

RAPPORT TECHNIQUE TECHNICAL REPORT

**CEI
IEC
146-1-2**

Troisième édition
Third edition
1991-03

Convertisseurs à semiconducteurs

**Spécifications communes et
convertisseurs commutés par le réseau**

Partie 1-2:
Guide d'application

Semiconductor convertors

**General requirements and
line commutated convertors**

Part 1-2:
Application guide



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 146-1-2: 1991

Validité de la présente publication

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 la date de reconfirmation de la publication sont disponibles auprès du Bureau Central de la CEI.

Les renseignements relatifs à ces révisions, à l'établissement des éditions révisées et aux amendements peuvent être obtenus auprès des Comités nationaux de la CEI et dans les documents ci-dessous:

- **Bulletin de la CEI**
- **Annuaire de la CEI**
Publié annuellement
- **Catalogue des publications de la CEI**
Publié annuellement et mis à jour régulièrement

Terminologie

En ce qui concerne la terminologie générale, le lecteur se reportera à la CEI 50: *Vocabulaire Electrotechnique International* (VEI), qui se présente sous forme de chapitres séparés traitant chacun d'un sujet défini. Des détails complets sur le VEI peuvent être obtenus sur demande. Voir également le dictionnaire multilingue de la CEI.

Les termes et définitions figurant dans la présente publication ont été soit tirés du VEI, soit spécifiquement approuvés aux fins de cette publication.

Symboles graphiques et littéraux

Pour les symboles graphiques, les symboles littéraux et les signes d'usage général approuvés par la CEI, le lecteur consultera:

- la CEI 27: *Symboles littéraux à utiliser en électro-technique;*
- la CEI 417: *Symboles graphiques utilisables sur le matériel. Index, relevé et compilation des feuilles individuelles;*
- la CEI 617: *Symboles graphiques pour schémas;*

et pour les appareils électromédicaux,

- la CEI 878: *Symboles graphiques pour équipements électriques en pratique médicale.*

Les symboles et signes contenus dans la présente publication ont été soit tirés de la CEI 27, de la CEI 417, de la CEI 617 et/ou de la CEI 878, soit spécifiquement approuvés aux fins de cette publication.

Publications de la CEI établies par le même comité d'études

L'attention du lecteur est attirée sur les listes figurant à la fin de cette publication, qui énumèrent les publications de la CEI préparées par le comité d'études qui a établi la présente publication.

Validity of this publication

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 the date of the reconfirmation of the publication is available from the IEC Central Office.

Information on the revision work, the issue of revised editions and amendments may be obtained from IEC National Committees and from the following IEC sources:

- **IEC Bulletin**
- **IEC Yearbook**
Published yearly
- **Catalogue of IEC publications**
Published yearly with regular updates

Terminology

For general terminology, readers are referred to IEC 50: *International Electrotechnical Vocabulary* (IEV), which is issued in the form of separate chapters each dealing with a specific field. Full details of the IEV will be supplied on request. See also the IEC Multilingual Dictionary.

The terms and definitions contained in the present publication have either been taken from the IEV or have been specifically approved for the purpose of this publication.

Graphical and letter symbols

For graphical symbols, and letter symbols and signs approved by the IEC for general use, readers are referred to publications:

- IEC 27: *Letter symbols to be used in electrical technology;*
- IEC 417: *Graphical symbols for use on equipment. Index, survey and compilation of the single sheets;*
- IEC 617: *Graphical symbols for diagrams;*

and for medical electrical equipment,

- IEC 878: *Graphical symbols for electromedical equipment in medical practice.*

The symbols and signs contained in the present publication have either been taken from IEC 27, IEC 417, IEC 617 and/or IEC 878, or have been specifically approved for the purpose of this publication.

IEC publications prepared by the same technical committee

The attention of readers is drawn to the end pages of this publication which list the IEC publications issued by the technical committee which has prepared the present publication.

**RAPPORT
TECHNIQUE
TECHNICAL
REPORT**

**CEI
IEC
146-1-2**

Troisième édition
Third edition
1991-03

**Convertisseurs à semiconducteurs
Spécifications communes et
convertisseurs commutés par le réseau**

**Partie 1-2:
Guide d'application**

**Semiconductor convertors
General requirements and
line commutated convertors**

**Part 1-2:
Application guide**

© CEI 1991 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.

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale 3, rue de Varembé Genève, Suisse



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

	Pages
AVANT-PROPOS	10

Section 1 - Généralités

Articles	
1.1 Domaine d'application	12
1.2 Application des convertisseurs de puissance à semiconducteurs	12
1.2.1 Equipement de conversion	12
1.2.2 Réglage des puissances active et réactive dans les réseaux	14
1.3 Données de spécification de l'équipement	14
1.3.1 Données principales de la spécification	14
1.3.2 Données complémentaires	14
1.3.3 Conditions anormales de service	16
1.4 Transformateurs et inductances pour convertisseurs	18
1.5 Facteurs de calcul	18
1.5.1 Rapports de tension	18
1.5.2 Facteur de courant côté réseau du transformateur	20
1.5.3 Facteur de courant côté valves du transformateur	20
1.5.4 Variation de tension	20
1.5.5 Circuit magnétique	22
1.5.6 Facteur de pertes	22
1.6 Montages parallèle et série	22
1.6.1 Montage de valves en parallèle et en série	22
1.6.2 Montages en parallèle ou en série de blocs et d'équipements	28
1.7 Facteur de puissance	28
1.7.1 Généralités	28
1.7.2 Symboles utilisés dans la détermination du facteur de déphasage	30
1.7.3 Diagramme du cercle pour l'approximation du facteur de déphasage $\cos \varphi_{IN}$ et de la puissance réactive Q_{1LN} pour convertisseur en modes redresseur et onduleur	34
1.7.4 Calcul du facteur de déphasage $\cos \varphi_1$	34
1.7.5 Facteur de conversion	40
1.8 Variation de tension continue	40
1.8.1 Variation inhérente de tension	42
1.8.2 Variation de tension continue due à l'impédance du réseau c.a.	46
1.8.3 Informations à échanger entre le fournisseur et l'acheteur à propos de la variation de tension du convertisseur	52
1.9 Limites de tension pour une commutation fiable en mode onduleur	52
1.10 Forme d'onde de la tension alternative	54

Section 2 - Définitions

2.1 Définitions relatives aux défauts de convertisseur	58
2.1.1 Décrochage (VEI 551-05-58, modifié)	58
2.1.2 Raté d'allumage (VEI 551-05-57, modifié)	58
2.1.3 Raté de blocage (VEI 551-05-53, modifié)	58
2.1.4 Perforation (VEI 551-05-59, modifié)	58
2.1.5 Amorçage intempestif (VEI 551-05-56, modifié)	58
2.1.6 Défaut de commutation (VEI 551-05-52, modifié)	58
2.2 Définitions relatives aux transitoires produits par les convertisseurs	60
2.2.1 Transitoires côté continu	60
2.2.2 Transitoires de commutation côté ligne (transitoires répétitifs)	60

CONTENTS

	Page
FOREWORD	11
Section 1 - General	
Clause	
1.1 Scope	13
1.2 Application of semiconductor power convertors	13
1.2.1 Conversion equipment	13
1.2.2 Supply source conditioning (active and reactive power)	15
1.3 Equipment specification data	15
1.3.1 Main items of the specification	15
1.3.2 Additional information	15
1.3.3 Unusual service conditions	17
1.4 Converter transformers and reactors	19
1.5 Calculation factors	19
1.5.1 Voltage ratios	19
1.5.2 Line side transformer current factor	21
1.5.3 Valve-side transformer current factor	21
1.5.4 Voltage regulation	21
1.5.5 Magnetic circuit	23
1.5.6 Power loss factor	23
1.6 Parallel and series connections	23
1.6.1 Parallel or series connection of valve devices	23
1.6.2 Parallel or series connection of assemblies and equipment units	29
1.7 Power factor	29
1.7.1 General	29
1.7.2 Symbols used in the determination of displacement factor	31
1.7.3 Circle diagram for the approximation of the displacement factor $\cos \varphi_{1N}$ and of the reactive power Q_{1LN} for rectifier and inverter operation	35
1.7.4 Calculation of the displacement factor $\cos \varphi_1$	35
1.7.5 Conversion factor	41
1.8 Direct voltage regulation	41
1.8.1 Inherent direct voltage regulation	43
1.8.2 Direct voltage regulation due to a.c. system impedance	47
1.8.3 Information to be exchanged between supplier and purchaser about direct voltage regulation of the converter	53
1.9 Voltage limits for reliable commutation in inverter mode	53
1.10 A.C. voltage waveform	55
Section 2 - Definitions	
2.1 Definitions related to converter faults	59
2.1.1 Conduction through (shoot through) (IEV 551-05-58, modified)	59
2.1.2 Firing failure (IEV 551-05-57, modified)	59
2.1.3 Breakthrough (IEV 551-05-53, modified)	59
2.1.4 Breakdown (IEV 551-05-59, modified)	59
2.1.5 False firing (IEV 551-05-56, modified)	59
2.1.6 Commutation failure (IEV 551-05-52, modified)	59
2.2 Definitions related to converter generated transients	61
2.2.1 D.C. side transients	61
2.2.2 Commutation transients on the line (repetitive transients)	61

Articles

Pages

Section 3 - Données d'application

3.1	Calcul pratique des paramètres de fonctionnement	62
3.1.1	Hypothèses	62
3.1.2	Calculs préliminaires	62
3.1.3	Calcul d'un point de fonctionnement	64
3.2	Variation de tension due aux convertisseurs	70
3.2.1	Variation de tension fondamentale	70
3.2.2	Valeur minimale de R_{SC} pour la variation de tension	70
3.2.3	Rapport du transformateur de convertisseur	72
3.2.4	Puissance du transformateur	74
3.3	Compensation de puissance réactive des convertisseurs	74
3.3.1	Consommation moyenne de puissance réactive	74
3.3.2	Compensation de la puissance réactive moyenne	76
3.3.3	Fluctuations de tension avec compensation fixe	76
3.4	Contenu harmonique de la tension continue	78
3.5	Distorsion de la tension d'alimentation	80
3.5.1	Encoches de commutation	80
3.5.2	Fonctionnement de plusieurs convertisseurs sur la même source	84
3.6	Grandeurs du côté réseau	86
3.6.1	Valeur efficace du courant de ligne	86
3.6.2	Harmoniques côté ligne - méthode approximative avec $p = 6$	88
3.6.3	Valeur minimale de R_{SC} pour la distorsion harmonique	90
3.6.4	Calcul du spectre des courants harmoniques	94
3.6.5	Estimation du déphasage des courants harmoniques	94
3.6.6	Addition des courants harmoniques	98
3.6.7	Spectres maximal et moyen	98
3.6.8	Déphasage du transformateur	98
3.6.9	Commande séquentielle, convertisseurs à deux ponts hexaphasés	100
3.7	Compensation du facteur de puissance et distorsion harmonique	100
3.7.1	Fréquence de résonance	102
3.7.2	Batterie à couplage direct	102
3.7.3	Estimation de la fréquence de résonance	102
3.7.4	Réactance de décalage de fréquence	106
3.7.5	Fréquences de télécommande (ondes porteuses)	108
3.8	Autres considérations	108
3.8.1	Angle de commande aléatoire	108
3.8.2	Instabilité sous-harmonique	110
3.8.3	Filtres d'harmoniques	110
3.8.4	Capacité approximative des câbles	110
3.9	Calcul des courants de court-circuit côté continu des convertisseurs	110
3.10	Indications pour le choix de la classe d'immunité	112
3.10.1	Classe d'immunité des convertisseurs	112
3.10.2	Choix de la classe d'immunité	112

Section 4 - Prescriptions d'essai

4.1	Mesure des pertes par essai en court-circuit	120
4.1.1	Montages monophasés	120
4.1.2	Montages polyphasés à double voie	120
4.1.3	Montages polyphasés à simple voie	120
4.2	Mise en oeuvre de la méthode de court-circuit	120

Clause	Page
Section 3 - Application information	
3.1 Practical calculation of the operating parameters	63
3.1.1 Assumptions	63
3.1.2 Preliminary calculations	63
3.1.3 Calculation of the operating conditions	65
3.2 Supply system voltage change due to convertor loads	71
3.2.1 Fundamental voltage change	71
3.2.2 Minimum RSC requirements for voltage change	71
3.2.3 Convertor transformer ratio	73
3.2.4 Transformer rating	75
3.3 Compensation of convertor reactive power consumption	75
3.3.1 Average reactive power consumption	75
3.3.2 Required compensation of the average reactive power	77
3.3.3 Voltage fluctuations with fixed reactive power compensation	77
3.4 Direct voltage harmonic content	79
3.5 Supply voltage distortion	81
3.5.1 Commutation notches	81
3.5.2 Operation of several convertors on the same supply line	85
3.6 Quantities on the line side	87
3.6.1 R.M.S. value of the line current	87
3.6.2 Harmonics on the line side, approximate method for 6-pulse convertors	89
3.6.3 Minimum RSC requirements for harmonic distortion	91
3.6.4 Calculation of the harmonic current spectrum	95
3.6.5 Estimated phase shift of the harmonic currents	95
3.6.6 Addition of harmonic currents	99
3.6.7 Peak and average harmonic spectrum	99
3.6.8 Transformer phase shift	99
3.6.9 Sequential gating, two 6-pulse convertors	101
3.7 Power factor compensation and harmonic distortion	101
3.7.1 Resonant frequency	103
3.7.2 Directly connected capacitor bank	103
3.7.3 Estimation of the resonant frequency	103
3.7.4 Detuning reactor	107
3.7.5 Ripple control frequencies (Carrier frequencies)	109
3.8 Other considerations	109
3.8.1 Random control angle	109
3.8.2 Sub-harmonic instability	111
3.8.3 Harmonic filters	111
3.8.4 Approximate capacitance of cables	111
3.9 Calculation of d.c. short-circuit current of convertors	111
3.10 Guide-lines for the selection of the immunity class	113
3.10.1 Convertor immunity class	113
3.10.2 Selection of the immunity class	113
Section 4 - Test requirements	
4.1 Guidance on power loss evaluation by short-circuit test	121
4.1.1 Single-phase connections	121
4.1.2 Polyphase double-way connections	121
4.1.3 Polyphase single-way connections	121
4.2 Procedure for evaluation of power losses by short-circuit method	121

Articles	Pages
4.3 Méthodes d'essai	122
4.3.1 Méthode A1	122
4.3.2 Méthode B	124
4.3.3 Méthode C	124
4.3.4 Méthode D	126
4.3.5 Méthode E	130
4.3.6 Méthode A2	130

Section 5 - Performances requises

5.1 Représentation des valeurs assignées des courants de surcharge	132
5.2 Définitions relatives à la température virtuelle de jonction	134
5.2.1 Symboles littéraux	134
5.2.2 Résistance thermique R_{th}	136
5.2.3 Impédance thermique transitoire Z_{th}	136
5.2.4 Température virtuelle de jonction Θ_j	136
5.3 Détermination de l'aptitude aux surcharges par le calcul de la température virtuelle de jonction	138
5.3.1 Approximation de la forme des impulsions de puissance dissipée appliquée aux semiconducteurs	138
5.3.2 La méthode de superposition pour calculer la température	142
5.3.3 Calcul de la température virtuelle de jonction pour une charge continue	142
5.3.4 Calcul de la température virtuelle de jonction pour charges cycliques	146
5.3.5 Calcul de la température virtuelle de jonction pour quelques applications	148
5.4 Conditions de fonctionnement des circuits affectant la tension appliquée aux éléments de convertisseur	148

Section 6 - Fonctionnement des convertisseurs

6.1 Régulation	152
6.2 Propriétés statiques	152
6.3 Propriétés dynamiques du système de régulation	152
6.4 Fonctionnement des convertisseurs simples et des convertisseurs doubles	154
6.4.1 Montage en convertisseur simple	154
6.4.2 Montage convertisseur double et limites de fonctionnement en mode redresseur et onduleur	156
6.5 Courant de transition	158
6.6 Suppression du courant continu de circulation dans les montages en convertisseur double	160
6.6.1 Limitation de l'angle de retard (de commande)	162
6.6.2 Réglage du courant de circulation	162
6.6.3 Réglage par blocage des impulsions	162
6.7 Principe de fonctionnement des convertisseurs réversibles pour la commande de moteurs c.c.	162
6.7.1 Inversion de la polarité du champ	162
6.7.2 Inversion de la polarité de l'induit par inverseur	162
6.7.3 Montage convertisseur double pour l'induit	164

Section 7 - Défauts des convertisseurs

7.1 Généralités	166
7.2 Localisation de défaut	166
Annexe A (informative) Bibliographie	168
Annexe B (informative) Index	170

Clause	Page
4.3 Test methods	123
4.3.1 Method A1	123
4.3.2 Method B	125
4.3.3 Method C	125
4.3.4 Method D	127
4.3.5 Method E	131
4.3.6 Method A2	131
Section 5 - Performance requirements	
5.1 Presentation of rated peak load current values	133
5.2 Definitions and letter symbols related to virtual junction temperature	135
5.2.1 Letter symbols	135
5.2.2 Thermal resistance R_{th}	137
5.2.3 Transient thermal impedance Z_{th}	137
5.2.4 Virtual junction temperature θ_j	137
5.3 Determination of peak load capability through calculation of the virtual junction temperature	139
5.3.1 Approximation of the shape of power pulses applied to the semiconductor device	139
5.3.2 The superposition method for calculation of temperature	143
5.3.3 Calculation of the virtual junction temperature for continuous load	143
5.3.4 Calculation of the virtual junction temperature for cyclic loads	147
5.3.5 Calculation of virtual junction temperature for a few typical applications	149
5.4 Circuit operating conditions affecting the voltage applied across converter elements	149
Section 6 - Converter operation	
6.1 Stabilization	153
6.2 Static properties	153
6.3 Dynamic properties of the control system	153
6.4 Mode of operation of single and double converters	155
6.4.1 Single converter connection	155
6.4.2 Double converter connections and limits for rectifier and inverter operation	157
6.5 Transition current	159
6.6 Suppression of direct current circulation in double converter connections	161
6.6.1 Limitation of delay angles	163
6.6.2 Controlled circulating current	163
6.6.3 Blocking of trigger pulses	163
6.7 Principle of operation for reversible converters for control of d.c. motors	163
6.7.1 Motor field reversal	163
6.7.2 Motor armature reversal by reversing switch	163
6.7.3 Double converter connection to motor armature	165
Section 7 - Converter faults	
7.1 General	167
7.2 Fault finding	167
Annex A (informative) Bibliography	169
Annex B (informative) Index	169

Figures

1 - Diagramme de cercle pour l'approximation du facteur de déphasage	34
2 - Facteur de déphasage en fonction de d_{xN} pour $p = 6$	38
3 - Facteur de déphasage en fonction de d_{xN} pour $p = 12$	38
4 - d_{LN} en fonction de d_{xN} pour $p = 6$ et $p = 12$	50
5 - Forme d'onde de la tension alternative	56
6 - Tensions en cas de défauts de convertisseur	60
7 - Spectre harmonique du côté c.a. pour $p = 6$	96
8 - Fréquence de résonance et facteur d'amplification	104
9 - Exemple de réseau de distribution	116
10 - Méthode d'essai A1	122
11 - Méthode d'essai D	126
12 - Représentation des valeurs assignées des courants	132
13 - Surcharges répétitives	134
14 - Approximation de la forme des impulsions de puissance	140
15 - Calcul de la température virtuelle de jonction	142
16 - Calcul de la température virtuelle de jonction pour charges cycliques	146
17 - Conditions de fonctionnement des circuits affectant la tension appliquée aux éléments de convertisseur	150
18 - Tension continue pour diverses valeurs d'angle de retard (de commande)	154
19 - Tension continue pour diverses valeurs de charge et d'angle de retard (de commande) ...	156
20 - Limite de tension continue pour mode onduleur	158
21 - Tension continue pour valeurs inférieures au courant de transition	160
22 - Séquences de fonctionnement de convertisseurs pour entraînement par moteur réversible c.c.	164

Tableaux

1 - Facteurs de calcul	24
2 - Valeur efficace du courant de ligne	88
3 - R_{SC} minimal, réseaux basse tension	92
4 - Déphasage du transformateur et rangs d'harmonique	98
5 - Valeur approchée des câbles (kvar/km)	110
6 - Valeurs en court-circuit des courants de convertisseur	110
7 - Valeurs calculées par l'exemple de la figure 9	118
8 - Température virtuelle de jonction	148

Figures

1 - Circle diagram for approximation of the displacement factor	35
2 - Displacement factor as a function of d_{xN} for $p = 6$	39
3 - Displacement factor as a function of d_{xN} for $p = 12$	39
4 - d_{LN} as a function of d_{xN} for $p = 6$ and $p = 12$	51
5 - AC voltage waveform	57
6 - Voltages at convertor faults	61
7 - Harmonic current spectrum on the a.c. side for $p = 6$	97
8 - Resonant frequency and amplification factor	105
9 - Example of power distribution	117
10 - Test method A1	123
11 - Test method D	127
12 - Single peak load	133
13 - Repetitive peak loads	135
14 - Approximation of the shape of power pulses	141
15 - Calculation of the virtual junction temperature	143
16 - Calculation of the virtual junction temperature for cyclic loads	147
17 - Circuit operating conditions affecting the voltage applied across convertor elements	151
18 - Direct voltage waveform for various delay angles	155
19 - Direct voltage for various loads and delay angles	157
20 - Direct voltage limits in inverter operation	159
21 - Direct voltage at values below the transition current	161
22 - Operating sequences of convertors serving a reversible d.c. motor	165

Tables

1 - Connections and calculation factors	25
2 - R.M.S. values of line current	89
3 - Minimum R_{SC} requirement for low voltage systems	93
4 - Transformer phase shift and harmonic orders	99
5 - Approximate kvar/km of cables	111
6 - Short-circuit values of convertor currents	111
7 - Calculated values for the example in figure 9	119
8 - Virtual junction temperature	149

COMMISSION ELECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

CONVERTISSEURS À SEMICONDUCTEURS

Spécifications communes et convertisseurs commutés par le réseau
Partie 1-2: Guide d'application

AVANT-PROPOS

- 1) Les décisions ou accords officiels de la CEI en ce qui concerne les questions techniques, préparés par des Comités d'Etudes où sont représentés tous les Comités nationaux s'intéressant à ces questions, expriment dans la plus grande mesure possible un accord international sur les sujets examinés.
- 2) Ces décisions constituent des recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux.
- 3) Dans le but d'encourager l'unification internationale, la CEI exprime le voeu que tous les Comités nationaux adoptent dans leurs règles nationales le texte de la recommandation de la CEI, dans la mesure où les conditions nationales le permettent. Toute divergence entre la recommandation de la CEI et la règle nationale correspondante doit, dans la mesure du possible, être indiquée en termes clairs dans cette dernière.

Le présent rapport a été établi par le Sous-Comité 22B: Convertisseurs à semiconducteurs, du Comité d'Etude n° 22 de la CEI: Electronique de puissance. Ce rapport constitue la partie 1-2 de la nouvelle édition de la CEI 146 qui remplace partiellement la CEI 146 (1973) ainsi que sa Modification n° 1 (1975).

Le texte de ce rapport est issu des documents suivants:

Règle des Six Mois	Rapport de vote
22B(BC)56	22B(BC)59

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

Les annexes A: Bibliographie et B: Index sont informatives.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

SEMICONDUCTOR CONVERTORS

General requirements and line commutated convertors
Part 1-2: Application guide

FOREWORD

- 1) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters, prepared by Technical Committees on which all the National Committees having special interest therein are represented, express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the subject dealt with.
- 2) They have the form of recommendations for international use and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 3) In order to promote international unification, the IEC expresses the wish that all National Committees should adopt the text of the IEC recommendation for their national rules in so far as national conditions will permit. Any divergence between the IEC recommendation and the corresponding national rules should, as far as possible, be clearly indicated in the latter.

This report has been prepared by Sub-Committee 22B: Semiconductor Convertors, of IEC Technical Committee No. 22: Power electronics. It constitutes Part 1-2 of IEC 146 (3rd edition) and supplements IEC 146-1-1 and IEC 146-1-3. It partially replaces IEC 146 (1973) and its Amendment No. 1 (1975).

The text of this report is based upon the following documents:

Six Months' Rule	Report on the Voting
22B(CO)56	22B(CO)59

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

Annexes A: Bibliography and B: Index are informative

CONVERTISSEURS À SEMICONDUCTEURS

Spécifications communes et convertisseurs commutés par le réseau Partie 1-2: Guide d'application

Section 1 - Généralités

1.1 Domaine d'application

Le présent rapport donne des indications sur des variantes aux spécifications de la CEI 146-1-1, afin de permettre leur extension de manière coordonnée pour les cas spéciaux. Il donne aussi des informations techniques complémentaires destinées à faciliter la compréhension de la CEI 146-1-1.

Le présent rapport concerne principalement les convertisseurs commutés par le réseau et n'est pas une norme, sauf en ce qui concerne certains composants auxiliaires dans le cas où les normes existantes ne donneraient pas les indications nécessaires.

1.2 Application des convertisseurs de puissance à semiconducteurs

Les convertisseurs de puissance à semiconducteurs sont utilisés dans la plupart des industries pour convertir l'énergie électrique et faciliter la conversion d'énergie thermique ou mécanique en énergie électrique ou vice versa.

Exemples:

1.2.1 Equipement de conversion

- a) charges c.c., stabilisation ou réglage de tension/courant;
- b) gradateurs pour courant alternatif à sortie redressée ou non;
- c) fréquence variable:
 - convertisseurs commutés par la source c.a.;
 - récupération de l'énergie de glissement;
 - convertisseurs commutés par une machine;
 - convertisseurs autocommutés: source de courant;
source de tension;
- d) entraînements à vitesse variable (objet de normes spécifiques de la CEI);
- e) processus électrochimiques (électrolyse, galvanoplastie, électrophorèse);
- f) alimentations pour ordinateurs;
- g) sous-stations de traction, chemins de fer, tramways, mines, véhicules électriques;
- h) alimentations pour la téléphonie;
- i) électro-aimants, alimentation d'inducteurs;
- j) alimentations c.c. pour émetteurs de radiocommunication;

SEMICONDUCTOR CONVERTORS

General requirements and line commutated convertors Part 1-2: Application guide

Section 1 - General

1.1 Scope

This report gives guidance on variations to the specifications in IEC 146-1-1 to enable the specification to be extended in a controlled form for special cases. Background information is also given on technical points which should facilitate the use of IEC 146-1-1.

This report primarily covers line commutated convertors and is not in itself a specification, except as regards certain auxiliary components, in so far as existing standards may not provide the necessary data.

1.2 Application of semiconductor power convertors

Semiconductor power convertors are used in most industries for the conversion of electrical power and also to facilitate the conversion of thermal or mechanical energy into electrical power and vice versa.

