$$



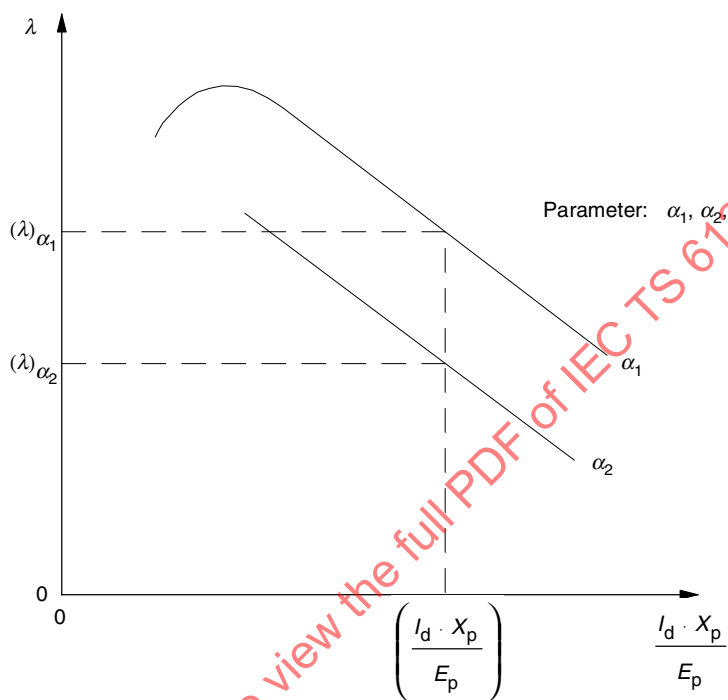
IEC 2052/01

Figure 9 – Facteur de puissance global (voir figure A.9)

3.1.5.2.3 Total power factor

$$(\lambda)_{\alpha_1 \alpha_2} = \left\{ a_1 \lambda_{\alpha_1} \left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_1} + a_2 \lambda_{\alpha_2} \left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_2} \right\} \frac{1}{\left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_1 \alpha_2}}$$

$$\lambda_{\alpha_1} = (\lambda)_{\alpha_1}, \lambda_{\alpha_2} = (\lambda)_{\alpha_2}$$

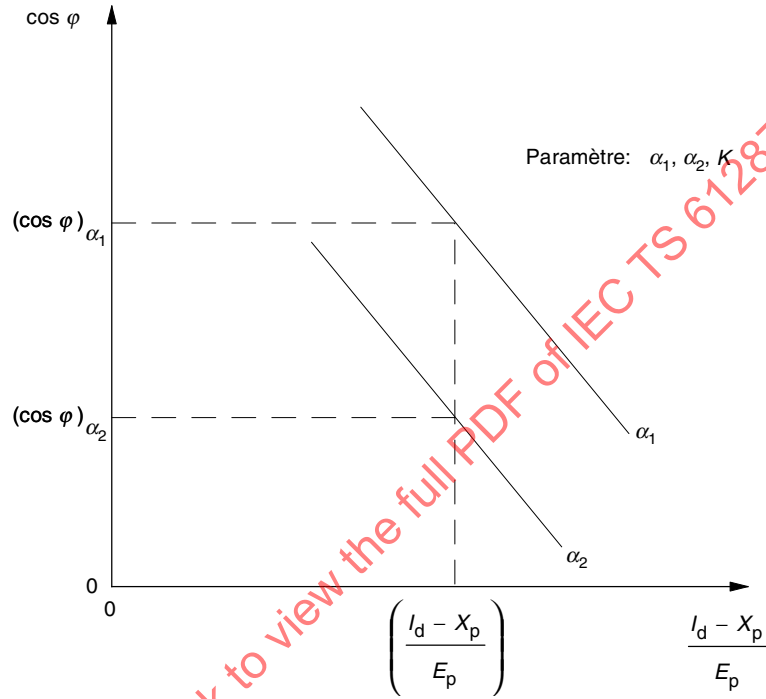


IEC 2052/01

Figure 9 – Total power factor (see figure A.9)

3.1.5.2.4 Facteur de déphasage

$$(\cos \varphi)_{\alpha_1 \alpha_2} = \cos \left\{ \tan^{-1} \frac{a_1 \left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_1} \sin \varphi_{\alpha_1} + a_2 \left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_2} \sin \varphi_{\alpha_2}}{a_1 \left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_1} \cos \varphi_{\alpha_1} + a_2 \left(\frac{I_p}{I_d} \right)_{\alpha_2} \cos \varphi_{\alpha_2}} \right\}$$

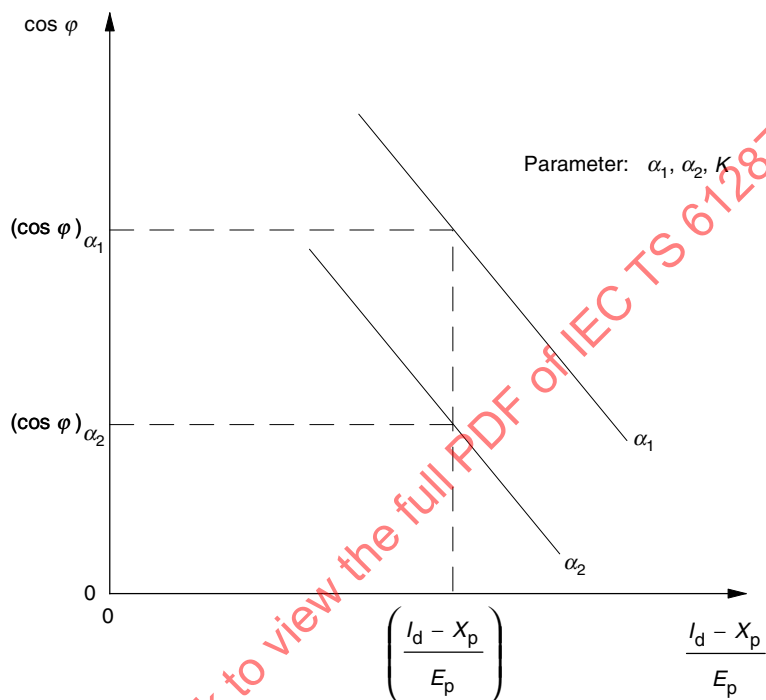


IEC 2053/01

Figure 10 – Facteur de déphasage (voir figure A.10)

3.1.5.2.4 Displacement factor

$$(\cos \varphi)_{\alpha_1 \alpha_2} = \cos \left\{ \tan^{-1} \frac{a_1 \left(\frac{l_p}{l_d} \right)_{\alpha_1} \sin \varphi_{\alpha_1} + a_2 \left(\frac{l_p}{l_d} \right)_{\alpha_2} \sin \varphi_{\alpha_2}}{a_1 \left(\frac{l_p}{l_d} \right)_{\alpha_1} \cos \varphi_{\alpha_1} + a_2 \left(\frac{l_p}{l_d} \right)_{\alpha_2} \cos \varphi_{\alpha_2}} \right\}$$



IEC 2053/01

Figure 10 – Displacement factor (see figure A.10)

3.1.6 Caractéristiques des redresseurs à étages multiples

Les caractéristiques des redresseurs à un et deux étages peuvent être directement calculées à partir des équations. Dans cette spécification, les courbes ont été tracées à partir des équations. Toutefois, cette méthode de calcul n'est pas envisageable pour les redresseurs à plus de deux étages. Dans un tel cas, on applique les deux méthodes de calcul suivantes.

a) Modèle équivalent à deux étages

Les caractéristiques du redresseur sont calculées à partir d'un modèle équivalent à deux étages après modification de la configuration du circuit. Cette méthode permet de calculer très précisément les caractéristiques de la valeur effective de l'ondulation fondamentale. En revanche, les caractéristiques des harmoniques ne sont pas très précises car les diverses interactions exercées sur les enroulements du transformateur lors d'une commutation ne sont pas prises en compte.

b) Simulation

Cette méthode consiste à analyser le circuit initial à l'aide d'un logiciel de simulation: l'utilisation d'un logiciel pour l'analyse est essentielle.

Il est expliqué comment analyser un redresseur à étages multiples (possédant plus de deux étages) à l'aide du modèle équivalent à deux étages.

3.1.7 Transformation d'un redresseur à étages multiples en un modèle équivalent à deux étages

Les étages redresseurs d'un redresseur à étages multiples sont de l'un des trois types suivants:

- a) étage de pleine tension;
- b) étage de tension régulée;
- c) étage de dérivation (voir figure 11).

Dans ce cas, les modules redresseurs de l'étage de dérivation ne sont pas pris en compte.

3.1.7.1 Méthode de transformation d'un redresseur à étages multiples présentant le même angle de commande en un modèle équivalent à étage unique

- a) Modules redresseurs dont les commandes d'angle de phase sont pleine ouverture (étage de pleine tension)
 - 1) Les redresseurs à étages multiples, dont les contrôles d'angle de phase sont pleine ouverture, sont transformés en circuits secondaires équivalents (voir figure 12).
 - 2) Les redresseurs à étages multiples transformés en circuits secondaires équivalents, sont à leur tour transformés en redresseurs à un étage (voir figure 13).
- b) Modules redresseurs commandés avec le même angle de phase de commande (étage de tension régulée)
 - 1) Les redresseurs à étages multiples, commandés avec le même angle de phase de commande, sont transformés en circuits secondaires équivalents (voir figure 14).
 - 2) Les redresseurs à étages multiples transformés en circuits secondaires équivalents, sont à leur tour transformés en redresseurs à un étage (voir figure 15).

3.1.6 Characteristics of multi-stage rectifiers

The characteristics of the single-stage and two-stage rectifiers can be calculated direct from the formulae. The characteristics charts in this report have been drawn from the formulae. This calculation method is, however, impossible for rectifiers with more than two stages. The following two calculation techniques are applied in this case.

a) Equivalent two-stage technique

The rectifier characteristics are calculated from an equivalent two-stage model through a transformation of the circuit configuration. This method allows for an accurate calculation of the characteristics of the effective value of the fundamental wave. On the other hand, the accuracy of the characteristics of harmonics is not precise, since interactions among transformer windings when commutation occurs are neglected.

b) Simulation

The original circuit is analysed with simulation software: software for the analysis is essential.

Analysis of a multi-stage rectifier (with no more than two stages) is explained by using the equivalent two-stage model.

3.1.7 Transformation of a multi-stage rectifier to an equivalent two-stage model

The stage of the rectifier unit of the multi-stage rectifier is identified from one of the following three types:

- a) full voltage;
- b) controlled voltage;
- c) by-pass (see figure 11).

In this case, the rectifier units of the by-pass stage are neglected.

3.1.7.1 Method of transformation of the multi-stage rectifier with same control angle to an equivalent single-stage model

a) Rectifier units whose phase-angle controls are over (full-voltage stage)

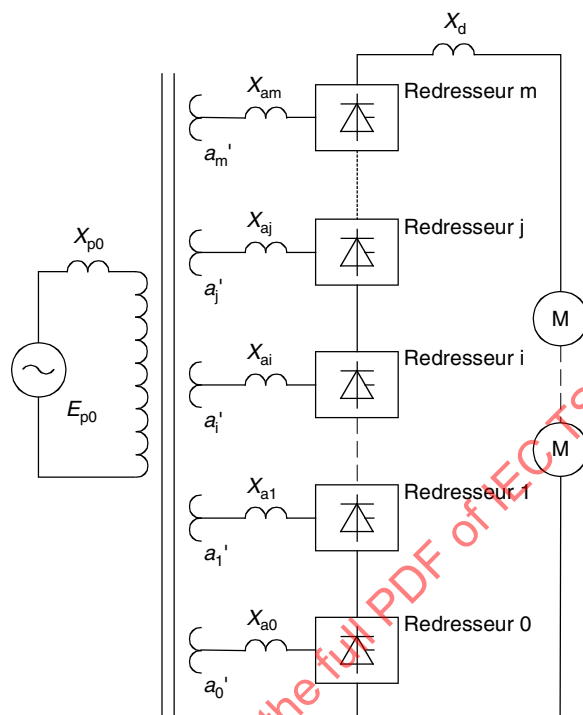
- 1) Multi-stage rectifiers, whose phase-angle controls are over, are transformed to an equivalent secondary circuit (see figure 12).
- 2) Multi-stage rectifiers modified to the equivalent secondary circuit, are transformed to single-stage rectifier (see figure 13).

b) Rectifier units, controlled with the same control phase angle (controlled-voltage stage)

- 1) Multi-stage rectifiers, which are controlled with the same control phase angle, are transformed to an equivalent secondary circuit (see figure 14).
- 2) Multi-stage rectifiers, transformed to the equivalent secondary circuit, are transformed to single-stage rectifiers (see figure 15).

3.1.7.2 Méthode de transformation d'un redresseur à étages multiples en un modèle équivalent à deux étages

Le redresseur équivalent à un étage dont la commande de l'angle de phase est pleine ouverture, et le redresseur équivalent à un étage dont la phase est réglée, sont transformés en modèle équivalent à deux étages (voir figure 16).



IEC 2054/01

Redresseur 0: élément du redresseur à étage de dérivation

Redresseur 1–Redresseur i: élément du redresseur à étage de pleine tension

Redresseur j–Redresseur m: élément du redresseur à étage de tension réglée

$a_0', a_1' \sim a_m'$: rapport de transformation (nombre de spires enroulements primaire/enroulement secondaire)

X_{p0} : réactance de l'enroulement primaire et de la ligne alternative

$X_{a0}, X_{a1} \sim X_{am}$: réactance de l'enroulement secondaire

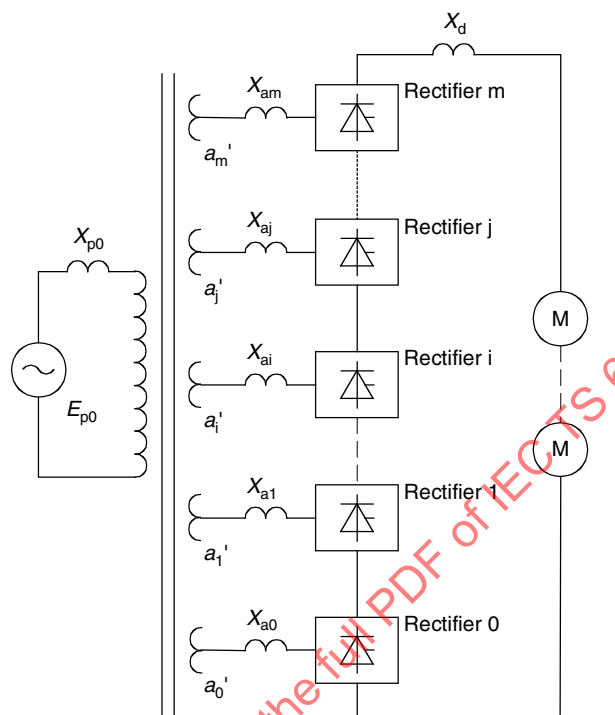
X_d : réactance côté continu correspondant à l'alternatif

E_{p0} : tension à la source alternative

Figure 11 – Redresseur à étages multiples (redresseur en cascades à m étages)

3.1.7.2 Method of transformation of the multi-stage rectifier to an equivalent two-stage model

The equivalent single-stage rectifier whose phase-angle control is over, and the equivalent single-stage rectifier which is phase-controlled are transformed to an equivalent two-stage model (see figure 16).



IEC 2054/01

Rectifier 0: by-pass stage rectifier unit

Rectifier 1–Rectifier i: full-voltage stage rectifier unit

Rectifier j–Rectifier m: controlled voltage stage rectifier unit

$a_0', a_1' \sim a_m'$: turn ratio (number of secondary windings/number of primary windings)

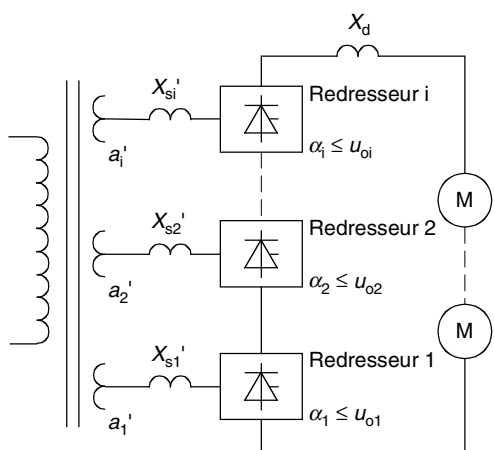
X_{p0} : reactance of primary winding and a.c. line

$X_{a0}, X_{a1} \sim X_{am}$: reactance of secondary winding

X_d : d.c. side reactance corresponding to a.c.

E_{p0} : a.c. source voltage

Figure 11 – Multi-stage rectifier (m-stage cascade rectifier)



IEC 2055/01

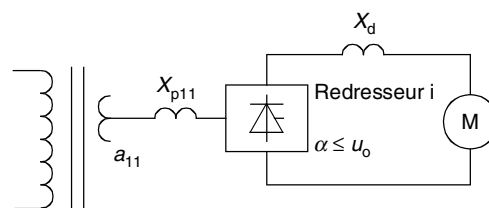
$X_{s1}' \sim X_{si}'$ réactance équivalente transformée en circuit secondaire
 $u_{o1} \sim u_{oi}$ angle de chevauchement équivalent

$$X_{s1}' = a_1' X_{p0} + X_{s1}$$

$$X_{s2}' = a_2' X_{p0} + X_{s2}$$

$$X_{si}' = a_i' X_{p0} + X_{si}$$

Figure 12 – Circuit secondaire équivalent pour redresseur en cascade (étage de pleine tension)



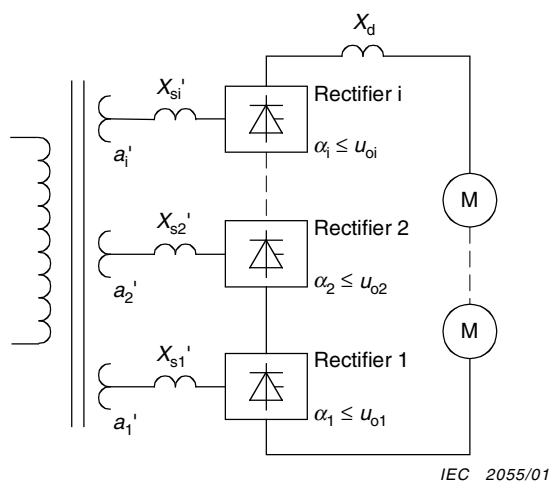
IEC 2056/01

X_{p11} réactance équivalente transformée en redresseur étage unique
 a_{11} rapport des spires équivalent transformé en redresseur à étage unique
 u_1 angle de chevauchement équivalent transformé en redresseur à étage unique

$$X_{p11} = X_{p1}' + X_{p2}' + \dots + X_{pm}'$$

$$a_{11} = a_1' + a_2' + \dots + a_m'$$

Figure 13 – Redresseur à étage unique équivalent pour redresseur en cascade (étage de pleine tension)



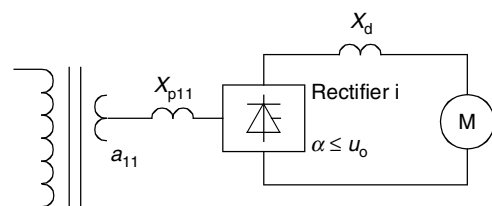
$X_{s1}' \sim X_{si}'$ equivalent reactance modified to secondary circuit
 $u_{o1} \sim u_{oi}$ equivalent angle of overlap

$$X_{s1}' = a_1' X_{p0} + X_{s1}$$

$$X_{s2}' = a_2' X_{p0} + X_{s2}$$

$$X_{si}' = a_i' X_{p0} + X_{si}$$

Figure 12 – Equivalent secondary circuit for cascade rectifier (full-voltage stage)

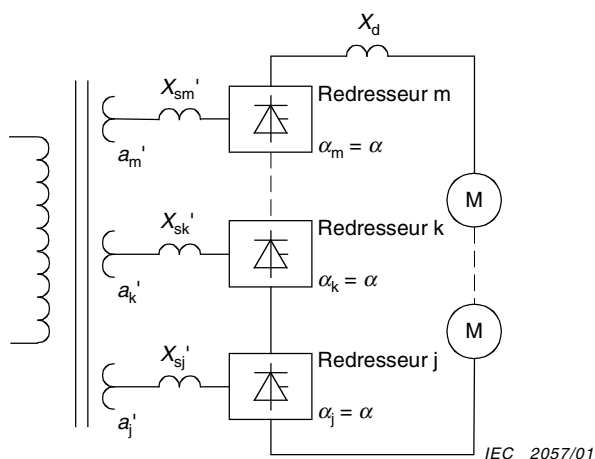


X_{p11} equivalent reactance modified to a single-stage rectifier
 a_{11} equivalent turn ratio modified to a single-stage rectifier
 u_1 equivalent angle of overlap modified to a single-stage rectifier

$$X_{p11} = X_{p1}' + X_{p2}' + \dots + X_{pm}'$$

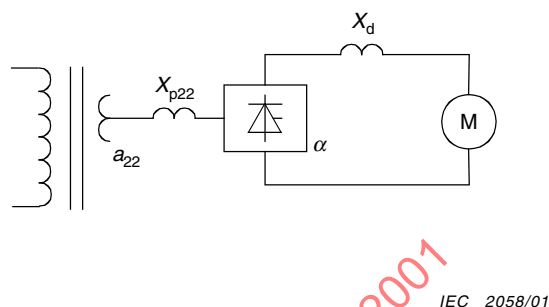
$$a_{11} = a_1' + a_2' + \dots + a_m'$$

Figure 13 – Equivalent single-stage rectifier for cascade rectifier (full-voltage stage)



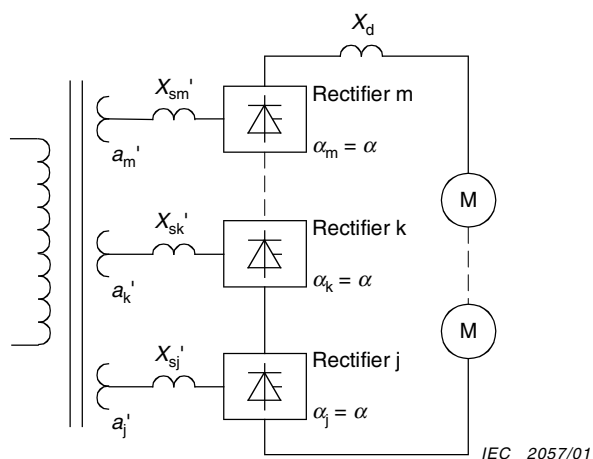
$X_{sj}' \sim X_{sm}'$ réactance équivalente transformée en circuit secondaire
 $\alpha_j \sim \alpha_m$ angle de commande (même angle)
 $X_{sj}' = a_j' X_{po} + X_{si}$
 $X_{pk}' = a_k' X_{po} + X_{sk}$
 $X_{pm}' = a_m' X_{po} + X_{sm}$

Figure 14 – Circuit secondaire équivalent pour redresseur en cascade (étage à tension régulée)



X_{p22} réactance équivalente transformée en redresseur à étage unique
 a_{22} rapport des spires équivalent transformé en redresseur à étage unique
 α angle de commande
 $X_{p22} = X_{sj}' + X_{sk}' + \dots + X_{sm}'$
 $a_{22} = a_j' + a_k' + \dots + a_m'$

Figure 15 – Redresseur à étage unique équivalent pour redresseur en cascade (étage à tension régulée)



$X_{sj}' \sim X_{sm}'$ equivalent reactance modified to secondary circuit

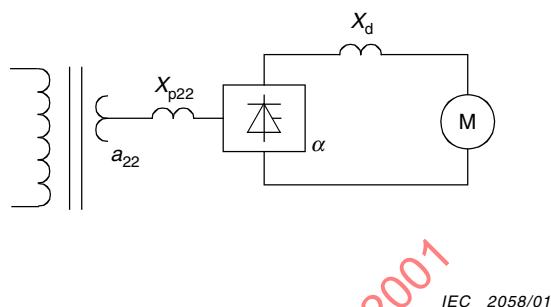
$\alpha_j \sim \alpha_m$ control angle (same angle)

$$X_{sj}' = a_j' X_{po} + X_{si}$$

$$X_{pk}' = a_k' X_{po} + X_{s2}$$

$$X_{pm}' = a_m' X_{po} + X_{sm}$$

Figure 14 – Equivalent secondary circuit for cascade rectifier (controlled-voltage stage)



X_{p22} equivalent reactance modified to a single-stage rectifier

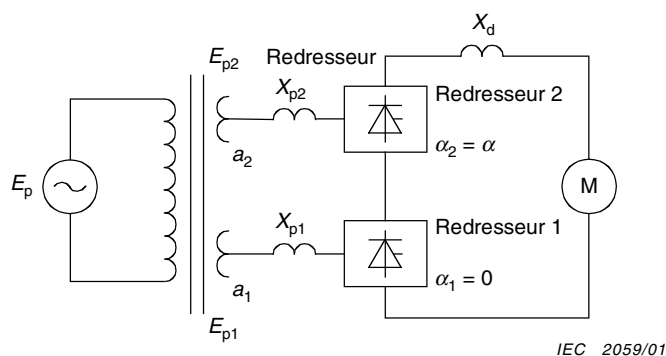
a_{22} equivalent turn ratio modified to a single-stage rectifier

α control angle

$$X_{p22} = X_{sj}' + X_{sk}' + \dots + X_{sm}'$$

$$a_{22} = a_j' + a_k' + \dots + a_m'$$

Figure 15 – Equivalent single-stage rectifier for cascade rectifier (controlled-voltage stage)



Redresseur 1: étage de pleine tension

Redresseur 2: étage de tension régulée

a_1, a_2 rapport de spires équivalent transformé en un modèle équivalent à deux étages

X_{p1}, X_{p2} réactance équivalente transformée en un modèle équivalent à deux étages

E_{p1}, E_{p2} tension alternative côté cellule équivalente transformée en un modèle équivalent à deux étages

$$a_1 = a_{11}/(a_{11} + a_{22})$$

$$a_2 = a_{22}/(a_{11} + a_{22})$$

$$(a_1 + a_2 = 1)$$

$$E_p = E_{p0} (a_{11} + a_{22})$$

$$E_{p1} = E_p \times a_1$$

$$E_{p2} = E_p \times a_2$$

$$(E_{p1} + E_{p2} = E_p)$$

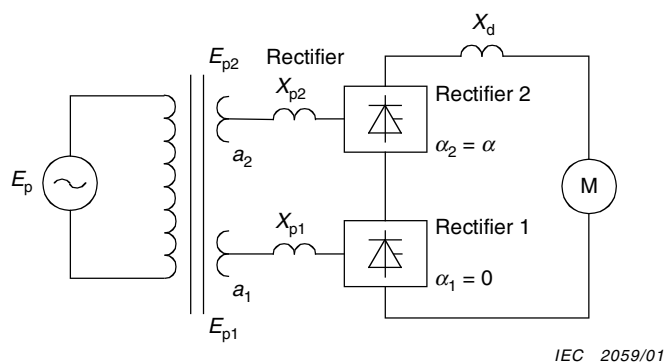
Figure 16 – Modèle équivalent à deux étages

3.1.7.3 Précision des calculs

Pour le modèle équivalent à deux étages, le calcul des caractéristiques des harmoniques n'est pas très précis, car les inductions réciproques exercées sur les enroulements d'un transformateur sont prises en compte sur la base d'un modèle simplifié. Le rapport entre les caractéristiques et la précision est résumé au tableau 6.

Tableau 6 – Précision du calcul à partir du modèle équivalent à deux étages

Caractéristiques	Précision
Tension de sortie moyenne	A ^a
Courant de sortie moyen	A
Ondulation du courant de sortie	A
Valeur réelle du courant d'entrée	A
Facteur de déphasage	A
Facteur de puissance global	B ^b
Courant harmonique d'entrée	C ^c
Jp: courant psophométrique	C
Distorsion de la tension d'entrée	C
^a A: satisfaisante (acceptable comme approximation). ^b B: insuffisante (encore acceptable comme approximation). ^c C: mauvaise (non acceptable).	



Rectifier 1: full-voltage stage

Rectifier 2: controlled-voltage stage

a_1, a_2 equivalent turn ratio modified to an equivalent two-stage model

X_{p1}, X_{p2} equivalent reactance modified to an equivalent two-stage model

E_{p1}, E_{p2} equivalent a.c. valve side voltage modified to an equivalent two-stage model

$$a_1 = a_{11}/(a_{11} + a_{22})$$

$$a_2 = a_{22}/(a_{11} + a_{22})$$

$$(a_1 + a_2 = 1)$$

$$E_p = E_{p0} (a_{11} + a_{22})$$

$$E_{p1} = E_p \times a_1$$

$$E_{p2} = E_p \times a_2$$

$$(E_{p1} + E_{p2} = E_p)$$

Figure 16 – Equivalent two-stage model

3.1.7.3 Calculation accuracy

One cannot expect great accuracy in calculating characteristics concerning harmonics in the method of the equivalent two-stage model, since mutual inductions among transformer windings are based on a simplified assumption. The relationship between characteristic items and accuracy is summarized in table 6.

Table 6 – Accuracy of the calculation by the equivalent two-stage model

Characteristic item	Accuracy
Average output voltage	A ^a
Average output current	A
Output current ripple	A
Effective value of input current	A
Displacement factor	A
Total power factor	B ^b
Input harmonic current	C ^c
J _p : Psophometric current	C
Distortion of input voltage	C
^a A: good (acceptable as an approximation). ^b B: not good (still acceptable as an approximation). ^c C: bad (not acceptable).	

3.2 Redresseurs autocommutés

3.2.1 Classification des redresseurs autocommutés

Les redresseurs autocommutés sont répartis selon les catégories suivantes:

- nombre de phases – monophasé/multiphase;
- type des sources d'alimentation – en tension/en intensité;
- configuration – pont intégral/demi-pont;
- régulation – régulation par modulation de la largeur d'impulsion et par ondes carrées.

La classification est répertoriée dans le tableau 7.

Tableau 7 – Classification des redresseurs autocommutés

Classification	Nom		Définition
Nombre de phases	Redresseurs monophasés		Redresseur monophasé autocommuté
	Redresseurs multiphasés		Redresseur multiphasé autocommuté
Source d'alimentation	Redresseurs de tension		Redresseur autocommuté avec un condensateur du côté continu et fonctionnant comme une source de tension
	Redresseurs de courant		Redresseur autocommuté avec une inductance du côté continu et fonctionnant comme une source de courant
Structure	Redresseurs pont complet		Redresseur autocommuté dont tous les bras sont constitués de composants commutables
	Redresseurs demi-pont	Type I	Redresseur autocommuté dont une borne courant continu est reliée aux bras redresseurs et l'autre borne est reliée au point neutre de la source alternative
		Type V	Redresseur autocommuté dont une borne courant alternatif est reliée au point central des bras du redresseur et l'autre au point central de la charge continue
Régulation	Redresseurs à modulation de largeur d'impulsion		Redresseur autocommuté où le courant alternatif ou la tension alternative est régulé(e) par une modulation de largeur d'impulsion
	Redresseurs à onde rectangulaire		Redresseur autocommuté dont le courant alternatif ou la tension alternative est une onde rectangulaire pour une demi-période

Les redresseurs de tension autocommutés à régulation par modulation de largeur d'impulsion, monophasés, à pont intégral, sont utilisés couramment dans les applications; ils sont décrits en 3.2.2 et 3.2.3.

3.2.2 Redresseurs autocommutés à étage unique

3.2.2.1 Circuit de base

La figure 17 représente le circuit de base et son comportement.

3.2.2.2 Forme d'onde caractéristique

La figure 18 représente la forme d'onde caractéristique d'un redresseur autocommuté.

3.2.2.3 Comportement de base

a) Côté entrée (côté alternatif) du redresseur

- La forme d'onde de tension est composée d'un train d'impulsions dont l'ondulation fondamentale présente une fréquence identique à celle de la source d'alimentation alternative.
- L'harmonique de courant qui circule côté alimentation est déterminé par les harmoniques de tension et l'impédance côté alternatif.

3.2 Self-commutated rectifiers

3.2.1 Classification of self-commutated rectifiers

Self-commutated rectifiers are classified according to the following categories:

- a) number of phases – single-phase/multiphase;
- b) type of power sources – voltage-stiff/current-stiff;
- c) structure – full bridge/half bridge;
- d) control – pulse-width modulation (PWM) control/square-wave control.

The classification is summarized in table 7.

Table 7 – Classification of the self-commutated rectifiers

Classification	Name		Definition
Number of phases	Single-phase rectifiers		Single-phase self-commutated rectifier
	Multiphase rectifiers		Multiphase self-commutated rectifier
Power source	Voltage-stiff rectifiers		Self-commutated rectifier with capacitor on the d.c. side operated as a voltage source
	Current-stiff rectifiers		Self-commutated rectifier with reactor on the d.c. side operated as a current source
Structure	Full-bridge rectifiers		Self-commutated rectifier, all arms of which consist of switching devices
	Half-bridge rectifiers	I-type	Self-commutated rectifier, one d.c. terminal of which is connected to rectifier arms, and the other terminal of which is connected to the neutral point of the a.c. power source
		V-type	Self-commutated rectifier, one a.c. terminal of which is connected to the middle point of rectifier arms, and the other terminal of which is connected to the middle point of the d.c. load.
Control	PWM-control rectifiers		Self-commutated rectifier whose a.c. voltage/current is controlled with pulse width modulation
	Square-wave rectifiers		Self-commutated rectifier whose a.c. voltage/current is a square wave in a half-period

The self-commutated rectifiers of single-phase, voltage-stiff, full bridge and PWM-control are commonly used and are described in 3.2.2 and 3.2.3.

3.2.2 Single-stage, self-commutated rectifiers

3.2.2.1 Basic circuit

The basic circuit and behaviour are illustrated in figure 17.

3.2.2.2 Typical waveform

A typical waveform of a self-commutated rectifier is shown in figure 18.

3.2.2.3 Basic behaviour

- a) Input side (a.c. side) of the rectifier
 - 1) The voltage waveform consists of a pulse train, whose fundamental wave has the same frequency as the a.c. power source.
 - 2) The current harmonic which flows in the power source side is determined by the voltage harmonics and the impedance on the a.c. side.

b) Côté sortie (côté continu) du redresseur

- 1) Le courant contient de nombreux harmoniques dont la fréquence fondamentale est deux fois supérieure à la fréquence d'alimentation alternative.
- 2) Les composantes alternatives du courant côté sortie sont essentiellement absorbées par un condensateur de lissage.
- 3) La tension ondulée côté sortie est déterminée par les composants alternatifs du courant de sortie et la capacité du condensateur de lissage.

3.2.2.4 Commande

Le principe de génération d'une forme d'onde de tension est identique à celui de l'onduleur de tension (voir 3.4.4).

La tension de sortie se commande en modifiant l'amplitude et la phase de la tension fondamentale déterminée par la modulation de la largeur d'impulsion ($V_{c.a.}$ de la figure 17) par rapport à la tension de la ligne.

3.2.2.5 Caractéristiques

Les caractéristiques de base sont identiques à celles de l'onduleur de tension (voir 3.4.6).

3.2.3 Redresseurs autocommutés multiples

3.2.3.1 Configurations

Plusieurs modules redresseurs de tension autocommutés sont connectés en série ou en parallèle côté charge.

La figure 19 représente les configurations caractéristiques.

3.2.3.2 Fonctionnement en multiphase

Chaque redresseur est commandé par divers signaux de modulation de largeur d'impulsion suivant plusieurs angles de phase dans le convertisseur multiple.

Ce mode multiphase peut réduire les harmoniques contenus dans le courant côté alternatif.

3.2.4 Redresseurs de courant autocommutés

Les redresseurs de courant autocommutés sont utilisés dans certains cas. La figure 20 représente les configurations de base.

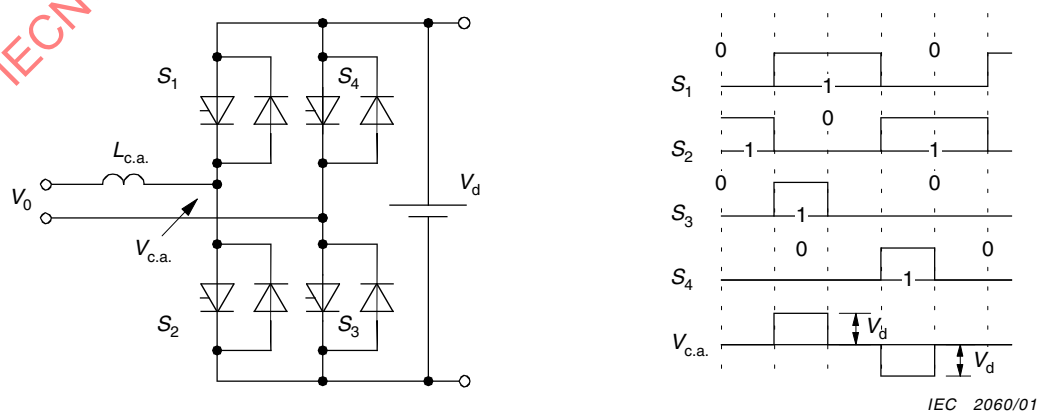


Figure 17 – Redresseur autocommuté monophasé (à pont intégral)

b) Output side (d.c. side) of the rectifier

- 1) The current contains many harmonics whose fundamental frequency is twice the frequency of the a.c. power source.
- 2) The a.c. components of the current on the output side are mainly absorbed by a smoothing capacitor.
- 3) The voltage ripple on the output side is determined by the a.c. components in the output current and the capacity of the smoothing capacitor.

3.2.2.4 Control

The control principle of voltage waveform generation is the same as the voltage-stiff inverter (see 3.4.4).

The output voltage value is controlled by changing the amplitude and phase of the PWM-controlled fundamental voltage ($V_{a.c.}$ in figure 17) compared with the line voltage.

3.2.2.5 Characteristics

The basic characteristics are the same as those of the voltage-stiff inverter (see 3.4.6).

3.2.3 Multiple, self-commutated rectifiers**3.2.3.1 Configurations**

Several units of voltage-stiff self-commutated rectifiers are connected in series or parallel to the load side.

Typical configurations are illustrated in figure 19.

3.2.3.2 Multiphase operation

Each unit rectifier is operated on the basis of different PWM-waveform signals with various phase angles in the multiple convertor.

The multiphase operations can reduce the harmonics in the a.c. side current.

3.2.4 Current-stiff self-commutated rectifiers

Current-stiff self-commutated rectifiers are used in some cases. Basic configurations are shown in figure 20.