Examples:

1.2.1 Conversion equipment

- a) d.c. load, stabilized/adjustable voltage/current control;
- b) a.c. power controllers (a.c. or d.c. output);
- c) a.c. variable frequency: line-commutated convertors;
slip energy recovery;
machine-commutated convertors;
self-commutated convertors: voltage source;
current source;
- d) adjustable speed drives (covered by specific IEC standards);
- e) chemical processes (electrolysis, electroplating, electrophoresis);
- f) computer power supplies;
- g) traction substations, railways, tramways, mines, electric vehicles;
- h) telephone power supplies;
- i) electromagnets, field supplies;
- j) radio transmitter d.c. supplies;

- k) torches à plasma;
- l) alimentations c.c. pour fours à arcs;
- m) conversion de l'énergie solaire;
- etc.

1.2.2 Réglage des puissances active et réactive dans les réseaux

- a) Réseaux HT ou MT (transport et distribution, correction du facteur de puissance de réseaux internes);
- b) Réseaux BT (économie d'énergie);
- c) Centrales autonomes ou de secours;
- d) Alimentation c.c. ou c.a., en particulier à partir de l'énergie solaire, éolienne ou chimique.

NOTE - Certaines des applications énumérées ci-dessus sont l'objet de normes spécifiques de la CEI, existantes ou à paraître.

1.3 Données de spécification de l'équipement

1.3.1 Données principales de la spécification

Voir 3.11.4 de la CEI 146-1-1: Plaque signalétique.

1.3.2 Données complémentaires

En complément des caractéristiques essentielles devant figurer sur la plaque signalétique, comme spécifié dans la CEI 146-1-1, la liste ci-après est destinée à éviter que d'autres données importantes manquent dans la spécification, concernant les besoins de l'utilisateur ou l'équipement lui-même.

1.3.2.1 Source d'alimentation

- a) Tension et fréquence (s'il y a lieu). Gamme de variation des valeurs assignées, déséquilibre, coupures brèves;
- b) Puissance de court-circuit (ou description des câbles, lignes et transformateurs): valeurs minimale, moyenne statistique, maximale;
- c) Présence d'autres charges (moteurs, condensateurs, fours, etc.);
- d) Limites de perturbations (observées ou admissibles);
- e) Mode de mise à la terre.

- k) plasma torches;
- l) arc furnace d.c. power supplies;
- m) solar energy conversion;
- etc.

1.2.2 Supply source conditioning (active and reactive power)

- a) HV or MV systems (transport and distribution, in-plant P.F. correction);
- b) LV systems (energy saving);
- c) Isolated or standby generating plant;
- d) D.C. or a.c. supply particularly from solar, wind or chemical energy.

NOTE - Some of the applications listed above are the subject of particular IEC Publications now existing or in preparation.

1.3 Equipment specification data

1.3.1 Main items of the specification

See 3.11.4 of IEC 146-1-1: Rating plate.

1.3.2 Additional information

In addition to the essential data such as should appear on the rating plate as specified in IEC 146-1-1, the following list may prevent other important information being omitted from the specification, concerning the purchaser's requirements or the supplier's product.

1.3.2.1 Supply source

- a) Voltage and frequency (if applicable); Range of rated values, unbalance, short time outage;
- b) Short-circuit power (or description of cables, lines and transformers): minimum, statistical average, maximum values;
- c) Other existing loads (motors, capacitors, furnaces, etc.);
- d) Limits of disturbances (prevailing or permitted);
- e) Type of earthing.

1.3.2.2 *Spécification de la sortie*

- a) Tension et fréquence de sortie (s'il y a lieu);
- b) Gamme de variation requise (réglage continu ou par échelons);
- c) Aptitude à l'inversion de tension et/ou de courant (quadrant(s) de fonctionnement);
- d) Limites permises de variation de tension/courant/fréquence;
- e) Caractère de la charge;
- f) Mode de mise à la terre.

1.3.2.3 *Spécification de l'environnement*

- a) Climats tempéré, tropical, arctique;
- b) Température, humidité, teneur en poussières (à moins que la CEI 664, degré 1, ne soit applicable);
- c) Conditions anormales de service;
- d) Installation intérieure ou extérieure;
- e) Classe de protection (suivant normes de la CEI);
- f) Conformité à des normes spécifiques (CEI ou autres, normes de sécurité comprises).

1.3.2.4 *Conditions électriques de service*

- a) Catégorie de jeu de barres d'alimentation:
 - Réseau spécialement (uniquement) affecté aux convertisseurs;
 - Réseau pour applications diverses (incluant des moteurs c.a.);
 - Réseau de haute qualité (alimentation de charges à faible immunité, comme ordinateurs, instrumentation médicale, etc.);
- b) Classe d'immunité de l'équipement. Une classe différente d'immunité peut être retenue pour un ou plusieurs des paramètres.

1.3.3 *Conditions anormales de service*

1.3.3.1 *Conditions anormales de température*

Les valeurs préférentielles de conditions spécifiques de température sont données de 2.2.2 à 2.2.2.1 de la CEI 146-1-1.

1.3.2.2 *Output specification*

- a) Output voltage and frequency (if applicable);
- b) Required range of variation (continuous or stepwise);
- c) Voltage and/or current reversing capability (quadrant(s) of operation);
- d) Limits of permitted voltage/current/frequency variation;
- e) Character of load;
- f) Type of earthing.

1.3.2.3 *Environment specification*

- a) Temperate, tropical, arctic climates;
- b) Temperature, humidity, dust content (unless IEC 664, degree 1, is applicable);
- c) Unusual service conditions;
- d) Outdoor/indoor installation;
- e) Protection class (according to IEC standards);
- f) Compliance with specific standards (IEC or others, including safety standards).

1.3.2.4 *Electrical service conditions*

- a) Supply bus category:
 - converter dedicated system (convertors only);
 - general purpose system (includes a.c. motor loads);
 - high quality system (supplying loads with low immunity level such as computers, medical instrumentation etc.);
- b) Immunity class of the equipment: a different immunity class may be selected for one or more parameters.

1.3.3 *Unusual service conditions*

1.3.3.1 *Abnormal temperature conditions*

The preferred values of specified ambient temperature conditions are given in IEC 146-1-1, 2.2.2 to 2.2.2.1.

Pour les cas où des conditions spéciales sont à considérer, on tiendra compte de ce qui suit:

- a) des températures différentes du milieu réfrigérant peuvent être spécifiées pour les blocs convertisseurs et pour le transformateur. Les valeurs relatives aux transformateurs sont données dans la CEI 146-1-3 et celles relatives aux blocs dans la CEI 146-1-1;
- b) les températures ambiantes, minimales et maximales ou la température du milieu réfrigérant, peuvent être spécifiées par l'acquéreur ou par le fournisseur.

1.3.3.2 Teneur en poussières et en particules solides

Pour des applications particulières, le degré de pollution peut être spécifié séparément, suivant la CEI 664 ou d'autres normes applicables, pour indiquer par exemple le degré de pollution à considérer autre que le degré 1, tel que spécifié dans la CEI 664.

1.4 Transformateurs et inductances pour convertisseurs

Voir la CEI 146-1-3.

1.5 Facteurs de calcul

Voir tableau 1. Pour les symboles littéraux et les définitions, voir 1.4, 1.5 de la CEI 146-1-1 et 1.7.2, 1.8.1.4 du présent rapport.

1.5.1 Rapports de tension

Le tableau 1 donne les rapports:

colonne 10

colonne 11

$$\frac{U_{di}}{U_{v0}}$$

$$\frac{U_{iM}}{U_{di}}$$

avec:

- U_{di} tension continue fictive à vide;
- U_{v0} tension côté valves du transformateur;
- U_{iM} tension fictive de crête à vide apparaissant entre les bornes d'extrémité d'un bras, en négligeant les surtensions transitoires interne ou externe et la chute de tension directe dans les valves, à vide. Le rapport est le même à faible charge, au voisinage du courant critique.

NOTE - Pour les montages nos 5, 11 et d'autres utilisant un transformateur interphase, le rapport U_{iM}/U_{di} augmente à vide.

For cases where special conditions have to be considered the following is applicable:

a) different cooling medium temperatures may be specified for the assemblies and for the convertor transformer. The values of cooling medium temperatures relating to the transformers are given in IEC 146-1-3 and those relating to assemblies are given in IEC 146-1-1;

b) the maximum and the minimum ambient temperatures or the cooling medium temperature may be specified by the purchaser or by the supplier.

1.3.3.2 Dust and solid particle content

For particular applications the degree of pollution may be specified separately, according to IEC 664 or other relevant IEC Publications, for example specifying pollution classes other than degree 1 as specified in IEC 664.

1.4 Convertor transformers and reactors

See IEC 146-1-3.

1.5 Calculation factors

See table 1. For letter symbols and definitions refer to 1.4, 1.5 of IEC 146-1-1 and 1.7.2, 1.8.1.4 of this report.

1.5.1 Voltage ratios

Table 1 gives the ratios:

column 10

column 11

$$\frac{U_{di}}{U_{v0}}$$

$$\frac{U_{iM}}{U_{di}}$$

where:

U_{di} ideal no-load direct voltage;
 U_{v0} transformer valve winding voltage;
 U_{iM} ideal crest no-load voltage, appearing between the end terminals of an arm neglecting internal and external voltage drops in valves, at no load. The ratio remains the same at light load current close to the transition current.

NOTE - For connections Nos. 5, 11 and other connections employing interphase transformers, the ratio U_{iM}/U_{di} increases at no-load.

1.5.2 Facteur de courant côté réseau du transformateur

Le quotient de la valeur efficace I'_L du courant côté réseau, au courant continu I_d est donné au tableau 1, colonne 8, dans l'hypothèse d'un courant parfaitement lissé, d'une forme d'onde rectangulaire du courant alternatif et avec les rapports de tension ci-après pour les montages à simple ou à double voie:

$$\frac{\text{tension entre phases côté réseau}}{\text{tension entre phases commutantes côté valves}} = \frac{U_L}{U_{v0}} = 1$$

Pour différentes valeurs de ce rapport de tensions, le courant côté ligne est approximativement:

$$I_L = I'_L \times \frac{U_{v0}}{U_L}$$

NOTE - Pour les montages 14 et 15, le facteur de courant côté ligne dépend de l'angle de retard (de commande) α de la manière suivante:

$$0 < \alpha < \frac{\pi}{3};$$

$$\frac{I'_L}{I_d} = \sqrt{\frac{2}{3}} \approx 0,816$$

$$\frac{\pi}{3} < \alpha < \pi;$$

$$\frac{I'_L}{I_d} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

1.5.3 Facteur de courant côté valves du transformateur

Le quotient de la valeur efficace I'_v du courant côté valves dans une borne de transformateur, au courant continu I_d est donné dans le tableau 1, colonne 9.

NOTE - Pour les montages 14 et 15, le facteur de courant côté ligne dépend de l'angle de retard de la manière suivante:

$$0 < \alpha < \frac{\pi}{3};$$

$$\frac{I'_v}{I_d} = \sqrt{\frac{2}{3}} \approx 0,816$$

$$\frac{\pi}{3} < \alpha < \pi;$$

$$\frac{I'_v}{I_d} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

1.5.4 Variation de tension

Le tableau 1, colonne 12, donne le rapport:

$$\frac{d_{xtN}}{e_{xN}}$$

de la variation de tension d_{xtN} à la charge assignée, due à la réactance de commutation, exprimée en fonction de U_{di} , à la composante inductive e_{xN} de la tension de court-circuit du transformateur au courant assigné I_{1LN} pour l'équipement complet, exprimée en fonction de la tension c.a. assignée U_{LN} , les secondaires étant court-circuités comme indiqué colonne 17.

1.5.2 Line side transformer current factor

The quotient of the r.m.s. value I'_L of the current on the line side and the direct current I_d is indicated in table 1, column 8, on the assumption of smooth direct current, rectangular waveshape of the alternating currents and on the following voltage ratio for single or double-way connections:

$$\frac{\text{phase-to-phase voltage on line side}}{\text{voltage between two commutating phases on valve side}} = \frac{U_L}{U_{v0}} = 1$$

For different values of the voltage ratio, the line side current is approximately:

$$I_L = I'_L \times \frac{U_{v0}}{U_L}$$

NOTE - For connections 14 and 15, the line side current factor depends on the delay angle α as follows:

$$0 < \alpha < \frac{\pi}{3};$$

$$\frac{I'_L}{I_d} = \sqrt{\frac{2}{3}} \approx 0,816$$

$$\frac{\pi}{3} < \alpha < \pi;$$

$$\frac{I'_L}{I_d} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

1.5.3 Valve-side transformer current factor

The quotient of the r.m.s. value I'_v of the valve-side current in each terminal of the transformer and the direct current I_d is indicated in table 1, column 9.

NOTE - For connections 14 and 15, the valve-side current factor depends on the delay angle α as follows:

$$0 < \alpha < \frac{\pi}{3};$$

$$\frac{I'_v}{I_d} = \sqrt{\frac{2}{3}} \approx 0,816$$

$$\frac{\pi}{3} < \alpha < \pi;$$

$$\frac{I'_v}{I_d} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

1.5.4 Voltage regulation

Table 1, column 12, gives the ratio:

$$\frac{d_{xtN}}{e_{xN}}$$

between the direct voltage regulation d_{xtN} at rated load due to the transformer commutating reactance, expressed as per unit of U_{di} and the inductive component e_{xN} of the transformer impedance voltage at rated line current I_{1LN} for the whole equipment, expressed as per unit of the rated alternating voltage U_{LN} , the secondaries being short-circuited according to column 17.

La variation inductive de tension continue d_{xN} ne peut être calculée en connaissant e_{xN} d'un transformateur triphasé que pour les montages dont l'indice de commutation est $q = 3$.

Pour tous les autres montages avec transformateur triphasé, le rapport entre d_{xN} et e_{xN} dépend du rapport des réactances primaires et secondaires du transformateur.

NOTES

1 On admet que l'angle d'empiétement (de commutation) u est inférieur à $2\pi/p$, p étant l'indice de pulsation. Voir 3.1.3.

2 Pour les montages 9, 12 et 13, les valeurs indiquées en colonne 12 supposent que e_{xN} est défini pour le courant de ligne de l'équipement complet. Si chaque transformateur est essayé séparément avec son courant assigné, (0,816 I_{dN} et 1,632 I_{dN} respectivement) les valeurs de la colonne 12 deviennent 0,5.

1.5.5 Circuit magnétique

Les circuits magnétiques correspondant aux montages alimentés en courant triphasé du tableau 1 sont supposés avoir trois colonnes.

1.5.6 Facteur de pertes

Le tableau 1, colonne 16, donne la relation entre les pertes dans le fonctionnement en convertisseur et dans l'essai en court-circuit, au courant assigné I_{LN} pour l'équipement complet et suivant les colonnes 13, 14 et 15.

La validité de ce facteur est limitée suivant le 4.1 de la CEI 146-1-3.

1.6 Montages parallèle et série

1.6.1 Montage de valves en parallèle et en série

Lorsque les valves sont montées en série ou en parallèle, des précautions sont à prendre pour assurer le fonctionnement des éléments dans les limites assignées de courant et de tension.

1.6.1.1 Equilibrage de courant entre valves montées en parallèle

Une répartition inégale du courant peut être causée par des différences entre tensions directes ou chutes de tensions à l'état passant et par des différences de temps de passage à l'état conducteur et d'angles de retard (de commande). La différence d'impédance entre voies parallèles peut avoir une influence considérable.

Si pour l'équilibrage des courants, un appairage est effectué en usine des tensions directes ou chutes de tension à l'état passant, et des temps de passage à l'état conducteur des valves, il y a lieu que ce fait soit déclaré par le fournisseur de l'équipement.

The inductive direct voltage regulation d_{x1N} can be calculated from the knowledge of e_{xN} of a three-phase transformer only for connections with a commutating number $q = 3$.

For all other connections with a three-phase transformer, the ratio between d_{x1N} and e_{xN} depends on the proportions of primary and secondary reactances in the transformer.

NOTES

1 It is assumed that the angle of overlap u is less than $2\pi/p$, p being the pulse number. See 3.1.3.

2 For connection numbers 9, 12 and 13 the figures in column 12 assume that e_{xN} is defined for the line current of the whole equipment. If each transformer is tested separately with its rated line current ($0,816 I_{dN}$ and $1,632 I_{dN}$ respectively), the value of column 12 should read 0,5.

1.5.5 Magnetic circuit

The magnetic circuits corresponding to the connections supplied with three-phase currents in table 1 are assumed to have three legs.

1.5.6 Power loss factor

Table 1, column 16, gives the relationship between power losses in convertor operation and in the short-circuit test at rated line current I_{1LN} for the whole equipment and according to columns 13, 14 and 15.

The validity of this factor is restricted according to 4.1 of IEC 146-1-3.

1.6 Parallel and series connections

1.6.1 Parallel or series connection of valve devices

When diodes or thyristors are connected in series or parallel, precautions should be taken to ensure that all devices operate within rated values for voltage and current.

1.6.1.1 Current balancing of parallel connected valve devices

Unequal current distribution may be caused by differences in forward voltage or on-state voltage drop and by differences in thyristor turn-on time and delay angles. Differences in the impedances of the parallel arms are also of considerable influence.

If factory matching of forward or on-state characteristics and turn-on time properties of the valve devices is used for current balancing, this should be stated by the equipment supplier.

Tableau 1 - Montages et facteurs de calcul

N° de montage	Couplage de transformateur		Couplage des valves	p	q	r	Facteur de courant côté réseau	Facteur de courant côté réseau	$\frac{U_{a1}}{U_{a0}}$	$\frac{U_M}{U_n}$	$\frac{d_{XIN}}{e_{XN}}$	Bornes à court-circuiter pour l'essai de mesure des pertes du transformateur				Perles totales dans les enroulements en fonctionnement en convertisseur	Bornes à court-circuiter pour l'essai de mesure des pertes du transformateur
	Côté réseau	Côté valves										A	B	C			
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	
Convertisseur simple, montage à une voie																	
1				2	2	2	0,5	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	0,45	$\frac{3,14}{n}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	0-1	0-2		0,5(PA+PB)	1-2	
2				3	3	3	0,471	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{0,675}{n}$	$\frac{2,09}{n}$	$\frac{0,868}{n}$	1-2-3			PA+PB/3	1-2-3	
3				6	6	6	0,816	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1,35}{n}$	$\frac{2,09}{n}$	$\frac{1,5}{n}$	1-3-5	2-4-6		0,75(PA+PB)	Moyenne des résultats 1-3-5 et 2-4-6	
4				6	6	6	0,816	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1,35}{n}$	$\frac{2,09}{n}$	$\frac{1,5}{n}$	1-2	2-3	4-5	(PA+2PB+3PC)/6	Moyenne des résultats 1-3-5 et 2-4-6	
5				6	3	3/2	0,408	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{0,289}{n}$	$\frac{2,42}{n}$	$\frac{0,5}{n}$	1-3-5	2-4-6		0,5(PA+PB)	Moyenne des résultats 1-3-5 et 2-4-6	
6				6	2	2/3	0,272	$\frac{1}{3\sqrt{3}}$	0,45	$\frac{3,14}{n}$	$\frac{0,75}{n}$	1-3-5	2-4-6		1,125(PA+PB)/2	1-4 2-5 3-6	
Convertisseur simple, montage homogène à deux voies																	
7				2	2	8	1	1	0,9	$\frac{1,57}{n}$	$\frac{0,707}{n}$	1-2			PA	1-2	
8				6	3	6	0,816	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1,35}{n}$	$\frac{1,05}{n}$	0,5	1-2-3			PA	1-2-3	
9				12	3	3	0,769	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\frac{1,35}{n}$	$\frac{1,05}{n}$	0,26	1-3-5	2-4-6		0,035(PA+PB) + 0,93 PC	Moyenne des résultats 1-3-5 et 2-4-6	

NOTES
1 Voir 146-1-2, 1.7.2 et 1.8.1.4.
2 Concerner le primaire du transformateur.
3 Concerner le secondaire du transformateur.

r2 = résistance de l'un des trois enroulements de cellule.

Table 1 - Connections and calculation factors

Con- nec- tion No.	Transformer connection		Valve connection	p	q	$\frac{\delta r_s}{g}$	Line side current factor 2)	Valve side current factor 3)	$\frac{U_{A1}}{U_{10}}$	$\frac{U_{A2}}{U_{10}}$	$\frac{d_{A1}}{d_{A2}}$	Terminals to be short-circuited at transformer loss test			Total losses in windings in converter operation	Terminals to be short-circuited for
	Line side	Valve side										A	B	C		
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
Single converter, single-way connections																
1				2	2	2	0.5	$\frac{0.707}{\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)}$	$\frac{0.45}{\left(\frac{\sqrt{2}}{n}\right)}$	$\frac{3.14}{(n)}$	$\frac{0.707}{\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)}$	0-1	0-2		$0.5(P_A + P_B)$	1-2
2				3	3	3	$\frac{0.471}{\left(\frac{\sqrt{2}}{3}\right)}$	$\frac{0.577}{\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)}$	$\frac{0.675}{\left(\frac{3}{n\sqrt{2}}\right)}$	$\frac{2.09}{\left(\frac{2n}{3}\right)}$	$\frac{0.866}{\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)}$	1-2-3			$P_A + \frac{1}{2}P_B$	1-2-3
3				6	6	6	$\frac{0.816}{\left(\frac{\sqrt{2}}{3}\right)}$	$\frac{0.408}{\left(\frac{1}{\sqrt{6}}\right)}$	$\frac{1.35}{\left(\frac{3}{n\sqrt{2}}\right)}$	$\frac{2.09}{\left(\frac{2n}{3}\right)}$	$\frac{1.5}{0.5}$	1-3-5	2-4-6		$0.75(P_A + P_B)$	Average of 1-3-5 and 2-4-6
4				6	6	6	$\frac{0.816}{\left(\frac{\sqrt{2}}{3}\right)}$	$\frac{0.408}{\left(\frac{1}{\sqrt{6}}\right)}$	$\frac{1.35}{\left(\frac{3}{n\sqrt{2}}\right)}$	$\frac{2.09}{\left(\frac{2n}{3}\right)}$	$\frac{1.5}{0.5}$	1-2	2-3	4-5	$(P_A + 2P_B + 3P_C)/6$	Average of 1-3-5 and 2-4-6
5				6	3	3/2	$\frac{0.408}{\left(\frac{1}{\sqrt{6}}\right)}$	$\frac{0.289}{\left(\frac{1}{2\sqrt{3}}\right)}$	$\frac{0.675}{\left(\frac{3}{n\sqrt{2}}\right)}$	$\frac{2.42}{\left(\frac{4n}{3}\right)}$	$\frac{0.5}{0.5}$	1-3-5	2-4-6		$0.5(P_A + P_B)$	Average of 1-3-5 and 2-4-6
6				6	2	2/3	$\frac{0.272}{\left(\frac{1}{3\sqrt{3}}\right)}$	$\frac{0.236}{\left(\frac{1}{3\sqrt{2}}\right)}$	$\frac{0.45}{\left(\frac{\sqrt{2}}{n}\right)}$	$\frac{3.14}{(n)}$	$\frac{0.75}{0.5}$	1-3-5	2-4-6	I-II-III	$1.125(P_A + P_B)/2$	1-4 2-5 3-6
Single converter, uniform double-way connection																
7				2	2	8	1	1	$\frac{0.9}{\left(\frac{2\sqrt{2}}{n}\right)}$	$\frac{1.57}{\left(\frac{n}{2}\right)}$	$\frac{0.707}{\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)}$	1-2			P_A	1-2
8				6	3	6	$\frac{0.816}{\left(\frac{\sqrt{2}}{3}\right)}$	$\frac{0.816}{\left(\frac{\sqrt{2}}{3}\right)}$	$\frac{1.35}{\left(\frac{3}{n\sqrt{2}}\right)}$	$\frac{1.05}{\left(\frac{n}{3}\right)}$	0.5	1-2-3			P_A	1-2-3
9				12	3	3	$\frac{0.789}{\left(\frac{1}{2\sqrt{3}}\right)}$	$\frac{0.408}{\left(\frac{1}{\sqrt{6}}\right)}$	$\frac{1.35}{\left(\frac{3}{n\sqrt{2}}\right)}$	$\frac{1.05}{\left(\frac{n}{3}\right)}$	0.26	1-3-5	2-4-6	1-3-5 2-4-6	$0.035(P_A + P_B) + 0.93P_C$	Average of 1-3-5 and 2-4-6

NOTES
 1 Refer to 146-1-2, 1.7.2 and 1.8.1.4.
 2 Refer to transformer primary.
 3 Refer to transformer secondary.

r_2 = resistance of one cell winding

Tableau 1 - Montages et facteurs de calcul (suite)

N° de montage	Couplage de transformateur		Couplage des valves	p	q	$\frac{5qs}{q}$ 1)	Facteur de cou- rant côté réseau 2)	I_1/I_4	Facteur de cou- rant côté valves 3)	$\frac{U_{11}}{U_{10}}$	$\frac{U_{11}}{U_{10}}$	$\frac{U_{11}}{U_{10}}$	Bornes à court-circuiter pour l'essai de mesure des pertes du transformateur			Pertes totales dans les enroulements en fonc- tionnement en conver- tisseur	Bornes à court- circuitier pour essayer
	Côté réseau	Côté valves											A	B	C		
1		2	3	5	6	7	8	9		10	11	12	13	14	15	16	17
10	Identique à 9, mais avec deux transformateurs séparés		Identique à 9	12	3	3	0,789 $\left(\frac{1+\sqrt{3}}{2\sqrt{3}}\right)$	0,408 $\left(\frac{1}{\sqrt{6}}\right)$		1,35 $\left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\right)$	1,05 $\left(\frac{\pi}{3}\right)$	0,52			1-3-5 2-4-6	1,07 PC	1-3-5 2-4-6
11				12	3	3	0,789 $\left(\frac{1+\sqrt{3}}{2\sqrt{3}}\right)$	0,408 $\left(\frac{1}{\sqrt{6}}\right)$		1,35 $\left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\right)$	1,05 $\left(\frac{\pi}{3}\right)$	0,26	Moyenne de 1-3-5 et 2-4-6	2-3 4-5 6-1	1-2 3-4 5-6	1,34 P _A 0,08 P _B -0,27 PC	Moyenne des résultats 1-3-5 et 2-4-6
12				12	3	12	1,577 $\left(\frac{1+\sqrt{3}}{\sqrt{3}}\right)$	0,816 $\left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\right)$		2,1 $\left(\frac{6\sqrt{2}}{\pi}\right)$	0,524 $\left(\frac{\pi}{6}\right)$	0,26	1-3-5	2-4-6		0,035(P _A +P _B) + 0,035 PC	Moyenne des résultats 1-3-5 et 2-4-6
13	Identique à 12, mais avec deux transformateurs séparés		Identique à 12	12	3	12	1,577 $\left(\frac{1+\sqrt{3}}{\sqrt{3}}\right)$	0,816 $\left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\right)$		2,1 $\left(\frac{6\sqrt{2}}{\pi}\right)$	0,524 $\left(\frac{\pi}{6}\right)$	0,52			1-3-5 2-4-6	1,07 PC	1-3-5 2-4-6
Convertisseur simple, montages hétérogènes à double voie																	
14				2	2		$\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}}$	$\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}}$		0,9 $\left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right)$	1,57 $\left(\frac{\pi}{2}\right)$	0,707 4)	1-2			P _A	1-2
15				6	3		Voir 1.5.2	Voir 1.5.3		1,35 $\left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\right)$	1,05 $\left(\frac{\pi}{3}\right)$	0,5	1-2-3			P _A	1-2-3
Montages à convertisseurs doubles																	
16				Voir montage N° 5													
17				Voir montage N° 5													
18				Voir montage N° 8													
19				Voir montage N° 8													

NOTES

- 1 Voir 146-1-2, 1.7.2 et 1.8.1.4.
- 2 Concerne le primaire du transformateur.
- 3 Concerne le secondaire du transformateur.
- 4 $\alpha < 1$; $0,707(1/\sqrt{2})$; $\alpha < 0,5$; $0,354(1/\sqrt{2})$; $\cos \alpha = 1 - X_1 I_1 / \sqrt{2} U_{10}$

Table 1 - Connections and calculation factors (continued)

Con- nec- tion No.	Transformer connection		Valve connection	p	q	$\frac{\delta a s}{a}$	Line side current factor i_1/i_2	Valve side current factor i_3/i_4	$\frac{U_{a1}}{U_{a0}}$	$\frac{U_{M1}}{U_{M0}}$	$\frac{d_{M1}}{d_{M0}}$	Terminals to be short-circuited at transformer loss test			Total losses in windings in converter operation	Terminals to be short-circuited for
	Line side	Valve side										A	B	C		
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
10	Same as 9, but with two different transformers		Same as 9	12	3	3	$0,789 \left(\frac{1+\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} \right)$	$0,408 \left(\frac{1}{\sqrt{6}} \right)$	$1,35 \left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \right)$	$1,05 \left(\frac{\pi}{3} \right)$	0,52	1-3-5 2-4-6			1,07 PC	1-3-5 2-4-6
11				12	3	3	$0,789 \left(\frac{1+\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} \right)$	$0,408 \left(\frac{1}{\sqrt{6}} \right)$	$1,35 \left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \right)$	$1,05 \left(\frac{\pi}{3} \right)$	0,26	Average of 1-3-5 and 2-4-6			1,34 $P_A + 0,08 P_B - 0,27 P_C$	Average of 1-3-5 and 2-4-6
12				12	3	12	$1,577 \left(\frac{1+\sqrt{3}}{\sqrt{3}} \right)$	$0,846 \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \right)$	$2,7 \left(\frac{6\sqrt{2}}{\pi} \right)$	$0,524 \left(\frac{\pi}{6} \right)$	0,26	1-3-5			0,035 $(P_A + P_B) + 0,93 P_C$	Average of 1-3-5 and 2-4-6
13	Same as 12 but with two separate transformers		Same as 12	12	3	12	$1,577 \left(\frac{1+\sqrt{3}}{\sqrt{3}} \right)$	$0,846 \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \right)$	$2,7 \left(\frac{6\sqrt{2}}{\pi} \right)$	$0,524 \left(\frac{\pi}{6} \right)$	0,32	1-3-5			1,07 PC	1-3-5 2-4-6
Single converter, non-uniform double-way connections																
14				2	2	-	$\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}}$	$\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}}$	$0,8 \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \right)$	$1,57 \left(\frac{\pi}{2} \right)$	0,707 4)	1-2			PA	1-2
15				6	3	-	See 1.5.2	See 1.5.3	$1,35 \left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \right)$	$1,05 \left(\frac{\pi}{3} \right)$	0,5	1-2-3			PA	1-2-3
Double converter connections																
16				See connection No. 5												
17				See connection No. 5												
18				See connection No. 8												
19				See connection No. 8												

NOTES

1. Refer to 1.46-1.52, 1.7.2 and 1.8.1.4.

2. Refer to 1.53-1.55.

3. Refer to transformer connection No. 1.

4. $\alpha = 0,202(1/\sqrt{3}) + 0,226(1/\sqrt{3}) + 0,258(1/\sqrt{3}) + 0,286(1/\sqrt{3}) + 0,314(1/\sqrt{3}) + 0,342(1/\sqrt{3}) + 0,370(1/\sqrt{3}) + 0,398(1/\sqrt{3}) + 0,426(1/\sqrt{3}) + 0,454(1/\sqrt{3}) + 0,482(1/\sqrt{3}) + 0,510(1/\sqrt{3}) + 0,538(1/\sqrt{3}) + 0,566(1/\sqrt{3}) + 0,594(1/\sqrt{3}) + 0,622(1/\sqrt{3}) + 0,650(1/\sqrt{3}) + 0,678(1/\sqrt{3}) + 0,706(1/\sqrt{3}) + 0,734(1/\sqrt{3}) + 0,762(1/\sqrt{3}) + 0,790(1/\sqrt{3}) + 0,818(1/\sqrt{3}) + 0,846(1/\sqrt{3}) + 0,874(1/\sqrt{3}) + 0,902(1/\sqrt{3}) + 0,930(1/\sqrt{3}) + 0,958(1/\sqrt{3}) + 0,986(1/\sqrt{3}) + 1,014(1/\sqrt{3}) + 1,042(1/\sqrt{3}) + 1,070(1/\sqrt{3}) + 1,098(1/\sqrt{3}) + 1,126(1/\sqrt{3}) + 1,154(1/\sqrt{3}) + 1,182(1/\sqrt{3}) + 1,210(1/\sqrt{3}) + 1,238(1/\sqrt{3}) + 1,266(1/\sqrt{3}) + 1,294(1/\sqrt{3}) + 1,322(1/\sqrt{3}) + 1,350(1/\sqrt{3}) + 1,378(1/\sqrt{3}) + 1,406(1/\sqrt{3}) + 1,434(1/\sqrt{3}) + 1,462(1/\sqrt{3}) + 1,490(1/\sqrt{3}) + 1,518(1/\sqrt{3}) + 1,546(1/\sqrt{3}) + 1,574(1/\sqrt{3}) + 1,602(1/\sqrt{3}) + 1,630(1/\sqrt{3}) + 1,658(1/\sqrt{3}) + 1,686(1/\sqrt{3}) + 1,714(1/\sqrt{3}) + 1,742(1/\sqrt{3}) + 1,770(1/\sqrt{3}) + 1,798(1/\sqrt{3}) + 1,826(1/\sqrt{3}) + 1,854(1/\sqrt{3}) + 1,882(1/\sqrt{3}) + 1,910(1/\sqrt{3}) + 1,938(1/\sqrt{3}) + 1,966(1/\sqrt{3}) + 1,994(1/\sqrt{3}) + 2,022(1/\sqrt{3}) + 2,050(1/\sqrt{3}) + 2,078(1/\sqrt{3}) + 2,106(1/\sqrt{3}) + 2,134(1/\sqrt{3}) + 2,162(1/\sqrt{3}) + 2,190(1/\sqrt{3}) + 2,218(1/\sqrt{3}) + 2,246(1/\sqrt{3}) + 2,274(1/\sqrt{3}) + 2,302(1/\sqrt{3}) + 2,330(1/\sqrt{3}) + 2,358(1/\sqrt{3}) + 2,386(1/\sqrt{3}) + 2,414(1/\sqrt{3}) + 2,442(1/\sqrt{3}) + 2,470(1/\sqrt{3}) + 2,498(1/\sqrt{3}) + 2,526(1/\sqrt{3}) + 2,554(1/\sqrt{3}) + 2,582(1/\sqrt{3}) + 2,610(1/\sqrt{3}) + 2,638(1/\sqrt{3}) + 2,666(1/\sqrt{3}) + 2,694(1/\sqrt{3}) + 2,722(1/\sqrt{3}) + 2,750(1/\sqrt{3}) + 2,778(1/\sqrt{3}) + 2,806(1/\sqrt{3}) + 2,834(1/\sqrt{3}) + 2,862(1/\sqrt{3}) + 2,890(1/\sqrt{3}) + 2,918(1/\sqrt{3}) + 2,946(1/\sqrt{3}) + 2,974(1/\sqrt{3}) + 3,002(1/\sqrt{3}) + 3,030(1/\sqrt{3}) + 3,058(1/\sqrt{3}) + 3,086(1/\sqrt{3}) + 3,114(1/\sqrt{3}) + 3,142(1/\sqrt{3}) + 3,170(1/\sqrt{3}) + 3,198(1/\sqrt{3}) + 3,226(1/\sqrt{3}) + 3,254(1/\sqrt{3}) + 3,282(1/\sqrt{3}) + 3,310(1/\sqrt{3}) + 3,338(1/\sqrt{3}) + 3,366(1/\sqrt{3}) + 3,394(1/\sqrt{3}) + 3,422(1/\sqrt{3}) + 3,450(1/\sqrt{3}) + 3,478(1/\sqrt{3}) + 3,506(1/\sqrt{3}) + 3,534(1/\sqrt{3}) + 3,562(1/\sqrt{3}) + 3,590(1/\sqrt{3}) + 3,618(1/\sqrt{3}) + 3,646(1/\sqrt{3}) + 3,674(1/\sqrt{3}) + 3,702(1/\sqrt{3}) + 3,730(1/\sqrt{3}) + 3,758(1/\sqrt{3}) + 3,786(1/\sqrt{3}) + 3,814(1/\sqrt{3}) + 3,842(1/\sqrt{3}) + 3,870(1/\sqrt{3}) + 3,898(1/\sqrt{3}) + 3,926(1/\sqrt{3}) + 3,954(1/\sqrt{3}) + 3,982(1/\sqrt{3}) + 4,010(1/\sqrt{3}) + 4,038(1/\sqrt{3}) + 4,066(1/\sqrt{3}) + 4,094(1/\sqrt{3}) + 4,122(1/\sqrt{3}) + 4,150(1/\sqrt{3}) + 4,178(1/\sqrt{3}) + 4,206(1/\sqrt{3}) + 4,234(1/\sqrt{3}) + 4,262(1/\sqrt{3}) + 4,290(1/\sqrt{3}) + 4,318(1/\sqrt{3}) + 4,346(1/\sqrt{3}) + 4,374(1/\sqrt{3}) + 4,402(1/\sqrt{3}) + 4,430(1/\sqrt{3}) + 4,458(1/\sqrt{3}) + 4,486(1/\sqrt{3}) + 4,514(1/\sqrt{3}) + 4,542(1/\sqrt{3}) + 4,570(1/\sqrt{3}) + 4,598(1/\sqrt{3}) + 4,626(1/\sqrt{3}) + 4,654(1/\sqrt{3}) + 4,682(1/\sqrt{3}) + 4,710(1/\sqrt{3}) + 4,738(1/\sqrt{3}) + 4,766(1/\sqrt{3}) + 4,794(1/\sqrt{3}) + 4,822(1/\sqrt{3}) + 4,850(1/\sqrt{3}) + 4,878(1/\sqrt{3}) + 4,906(1/\sqrt{3}) + 4,934(1/\sqrt{3}) + 4,962(1/\sqrt{3}) + 4,990(1/\sqrt{3}) + 5,018(1/\sqrt{3}) + 5,046(1/\sqrt{3}) + 5,074(1/\sqrt{3}) + 5,102(1/\sqrt{3}) + 5,130(1/\sqrt{3}) + 5,158(1/\sqrt{3}) + 5,186(1/\sqrt{3}) + 5,214(1/\sqrt{3}) + 5,242(1/\sqrt{3}) + 5,270(1/\sqrt{3}) + 5,298(1/\sqrt{3}) + 5,326(1/\sqrt{3}) + 5,354(1/\sqrt{3}) + 5,382(1/\sqrt{3}) + 5,410(1/\sqrt{3}) + 5,438(1/\sqrt{3}) + 5,466(1/\sqrt{3}) + 5,494(1/\sqrt{3}) + 5,522(1/\sqrt{3}) + 5,550(1/\sqrt{3}) + 5,578(1/\sqrt{3}) + 5,606(1/\sqrt{3}) + 5,634(1/\sqrt{3}) + 5,662(1/\sqrt{3}) + 5,690(1/\sqrt{3}) + 5,718(1/\sqrt{3}) + 5,746(1/\sqrt{3}) + 5,774(1/\sqrt{3}) + 5,802(1/\sqrt{3}) + 5,830(1/\sqrt{3}) + 5,858(1/\sqrt{3}) + 5,886(1/\sqrt{3}) + 5,914(1/\sqrt{3}) + 5,942(1/\sqrt{3}) + 5,970(1/\sqrt{3}) + 6,000(1/\sqrt{3})$

NOTES

1. Refer to 146-1-2, 1.7.2 and 1.8.1.4.

2. Refer to transformer primary.

3. Refer to transformer secondary.

4. $\alpha = \arccos \left(\frac{0,707(1/\sqrt{2})}{1-\alpha} \right)$; $\alpha > \pi$; $0,334(1/2\sqrt{2})$; $\cos \alpha = 1 - X \times 1/\sqrt{2} \times U_{r0}$

1.6.1.2 Répartition de la tension entre valves montées en série

Une répartition inégale de la tension peut être causée par des différences de caractéristiques de conduction inverse et de fonctionnement à l'état bloqué, par des différences dans l'instant d'amorçage entre thyristors et par des différences de charge de recouvrement.

1.6.2 Montages en parallèle ou en série de blocs et d'équipements

1.6.2.1 Montage en parallèle

a) Unités fonctionnelles sans moyen de réglage

Dans le cas d'équipements prévus pour fonctionner en parallèle, il convient qu'aucune des unités fonctionnant en parallèle ne dépasse ses valeurs assignées lors de la marche à pleine charge assignée.

Si l'équipement doit fonctionner en parallèle avec d'autres sources ayant des caractéristiques différentes, il convient que les exigences de répartition de charge figurent à la spécification particulière.

b) Unités fonctionnelles pourvues de moyens de réglage

Pour de tels équipements, s'ils sont prévus pour un couplage en parallèle, il convient que les limites de déséquilibre soient précisées dans la spécification particulière.

1.6.2.2 Montage en série

Lorsque les blocs ou équipements sont prévus pour fonctionner en série, il y a lieu de prendre des précautions pour assurer le fonctionnement de chaque unité dans les limites de ses tensions assignées, même dans le cas où le côté alternatif est déconnecté et que le côté continu reste raccordé à une charge active.

Dans le cas de montage en série, la tension par rapport à la terre peut être beaucoup plus élevée que la tension entre bornes. Dans ce cas, il y a lieu que l'isolation soit prévue et essayée en conséquence.

1.7 Facteur de puissance

1.7.1 Généralités

Pour les convertisseurs ayant un indice de pulsation égal ou supérieur à 6, le facteur de puissance total est d'un intérêt limité en pratique. La valeur utile pour les applications normales est le facteur de déphasage $\cos \varphi_1$ de l'onde fondamentale.

Le facteur de déphasage $\cos \varphi_1$ se rapporte au côté réseau du transformateur de convertisseur.

Pour cette raison, si une valeur doit être garantie, elle devrait être égale, sauf spécification particulière, à la valeur du facteur de déphasage calculée dans l'hypothèse de tensions à la fois sinusoïdales et équilibrées.

1.6.1.2 Voltage division for series connected valve devices

Unequal voltage distribution may be caused by differences in reverse and off-state characteristics, differences in the turn-on instant for thyristors and differences in recovery charge.

1.6.2 Parallel or series connection of assemblies and equipment units

1.6.2.1 Parallel connection

a) Units not provided with means for voltage adjustment

In the case of equipment units designed for parallel connection, none of the parallel connected units should exceed its rating when operating at total rated output.

If the equipment is required to operate in parallel with other sources having dissimilar characteristics, the requirements for load-sharing should be specified separately.

b) Units provided with means for output voltage adjustment

For such equipment, when required to operate in parallel the requirements for load sharing should be specified separately.

1.6.2.2 Series connection

When assemblies or equipment units are designed for series connection, precaution should be taken to ensure that each unit operates within its limits of rated voltages, even if the a.c. side is disconnected and the d.c. side is still connected to an active load.

In the case of series connection, the voltage to ground may be considerably higher than the voltage between the terminals. In this case, the insulation should be designed and tested accordingly.

1.7 Power factor

1.7.1 General

For convertors with a pulse number of 6 or more, the total power factor is of limited interest. The value which is useful for normal purposes is the displacement factor $\cos \varphi_1$ of the fundamental wave.

The displacement factor $\cos \varphi_1$ is referred to the line side of the convertor transformer.

For this reason, if a guarantee is required, it should, unless otherwise specified, refer to the displacement factor calculated under the assumption of both symmetrical and sinusoidal voltage.

Il convient de déterminer le facteur de déphasage des convertisseurs homogènes triphasés à thyristors par le calcul d'après les mesures de réactance des constituants de l'équipement, suivant 1.7.4.

Pour les équipements monophasés de puissance assignée supérieure à 300 kW, pour les équipements triphasés non homogènes et pour les équipements de type série décalé, la méthode de détermination du facteur de déplacement est à préciser en spécification particulière.

Lorsqu'un équipement fonctionne en redresseur, il absorbe de la puissance active et de la puissance réactive du réseau à c.a.

Lorsqu'un convertisseur fonctionne en onduleur, il fournit de la puissance active au réseau, mais absorbe toujours de la puissance réactive.

NOTE - Pour nombre d'applications, par exemple de petits équipements à modulation de largeur d'impulsion (PWM), avec inductance c.c. faible ou nulle, l'ondulation influe beaucoup sur le facteur de puissance.

1.7.2 Symboles utilisés dans la détermination du facteur de déphasage

$\cos \varphi_{1N}$	facteur de déphasage au courant continu assigné, avec angle de retard (de commande) nul
$\cos \varphi_{1\alpha N}$	facteur de déphasage au courant continu assigné, avec angle de retard (de commande) α
d_{rN}	$= d_{rtN} + d_{rbN}$, variation résistive totale de tension continue à la charge assignée, rapportée à U_{di}
d_{xN}	$= d_{xtN} + d_{xbN}$, variation inductive totale de tension continue à la charge assignée rapportée à U_{di}
d_{rbN}, d_{xbN}	variation résistive (resp. inductive) de tension continue due à d'autres éléments du convertisseur, par exemple réactances d'anode réactance de ligne ou de transformateur, s'il en existe, au courant continu assigné, rapportée à U_{di}
d_{rtN}, d_{xtN}	variation résistive (resp. inductive) de tension continue due au transformateur du convertisseur, au courant continu assigné, rapportée à U_{di}
d_{LN}	variation inductive de tension continue due à l'impédance du réseau, au courant assigné I_{dN} , rapportée à U_{di} , la tension d'alimentation en amont étant maintenue à la valeur efficace assignée
E_{dN}	f.c.é.m. du moteur à c.c. à vitesse d'arbre et flux assignés
f_{1N}	fréquence de ligne assignée
I_{dN}	courant continu assigné
p	indice de pulsation
P_{LN}	$= U_{dN} \times I_{dN} + P_{rN}$, puissance active à la charge assignée côté ligne

The displacement factor for three-phase uniform thyristor connections should be determined by calculation from the measured reactances in accordance with 1.7.4.

For single-phase equipment exceeding 300 kW rated output, for equipment with non-uniform three-phase connections and for convertors with sequence control, the method of determining the displacement factor is to be specified separately.

When a convertor is operating in the rectifier mode, it is consuming active and reactive power from the a.c. system.

When a convertor is operating in the inverter mode, it is delivering active power into the a.c. system but still consuming reactive power from it.

NOTE - For many applications, i.e. small PWM (Pulse width modulated) drives with small or no d.c. reactor, the ripple influences very much the total power factor.

1.7.2 Symbols used in the determination of displacement factor

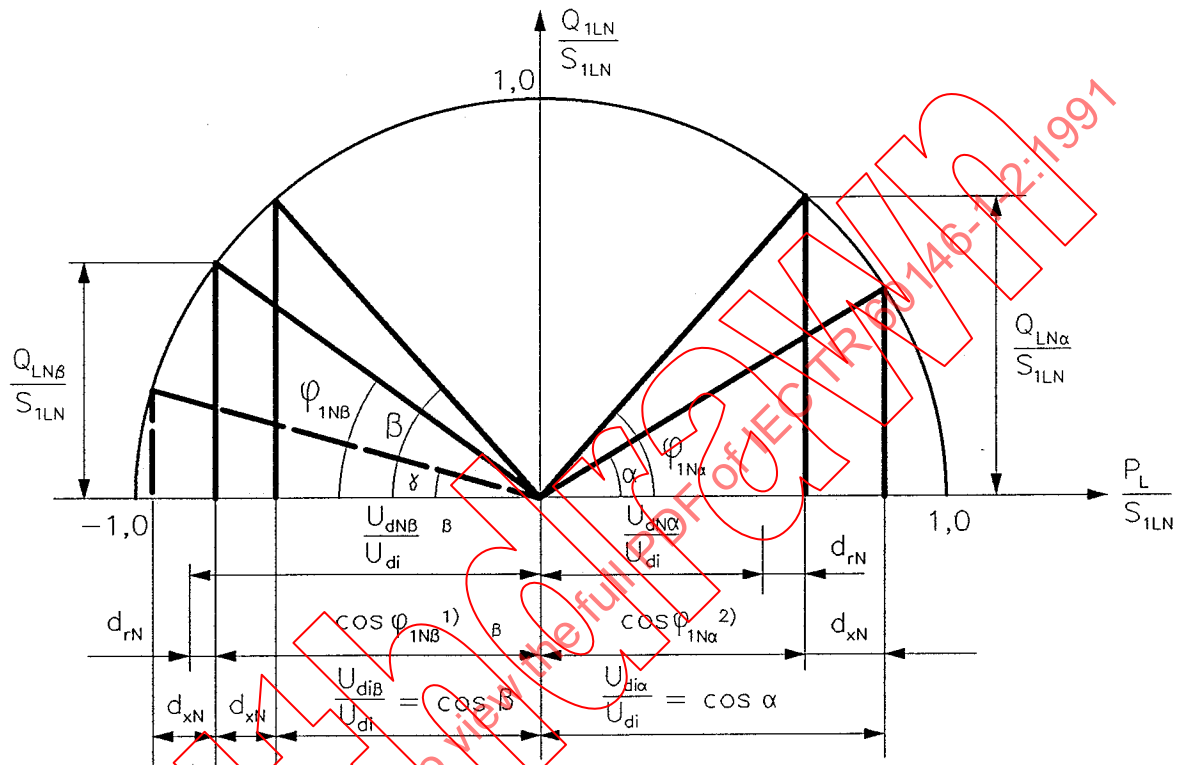
$\cos \varphi_{1N}$	displacement factor at rated direct current for zero delay angle
$\cos \varphi_{1\alpha N}$	displacement factor at rated direct current, for delay angle α
d_{rN}	$= d_{rtN} + d_{rbN}$, total resistive direct voltage regulation at rated load in per unit of U_{di}
d_{xN}	$= d_{xtN} + d_{xbN}$, total inductive direct voltage regulation at rated load in per unit of U_{di}
d_{rbN}, d_{xbN}	resistive (resp. inductive), direct voltage regulation due to other parts of the convertor, for example anode reactors, line side reactors and transformers etc., if any, at rated current, in per unit of U_{di}
d_{rtN}, d_{xtN}	resistive (resp. inductive), direct voltage regulation due to the convertor transformer at rated direct current, in per unit of U_{di}
d_{LN}	additional direct voltage regulation due to a.c. system impedance, expressed in per unit of U_{di} , at rated direct current I_{dN} , when the r.m.s. voltage on line side terminals is kept constant
E_{dN}	d.c. motor counter e.m.f. at rated shaft speed and rated flux
f_{1N}	rated line frequency
I_{dN}	rated direct current
p	pulse number
P_{LN}	$= U_{dN} \times I_{dN} + P_{rN}$, active power on line side at rated load

P_{rN}	pertes Joule du circuit résistant à la charge assignée
Q_{1LN}	puissance réactive côté ligne à la charge assignée, basée sur I_{1LN}
R_a	résistance du circuit d'induit
R_C	résistance du réseau d'alimentation
R_{SC}	rapport de court-circuit
S_{1LN}	$= U_{di} \times I_{dN} = U_{LN} \times I_{1LN} \times \sqrt{3}$ = puissance apparente côté réseau à la charge assignée, correspondant à la composante fondamentale I_{1LN} du courant de ligne
S_C	puissance de court-circuit de la source d'alimentation
S_{tN}	puissance apparente assignée du transformateur
u	angle d'empiétement (angle de commutation)
U_{di}	tension continue fictive à vide
U_{dN}	tension continue assignée
U_{drN}	variation résistive de tension continue à la charge assignée
U_{dpN}	tension continue fictive interne pour la charge assignée, y compris la variation résistive totale de tension continue
X_C	réactance du réseau d'alimentation
α	angle de retard de réglage de phase en mode redresseur
β	angle d'avance de réglage de phase en mode onduleur
γ	angle d'extinction de commutation en mode onduleur
φ_{1N}	angle de déphasage (de l'onde fondamentale) du courant de ligne (en négligeant le courant magnétisant du transformateur) pour le courant continu assigné
α	suffixe pour le mode redresseur avec l'angle de retard α
β	suffixe pour le mode onduleur avec l'angle d'avance β

P_{rN}	power losses in circuit resistance at rated load
Q_{1LN}	reactive power on line side at rated load, related to I_{1LN}
R_a	motor armature circuit resistance
R_C	system resistance of the supply source
R_{SC}	short-circuit ratio
S_{1LN}	$= U_{di} \times I_{dN} = U_{LN} \times I_{1LN} \times \sqrt{3} =$ apparent power on line side at rated load, based on the fundamental wave I_{1LN} of the line current
S_C	short-circuit power of the supply source
S_{tN}	transformer rated apparent power
u	overlap angle
U_{di}	ideal no-load direct voltage
U_{dN}	rated direct voltage
U_{drN}	resistive direct voltage regulation, at rated load
U_{dpN}	ideal internal direct voltage at rated load including the total resistive direct voltage regulation
X_C	system reactance of the supply source
α	angle of delay of phase control in rectifier operation
β	angle of advance of phase control in inverter operation
γ	extinction angle of commutation for inverter operation
φ_{1N}	displacement angle (of fundamental wave) of the line current at rated direct current (neglecting the transformer magnetizing current)
α	suffix for rectifier operation with the delay angle α
β	suffix for inverter operation with the angle of advance β

1.7.3 Diagramme du cercle pour l'approximation du facteur de déphasage $\cos \varphi_{1N}$ et de la puissance réactive Q_{1LN} pour convertisseur en modes redresseur et onduleur

Le facteur de déphasage approximatif $\cos \varphi_{1N}$ et la puissance réactive approximative Q_{1LN} d'un convertisseur peuvent être estimés par l'emploi du diagramme du cercle donné à la figure 1.