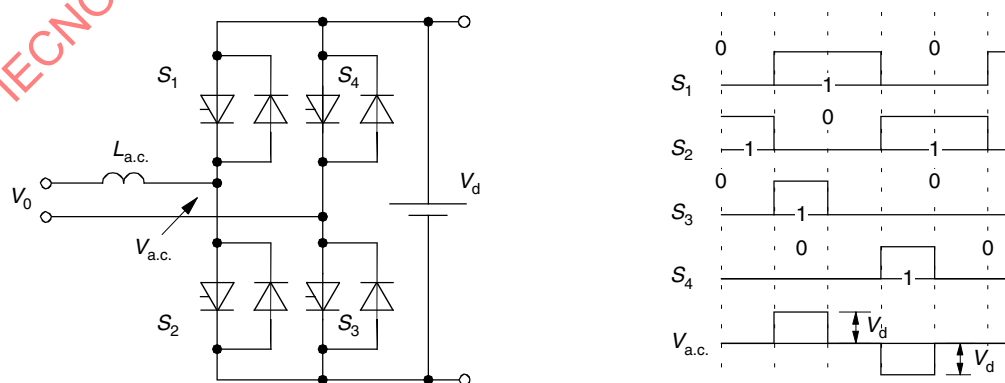


Figure 17 – Single-phase self-commutated rectifier (full bridge type)

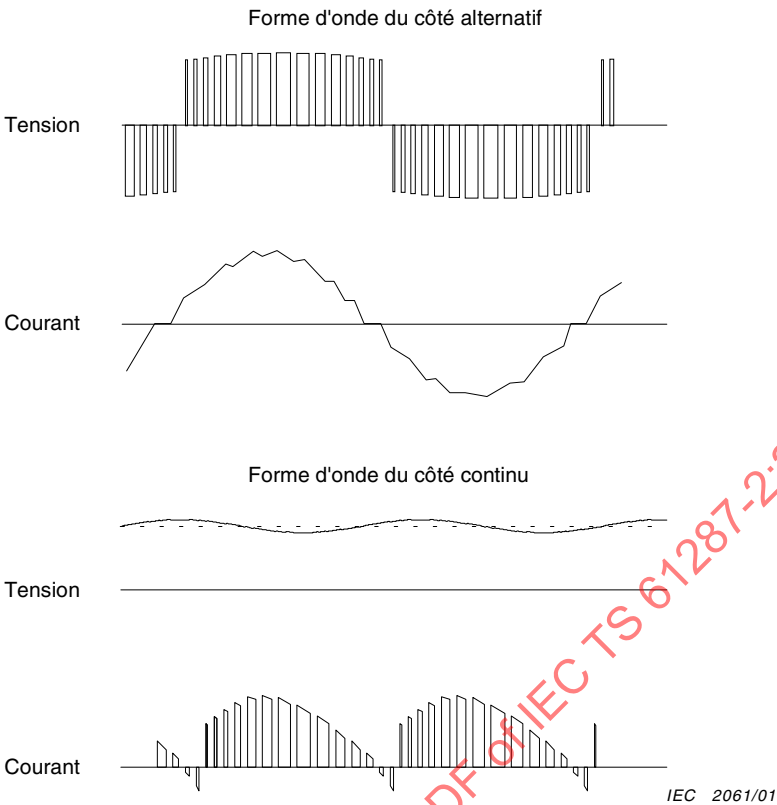
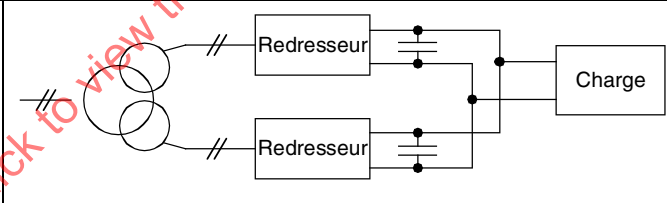
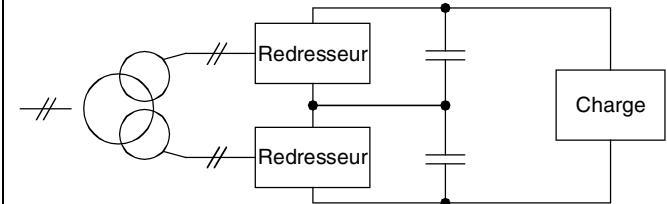


Figure 18 – Forme d'onde caractéristique du redresseur autocommuté

Type de multiple	Configurations de base du système
Type parallèle	
Type séries	

IEC 2062/01

Figure 19 – Redresseurs de tension autocommutés multiples

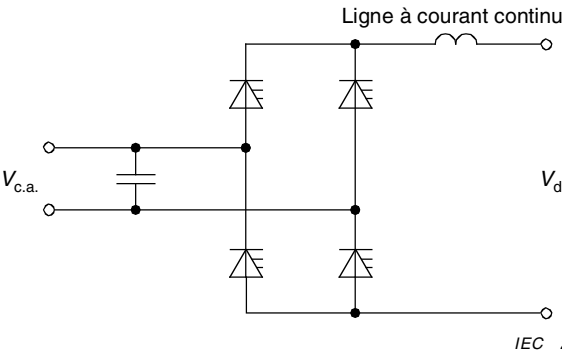


Figure 20 – Configuration de base du redresseur de courant autocommuté

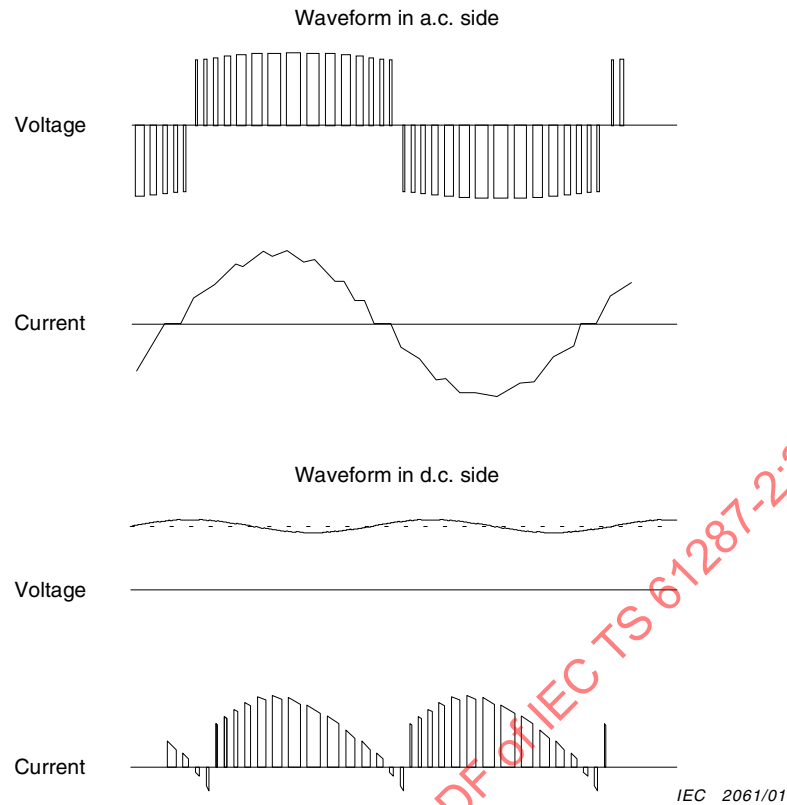


Figure 18 – Typical waveform of the self-commutated rectifier

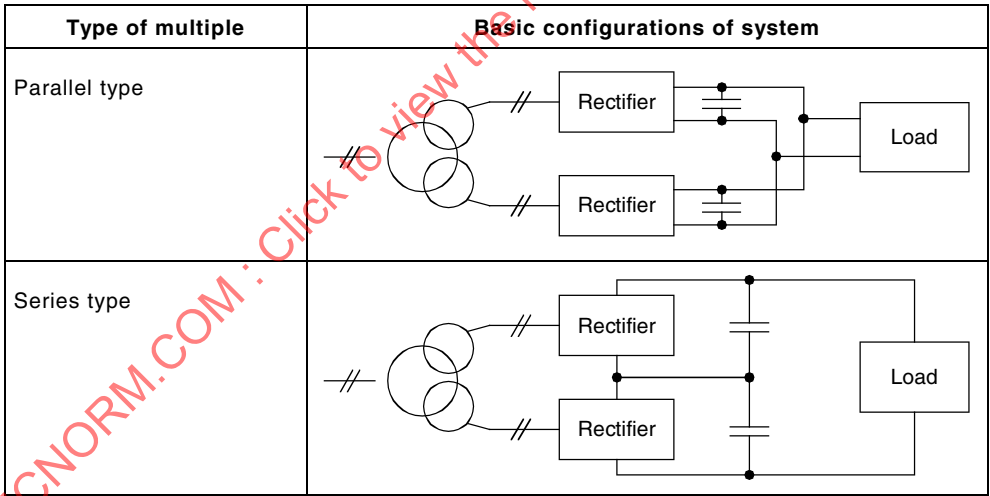


Figure 19 – Voltage-stiff multiple self-commutated rectifiers

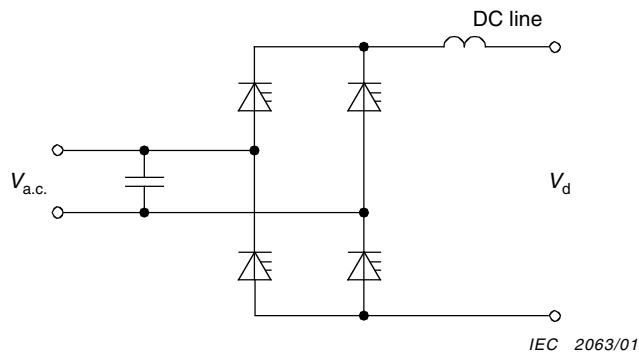


Figure 20 – Basic configuration of current-stiff self-commutated rectifier

3.3 Hacheurs

3.3.1 Classification des hacheurs

Les différents types de hacheurs sont donnés ci-dessous.

- a) Hacheurs unidirectionnels
 - hacheurs élévateurs, hacheurs abaisseurs;
 - hacheurs élévateurs et abaisseurs.
- b) Hacheurs bidirectionnels
 - hacheurs de tension à deux secteurs, hacheurs de courant à deux secteurs;
 - hacheurs à quatre secteurs.

La configuration du circuit de base est fournie dans le tableau 8.

La description est limitée aux hacheurs dotés à la fois de bornes d'entrée et de sortie. Les autres modèles comme les hacheurs rhéostatiques, illustrés à la figure 21, sont exclus.

Le fonctionnement de tous les hacheurs représentés peut être expliqué comme une combinaison de hacheurs abaisseur et élévateur. Ces deux types de hacheurs sont donc décrits dans les paragraphes qui suivent.

3.3.2 Hacheurs abaisseurs

3.3.2.1 Configuration du circuit de base

La figure 22 représente le circuit de base d'un hacheur abaisseur.

3.3.2.2 Forme d'onde de base

La figure 23 représente la forme d'onde fondamentale d'un hacheur abaisseur.

3.3.2.3 Comportement de base

- a) Côté sortie du hacheur
 - 1) La tension de sortie est composée d'impulsions dont la tension de crête est identique à la tension d'entrée.
 - 2) La tension de sortie contient des harmoniques dont la fréquence fondamentale est identique à la fréquence de découpage continu.
 - 3) Le courant de sortie est un courant continu dont l'ondulation est déterminée par les harmoniques de la tension de sortie et la réactance du côté sortie, c'est-à-dire le total des réactances de l'enroulement de lissage et de la charge.
- b) Côté entrée du hacheur
 - 1) Le courant d'entrée est composé d'impulsions dont le courant de crête est identique au courant de sortie.
 - 2) Le courant d'entrée contient des harmoniques dont la fréquence fondamentale est identique à la fréquence de découpage.
 - 3) Le courant harmonique traverse le filtre et est acheminé jusqu'à la source d'alimentation.
 - 4) Les courants harmoniques contenus dans la source sont diminués suivant les valeurs déterminées par les caractéristiques du filtre.

3.3 Choppers

3.3.1 Classification of choppers

The choppers described are classified below.

- a) Unidirectional choppers
 - step-up choppers, step-down choppers;
 - step-up-and-down choppers.
- b) Bi-directional choppers
 - two-quadrant voltage choppers, two-quadrant current choppers;
 - four-quadrant choppers.

Basic circuit configurations are summarized in table 8.

The description here is limited to choppers that have both input and output terminals. Other choppers, for example, resistance choppers as illustrated in figure 21, are excluded.

Operation of all the choppers listed above can be explained as a combination of the fundamental operations of step-up and step-down choppers. These two types of chopper are described in the following subclauses.

3.3.2 Step-down choppers

3.3.2.1 Basic circuit configuration

The basic circuit of a step-down chopper is shown in figure 22.

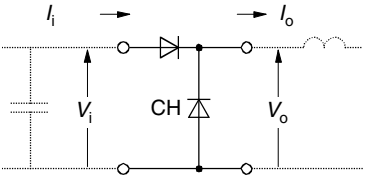
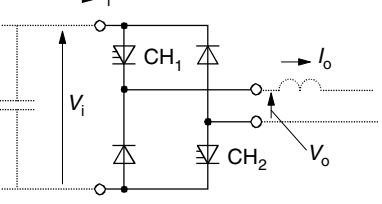
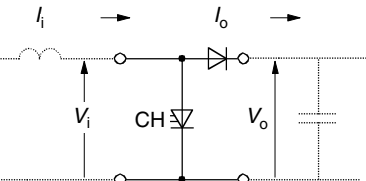
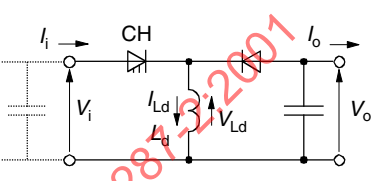
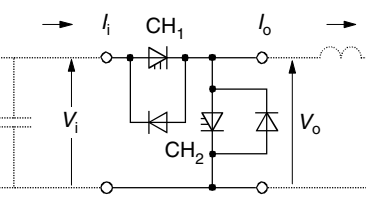
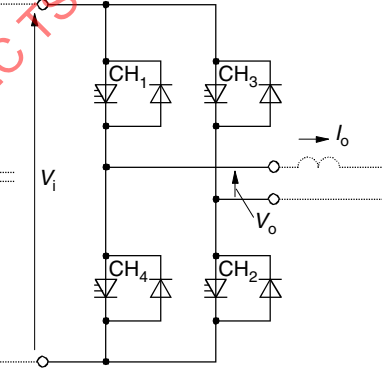
3.3.2.2 Basic waveform

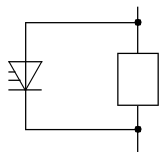
The basic waveform of a step-down chopper is shown in figure 23.

3.3.2.3 Basic behaviour

- a) Output side of the chopper
 - 1) The output voltage consists of pulses whose peak voltage is the same as the input voltage.
 - 2) The output voltage contains harmonics whose fundamental frequency is the same as the chopping frequency.
 - 3) The output current is a d.c. current with a ripple, which is determined by the harmonics of the output voltage and the reactance on the output side, i.e. the summation of the reactances of the smoothing reactor and the load.
- b) Input side of the chopper
 - 1) The input current consists of pulses whose peak current is the same as the output current.
 - 2) The input current contains harmonics whose fundamental frequency is the same as the chopping frequency.
 - 3) The harmonic current flows through the filter into the power source.
 - 4) The harmonic currents in the source are decreased to the extent determined by the characteristics of the filter.

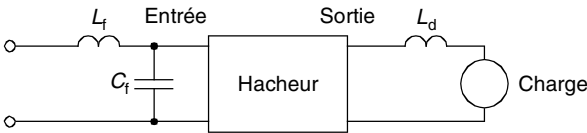
Tableau 8 – Configuration de base du circuit des hacheurs

Hacheur	Configuration de base du circuit	Hacheur	Configuration de base du circuit
Abaisseur		De tension à deux quadrants	
Élévateur		Abaisseur/élévateur	
De courant à deux quadrants		A quatre quadrants	



IEC 2064/01

Figure 21 – Hacheur rhéostatique



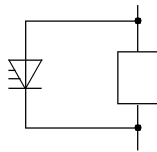
IEC 2065/01

L_f : enroulement du filtre d'entrée
 C_f : condensateur du filtre d'entrée
 L_d : enroulement de lissage

Figure 22 – Circuit de base d'un hacheur abaisseur

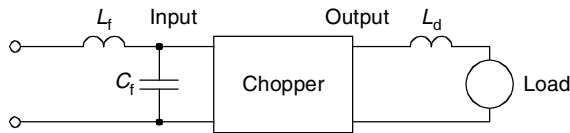
Table 8 – Basic circuit configuration of choppers

Chopper	Basic circuit configuration	Chopper	Basic circuit configuration
Step-down		Voltage-stiff two-quadrants	
Step-up		Step-down/up	
Current-stiff two-quadrant		Four-quadrant	



IEC 2064/01

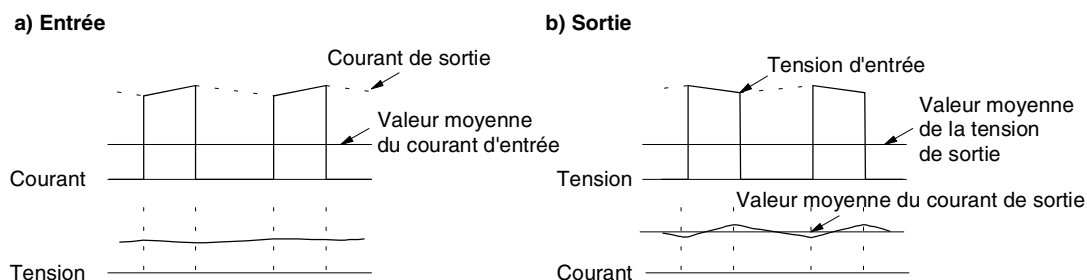
Figure 21 – Resistance chopper



IEC 2065/01

L_f : input filter reactor
 C_f : input filter capacitor
 L_d : smoothing reactor

Figure 22 – Basic circuit of a step-down chopper



IEC 2066/01

Figure 23 – Forme d'onde de base d'un hacheur abaisseur

3.3.2.4 Tension de sortie

La tension de sortie V_o est proportionnelle au rapport de conduction α .

$$V_o = \alpha \times V_i \quad (1)$$

$$\alpha = \frac{T_{on}}{T} \quad (2)$$

où

V_i est la tension d'entrée moyenne, en volts;

T_{on} est l'intervalle de conduction;

T est la période du hacheur.

3.3.2.5 Ondulation du courant de sortie

La figure 24 représente l'ondulation du courant de sortie ΔI_o en fonction du taux de conduction α .

$$\Delta I_o = \frac{V_i}{L_o} T \alpha (1 - \alpha) \quad (3)$$

où

la résistance dans le circuit est omise;

L_o représente l'inductance du côté sortie.

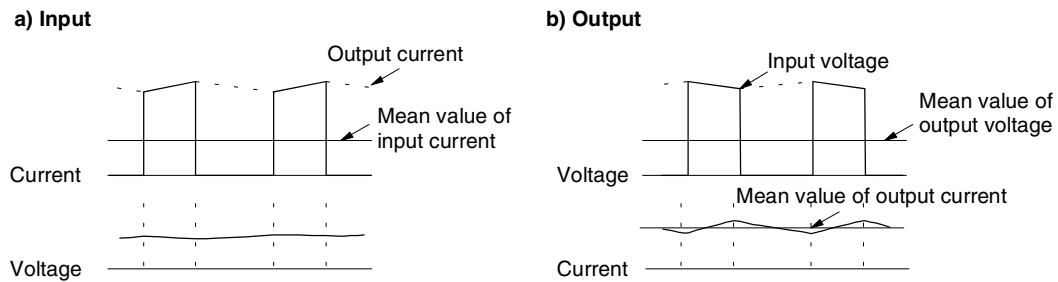
3.3.3 Hacheurs éleveurs

3.3.3.1 Configuration du circuit de base

La figure 25 représente le circuit de base d'un hacheur éleveur.

3.3.3.2 Forme d'onde de base

La figure 26 représente la forme d'onde de base d'un hacheur éleveur.



IEC 2066/01

Figure 23 – Basic waveform of a step-down chopper**3.3.2.4 Output voltage**

The output voltage V_o is proportional to the conduction ratio α .

$$V_o = \alpha \times V_i \quad (1)$$

$$\alpha = \frac{T_{on}}{T} \quad (2)$$

where

V_i is the average input voltage, in volts;

T_{on} is the conduction interval;

T is the period of the chopper.

3.3.2.5 Output current ripple

The output current ripple ΔI_o is a function of the conduction ratio α as shown in figure 24.

$$\Delta I_o = \frac{V_i}{L_o} T \alpha (1 - \alpha) \quad (3)$$

where

the resistance in the circuit is neglected;

L_o is the inductance in the output side.

3.3.3 Step-up choppers**3.3.3.1 Basic circuit configuration**

The basic circuit of a step-up chopper is shown in figure 25.

3.3.3.2 Basic waveform

Basic waveform of a step-up chopper are shown in figure 26.

3.3.3.3 Comportement de base

a) Côté sortie du hacheur

- 1) Le courant de sortie est composé d'impulsions dont le courant de crête est identique au courant d'entrée.
- 2) Le courant de sortie contient les harmoniques dont la fréquence fondamentale est identique à la fréquence de découpage.
- 3) La tension de sortie est une tension continue ondulée, déterminée par les harmoniques du courant de sortie et le condensateur de filtrage côté sortie.

b) Côté entrée du hacheur

- 1) La tension d'entrée est composée d'impulsions dont la tension crête est identique à la tension de sortie.
- 2) La tension d'entrée contient les harmoniques dont la fréquence fondamentale est identique à la fréquence de découpage.
- 3) Le courant d'entrée est le courant direct contenant des ondulations; ces harmoniques ondulés sont déterminés par les harmoniques de tension d'entrée et l'inductance côté entrée, c'est-à-dire le total des inductances de l'enroulement de lissage et de la source.

3.3.3.4 Tension de sortie

Le rapport de la tension de sortie V_o sur la tension d'entrée V_i est inversement proportionnel à $1 - \alpha$ et est donné par l'équation suivante:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - \alpha}$$

où α est le taux de conduction de la partie d'écrtage.

3.3.3.5 Ondulation du courant d'entrée

L'ondulation du courant d'entrée ΔI_i est exprimée sous forme de l'équation suivante:

$$\Delta I_i = \frac{V_o}{L_i} T \alpha (1 - \alpha) \quad (4)$$

où

la résistance du circuit n'est pas prise en compte;

L_i représente l'inductance du côté entrée.

3.3.4 Principe de base de la commande

Comme expliqué en 2.2.3.4 de la CEI 61287-1, il existe trois méthodes pour commander un hacheur et obtenir une tension de sortie continue:

- une largeur d'impulsion variable avec une fréquence fixe;
- une largeur d'impulsion fixe avec une fréquence variable;
- une combinaison de ces deux méthodes.

3.3.3.3 Basic behaviour

a) Output side of the chopper

- 1) The output current consists of pulses whose peak current is the same as the input current.
- 2) The output current contains harmonics whose fundamental frequency is the same as the chopping frequency.
- 3) The output voltage is d.c. voltage with ripple, which is determined by the harmonics of the output current and the filter capacitor on the output side.

b) Input side of the chopper

- 1) The input voltage consists of pulses whose peak voltage is the same as the output voltage.
- 2) The input voltage contains harmonics whose fundamental frequency is the same as the chopping frequency.
- 3) The input current is the direct current containing ripples; these ripple harmonics are determined by the input-voltage harmonics and the inductance on the input side, i.e., the sum of the inductances of the smoothing reactor and the source.

3.3.3.4 Output voltage

The ratio of the output voltage V_o to the input voltage V_i is in reverse ratio to $1 - \alpha$ and is given by the following equation:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - \alpha}$$

where α is the conduction ratio of the chopping part.

3.3.3.5 Input current ripple

The input current ripple ΔI_i is expressed as the following formula:

$$\Delta I_i = \frac{V_o}{L_i} T \alpha (1 - \alpha) \quad (4)$$

where

the resistance in the circuit is neglected;

L_i is the inductance on the input side.

3.3.4 Basic control scheme

As explained in 2.2.3.4 of IEC 61287-1, there are three methods to control a chopper and obtain a variable d.c. output voltage:

- a variable pulse-width with a fixed frequency;
- a fixed pulse-width with a variable frequency;
- a combination of these two methods.

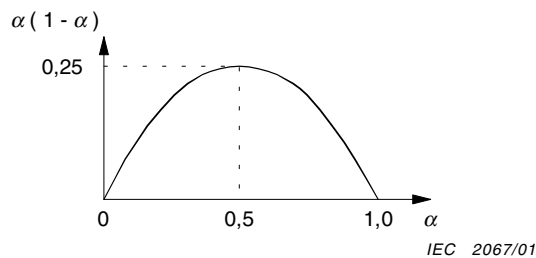
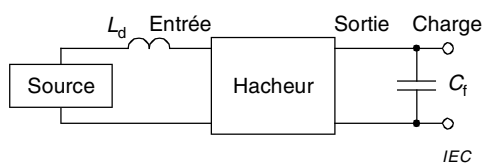


Figure 24 – Coefficient de l'ondulation du courant de sortie



L_d : inductance de la somme
 C_f : condensateur du filtre

Figure 25 – Circuit de base d'un hacheur élévateur

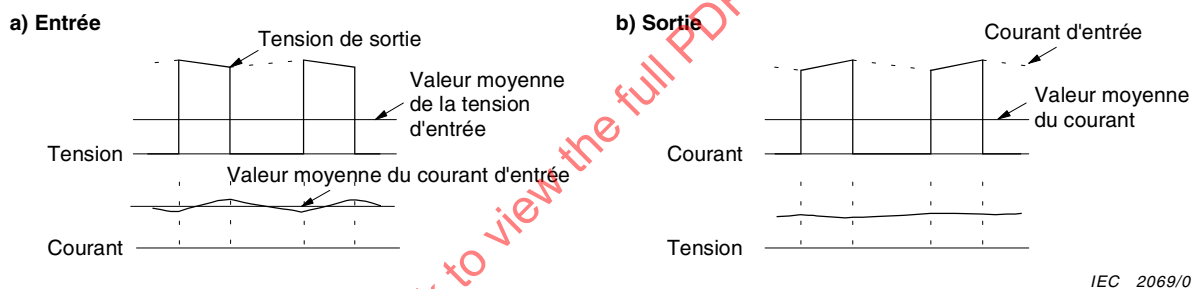


Figure 26 – Forme d'onde de base d'un hacheur élévateur

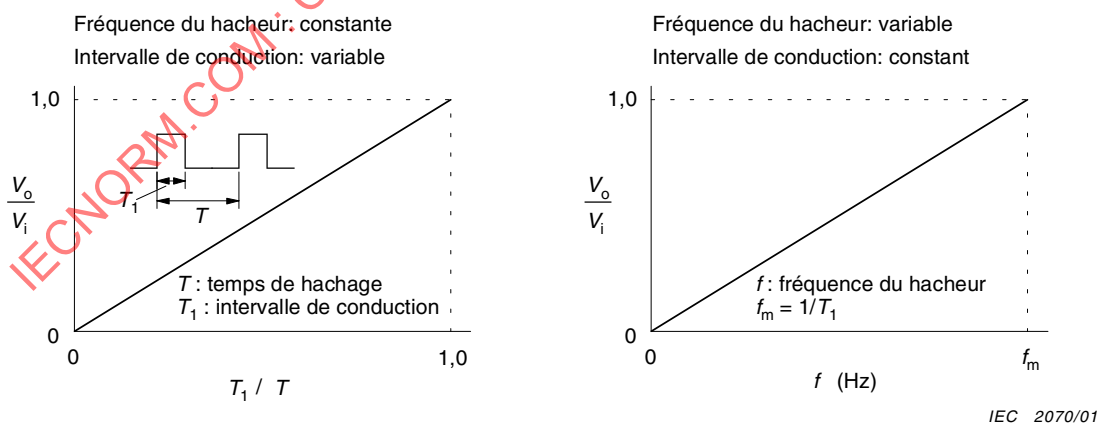


Figure 27 – Courbes caractéristiques de base de la commande d'un hacheur abaisseur

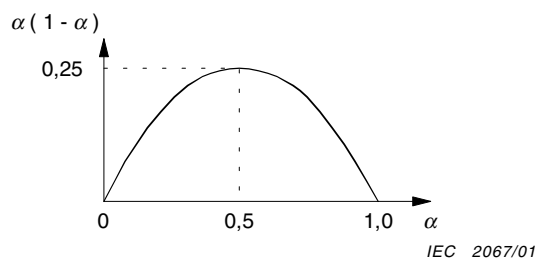
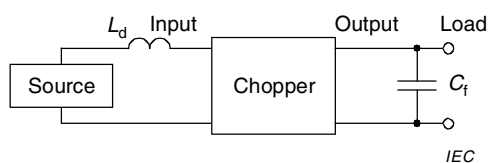


Figure 24 – Coefficient of output current ripple



L_d : source inductance

C_f : filter capacitor

Figure 25 – Basic circuit of a step-up chopper

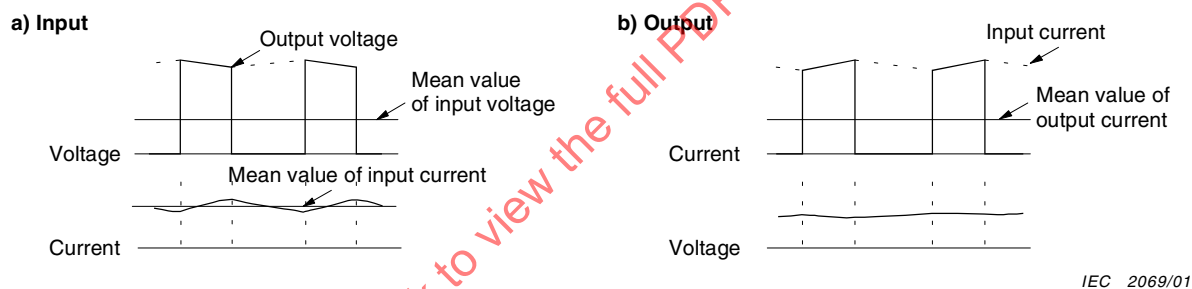


Figure 26 – Basic waveform of a step-up chopper

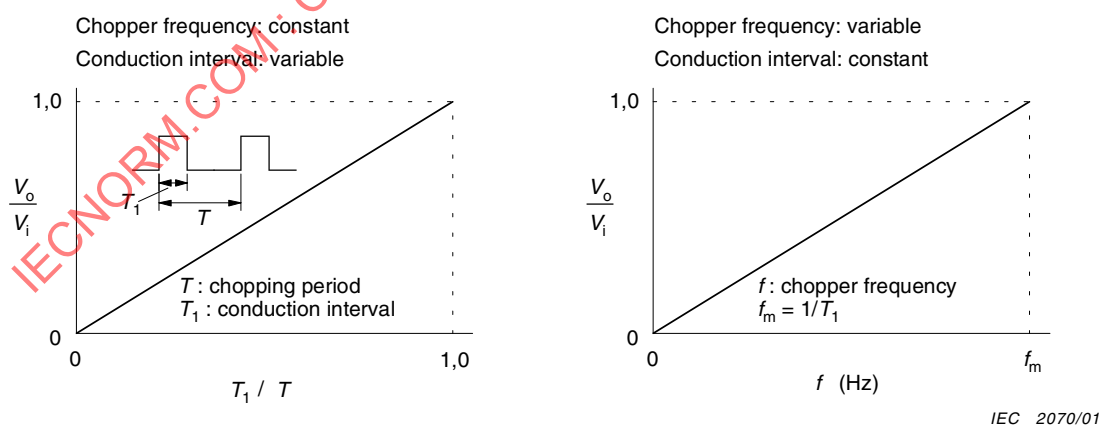


Figure 27 – Basic characteristic curves under the control of a step-down chopper

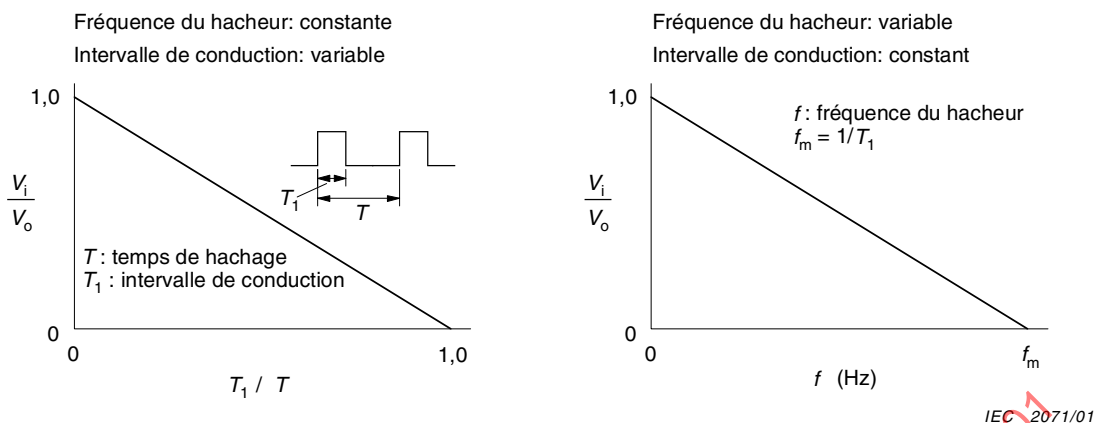


Figure 28 – Courbes caractéristiques de base de la commande d'un hacheur élévateur

3.3.4.1 Hacheur abaisseur

La figure 27 représente les courbes caractéristiques d'un hacheur abaisseur.

3.3.4.2 Hacheur élévateur

La figure 28 représente les courbes caractéristiques d'un hacheur élévateur.

3.3.4.3 Commande en fréquence variable et intervalle de conduction variable

La valeur instantanée du courant ou de la tension se règle en ajustant simultanément la fréquence de découpage et l'intervalle de conduction.

3.3.5 Hacheurs multiphases et/ou multiples

3.3.5.1 Définition

a) Hacheur multiphase

Hacheur possédant deux ou plusieurs hacheurs élémentaires synchronisés, à phase de conduction décalée et connectés à la même alimentation.

b) Hacheur multiple

Hacheur possédant deux ou plusieurs hacheurs élémentaires synchronisés, à phase de conduction décalée et connectés à la même charge.

La figure 29 représente les configurations du circuit de base de ces deux types de hacheurs.

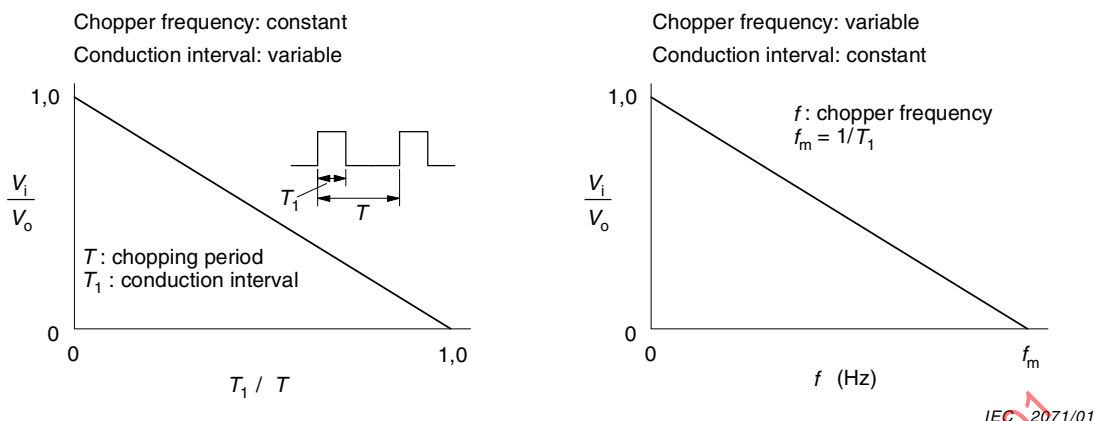


Figure 28 – Basic characteristic curves under the control of a step-up chopper

3.3.4.1 Step-down chopper

The characteristic curves under the control of a step-down chopper are illustrated in figure 27.

3.3.4.2 Step-up chopper

The characteristic curves under the control of a step-up chopper are illustrated in figure 28.

3.3.4.3 Variable frequency and variable conduction interval control

The instant value of the current/voltage is controlled by adjusting both the chopping frequency and the conduction interval simultaneously.

3.3.5 Multiphase and/or multiple choppers

3.3.5.1 Definition

a) Multiphase chopper

A chopper which has two or more chopping parts synchronized, phase-delayed and connected to the same power supply system.

b) Multiple chopper

A chopper which has two or more chopping parts synchronized, phase-delayed and connected to the same load.

Basic circuit configurations of multiphase and multiple choppers are shown in figure 29.

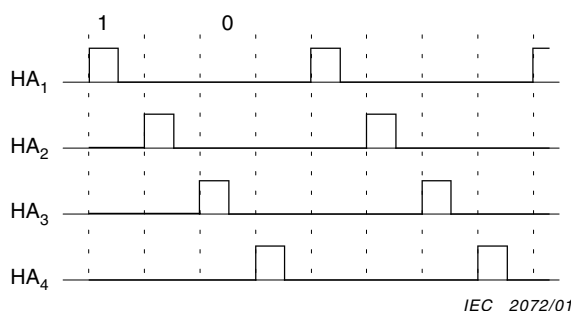
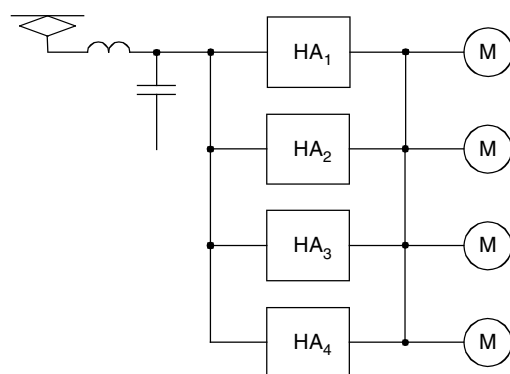


Figure 29a – Hacheur quatre-phase, quatre-multiple

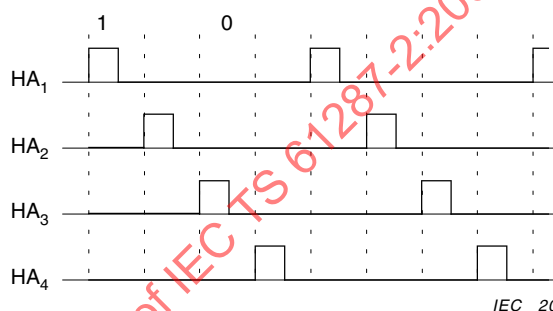
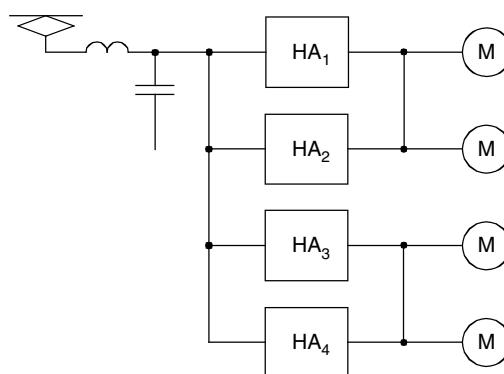


Figure 29b – Hacheur quatre-phase, deux-multiple

Figure 29 – Configurations du circuit de base d'un hacheur multiphase et multiple

3.3.5.2 But

Le hacheur multiphase sert essentiellement à réduire les harmoniques côté entrée.