- 1) $\cos \varphi_{1NB} = \frac{U_{dpNB}}{U_{di}} = \frac{P_{1NB}}{S_{1LN}}$
- 2) $\cos \varphi_{1N\alpha} = \frac{U_{dpN\alpha}}{U_{di}} = \frac{P_{1N\alpha}}{S_{1LN}}$

Figure 1 - Diagramme du cercle pour l'approximation du facteur de déphasage

1.7.4 Calcul du facteur de déphasage $\cos \varphi_1$

1.7.4.1 Facteur de déphasage $\cos \varphi_{1N}$, au courant continu assigné, pour un angle de retard nul

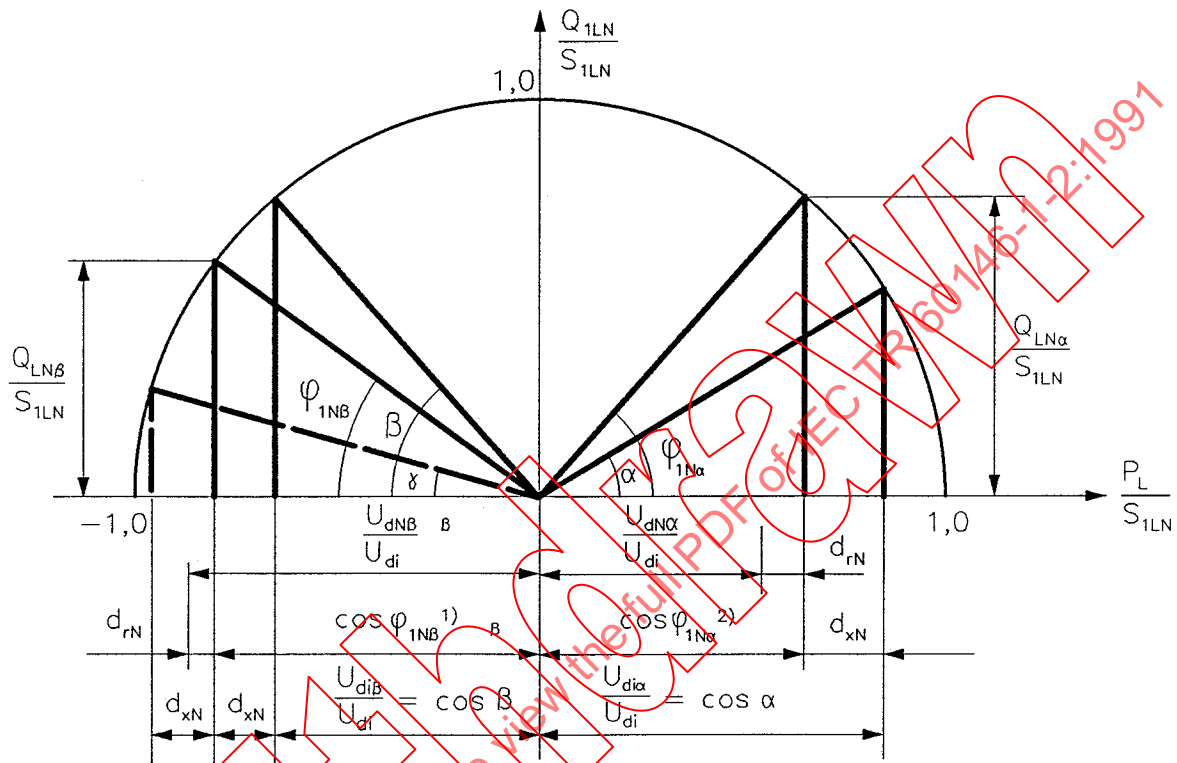
Ce facteur est obtenu pour la valeur appropriée de la réactance de source, à l'aide des figures 2 et 3. Sauf indication contraire, on admet que la valeur efficace de la tension d'alimentation aux bornes du convertisseur est maintenue constante.

La figure 2 est valable pour l'indice de pulsation 6.

La figure 3 est valable pour l'indice de pulsation 12.

1.7.3 Circle diagram for the approximation of the displacement factor $\cos \varphi_{1N}$ and of the reactive power Q_{1LN} for rectifier and inverter operation

The approximate displacement factor $\cos \varphi_{1N}$ and the approximate reactive power Q_{1LN} for a convertor may be estimated by use of the circle diagram given in figure 1.



$$1) \cos \varphi_{1NB} = \frac{U_{dpNB}}{U_{di}} = \frac{P_{1NB}}{S_{1LN}}$$

$$2) \cos \varphi_{1Na} = \frac{U_{dpNa}}{U_{di}} = \frac{P_{1Na}}{S_{1LN}}$$

Figure 1 - Circle diagram for approximation of the displacement factor

1.7.4 Calculation of the displacement factor $\cos \varphi_1$

1.7.4.1 Displacement factor, at rated direct current, for zero delay angle $\cos \varphi_{1N}$

This is obtained, for the appropriate value of a.c. system reactance, from figures 2 and 3, respectively. If not otherwise stated, it is assumed that the r.m.s. value of the line side terminal voltage is kept constant.

Figure 2 is used for 6-pulse connections.

Figure 3 is used for 12-pulse connections.

Les valeurs de α_p indiquées par la figure 3 sont celles du déphasage propre qui apparaît dans un montage à indice de pulsation $p = 12$ pour certaines conditions de fonctionnement, même sans retard d'amorçage. Pour les convertisseurs avec commande de phase, c'est l'angle de retard minimal correspondant aux conditions indiquées de fonctionnement.

1.7.4.2 Facteur de déphasage $\cos \varphi_{1\alpha N}$ au courant continu assigné pour un angle de retard α

S'il y a réglage de phase avec un angle de retard α , la valeur correspondante $\cos \varphi_{1\alpha N}$ peut être calculée par la formule suivante, qui est suffisamment précise en pratique:

$$\cos \varphi_{1\alpha N} = \cos \alpha - (1 - \cos \varphi_{1N})$$

Pour le mode onduleur, le facteur de déphasage peut être obtenu par la formule suivante:

$$\cos \varphi_{1\beta N} = \cos \beta + (1 - \cos \varphi_{1N})$$

Pour le mode onduleur, les abscisses des figures 2 et 3 représentent l'augmentation de tension à la charge assignée en fonction de U_{di} .

Pour les montages hétérogènes, la formule suivante est applicable:

$$\cos \varphi_{1\alpha N} = \cos(\alpha/2) - \frac{1 - \cos \varphi_{1N}}{\cos(\alpha/2)}$$

Pour la commande asymétrique, avec les angles α_1 et α_2 , respectivement, la formule suivante est applicable:

$$\cos \varphi_{1\alpha N} = \cos\left(\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}\right) - \frac{1 - \cos \varphi_{1N}}{\cos\left(\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}\right)}$$

1.7.4.3 Facteur de déphasage à une charge différente de la charge assignée, $\cos \varphi_{1\alpha}$

Si l'on utilise les courbes des figures 2 et 3 pour d'autres valeurs de la charge que la charge assignée, les valeurs réelles de I_d , d_{xt} , d_{xb} doivent être employées pour obtenir la valeur de $\cos \varphi_1$ correspondant au courant continu réel I_d .

C'est-à-dire qu'il y a lieu d'utiliser la valeur:

$$d_{xt} + d_{xb} = (d_{xtN} + d_{xbN}) \times \frac{I_d}{I_{dN}}$$

pour obtenir $\cos \varphi_1$ à partir des figures 2 et 3 respectivement. Soit:

$$\cos \varphi_{1\alpha} = \cos \alpha - (1 - \cos \varphi_1)$$

The values of α_p indicated in figure 3 are those of the inherent delay angle which occurs in a 12-pulse connection in certain operating regions, even where no phase control is applied. For phase controlled convertors, they represent the minimum delay angles that can exist under the indicated conditions.

1.7.4.2 Displacement factor $\cos \varphi_{1\alpha N}$, at rated direct current, for delay angle α

If there is phase control with delay angle α , the corresponding value $\cos \varphi_{1\alpha N}$ may be calculated from the following formula, which is sufficiently accurate for practical purposes:

$$\cos \varphi_{1\alpha N} = \cos \alpha - (1 - \cos \varphi_{1N})$$

For the inverter range, the displacement factor may be obtained from the following formula:

$$\cos \varphi_{1\beta N} = \cos \beta + (1 - \cos \varphi_{1N})$$

For an inverter, the abscissa in figures 2 and 3 represents the inductive direct voltage increase at rated load in per unit of U_{di} .

For non-uniform connections, the following formula is applicable:

$$\cos \varphi_{1\alpha N} = \cos(\alpha/2) - \frac{1 - \cos \varphi_{1N}}{\cos(\alpha/2)}$$

For asymmetrical control, with delay angles α_1 and α_2 , respectively, the following formula is applicable:

$$\cos \varphi_{1\alpha N} = \cos\left(\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}\right) - \frac{1 - \cos \varphi_{1N}}{\cos\left(\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}\right)}$$

1.7.4.3 Displacement factor at loads other than rated load, $\cos \varphi_{1\alpha}$

When using the curves of figures 2 and 3 for other loads than the rated load, the actual values of I_d , d_{xt} , d_{xb} should be used to obtain the $\cos \varphi_1$ for the actual direct current I_d .

That is, the value:

$$d_{xt} + d_{xb} = (d_{xtN} + d_{xbN}) \times \frac{I_d}{I_{dN}}$$

should be used to obtain $\cos \varphi_1$ from figures 2 and 3 respectively. Then:

$$\cos \varphi_{1\alpha} = \cos \alpha - (1 - \cos \varphi_1)$$

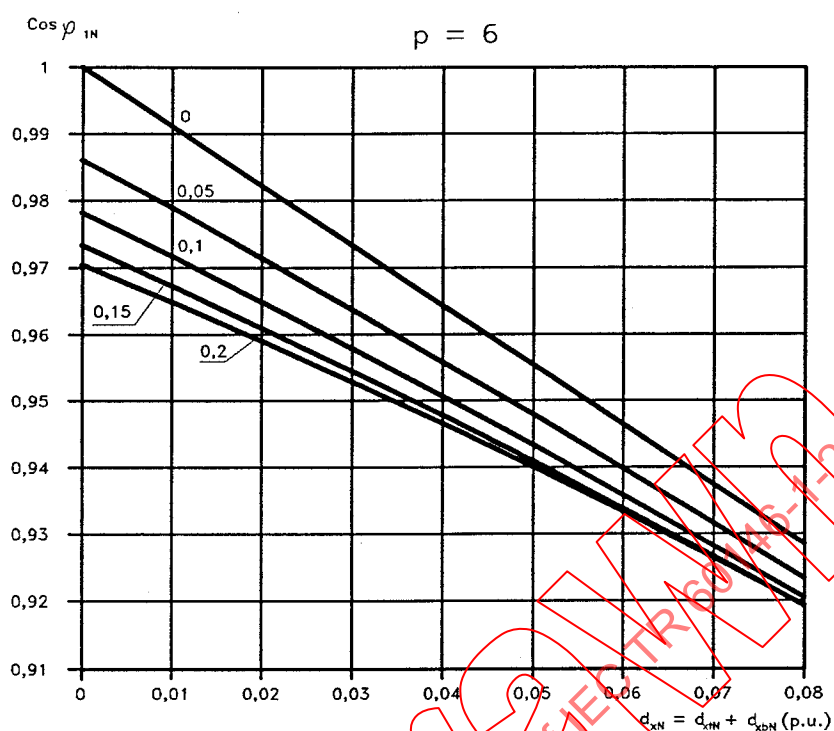


Figure 2 - Facteur de déphasage en fonction de d_{xN} pour $p = 6$

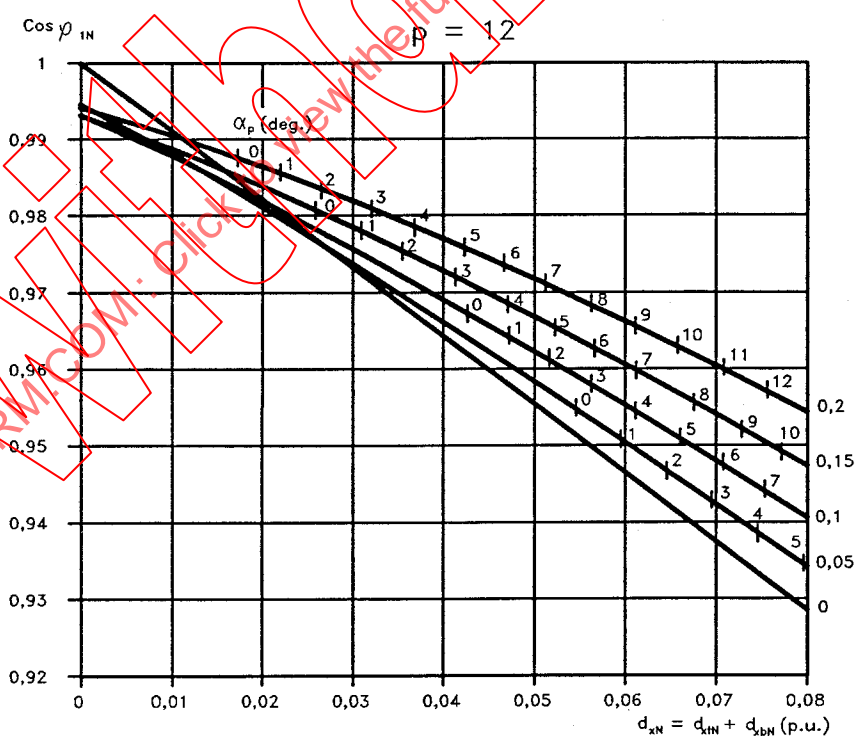
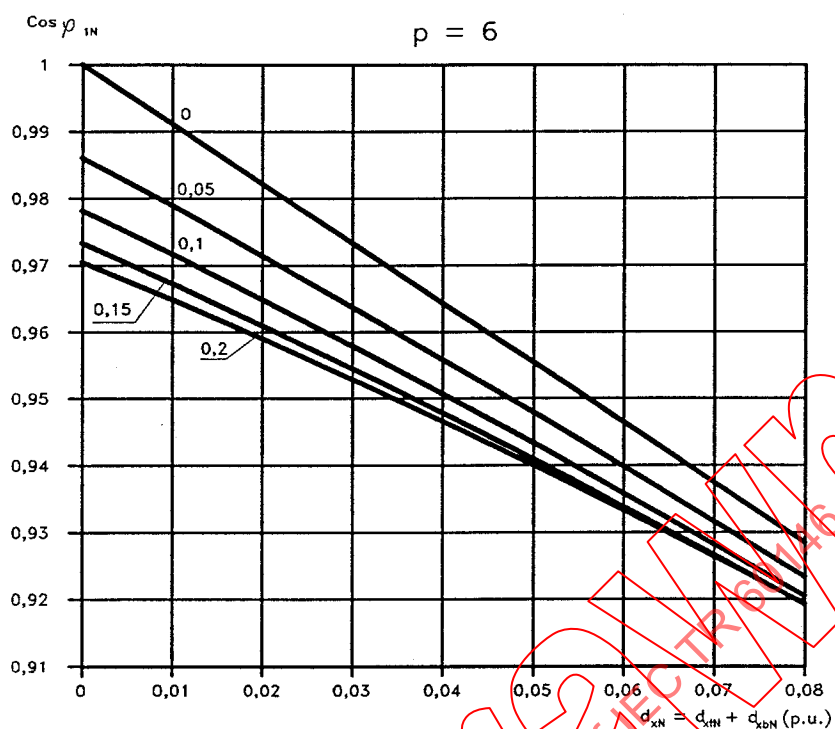
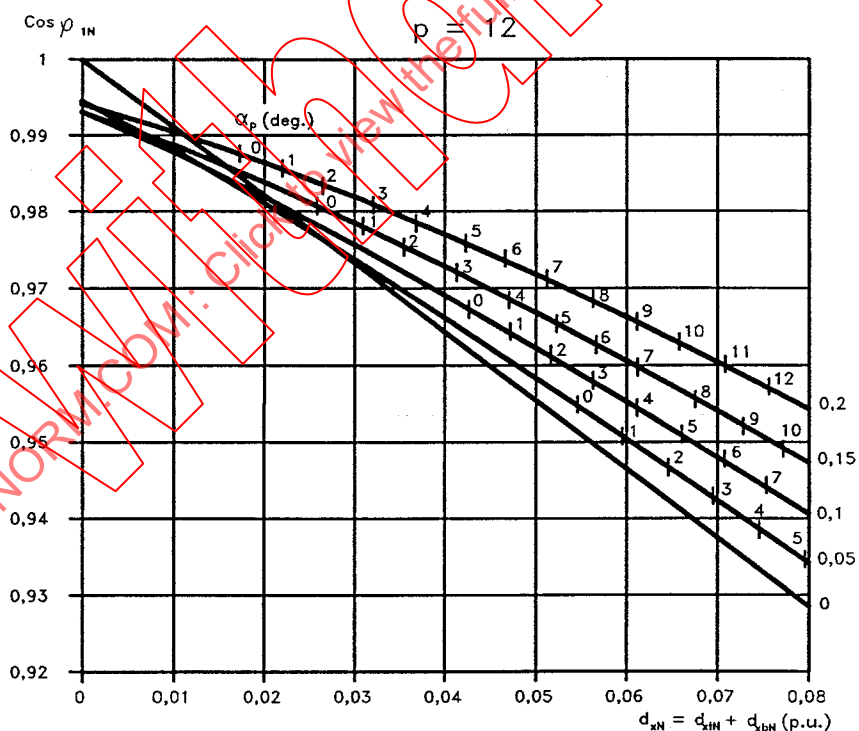


Figure 3 - Facteur de déphasage en fonction de d_{xN} pour $p = 12$

NOTE - Le paramètre des figures 2 et 3 est:

$$\frac{1}{R_{sc}} = \frac{S_{ILN}}{S_c} = \frac{U_{di} \times I_{dN}}{S_c}$$

Figure 2 - Displacement factor as a function of d_{xN} for $p = 6$ Figure 3 - Displacement factor as a function of d_{xN} for $p = 12$

NOTE - The parameter for figures 2 and 3 is:

$$\frac{1}{R_{sc}} = \frac{S_{1LN}}{S_c} = \frac{U_{di} \times I_{dN}}{S_c}$$

1.7.5 Facteur de conversion

Pour les convertisseurs ayant un indice de pulsation $p = 6$ ou plus, le facteur de conversion et le rendement sont presque égaux (voir 146-1-1, 1.5.24).

Le facteur de conversion est donné en plus du rendement, en particulier pour les convertisseurs de petite puissance, pour les convertisseurs avec indice de pulsation inférieur ou égal à 6 si l'utilisateur le demande dans les cas d'applications où la puissance des composantes alternatives de la tension et du courant ne sont pas considérées comme une contribution à la puissance utile.

Il y a lieu que le facteur de conversion soit toujours déterminé par la méthode entrée/sortie pour des conditions de charge spécifiées.

1.8 Variation de tension continue

La variation de tension continue d'un convertisseur unique raccordé à un réseau ne comportant pas de condensateurs de correction de facteur de puissance est principalement due:

- à la variation résistive de tension, c'est-à-dire à la variation de tension correspondant aux pertes dans le convertisseur,
- à la variation inductive de tension due aux commutations. Celles-ci modifient la forme d'onde de la tension aux bornes des blocs convertisseurs et modifient la tension continue qui est constituée à la base par des portions des tensions alternatives.
- à la variation de tension due à la résistance de la ligne et aux courants d'entrée non sinusoïdaux qui modifient également la forme d'onde de la tension alternative aux bornes du convertisseur.

La tension continue fictive à vide U_{di} peut alors être rapportée à la tension de la source infinie; la variation de tension continue englobe l'effet de toutes les impédances en série entre la source infinie et les bornes c.a. du convertisseur.

Cependant, le présent rapport suppose que la valeur efficace de la tension de ligne est constante aux bornes c.a. du convertisseur et non à la source infinie.

Par conséquent, la tension continue fictive à vide U_{di} est rapportée à la tension aux bornes du convertisseur et la variation de tension résulte de deux effets:

- la variation inhérente de tension continue, c'est-à-dire celle du convertisseur lui-même (voir 1.8.1 et 146-1-1, 1.5.28.1);
- la variation additionnelle de tension due à l'influence de l'impédance du réseau c.a. sur la forme d'onde aux bornes du convertisseur (voir 1.8.2).

Lorsqu'il existe des condensateurs de correction de facteur de puissance sur le réseau, le comportement en fréquence modifie la forme d'onde et la variation de tension.

1.7.5 Conversion factor

For convertors with a pulse number of 6 or more, the conversion factor and the power efficiency are almost equal (see IEC 146-1-1, 1.5.24).

The conversion factor should be given in addition to the power efficiency, especially for low power convertors, for convertors with pulse number of 6 or less if specified by the purchaser and in cases of applications where the power of the a.c. components of currents and voltages in the d.c. circuit is considered not to contribute to the useful power.

The conversion factor should always be determined by the input/output method for specified load conditions.

1.8 Direct voltage regulation

The voltage regulation of a single convertor connected to a system that does not include power factor correction capacitors is mainly due to:

- resistive voltage regulation, i.e. the voltage regulation consequential of power dissipation within the convertor;
- inductive voltage regulation due to commutation. Commutation distorts the voltage waveform at the terminals of semiconductor assemblies and change d.c. voltage that is basically made up of samples of the a.c. voltages;
- voltage regulation due to the impedance of the line and non-sinusoidal input currents of the convertor that also distort the voltage waveform at convertor terminals.

The ideal no-load direct voltage U_{di} could then be referred to the voltage of the infinite bus, i.e. voltage regulation should include the effect of all impedances existing between such infinite power source and the a.c. terminals of the convertor.

However this report assumes the r.m.s. line voltage to be constant at the a.c. terminals of the convertor, not at infinite power source.

Thus the ideal no-load direct voltage U_{di} should be referred to convertor terminal voltage and the voltage regulation results from two contributions:

- the inherent direct voltage regulation, i.e. the voltage regulation of the convertor itself (see 1.8.1 and IEC 146-1-1, 1.5.28.1);
- the additional direct voltage regulation due to the influence of a.c. system impedance on the waveform of convertor terminal voltage (see 1.8.2).

When power factor correction capacitors are included in the system the frequency behaviour influences the voltage waveform and the voltage regulation.

1.8.1 *Variation inhérente de tension*

La variation inhérente de tension est donnée par la somme de la variation de tension continue due au transformateur et aux autres parties de l'équipement convertisseur, telles que les réactances, etc., plus la variation, en fonction du courant, de la tension à l'état passant des thyristors et de la tension directe des diodes.

On admet que la tension alternative est constante aux bornes côté réseau du convertisseur.

Il y a lieu que la variation de tension soit rapportée à la tension correspondant à la prise normale du transformateur. Lorsqu'un convertisseur fonctionne en onduleur, la variation de tension s'ajoute à la tension de sortie et produit donc une augmentation de la tension continue.

La variation inhérente de tension est calculée d'après la réactance et les pertes des éléments de l'équipement. La variation de tension peut être déterminée par une mesure directe entrée/sortie dans un essai en charge, au choix du fournisseur.

Pour les équipements monophasés, pour les montages non homogènes et pour les convertisseurs à commande séquentielle, la méthode de détermination de la variation inhérente de tension est à spécifier.

1.8.1.1 *Variation résistive de tension continue due au transformateur principal et au transformateur interphase*

Cette variation est donnée par la formule:

$$U_{\text{drtN}} = \frac{\text{pertes dans les bobinages de transformateur au courant assigné}}{I_{\text{dN}}}$$

1.8.1.2 *Variation résistive de tension continue due à d'autres éléments*

Ces autres éléments sont par exemple des inductances de lissage, des réactances, des transducteurs, des répartiteurs de courant, des diodes, des thyristors, etc.

Cette variation est calculée par la formule:

$$U_{\text{drbN}} = \frac{\text{pertes dans les composants au courant assigné}}{I_{\text{dN}}}$$

1.8.1 *Inherent direct voltage regulation*

The inherent voltage regulation is given by the sum of the direct voltage regulation produced by the transformer and other parts of the converter equipment, such as reactors, etc., plus the change with current of on-state voltage for thyristors and forward voltage for diodes.

It is assumed that the alternating voltage at the line side terminals of the converter is constant.

The voltage regulation should refer to the principal tap of the transformer. When a thyristor converter operates in the inverter range, the voltage regulation is adding to and gives an increase of the direct voltage.

The inherent voltage regulation should be calculated from the reactances and power losses of the components of the equipment. The voltage regulation may be determined by direct measurement in an input/output load test on the equipment if so preferred by the supplier.

For single-phase equipment, for equipment with non-uniform thyristor connections and for converters with sequence control, the method of determining the inherent voltage regulation will be specified.

1.8.1.1 *Resistive direct voltage regulation due to main and interphase transformer*

This regulation is given by the formula:

$$U_{\text{drtN}} = \frac{\text{losses in transformer windings at rated current}}{I_{\text{dN}}}$$

1.8.1.2 *Resistive direct voltage regulation due to other components*

Examples of such components are series-smoothing reactors, line side reactors, transducers, current balancing means, diodes, thyristors etc.

This regulation is calculated from the formula:

$$U_{\text{drbN}} = \frac{\text{losses in the components at rated current}}{I_{\text{dN}}}$$

1.8.1.3 Variation inductive de tension continue due au transformateur de convertisseur

Pour tous les montages, la variation inductive de tension peut être calculée d'après l'essai de mesure de la réactance de commutation du transformateur (voir 146-1-3) avec la formule:

$$U_{dxtn} = d_{xtn} \times U_{di}$$

NOTE - La formule n'est pas valable pour des commutations multiples. Pour les montages énumérés dans le tableau 1, la variation de tension peut aussi être calculée d'après le facteur: d_{xtn}/e_{xN} donné dans le tableau 1 et e_{xN} (voir 1.5.4). Dans ce cas:

$$U_{dxtn} = \left(\frac{d_{xtn}}{e_{xN}} \right) \times e_{xN} \times U_{di}$$

1.8.1.4 Variation inductive de tension continue due aux autres constituants

Par exemple les réactances côté ligne, les réactances de répartition de courant, etc.

Les symboles ci-après sont utilisés dans les formules:

d_{xbLN}	variation inductive de tension continue, à I_{dN} , due aux réactances côté ligne, en fonction de U_{di}
d_{xbvN}	variation inductive de tension continue, à I_{dN} , due aux réactances côté valves, en fonction de U_{di}
U_{dxbLN}	variation inductive de tension continue correspondant à d_{xbLN}
U_{dxbvN}	variation inductive de tension continue correspondant à d_{xbvN}
X_{bL}	réactance par phase côté ligne, des inductances, transformateur, etc.
X_{bv}	réactance par phase côté valves, des inductances, transformateur, etc.
I_{bN}	courant efficace dans les réactances correspondant à I_{dN} , calculé sur la base d'une forme d'onde rectangulaire
I_{dN}	courant continu assigné
U_{bN}	tension efficace entre phases aux bornes côté ligne des réactances, etc.
g	nombre de groupes commutants se partageant le courant I_{dN}
p	indice de pulsation
q	indice de commutation
s	nombre de groupes commutants en série
δ	nombre de groupes commutant simultanément par réactance

1.8.1.3 Inductive direct voltage regulation due to the convertor transformer

For all connections, the inductive voltage regulation can be calculated from the transformer commutating reactance test (see IEC 146-1-3) using the formula:

$$U_{dxN} = d_{xN} \times U_{di}$$

NOTE - The formula is not valid for multiple commutation. For connections listed in table 1, the voltage regulation can also be calculated from the factor: d_{xN}/e_{xN} given in table 1 and e_{xN} (see 1.5.4). In such case:

$$U_{dxN} = \left(\frac{d_{xN}}{e_{xN}} \right) \times e_{xN} \times U_{di}$$

1.8.1.4 Inductive direct voltage regulation due to other components

For example line side reactors, current balancing reactors, etc.