Le hacheur multiple sert essentiellement à réduire les harmoniques contenus dans l'ondulation de sortie.

3.3.6 Caractéristiques électriques

3.3.6.1 Hacheur abaisseur

Dans ce paragraphe, nous allons nous contenter de décrire un hacheur monophasé.

Pour l'analyse, les données suivantes sont nécessaires:

- la tension d'entrée moyenne;
- le courant de sortie moyen;
- la fréquence d'écrtage;
- les inductances côté sortie;
- les caractéristiques en fréquence du filtre d'entrée;
- le rapport de conduction α .

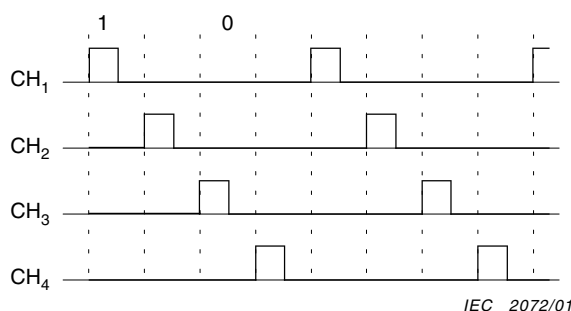
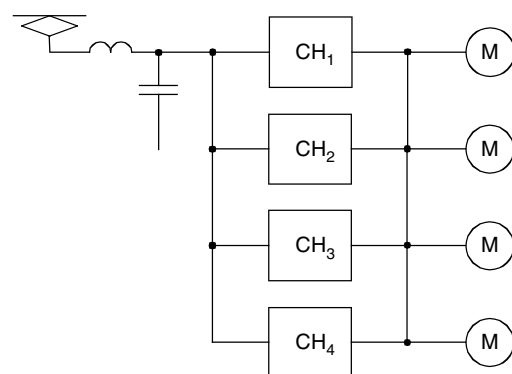


Figure 29a – Four-phase, four-multiple chopper

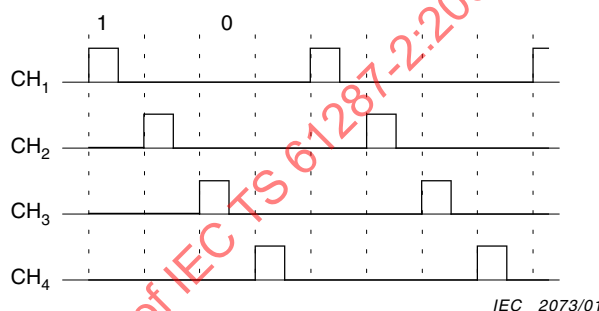
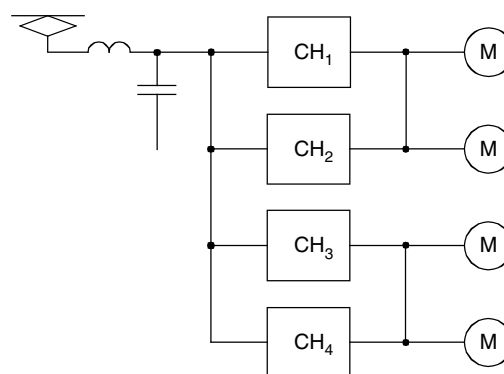


Figure 29b – Four-phase, two-multiple chopper

Figure 29 – Basic circuit configurations of a multiphase and multiple chopper

3.3.5.2 Purpose

The main advantage of a multiphase chopper is to reduce the harmonic contents on the input side.

The main advantage of a multiple chopper is to reduce the harmonic contents of output ripple.

3.3.6 Electric characteristics

3.3.6.1 Step-down chopper

Only a single-phase chopper is described in this subclause.

The following data are necessary for the analysis:

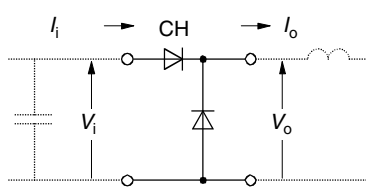
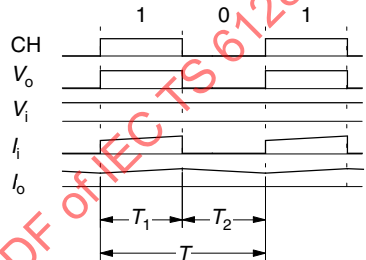
- average input voltage;
- average output current;
- chopping frequency;
- inductances of the output side;
- frequency characteristics of the input filter;
- conduction ratio α .

On obtient la liste de paramètres suivants:

- tension de sortie;
- spectre de fréquences de la tension de sortie;
- spectre de fréquences du courant de sortie;
- courant d'entrée moyen;
- spectre de fréquences du courant d'entrée;
- courant côté source;
- fonctionnement critique en mode continu du courant de sortie.

Le tableau 9 illustre le fonctionnement d'un hacheur abaisseur.

Tableau 9 – Fonctionnement d'un hacheur abaisseur

Hacheur	Circuit du hacheur	Formes d'onde
Abaisseur		

3.3.6.1.1 Tension de sortie

Pour plus de détails sur la tension de sortie, voir 3.3.3.4 relatif aux caractéristiques de base des hacheurs.

3.3.6.1.2 Spectre de fréquences de la tension de sortie

La tension de sortie est composée d'une composante continue et d'ondes harmoniques, dont la fréquence fondamentale est la fréquence de découpage. Pour calculer le spectre de fréquences des harmoniques de la tension de sortie, il suffit d'appliquer l'équation suivante:

$$V_o(n) = \frac{\sqrt{2} V_i}{\pi n} (1 - \cos 2 n \pi \alpha)^{1/2} \quad (5)$$

où la tension d'entrée V_i est considérée comme constante.

3.3.6.1.3 Spectre de fréquences du courant de sortie

Pour calculer l'ondulation du $n^{\text{ième}}$ harmonique $I_o(n)$, il suffit d'intégrer $V_o(n)$ défini en 3.3.6.1.2, dans l'équation suivante:

$$I_o(n) = \frac{V_o(n)}{Z_o(n)} \quad (6)$$

où $Z_o(n)$ est l'impédance totale côté sortie pour la fréquence de l'onde du $n^{\text{ième}}$ harmonique.

The following information is obtained:

- output voltage;
- frequency spectrum of the output voltage;
- frequency spectrum of the output current;
- average input current;
- frequency spectrum of the input current;
- source-side current;
- critical operation of a continuous output-current mode.

The operation of a step-down chopper is shown in table 9.

Table 9 – Operation of step-down chopper

Chopper	Chopper circuit	Waveforms
Step-down		

3.3.6.1.1 Output voltage

For an explanation of output voltage, see 3.3.3.4 concerning basic characteristics of choppers.

3.3.6.1.2 Frequency spectrum of the output voltage

The output voltage consists of d.c. and harmonic waves whose fundamental frequency is the chopping frequency. The frequency spectrum of output voltage harmonics is calculated by the following formula:

$$V_o(n) = \frac{\sqrt{2} V_i}{\pi n} (1 - \cos 2 n \pi \alpha)^{1/2} \quad (5)$$

where the input voltage V_i is assumed completely constant.

3.3.6.1.3 Frequency spectrum of the output current

One can calculate the n th harmonic wave $I_o(n)$ by using $V_o(n)$, as defined in 3.3.6.1.2, in the following formula:

$$I_o(n) = \frac{V_o(n)}{Z_o(n)} \quad (6)$$

where $Z_o(n)$ is the total impedance on the output side for the frequency of the n th harmonic wave.

3.3.6.1.4 Courant d'entrée moyen

Le courant d'entrée moyen I_i est obtenu en multipliant le taux de conduction α par le courant de sortie moyen I_o .

$$I_i = \alpha \times I_o \quad (7)$$

3.3.6.1.5 Spectre de fréquences du courant d'entrée

Le courant d'entrée est composé d'une composante continue et d'ondes harmoniques, dont la fréquence fondamentale est la fréquence de découpage. Le spectre de fréquences des harmoniques de courant d'entrée se calcule par l'équation suivante:

$$I_i(n) = \frac{\sqrt{2} I_o}{\pi n} (1 - \cos 2n\pi\alpha)^{1/2} \quad (\mu = 0) \quad (8)$$

$$I_i(n) = \frac{I_o}{n\pi} \left\{ 2(1 + \mu^2) + \frac{2\mu^2}{n^2\pi^2\alpha^2} - \frac{4\mu^2}{n\pi\alpha} \sin 2n\pi\alpha - 2\left(1 - \mu^2 + \frac{\mu^2}{n^2\pi^2\alpha^2}\right) \cos 2n\pi\alpha \right\}^{1/2} \quad (\mu \neq 0) \quad (9)$$

La valeur $I_i(n)$ est approximative si les ondulations du courant de sortie sont significatives; les courbes de la figure 30 donnent plus de détails sur le manque de précision de l'équation (8) dû aux ondulations du courant de sortie.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC TS 61287-2:2001

3.3.6.1.4 Average input current

The average input current I_i is obtained by multiplying the conduction ratio α by the average output current I_o .

$$I_i = \alpha \times I_o \quad (7)$$

3.3.6.1.5 Frequency spectrum of the input current

The input current consists of d.c. and harmonic waves whose fundamental frequency is the chopping frequency. The frequency spectrum of input current harmonics is calculated by the following formula:

$$I_i(n) = \frac{\sqrt{2} I_o}{\pi n} (1 - \cos 2n\pi\alpha)^{1/2} \quad (\mu = 0) \quad (8)$$

$$I_i(n) = \frac{I_o}{n\pi} \left\{ 2(1 + \mu^2) + \frac{2\mu^2}{n^2\pi^2\alpha^2} - \frac{4\mu^2}{n\pi\alpha} \sin 2n\pi\alpha - 2\left(1 - \mu^2 + \frac{\mu^2}{n^2\pi^2\alpha^2}\right) \cos 2n\pi\alpha \right\}^{1/2} \quad (\mu \neq 0) \quad (9)$$

The accuracy of $I_i(n)$ is only appropriate when ripples of the output current are large. The inaccuracy of formula (8), due to the ripples of the output current, is shown in the curves plotted in figure 30.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC TS 61287-2:2001

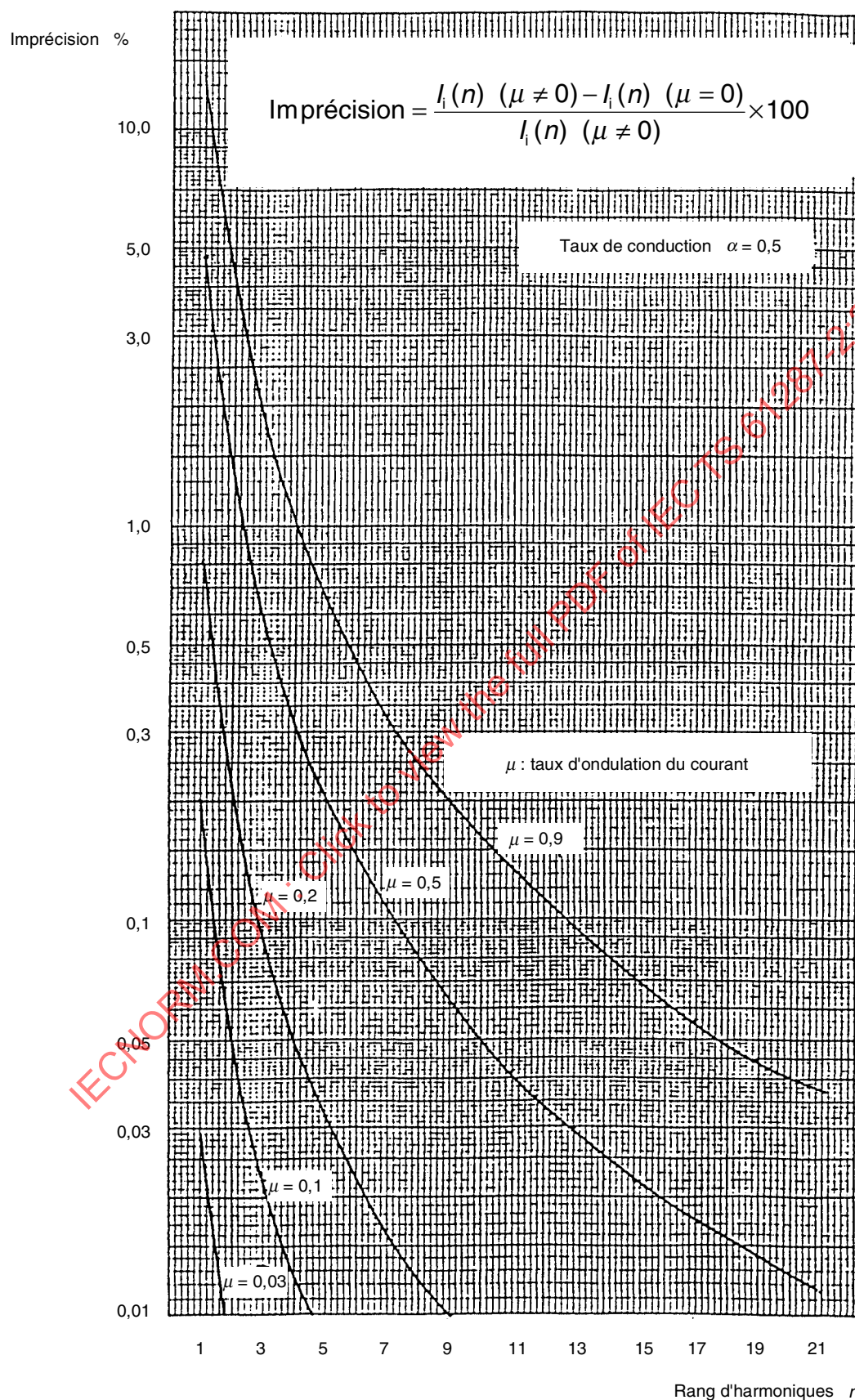


Figure 30 – Imprécision due à l'ondulation d'un courant de sortie

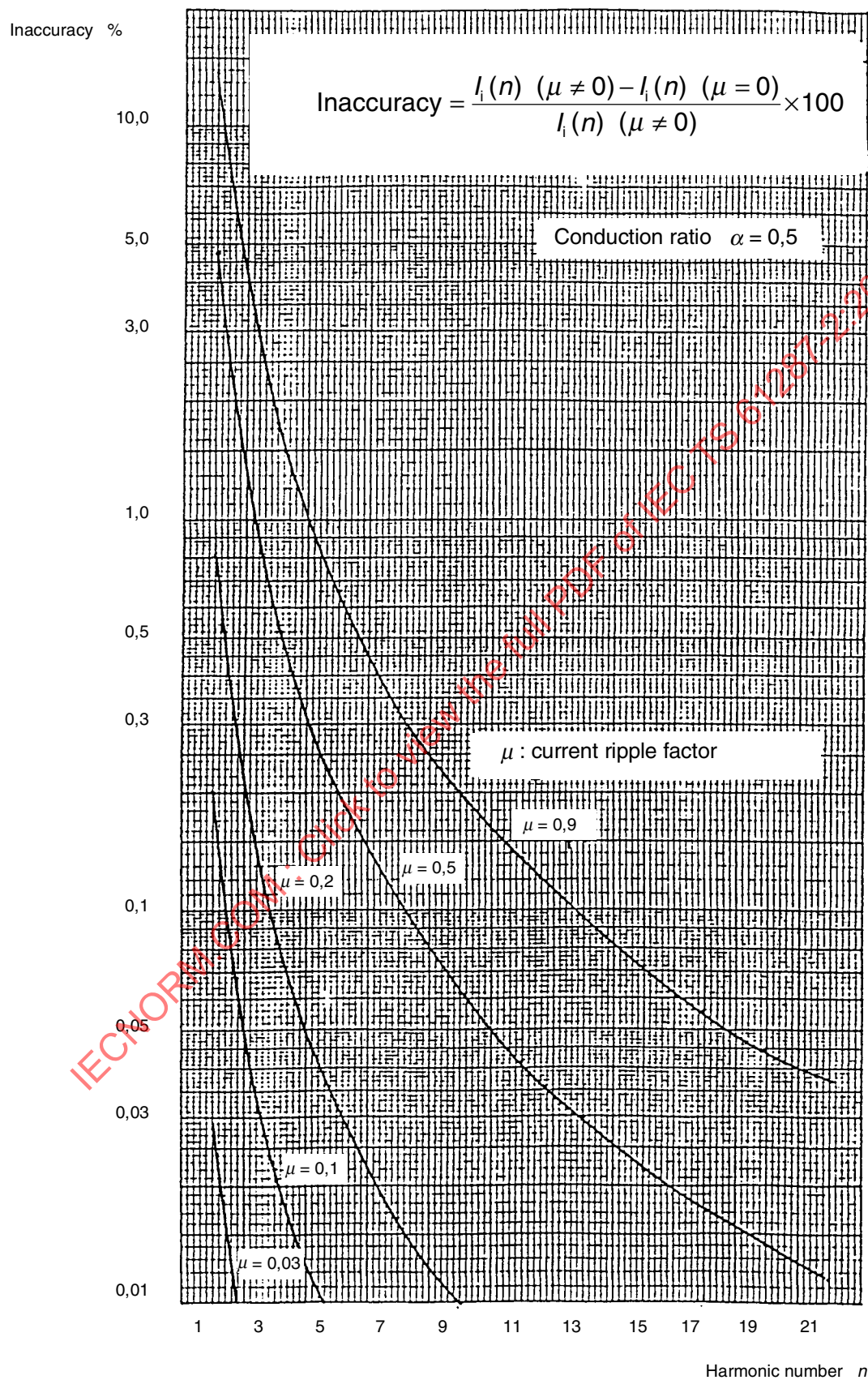
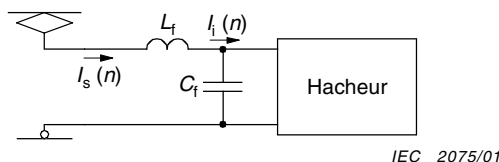


Figure 30 – Inaccuracy due to the ripple of an output current

3.3.6.1.6 Courant côté source

3.3.6.1.6.1 Circuit côté entrée du hacheur

A la figure 31, le filtre est connecté au circuit d'entrée du hacheur. Les ondulations du courant produites par le hacheur traversent la source d'alimentation après avoir été réduites par le filtre.



$I_i(n)$: $n^{\text{ième}}$ harmonique du courant d'entrée du hacheur

$I_s(n)$: $n^{\text{ième}}$ harmonique du courant en ligne

L_f : total des inductances de la réactance du filtre de la ligne d'alimentation et des sous-stations.

Figure 31 – Circuit côté entrée du hacheur

3.3.6.1.6.2 Calcul du courant ondulé traversant la source d'alimentation

Le courant traversant la source d'alimentation est calculé en multipliant les courants harmoniques d'entrée du hacheur par le facteur réducteur du courant ζ_n comme suit:

$$I_s(n) = \zeta_n I_i(n) \quad (10)$$

3.3.6.1.6.3 Caractéristiques des fréquences d'entrée

Le facteur de réduction du courant d'entrée ζ_n est obtenu à partir d'un tracé semblable à celui figurant à la figure 32 ou, de façon approximative, sur la base de l'équation suivante:

$$\zeta_n = \frac{1}{\sqrt{1 - 4\pi^2 n^2 f_c^2 L_f C_f}} \quad (11)$$

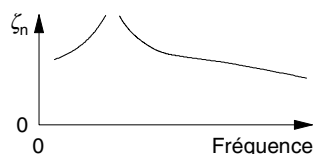
où

f_c est la fréquence du hacheur;

n est le rang d'harmonique de la fréquence du hacheur;

L_f est la somme des inductances de l'enroulement du filtre de la ligne d'alimentation et des sous-stations;

C_f est la capacité du condensateur du filtre.



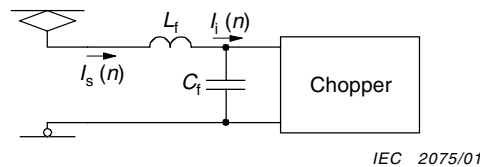
IEC 2076/01

Figure 32 – Caractéristiques de la fréquence d'entrée

3.3.6.1.6 Source side current

3.3.6.1.6.1 Circuit on the input side of a chopper

The filter illustrated in figure 31 is connected to the input circuit of a chopper. The current ripples produced by the chopper flow into the power source after they have been reduced in the filter.



$I_i(n)$: n th harmonic of chopper input current

$I_s(n)$: n th harmonic of line current

L_f : total inductance of the filter reactor, power line and substations

IEC 2075/01

Figure 31 – Circuit on the input side of a chopper

3.3.6.1.6.2 Calculation of the ripple currents into the power source

The current into the power source is calculated by multiplying the input harmonic currents of the chopper by the current reduction factor ζ_n as follows:

$$I_s(n) = \zeta_n I_i(n) \quad (10)$$

3.3.6.1.6.3 Frequency characteristics of the input

The input-current reduction factor ζ_n is obtained from a chart, such as that shown in figure 32, or approximately from the following formula:

$$\zeta_n = \frac{1}{\sqrt{1 - 4\pi^2 n^2 f_c^2 L_f C_f}} \quad (11)$$

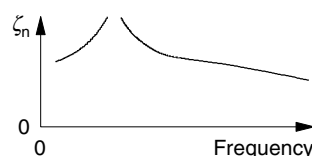
where

f_c is the frequency of the chopper;

n is the harmonic number of the chopper frequency;

L_f is the summation of the inductances of the filter reactor, power line and substations;

C_f is the capacitance of the filter capacitor.



IEC 2076/01

Figure 32 – Frequency characteristics of the input

3.3.6.1.7 Fonctionnement critique en mode continu du courant de sortie

3.3.6.1.7.1 Modes continu/intermittent du courant de sortie

Il existe trois modes pour le courant de sortie:

- a) mode continu: valeur instantanée du courant de sortie toujours positive;
- b) mode critique: limite entre les modes continu et intermittent du courant de sortie;
- c) mode intermittent: valeur instantanée du courant de sortie nulle pendant une certaine durée.

3.3.6.1.7.2 Fonctionnement critique (voir figures 33 et 34)

En mode continu, le courant ondulé ΔI_o décrit dans l'équation qui suit est identique à celui de l'équation (3).

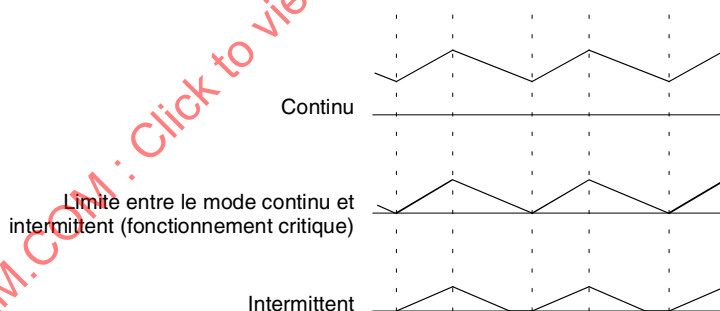
$$\Delta I_o = \frac{V_i T \alpha (1 - \alpha)}{L_o} \quad (12)$$

où ΔI_o varie en fonction du taux de conduction α , et on obtient $\Delta I_o \max$ à $\alpha = 0,5$.

En mode critique, le courant moyen I_o varie aussi en fonction de α , car I_o au point critique est égal à $\frac{1}{2} \Delta I_o$.

$$I_{oB} = \frac{V_i T \alpha (1 - \alpha)}{2 L_o} = K \alpha (1 - \alpha) \quad (13)$$

$$K = \frac{V_i T}{2 L_o} \quad (14)$$



IEC 2077/01

Figure 33 – Formes d'ondes des courants de sortie d'un hacheur

3.3.6.1.7 Critical operation of a continuous output current mode

3.3.6.1.7.1 Continuous/intermittent output current modes

Three modes of output current exist:

- continuous output: the instantaneous value of the output current is always positive;
- critical operation: boundary between continuous and intermittent output current modes;
- intermittent output: the instantaneous value of the output current is zero during a certain time.

3.3.6.1.7.2 Critical operation (see figures 33 and 34)

The current ripple ΔI_o in the continuous output current mode is described in the following formula and is identical to formula (3):

$$\Delta I_o = \frac{V_i T \alpha (1 - \alpha)}{L_o} \quad (12)$$

where ΔI_o is a function of the conduction ratio α , where $\Delta I_o \text{ max}$ at $\alpha = 0,5$.

The average current I_o at the critical operation is also a function of α , since I_o at the critical point is equal to $\frac{1}{2} \Delta I_o$.

$$I_{oB} = \frac{V_i T \alpha (1 - \alpha)}{2 L_o} = K \alpha (1 - \alpha) \quad (13)$$

$$K = \frac{V_i T}{2 L_o} \quad (14)$$

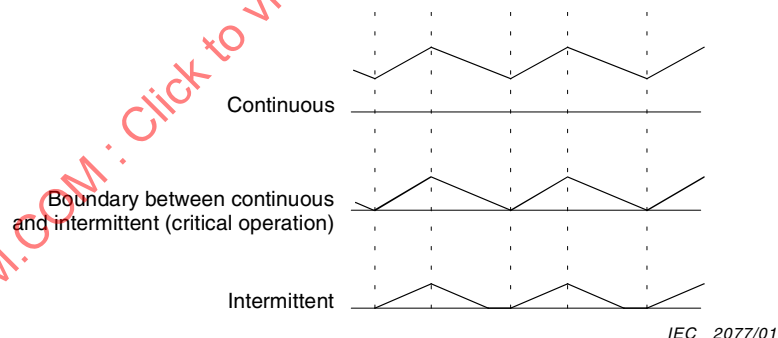


Figure 33 – Waveforms of output currents of a chopper

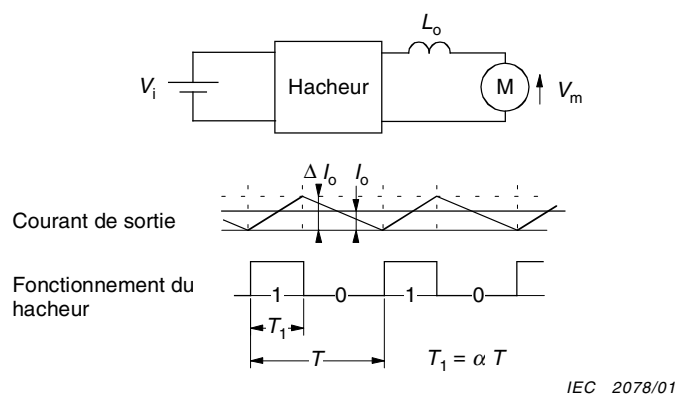


Figure 34 – Limites entre le mode continu et le mode intermittent

Le courant de sortie est continu si le courant de sortie moyen I_o est supérieur à I_{oB} et inversement. La figure 35 illustre le rapport entre le courant de sortie et le taux de conduction.

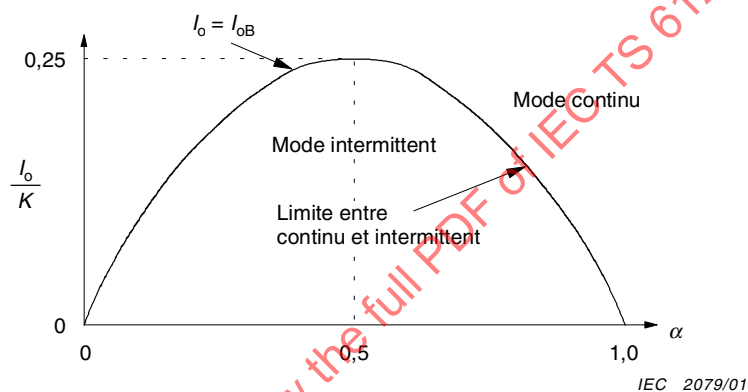


Figure 35 – Rapport entre les modes continu et intermittent du courant de sortie et le taux de conduction

3.3.6.2 Hacheur élévateur

Dans ce paragraphe, nous allons uniquement décrire un hacheur monophasé.

Les paramètres suivants sont requis pour l'analyse:

- tension d'entrée moyenne;
- courant de sortie moyen;
- fréquence de découpage;
- inductances côté entrée;
- caractéristiques des fréquences du filtre de sortie;
- taux de conduction α .

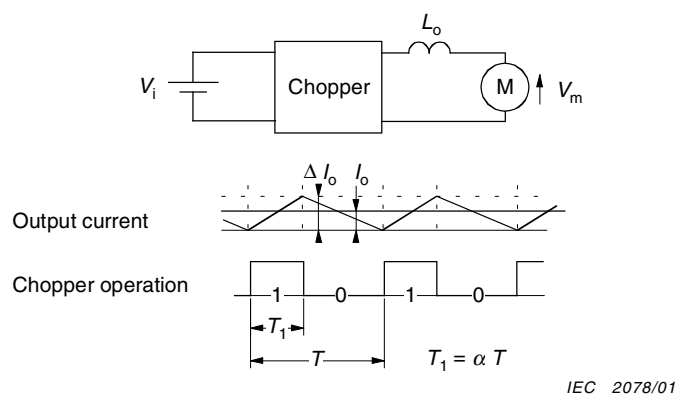


Figure 34 – Operation of boundary between continuous and intermittent

The output current is continuous when the average output current I_o is larger than I_{oB} and vice versa. The relation between the output current and the conduction ratio is illustrated in figure 35.

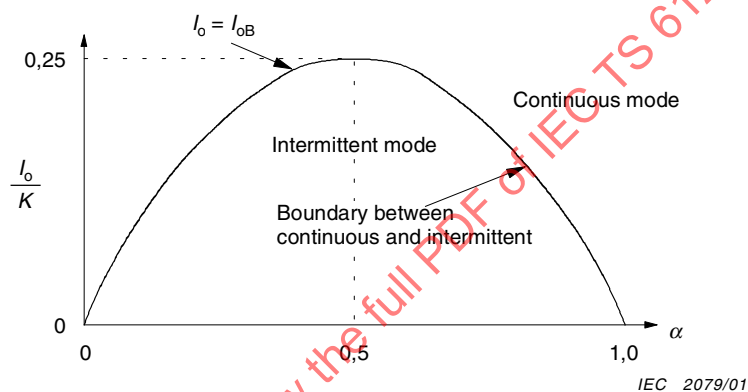


Figure 35 – Relation between the conduction ratio and continuous/intermittent output current modes

3.3.6.2 Step-up chopper

Only a single-phase chopper is described in this subclause. The following data are necessary for the analysis:

- average input voltage;
- average output current;
- chopping frequency;
- inductances on the input side;
- frequency characteristics of the output filter;
- conduction ratio α .

On obtient les informations suivantes:

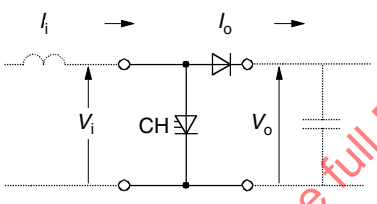
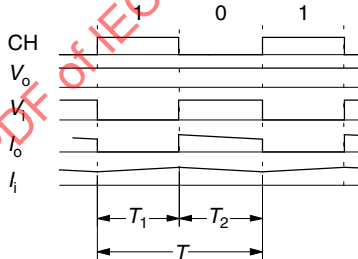
- tension d'entrée;
- spectre de fréquences de la tension d'entrée;
- spectre de fréquences du courant d'entrée;
- courant d'entrée moyen;
- spectre de fréquences du courant de sortie;
- courant côté charge.

Le tableau 10 illustre le fonctionnement d'un hacheur élévateur.

3.3.6.2.1 Tension d'entrée

Pour plus de détails sur la tension d'entrée, voir 3.3.3 sur les caractéristiques de base des hacheurs.

Tableau 10 – Fonctionnement d'un hacheur élévateur

Hacheur	Circuit du hacheur	Formes d'onde
Elévateur		

3.3.6.2.2 Spectre de fréquences de la tension d'entrée

La tension d'entrée est composée d'une composante continue et d'ondes harmoniques dont la fréquence fondamentale est la fréquence de découpage. Le spectre de fréquences de la tension d'entrée se calcule à partir de la formule suivante:

$$V_i(n) = \frac{\sqrt{2} V_o}{\pi n} (1 - \cos 2n\pi\alpha)^{1/2} \quad (15)$$

où la tension de sortie V_o est en principe toujours constante.

3.3.6.2.3 Spectre de fréquences du courant d'entrée

L'ondulation de la $n^{\text{ième}}$ ondulation $I_i(n)$ peut se calculer en intégrant $V_i(n)$, défini en 3.3.6.2.2, dans l'équation qui suit:

$$I_i(n) = \frac{V_i(n)}{Z_i(n)} \quad (16)$$

où $Z_i(n)$ est l'impédance totale côté entrée de la fréquence pour l'onde du $n^{\text{ième}}$ harmonique.

The following information is obtained:

- input voltage;
- frequency spectrum of the input voltage;
- frequency spectrum of the input current;
- average input current;
- frequency spectrum of the output current;
- load-side current.

Operation of a step-up chopper is shown in table 10.

3.3.6.2.1 Input voltage

For an explanation of input voltage, see 3.3.3 concerning basic characteristics of choppers.

Table 10 – Operation of step-up chopper

Chopper	Chopper circuit	Waveforms
Step-up		

3.3.6.2.2 Frequency spectrum of the input voltage

The input voltage consists of d.c. and harmonic waves whose fundamental frequency is the chopping frequency. The frequency spectrum of the input voltage is calculated by the following formula:

$$V_i(n) = \frac{\sqrt{2} V_o}{\pi n} (1 - \cos 2\pi n \alpha)^{1/2} \quad (15)$$

where the output voltage V_o is assumed completely constant.

3.3.6.2.3 Frequency spectrum of the input current

The n th harmonic wave $I_i(n)$ can be calculated by using $V_i(n)$ as defined in 3.3.6.2.2 in the following formula:

$$I_i(n) = \frac{V_i(n)}{Z_i(n)} \quad (16)$$

where $Z_i(n)$ is the total impedance on the input side for the frequency of the n th harmonic wave.

3.3.6.2.4 Intensité de sortie moyenne

L'intensité de sortie moyenne I_o s'obtient en multipliant le taux de conduction du bras de la diode $1 - \alpha$ par l'intensité d'entrée moyenne I_i .

$$I_o = (1 - \alpha) I_i \quad (17)$$

3.3.6.2.5 Spectre de fréquences de l'intensité de sortie

L'intensité de sortie est composée d'une composante continue et d'ondes harmoniques, dont la fréquence fondamentale est la fréquence de découpage. Le spectre de fréquences des harmoniques de l'intensité de sortie se calcule à partir de la formule suivante:

$$I_o(n) = \frac{\sqrt{2} I_i}{\pi n} (1 - \cos 2n\pi\alpha)^{1/2} \quad (\mu = 0) \quad (18)$$

$$I_o(n) = \frac{I_i}{n\pi} \left\{ 2(1 + \mu^2) + \frac{2\mu^2}{n^2\pi^2\alpha^2} - \frac{4\mu^2}{n\pi\alpha} \sin 2n\pi\alpha - 2\left(1 - \mu^2 + \frac{\mu^2}{n^2\pi^2\alpha^2}\right) \cos 2n\pi\alpha \right\}^{1/2} \quad (\mu \neq 0) \quad (19)$$

$I_o(n)$ est approximatif si les ondulations de l'intensité d'entrée sont importantes; la figure 36 illustre le manque de précision de l'équation (18) dû aux ondulations de l'intensité d'entrée.

3.3.6.2.4 Average output current

The average output current I_o is obtained by multiplying the conduction ratio of the diode arm $(1 - \alpha)$ by the average input current I_i .

$$I_o = (1 - \alpha) I_i \quad (17)$$

3.3.6.2.5 Frequency spectrum of the output current

The output current consists of d.c. and harmonic waves whose fundamental frequency is the chopping frequency. The frequency spectrum of output current harmonics is calculated by the following formula:

$$I_o(n) = \frac{\sqrt{2} I_i}{\pi n} (1 - \cos 2n\pi\alpha)^{1/2} \quad (\mu = 0) \quad (18)$$

$$I_o(n) = \frac{I_i}{n\pi} \left\{ 2(1 + \mu^2) + \frac{2\mu^2}{n^2\pi^2\alpha^2} - \frac{4\mu^2}{n\pi\alpha} \sin 2n\pi\alpha \right. \\ \left. 2(1 - \mu^2 + \frac{\mu^2}{n^2\pi^2\alpha^2}) \cos 2n\pi\alpha \right\}^{1/2} \quad (\mu \neq 0) \quad (19)$$

The accuracy of $I_o(n)$ is only approximate when ripples of the input current are large. The inaccuracy of formula (18), due to the ripples of the input current, is shown in figure 36.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC TS 61287-2:2001

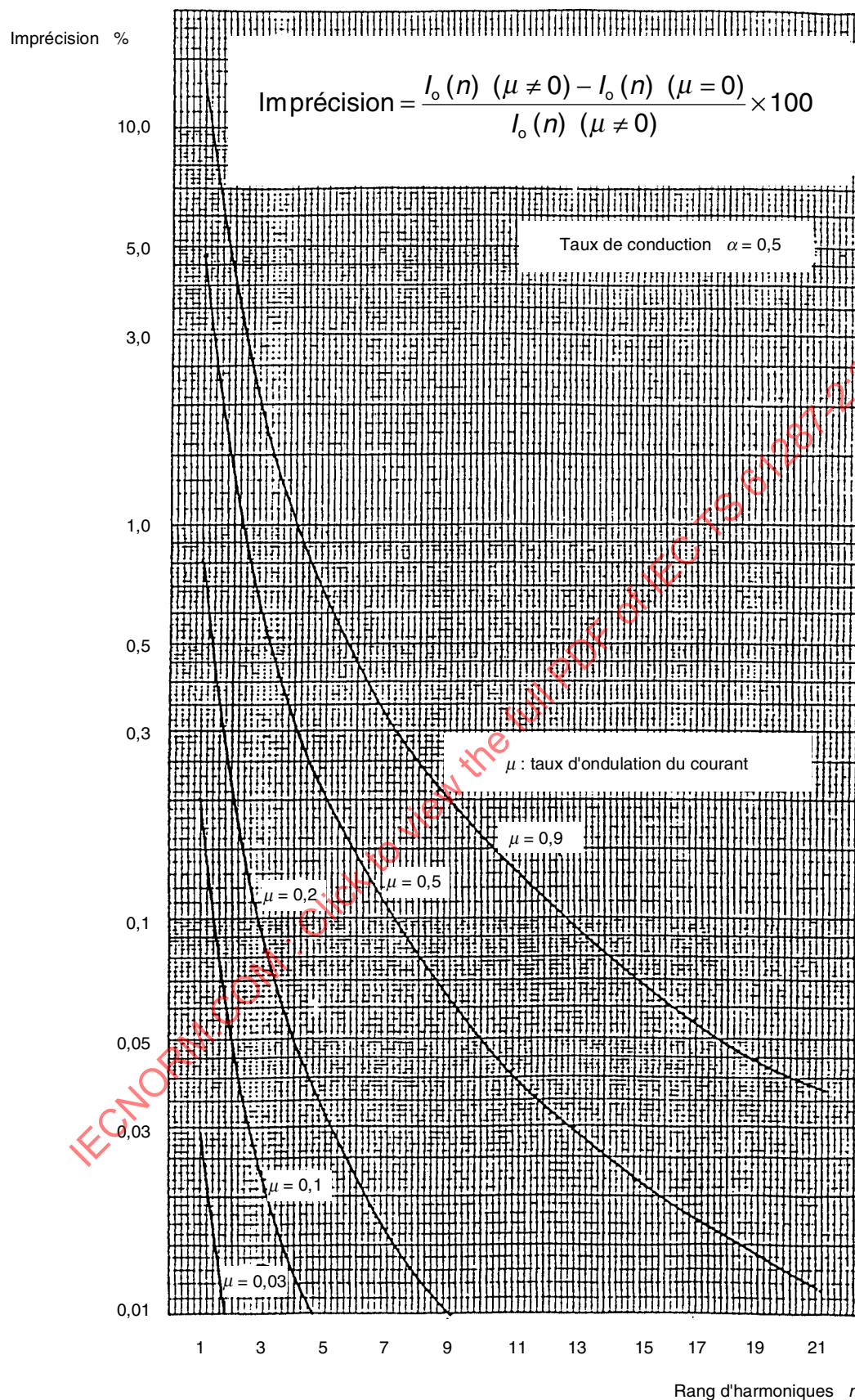
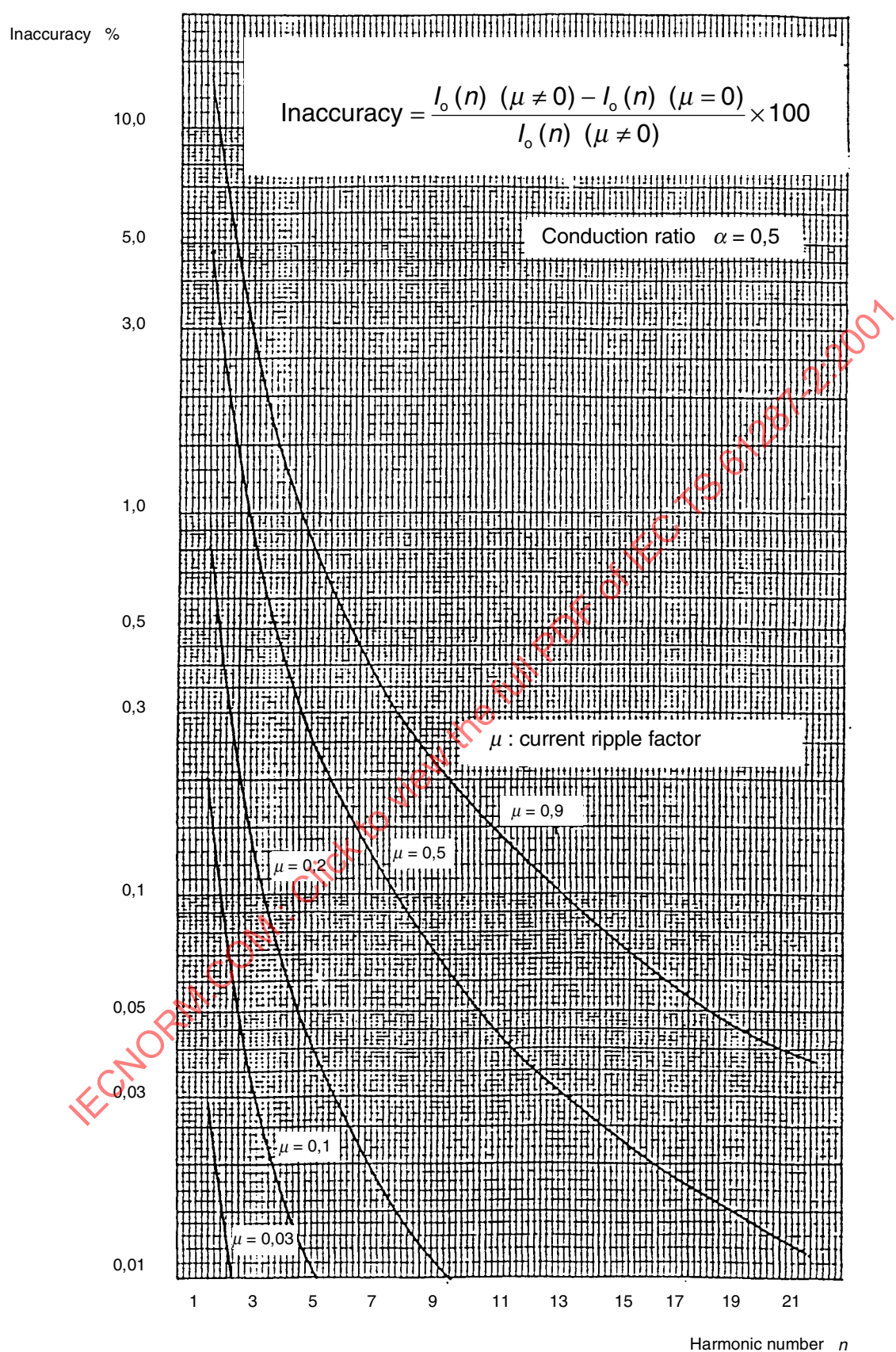


Figure 36 – Imprécision due à l'ondulation du courant d'entrée



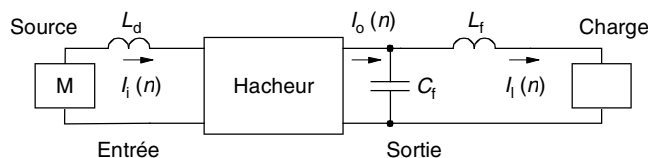
IEC 2080/01

Figure 36 – Inaccuracy due to the ripple of an input current

3.3.6.2.6 Intensité côté charge

3.3.6.2.6.1 Circuit côté sortie du hacheur

Le filtre représenté à la figure 37 est connecté au circuit de sortie d'un hacheur. Le courant ondulé généré dans le hacheur traverse la charge après avoir été réduit dans le filtre.



$I_i(n)$: courant d'entrée

$I_l(n)$: courant de charge

L_f : total des inductances de l'enroulement du filtre et de la charge

C_f : capacité du condensateur de filtre

Figure 37 – Circuit côté sortie d'un hacheur

3.3.6.2.6.2 Calcul des courants ondulés dans la charge

Le courant dans la charge est calculé en multipliant les intensités harmoniques de sortie du hacheur par le facteur de réduction de l'intensité ζ_n comme suit:

$$I_l(n) = \zeta_n I_o(n) \quad (20)$$

3.3.6.2.6.3 Caractéristiques des fréquences de sortie

Le facteur de réduction de l'intensité de sortie ζ_n est obtenu à partir d'un schéma comme celui de la figure 38 ou, de façon approximative, à partir de l'équation suivante:

$$\zeta_n \approx \frac{1}{\left| 1 - 4\pi^2 n^2 f_c^2 L_f C_f \right|} \quad (21)$$

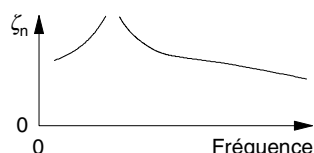
où

f_c est la fréquence du hacheur, en hertz;

n est le rang d'harmonique de la fréquence du hacheur;

L_f est le total des inductances de la charge et de l'enroulement de filtre;

C_f est la capacité du condensateur de filtre.



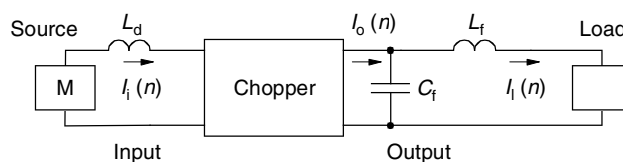
IEC 2082/01

Figure 38 – Caractéristiques des fréquences de sortie

3.3.6.2.6 Load-side current

3.3.6.2.6.1 Circuit on the output side of a chopper

The filter illustrated in figure 37 is connected to the output circuit of a chopper. The current ripples produced in the chopper flow into the load after they have been reduced in the filter.



$I_i(n)$: input current

$I_l(n)$: load current

L_f : total inductance of filter reactor and load

C_f : capacitance of filter capacitor

IEC 2081/01

Figure 37 – Circuit in the output side of a chopper

3.3.6.2.6.2 Calculation of the ripple currents into the load

The current into the load is calculated by multiplying the output harmonic currents of the chopper by the current reduction factor ζ_n as follows:

$$I_l(n) = \zeta_n I_o(n) \quad (20)$$

3.3.6.2.6.3 Frequency characteristics of the output

The output current reduction factor ζ_n is obtained from a chart, such as that shown in figure 38, or approximately from the following formula:

$$\zeta_n \approx \frac{1}{\left| 1 - 4\pi^2 n^2 f_c^2 L_f C_f \right|} \quad (21)$$

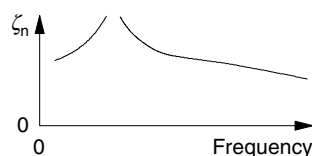
where

f_c is the frequency of the chopper, in hertz;

n is the harmonic number of the chopper frequency;

L_f is the summation of the inductances of the filter reactor and load;

C_f is the capacitance of the filter capacitor.



IEC 2082/01

Figure 38 – Frequency characteristics of the output

3.3.6.2.7 Fonctionnement critique en mode continu du courant d'entrée

3.3.6.2.7.1 Modes continu/intermittent du courant d'entrée

Il existe trois modes pour le courant d'entrée:

- a) mode continu: valeur instantanée de l'intensité d'entrée toujours positive;
- b) mode critique: limite entre les modes continu et intermittent de l'intensité d'entrée;
- c) mode intermittent: valeur instantanée de l'intensité d'entrée nulle pendant une certaine durée.

3.3.6.2.7.2 Mode critique (voir figures 39 à 41)

En mode continu, le courant ondulé ΔI_i , décrit dans l'équation qui suit, est identique à celui de l'équation (3).

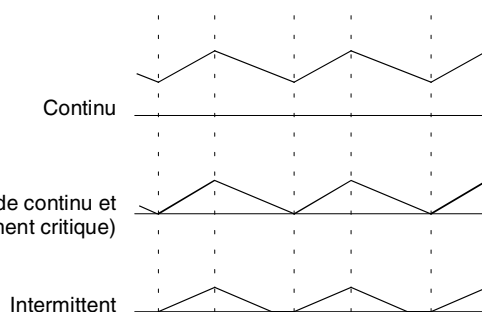
$$\Delta I_i = \frac{V_o T \alpha (1 - \alpha)}{L_i} \quad (22)$$

où ΔI_i varie en fonction du taux de conduction α qui est maximal soit $\Delta I_{i \max}$ à $\alpha = 0,5$.

En mode critique, l'intensité moyenne I_i varie également en fonction de α , car I_i au point critique est égal à $\frac{1}{2} \Delta I_i$.

$$I_{iB} = \frac{V_o T \alpha (1 - \alpha)}{2 L_i} = K \alpha (1 - \alpha) \quad (23)$$

$$K = \frac{V_o T}{2 L_i} \quad (24)$$



IEC 2083/01

Figure 39 – Formes d'onde de l'intensité d'entrée d'un hacheur

3.3.6.2.7 Critical operation of a continuous input current mode

3.3.6.2.7.1 Continuous/intermittent input current modes

Three modes of input current exist:

- continuous input-current operation: the instantaneous value of the input current is always positive;
- critical operation: boundary between continuous and intermittent input current modes;
- intermittent input current: the instantaneous value of the input current is zero during a certain time.

3.3.6.2.7.2 Critical operation (see figures 39 to 41)

The current ripple ΔI_i , in the continuous input current mode, is described in the following formula and is identical to formula (3):

$$\Delta I_i = \frac{V_o T \alpha (1 - \alpha)}{L_i} \quad (22)$$

where ΔI_i is a function of the conduction ratio α which is maximum $\Delta I_{i \max}$ at $\alpha = 0,5$.

The average current I_i at the critical operation is also a function of α , since I_i at the critical point is equal to $\frac{1}{2} \Delta I_i$.

$$I_{iB} = \frac{V_o T \alpha (1 - \alpha)}{2 L_i} = K \alpha (1 - \alpha) \quad (23)$$

$$K = \frac{V_o T}{2 L_i} \quad (24)$$

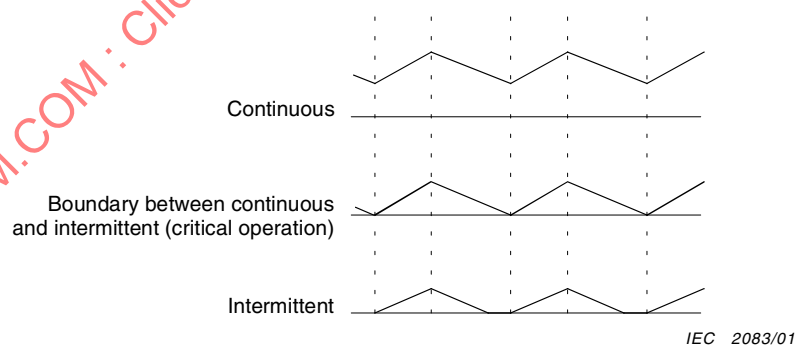


Figure 39 – Waveforms of the input current of a chopper

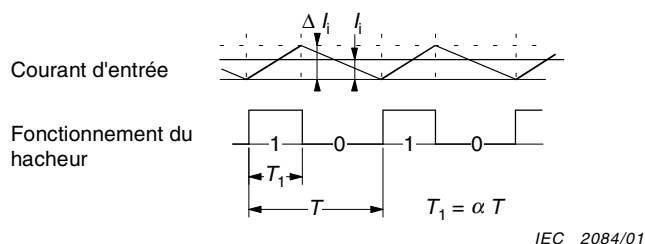


Figure 40 – Rapport entre les modes continu/intermittent de l'intensité d'entrée et le taux de conduction

Le courant d'entrée est continu lorsque l'intensité d'entrée moyenne I_i est supérieure à I_{iB} et inversement. La figure 41 illustre le rapport entre l'intensité d'entrée et le taux de conduction.

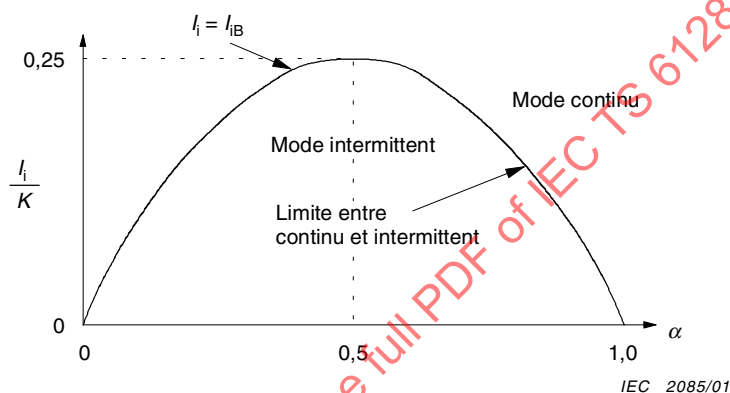


Figure 41 – Rapport entre les modes continu/intermittent de l'intensité d'entrée et le taux de conduction

3.3.6.3 Hacheur de courant à deux quadrants

Ce hacheur fonctionne comme un hacheur élévateur ou abaisseur, car il intègre deux hacheurs élémentaires représentés au tableau 11. Ainsi, les caractéristiques de chacun d'eux sont identiques à celles des hacheurs abaisseurs et élévateurs (voir 3.3.6.1 et 3.3.6.2).

Tableau 11 – Fonctionnement d'un hacheur de courant à deux quadrants

Circuit	Fonctionnement de la partie hachage	Caractéristiques
	HA ₁ : Opérationnel HA ₂ : Inopérationnel	Celles d'un hacheur abaisseur
	HA ₁ : Inopérationnel HA ₂ : Opérationnel	Celles d'un hacheur élévateur dont la sortie du hacheur élévateur devient l'entrée et la polarité du courant du hacheur élévateur est inversée

3.3.6.4 Hacheur de tension à deux quadrants

Cet appareil fonctionne comme un hacheur élévateur ou abaisseur, car il intègre deux hacheurs élémentaires représentés au tableau 12. Ainsi, les caractéristiques de chacun d'eux sont identiques à celles des hacheurs abaisseurs et élévateurs (voir 3.3.6.1 et 3.3.6.2).

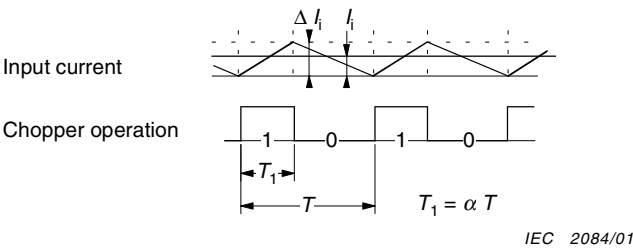


Figure 40 – Relation between the conduction ratio and continuous/intermittent input current modes

The input current is continuous when the average input current I_i is larger than I_{iB} and vice versa. The relation between the input current and the conduction ratio is illustrated in figure 41.

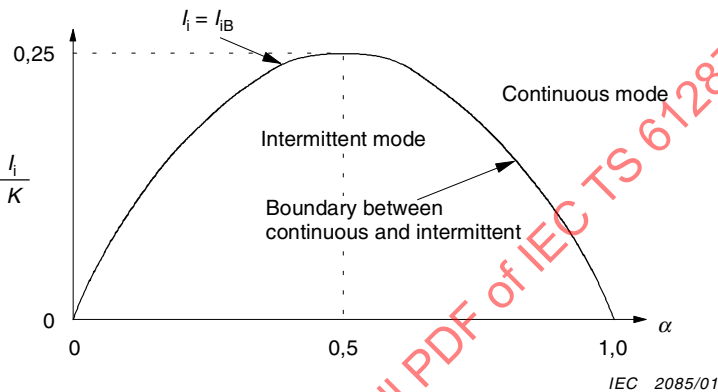


Figure 41 – Relation between the conduction ratio and continuous/intermittent input current modes

3.3.6.3 Current-stiff, two-quadrant chopper

The operation is either step-up or step-down since the chopper consists of two chopping units as illustrated in table 11. The characteristics of each unit are, therefore, identical to those of the step-up and step-down choppers (see 3.3.6.1 and 3.3.6.2).

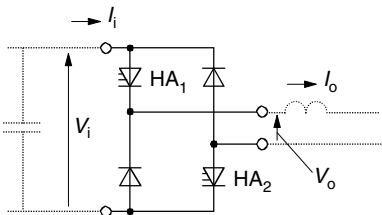
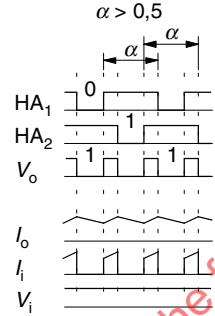
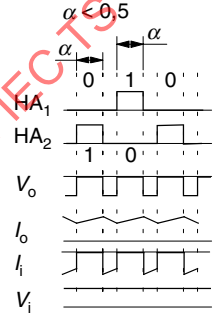
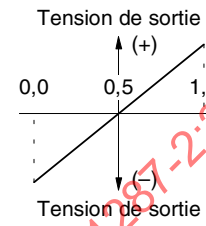
Table 11 – Operation of a current-stiff, two-quadrant chopper

Circuit	Operation of chopping part	Characteristics
	CH ₁ : Operational CH ₂ : Off	Same as step-down chopper
	CH ₁ : Off CH ₂ : Operational	Same as step-up chopper but output of step-up chopper changes to input and current polarity of step-up chopper reverses

3.3.6.4 Voltage-stiff, two-quadrant chopper

The operation is either step-up or step-down since the chopper consists of two chopping units as illustrated in table 12. The characteristics of each unit are, therefore, identical to those of the step-up and step-down choppers (see 3.3.6.1 and 3.3.6.2).

Tableau 12 – Fonctionnement d'un hacheur de tension à deux quadrants

Circuit	
Fonctionnement du hacheur (HA)	1) La différence entre phase du HA₁ et HA₂ est 180° 2) Les intervalles de conduction de HA₁ et HA₂ sont les mêmes 3) Caractéristiques (figure de droite) (1) $\alpha > 0,5$ — Tension de sortie > 0 (2) $\alpha < 0,5$ — Tension de sortie < 0 (3) $\alpha = 0,5$ — Tension de sortie $= 0$ $\alpha > 0,5$  $\alpha < 0,5$  
Caractéristiques	Les caractéristiques sont celles des hacheurs abaisseur et élévateur où α et f du hacheur de tension à deux quadrants sont changés en α' et f' selon les valeurs ci-dessous: $f' = 2f$ f', α': Fréquence, rapport de conduction du hacheur abaisseur ou élévateur $\alpha' = 2\alpha - 1$ 1) $\alpha > 0,5$ — Les mêmes caractéristiques qu'un hacheur abaisseur 2) $\alpha < 0,5$ — Les mêmes caractéristiques qu'un hacheur élévateur

3.3.6.5 Hacheur à quatre quadrants

Ce hacheur fonctionne comme un hacheur de tension à deux quadrants, dont le sens de l'intensité de sortie est réversible car il est composé de quatre hacheurs élémentaires représentés sur le tableau 13. Ces hacheurs élémentaires présentent les mêmes caractéristiques que les hacheurs abaisseurs et élévateurs (voir 3.3.6.1 et 3.3.6.2).

Table 12 – Operation of a voltage-stiff two-quadrant chopper

Circuit	
Operation of chopper (CH)	1) The difference between phase of CH₁ and CH₂ is 180° 2) The conduction intervals of CH₁ and CH₂ are the same 3) Characteristics (figure on the right) (1) $\alpha > 0,5$ — Output voltage > 0 (2) $\alpha < 0,5$ — Output voltage < 0 (3) $\alpha = 0,5$ — Output voltage $= 0$ $\alpha > 0,5$ $\alpha < 0,5$
Characteristics	Characteristics are those of step-down and step-up choppers where α and f of the voltage-stiff two-quadrant chopper changes to α' and f' as follows: $f' = 2f$ f', α': Frequency, conduction ratio of step-down or step-up chopper $\alpha' = 2\alpha - 1$ 1) $\alpha > 0,5$ — Same as characteristics of step-down chopper 2) $\alpha < 0,5$ — Same as characteristics of step-up chopper

3.3.6.5 Four-quadrant chopper

The operation is that of a voltage-stiff, two-quadrant chopper, whose output current direction is reversible, since the chopper consists of four chopping units as illustrated in table 13. The characteristics of each unit are, therefore, identical to those of the step-up and step-down choppers (see 3.3.6.1 and 3.3.6.2).

Tableau 13 – Fonctionnement d'un hacheur à quatre quadrants

Circuit	
Fonctionnement du hacheur (HA)	1) Quadrant La figure de droite représente le rang des quadrants (I, II, III et IV) 2) Fonctionnement dans les quadrants I et II HA₁, HA₂: fonctionnement en hacheur HA₃, HA₄: inopérionnels Le fonctionnement est le même qu'un hacheur de tension à deux quadrants 3) Fonctionnement dans les quadrants III et IV HA₃, HA₄: fonctionnement en hacheur HA₁, HA₂: inopérionnels Le fonctionnement est le même que le fonctionnement d'un hacheur dont le rang des hacheurs dans le hacheur de tension à deux quadrants change comme suit: HA₁ ⇒ HA₃, HA₂ ⇒ HA₄, et la polarité du courant de sortie est inversée
Caractéristiques	1) Fonctionnement dans les quadrants I et II Les caractéristiques sont les mêmes que les caractéristiques d'un hacheur de tension à deux quadrants $\alpha > 0,5$ – Les mêmes caractéristiques que le quadrant I $\alpha < 0,5$ – Les mêmes caractéristiques que le quadrant II 2) Fonctionnement en quadrants III et IV Les caractéristiques sont les mêmes que les caractéristiques d'un hacheur de tension à deux quadrants dont la polarité du courant est inversée $\alpha > 0,5$ – Les mêmes caractéristiques que le quadrant III $\alpha < 0,5$ – Les mêmes caractéristiques que le quadrant IV

3.4 Onduleurs

3.4.1 Classification des onduleurs

Les onduleurs sont classifiés selon les critères suivants:

- commutation – commutés en externe/autocommutés;
- nombre de phases – monophasés/polyphasés;
- source d'alimentation – de tension/de courant;
- configuration – pont intégral/demi-pont;
- principe de commande – régulation par modulation de largeur d'impulsions et onde rectangulaire;
- niveau de sortie – à deux niveaux/multiniveau.

Le tableau 14 répertorie cette classification.

Table 13 – Operation of a four-quadrant chopper

Circuit	
Operation of chopper (CH)	1) Quadrant Quadrants number (I, II, III and IV) are shown in the figure on the right 2) Operation in quadrants I and II CH₁, CH₂: chopping operation CH₃, CH₄: off Operation is the same as voltage-stiff, two-quadrant chopper 3) Operation in quadrants III and IV CH₃, CH₄: chopping operation CH₁, CH₂: off Operation is the same as the operation of a chopper whose chopper number in voltage-stiff, two-quadrant chopper changes as follows: CH₁ ⇒ CH₃, CH₂ ⇒ CH₄, and output current polarity reverses
Characteristics	1) Operation in quadrants I and II Characteristics are the same as characteristics of voltage-stiff, two-quadrant chopper $\alpha > 0,5$ – Same as characteristics of quadrant I $\alpha < 0,5$ – Same as characteristics of quadrant II 2) Operation in quadrants III et IV Characteristics are the same as characteristics of voltage-stiff, two-quadrant chopper whose current polarity reverses $\alpha > 0,5$ – Same as characteristics of quadrant III $\alpha < 0,5$ – Same as characteristics of quadrant IV

3.4 Inverters

3.4.1 Classification of inverters

Inverters are classified according to the following criteria:

- commutation – external/self-commutated;
- phase number – single-phase/multi-phase;
- power source – voltage-stiff/current-stiff;
- configuration – full-bridge/half-bridge;
- control scheme – PWM controlled/rectangular wave-controlled;
- output level – two-level/multilevel.

The classification is summarized in table 14.

Tableau 14 – Classification d'un onduleur

Classification	Nom	Définition
Commutation	Commutation externe	Commutation par la source ou la charge
	Autocommuté	Commutation interne à l'onduleur lui-même
Numéro de phase	Monophasé	Sortie monophasée
	Triphasé	Sortie triphasée
	Multiphasé	Sortie multiphasée
Source de puissance	Onduleur de tension	L'onduleur a une capacité à l'entrée et travaille comme une source de tension
	Onduleur de courant	L'onduleur a une inductance à l'entrée et travaille comme une source de courant
Configuration	Pont complet	Chaque extrémité de la charge est connectée à un bras d'onduleur
	Demi-pont	Un côté de la source est connecté à un bras d'onduleur et l'autre côté au point milieu de la source d'alimentation
Schéma de contrôle	Modulation de largeur d'impulsions	L'amplitude des courants et tensions de sortie est régulée par modulation de largeur d'impulsions
	Onde rectangulaire	Le courant ou la tension de sortie a une forme d'onde rectangulaire
Niveaux de la tension de sortie	Deux niveaux	La tension de sortie a deux valeurs: 0 et 1 fois la tension d'entrée
	Multiniveau (n niveaux)	La tension de sortie a de multiples niveaux: $0, 1/(n-1) \dots$ Une fois la tension d'entrée

3.4.2 Circuits

3.4.2.1 Onduleurs de tension

La tension continue d'entrée est convertie en tension alternative de sortie par commutation marche/arrêt dans un onduleur de tension. Les figures 42 et 43 représentent respectivement les commutations caractéristiques en modes monophasé et triphasé. La configuration du circuit de base d'un onduleur de tension est représentée à la figure 44.

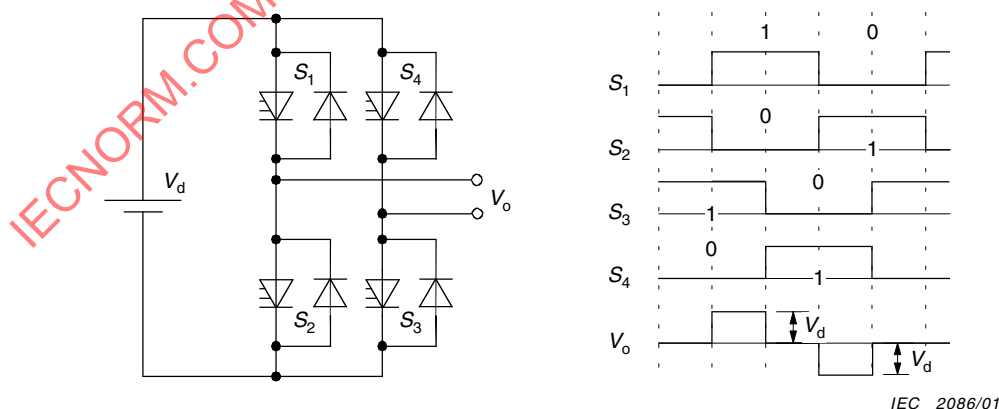


Figure 42 – Onduleur de tension monophasé à pont intégral

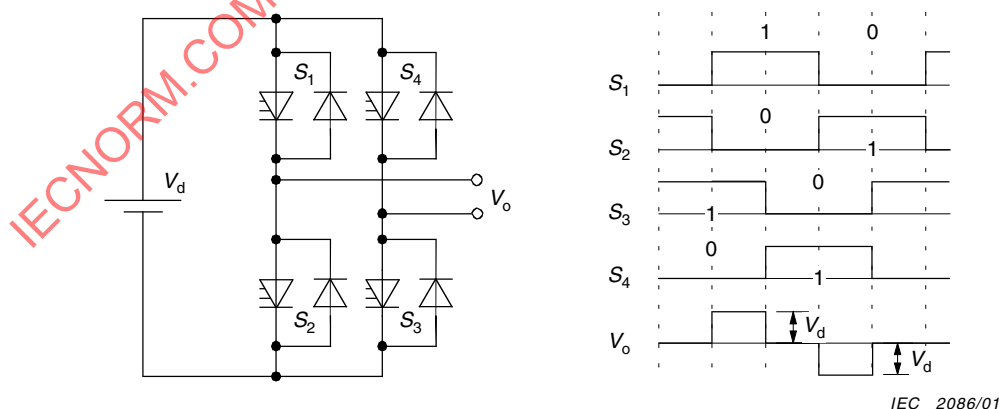
Table 14 – Inverter classification

Classification	Name	Definition
Commutation	External commutation	Commutation by power source or load
	Self-commutated	Commutating function inside of the inverter itself
Phase number	Single-phase	Single-phase output
	Three-phase	Three-phase output
	Multiphase	Multiphase output
Power source	Voltage-stiff	The inverter has a capacitor on the input side and works as a voltage source
	Current-stiff	The inverter has a reactor on the input side and works as a current source
Configuration	Full-bridge	Every terminal of the load is connected with a switching arm
	Half-bridge	One side of the output is taken from an inverter arm, and the other side from the middle point of the power source
Control scheme	PWM controlled	The magnitude of the output current/voltage is controlled with a PWM scheme
	Rectangular wave controlled	The output current/voltage is a rectangular waveform
Output voltage levels	Two-levels	The output voltage has two-level values: 0 and 1 time the input voltage level
	Multilevel (n -level)	The output voltage has multilevel values: $0, 1/(n-1), \dots$ One time the input voltage level

3.4.2 Circuits

3.4.2.1 Voltage-stiff inverters

The input d.c. voltage is converted to the output a.c. voltages by on/off switching in a voltage-stiff inverter. Typical switching behaviours are illustrated in figures 42 and 43 for single-phase and three-phase commutations, respectively. The basic circuit configuration of a voltage-stiff inverter is given in figure 44.

**Figure 42 – Full bridge, single-phase, voltage-stiff inverter**

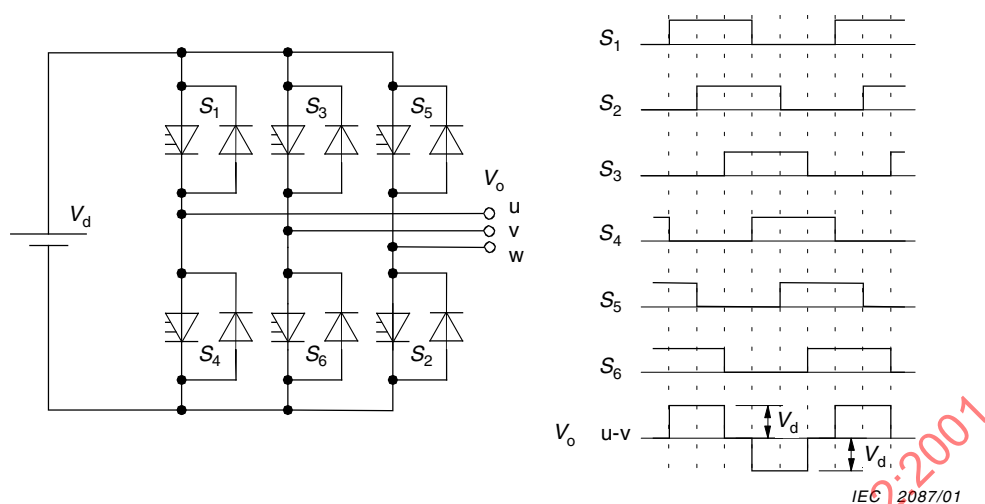


Figure 43 – Onduleur de tension triphasé à pont intégral

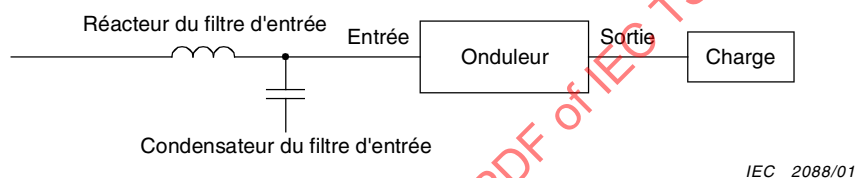


Figure 44 – Configuration du circuit de base d'un onduleur de tension

3.4.2.2 Onduleurs de courant

Le courant d'entrée continu est converti en courant alternatif de sortie par commutation marche/arrêt dans un onduleur de courant. Les figures 45 et 46 représentent respectivement les commutations caractéristiques en mode monophasé et triphasé. La configuration des circuits de base de l'onduleur de courant est présentée à la figure 47.

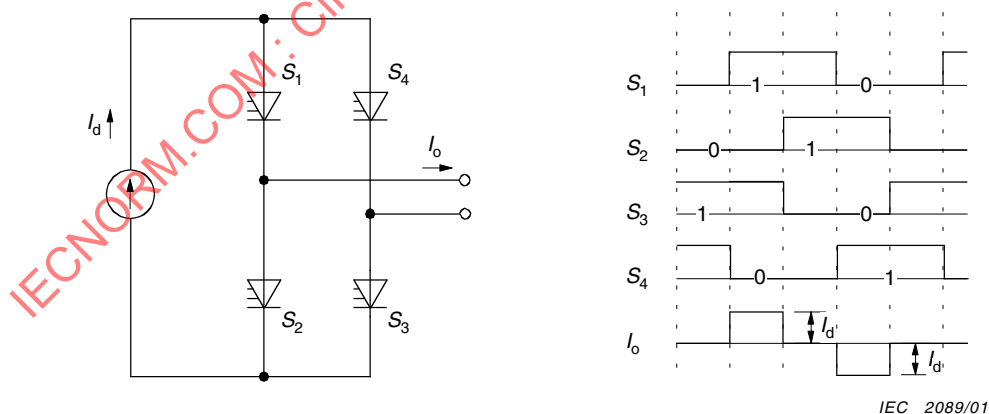


Figure 45 – Onduleur monophasé à pont intégral

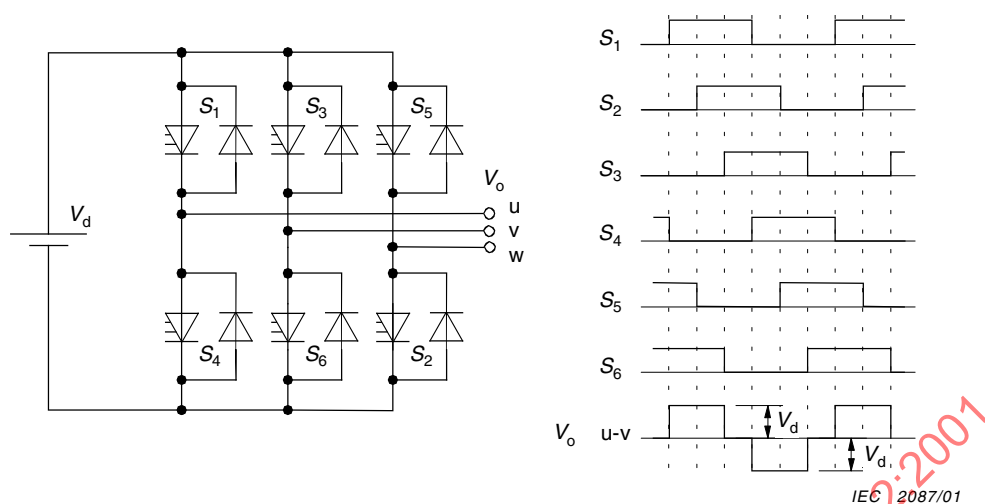


Figure 43 – Full bridge, three-phase, voltage-stiff inverter

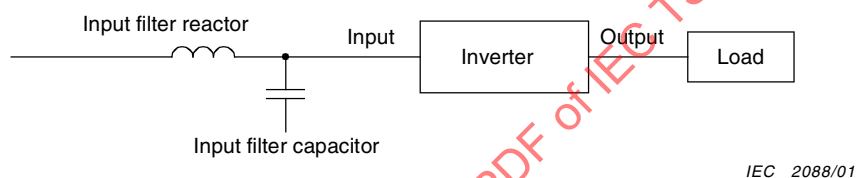


Figure 44 – Basic circuit configuration of a voltage-stiff inverter

3.4.2.2 Current-stiff inverters

The input direct current is converted to the output alternating currents by on/off-switching in a current-stiff inverter. Typical switching behaviours are illustrated in figure 45 and figure 46 for single-phase and three-phase commutations, respectively. The basic circuit configuration of current-stiff inverter is given in figure 47.