The following symbols are used in the calculation formulae:

d_{xbLN}	inductive direct voltage regulation at I_{dN} due to line side reactors in per unit of U_{di}
d_{xbvN}	inductive direct voltage regulation at I_{dN} due to valve side reactors in per unit of U_{di}
U_{dxbLN}	inductive direct voltage regulation, corresponding to d_{xbLN}
U_{dxbvN}	inductive direct voltage regulation, corresponding to d_{xbvN}
X_{bL}	reactance per phase on line side of reactor, transformer etc.
X_{bv}	reactance per phase on valve side of reactor, transformer etc.
I_{bN}	r.m.s. current in reactor, corresponding to I_{dN} , calculated on the basis of rectangular current waveform
I_{dN}	rated direct current
U_{bN}	rated phase-to-phase voltage at the line side terminals of the reactor etc.
g	number of commutating groups between which I_{dN} is divided
p	pulse number
q	commutation number
s	number of commutating groups in series
δ	number of commutating groups commutating simultaneously per reactor

a) Pour les réactances, transformateurs, etc., côté réseau:

En triphasé:

$$d_{xbLN} = \frac{\sqrt{3} \times I_{bN} \times X_{bL}}{U_{bN}} \sin\left(\frac{\pi}{\rho}\right) \quad \text{et} \quad U_{dxbLN} = \frac{\sqrt{3} \times I_{bN} \times U_{di} \times X_{bL}}{U_{bN}} \sin\left(\frac{\pi}{\rho}\right)$$

En monophasé:

$$d_{xbLN} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{bN} \times X_{bL}}{U_{bN}} \quad \text{et} \quad U_{dxbLN} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{bN} \times X_{bL} \times U_{di}}{U_{bN}}$$

b) Pour les réactances côté valves:

$$d_{xbvN} = \frac{\delta \times q \times s}{2 \times \pi \times g} \times \frac{I_{bN} \times X_{bv}}{U_{di}} \quad \text{et} \quad U_{dxbvN} = \frac{\delta \times q \times s}{2 \times \pi \times g} \times I_{bN} \times X_{bv}$$

La variation inductive de tension continue due aux autres composants est:

$$U_{dxbN} = U_{dxbLN} + U_{dxbvN}$$

1.8.1.5 Variation inhérente de tension continue du convertisseur

La variation de tension continue pour le courant assigné due au transformateur principal et au transformateur interphase (s'il y a lieu), est donnée par:

$$U_{dtN} = U_{drtN} + U_{dxtN}$$

La variation de tension continue pour le courant assigné due aux autres constituants du convertisseur est donnée par:

$$U_{dbN} = U_{drbN} + U_{dxbN}$$

La variation totale de tension continue au courant assigné est donnée par:

$$U_{dtN} + U_{dbN} = U_{drtN} + U_{dxtN} + U_{drbN} + U_{dxbN}$$

1.8.2 Variation de tension continue due à l'impédance du réseau c.a.

1.8.2.1 Influence de l'impédance du réseau c.a. sur la variation de tension continue du convertisseur

Même si la tension efficace aux bornes du convertisseur est maintenue constante, l'impédance du réseau c.a. provoque une variation additionnelle de tension continue aux bornes c.c. du convertisseur.

Ceci est une conséquence du changement dans la forme d'onde aux bornes du convertisseur du fait de la forme non sinusoïdale des courants absorbés par le convertisseur, qui influence la variation de tension.

a) For reactors, transformers etc., on the line side:

For three-phase systems:

$$d_{xbLN} = \frac{\sqrt{3} \times I_{bN} \times X_{bL}}{U_{bN}} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \quad \text{and} \quad U_{dxbLN} = \frac{\sqrt{3} \times I_{bN} \times U_{di} \times X_{bL}}{U_{bN}} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)$$

For single-phase systems:

$$d_{xbLN} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{bN} \times X_{bL}}{U_{bN}} \quad \text{and} \quad U_{dxbLN} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{bN} \times X_{bL} \times U_{di}}{U_{bN}}$$

b) For valve side reactors:

$$d_{xbvN} = \frac{\delta \times q \times s}{2 \times \pi \times g} \times \frac{I_{bN} \times X_{bv}}{U_{di}} \quad \text{and} \quad U_{dxbvN} = \frac{\delta \times q \times s}{2 \times \pi \times g} \times \frac{I_{bN} \times X_{bv}}{U_{di}}$$

The inductive direct voltage regulation due to other components is:

$$U_{dxbN} = U_{dxbLN} + U_{dxbvN}$$

1.8.1.5 Inherent direct voltage regulation of the convertor

The direct voltage regulation at rated direct current due to main and interphase transformers (if any), is given by:

$$U_{dtN} = U_{drtN} + U_{dxtN}$$

The direct voltage regulation at rated direct current due to other components of the convertor, is given by:

$$U_{dbN} = U_{drbN} + U_{dxbN}$$

The inherent direct voltage regulation at rated direct current, is given by:

$$U_{dtN} + U_{dbN} = U_{drtN} + U_{dxtN} + U_{drbN} + U_{dxbN}$$

1.8.2 Direct voltage regulation due to a.c. system impedance

1.8.2.1 Influence of a.c. system impedance on d.c. voltage regulation of the convertor

Even if the convertor terminal voltage r.m.s. value is maintained constant, the a.c. system impedance causes an additional voltage regulation to appear on the d.c. terminals of the convertor.

This is a consequence of changes in waveform of convertor terminal voltages, due to non-sinusoidal currents drawn by the convertor, that influence the voltage regulation.

Cette influence dépend de l'indice de pulsation et du rapport (R_{SC}) de la puissance de court-circuit du réseau à la puissance apparente fondamentale du convertisseur.

1.8.2.2 Calcul de la variation additionnelle de tension U_{dLN} due à l'impédance du réseau c.a.

La figure 4 donne la variation additionnelle de tension d_{LN} en fonction de U_{di} , pour le courant continu assigné, due à l'impédance du réseau c.a. La variation correspondante de tension U_{dLN} est:

$$U_{dLN} = d_{LN} \times U_{di}$$

Sauf indication contraire on admet que la valeur efficace de la tension aux bornes côté ligne du convertisseur est maintenue constante.

En utilisant les courbes de la figure 4 pour d'autres valeurs de la charge que la charge assignée, les valeurs réelles de I_d , d_{xt} et d_{xb} doivent être prises pour obtenir la variation réelle de tension d_L , d'où la variation réelle de tension U_{dL} .

On prendra donc:

$$d_{xt} + d_{xb} = (d_{xtN} + d_{xbN}) \times \frac{I_d}{I_{dN}}$$

pour utiliser le diagramme de la figure 4.

1.8.2.3 Mesure de la variation additionnelle de tension due à l'impédance du réseau

Un voltmètre branché côté continu d'un convertisseur n'indique pas la variation inhérente de tension continue (voir 1.8.1), mais une valeur différente.

L'influence de l'impédance du réseau c.a. ne peut pas être mesurée directement au moyen d'un voltmètre indiquant la valeur efficace de la tension alternative lorsque le convertisseur est mis en charge.

La variation additionnelle de tension continue due à l'impédance du réseau peut être mesurée avec une approximation suffisante au moyen d'un circuit de mesure constitué par un redresseur auxiliaire raccordé aux bornes côté ligne du convertisseur, à travers un transformateur si nécessaire.

Ce redresseur auxiliaire doit avoir le même indice de commutation et le même indice de pulsation que le convertisseur et l'ondulation de sa tension continue doit avoir le même déphasage que l'ondulation du convertisseur par rapport à la tension alternative.

La variation relative de la tension de sortie du redresseur auxiliaire lors d'une variation de charge du convertisseur représente la variation relative de la tension continue du convertisseur due à l'impédance du réseau.

This influence depends on the pulse number and the ratio (R_{SC}) of the system short-circuit power to the fundamental apparent power of the convertor.

1.8.2.2 Calculation of the additional direct voltage regulation U_{dLN} due to a.c. system impedance

Figure 4 gives the additional direct voltage regulation d_{LN} in per unit of U_{di} at rated direct current, due to a.c. system impedance. The corresponding voltage regulation U_{dLN} is:

$$U_{dLN} = d_{LN} \times U_{di}$$

If not otherwise stated, it is assumed that the r.m.s. value of the line side terminal voltage of the convertor is kept constant.

When using the curves of figure 4 for other loads than the rated load, the actual values of I_d , d_{xt} and d_{xb} have to be taken to obtain the actual regulation d_L and from this the actual additional regulation U_{dL} .

That is:

$$d_{xt} + d_{xb} = (d_{xtN} + d_{xbN}) \times \frac{I_d}{I_{dN}}$$

should be used to enter the diagram of figure 4.

1.8.2.3 Measurement of the additional direct voltage regulation due to a.c. system impedance

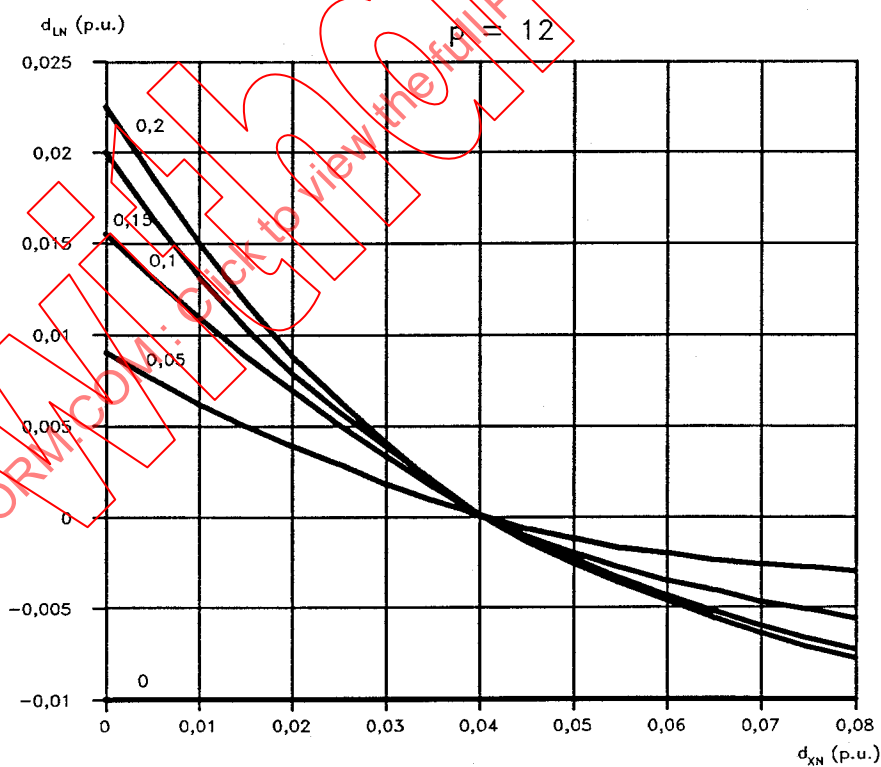
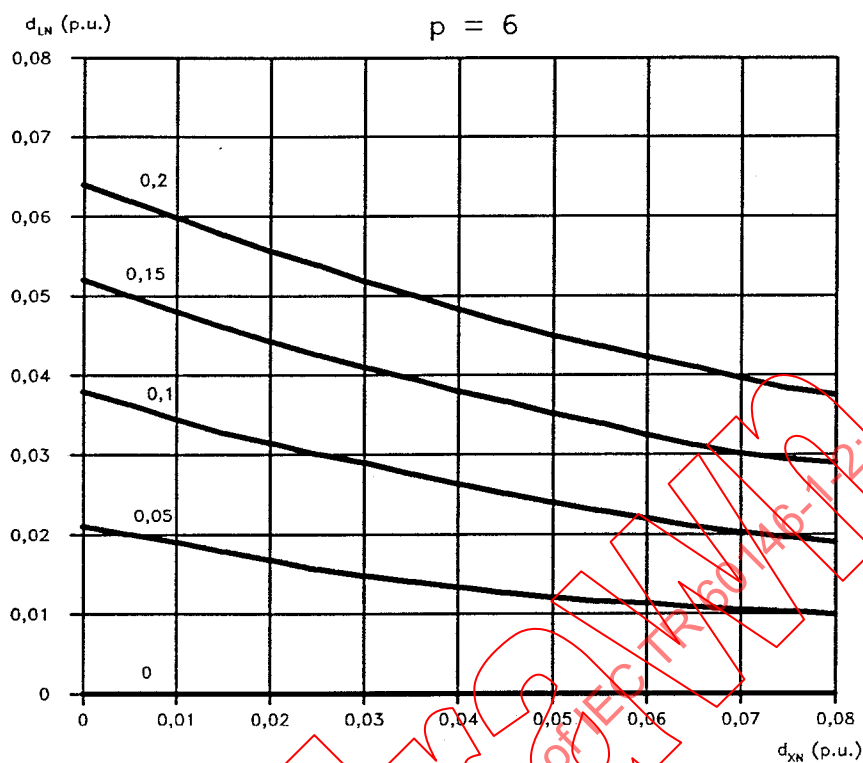
A voltmeter on the d.c. side of the convertor does not indicate the inherent voltage regulation (see 1.8.1) but a larger regulation.

The influence of the a.c. system impedance cannot be measured directly by a voltmeter indicating the r.m.s. value on the a.c. voltage taken when the convertor is on load.

The additional direct voltage regulation due to the a.c. system impedance can be measured with sufficient approximation by an apposite measuring circuit using an auxiliary rectifier connected to the line side terminals of the convertor, through a transformer, if necessary.

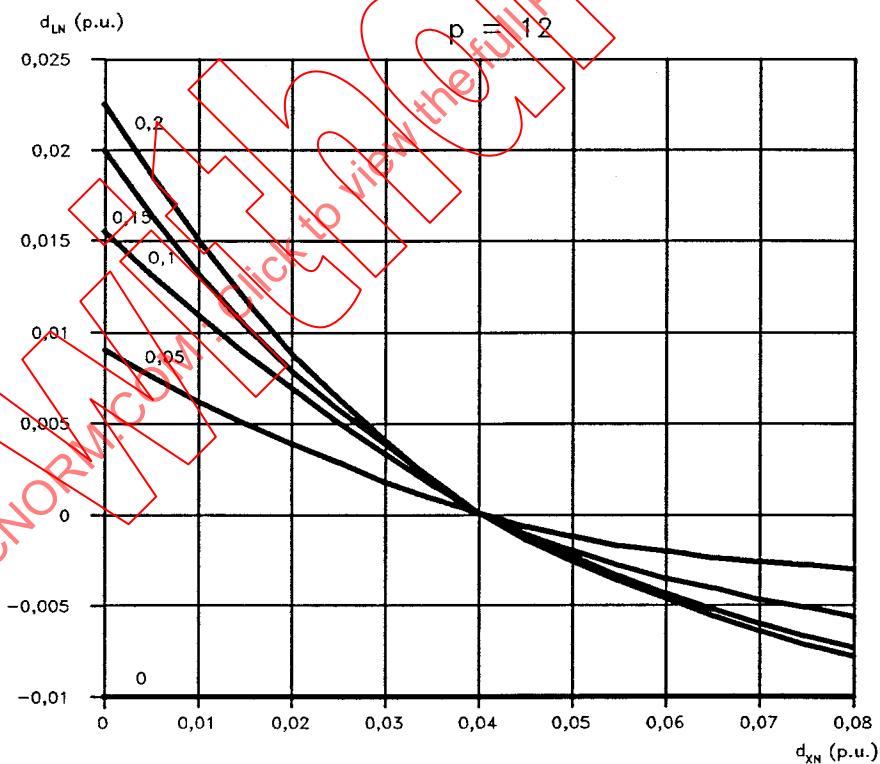
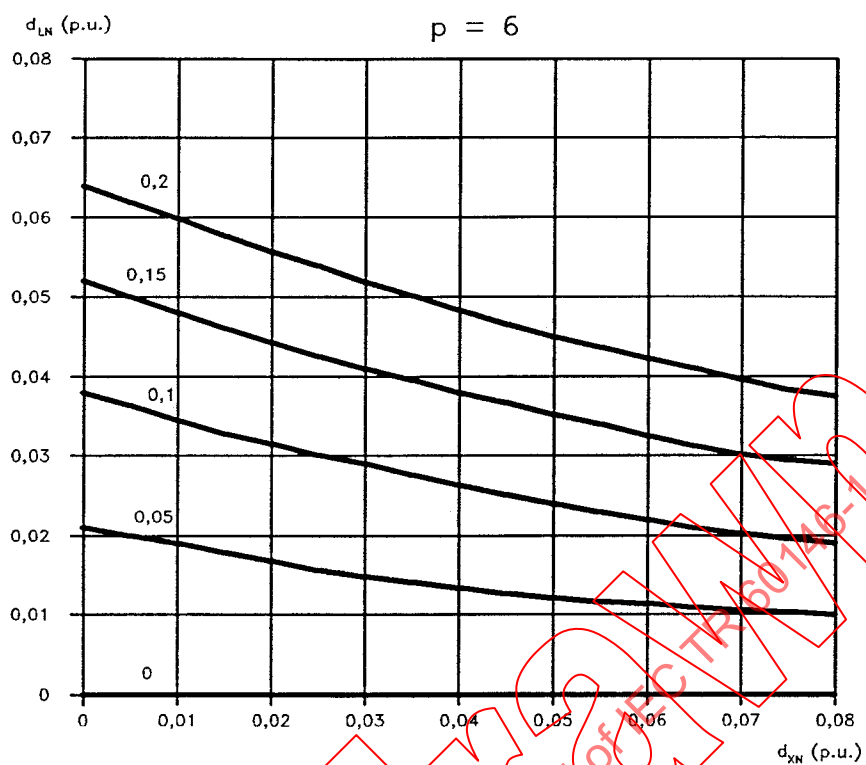
This auxiliary rectifier should have the same commutation number and pulse number as the convertor and the ripple of its direct voltage have the same relative phase position to the a.c. network voltage as the ripple of the convertor direct voltage.

The per unit change of the output voltage of the auxiliary rectifier during a change of the convertor load represents the per unit change in the convertor direct voltage due to the system impedance.



$$\frac{1}{R_{sc}} = \frac{S_{1LN}}{S_c} = \frac{U_{di} \times I_{dN}}{S_c}$$

Figure 4 - d_{LN} en fonction de d_{XN} pour $p = 6$ et $p = 12$



$$\frac{1}{R_{sc}} = \frac{S_{ILN}}{S_c} = \frac{U_{di} \times I_{dN}}{S_c}$$

Figure 4 - d_{LN} as a function of d_{XN} for $p = 6$ and $p = 12$

1.8.2.4 Influence d'autres convertisseurs connectés au même réseau sur la variation de tension continue

Si d'autres convertisseurs sont alimentés par un même réseau, ils peuvent provoquer une variation additionnelle de tension du convertisseur en cause, même dans le cas d'une valeur efficace constante de la tension alternative aux bornes du convertisseur.

Pour permettre au fournisseur de tenir compte de cette condition, il y a lieu que l'utilisateur indique avant commande, la puissance, le type de montage, l'implantation et les données essentielles concernant les autres convertisseurs.

1.8.3 Informations à échanger entre le fournisseur et l'acheteur à propos de la variation de tension du convertisseur

Pour permettre au fournisseur de calculer l'effet de l'impédance du réseau c.a., il convient que l'utilisateur indique les données sur ce réseau, avant de passer commande. Lorsque la puissance de court-circuit du réseau est indiquée à cet effet, la valeur donnée doit en principe correspondre à la configuration du réseau pour laquelle la variation totale de tension doit être calculée.

Le fournisseur doit alors indiquer les valeurs suivantes:

- variation inhérente de tension (voir 1.8.1.5) du convertisseur

$$U_{dtN} + U_{dbN}$$

- variation totale de tension du convertisseur pour une valeur efficace constante de la tension alternative

$$U_{dtN} + U_{dbN} + U_{dLN}$$

Quand aucune valeur de puissance de court-circuit n'est indiquée par l'acquéreur, il y a lieu que le fournisseur choisisse une valeur finie de la puissance de court-circuit du réseau ou bien attire l'attention de l'acquéreur sur la figure 4 par laquelle la variation totale de tension peut être calculée pour toute valeur de la puissance de court-circuit du réseau c.a.

Des exemples de calcul de variation de tension sont donnés en 3.

1.9 Limites de tension pour une commutation fiable en mode onduleur

Pour éviter un défaut de commutation ou un décrochage, l'étude doit normalement prendre en compte le courant maximal requis, la tension continue maximale et la plus faible tension c.a., pouvant se présenter simultanément. Les conditions transitoires aussi bien que les conditions permanentes sont à considérer.

Sauf indication contraire, il y a lieu que le convertisseur en mode onduleur, soit capable de supporter toutes les valeurs assignées de courant, suivant la classe de service, sans défaut de blocage, à la tension c.a. minimale assignée du réseau.

Dans des conditions transitoires telles qu'une baisse de tension due à un défaut éloigné dans le réseau, un défaut de commutation peut se produire, notamment avec la tension continue maximale, en mode onduleur.

1.8.2.4 *Influence on direct voltage regulation of other convertors connected to the same system*

If other convertors are fed from the same a.c. system, these may cause an additional voltage regulation of the convertor under consideration even in the case of constant r.m.s. value of a.c. voltage at convertor terminals.

To enable the supplier to take such conditions into consideration, the purchaser should indicate prior to order the power, connection, location and other main particulars of the other convertors.

1.8.3 *Information to be exchanged between supplier and purchaser about direct voltage regulation of the convertor*

To enable the supplier to calculate the effect of a.c. system impedance, the purchaser should give the a.c. system data before the order. When the system short-circuit power is given for this purpose, the value given should correspond to that configuration of the a.c. system for which the total voltage regulation is to be calculated.

The supplier should then indicate the following values:

- the inherent direct voltage regulation (see 1.8.1.5) of the convertor

$$U_{dtN} + U_{dbN}$$

- the total voltage regulation of the convertor, when the r.m.s. value of the line side terminal voltage is kept constant

$$U_{dtN} + U_{dbN} + U_{dLN}$$

When values of system impedance are not given by the purchaser, the supplier should assume some specified finite value of the short-circuit power of the a.c. system or, alternatively, should draw the purchaser's attention to figure 4 by which the total voltage regulation can be calculated for any value of the a.c. system short-circuit power.

Sample calculations of voltage regulation are given in section 3.

1.9 **Voltage limits for reliable commutation in inverter mode**

To prevent commutation failure or conduction-through, the design should take into consideration the required maximum current, the highest direct voltage and the lowest a.c. system voltage which may occur simultaneously. Both steady-state and transient conditions have to be taken into consideration.

If not otherwise specified, the convertor, when operating as an inverter, should be able to carry all rated current values according to the duty class, without conduction-through at the rated minimum a.c. system voltage.

Under transient conditions such as in the case of voltage dips due to distant faults in the a.c. system, a commutation failure may occur particularly at maximum d.c. voltage in the inverter mode.

Les moyens suivants peuvent être utilisés ensemble ou séparément pour réduire les risques de défaut de commutation ou leurs conséquences:

- abaisser la limitation de courant;
- augmenter la tension alternative secondaire;
- abaisser la limite de gradient de courant;
- utiliser un contacteur magnétique ou un disjoncteur rapide c.c. pour agir, surtout en mode onduleur;
- remonter le réglage du minimal de tension (dans les limites des valeurs assignées);
- utiliser des signaux de commandes en rafales, (au lieu d'impulsions de commande brèves);
- filtrer l'entrée de synchronisation du système d'amorçage pour éviter les perturbations de l'angle de retard (de commande).

Ces moyens peuvent ne pas éliminer totalement les défauts de commutation, mais ils devraient en réduire le nombre dans la plupart des applications.

Le redémarrage automatique après un déclenchement peut être spécifié séparément, mais des précautions sont à prendre pour la sécurité des opérateurs.

1.10 Forme d'onde de la tension alternative

Les déviations de la valeur instantanée des tensions simples ou composées par rapport à la valeur instantanée de la fondamentale (par exemple lors de la commutation de convertisseurs de puissance pouvant atteindre 0,2 p.u. ou plus, de la valeur de crête existante de la tension de ligne (figure 5). Des oscillations supplémentaires peuvent apparaître au début et à la fin de chaque commutation.

Les transitoires non répétitifs sont principalement dus à l'élimination des défauts et à des manoeuvres, ainsi qu'à des coups de foudre sur les lignes aériennes dans les réseaux MT et BT.

Les valeurs qui suivent ne sont données qu'à titre indicatif sur la base de la puissance apparente assignée (S_{tN}) et des caractéristiques du transformateur individuel de convertisseur.

a) Energie transitoire	400 S_{tN}	J (Note 1)
b) Temps de montée (0,1 à 0,9 valeur de crête)	1	μs
c) Valeur de crête répétitive (U_{LRM}/U_{LWM})	1,25	p.u.
d) Valeur de crête non répétitive (U_{LSM}/U_{LWM})	2,0 .. 2,5	p.u. (Note 2)
e) Durée au dessus de 0,5 p.u.	3 .. 300	μs

Si plusieurs convertisseurs sans transformateur individuel sont raccordés au même jeu de barres, il y a lieu que les circuits parasurtenseurs soient coordonnés avec le transformateur commun.

The following means may be used together or separately to reduce commutation failures or their consequences:

- lowering current limit setting;
- higher secondary voltage;
- lowering limit setting for rate of change of current;
- fast d.c. circuit-breaker or magnetic contactor, to operate particularly in the inverter mode;
- higher setting of the undervoltage relay (within rated limits);
- gate pulse train (instead of short gating signals);
- a.c. filter on the synchronising input to the trigger equipment to prevent disturbances on the gating angle.

These means may not prevent all of the commutation failures but they should greatly reduce their number in most applications.

Automatic restarting after a tripping may be specified separately, but strict precautions should be taken for the safety of the operators.

1.10 A.C. voltage waveform

The deviation of line-to-neutral or line-to-line a.c. supply voltage from the instantaneous value of the fundamental wave (for example during commutation of power convertors) may reach 0,2 p.u. or more of the existing crest value of the line voltage (figure 5). Additional oscillations may appear at the beginning and at the end of each commutation.

Non-repetitive transients are mainly due to fault clearing and switching, as well as possible lightning strokes on overhead lines, which may have some effect on MV and LV systems.

The following values are given as examples only on the basis of the individual convertor transformer characteristics and rating (S_{tN}).

a) Transient energy	400 S_{tN}	J (note 1)
b) Rise time (0,1 to 0,9 peak value)	1	μs
c) Repetitive peak value (U_{LRM}/U_{LWM})	1,25	p.u.
d) Non-repetitive peak value (U_{LSM}/U_{LWM})	2,0 .. 2,5	p.u. (note 2)
e) Duration above 0,5 p.u.	3 .. 300	μs

If several convertors without individual transformers are connected to the same bus the suppressor circuits should be co-ordinated with the common transformer.

U_{LRM} valeur maximale instantanée de U_L , comprenant les surtensions répétitives, mais excluant les surtensions non répétitives

U_{LSM} valeur maximale instantanée de U_L , comprenant les surtensions non répétitives

U_{LWM} valeur maximale instantanée de U_L , excluant les surtensions transitoires

NOTES

1 S_{IN} est normalement exprimée en MVA. L'énergie du transitoire provient de la coupure du courant magnétisant du transformateur. Le courant magnétisant du transformateur est supposé égal à 0,05 p.u. de son courant assigné.