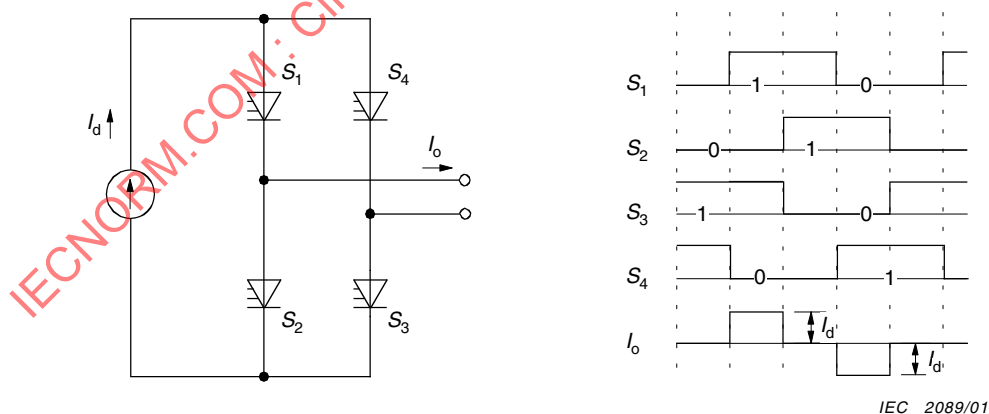


Figure 45 – Full-bridge, single-phase inverter

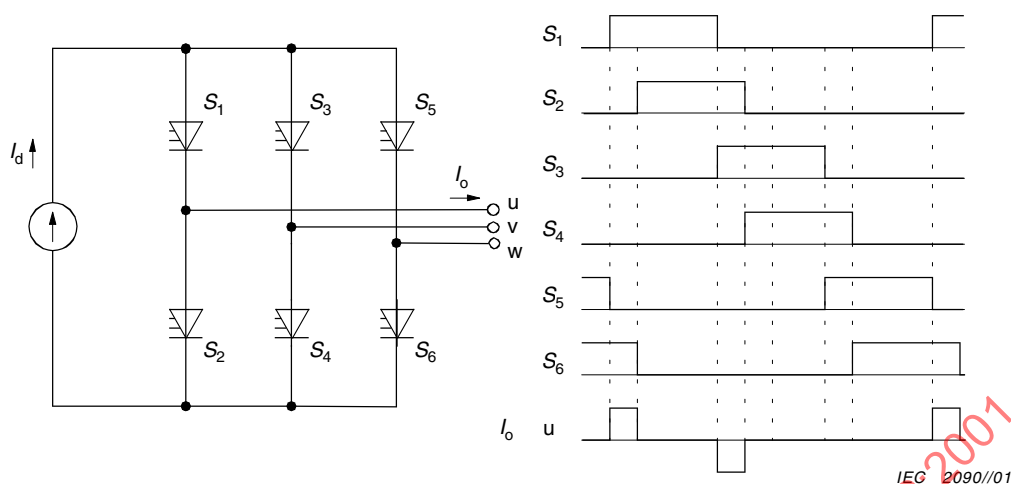


Figure 46 – Onduleur triphasé à pont intégral

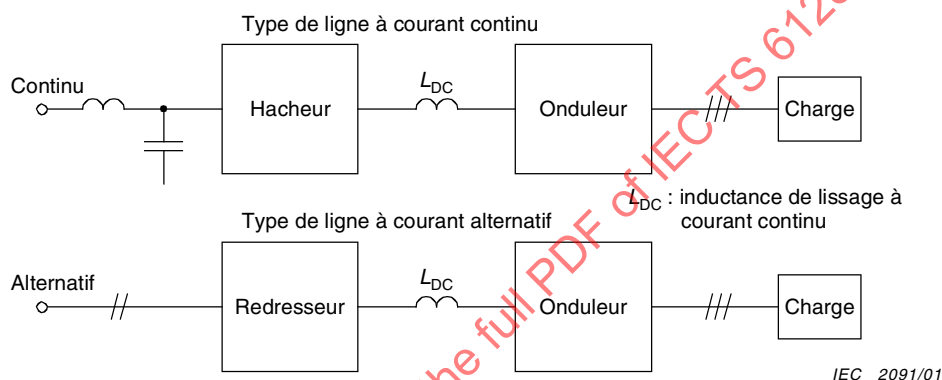


Figure 47 – Configuration du circuit de base d'un onduleur de courant

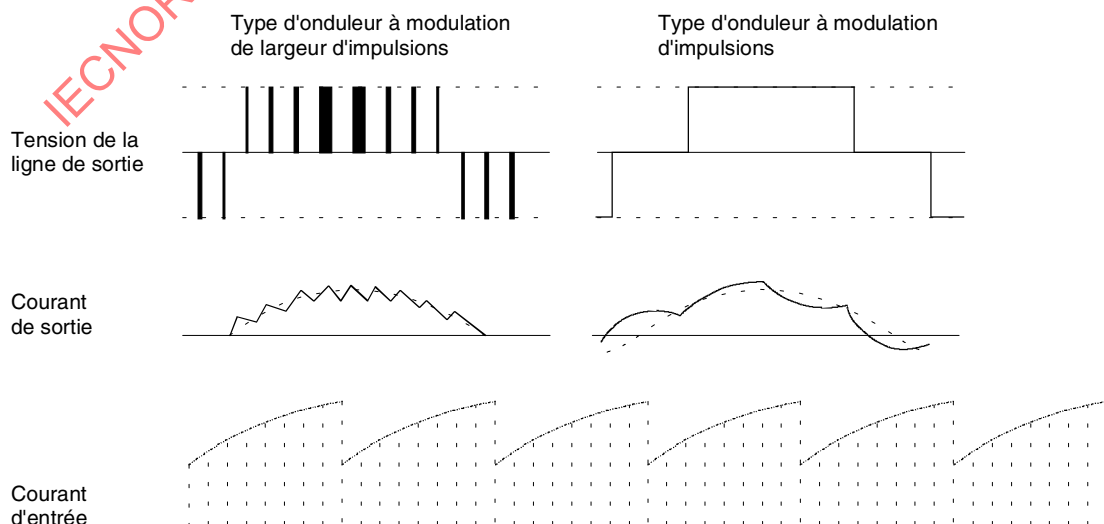
3.4.3 Caractéristiques de base

Les caractéristiques de base des onduleurs triphasés sont décrites dans les paragraphes qui suivent.

3.4.3.1 Onduleurs de tension

3.4.3.1.1 Forme d'onde de base

La figure 48 représente les formes d'ondes d'entrée et de sortie caractéristiques d'un onduleur de tension triphasé.



IEC 2092/01

Figure 48 – Forme d'ondes caractéristiques d'entrée et de sortie d'un onduleur de tension triphasé

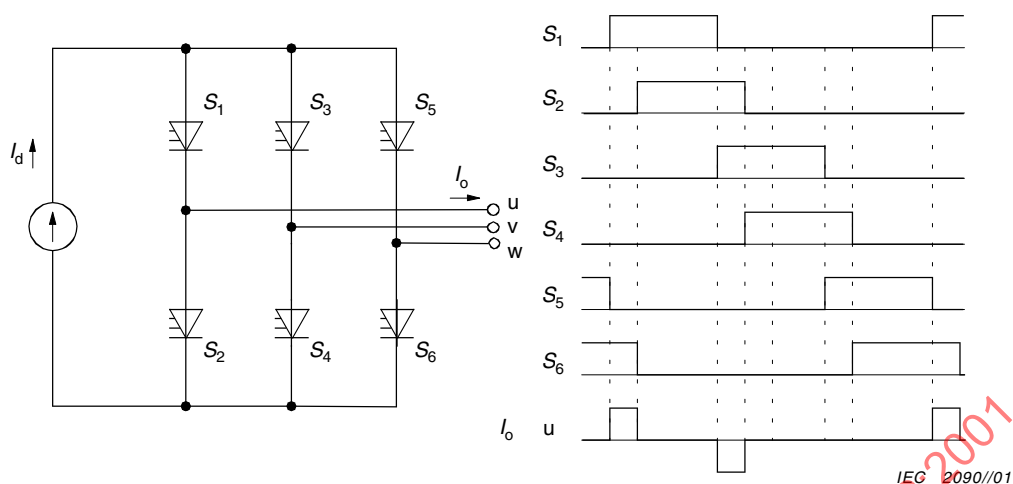


Figure 46 – Full-bridge, three-phase inverter

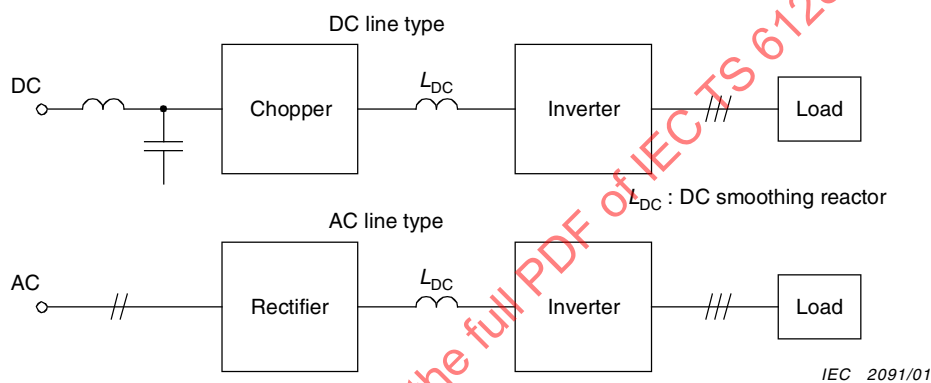


Figure 47 – Basic circuit configuration of a current-stiff inverter

3.4.3 Basic characteristics

Basic characteristics of three-phase inverters are described in the following subclauses.

3.4.3.1 Voltage-stiff inverters

3.4.3.1.1 Basic waveform

Typical input/output wave-forms of a three-phase, voltage-stiff inverter are illustrated in figure 48.

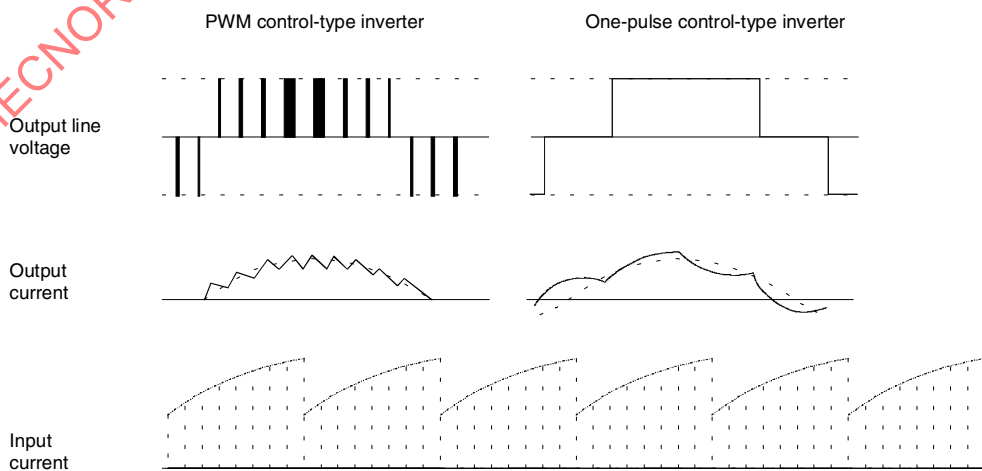


Figure 48 – Typical input/output waveforms of a three-phase, voltage-stiff inverter

3.4.3.1.2 Comportement de base

a) Côté entrée de l'onduleur

- Dans les convertisseurs à modulation de largeur d'impulsions, la forme d'onde du courant est composée d'impulsions dont le tracé correspond à la forme d'onde redressée des courants de charge de sortie alternative; elle contient les harmoniques dont la fréquence fondamentale est six fois supérieure à la fréquence fondamentale de l'onduleur, outre la composante continue.
- Dans les convertisseurs à modulation d'impulsions, la forme d'onde du courant est la forme d'onde redressée des courants de charge de sortie alternative; elle contient les harmoniques dont la fréquence fondamentale est six fois supérieure à la fréquence fondamentale de l'onduleur, outre la composante continue.
- Les composantes alternatives du courant côté entrée continue. sont réduites à la valeur déterminée par les caractéristiques de fréquence du filtre d'entrée.
- La tension ondulée côté entrée est déterminée par les composantes alternatives du courant d'entrée et la capacité du condensateur de filtrage.

b) Côté sortie de l'onduleur

- La forme d'onde de tension est composée d'impulsions dont la valeur instantanée est égale à $\pm$ la tension d'entrée continue et contient des harmoniques dont la fréquence fondamentale est identique à celle de l'onduleur.
- Les harmoniques du courant qui traverse la charge sont déterminés par les harmoniques de la tension et l'impédance côté charge alternative.

3.4.3.2 Onduleurs de courant

3.4.3.2.1 Forme d'onde de base

La figure 49 représente les formes d'ondes d'entrée et de sortie caractéristiques d'un onduleur de courant triphasé.

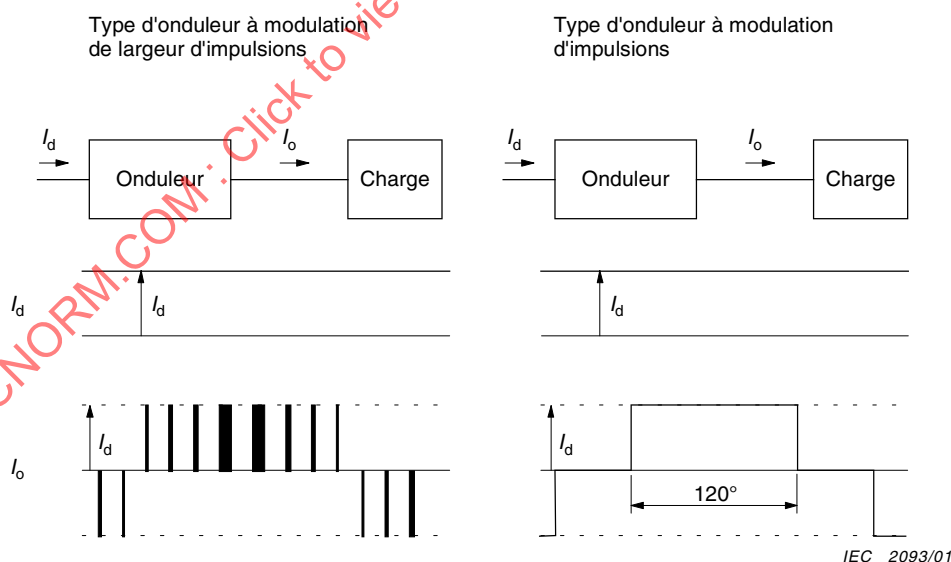


Figure 49 – Formes d'ondes caractéristiques d'entrée et de sortie d'un onduleur de courant triphasé

3.4.3.1.2 Basic behaviour

a) Input side of the inverter

- In PWM control-type converters, the current waveform consists of pulses whose trace line is the rectified waveform of the a.c. output load currents, and it contains harmonics whose fundamental frequency is six times that of the fundamental frequency of the inverter besides the d.c. component.
- In one-pulse control-type converters, the current waveform is the rectified waveform of the a.c. output load currents, and it contains harmonics whose fundamental frequency is six times that of the fundamental frequency of the inverter besides the d.c. component.
- The a.c. components of the current in the d.c. input side are reduced to the value determined by frequency characteristics of the input filter.
- The voltage ripple on the input side is determined by the a.c. components in the input current and the capacity of the filter capacitor.

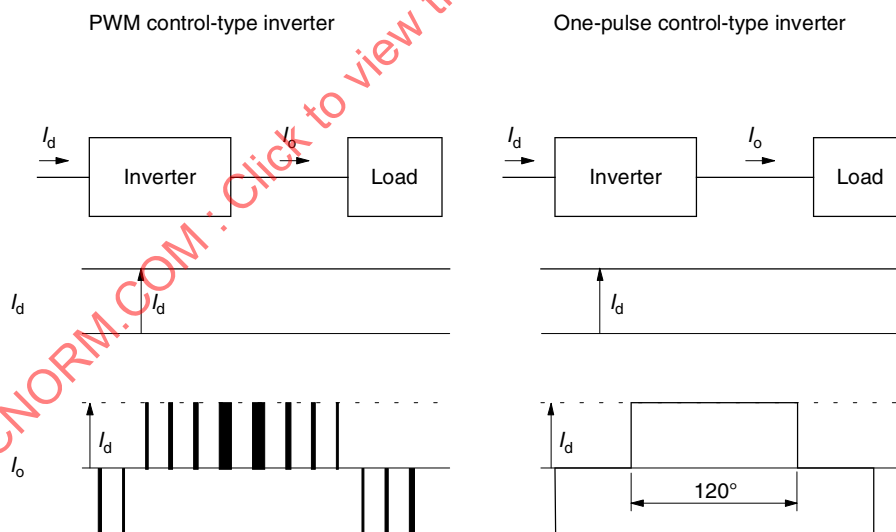
b) Output side of the inverter

- The voltage waveform consists of pulses whose instantaneous value is equal to $\pm$ the d.c. input voltage and contains harmonics whose fundamental frequency is the same as that of the inverter.
- The current harmonics which flow into the load are determined by the voltage harmonics and the impedance in the a.c. load side.

3.4.3.2 Current-stiff inverters

3.4.3.2.1 Basic waveform

Typical input/output waveforms of a three-phase current-stiff inverter are illustrated in figure 49.



IEC 2093/01

Figure 49 – Typical input/output waveform of a three-phase, current-stiff inverter

3.4.3.2.2 Comportement de base

a) Côté sortie de l'onduleur

- La forme d'onde de courant de sortie I_o de l'onduleur est composée d'impulsions dont les valeurs instantanées sont égales à $\pm$ le courant d'entrée.
- L'intensité contient des harmoniques dont la fréquence fondamentale est identique à la fréquence de l'onduleur.
- La tension de sortie est déterminée par le courant de sortie et l'impédance des charges.
- Si la charge est un moteur, la forme d'onde de la tension de sortie correspond au total de la tension induite par le moteur et des tensions aux bornes des enroulements du moteur dues à l'impédance de fuite.

b) Côté entrée de l'onduleur

- La forme d'onde de tension est identique à celle de la tension de charge redressée.

3.4.4 Principe de base de commande des onduleurs

Pour les régulations par modulations de largeur d'impulsions, il existe différentes méthodes de modulation synchrones et asynchrones, avec diverses formes d'ondes porteuses.

3.4.4.1 Modulation de largeur d'impulsions de type synchrone et asynchrone

Ces deux méthodes sont représentées à la figure 50.

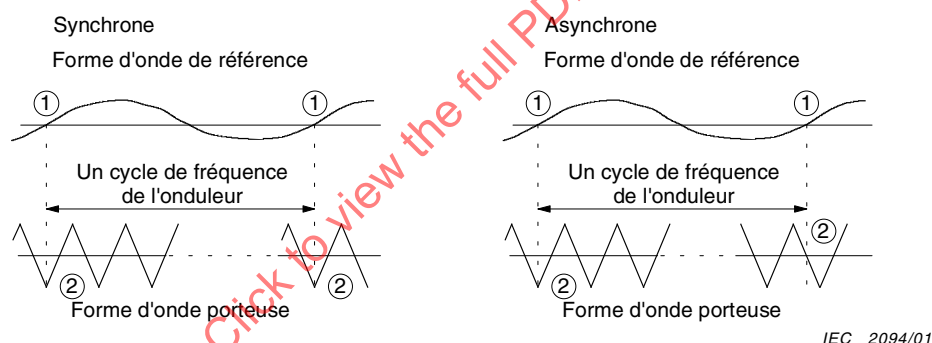


Figure 50 – Modulation de largeur d'impulsions de type synchrone et asynchrone

3.4.4.2 Formes d'ondes porteuses

Le tableau 15 répertorie des modulations de largeur d'impulsions caractéristiques. Le comportement de ces modulations est représenté avec plus de détails à la figure 51.

Il existe d'autres méthodes qui peuvent être utilisées pour générer ces modulations

Tableau 15 – Principaux types de modulation

Forme d'onde porteuse	Forme d'onde de référence	Principe de modulation
Onde triangulaire	Onde sinusoïdale	Modulation sinusoïdale/triangulaire
Onde triangulaire	Onde rectangulaire	Modulation rectangulaire/triangulaire

3.4.3.2.2 Basic behaviour

a) Output side of the inverter

- The waveform of the inverter output current I_o consists of pulses whose instantaneous values are equal to $\pm$ the input current.
- The current contains the harmonics whose fundamental frequency is identical to the inverter frequency.
- The output voltage is determined by the output current and the impedance of the loads.
- If the load is a motor, the output voltage waveform is the summation of the induced voltage of the motor and the voltages across motor windings due to the leakage impedance.

b) Input side of the inverter

- The voltage waveform is identical to the rectified load voltage.

3.4.4 Basic control scheme of inverters

Synchronous/asynchronous modulation methods exist with various carrier waveforms for the PWM controls.

3.4.4.1 Synchronous/asynchronous PWM

The two methods are outlined in figure 50.

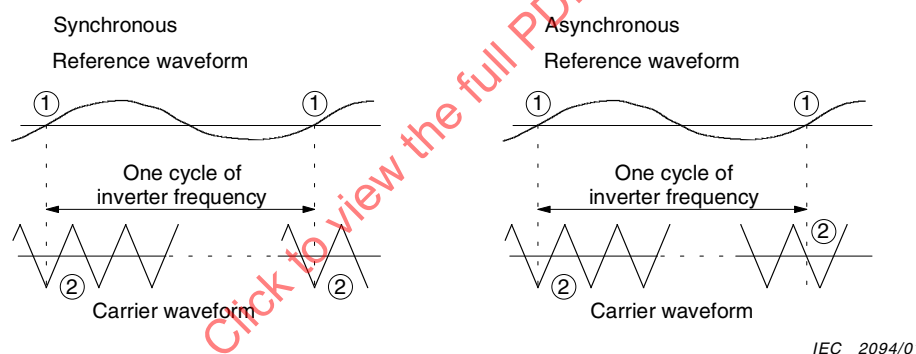


Figure 50 – Synchronous/asynchronous PWM

3.4.4.2 Carrier waveforms

Typical PWM schemes are summarized in table 15. The behaviour of the two typical PWM schemes is illustrated in figure 51.

Other methods which exist to generate PWM control can also be used.

Table 15 – Typical modulation schemes

Carrier waveform	Reference waveform	Modulation scheme
Triangular wave	Sinusoidal wave	Sinusoidal-triangular wave modulation
Triangular wave	Rectangular wave	Rectangular-triangular wave modulation

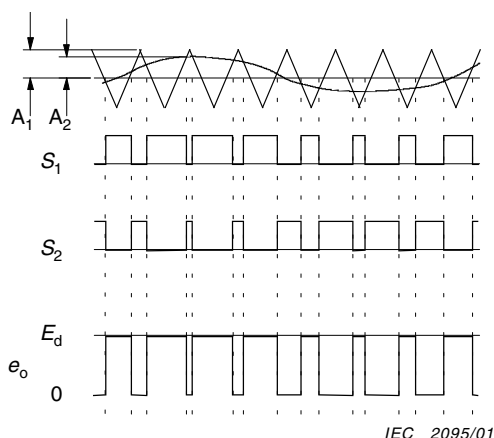


Figure 51a – Modulation sinusoïdale/triangulaire

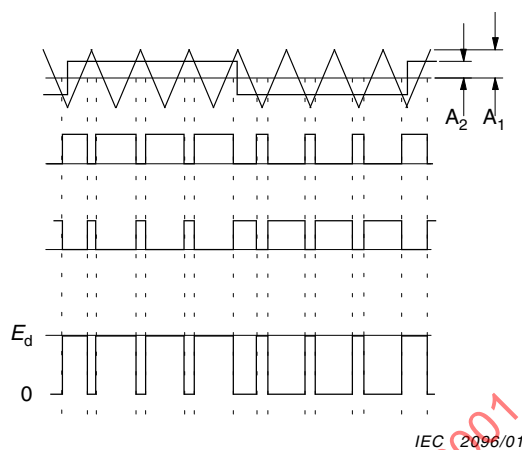
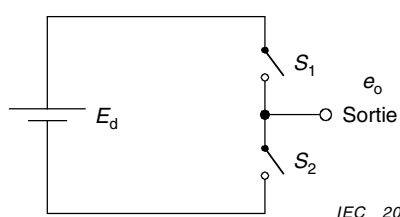


Figure 51b – Modulation rectangulaire/triangulaire



$$\text{Taux de modulation } \gamma = \frac{A_2}{A_1}$$

A_1 : amplitude de l'onde de modulation

A_2 : amplitude de l'onde de référence

Figure 51 – Représentation caractéristique de la modulation de largeur d'impulsions

3.4.5 Combinaison d'onduleurs

Il est possible de connecter deux ou plusieurs onduleurs en parallèle ou en série avec ou sans décalage de l'angle de phase de l'onde porteuse.

La figure 52 représente les combinaisons les plus usuelles.

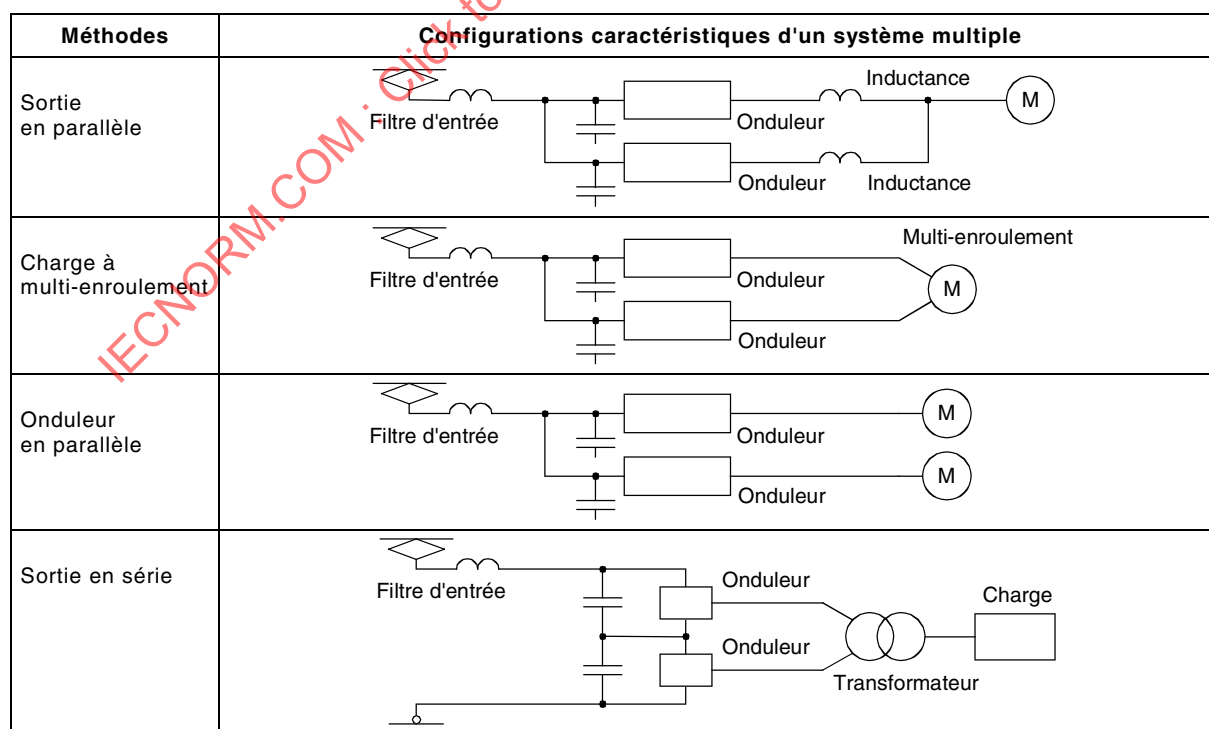


Figure 52 – Combinaisons usuelles d'onduleurs

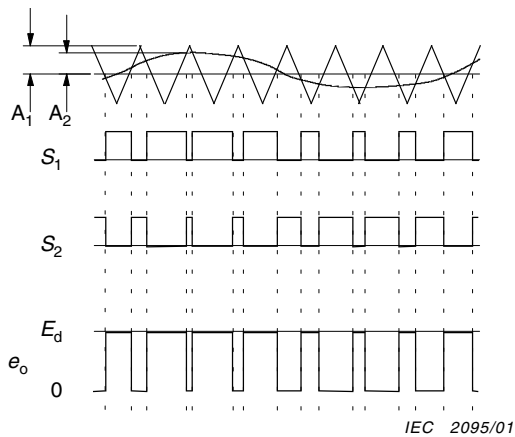


Figure 51a – Sinusoidal-triangular wave modulation

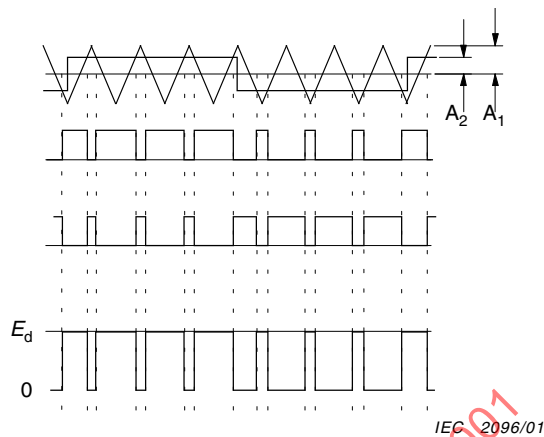
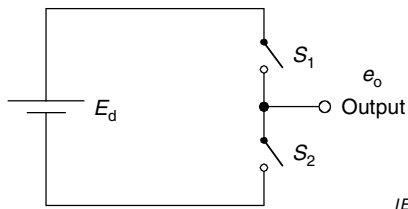


Figure 51b – Rectangular-triangular wave modulation



Modulation ratio $\gamma = \frac{A_2}{A_1}$

A_1 : amplitude of carrier wave

A_2 : amplitude of reference wave

Figure 51 – Typical PWM schemes

3.4.5 Combination of inverters

It is possible to have two or more inverters connected in parallel or in series with or without shifting phase angle among carrier waves.

Typical combinations are given in figure 52.

Method	Typical configurations of multiple system
Parallel output	
Multiwinding load	
Parallel inverter	
Series output	

Figure 52 – Typical combinations of inverters

3.4.6 Caractéristiques électriques

Ce paragraphe traite uniquement de l'onduleur de tension triphasé synchrone.

3.4.6.1 Tension de sortie harmonique

On trouve le tracé de la tension harmonique de sortie (voir figure 54) dans un onduleur à modulation synchrone, représenté à la figure 53.

Paramètres des courbes:

- a) principe de modulation;
- b) rapport de modulation;
- c) nombre d'impulsions.

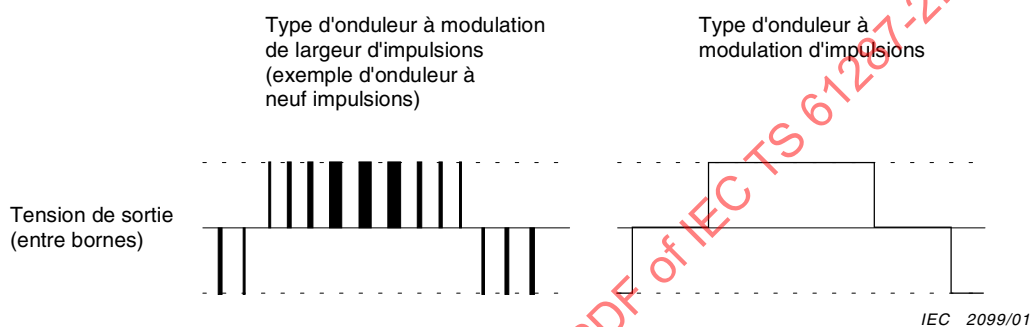


Figure 53 – Forme d'onde de sortie de l'onduleur

Paramètres: principe de modulation, nombre d'impulsions.

Exemple de principe de modulation donné à la figure 54: sinusoïdal-triangulaire, à neuf impulsions.

n : rang d'harmonique.

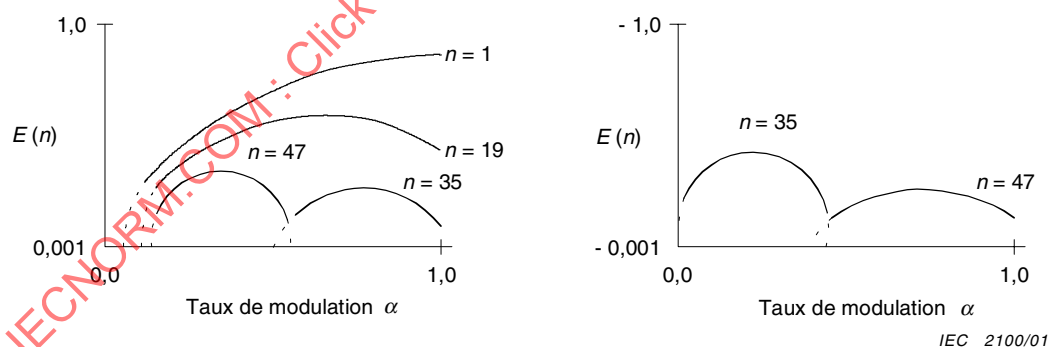


Figure 54 – Tension de sortie harmonique d'un onduleur

3.4.6 Electric characteristics

This subclause concerns only three-phase, synchronous, voltage-stiff inverters.

3.4.6.1 Harmonic output voltage

Harmonic output voltage charts as shown in figure 54, are found in inverters with synchronous modulation (see figure 53).

Parameters for charts:

- modulation scheme;
- modulation ratio;
- number of pulses.

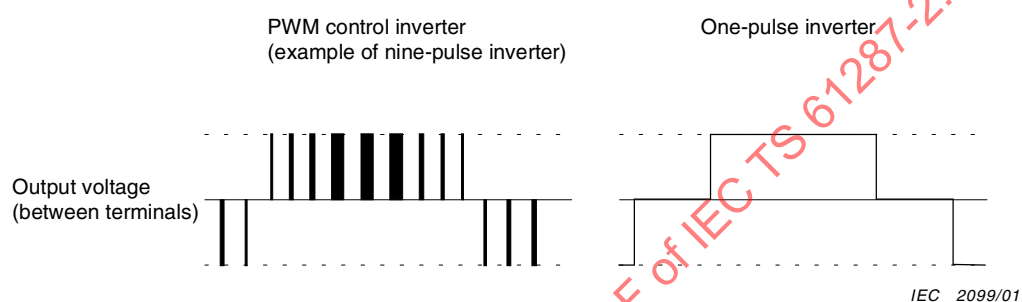


Figure 53 – Inverter output waveform

Parameter: modulation scheme number of pulses.

An example of sinusoidal-triangular modulation and nine pulses is given in figure 54.

n : harmonic number.

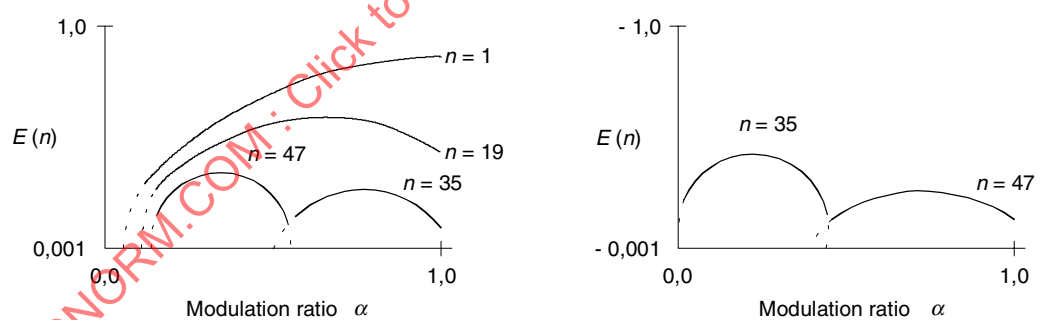


Figure 54 – Harmonic output voltage of an inverter

La tension d'entrée est présumée toujours constante dans les courbes, et $E(n)$ est calculé comme suit:

$$E(n) = \frac{\text{tension de phase de sortie du } n^{\text{ième}} \text{ harmonique}}{\text{tension de sortie}} \quad (\text{eff.}) \quad (25)$$

Le tableau 16 donne la liste des paramètres des schémas.

Tableau 16 – Paramètres du spectre de fréquences de la tension de sortie

Type de modulation	Nombre d'impulsions		Taux de modulation	
Sinusoidal-triangulaire	27; 15; 9		0,0 ~ 1,0	
Rectangulaire-triangulaire	3	1	0,6 ~ 1,0	1

La figure A.12 représente les courbes calculées en utilisant les valeurs du tableau 16.

NOTE 1 Sur les courbes, il existe certaines tensions de phase harmonique à valeur négative. L'ondulation de la tension de phase harmonique à valeur négative représente une phase négative par rapport à l'ondulation de la tension de phase fondamentale. Une ondulation de la tension de phase harmonique à valeur positive est en phase avec l'ondulation de la tension de phase fondamentale.

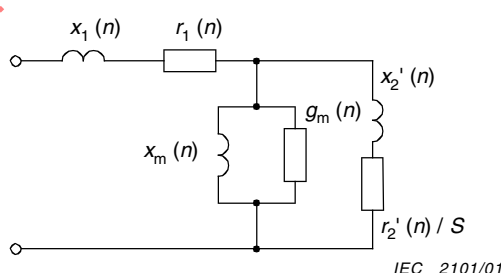
NOTE 2 Le nombre d'impulsions est trois fois supérieur au nombre intégral.

3.4.6.2 Courant de sortie harmonique

Les courants harmoniques sont déduits des tensions harmoniques de 3.4.6.1 et des impédances des circuits de charge. Chaque courant harmonique est calculé à partir de la tension du $n^{\text{ième}}$ harmonique et de l'impédance du circuit de charge équivalent pour l'ondulation du $n^{\text{ième}}$ harmonique. Il convient de prendre en compte l'effet pelliculaire et le phénomène d'approximation lors de l'évaluation des impédances équivalentes. L'une des méthodes de simulation de charge à l'état stable est décrite de 3.4.6.2.1 à 3.4.6.2.3.

3.4.6.2.1 Cas du moteur asynchrone

La figure 55 représente le circuit équivalent d'un moteur asynchrone pour la tension du $n^{\text{ième}}$ harmonique.



$x_1(n)$: réactance du $n^{\text{ième}}$ harmonique au primaire

$r_1(n)$: résistance du $n^{\text{ième}}$ harmonique au primaire

$x_2'(n)$: réactance du $n^{\text{ième}}$ harmonique au secondaire (convertie au primaire)

$r_2'(n)$: résistance du $n^{\text{ième}}$ harmonique au secondaire (convertie au primaire)

$x_m(n)$: $n^{\text{ième}}$ réactance de magnétisation

$g_m(n)$: $n^{\text{ième}}$ conductance de magnétisation

n : rang d'harmonique

S : glissement (si $n \geq 2$: $S = 1$)

NOTE La réactance et la résistance à haute fréquence sont considérées comme effet pelliculaire.

Figure 55 – Circuit équivalent d'un moteur asynchrone pour le $n^{\text{ième}}$ harmonique

The input voltage is assumed completely constant in the charts, and $E(n)$ is defined as follows:

$$E(n) = \frac{\text{the } n\text{th harmonic output phase voltage}}{\text{input voltage}} \quad (\text{r.m.s.}) \quad (25)$$

The parameters in the charts are summarized in table 16.

Table 16 – Parameters for frequency spectrum of output voltage

Modulation type	Number of pulses		Modulation ratio	
Sinusoidal-triangular	27; 15; 9		0,0 ~ 1,0	
Rectangular-triangular	3	1	0,6 ~ 1,0	1

The charts with values taken from table 16 are shown in figure A.12.

NOTE 1 In the charts, some of the harmonic phase voltages have negative values. The wave of the harmonic phase voltage with negative value shows negative-phase to the wave of the fundamental phase voltage. The wave of the harmonic phase voltage with positive value shows in-phase to the wave of the fundamental phase voltage.

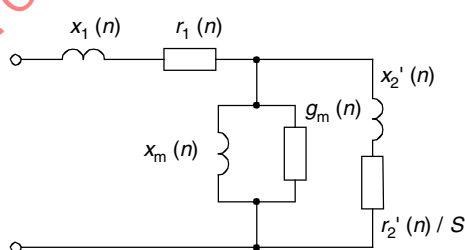
NOTE 2 The number of pulses is three times greater than the integral number.

3.4.6.2 Harmonic output current

Harmonic currents are derived from the harmonic voltages as described in 3.4.6.1 and from impedances in load circuits. Each harmonic current is calculated from the n th harmonic voltage, and the equivalent load circuit impedance for the n th harmonic wave. Skin effect and approximation effect should be considered when estimating the equivalent impedances. One method to simulate the load in steady-state condition is given in 3.4.6.2.1 to 3.4.6.2.3.

3.4.6.2.1 Asynchronous motor load

An equivalent circuit of an asynchronous motor for the n th harmonic voltage is given in figure 55.



IEC 2101/01

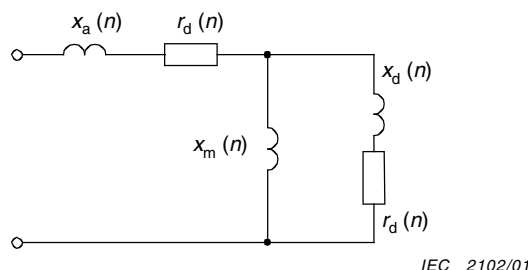
- $x_1(n)$: primary n th harmonic reactance
 $r_1(n)$: primary n th harmonic resistance
 $x_2'(n)$: secondary n th harmonic reactance (converted to primary)
 $r_2'(n)$: secondary n th harmonic resistance (converted to primary)
 $x_m(n)$: n th magnetizing reactance
 $g_m(n)$: n th magnetizing conductance
 n : harmonic number
 S : slip (in case of $n \geq 2$: $S = 1$)

NOTE Reactance and resistance at high frequency are considered of skin effect.

Figure 55 – Equivalent circuit of an asynchronous motor for the n th harmonic

3.4.6.2.2 Cas du moteur synchrone

Les circuits équivalents des axes d et q sont symétriques si le circuit d'excitation peut être négligé. Dans ce cas, la machine synchrone est représentée par le circuit équivalent de la figure 56.



$X_a(n)$: réactance de fuite du $n^{\text{ième}}$ harmonique de l'enroulement d'induit

$r_d(n)$: résistance du $n^{\text{ième}}$ harmonique de l'enroulement d'induit

$X_m(n)$: réactance de synchronisation du $n^{\text{ième}}$ harmonique

$X_d(n)$: réactance de fuite du $n^{\text{ième}}$ harmonique de l'amortisseur

$r_d(n)$: résistance du $n^{\text{ième}}$ harmonique de l'amortisseur

n : rang d'harmonique

NOTE La réactance et la résistance à haute fréquence sont considérées comme effet pelliculaire.

Figure 56 – Circuit équivalent d'un moteur synchrone pour le $n^{\text{ième}}$ harmonique ($n \geq 2$)

3.4.6.2.3 Calcul du courant de sortie harmonique

Si la résistance et la réactance de magnétisation, dans la charge ne sont pas prises en compte, il est possible de calculer de façon approximative le courant de sortie harmonique $I_o(n)$ à partir de l'équation (26).

$$I_o(n) = \frac{E(n)}{X(n)} \quad (26)$$

où

$E(n)$ est la tension de phase de sortie du $n^{\text{ième}}$ harmonique (efficace), en volts;

$X(n)$ est la $n^{\text{ième}}$ réactance totale de la charge.

NOTE $E(n)$ est représenté sur les schémas de l'annexe A.

3.4.6.3 Courant d'entrée harmonique

3.4.6.3.1 Courant d'entrée harmonique avec courant de sortie supposé entièrement sinusoïdal

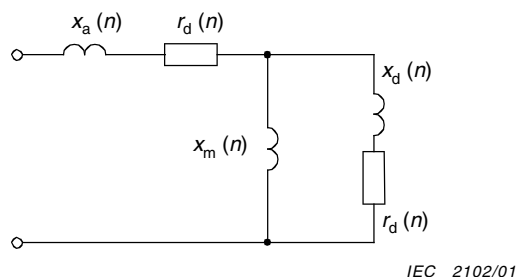
Le courant d'entrée harmonique est calculé à partir du courant de sortie supposé sinusoïdal; les courbes, telles que celles figurant à la figure 57, sont données dans l'annexe A.

Liste des paramètres représentés dans ces courbes:

- principe de modulation,
- rapport de modulation,
- nombre d'impulsions,
- coefficient de déplacement.

3.4.6.2.2 Synchronous motor load

The equivalent circuits for the d -axis and q -axis are symmetric, if the field circuit can be neglected. In this case, the synchronous machine is represented by the equivalent circuit shown in figure 56.



$x_a(n)$: n th harmonic leakage reactance of armature winding

$r_a(n)$: n th harmonic resistance of armature winding

$x_m(n)$: n th harmonic synchronizing reactance

$x_d(n)$: n th harmonic leakage reactance of damper winding

$r_d(n)$: n th harmonic resistance of damper winding

n : harmonic number

NOTE Reactance and resistance at high frequency are considered of skin effect.

Figure 56 – Equivalent circuit of a synchronous motor for the n th harmonic ($n \geq 2$)

3.4.6.2.3 Calculation of harmonic output current

If resistance and magnetizing reactance in the load are disregarded, harmonic output current $I_o(n)$ can be calculated approximately from formula (26).

$$I_o(n) = \frac{E(n)}{X(n)} \quad (26)$$

where

$E(n)$ is the n th harmonic output phase voltage (r.m.s.), in volts;

$X(n)$ is the n th total reactance of the load.

NOTE $E(n)$ is shown in the charts given in annex A.

3.4.6.3 Harmonic input current

3.4.6.3.1 Harmonic input current with output current, assumed to be a complete sinusoidal wave

The harmonic input current is calculated from the output current, assumed to be a complete sinusoidal wave, and the charts such as the one in figure 57 are given in annex A.

List of parameters in the charts:

- modulation scheme;
- modulation ratio;
- number of pulses;
- displacement factor.

On suppose que le courant de sortie est sinusoïdal; sur les schémas $I_i(n)$ est calculé comme suit:

$$I_i(n) = \frac{\text{courant d'entrée du } n^{\text{ième}} \text{ harmonique}}{\text{valeur efficace du courant de sortie}} \quad (27)$$

Paramètre: schéma de modulation, nombre d'impulsions, facteur de déphasage

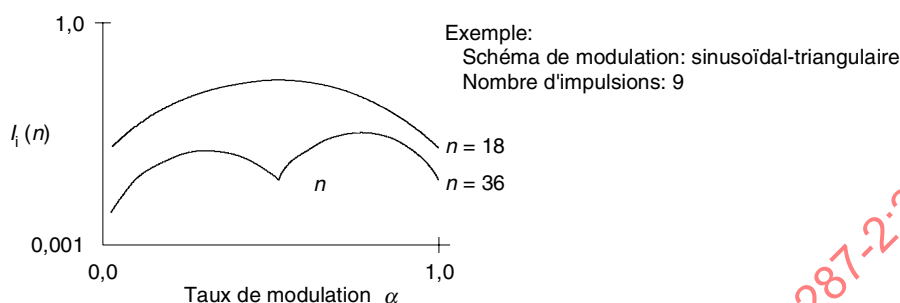


Figure 57 – Spectre de fréquences du courant d'entrée de l'onduleur

Le tableau 17 donne les paramètres de la courbe.

Tableau 17 – Paramètres du spectre de fréquences du courant d'entrée

Type de modulation	Facteur de déphasage	Nombre d'impulsions		Taux de modulation	
Sinusoïdal – triangulaire	0,75; 0,8; 0,85; 0,9; 1,0	27; 15; 9		0,0 ~ 1,0	
Rectangulaire – triangulaire	0,75; 0,8; 0,85; 0,9; 1,0	3	1	0,6 ~ 1,0	1

Les figures A.13 représentent les courbes calculées en utilisant les valeurs du tableau 17.

3.4.6.3.2 Courant d'entrée harmonique avec courant de sortie présumé non sinusoïdal

En général, le courant d'entrée de l'onduleur, représenté par l'équation (28) est égal au courant harmonique plus le courant ondulé de sortie. Dans ce cas, on suppose que le courant de sortie de l'onduleur n'est pas sinusoïdal.

Dans le cas d'une forme d'onde non sinusoïdale, le courant d'entrée harmonique est différent de celui d'une forme d'onde entièrement sinusoïdale.

Le courant d'entrée du $n^{\text{ième}}$ harmonique n'est pas supérieur à $I_i(n)$.

$$I_i(n) = I_i(n) + |\Delta I_i(n)| \quad (28)$$

où

$I_i(n)$ est le courant d'entrée harmonique dans un courant de sortie entièrement sinusoïdal, en ampères;

$|\Delta I_i(n)|$ est le courant d'entrée harmonique par ondulation du courant de sortie, en ampères.

The output current is assumed completely sinusoidal and $I_i(n)$ in the charts is defined as follows:

$$I_i(n) = \frac{\text{the } n\text{th harmonic input current}}{\text{r.m.s. value of output current}} \quad (27)$$

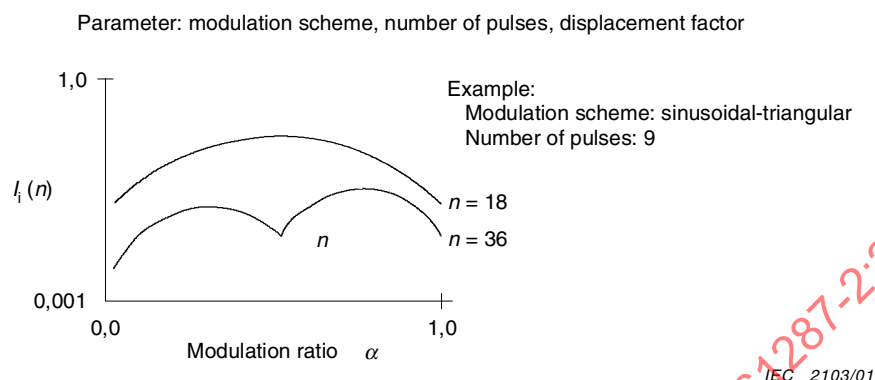


Figure 57 – Frequency spectrum of the input current of the inverter

The parameters in the charts are summarized in table 17.

Table 17 – Parameters for frequency spectrum of input current

Modulation type	Displacement factor	Number of pulses		Modulation ratio	
Sinusoidal – triangular	0,75; 0,8; 0,85; 0,9; 1,0	27; 15; 9		0,0 ~ 1,0	
Rectangular – triangular	0,75; 0,8; 0,85; 0,9; 1,0	3	1	0,6 ~ 1,0	1

The charts with values taken from table 17 are shown in figures A.13.

3.4.6.3.2 Harmonic input current with output current, not assumed to be a sinusoidal wave

Generally, the input current of the inverter, as shown in formula (28), is equal to harmonic current plus ripple current of the output current. In this case, the output current of the inverter is not assumed to be sinusoidal wave.

In the case of a non-sinusoidal wave, harmonic input current is different from that of a completely sinusoidal wave.

The n th harmonic input current is not more than $I_i(n)$.

$$I_i(n) = I_i(n) + |\Delta I_i(n)| \quad (28)$$

where

$I_i(n)$ is the harmonic input current, for a completely sinusoidal wave of the output current, in amperes;

$|\Delta I_i(n)|$ is the harmonic input current by ripple current of the output current, in amperes.

$$|\Delta I_i(n)| \approx \sum_{m,k} \left\{ \frac{E(k) E(m)}{\sqrt{2} m \% X} \right\} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} n &= |m \pm k| \\ m &= 2, 3, 4, \dots \\ k &= 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (30)$$

$$\% X = \frac{I_{out} X(1)}{E_d} \quad (31)$$

où

I_{out} est le courant de sortie de l'onduleur (efficace), en ampères;

$X(1)$ est la réactance globale de la charge à la fréquence fondamentale de l'onduleur;

$E(k)$ est la $k^{ième}$ tension de phase de sortie (efficace), en volts;

$E(m)$ est la $m^{ième}$ tension de phase de sortie (efficace), en volts.

NOTE Les courants d'entrée harmoniques $I_i(n)$, $E(k)$ et $E(m)$ sont donnés dans l'annexe A.

3.4.6.3.3 Influence du courant d'entrée d'harmonique par le courant de sortie harmonique

Le courant d'entrée harmonique est affecté par le courant de sortie harmonique, comme indiqué dans l'équation (28).

En général, les valeurs de $\% X$, $E(k)$ et $E(m)$ sont définies comme suit:

$$0,1 < \% X < 0,3$$

$$0,1 < E(k) < 0,3$$

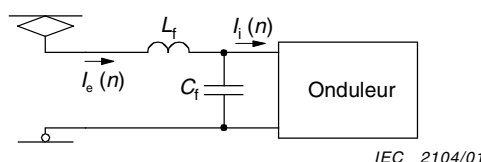
$$0,1 < E(m) < 0,3$$

Si $n \geq 9$, $\Delta I_i(n)$ est inférieur de quelques pour-cents à $I_i(n)$.

3.4.6.4 Calcul des courants harmoniques dans la source d'alimentation

3.4.6.4.1 Circuit côté entrée de l'onduleur

Le filtre de la figure 58 est relié au circuit d'entrée de l'onduleur. Les courants harmoniques générés dans l'onduleur traversent la source d'alimentation après avoir été réduits dans le filtre.



$I_i(n)$: $n^{ième}$ harmonique du courant d'entrée de l'onduleur

$I_e(n)$: $n^{ième}$ harmonique du courant de la ligne

L_f : inductance de l'enroulement du filtre

Figure 58 – Circuit côté entrée de l'onduleur

$$|\Delta I_i(n)| \approx \sum_{m,k}^{\infty} \left\{ \frac{E(k) E(m)}{\sqrt{2} m \% X} \right\} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} n &= |m \pm k| \\ m &= 2, 3, 4, \dots \\ k &= 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (30)$$

$$\% X = \frac{I_{\text{out}} X(1)}{E_d} \quad (31)$$

where

I_{out} is the output current of the inverter (r.m.s.), in amperes;

$X(1)$ is the total reactance of the load at fundamental frequency of the inverter;

$E(k)$ is the k th output phase voltage (r.m.s.), in volts;

$E(m)$ is the m th output phase voltage (r.m.s.), in volts.

NOTE Harmonic input current $I_i(n)$, $E(k)$ and $E(m)$ are given in annex A.

3.4.6.3.3 Influence on harmonic input current by the harmonic output current

Harmonic input current is affected by the harmonic output current, as shown in formula (28).

Generally, the values of $\% X$, $E(k)$ and $E(m)$ are given as follows:

$$0,1 < \% X < 0,3$$

$$0,1 < E(k) < 0,3$$

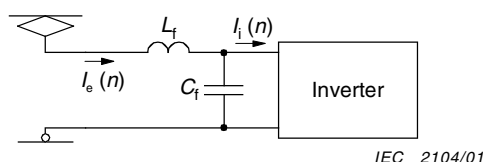
$$0,1 < E(m) < 0,3$$

If $n \geq 9$, $\Delta I_i(n)$ is less than a few per cent of the $I_i(n)$.

3.4.6.4 Calculation of harmonic currents in the power source

3.4.6.4.1 Circuit on the input side of an inverter

The filter illustrated in figure 58 is connected to the input circuit of an inverter. The harmonic currents produced in the inverter flow into the power source after they have been reduced in the filter.



$I_i(n)$: n th harmonic of inverter input current

$I_e(n)$: n th harmonic of line current

L_f : inductance of the filter reactor

Figure 58 – Circuit on the input side of an inverter

3.4.6.4.2 Calcul des courants ondulés dans la source d'alimentation

Le courant dans la source d'alimentation se calcule en multipliant les courants harmoniques d'entrée de l'onduleur par le facteur de réduction du courant ζ_n comme suit:

$$I_s(n) = \zeta_n I_i(n) \quad (32)$$

3.4.6.4.3 Caractéristiques des fréquences d'un filtre d'entrée

Le facteur de réduction des courants d'entrée ζ_n se calcule à partir d'un schéma comme celui de la figure 59 ou, de façon approximative, sur la base de l'équation suivante:

$$\zeta_n \approx \frac{1}{|1 - 4\pi^2 n^2 f_i^2 L_f C_f|} \quad (33)$$

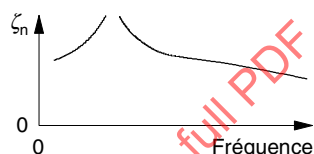
où

f_i est la fréquence fondamentale de l'onduleur, en hertz;

n est le rang d'harmonique de la fréquence de l'onduleur;

L_f est l'inductance de l'enroulement du filtre;

C_f est la capacité du condensateur du filtre.



IEC 2105/01

Figure 59 – Caractéristiques des fréquences d'un filtre d'entrée

4 Convertisseurs indirects

4.1 Classification des convertisseurs indirects

Il est possible d'utiliser divers types de convertisseurs en combinant des convertisseurs unitaires du côté de la source et de la charge. Le tableau 2 représente des configurations caractéristiques.

4.2 Circuits et comportement de base des convertisseurs indirects

Les configurations de circuit et le comportement de base de chaque convertisseur côté source et côté charge sont identiques à ceux des convertisseurs décrits en 3.2 à 3.4.

4.3 Caractéristiques de base des convertisseurs indirects

Les caractéristiques de base de chaque convertisseur côté source et côté charge sont identiques à celles des convertisseurs décrits en 3.2 à 3.4.

4.4 Principe de commande des convertisseurs indirects

Le principe de commande de chaque convertisseur côté source et côté charge est identique à celui des convertisseurs décrits en 3.2 à 3.4.

3.4.6.4.2 Calculation of the ripple currents in the power source

The current into the power source is calculated by multiplying the input harmonic currents of the inverter by the current reduction factor ζ_n as follows:

$$I_s(n) = \zeta_n I_i(n) \quad (32)$$

3.4.6.4.3 Frequency characteristics of an input filter

The input current reduction factor ζ_n is obtained from a chart, such as that shown in figure 59, or approximately from the following formula:

$$\zeta_n \approx \frac{1}{\left| 1 - 4\pi^2 n^2 f_i^2 L_f C_f \right|} \quad (33)$$

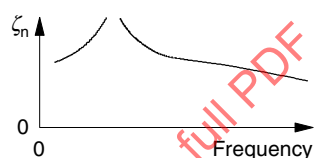
where

f_i is the fundamental frequency of the inverter, in hertz;

n is the harmonic number of the inverter frequency;

L_f is the inductance of the filter reactor;

C_f is the capacitance of the filter capacitor.



IEC 2105/01

Figure 59 – Frequency characteristics of an input filter

4 Indirect convertors

4.1 Classification of indirect convertors

It is possible to use various types of convertors by combining unit convertors in the source and load sides. Typical configurations are shown in table 2.

4.2 Circuits and basic behaviour of indirect convertors

The circuit configurations and the basic behaviour of each convertor unit in the source and load sides are identical to those of the convertors described in 3.2 to 3.4.

4.3 Basic characteristics of the indirect convertors

The basic characteristics of each convertor unit in the source and load sides are identical to those of the convertors described in 3.2 to 3.4.

4.4 Control scheme of indirect convertors

The control scheme of each convertor unit in the source and load sides is identical to those of the convertors described in 3.2 to 3.4.

4.5 Convertisseurs indirects multiples

Les configurations multiples de chaque convertisseur côté source et côté charge sont identiques à celles des convertisseurs décrits en 3.2 à 3.4.

4.6 Analyse des convertisseurs indirects

Les caractéristiques calculées de chaque convertisseur côté source et côté charge sont identiques à celles des convertisseurs décrits en 3.2 à 3.4.

5 Convertisseurs pour matériel roulant multisource

5.1 Classification des convertisseurs

Différents types de convertisseurs sont envisageables. La combinaison des unités dépend de la nature du courant (alternatif ou continu), de la source d'alimentation et de la charge. Il est possible de disposer, dans un seul convertisseur, de deux ou plusieurs configurations afin de permettre plusieurs entrées.

Le tableau 3 représente des configurations caractéristiques.

5.2 Circuits et comportement de base des convertisseurs

Les configurations de circuit et le comportement de base de chaque convertisseur côté source et côté charge sont identiques à ceux des convertisseurs décrits en 3.2 à 3.4.

5.3 Caractéristiques de base des convertisseurs

Les caractéristiques de base de chaque convertisseur côté source et côté charge sont identiques à celles des convertisseurs décrits en 3.2 à 3.4.

5.4 Principe de commande des convertisseurs

Le principe de commande de chaque convertisseur côté source et côté charge est identique à celui des convertisseurs décrits en 3.2 à 3.4.

5.5 Convertisseurs à configurations multiples

Les configurations multiples de chaque convertisseur côté source et côté charge sont identiques à celles des convertisseurs décrits en 3.2 à 3.4.

5.6 Analyse des convertisseurs

Les caractéristiques calculées de chaque convertisseur côté source et côté charge sont identiques à celles des convertisseurs décrits en 3.2 à 3.4.

4.5 Multiple indirect convertors

The multiple configurations of each convertor unit in the source and load sides are identical to those of the convertors described in 3.2 to 3.4.

4.6 Analysis of indirect convertors

The calculated characteristics of each convertor unit in the source and load sides are identical to those of the convertors described in 3.2 to 3.4.

5 Convertors for multi-supply rolling stock

5.1 Classification of convertors

Various types of convertors are possible. The combination of unit convertors depends upon whether the power source and the load are a.c. or d.c. It is possible to have two or more configurations in one convertor to allow for different inputs.

Typical configurations are shown in table 3.

5.2 Circuits and basic behaviour of convertors

The circuit configurations and basic behaviour of each convertor unit in the source and load sides are identical to those of the convertors described in 3.2 to 3.4.

5.3 Basic characteristics of convertors

The basic characteristics of each convertor unit in the source and load sides are identical to those of the convertors described in 3.2 to 3.4.

5.4 Control scheme of convertors

The control scheme of each convertor unit in the source and load sides is identical to those of the convertors described in 3.2 to 3.4.

5.5 Multiple convertors

The multiple configurations of each convertor unit in the source and load sides are identical to those of the convertors described in 3.2 to 3.4.

5.6 Analysis of convertors

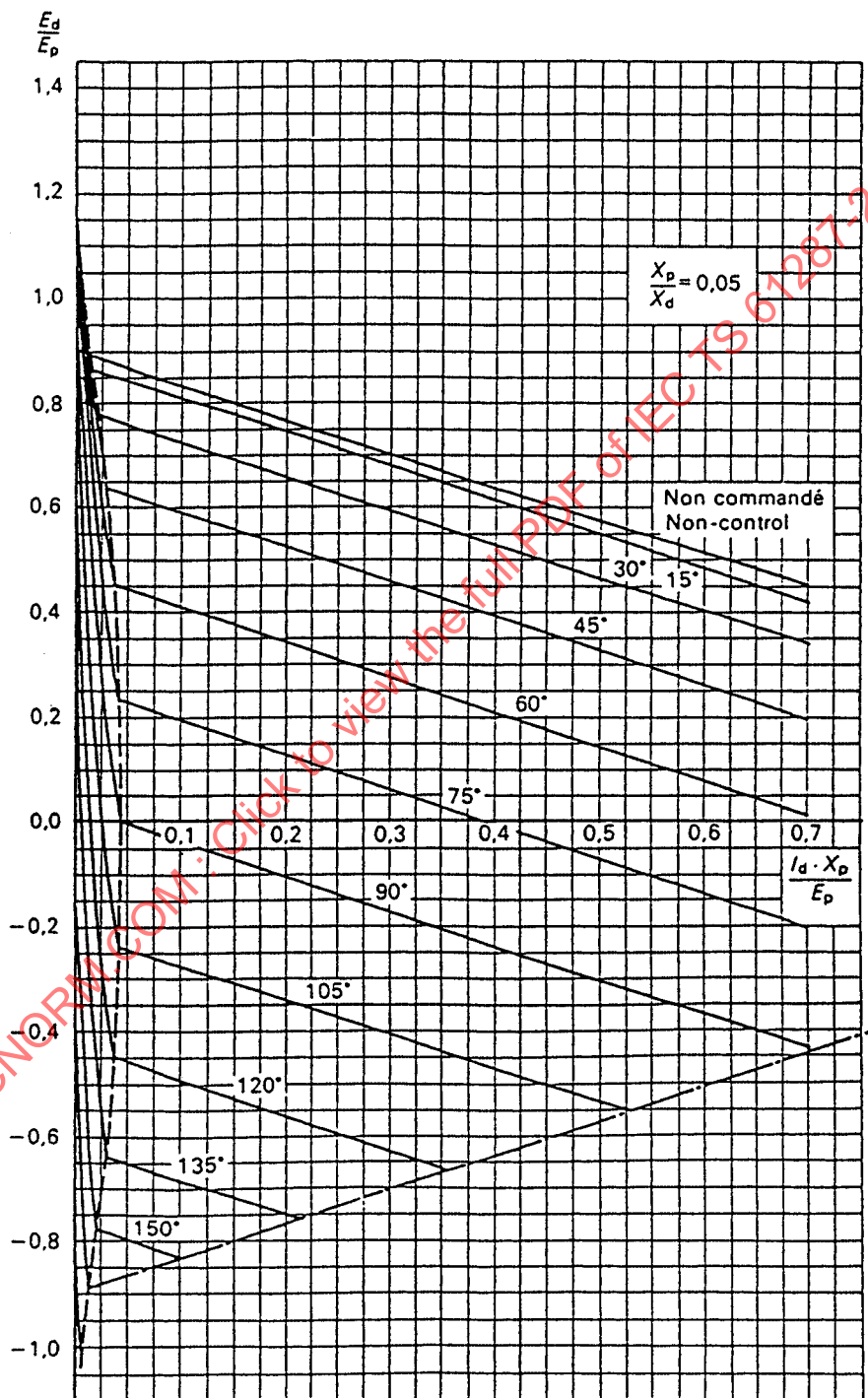
The calculated characteristics of each convertor unit in the source and load sides are identical to those of the convertors described in 3.2 to 3.4.

Annexe A / Annex A (normative)

Représentations graphiques/Graphic representations

Convertisseur homogène

Uniform convertor



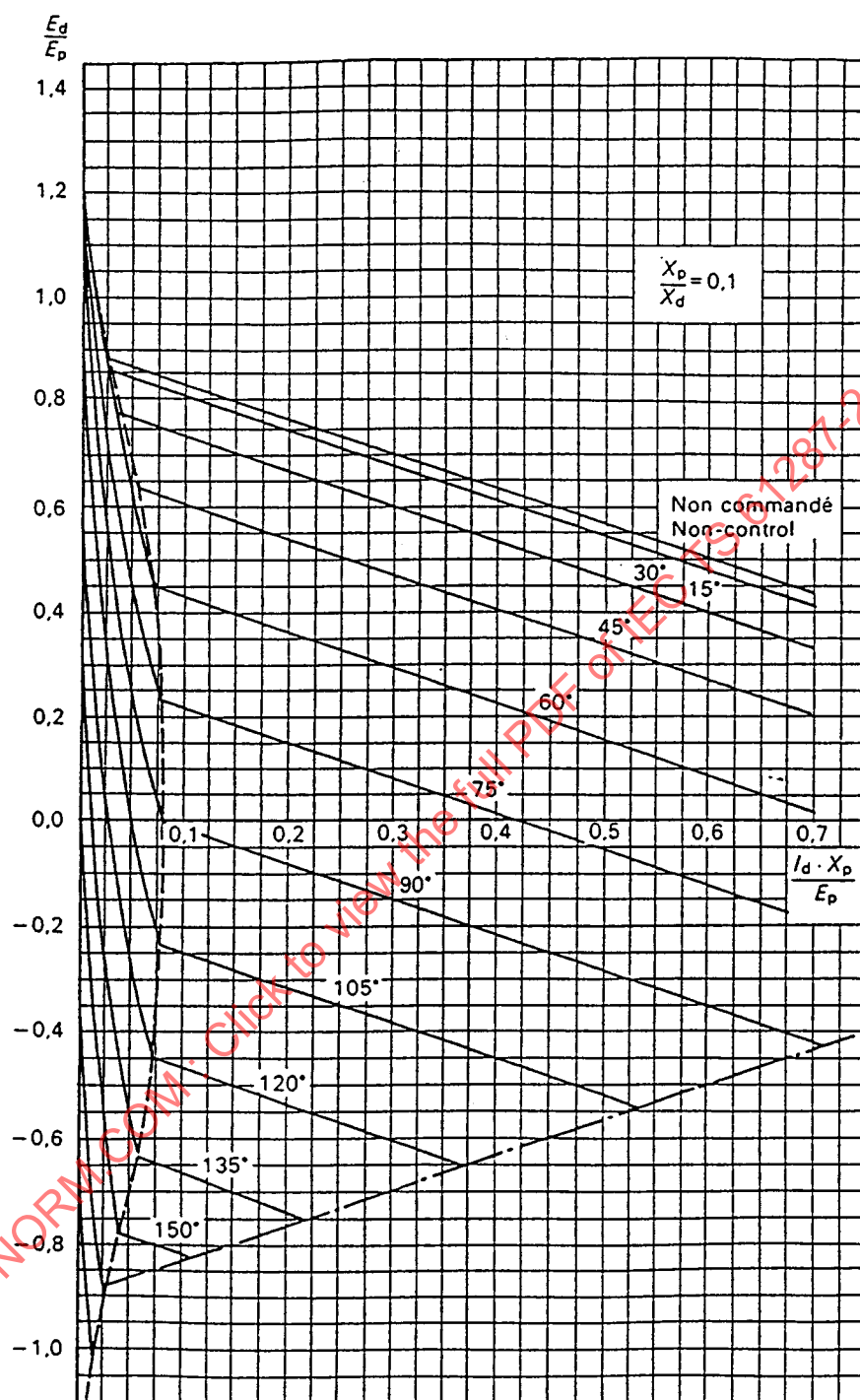
154178

Figure A.1a

Figure A.1 – Variation de tension côté continu
DC voltage regulation

Convertisseur homogène

Uniform convertor



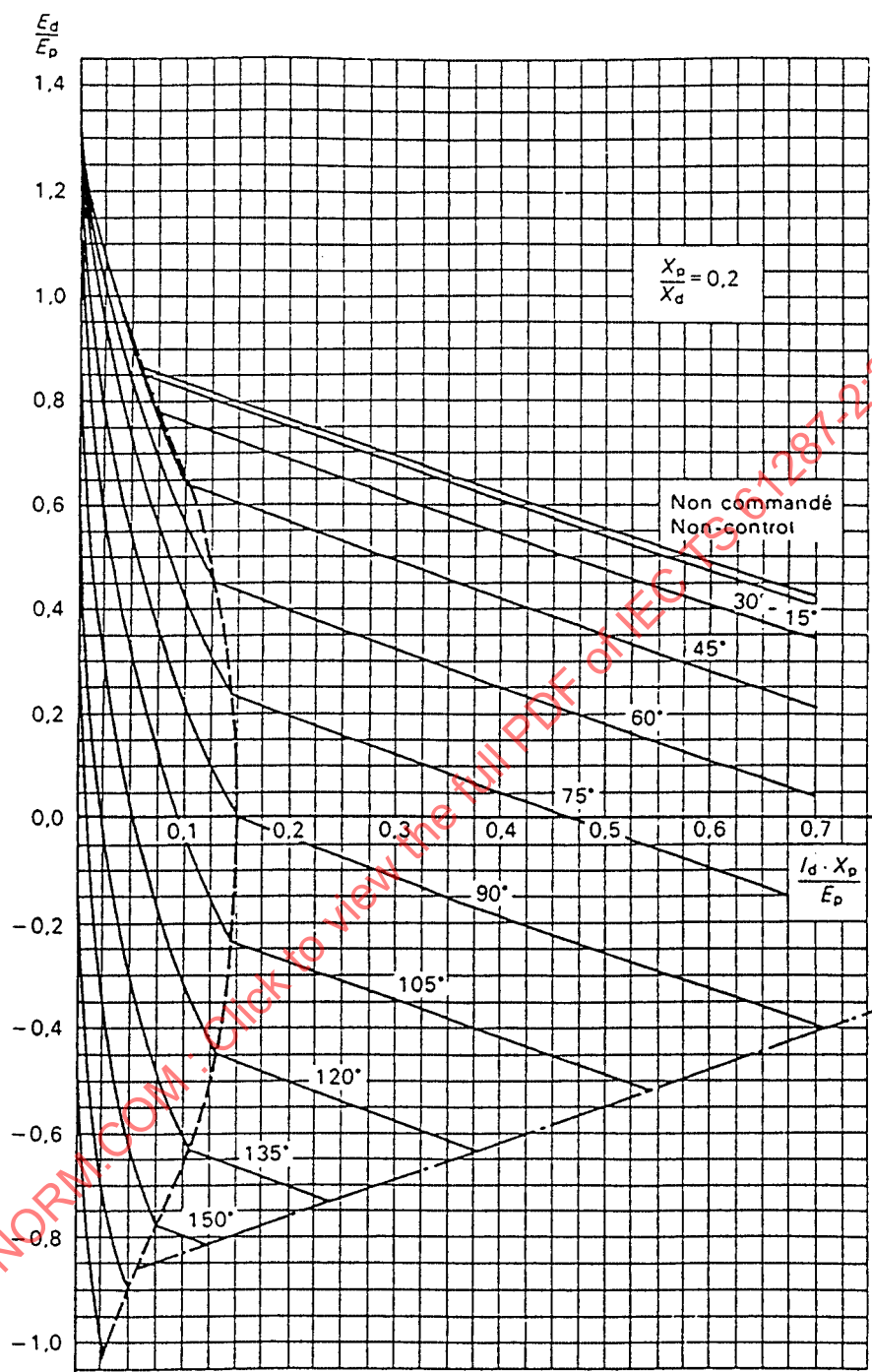
155/78

Figure A.1b

Figure A.1 (suite/continued)

Convertisseur homogène

Uniform convertor



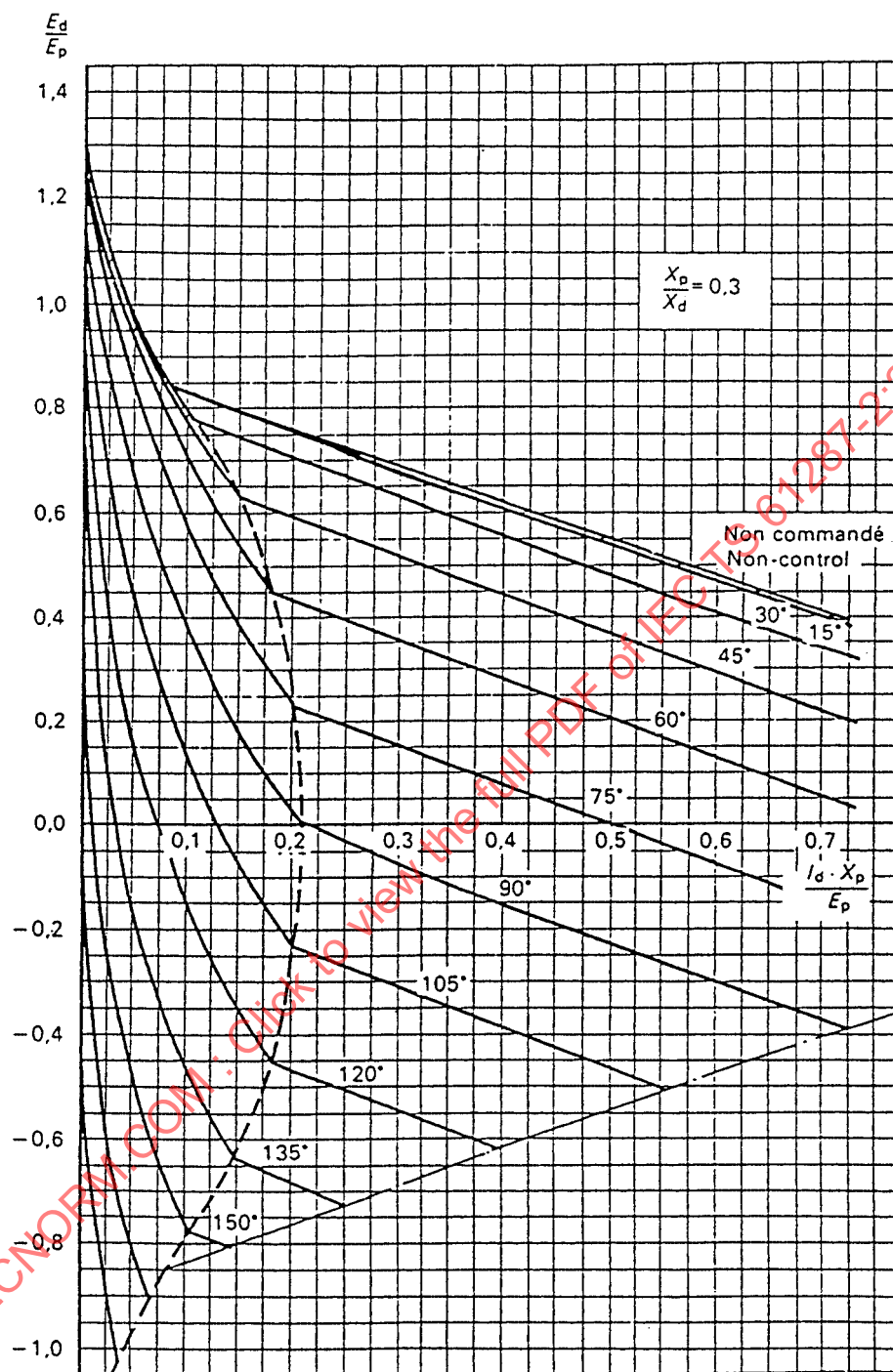
156/78

Figure A.1c

Figure A.1 (suite/continued)