2 La valeur de crête donnée suppose la présence de parasurtenseurs de caractéristiques usuelles. Sans parasurtenseur, cette valeur peut en principe atteindre 10 p.u. ou davantage.

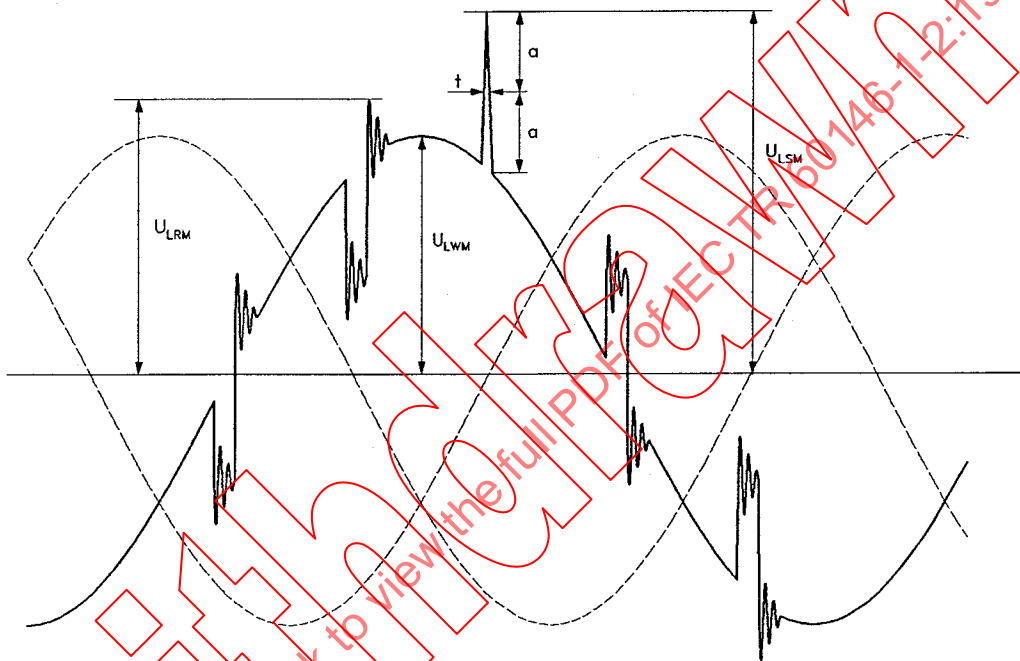


Figure 5 - Forme d'onde de la tension alternative

La figure 5 montre un transitoire non répétitif, d'amplitude U_{LSM} et des encoches de commutation typiques pour un convertisseur avec $p = 6$ (montage n° 8 du tableau 1).

U_{LRM} maximum instantaneous value of U_L , including repetitive overvoltages but excluding non-repetitive overvoltages

U_{LSM} maximum instantaneous value of U_L , including non-repetitive overvoltages

U_{LWM} maximum instantaneous value of U_L , excluding transient overvoltages

NOTES

1 S_{IN} should be expressed in MVA. The transient energy comes from the interruption of the transformer magnetising current. The magnetizing current of the transformer is assumed to be 0,05 p.u. of its rated current.

2 The peak value is given assuming a typical suppressor is used. Without suppressor this value could be 10 p.u. or more.

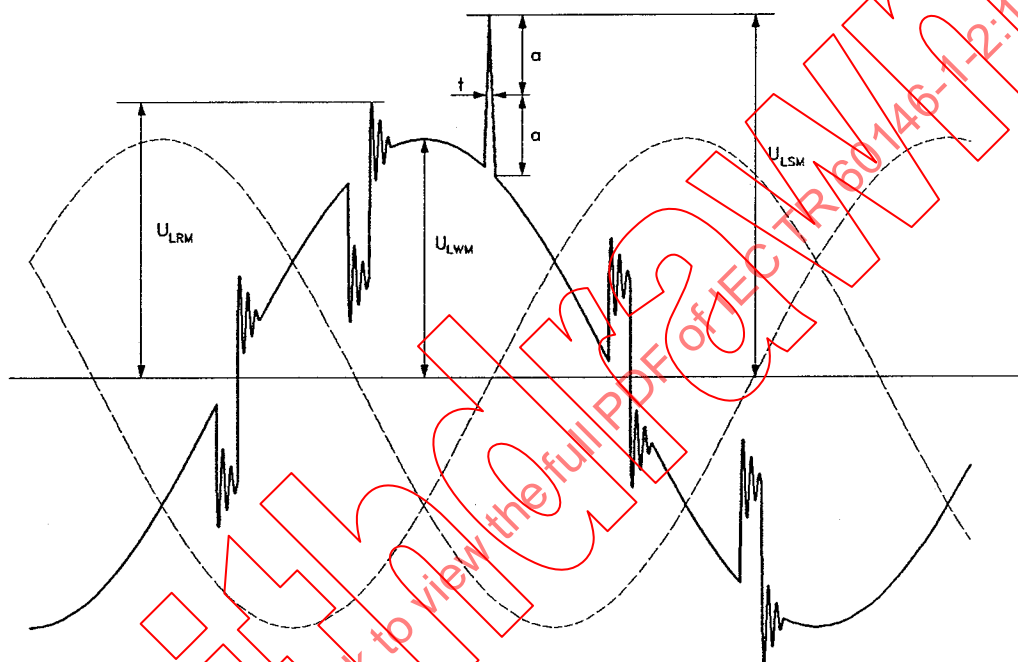


Figure 5 - AC voltage waveform

Figure 5 shows one non-repetitive transient with the amplitude U_{LSM} and the typical commutation notches of a 6-pulse power convertor (connection No. 8, table 1).

Section 2 - Définitions

NOTE - Se référer au VEl 551 pour les définitions d'autres termes.

2.1 Définitions relatives aux défauts de convertisseur

2.1.1 Décrochage (VEI 551-05-58, modifié)

Défaut dans lequel le blocage direct ne se produit pas à la fin d'une période de conduction normale d'un bras d'un montage à thyristors, permettant ainsi au courant de continuer à passer pendant la période où le thyristor devrait être à l'état non passant (voir figure 6a).

2.1.2 Raté d'allumage (VEI 551-05-57, modifié)

Défaut dans lequel la conduction d'un bras de convertisseur à thyristors ne se produit pas ou ne commence pas à l'instant correct (voir figure 6c).

NOTE - De faibles variations provenant d'une légère dissymétrie des angles de retard ne sont pas considérées comme des ratés d'amorçage.

2.1.3 Raté de blocage (VEI 551-05-53, modifié)

Défaillance dans l'action de blocage d'un bras de convertisseur à thyristors pendant une période normalement à l'état non passant, dont résulte le passage du courant pendant une partie de cette période (voir figure 6b).

NOTE - Un raté de blocage peut survenir aussi bien en mode redresseur qu'en mode onduleur et pour des raisons diverses, par exemple une température excessive de jonction, une surtension excédant la valeur assignée de tension de crête à l'état bloqué, un taux excessif de variation de la tension à l'état bloqué ou un courant parasite dans la gâchette.

2.1.4 Perforation (VEI 551-05-59, modifié)

Défaut privant définitivement un dispositif semiconducteur de ses possibilités de blocage de tension de sens inverse (perforation en inverse) ou dans le sens direct (perforation en direct).

2.1.5 Amorçage intempestif (VEI 551-05-56, modifié)

Amorçage d'une valve ou d'un bras à un instant incorrect.

2.1.6 Défaut de commutation (VEI 551-05-52, modifié)

Défaut dans le transfert du courant du bras en conduction vers le bras consécutif d'un montage à thyristor.

Section 2 - Definitions

NOTE - Refer to IEC 551 for the definitions of other terms.

2.1 Definitions related to convertor faults

2.1.1 Conduction through (shoot through) (IEV 551-05-58, modified)

Failure to achieve forward blocking, during operation of an arm of a thyristor connection at the end of the normally conducting period, thus enabling the direct current to continue to pass during the period when the thyristor should be in the off-state (see figure 6a).

2.1.2 Firing failure (IEV 551-05-57, modified)

Failure to achieve conduction in an arm of a convertor connection or to initiate it at the correct instant of time (see figure 6c).

NOTE - Minor variations arising from slight asymmetry in the convertor delay angles are not considered as firing failure or false firing.

2.1.3 Breakthrough (IEV 551-05-53, modified)

Failure of the forward blocking action of an arm of a convertor during a normal off-state period with the result that it allows on-state current to pass during a part of this period (see figure 6b).

NOTE - Breakthrough can occur in rectifier operation as well as inverter operation and for various reasons, for example excessive junction temperature, voltage surges in excess of rated peak off-state voltage, excessive rate of rise of off-state voltage or spurious gate current.

2.1.4 Breakdown (IEV 551-05-59, modified)

Failure that permanently deprives a semiconductor device of its property to block voltage in the reverse direction (reverse breakdown) or in the forward direction (forward breakdown).

2.1.5 False firing (IEV 551-05-56, modified)

Firing of a valve or arm at an incorrect instant.

2.1.6 Commutation failure (IEV 551-05-52, modified)

Failure to transfer the current from the conducting arm to the succeeding arm of a thyristor connection.

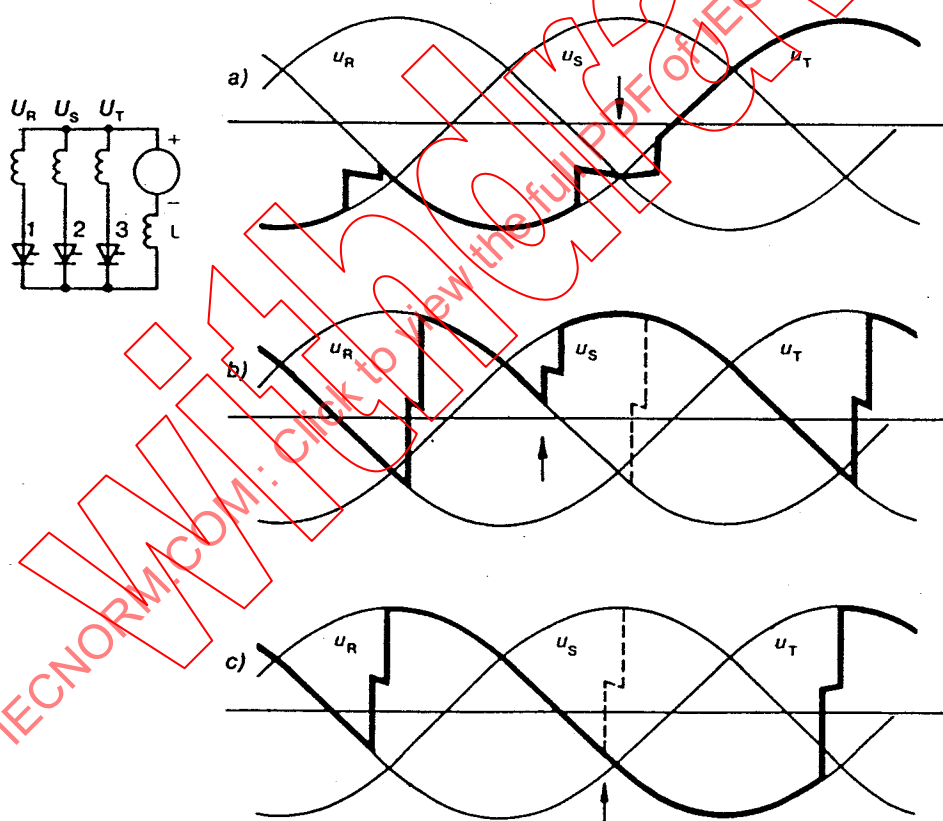
2.2 Définitions relatives aux transitoires produits par les convertisseurs

2.2.1 Transitoires côté continu

Tensions transitoires produites par les fluctuations rapides de la tension continue appliquée aux éléments inductifs et capacitifs du circuit c.c. (voir 5.4).

2.2.2 Transitoires de commutation côté ligne (transitoires répétitifs)

Tensions transitoires produites sur la ligne après chaque commutation (voir 5.4).



- a) Décrochage du bras 3
- b) Raté de blocage du bras 2
- c) Raté d'amorçage du bras 2

Figure 6 - Tensions en cas de défauts de convertisseur

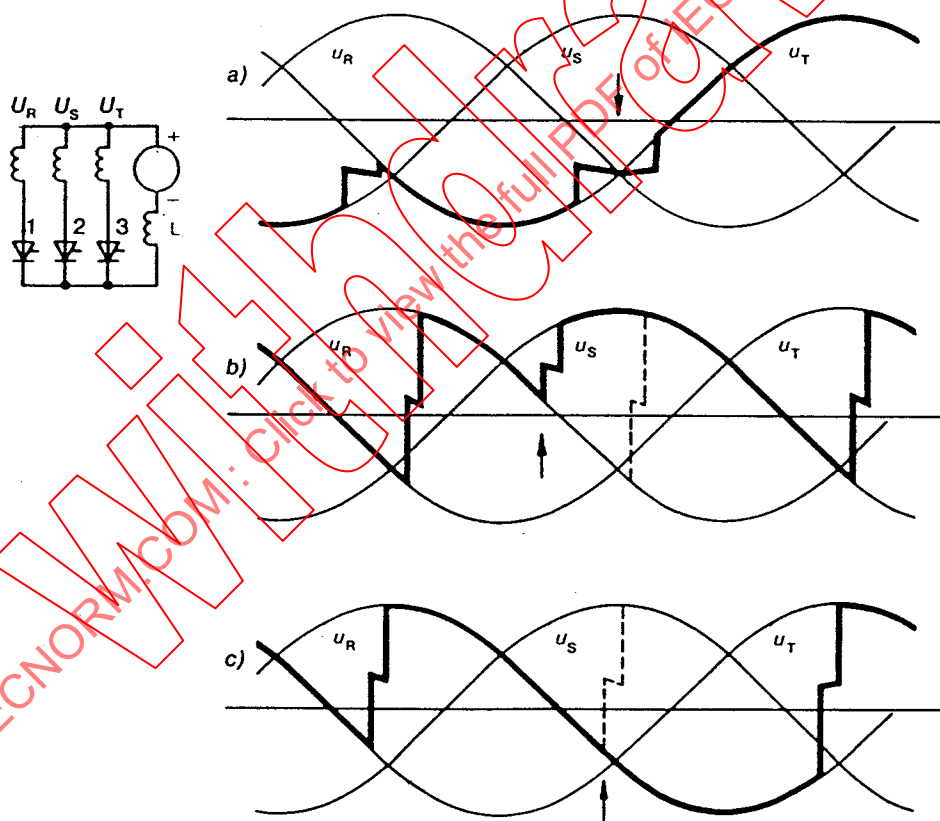
2.2 Definitions related to convertor generated transients

2.2.1 D.C. side transients

Voltage transients produced by rapid changes of the d.c. voltage applied to the inductance and capacitance of the d.c. circuit (see 5.4).

2.2.2 Commutation transients on the line (repetitive transients)

Voltage transients produced on the a.c. line after commutation (see 5.4).



- a) Conduction through related to arm 3
- b) Break through in arm 2
- c) Firing failure in arm 2

Figure 6 - Voltages at convertor faults

Section 3 - Données d'application

3.1 Calcul pratique des paramètres de fonctionnement

Si le projet exige de répéter le même calcul un grand nombre de fois, au lieu d'utiliser les courbes et les formules de 1.7 et 1.8 il est commode d'utiliser un ordinateur ou au moins un calculateur programmable.

Les formules qui suivent sont suffisamment précises pour la plupart des cas, en particulier pour les convertisseurs de type courant.

Pour les symboles littéraux, voir 1.7.2 et CEI 146-1-1, 1.4.

3.1.1 Hypothèses

Le calcul implique que les hypothèses suivantes sont valables:

- montage homogène;
- inductance de lissage infinie, c'est-à-dire ondulation de courant négligeable;
- indice de pulsation: $p = 6$, indice de commutation: $q = 3$;
- déséquilibre négligeable des tensions c.a.;
- régime établi: tension et courant continus constants;
- angle d'empiètement μ inférieur à $2\pi / p$.

3.1.2 Calculs préliminaires

Puissance apparente fondamentale:

$$S_{1LN} = U_{di} \times I_{dN}$$

Variation inductive de tension continue pour le courant continu assigné:

$$U_{dxN} = \frac{\pi}{3} \times \frac{d_{xN}}{e_{xN}} \times \frac{S_{1LN}}{S_{com}} \times U_{di}$$

où

$$\frac{1}{S_{com}} = \frac{e_{xN}}{S_{tN}} + \frac{X_L}{U_{LN}^2} + \frac{1}{S_C}$$

$$X_L = 2 \times \pi \times f_{1N} \times L$$

S_C est la puissance de court-circuit de la source;

L est l'inductance de ligne ou de câble.

Section 3 - Application information

3.1 Practical calculation of the operating parameters

If a project requires the calculations to be performed a number of times, as an alternative to using the figures and formulae in 1.7 and 1.8, it is expedient to use a computer or at least a programmable calculator.

The following formulae are sufficiently accurate for most cases, particularly for standard design convertors.

For letter symbols see 1.7.2 and IEC 146-1-1, 1.4.

3.1.1 Assumptions

The calculation implies that the following assumptions are valid:

- uniform connection;
- infinite smoothing inductance, i.e. negligible direct current ripple;
- pulse number $p = 6$; commutation number $q = 3$;
- negligible a.c. voltage unbalance;
- steady-state, i.e. constant direct voltage and current;
- overlap angle u less than $2\pi/p$.

3.1.2 Preliminary calculations

The fundamental apparent power:

$$S_{1LN} = U_{di} \times I_{dN}$$

The inductive direct voltage regulation at rated direct current is:

$$U_{dxN} = \frac{\pi}{3} \times \frac{d_{xN}}{e_{xN}} \times \frac{S_{1LN}}{S_{com}} \times U_{di}$$

where

$$\frac{1}{S_{com}} = \frac{e_{xN}}{S_{tN}} + \frac{X_L}{U_{LN}^2} + \frac{1}{S_C}$$

$$X_L = 2 \times \pi \times f_{1N} \times L$$

S_C is the short-circuit power of the supply source;

L is the cable or line inductance.

Pour les montages avec $p = 6$ (voir tableau 1):

$$\frac{d_{xtN}}{e_{xN}} = 0,5$$

Variation inductive de tension continue:

$$d_{xN} = \frac{\pi}{3} \times \frac{d_{xtN}}{e_{xN}} \times \frac{S_{1LN}}{S_{com}} \quad \text{et} \quad U_{dxN} = d_{xN} \times U_{di}$$

Variation résistive de tension continue pour le courant continu assigné:

$$U_{drN} = \frac{P_{rN}}{I_{dN}}$$

où

P_{rN} représente les pertes Joule du circuit à la charge assignée;
 $d_{rN} = P_{rN}/(U_{di} I_{dN}) = P_{rN}/S_{1LN}$ (voir la note 2 ci-dessous).

NOTES

1 La formule pour d_{xtN} est obtenue comme suit pour $U_w/U_{LN} = 1$ et en supposant que toutes les inductances du circuit c.a. sont localisées dans la réactance du transformateur X_{tN} pour donner S_{com} :

$$d_{xtN} = \frac{I_L \times X_{tN} \times \sqrt{3}}{U_{LN}} \times \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) ; \quad I_L = I_{dN} \times \sqrt{\frac{2}{3}} ; \quad X_{tN} = \frac{U_{LN}^2}{S_{com}} ; \quad \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) = 0,5 ; \quad U_{LN} = \frac{\pi \times U_{di}}{3\sqrt{2}}$$

d'où:

$$d_{xtN} = 0,5 \times \frac{\pi}{3} \times \frac{U_{di} \times I_{dN}}{S_{com}} = 0,5 \times \frac{S_{LN}}{S_{com}}$$

2 Les pertes Joule du transformateur s'écrivent:

$$e_{rN} \times S_{tN}$$

et les autres pertes s'ajoutent, donnant:

$$d_{rN} = \frac{(e_{rN} \times S_{tN} + \text{autres pertes})}{S_{1LN}}$$

L'équation n'est vérifiée que si S_{tN} est rapporté au courant continu assigné I_{dN} .

3.1.3 Calcul d'un point de fonctionnement

3.1.3.1 Tension continue

Dans l'hypothèse d'un montage homogène avec $p = 6$, les formules suivantes s'appliquent:

For six-pulse connection (see table 1):

$$\frac{d_{xtN}}{e_{xN}} = 0,5$$

Inductive direct voltage regulation:

$$d_{xN} = \frac{\pi}{3} \times \frac{d_{xtN}}{e_{xN}} \times \frac{S_{1LN}}{S_{com}} \quad \text{and} \quad U_{dxN} = d_{xN} \times U_{di}$$

Resistive direct voltage regulation at rated current:

$$U_{drN} = \frac{P_{rN}}{I_{dN}}$$

where

P_{rN} is the power losses in circuit resistance at rated load;

$d_{rN} = P_{rN}/(U_{di} I_{dN}) = P_{rN}/S_{1LN}$ (see note 2 below).

NOTES

1 The formula for d_{xtN} is derived as follows for $U_d/U_{LN} = 1$ and assuming all a.c. inductances are merged in the transformer reactance X_{tN} giving S_{com} :

$$d_{xtN} = \frac{I_L \times X_{tN} \times \sqrt{3}}{U_{LN}} \times \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) ; \quad I_L = I_{dN} \times \sqrt{\frac{2}{3}} ; \quad X_{tN} = \frac{U_{LN}^2}{S_{com}} ; \quad \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) = 0,5 ; \quad U_{LN} = \frac{\pi \times U_{di}}{3\sqrt{2}}$$

hence:

$$d_{xtN} = 0,5 \times \frac{\pi}{3} \times \frac{U_{di} \times I_{dN}}{S_{com}} = 0,5 \times \frac{S_{LN}}{S_{com}}$$

2 The transformer load losses may be expressed as:

$$e_{rN} \times S_{tN}$$

and the other losses are added giving:

$$d_{rN} = \frac{(e_{rN} \times S_{tN} + \text{other losses})}{S_{1LN}}$$

The equation is correct only if S_{1N} is based on the rated d.c. current I_{dN} .

3.1.3 Calculation of the operating conditions

3.1.3.1 Direct voltage

With the assumptions of six-pulse uniform connection the following formulae apply:

pour les convertisseurs:

$$U_{di} \times \cos \alpha = U_d + V_{T0} + (U_{drN} + U_{dxN}) \times \frac{I_d}{I_{dN}}$$

pour les onduleurs:

$$U_{di} \times \cos(\alpha + u) = U_d + V_{T0} + (U_{drN} - U_{dxN}) \times \frac{I_d}{I_{dN}}$$

où

$$U_{di} = U_{v0} \times 3\sqrt{2}/\pi$$

V_{T0} est la somme des tensions de seuil de toutes les valves montées en série dans l'un quelconque des circuits de conduction;

I_d/I_{dN} est le courant continu en valeur réduite.

Dans le cas simple d'un variateur de vitesse pour moteur c.c., la valeur de U_d est la force contre-électromotrice du moteur c.c. E_d (proportionnelle à la vitesse de rotation et au flux inducteur), plus la chute de tension d'induit pour le courant assigné.

$$U_d = E_{dN} \times \frac{E_d}{E_{dN}} + R_a \times I_{dN} \times \frac{I_d}{I_{dN}}$$

Dans ce cas, la chute résistive de tension U_{drN} englobe toutes les pertes: résistance des valves, de l'induit, des câbles c.c. et c.a., de l'inductance de lissage et des enroulements du transformateur.

Dans d'autres cas, U_d est la tension du convertisseur à ses bornes c.c. et alors U_{drN} ne comprend pas les pertes dans le circuit c.c., à l'extérieur du convertisseur (câbles et charge ou source).

U_{dxN} comprend toutes les inductances dans le circuit c.a.: inductance de fuite du transformateur, inductances d'anode ou côté ligne, inductance des câbles, inductance du réseau source, etc. (voir 3.1.2).

NOTES

1 Dans certains cas - non en régime établi - le taux di/dt de croissance du courant doit être pris en compte par addition du terme $L di/dt$ à la tension de sortie du convertisseur (L étant l'inductance totale du circuit c.c.).

2 Dans le cas de redresseurs à diodes, $\alpha = 0$, $\cos \alpha = 1$, l'angle d'empiètement (de commutation) est donné par:

$$\cos u = 1 - 2 \left(\frac{U_{dx}}{U_{di}} \right)$$

La tension de sortie est donnée par:

$$U_d = U_{di} - (U_{dr} + V_{T0} + U_{dx})$$

for convertor:

$$U_{di} \times \cos \alpha = U_d + V_{T0} + (U_{drN} + U_{dxN}) \times \frac{I_d}{I_{dN}}$$

for inverter:

$$U_{di} \times \cos(\alpha + u) = U_d + V_{T0} + (U_{drN} - U_{dxN}) \times \frac{I_d}{I_{dN}}$$

where

$$U_{di} = U_{v0} \times 3\sqrt{2}/\pi$$

V_{T0} is the sum of threshold voltages of all valve devices connected in series in any current path;

I_d/I_{dN} is the per unit direct current.

In the common case of a convertor for a d.c. motor drive, the value of U_d is the d.c. motor counter e.m.f. E_d (proportional to shaft speed and motor flux) plus the armature voltage drop at rated current.

$$U_d = E_{dN} \times \frac{E_d}{E_{dN}} + R_a \times I_{dN} \times \frac{I_d}{I_{dN}}$$

In this case, the resistive voltage regulation U_{drN} includes all the losses: resistance of the valve devices, armature, d.c. and a.c. cables, smoothing inductor, transformer windings.

In other cases, U_d is the convertor voltage at its d.c. terminals and then U_{drN} should not include the losses in the d.c. circuits outside of the convertor (cables and load or source).

U_{dxN} includes all the inductances in the a.c. circuit: transformer leakage reactance, line or anode reactance, cable reactance, supply system reactance, etc. (see 3.1.2).

NOTES

1 In certain cases, not steady-state, the rate of current rise di/dt has to be provided for, by adding the term $L di/dt$ to the convertor d.c. voltage (L is the total inductance of the d.c. circuit).

2 In the case of a diode convertor, $\alpha = 0$, $\cos \alpha = 1$, the overlap angle is given by:

$$\cos u = 1 - 2 \left(\frac{U_{dx}}{U_{di}} \right)$$

The output voltage is given by:

$$U_d = U_{di} - (U_{dr} + V_{T0} + U_{dx})$$

3.1.3.2 Angle de déphasage

L'approximation suivante donne en général des résultats satisfaisants:

$$\cos \varphi_1 = \frac{U_d + V_{T0} + U_{drN} \times \frac{I_d}{I_{dN}}}{U_{di}}$$

Une formule plus exacte est:

$$\tan \varphi_1 = \frac{2u + \sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + u)}{\cos 2\alpha - \cos 2(\alpha + u)}$$

NOTE - La dernière formule se calcule en radians.

3.1.3.3 Mode redresseur et mode onduleur

Dans le mode redresseur, le courant et la tension sont considérés comme positifs, de même que les puissances active et réactive.

En mode onduleur, le courant et la puissance réactive sont positifs. La tension et la puissance active sont négatives.