Convertisseur homogène

Uniform convertor



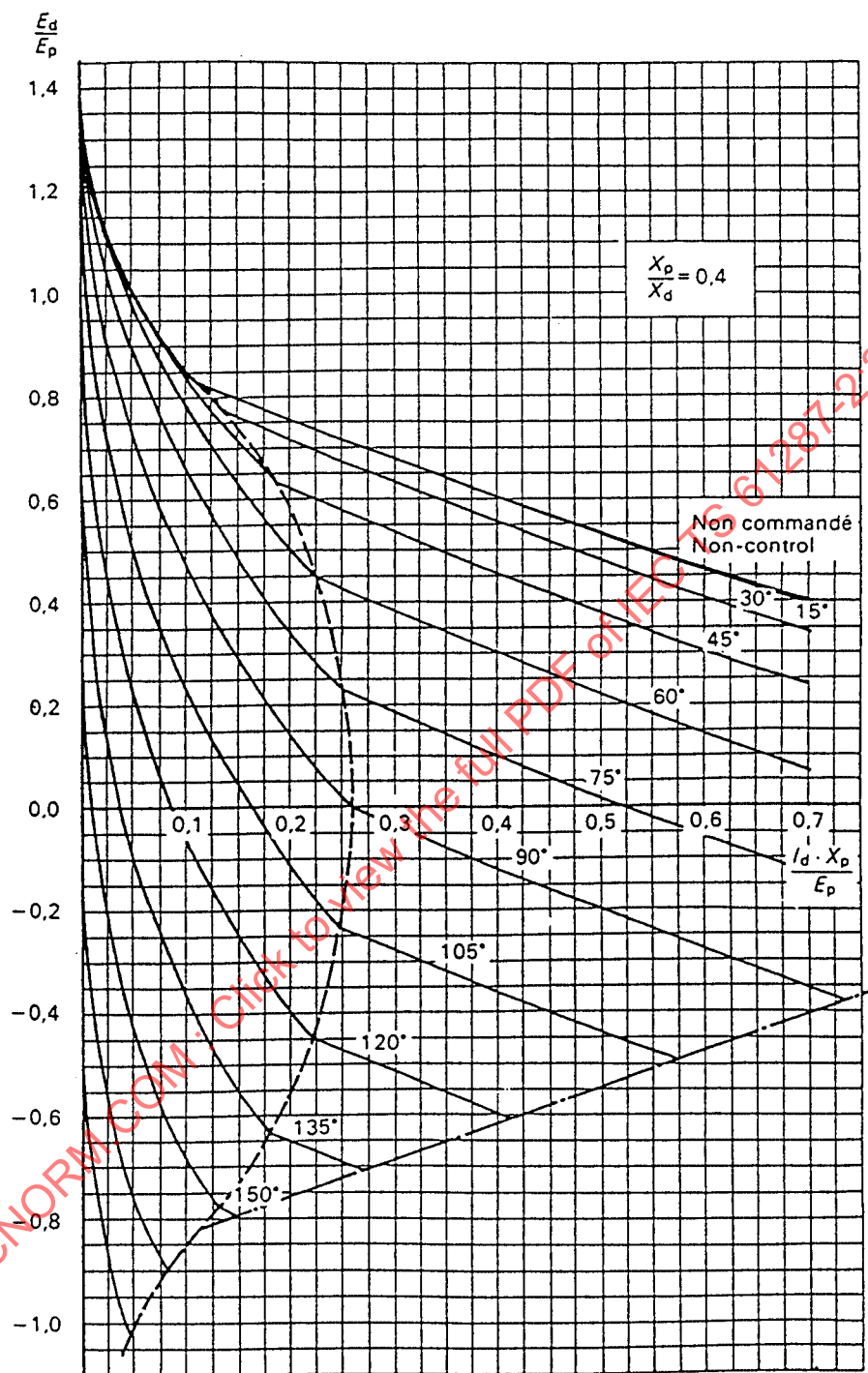
157/78

Figure A.1d

Figure A.1 (suite/continued)

Convertisseur homogène

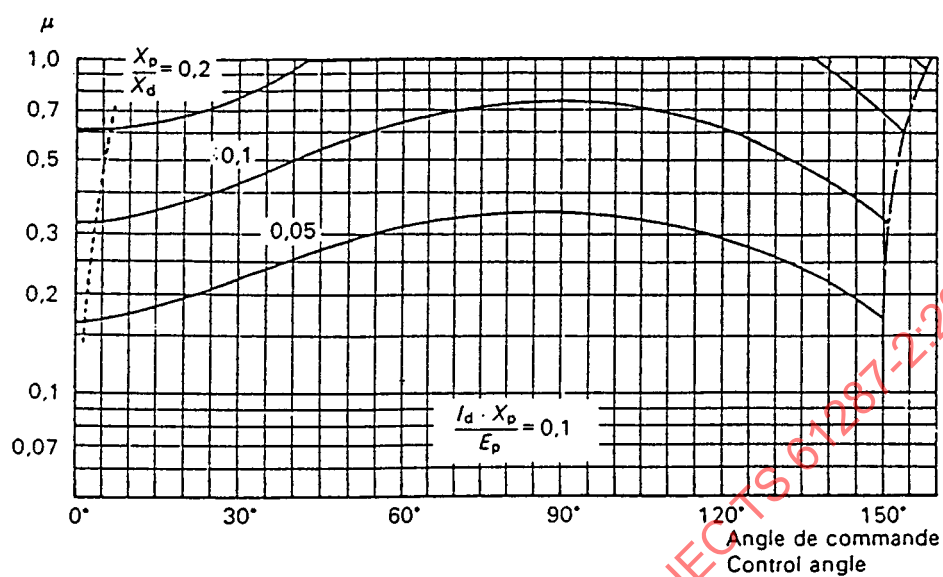
Uniform convertor



158178

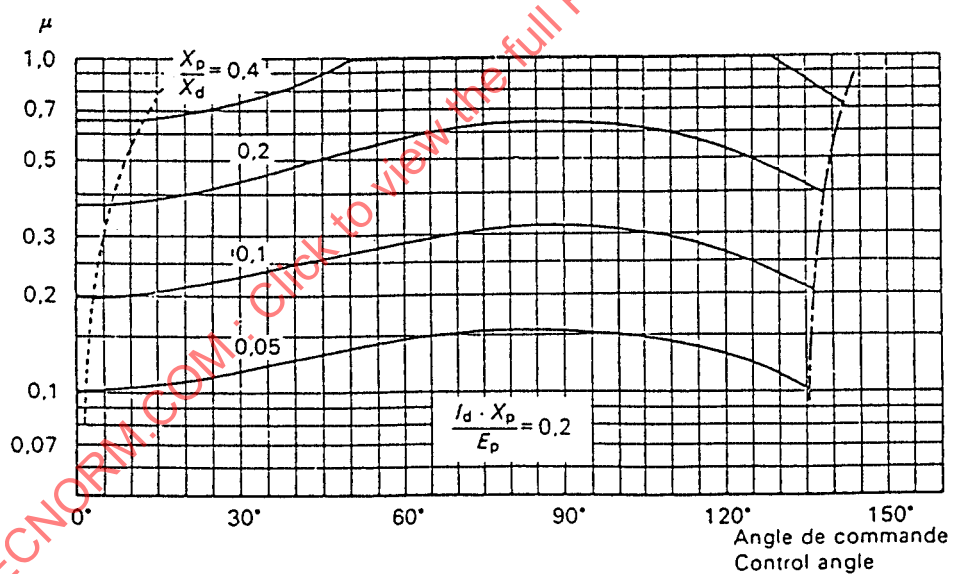
Figure A.1e

Figure A.1 (suite/continued)



159/78

Figure A.2a



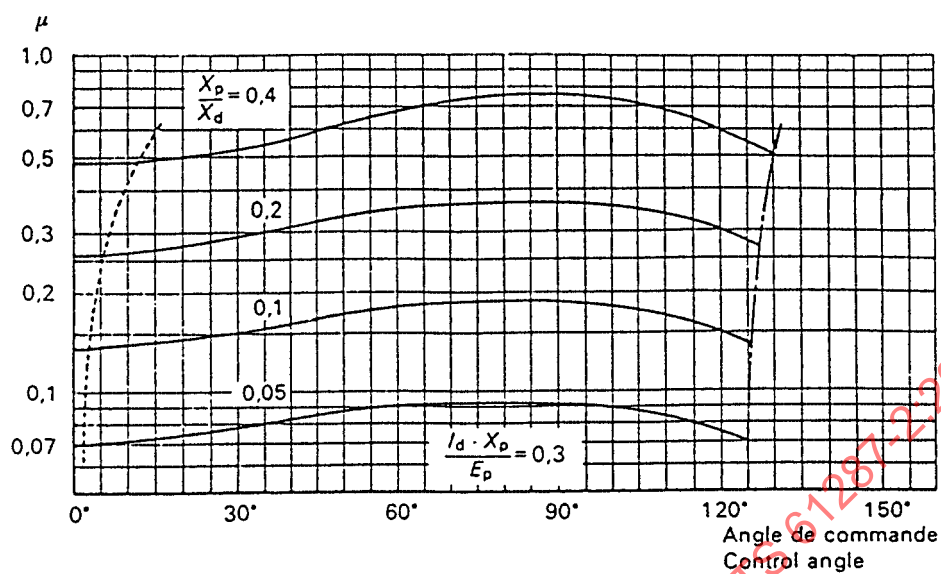
160/78

Figure A.2b

Figure A.2 (suite/continued)

Convertisseur homogène

Uniform convertor



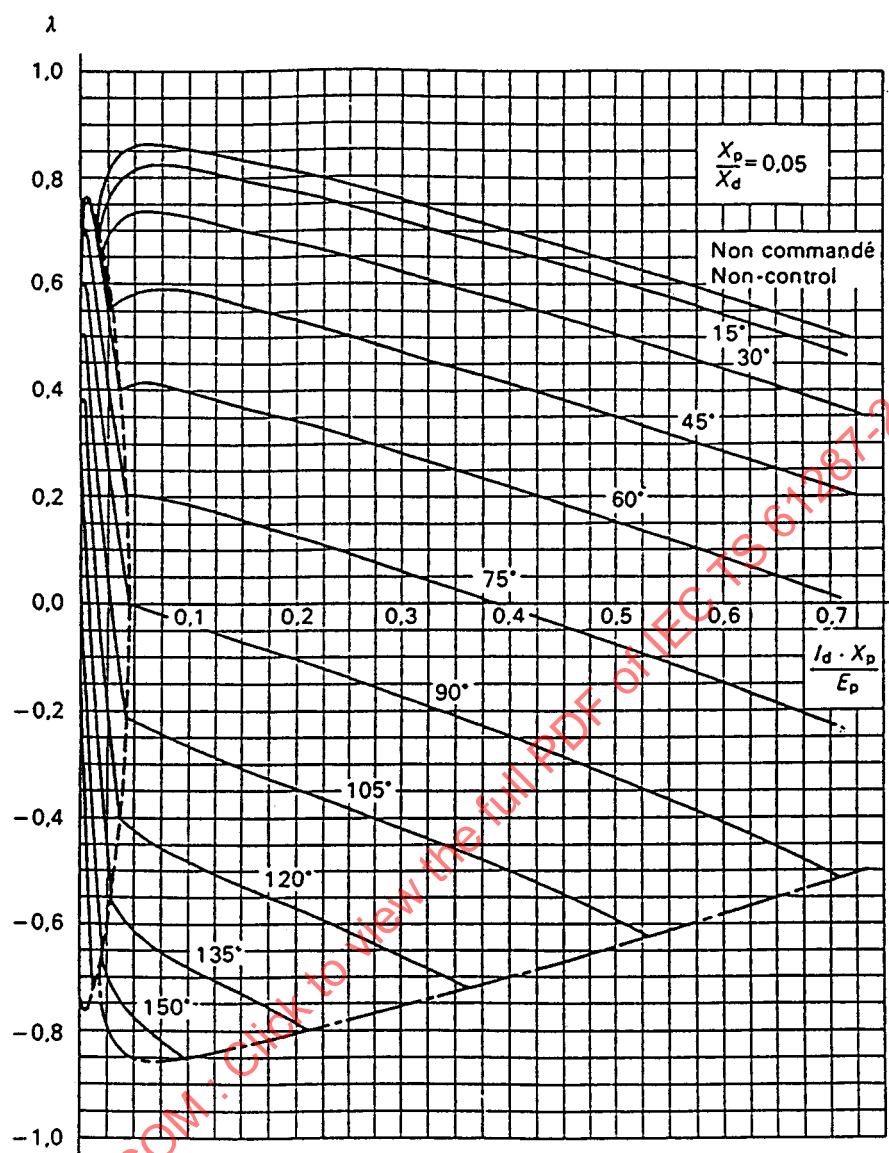
161178

Figure A.2c

Figure A.2 (suite/continued)

Convertisseur homogène

Uniform convertor



162178

Figure A.3a

Figure A.3 – Facteur de puissance global λ
Total power factor λ

Convertisseur homogène

Uniform convertor

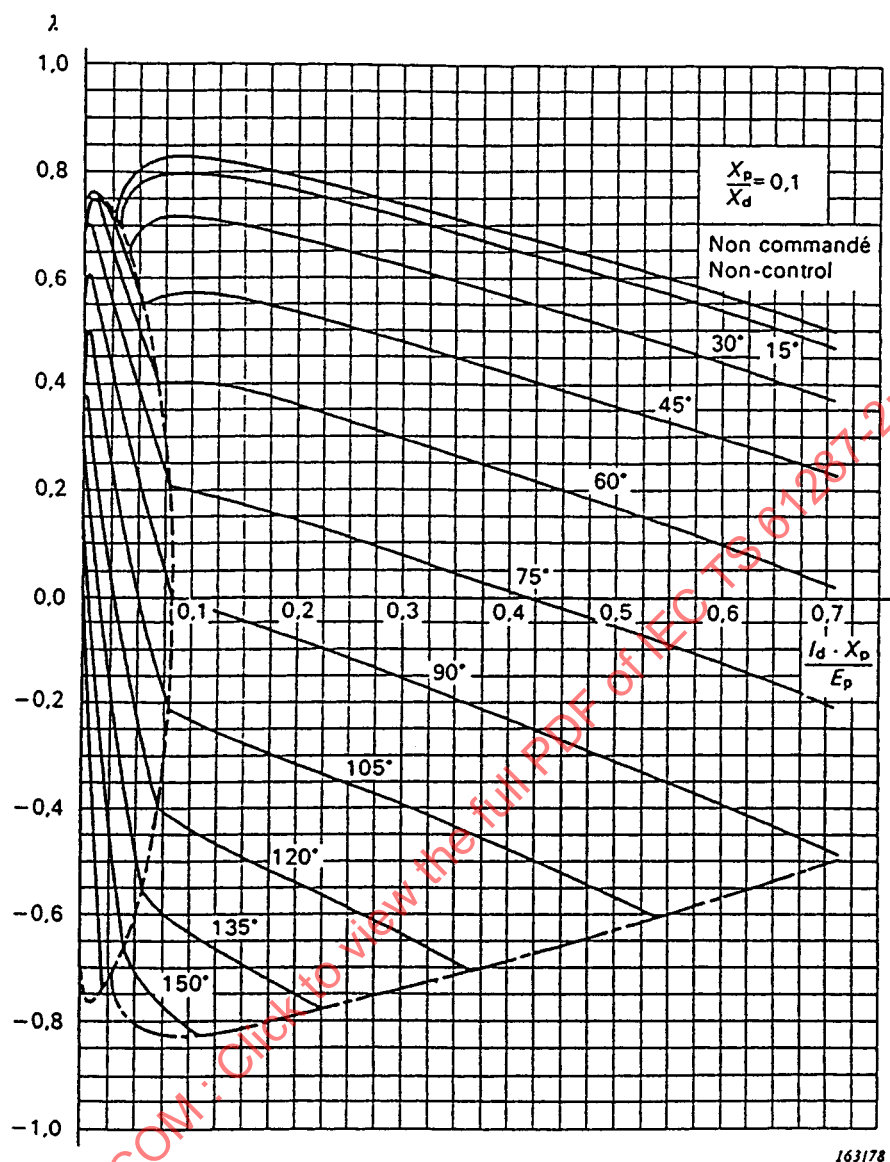
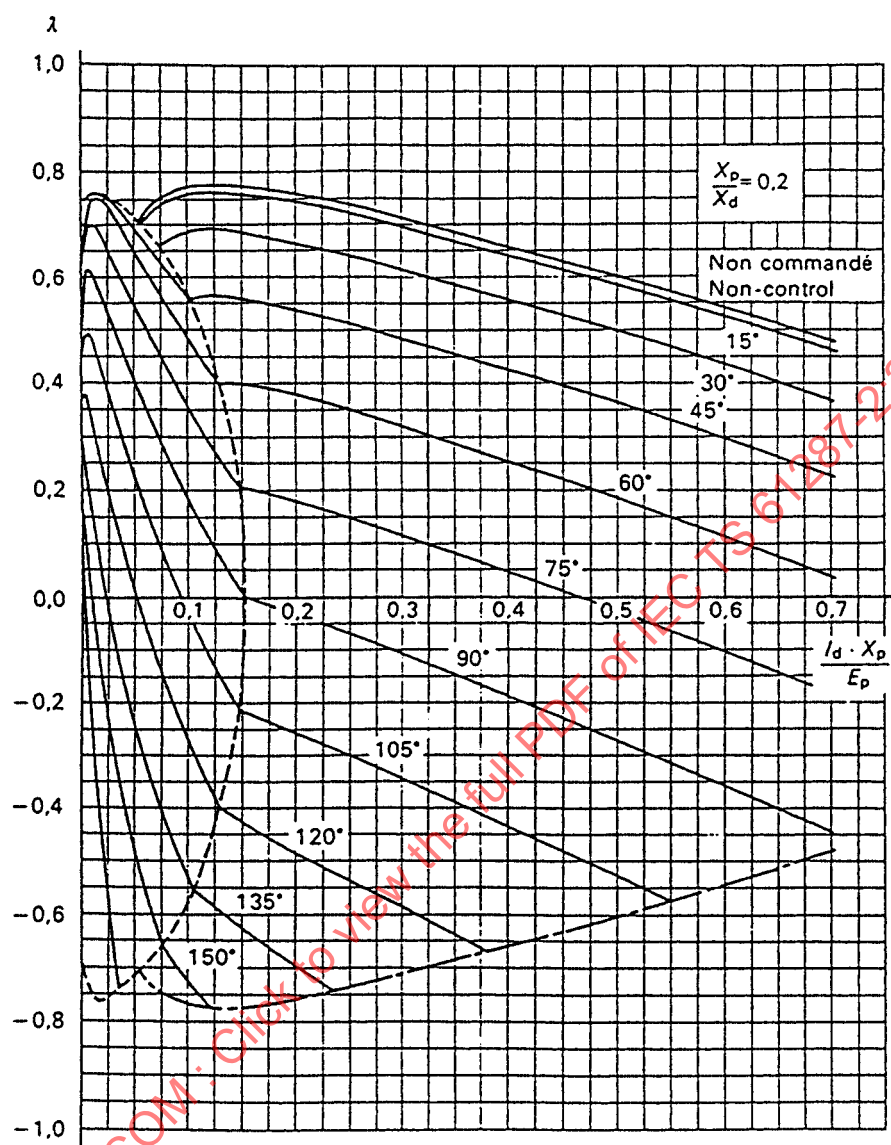


Figure A.3b

Figure A.3 (suite/continued)

Convertisseur homogène

Uniform convertor



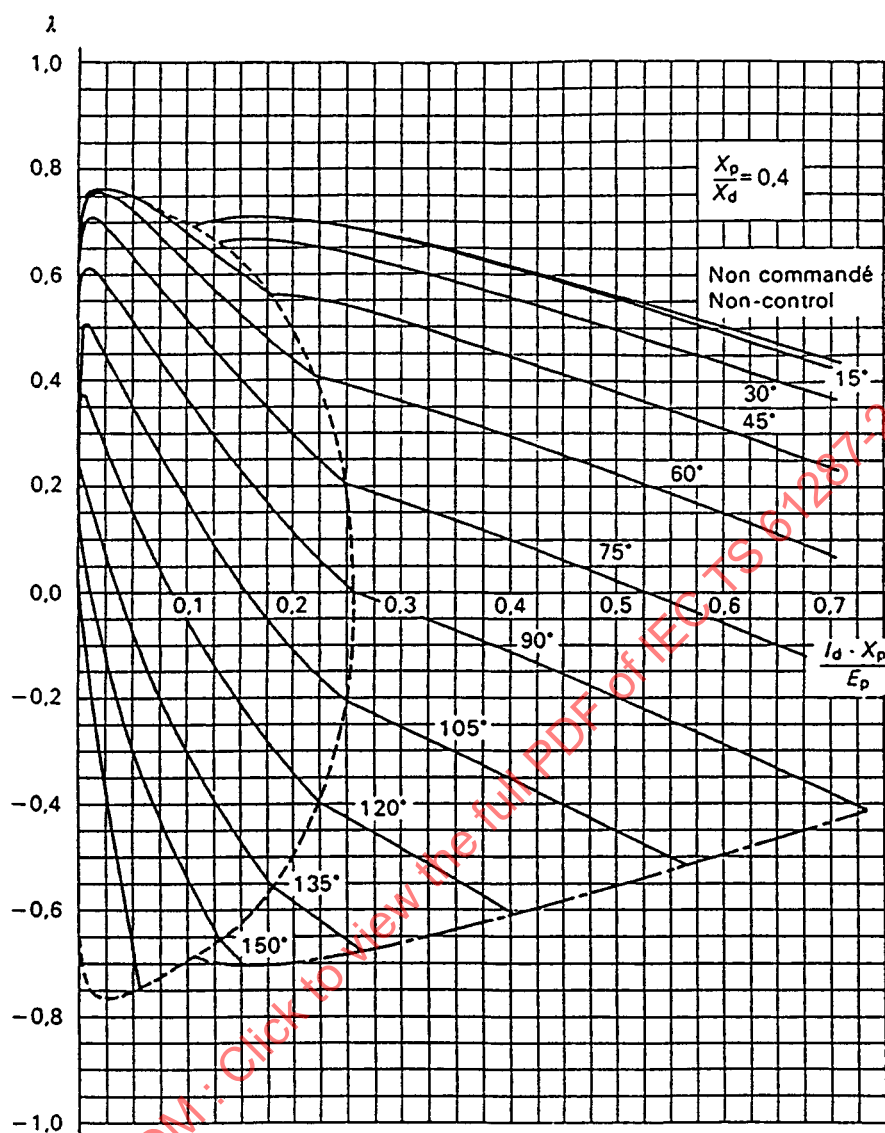
164178

Figure A.3c

Figure A.3 (suite/continued)

Convertisseur homogène

Uniform convertor



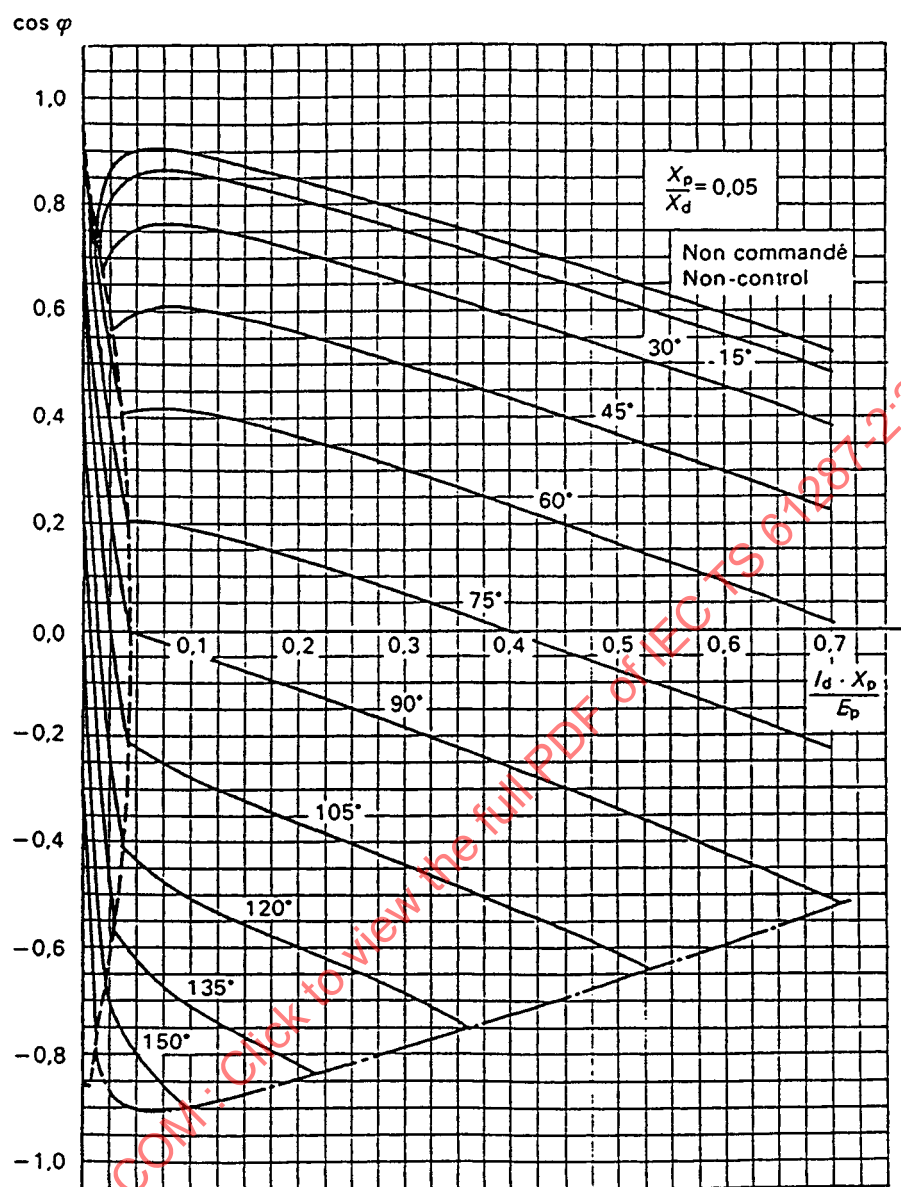
163/78

Figure A.3d

Figure A.3 (suite/continued)

Convertisseur homogène

Uniform convertor



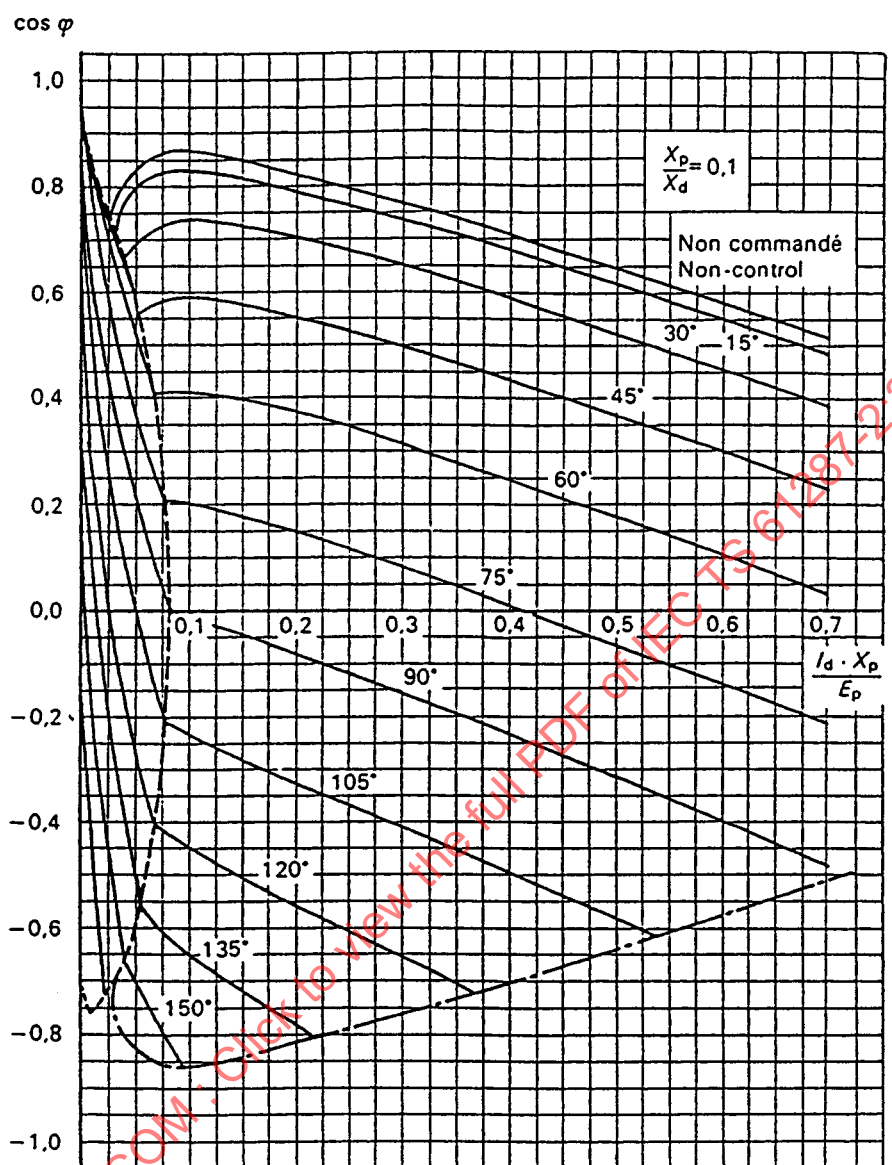
166/78

Figure A.4a

Figure A.4 – Facteur de déphasage $\cos \varphi$
Displacement factor $\cos \varphi$

Convertisseur homogène

Uniform convertor



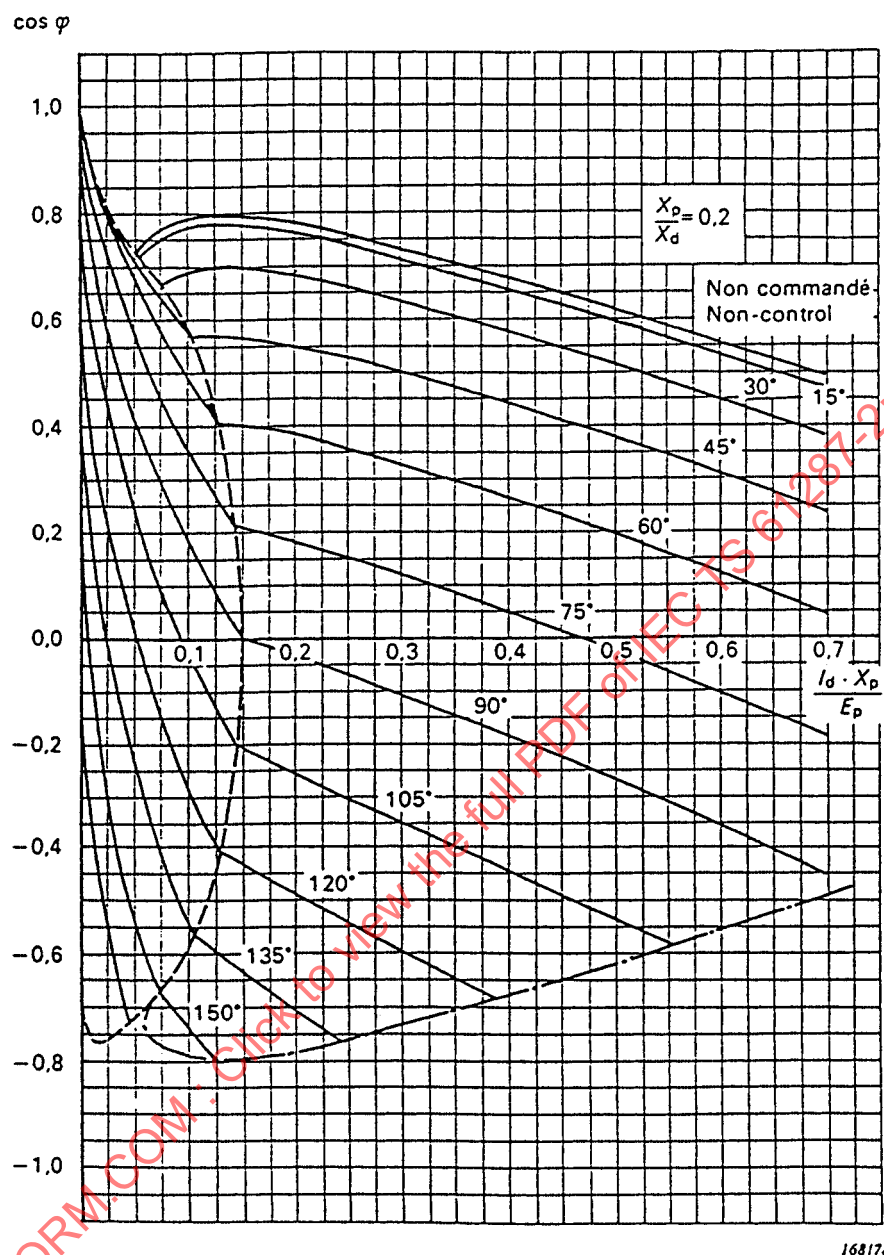
167/78

Figure A.4b

Figure A.4 (suite/continued)

Convertisseur homogène

Uniform convertor



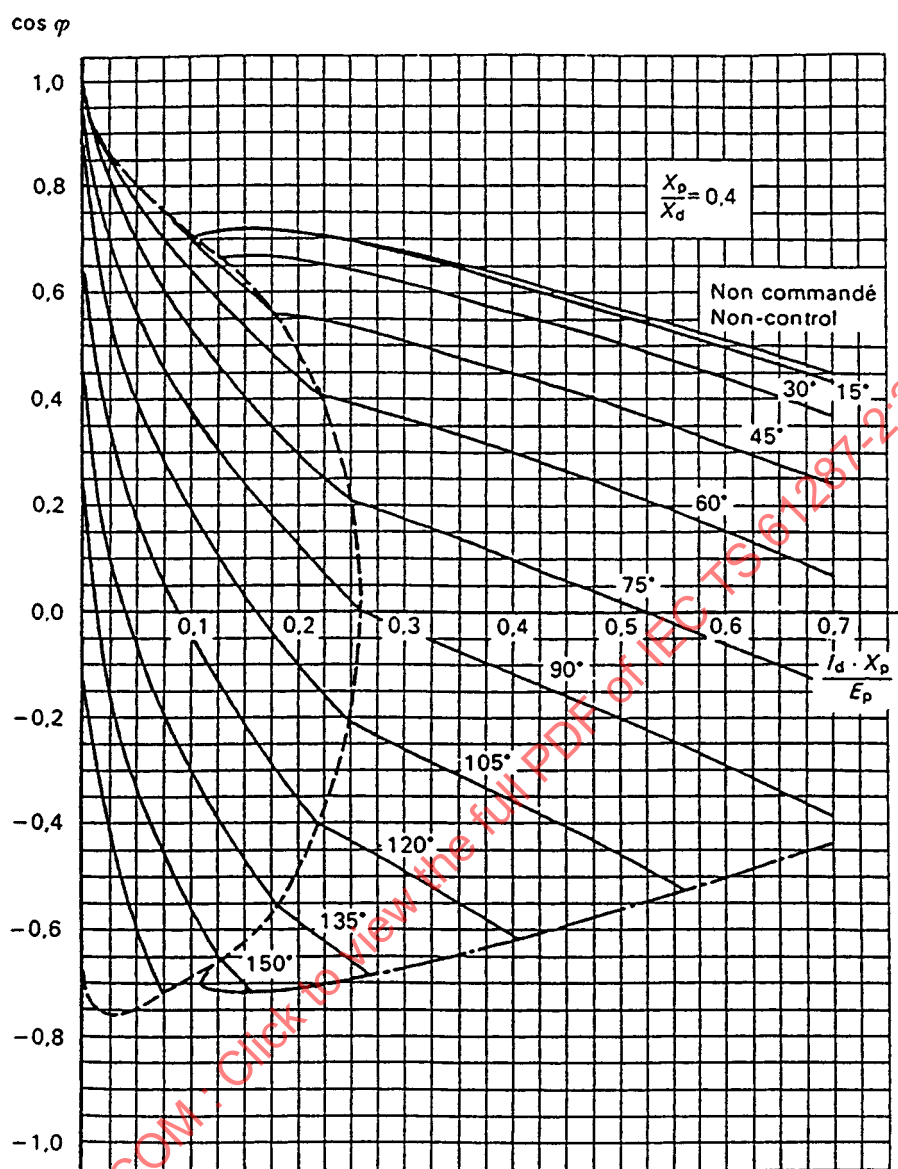
168/78

Figure A.4c

Figure A.4 (suite/continued)

Convertisseur homogène

Uniform convertor



169/78

Figure A.4d

Figure A.4 (suite/continued)

Convertisseurs homogènes

Uniform convertors

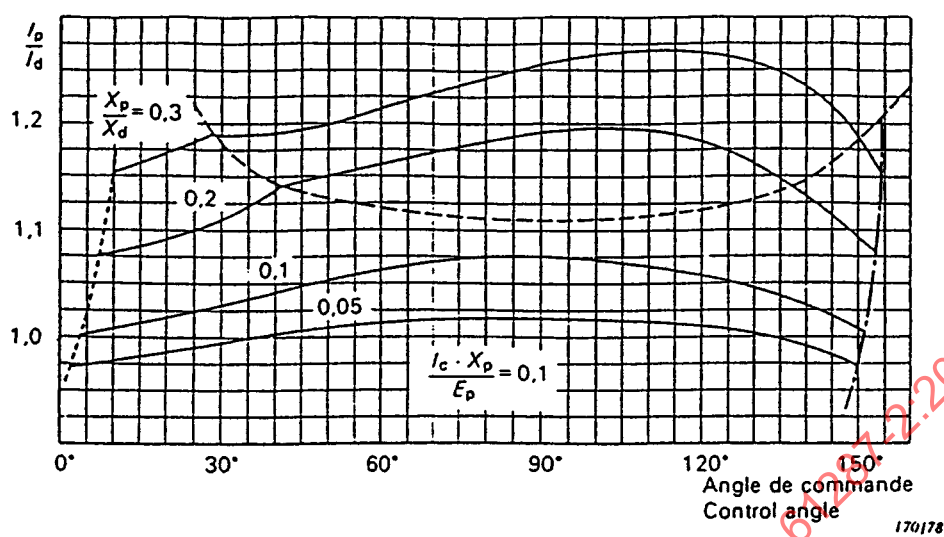


Figure A.5a

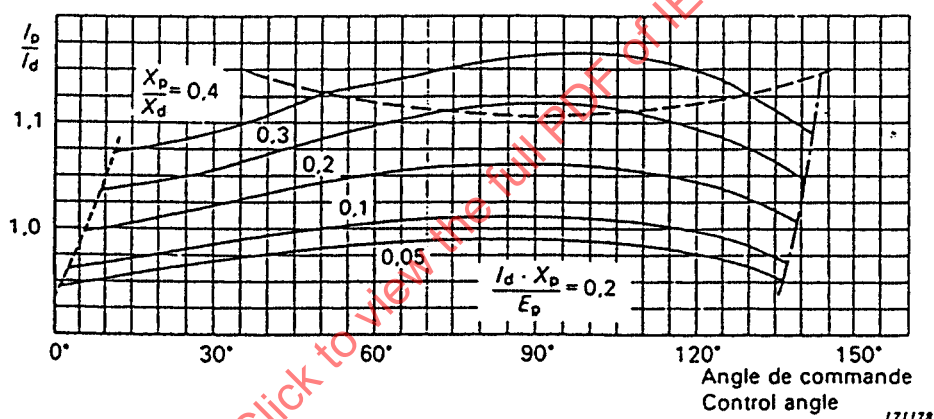


Figure A.5b

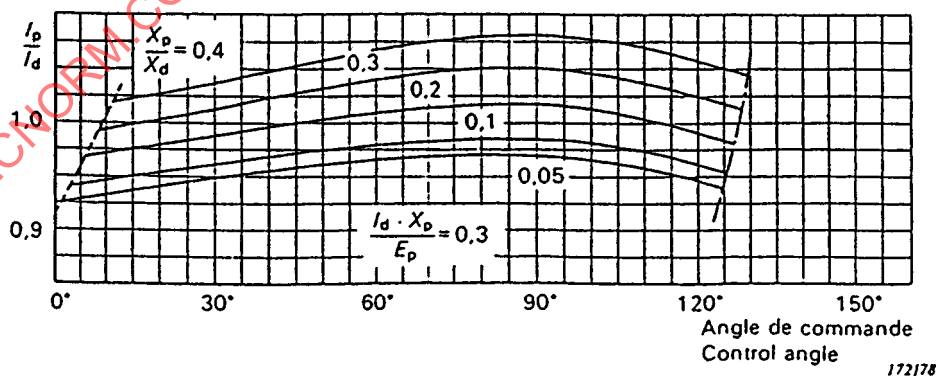


Figure A.5c

Figure A.5 – Valeur efficace du courant côté alternatif
RMS value of a.c. side current

Convertisseurs homogènes

Uniform converters

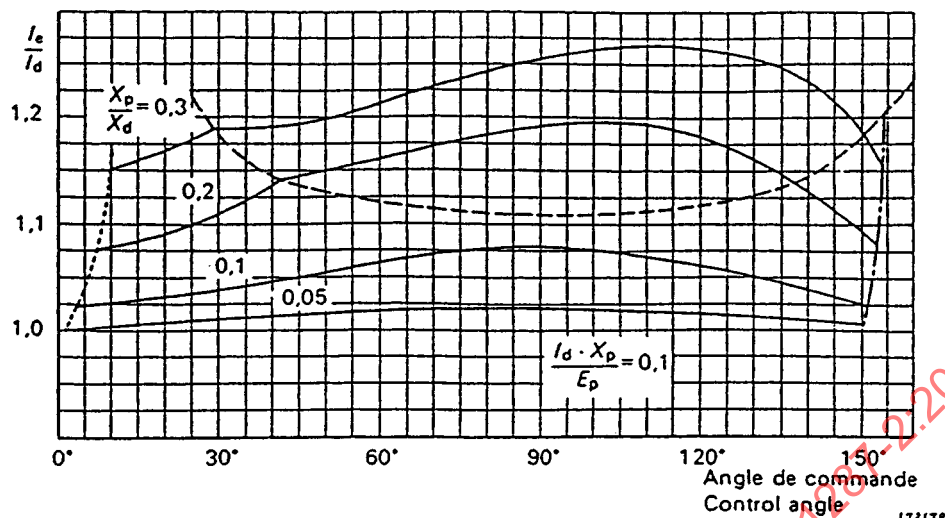


Figure A.6a

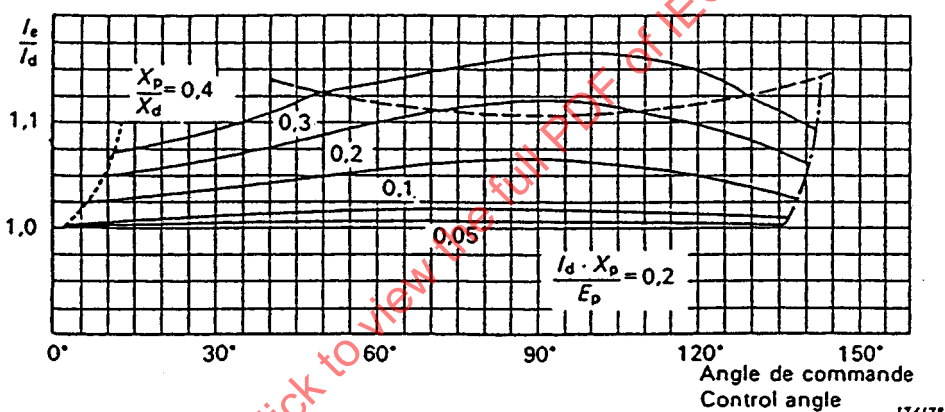


Figure A.6b

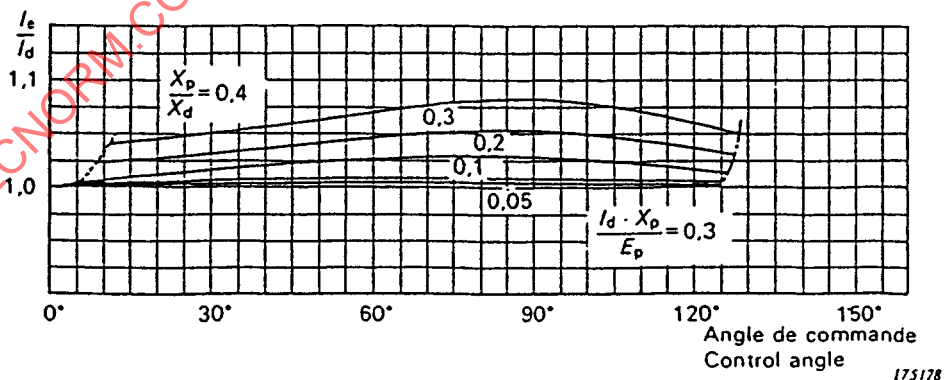
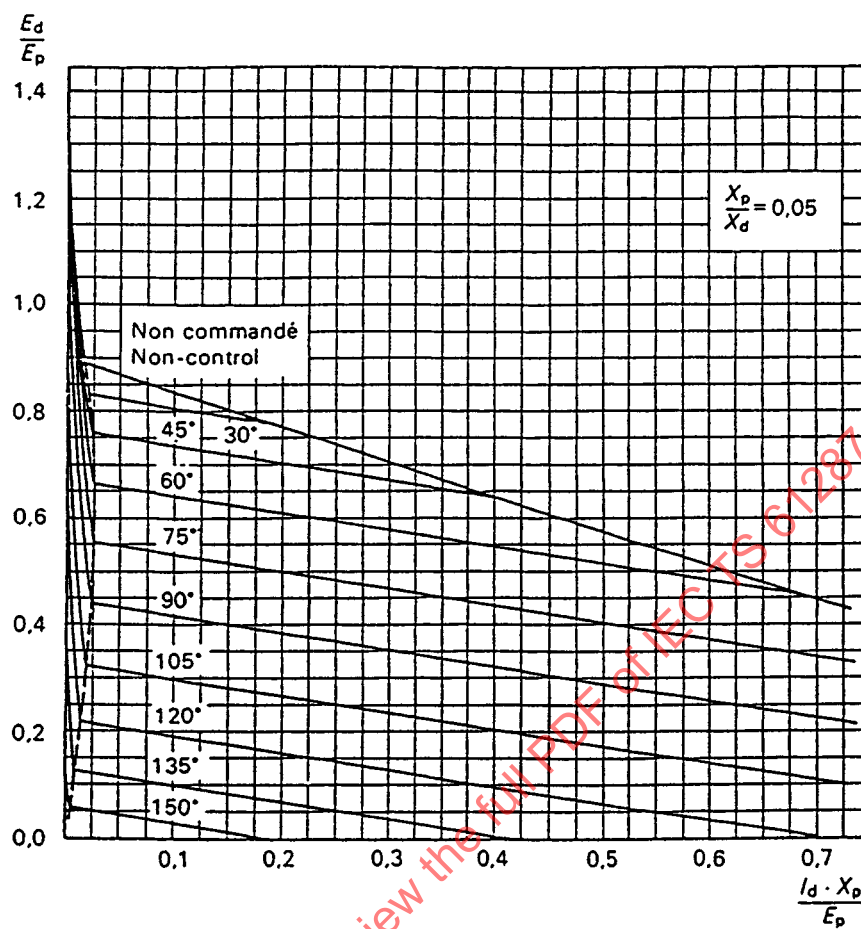


Figure A.6c

Figure A.6 – Valeur efficace du courant côté continu
RMS value of d.c. side current

Convertisseur hétérogène

Non-uniform convertor



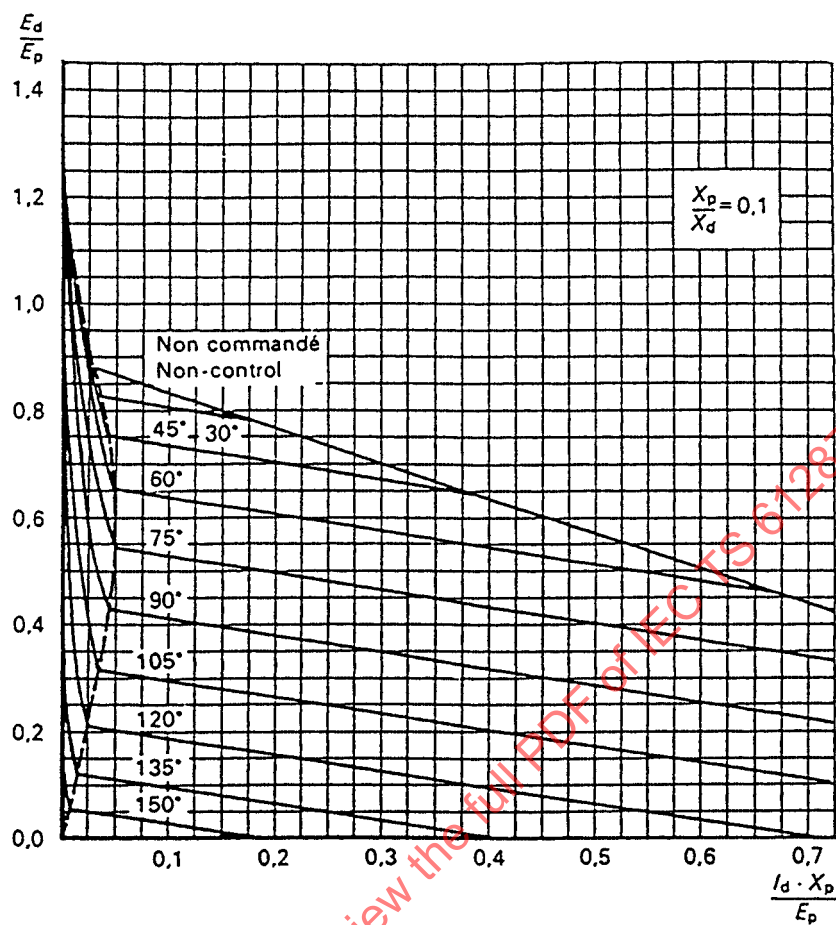
200178

Figure A.7a

Figure A.7 – Variation de tension côté continu
DC voltage regulation

Convertisseur hétérogène

Non-uniform convertor



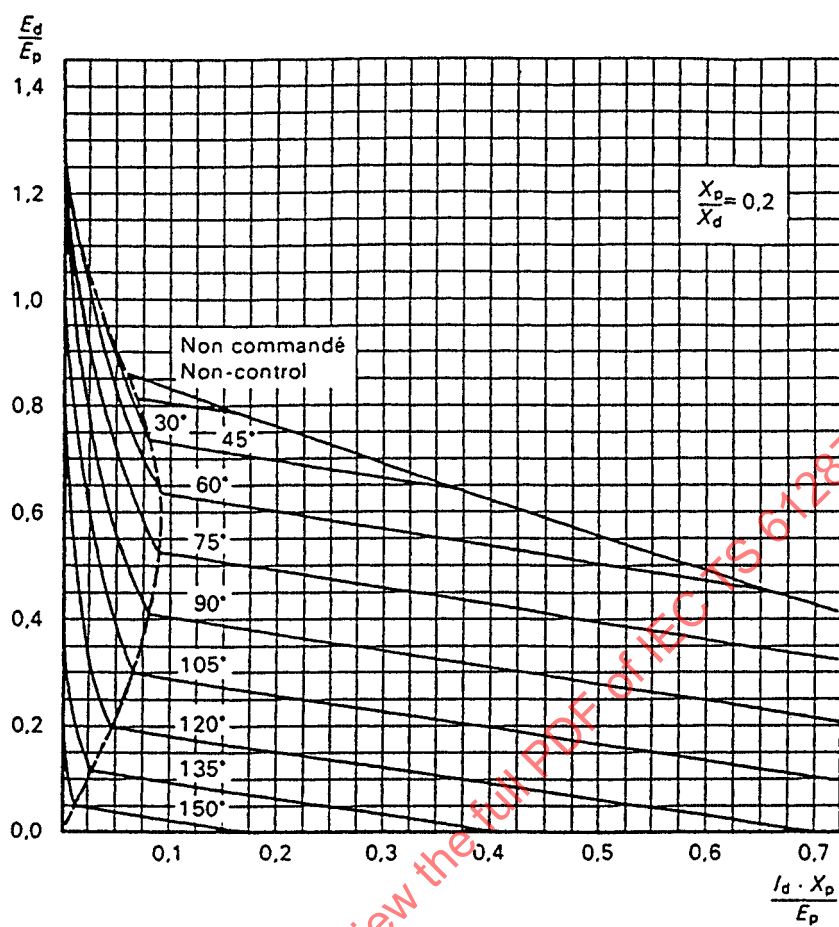
201178

Figure A.7b

Figure A.7 (suite/continued)

Convertisseur hétérogène

Non-uniform convertor



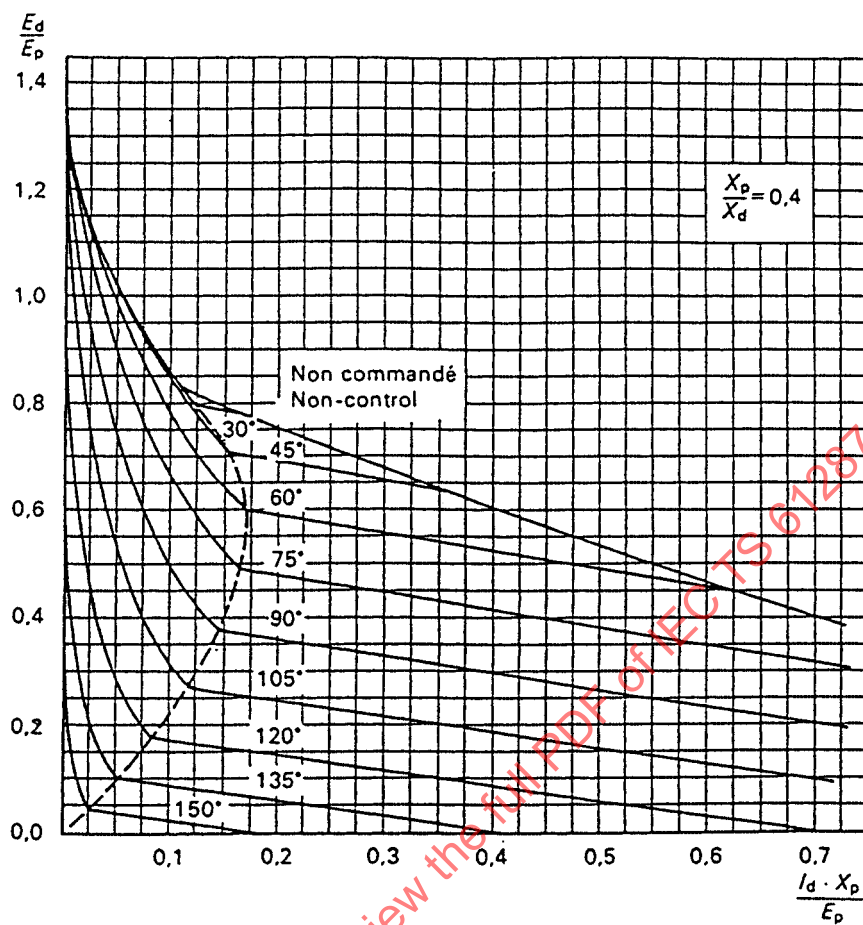
202/78

Figure A.7c

Figure A.7 (suite/continued)

Convertisseur hétérogène

Non-uniform convertor



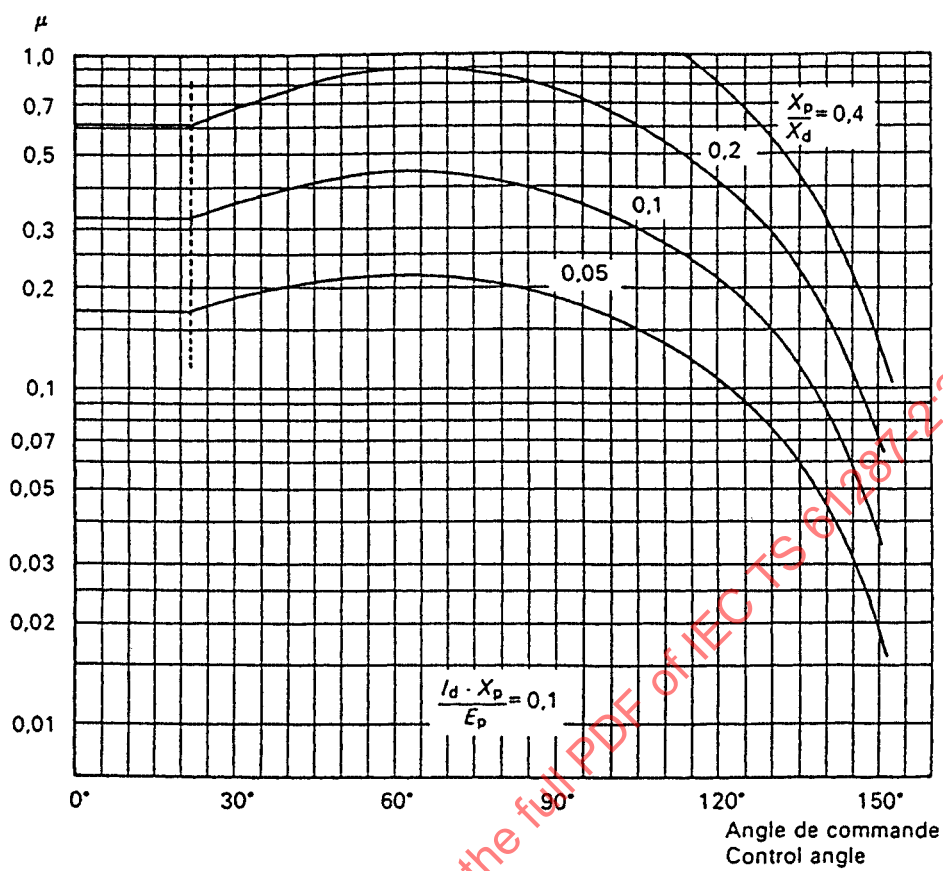
203/78

Figure A.7d

Figure A.7 (suite/continued)

Convertisseur hétérogène

Non-uniform convertor



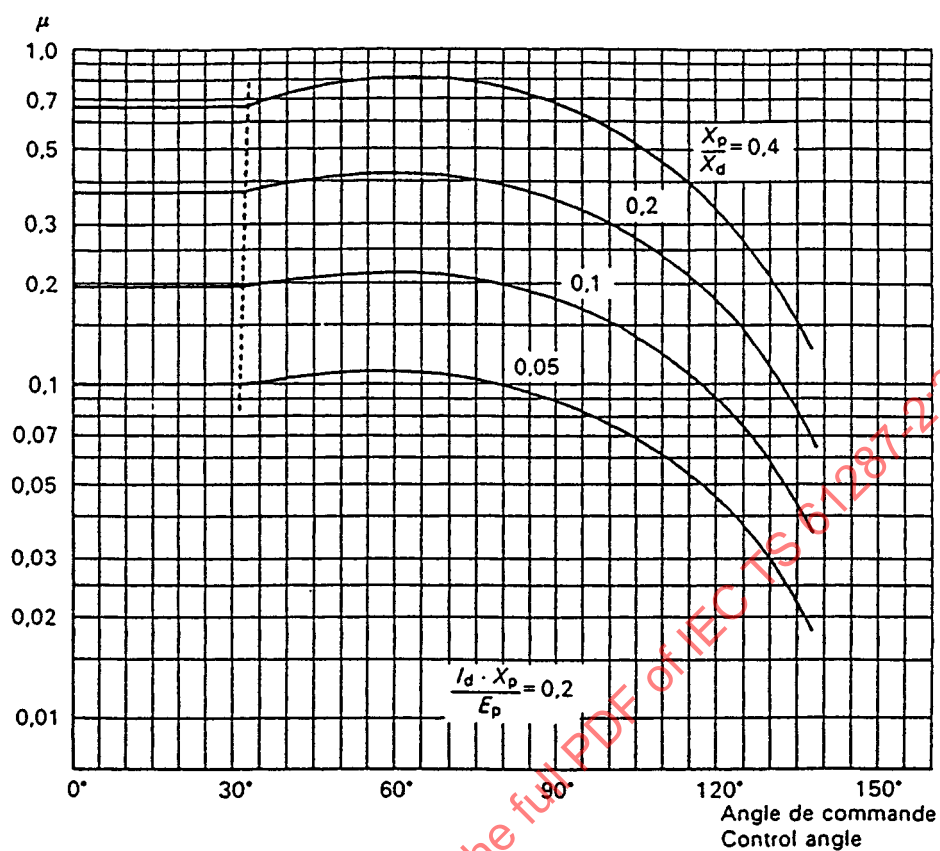
204/78

Figure A.8a

Figure A.8 – Taux d'ondulation μ
Ripple factor μ

Convertisseur hétérogène

Non-uniform convertor



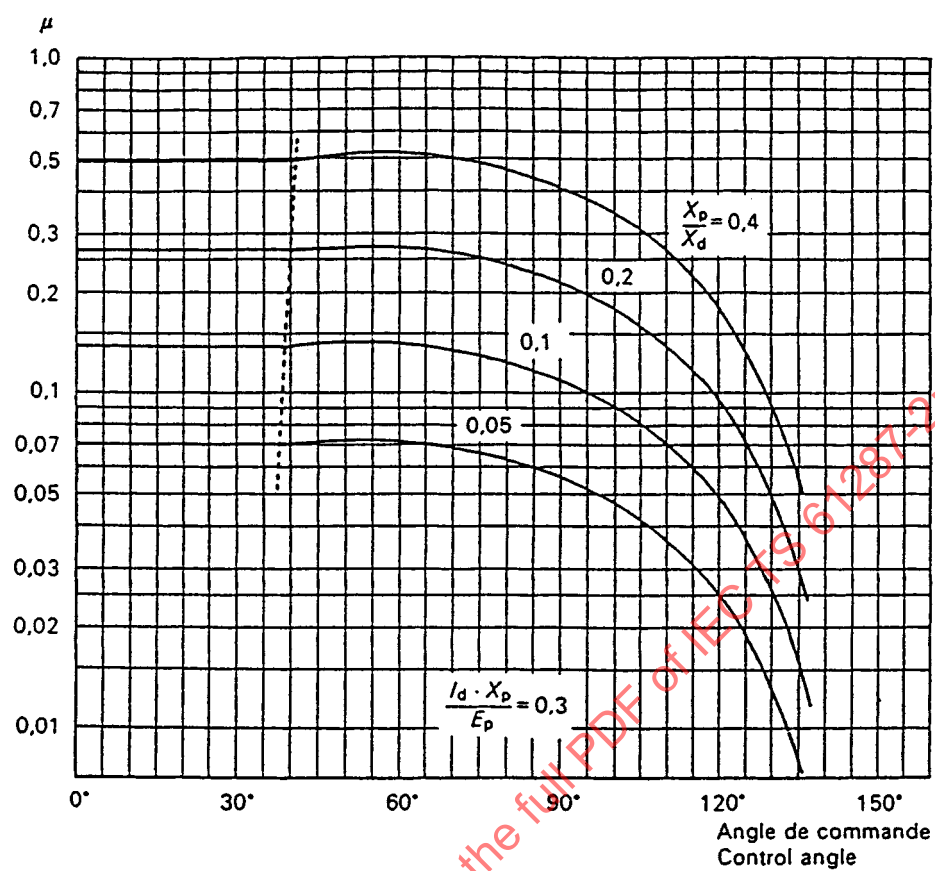
205/78

Figure A.8b

Figure A.8 (suite/continued)

Convertisseur hétérogène

Non-uniform convertor



206/78

Figure A.8c

Figure A.8 (suite/continued)

Convertisseurs hétérogènes

Non-uniform converters

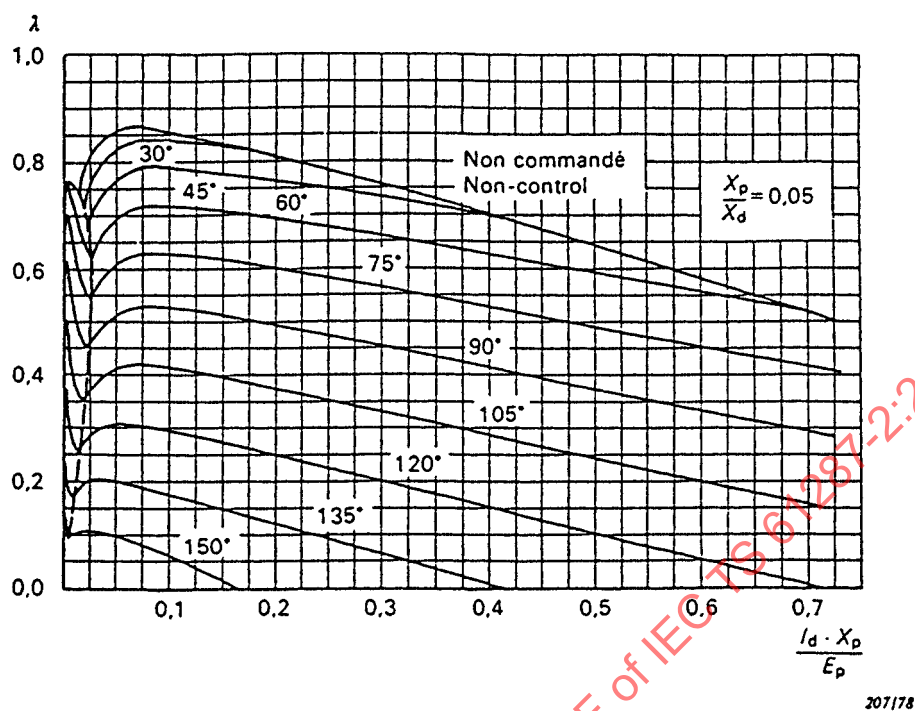


Figure A.9a

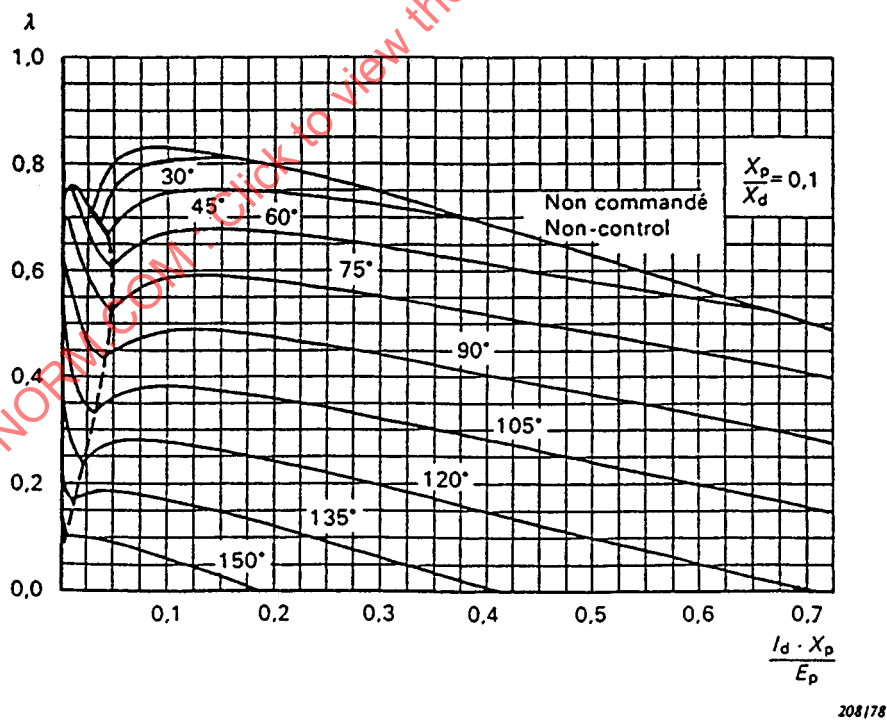
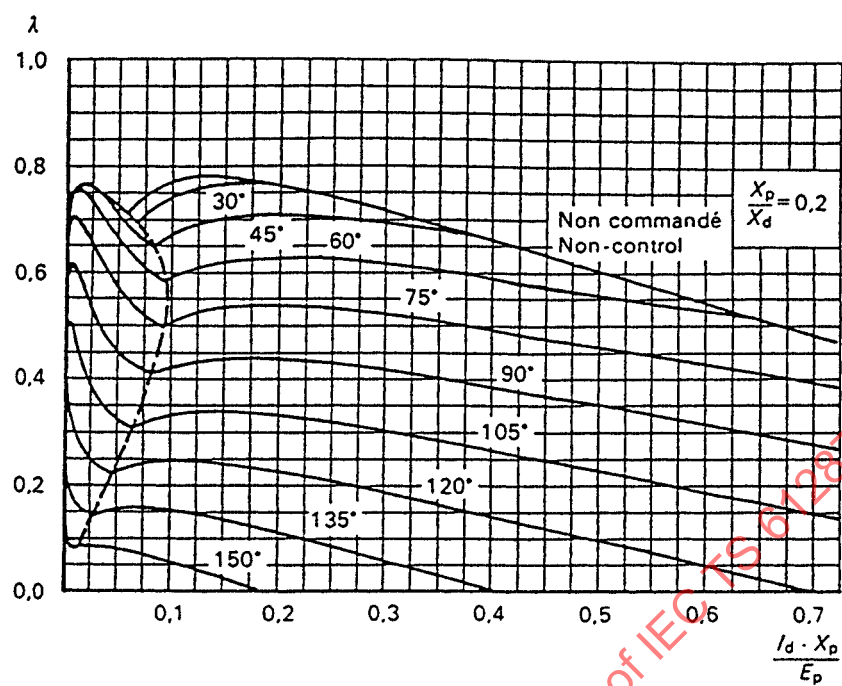


Figure A.9b

Figure A.9 – Facteur de puissance global λ
Total power factor λ

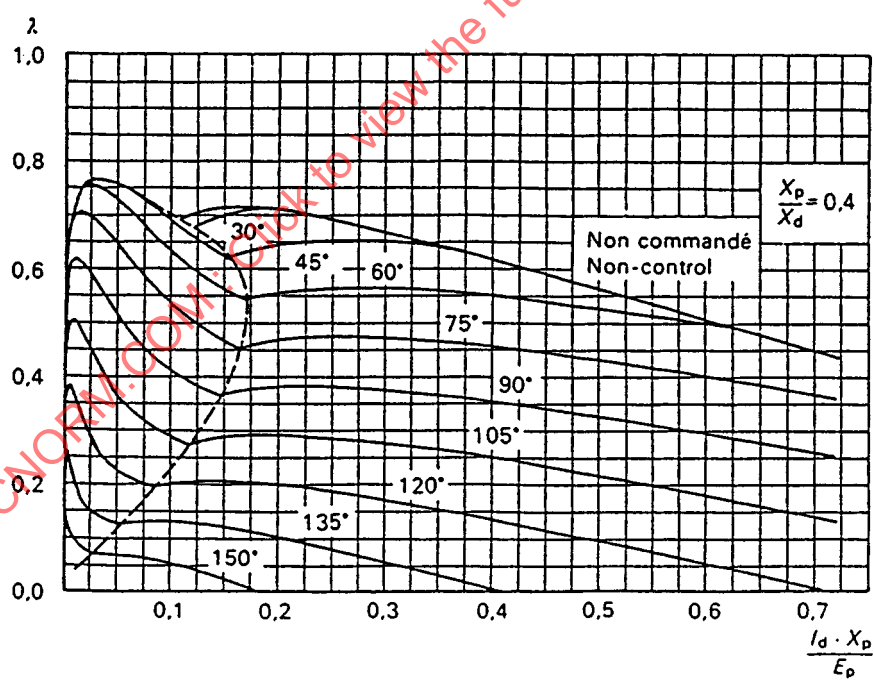
Convertisseurs hétérogènes

Non-uniform convertors



209/78

Figure A.9c



210/78

Figure A.9d

Figure A.9 (suite/continued)

Convertisseurs hétérogènes

Non-uniform converters

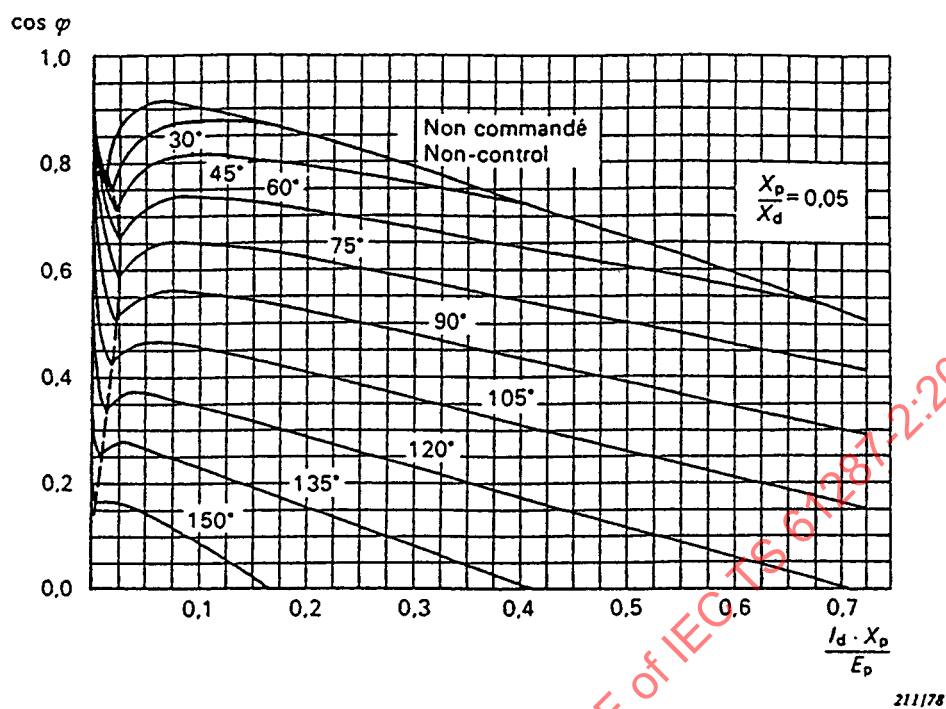


Figure A.10a

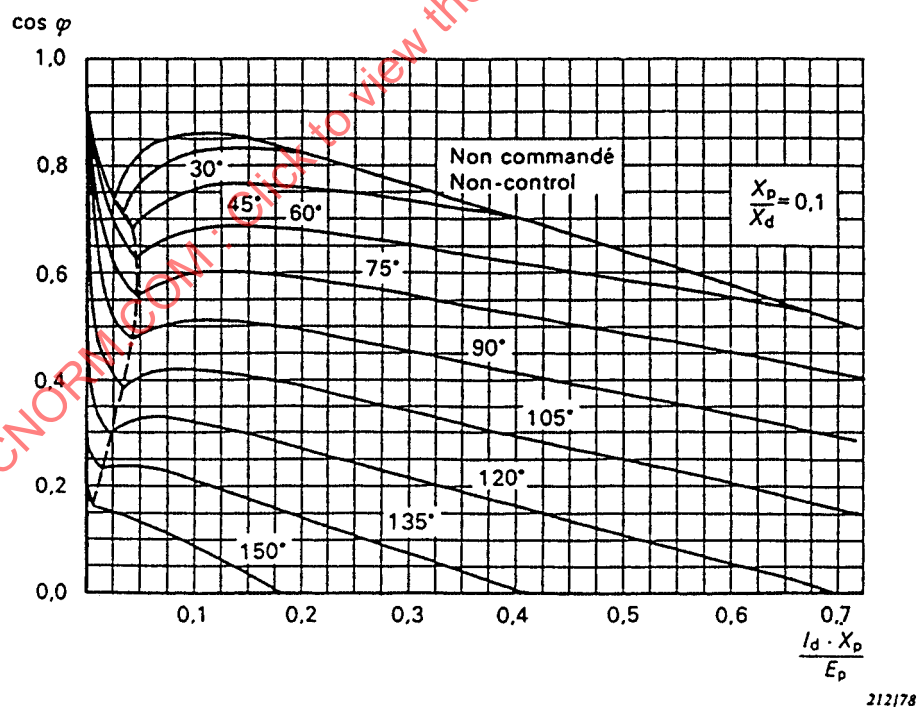


Figure A.10b

Figure A.10 – Facteur de déphasage $\cos \varphi$
Displacement factor $\cos \varphi$