Exemple:

	Valeur	Unité
E_{dN}	450	V
I_{dN}	1 812	A
S_C	115	MVA
X_C/R_C	8	p.u.
S_{tN}	1,25	MVA
e_{xN}	0,055	p.u.
e_{rN}	0,012	p.u.
U_{LN}	400	V
V_{T0}	2,1	V
R_a	9,93	mΩ

Points de fonctionnement:

	Redresseur	Démarrage	Onduleur	Unité
I_d/I_{dN}	1,03	1,6	1,175	p.u.
E_d/E_{dN}	1,055	0,0	-0,288	p.u.
U_{di}	540	540	540	V
U_{dx}	15,0	23,3	17,1	V
U_{dr}	5,2	8,1	5,96	V
α	23,2	83,4	98,3	°
u	5,2	4,97	3,7	°
$\cos \varphi_1$	0,892	0,072	-0,176	-
φ_1	26,9	85,9	93,3	°
S_{1L}	1,01	1,57	1,15	MVA
P_L/P_{1L}	0,899	0,113	-0,213	MW
Q_{1L}	0,455	1,56	1,13	Mvar

3.1.3.2 Displacement angle

The following approximation gives a satisfactory result in most cases:

$$\cos \varphi_1 = \frac{U_d + V_{T0} + U_{drN} \times \frac{I_d}{I_{dN}}}{U_{di}}$$

A more accurate formula is:

$$\tan \varphi_1 = \frac{2u + \sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + u)}{\cos 2\alpha - \cos 2(\alpha + u)}$$

NOTE - Radians should be used in the latter formula.

3.1.3.3 Rectifier and inverter operation

In rectifier operation both current and voltage are considered as positive and also the active and reactive power.

In inverter operation the current and reactive power are positive, the voltage and active power are negative.

Example:

	Value	Unit
E_{dN}	450	V
I_{dN}	1812	A
S_C	115	MVA
X_C/R_C	8	p.u.
S_{tN}	1,25	MVA
e_{xN}	0,055	p.u.
e_{rN}	0,012	p.u.
U_{LN}	400	V
V_{T0}	2,1	V
R_a	9,93	mΩ

Operating points:

	Rectifying steady-state	Starting	Inverting	Unit
I_d/I_{dN}	1,03	1,6	1,175	p.u.
E_d/E_{dN}	1,055	0,0	-0,288	p.u.
U_{di}	540	540	540	V
U_{dx}	15,0	23,3	17,1	V
U_{dr}	5,2	8,1	5,96	V
α	23,2	83,4	98,3	°
u	5,2	4,97	3,7	°
$\cos \varphi_1$	0,892	0,072	-0,176	-
φ_1	26,9	85,9	93,3	°
S_{1L}	1,01	1,57	1,15	MVA
P_L/P_{1L}	0,899	0,113	-0,213	MW
Q_{1L}	0,455	1,56	1,13	Mvar

3.2 Variation de tension due aux convertisseurs

3.2.1 Variation de tension fondamentale

La variation de tension peut être estimée par la formule:

$$\frac{\Delta U}{U} \approx \frac{S_{1L}}{S_c} \times \cos \left[\tan^{-1} \left(\frac{X_c}{R_c} \right) - \varphi_1 \right]$$

où

X_c est la réactance du réseau;
 R_c est la résistance du réseau.

NOTE - X_c/R_c peut varier de 4 à 10 p.u.

3.2.2 Valeur minimale de R_{SC} pour la variation de tension

Le rapport de la puissance de court-circuit du réseau à la puissance apparente fondamentale du convertisseur est:

$$R_{SC} = \frac{S_c}{S_{1LN}}$$

La valeur minimale de R_{SC} pour ce qui concerne l'écart de tension entre vide et charge de pointe est:

$$R_{SCmin} = \frac{S_{cmin}}{S_{1Lm}} = \frac{\cos \left(\tan^{-1} \left(\frac{X_c}{R_c} \right) - \varphi_{1m} \right)}{\left(\frac{\Delta U_L}{U_L} \right)_m}$$

où

$$S_{1Lm} = U_{di} I_{dmN};$$

I_{dmN} valeur assignée permanente (maximale) du courant continu.

Exemple:

En prenant	$X_c/R_c = 10$, on a $\tan^{-1}(X_c/R_c) = 84,29^\circ$
En prenant	$\cos \varphi_{1m} = 0,1$, on a $\varphi_{1m} = 84,26^\circ$
D'où	$\cos[\tan^{-1}(X_c/R_c) - \varphi_{1m}] \approx 1,0$
Si	$(\Delta U_L/U_L)_m = 0,08$
alors	$R_{SCmin} \approx 1,0/0,08 = 12,5$

3.2 Supply system voltage change due to convertor loads

3.2.1 Fundamental voltage change

The voltage change may be estimated using the formula:

$$\frac{\Delta U}{U} \approx \frac{S_{1L}}{S_C} \times \cos \left[\tan^{-1} \left(\frac{X_C}{R_C} \right) - \varphi_1 \right]$$

where

X_C is the reactance of the supply source;
 R_C is the resistance of the supply source.

NOTE - X_C/R_C may vary from 4 to 10 p.u.

3.2.2 Minimum R_{SC} requirements for voltage change

The ratio of the short-circuit power of the supply system to the fundamental apparent power of the convertor is:

$$R_{SC} = \frac{S_C}{S_{1LN}}$$

The minimum R_{SC} as regards the voltage regulation between no-load and peak load is:

$$R_{SCmin} = \frac{S_{Cmin}}{S_{1Lm}} = \frac{\cos \left(\tan^{-1} \left(\frac{X_C}{R_C} \right) - \varphi_{1m} \right)}{\left(\frac{\Delta U_L}{U_L} \right)_m}$$

where

$$S_{1Lm} = U_{di} I_{dmN};$$

I_{dmN} is the rated continuous direct current (maximum value).

Example:

Assume: $X_C/R_C = 10$; then $\tan^{-1}(X_C/R_C) = 84,29^\circ$

Assume: $\cos \varphi_{1m} = 0,1$; then $\varphi_{1m} = 84,26^\circ$

Hence: $\cos[\tan^{-1}(X_C/R_C) - \varphi_{1m}] \approx 1,0$

If: $(\Delta U_L/U_L)_m = 0,08$

then: $R_{SCmin} \approx 1,0/0,08 = 12,5$

3.2.3 Rapport du transformateur de convertisseur

La variation de tension réelle du réseau peut être obtenue par deux ou plusieurs itérations.

A la première itération, on calcule P_1 , Q_1 , φ_1 , en utilisant la valeur estimée de la tension secondaire correspondant à la tension à pleine charge du réseau.

On corrige alors la tension pour calculer l'approximation suivante P_1 , Q_1 , φ_1 , $\Delta U_L/U_L$:

$$U_{L(n+1)} = U_{LN} \times \left[1 - \left(\frac{\Delta U_L}{U_L} \right)_n \right]$$

La nouvelle variation de tension peut être utilisée pour les itérations successives en vue d'optimiser le rapport et le calibre du transformateur. Cependant il peut y avoir d'autres critères à considérer, tels que les variations de tension dues à d'autres causes.

Exemple:

Valeur assignée:		Valeur	Unité
Tension c.c.	U_{dN}	5 000	V
Courant c.c.	I_{dN}	2 200	A
Résistance c.c.	R_a	0,136	Ω
Puissance transformateur	S_{tN}	15	MVA
Tension de court-circuit:			
Composante inductive	e_{xN}	0,085	p.u.
Composante résistive	e_{rN}	0,0087	p.u.
Tension secondaire	U_{LN}	5 080	V
Tension de seuil des valves	V_{T0}	38	V
Puissance de court-circuit du réseau: (e_{xN} , e_{rN} : câbles c.a. inclus)	S_C	150	MVA

	Itération		Unité
	Début	Fin	
U_L	5 080	4 745	V
U_{di}	6 860	6 408	V
I_d/I_{dN}	1,0	1,0	p.u.
E_d/E_{dN}	1,0	1,0	p.u.
U_{dx}	669	583	V
U_{dr}	66	57	V
α	32,7	27,6	°
u	17,0	17,6	°
$\cos \varphi_1$	0,746	0,798	p.u.
φ_1	41,7	37,0	°
S_1	15,1	14,1	MVA
P_1	11,3	11,3	MW
Q_1	10,0	8,5	Mvar
$\Delta U/U$	0,076	0,066	p.u.

3.2.3 Converter transformer ratio

The actual system voltage change may be approximated in two or more iteration steps.

In the first iteration P_1 , Q_1 , φ_1 are calculated using the estimated secondary voltage corresponding to the on-load system voltage.

The voltage is then corrected to calculate the new values of P_1 , Q_1 , φ_1 , $\Delta U_L/U_L$:

$$U_{L(n+1)} = U_{LN} \times \left[1 - \left(\frac{\Delta U_L}{U_L} \right)_n \right]$$

The new voltage change may be used for further iterations in order to optimize the transformer ratio and rating. However, other criteria may have to be considered such as the voltage changes due to other causes.

Example:

Rated values:		Value	Unit
D.C. voltage	U_{dN}	5 000	V
D.C. current	I_{dN}	2 200	A
D.C. circuit resistance	R_a	0,136	Ω
Transformer rating	S_{tN}	15	MVA
Short-circuit voltage:			
Inductive component	e_{xN}	0,085	p.u.
Resistive component	e_{rN}	0,0087	p.u.
Secondary voltage	U_{LN}	5 080	V
Valve device voltage drop	V_{T0}	38	V
Supply source short-circuit power (e_{xN} and e_{rN} include a.c. cables)	S_C	150	MVA

	Iteration		
	Initial	Final	Unit
U_L	5 080	4 745	V
U_{di}	6 860	6 408	V
I_d/I_{dN}	1,0	1,0	p.u.
E_d/E_{dN}	1,0	1,0	p.u.
U_{dx}	669	583	V
U_{dr}	66	57	V
α	32,7	27,6	°
u	17,0	17,6	°
$\cos \varphi_1$	0,746	0,798	p.u.
φ_1	41,7	37,0	°
S_1	15,1	14,1	MVA
P_1	11,3	11,3	MW
Q_1	10,0	8,5	Mvar
$\Delta U/U$	0,076	0,066	p.u.

3.2.4 Puissance du transformateur

Le courant assigné du transformateur dépend du cycle de travail.

La puissance assignée du transformateur augmente avec l'impédance de source.

A vide, la tension fournie définit la taille du noyau et le nombre de spires, et la section de conducteur bobiné est fonction du courant assigné.

La taille du transformateur augmente également avec $\tan \varphi_1$.

NOTES

1 Un certain accroissement de la taille du transformateur peut être nécessaire pour permettre des surcharges importantes avec un fort gradient de courant.

2 Si l'angle minimal de commande est élevé pour raison de rapidité de réponse, le facteur de déphasage moyen est abaissé et le calibre du transformateur augmente.

3 Pour les convertisseurs moyens et petits, l'inductance c.c. peut être faible et le taux d'ondulation est élevé, ce qui impose une augmentation du courant assigné du transformateur.

Le facteur $0,816 (\sqrt{2/3})$, tableau 1, colonne 8) peut devenir 0,85.

3.3 Compensation de puissance réactive des convertisseurs

3.3.1 Consommation moyenne de puissance réactive

Dans la plupart des cas, le cycle de travail des convertisseurs varie selon les exigences de production. Il est donc nécessaire d'utiliser un cycle de référence choisi comme le plus fréquent ou le plus probable.

On calcule les puissances active et réactive pour chaque portion du cycle de travail.

Exemple:

	Accélération constante	Régime établi	Décélération constante	Unité
Durée	5	2	4,5	s
Q_{avg}	36	12,2	21,4	MVA
P_{avg}	18,5	13,9	-7,06	MW
S_{avg}	40,5	18,5	22,6	MVA
P_{avg}/Q_{avg}	0,457	0,754	-0,313	p.u.
S_{eff}	41,6	18,5	23,1	MVA

Durée totale du cycle: 11,5 s (laminage "avant").

$$Q_{avg} = (36 \times 5 + 12,2 \times 2 + 21,4 \times 4,5) / 11,5 = 26,15 \text{ Mvar}$$

$$P_{avg} = (18,5 \times 5 + 13,9 \times 2 - 7,06 \times 4,5) / 11,5 = 7,7 \text{ MW}$$

$$S_{rms} = \sqrt{(41,6^2 \times 5 + 18,5^2 \times 2 + 23,1^2 \times 4,5) / 11,5} = 32 \text{ MVA}$$

3.2.4 Transformer rating

The transformer current rating depends on the duty cycle.

The transformer rating increases with the system impedance.

At no-load the supplied voltage defines the core size and number of turns and the wound conductor section is based on the current rating.

The transformer size also increases with $\tan \varphi_1$.

NOTES

- 1 Some increase of the transformer rating may be required to provide for large overloads with a high current rate of rise.
- 2 If the minimum control angle is high for reasons of response speed the average displacement factor is lower and the transformer rating should be increased.
- 3 For low to medium size convertors the d.c. side inductance may be small, the d.c. current ripple is high, requiring a higher current rating for the transformer.

The factor $0,816 (\sqrt{2/3})$, table 1, column 8) may become as high as 0,85.

3.3 Compensation of convertor reactive power consumption

3.3.1 Average reactive power consumption

In most cases the convertor load duty cycle is variable with production requirements. It is, therefore, necessary to use a reference duty cycle selected as the most likely or most frequent.

The average active and reactive power consumption is calculated for each portion of the duty cycle.

Example:

	Constant acceleration	Steady-state	Constant deceleration	Unit
Duration	5	2	4,5	s
Q_{avg}	36	12,2	21,4	MVA
P_{avg}	18,5	13,9	-7,06	MW
S_{avg}	40,5	18,5	22,6	MVA
P_{avg}/S_{avg}	0,457	0,754	-0,313	p.u.
S_{rms}	41,6	18,5	23,1	MVA

Total cycle duration 11,5 s ("forward" rolling speed).

$$Q_{avg} = (36 \times 5 + 12,2 \times 2 + 21,4 \times 4,5) / 11,5 = 26,15 \text{ Mvar}$$

$$P_{avg} = (18,5 \times 5 + 13,9 \times 2 - 7,06 \times 4,5) / 11,5 = 7,7 \text{ MW}$$

$$S_{rms} = \sqrt{(41,6^2 \times 5 + 18,5^2 \times 2 + 23,1^2 \times 4,5) / 11,5} = 32 \text{ MVA}$$

3.3.2 Compensation de la puissance réactive moyenne

La compensation de la puissance réactive moyenne est calculée en fonction de la valeur demandée, par la formule:

$$Q_c = Q_{avg} - P_{avg} \times \tan \varphi_{req} = P_{avg} \times (\tan \varphi_{avg} - \tan \varphi_{req})$$

où

P_{avg}, Q_{avg} sont les puissances moyenne active et réactive;
 $\tan \varphi_{avg}$ est la $\tan \varphi_1$ calculée sans compensation;
 $\tan \varphi_{req}$ est la $\tan \varphi_1$ moyenne demandée;
 Q_c est la compensation nécessaire.

Exemple:

En utilisant les valeurs de l'exemple précédent:

$$\tan \varphi_{avg} = 26,15 / 7,7 = 3,4$$

$$\text{Pour } \tan \varphi_{req} = 0,4 ; Q_c = 26,15 - 7,7 \times 0,4 = 23,1 \text{ Mvar}$$

NOTES

1 On constate que la puissance réactive est trop élevée à certains moments du cycle de travail et trop faible à d'autres. La succession de fluctuations de tension peut nécessiter des moyens de réglage de la compensation dans des limites plus proches de la compensation exacte.

2 Les publications préparées par le CE 77 et ses Sous-Comités donnent les limites acceptables pour les fluctuations de tension en fonction décroissante de leur fréquence, de même que les limites acceptables du flicker.

3.3.3 Fluctuations de tension avec compensation fixe

Les condensateurs utilisés pour la correction du facteur de puissance donnent d'autant plus de puissance que la tension est plus élevée et vice-versa.

Pour tenir compte de ce fait, une méthode approchée consiste à déduire la puissance des condensateurs de la puissance de court-circuit pour calculer la chute de tension.

Exemple:

En utilisant les résultats des exemples précédents avec $S_C = 315 \text{ MVA}$

1) Augmentation de tension à vide avec une compensation de 23,1 Mvar:

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{23,1}{315 - 23,1} = 0,0791$$

2) Tension en surcharge avec compensation: (accélération à $2,3 I_{dN}$ et $0,978 U_{dN}$)

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{26,3 - 23,1 + 23,5/8}{315 - 23,1} = 0,021$$

3.3.2 Required compensation of the average reactive power

The required compensation of the average reactive power is calculated using the required value and the formula:

$$Q_c = Q_{avg} - P_{avg} \times \tan \varphi_{req} = P_{avg} \times (\tan \varphi_{avg} - \tan \varphi_{req})$$

where

P_{avg}, Q_{avg}	is the active and reactive power consumption;
$\tan \varphi_{avg}$	is the calculated $\tan \varphi_1$, without compensation;
$\tan \varphi_{req}$	is the required average $\tan \varphi_1$;
Q_c	is the required reactive power compensation.

Example:

Using the data and results of the previous example:

$$\tan \varphi_{avg} = 26,15/7,7 = 3,4$$

$$\text{For: } \tan \varphi_{req} = 0,4; \quad Q_c = 26,15 - 7,7 \times 0,4 = 23,1 \text{ Mvar}$$

NOTES

- 1 It will be found that the reactive power compensation is too high during certain intervals of the duty cycle and too low in others. The succession of voltage changes may require some means of adjusting the compensation within closer limits of the required compensation.
- 2 The publications being prepared by TC 77 and its Sub-committees are intended to give the acceptable limits of voltage changes as a decreasing function of their frequency of occurrence and also the acceptable limits as regards flicker.

3.3.3 Voltage fluctuations with fixed reactive power compensation

Capacitors used for power factor correction will supply more reactive power if the supply voltage increases and less if it decreases.

To account for this fact an approximate method consists in deducting the capacitor bank rating from the system short-circuit power when calculating the voltage fluctuation.

Example:

Using the data of the previous example and $S_C = 315 \text{ MVA}$

- 1) The no-load voltage change, with 23,1 Mvar power factor compensation, becomes:

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{23,1}{315 - 23,1} = 0,0791$$

- 2) Peak load corrected voltage: (acceleration at $2,3 I_{dN}$ and $0,978 U_{dN}$)

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{26,3 - 23,1 + 23,5/8}{315 - 23,1} = 0,021$$

La fluctuation maximale de tension est:

$$0,079 + 0,021 = 0,1 \text{ p.u.}$$

NOTES

1 La valeur demandée de $\tan \varphi_{\text{req}}$ peut ne pas être optimale pour minimiser les fluctuations de tension dues à la chute résistive de tension, etc.

2 Dans le cas de fortes charges fluctuantes sur des réseaux d'impédance relativement élevée, il peut être nécessaire d'ajuster rapidement la compensation de puissance réactive, même s'il est possible d'utiliser des gradins de condensateurs si la demande de puissance réactive ne change que deux ou trois fois par jour.

Les contacteurs statiques ou d'autres moyens peuvent être nécessaires pour une cadence plus rapide de manoeuvres au lieu de contacteurs électromécaniques ou de disjoncteurs qui peuvent subir une usure mécanique et dont le temps de réponse peut être tel que l'action de correction ne fasse qu'augmenter le nombre de fluctuations et rendre le flicker plus gênant.

3.4 Contenu harmonique de la tension continue

La valeur efficace de la composante alternative de rang h , de l'ondulation de la tension continue, rapportée à la tension continue fictive à vide est:

$$\frac{U_h}{U_{di}} = \frac{\sqrt{(A+B-C)}}{D}$$

Rang harmonique $h = kp$; p = indice de pulsation ; k = entier positif.

où

$$A = (h^2 + 1) \times [1 + \cos(h\alpha) \times \cos \alpha]$$

$$B = 2 \times h \times \sin(h\alpha) \times \sin \alpha$$

$$C = (h^2 - 1) \times [\cos(h\alpha) + \cos \alpha] \times \cos(\alpha + u)$$

$$D = (h^2 - 1) \times \sqrt{2}$$

NOTE - Une composante harmonique de rang $2 \times f_1$ peut apparaître si les tensions d'alimentation c.a. ne sont pas équilibrées: son amplitude rapport à U_{di} est à peu près égale à la tension inverse rapportée à la tension assignée (séquence directe).

D'autres harmoniques irréguliers peuvent aussi apparaître si les impulsions de commande ne sont pas espacées régulièrement sur chaque période.

The maximum voltage fluctuation is:

$$0,079 + 0,021 = 0,1 \text{ p.u.}$$

NOTES

1 The required $\tan \varphi_{\text{req}}$ may be non-optimal for minimizing the voltage changes due to the resistive voltage drop etc.

2 In the case of large fluctuating loads on relatively high impedance systems, the reactive power correction may have to be adjusted rapidly, although switched capacitor banks may be contemplated if the reactive power demand changes only two or three times per day.

Static switches or other means may be used for more frequent operations instead of conventional contactors or circuit-breakers, which may suffer mechanical wear and the delay time of the correction is such that the corrective action results in adding more voltage changes and making the flicker more objectionable.

3.4 Direct voltage harmonic content

The r.m.s. value of the harmonic component of order h , of the superimposed a.c. voltage (ripple components), referred to the no-load ideal d.c. voltage is:

$$\frac{U_h}{U_{di}} = \frac{\sqrt{(A + B - C)}}{D}$$

Harmonic order $h = kp$; with: p = pulse number; k = positive integer.

where

$$A = (h^2 + 1) \times [1 + \cos(h\alpha) \times \cos\alpha]$$

$$B = 2 \times h \times \sin(h\alpha) \times \sin\alpha$$

$$C = (h^2 - 1) \times [\cos(h\alpha) + \cos\alpha] \times \cos(\alpha + u)$$

$$D = (h^2 - 1) \times \sqrt{2}$$

NOTE - A harmonic component of order $2 \times f_1$ will appear if the a.c. side voltage is unbalanced. Its magnitude referred to U_{di} is approximately equal to the negative sequence voltage referred to the rated value (positive sequence).

Other non-characteristic harmonics will also arise if the gating signals are unevenly spaced over a period.

3.5 Distorsion de la tension d'alimentation

3.5.1 Encoches de commutation

3.5.1.1 Surface d'encoche

La surface d'une encoche de commutation A_N observée entre deux phases quelconques (encoche principale de chaque demi-période) peut être évaluée par:

$$A_N = \frac{U_{di}}{6 \times f_1 \times R_{sc}}$$

Exemple:

$$f_1 = 60 \text{ Hz}; U_{LN} = 460 \text{ V}; R_{sc} = 75; U_{di} = 621,2 \text{ V}; A_N = 23\,000 \text{ V} \cdot \mu\text{s}$$

En utilisant pour unité (tension de crête x degrés):

$$A_E = \frac{180}{\pi \times R_{sc}} \approx \frac{57,3}{R_{sc}}$$

Exemple:

Avec le même R_{sc} on trouve $A_E = 0,764$ (p.u. x degrés).

3.5.1.2 Largeur d'encoche

La largeur d'encoche peut se calculer aux bornes c.a. du convertisseur en négligeant l'effet des capacités et inductances réparties. Si l'on néglige toutes les capacités dans le circuit, la largeur d'encoche reste la même en d'autres points du circuit amont vers la source infinie, tandis que la profondeur d'encoche diminue.

La largeur totale est exprimée en mesure d'angle et est égale à l'angle d'empiètement (de commutation) u .

Des oscillations dues aux capacités et inductances réparties peuvent changer notablement la forme des encoches de commutation.

Si plusieurs convertisseurs identiques fonctionnent sensiblement avec le même angle de retard et sont alimentés par la même source, on peut les remplacer par un seul convertisseur équivalent de puissance égale à la puissance totale et avec les mêmes montage et indice de pulsation. Pour obtenir l'inductance équivalente de commutation il y a lieu de considérer que les inductances individuelles des convertisseurs sont en parallèle et s'ajoutent à l'inductance commune.

3.5 Supply voltage distortion

3.5.1 Commutation notches

3.5.1.1 Notch area

The area of a commutation notch A_N , as observed between any two lines (principal notch of each half period), may be evaluated from:

$$A_N = \frac{U_{di}}{6 \times f_1 \times R_{sc}}$$

Example:

$$f_1 = 60 \text{ Hz}; U_{LN} = 460 \text{ V}; R_{sc} = 75; U_{di} = 621,2 \text{ V}; A_N = 23\,000 \text{ V} \cdot \mu\text{s}$$

If expressed in p.u., (line crest voltage x degrees):

$$A_E = \frac{180}{\pi \times R_{sc}} \approx \frac{57,3}{R_{sc}}$$

Example:

The same R_{sc} gives $A_E = 0,764$ (p.u. x degrees).

3.5.1.2 Notch width

The notch width may be calculated at the convertor a.c. terminals neglecting the effect of stray capacitance and inductance. If all circuit capacitance is neglected the notch width remains the same at other points of the supply circuit towards the infinite source, while the notch depth decreases.

The total width is expressed in angular measure and is equal to the overlap angle u .

Oscillations due to stray capacitance and inductance may appreciably change the shape of the commutation notches.

If identical convertors are operated at approximately the same gating angle and supplied from the same source, they may be replaced by a single equivalent convertor with a rating equal to the total rating and the same connection and pulse number. To get the equivalent commutation inductance the individual inductances of the convertors are to be connected in parallel and added to the common inductance.

3.5.1.3 Profondeur d'encoche

La profondeur d'encoche en un point déterminé est donnée par:

$$\frac{\text{surface d'encoche}}{\text{largeur d'encoche}}$$

a) Convertisseurs avec transformateur individuel

L'amplitude des encoches de commutation dues au convertisseur considéré, au point de branchement d'autres convertisseurs, dépend de l'impédance du transformateur individuel qui peut être considéré comme un élément inductif de la puissance totale de court-circuit au niveau de la commutation.

La profondeur d'encoche décroît de 1,0 p.u. aux bornes c.a. de l'élément de convertisseur jusqu'à zéro au niveau de la source infinie. Le calcul est semblable à celui des courants de défaut.

Exemple 1:

Source (50 Hz)	63 kV, 730 MVA
Transformateur	63/20 kV, 40 MVA, 0,125 p.u.
Câble	20 kV, 0,32 mH/km, 130 m
Transformateur de convertisseur	20/0,4 kV, 4,2 MVA, 0,07 p.u.

Tension kV	1/Sc MVA ⁻¹	Puissance de court-circuit MVA	Profondeur d'encoche ($\alpha = 90^\circ$) p.u.
63 Source	1/730	730	47,2/730 = 0,065
20 Transformateur	0,125/40	222	47,2/222 = 0,213
20 Ligne	$2\pi \times 50 \times 0,32 \times 10^{-3} \times 0,13 / 20^2$	221	47,2/221 = 0,214
0,4 Transf. de conv.	0,07/4,2	47,2	47,2/47,2 = 1,0

NOTE - La profondeur d'encoche rapportée à la tension de crête est indépendante de la charge du convertisseur et est maximale pour $\alpha = 90^\circ$ comme supposé ici; elle varie comme $\sin \alpha$.

b) Convertisseurs avec transformateur commun

Dans ce cas, l'inductance de commutation englobe celle des câbles de liaison et forme la seule inductance propre à chaque convertisseur.

3.5.1.3 Notch depth

The notch depth at a given point is calculated by:

$$\frac{\text{Notch area}}{\text{Notch width}}$$

a) Convertors with individual transformer

The amplitude of the commutation notches due to the convertor under consideration at the points of connection of other convertors depends on the impedance of the individual transformer which may be considered as an inductive element of the total commutation short-circuit power.

The notch depth decreases from 1,0 p.u. at the a.c. terminals of the convertor assembly to zero at the level of the infinite source. The calculation is similar to that used for fault currents.

Example 1:

Supply source (50 Hz)

Main transformer

Feeder cable

Convertor transformer

63 kV, 730 MVA

63/20 kV, 40 MVA, 0,125 p.u.

20 kV, 0,32 mH/km, 130 m

20/0,4kV, 4,2 MVA, 0,07 p.u.

Voltage kV	$1/S_c$ MVA ⁻¹	Short-circuit power MVA	Notch depth ($\alpha = 90^\circ$) p.u.
63 Source	1/730	730	47,2/730 = 0,065
20 Transformer	0,125/40	222	47,2/222 = 0,213
20 Line	2 π 60x0,32x10 ⁻³ x0,13/20 ²	221	47,2/221 = 0,214
0,4 Conv. transformer	0,07/4,2	47,2	47,2/47,2 = 1,0

NOTE - The notch depth in p.u. of crest voltage is independent of the convertor load and is a maximum at $\alpha = 90^\circ$ as assumed here; it varies as $\sin \alpha$.

b) Convertors with a common transformer

In this case the commutation inductance includes the inductance of the convertor connecting cables which is the only individual inductance of each convertor.

Exemple 2:

Avec la même source au niveau 20 kV que dans l'exemple précédent, chaque convertisseur est raccordé par un câble 400 V de 150 m à un transformateur de 1,6 MVA, 20/0,4 kV, avec une tension de court-circuit de 0,06 p.u. Si l'angle d'empiètement (de commutation) est petit (2° à 5°) et si les convertisseurs sont utilisés avec des angles de retard (de commande) α non corrélés, la profondeur d'encoche se calcule comme plus haut, en ajoutant simplement l'impédance du câble 400 V.

Tension kV	$1/S_C$ MVA ⁻¹	Puissance de court-circuit MVA	Profondeur d'encoche ($\alpha = 90^\circ$) p.u.
63 Source	1/730	730	$7,34/730 = 0,0101$
20 Transformateur	0,125/40	222	$7,34/222 = 0,0331$
20 Câble	$2\pi 50 \times 0,32 \times 10^{-3} \times 0,13/20^2$	221	$7,34/221 = 0,0332$
0,4 Transf. de conv.	0,06/1,6	23,8	$7,34/23,8 = 0,308$
0,4 Câbles	$2\pi 50 \times 0,32 \times 10^{-3} \times 0,15/0,4^2$	7,34	$7,34/7,34 = 1,0$

NOTES

1 La surface d'encoche diminue aussi depuis le convertisseur jusqu'au niveau de la source infinie, mais sa largeur reste la même si l'on néglige l'effet des capacités réparties.

2 Si tous les convertisseurs étaient en service avec le même angle de retard (de commande), leurs impédances devraient être mises en parallèle pour obtenir le pire des cas.

Par exemple si 10 convertisseurs sont raccordés au même transformateur 400 V, la puissance totale de court-circuit serait portée à 19,4 MVA (au lieu de 7,34 MVA), d'où une profondeur d'encoche plus grande:

Tension kV	$1/S_C$ MVA ⁻¹	Puissance de court-circuit MVA	Profondeur d'encoche ($\alpha = 90^\circ$) p.u.
63 Source	1/730	730	$19,4/730 = 0,027$
20 Transformateur	0,125/40	222	$19,4/222 = 0,087$
20 Ligne	$2\pi 50 \times 0,32 \times 10^{-3} \times 0,13/20^2$	221	$19,4/221 = 0,088$
0,4 Transf. de conv.	0,06/1,6	23,8	$19,4/23,8 = 0,815$
0,4 Câble	$1/10 \times 2\pi 50 \times 0,32 \times 10^{-3} \times 0,15/0,4^2$	19,4	$19,4/19,4 = 1,0$

3.5.2 Fonctionnement de plusieurs convertisseurs sur la même source

Si plusieurs convertisseurs sont raccordés à la même source, l'interaction entre les convertisseurs est à prendre en compte, notamment dans le choix des circuits RC mis en parallèle sur chaque élément de valve.

a) Les pertes dans les circuits RC d'amortissement augmentent avec le nombre de convertisseurs. Pour un convertisseur d'indice de pulsation $p = 6$ en pont, fonctionnant seul sur une source avec un circuit RC par bras, les pertes dans la résistance résultant des encoches de commutation sont dans le pire des cas (c'est-à-dire avec un angle de retard $\alpha = 90^\circ$):

$$P_{\max} \approx 3,5 \times U_v^2 \times C \times f_1$$

Example 2:

Using the same supply source at the 20 kV level as in the previous example, each convertor is connected through a 150 m, 400 V cable to a 1,6 MVA, 20/0,4 kV transformer with 0,06 p.u. short-circuit voltage. If the overlap angle μ is small (2° to 5°) and the convertors are used with non-correlated values of α , the commutation notch depth is calculated as before, only adding the 400 V cable impedance.

Voltage kV	1/S _C MVA ⁻¹	Short-circuit power MVA	Notch depth ($\alpha = 90^\circ$) p.u.
63 Source	1/730	730	7,34/730 = 0,0101
20 Transformer	0,125/40	222	7,34/222 = 0,0331
20 Line	$2\pi 50 \times 0,32 \times 10^{-3} \times 0,13 / 20^2$	221	7,34/221 = 0,0332
0,4 Conv. transformer	0,06/1,6	23,8	7,34/23,8 = 0,308
0,4 Cable	$2\pi 50 \times 0,32 \times 10^{-3} \times 0,15 / 0,4^2$	7,34	7,34/7,34 = 1,0

NOTES

1 The notch area also decreases from the convertor to the infinite source but the width remains the same, if the effect of stray capacitance remains neglected.

2 If all the convertors were operated at the same control angle and assuming an equal impedance for all the convertor lines, their impedances should be paralleled for worst case conditions.

For example, if 10 convertors are connected to the same 400 V transformer the total short-circuit power would be increased to 19,4 MVA (instead of 7,34 MVA) resulting in greater notch depth:

Voltage kV	1/S _C MVA ⁻¹	Short-circuit power MVA	Notch depth ($\alpha = 90^\circ$) p.u.
63 Source	1/730	730	19,4/730 = 0,027
20 Transformer	0,125/40	222	19,4/222 = 0,087
20 Line	$2\pi 50 \times 0,32 \times 10^{-3} \times 0,13 / 20^2$	221	19,4/221 = 0,088
0,4 Conv. transformer	0,06/1,6	23,8	19,4/23,8 = 0,815
0,4 Cable	$1/10 \times 2\pi 50 \times 0,32 \times 10^{-3} \times 0,15 / 0,4^2$	19,4	19,4/19,4 = 1,0

3.5.2 Operation of several convertors on the same supply line

If several convertors are connected to the same line the interactions between the convertors have to be considered, particularly in the design of the RC circuits connected in parallel to each valve device.

a) The losses in the damping RC circuits will increase with the number of convertors. For a six-pulse bridge convertor operating alone on the line, with RC circuits in the arms, the losses in the resistor due to commutation notches are in the worst case (that is with the delay angle $\alpha = 90^\circ$):

$$P_{\max} \approx 3,5 \times U_v^2 \times C \times f_1$$

où

C	est la capacité d'un circuit RC;
U_v	est la tension efficace aux bornes du bloc convertisseur;
f_1	est la fréquence fondamentale;
$P_{\max}$	représente les pertes dans un circuit RC.

En pratique, les convertisseurs ne fonctionnent avec $\alpha \approx 90^\circ$ que pendant de courtes périodes et les pertes sont alors beaucoup plus faibles (exception: par exemple une machine à papier, pendant le refroidissement des cylindres sécheurs, peut tourner pendant plusieurs heures avec une vitesse de 0,02 - 0,05 p.u.). On peut utiliser la formule suivante:

$$P_{\text{avg}} \approx 3,5 \times U_v^2 \times C \times f_1 \times \sin^2 \alpha$$

Si plusieurs convertisseurs fonctionnent sur la même source, les pertes dans les circuits RC de protection de chaque convertisseur augmentent en proportion de l'amplitude et du nombre des encoches de commutation à ses bornes.

Par conséquent, les pertes provoquées par les encoches de commutation, dues à un autre convertisseur, dépendent surtout de l'angle de retard (de commande) des deux convertisseurs, de l'empiétement éventuel et de l'importance relative des impédances individuelles.

Dans la majorité des cas, le raccordement ne pose aucun problème jusqu'à quatre convertisseurs sur la même source, avec $\sin \alpha \leq 0,5$. Pour un nombre plus grand de convertisseurs, le cas est à examiner en détail.

b) Les condensateurs de protection de convertisseurs en parallèle augmentent aussi les contraintes di/dt , si l'inductance de découplage entre convertisseurs est faible, ce qui est le cas si le câble de raccordement est court et qu'il n'existe pas de réactance de ligne.

c) Les convertisseurs provoquent aussi une chute de tension sur la ligne, ce qui est à prendre en compte dans la spécification du convertisseur. Cela est particulièrement important si les convertisseurs doivent être utilisés en mode onduleur.

3.6 Grandeurs du côté réseau

3.6.1 Valeur efficace du courant de ligne

a) Première approximation (en négligeant l'empiétement), voir 1.5.2.

b) Une formule plus précise peut être employée pour un montage triphasé en pont lorsque l'angle de retard (de commande) α et l'angle d'empiétement (de commutation) u sont connus:

$$I_L^*(\alpha, u) = I_L \times \sqrt{1 - 3\psi(\alpha, u)}$$

où

I_L est la valeur approximative du courant de ligne donnée par la méthode du 1.5.2.;

where

C	is the capacitance in one RC circuit;
U_v	is the r.m.s. voltage at the terminals of the convertor assembly;
f_1	is the fundamental frequency;
$P_{\max}$	is the losses for one RC circuit.

In practice, the convertors will operate with $\alpha \approx 90^\circ$ only for short periods of time and the losses will then be much lower (exception: for example paper machines, when cooling of drying cylinders, may run for several hours at 0,02 - 0,05 p.u. speed). The following formula may be used:

$$P_{\text{avg}} \approx 3,5 \times U_v^2 \times C \times f_1 \times \sin^2 \alpha$$

If several convertors operate on the same line the losses in the damping RC circuits of each convertor will increase in proportion to the amplitudes and number of notches at its line terminals.

Therefore the losses induced in a convertor by notches originating from another convertor are mainly dependent on the delay angle of both convertors, the possible overlap of commutations and the relative importance of individual impedances.

In most cases, it will cause no problem to connect up to 4 convertors to the same line, if $\sin \alpha \leq 0,5$. If more convertors are to be connected, the problem requires to be considered in detail.

b) The damping capacitor in the parallel connected convertor will also increase the di/dt stresses if the decoupling inductance between convertors is low, which is the case if the connecting line is short and no line side reactor is included.

c) The convertors will also cause a voltage drop in the line, which has to be considered in the convertor specification. This is especially important if the convertors are to be used in the inverter mode.

3.6 Quantities on the line side

3.6.1 R.M.S. value of the line current

a) First approximation (neglecting overlap), see 1.5.2.

b) A more accurate formula may be used for a three-phase bridge connection when the delay angle α and overlap angle u are known:

$$I_L^*(\alpha, u) = I_L \times \sqrt{1 - 3\psi(\alpha, u)}$$

where

I_L is the approximate value of the line current as given by the method of 1.5.2;

$$\psi(\alpha, u) = \frac{\sin u \times [2 + \cos(2\alpha + u)] - u \times [1 + 2 \times \cos \alpha \times \cos(\alpha + u)]}{2 \times \pi \times [\cos \alpha - \cos(\alpha + u)]^2}$$

les angles étant exprimés en radians.

Les valeurs de rapport $I_L^*(\alpha, u)/I_L$ sont données par le tableau 2.

Tableau 2

u degrés	$I_L^*(\alpha, u)/I_L$				
	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 15^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$	$\alpha = 90^\circ$
5	0,994	0,993	0,993	0,993	0,993
15	0,983	0,979	0,979	0,979	0,979
25	0,972	0,966	0,965	0,965	0,965
35	0,960	0,953	0,951	0,950	0,950

c) Lorsque l'inductance relative côté continu est faible, la valeur efficace réelle du courant de ligne peut devenir plus grande que la valeur calculée par les méthodes indiquées en a) et b), en raison de l'ondulation du courant continu. Voir également la note 3 de 3.2.4.

3.6.2 Harmoniques côté ligne - méthode approximative avec $p = 6$

Au début d'un projet, les formules suivantes (voir 3.6.2.1 et 3.6.2.2 ci-après) sont utilisables lorsque l'on ne connaît la taille du convertisseur que par la puissance de son transformateur.

3.6.2.1 Courant

Les courants harmoniques peuvent être calculés par:

$$I_{hL} = \frac{I_{1L}}{\left(h - \frac{5}{h}\right)^{1,2}}$$

où

I_{hL} est le courant harmonique;
 h est le rang d'harmonique;
 I_{1L} est le courant fondamental.

Le courant fondamental est donné par:

$$I_{1L} = \frac{S_{1L}}{U_{LN} \times \sqrt{3}}$$

$$\psi(\alpha, u) = \frac{\sin u \times [2 + \cos(2\alpha + u)] - u \times [1 + 2 \times \cos \alpha \times \cos(\alpha + u)]}{2 \times \pi \times [\cos \alpha - \cos(\alpha + u)]^2}$$

using angles in radians.

The values of $I_L^*(\alpha, u)/I_L$ can be found in table 2.

Table 2

	$I_L^*(\alpha, u)/I_L$				
u degrees	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 15^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$	$\alpha = 90^\circ$
5	0,994	0,993	0,993	0,993	0,993
15	0,983	0,979	0,979	0,979	0,979
25	0,972	0,966	0,965	0,965	0,965
35	0,960	0,953	0,951	0,950	0,950

c) When the relative d.c. side inductance is low, the real r.m.s. value of the line current may become larger than what is calculated by the methods indicated in a) and b) due to the d.c. current ripple. See also 3.2.4, note 3.

3.6.2 Harmonics on the line side, approximate method for 6-pulse convertors

At an early stage of the design the formulae of the following 3.6.2.1 and 3.6.2.2 may be used when only the convertor size is known by its transformer rating.

3.6.2.1 Current

The harmonic currents can be calculated as:

$$I_{hL} = \frac{I_{1L}}{\left(h - \frac{5}{h}\right)^{1,2}}$$

where

I_{hL} is the harmonic current;
 h is the harmonic order;
 I_{1L} is the fundamental current.

The fundamental current is given by:

$$I_{1L} = \frac{S_{1L}}{U_{LN} \times \sqrt{3}}$$

NOTES

- 1 La formule donnant I_{hL} est approximative, notamment pour de grandes valeurs de α .
- 2 Suivant l'inductance du circuit à courant continu, l'ondulation du courant continu augmente l'harmonique 5 de 0,3 p.u. ou plus, et le 11 ... (6 k - 1), mais de manière moins marquée. Les 7 ... (6 k + 1) sont généralement diminués.
- 3 D'autres harmoniques irréguliers peuvent subsister du fait du déséquilibre des tensions d'alimentation qui fait obstacle à l'annulation escomptée.

3.6.2.2 Tension

La tension harmonique U_h est le produit du courant harmonique I_h par l'impédance harmonique du réseau Z_h

$$U_h = Z_h \times I_h$$

L'impédance harmonique du réseau, en l'absence de batteries de condensateurs ou de lignes longues, peut être obtenue approximativement par la formule suivante, applicable aux transformateurs:

$$|Z_h| = \frac{U_{LN}^2}{S_c} \times \sqrt{\frac{1 + 1/(Q_s \times Q_p)^2 + 1/(h \times Q_s)^2}{1/Q_p^2 + 1/h^2}}$$

où

$Q_s = X_s/R_s$ (8 à 12 p.u. environ);

$Q_p = R_p/X_s$ (80 à 120 p.u. environ);

$S_c = U_{LN}^2/X_s$;

R_s est la résistance série correspondant aux pertes Joule;

R_p est la résistance parallèle correspondant aux pertes à vide;

X_s est la réactance des fuites du transformateur principal.

Cette formule donne la tension harmonique rapportée à la tension simple.

$$\frac{|U_h|}{U_{LN}/\sqrt{3}} = \frac{S_{IL}}{S_c} \times \frac{I_{hL}}{I_{IL}} \times \sqrt{\frac{1 + 1/(Q_s \times Q_p)^2 + 1/(h \times Q_s)^2}{1/Q_p^2 + 1/h^2}}$$

3.6.3 Valeur minimale de R_{SC} pour la distorsion harmonique

Il est possible de réduire la distorsion harmonique en choisissant un indice de pulsation plus élevé pour le convertisseur. Cela est souvent réalisé en combinant plusieurs convertisseurs élémentaires hexaphasés.

Les rangs des harmoniques réguliers sont donnés par:

$$h = kp \pm 1; \quad k = \text{entier positif}$$

NOTES

- 1 The formula for I_{hL} is approximate, especially for large values of α .
- 2 Depending on the d.c. load circuit inductance, the direct current ripple may increase the 5th harmonic current by 0,3 p.u. or more and the 11th ... (6 k - 1) to a lesser extent. The 7th ... (6 k + 1) is normally lowered.
- 3 Other uncharacteristic harmonics may remain due to the supply voltage unbalance which prevents the expected cancellation.

3.6.2.2 Voltage

The harmonic voltage U_h is the product of the harmonic current I_h and the harmonic impedance of the system Z_h

$$U_h = Z_h \times I_h$$

The harmonic impedance of the system, in the absence of capacitor banks and long supply lines, may be approximated using the following formula applicable to transformers:

$$|Z_h| = \frac{U_{LN}^2}{S_c} \times \sqrt{\frac{1 + 1/(Q_s \times Q_p)^2 + 1/(h \times Q_s)^2}{1/Q_p^2 + 1/h^2}}$$

where

$Q_s = X_s/R_s$ (about 8 to 12 p.u.);

$Q_p = R_p/X_s$ (about 80 to 120 p.u.);

$S_c = U_{LN}^2/X_s$;

R_s is the series resistance corresponding to the load losses;

R_p is the parallel resistance corresponding to the no-load losses;

X_s is the leakage reactance of the main transformers.

The following formula gives the relative harmonic voltage referred to the line-to-neutral voltage.

$$\frac{|U_h|}{U_{LN}/\sqrt{3}} = \frac{S_{1L}}{S_c} \times \frac{I_{hL}}{I_{1L}} \times \sqrt{\frac{1 + 1/(Q_s \times Q_p)^2 + 1/(h \times Q_s)^2}{1/Q_p^2 + 1/h^2}}$$

3.6.3 Minimum R_{SC} requirements for harmonic distortion

Harmonic distortion may be reduced by increasing the pulse number p of the convertors. This is usually done by a combination of several basic 6-pulse convertors.

The order of characteristic harmonics is given by:

$$h = kp \pm 1; \quad k = \text{positive integer}$$

Les harmoniques qui se trouvent être réguliers pour les convertisseurs hexaphasés et irréguliers pour le convertisseur complet, ne sont généralement pas éliminés complètement et peuvent atteindre 0,05 à 0,15 p.u. de la valeur correspondant au spectre du convertisseur de base d'indice de pulsation $p = 6$.

En prenant la valeur prudente de 0,15 p.u. pour les harmoniques irréguliers, $Q_s = 8$ p.u., $Q_p = 100$ p.u., on a calculé les valeurs du tableau 3 ci-après pour différentes valeurs de

$$\frac{S_{1L}}{S_c} = \frac{1}{R_{SC}}$$

où $p = 6 - 12 - 18 - 24$.

Ce tableau donne aussi la valeur du premier harmonique régulier et la surface d'encoche en p.u. x degrés (A_E pour $\alpha = 90^\circ$).

Tableau 3 - R_{SC} minimal, réseaux basse tension

HD Eff. p.u.	$p = 6$			$p = 12$			$p = 18$			$p = 24$		
	R_{SC}	A_E p.u. x deg.	U_5 p.u.	R_{SC}	A_E p.u. x deg.	U_{11} p.u.	R_{SC}	A_E p.u. x deg.	U_{17} p.u.	R_{SC}	A_E p.u. x deg.	U_{23} p.u.
0,01	231	0,25	0,0041	150	0,19	0,0043	106	0,18	0,0055	99	0,14	0,0054
0,015	154	0,40	0,0062	100	0,29	0,0065	71	0,27	0,0081	66	0,22	0,0081
0,03	77	0,74	0,0123	50	0,57	0,0130	35	0,55	0,0165	33	0,43	0,0163
0,05	46	1,24	0,0206	30	0,93	0,0217	21	0,91	0,0275	20	0,72	0,0268
0,08	29	1,98	0,0327	19	1,51	0,0342	13	1,47	0,0444	12	1,19	0,0447
0,1	23	2,48	0,0409	15	1,89	0,0428	10	1,84	0,0555	9	1,49	0,0559

HD = Distorsion harmonique

NOTES

- 1 Pour un réseau MT prendre: $R_{SCmin} = 3 \times R_{SC}$ (résonance possible).
- 2 Pour un réseau HT prendre: $R_{SCmin} = 2 \times R_{SC}$ (résonance possible).
- 3 Non valable pour réseau avec batteries de condensateurs ou filtres en couplage direct.
- 4 Interpolation: $HD \times R_{SC} = \text{constante}$ pour p donné.
- 5 La distorsion harmonique est donnée en tant que contribution du convertisseur à la distorsion existante.
- 6 Surface d'une encoche sans empiètement des commutations.
- 7 Pour la distorsion à la puissance apparente assignée, prendre S_{1LN} .

Those harmonics that result to be characteristic for the basic 6-pulse convertor units and non-characteristic for the complete convertor usually are not completely cancelled and may reach 0,05 to 0,15 p.u. of the value for the basic 6-pulse convertor.

Using the conservative value of 0,15 p.u. for non-characteristic harmonics, $Q_s = 8$ p.u., $Q_p = 100$ p.u., the following table 3 has been calculated for different values of

$$\frac{S_{1L}}{S_c} = \frac{1}{R_{sc}}$$

and $p = 6 - 12 - 18 - 24$.

It also gives the value of the lowest order characteristic harmonic and the notch area in p.u. x degrees (A_E at $\alpha = 90^\circ$).

Table 3 - Minimum R_{sc} requirement for low voltage systems

HD r.m.s. p.u.	$p = 6$			$p = 12$			$p = 18$			$p = 24$		
	R_{sc}	A_E p.u. x deg.	U_5 p.u.	R_{sc}	A_E p.u. x deg.	U_{11} p.u.	R_{sc}	A_E p.u. x deg.	U_{17} p.u.	R_{sc}	A_E p.u. x deg.	U_{23} p.u.
0,01	231	0,25	0,0041	150	0,19	0,0043	106	0,18	0,0055	99	0,14	0,0054
0,015	154	0,40	0,0062	100	0,29	0,0065	71	0,27	0,0081	66	0,22	0,0081
0,03	77	0,74	0,0123	50	0,57	0,0130	35	0,55	0,0165	33	0,43	0,0163
0,05	46	1,24	0,0206	30	0,93	0,0217	21	0,91	0,0275	20	0,72	0,0268
0,08	29	1,98	0,0327	19	1,51	0,0342	13	1,47	0,0444	12	1,19	0,0447
0,1	23	2,48	0,0409	15	1,89	0,0428	10	1,84	0,0555	9	1,49	0,0559

HD = Harmonic distortion

NOTES

- 1 For MV systems use $R_{scmin} = 3 \times R_{sc}$ as minimum requirement (resonance allowance).
- 2 For HV systems use $R_{scmin} = 2 \times R_{sc}$ as minimum requirement (resonance allowance).
- 3 Not to be used for systems with directly connected capacitor banks or filters.
- 4 Interpolation: $HD \times R_{sc} = \text{constant}$ for a given p .
- 5 The total harmonic distortion is given as the contribution of the convertor to the existing distortion.
- 6 The notch area is given for one single notch, without multiple commutation.
- 7 Use S_{1LN} for distortion corresponding to rated apparent power.

3.6.4 Calcul du spectre des courants harmoniques

Le 3.6.2.1 donne une formule approximative pour les cas où les conditions réelles de fonctionnement ne sont connues que par la puissance apparente assignée et la charge en p.u. La formule suivante peut être utilisée lorsque l'angle de retard (de commande) α et l'angle d'empiètement (de commutation) u sont connus et que l'ondulation du courant continu peut être négligée (voir aussi la figure 7).

$$I_h = I_{LL} \times \frac{\sqrt{a^2 + b^2 - 2 \times a \times b \times \cos(2\alpha + u)}}{d}$$

où

$$a = \frac{1}{h-1} \times \sin \frac{(h-1) \times u}{2}$$

$$b = \frac{1}{h+1} \times \sin \frac{(h+1) \times u}{2}$$

$$d = h \times \{ \cos \alpha - \cos(\alpha + u) \} \quad \text{ou}$$

$$d = 2 \times h \times d_x$$

Dans le cas du mode onduleur, utiliser l'angle d'extinction γ au lieu de l'angle de retard (de commande) α . Le calcul a été fait en supposant un lissage parfait du courant continu.

NOTE - Voir 3.6.2.1.

3.6.5 Estimation du déphasage des courants harmoniques

Avec l'hypothèse simplificatrice d'une forme d'onde trapézoïdale, le déphasage est donné par:

pour le courant fondamental (voir 3.1.3.2): φ_1

pour l'harmonique de rang h :

$$\varphi_h = (1 \pm k \times p) \times \varphi_1 + k \times p \times \Theta$$

où

k est un entier positif;

p est l'indice de pulsation;

Θ est le déphasage du transformateur.

3.6.4 Calculation of the harmonic current spectrum

In 3.6.2.1 an approximate formula is given for cases where the operating conditions are not known except the rated apparent power and p.u. load. The following formula can be used when the delay angle α and the overlap angle u are known and direct current ripple can be neglected (see also figure 7).

$$I_h = I_{IL} \times \frac{\sqrt{a^2 + b^2 - 2 \times a \times b \times \cos(2\alpha + u)}}{d}$$

where

$$a = \frac{1}{h-1} \times \sin \frac{(h-1) \times u}{2}$$

$$b = \frac{1}{h+1} \times \sin \frac{(h+1) \times u}{2}$$

$$d = h \times \{\cos \alpha - \cos(\alpha + u)\} \quad \text{or}$$

$$d = 2 \times h \times d_x$$

In the case of inverter operation, use extinction angle γ instead of delay angle α . This chart assumes smooth direct current.

NOTE - See 3.6.2.1.

3.6.5 Estimated phase shift of the harmonic currents

Using the simplifying assumption of a trapezoidal waveshape, the phase shift is given by:

for the fundamental current (see 3.1.3.2): φ_1

for the harmonic current of order h :

$$\varphi_h = (1 \pm k \times p) \times \varphi_1 + k \times p \times \Theta$$

where

k is a positive integer;

p is the pulse number;

Θ is the transformer phase shift.

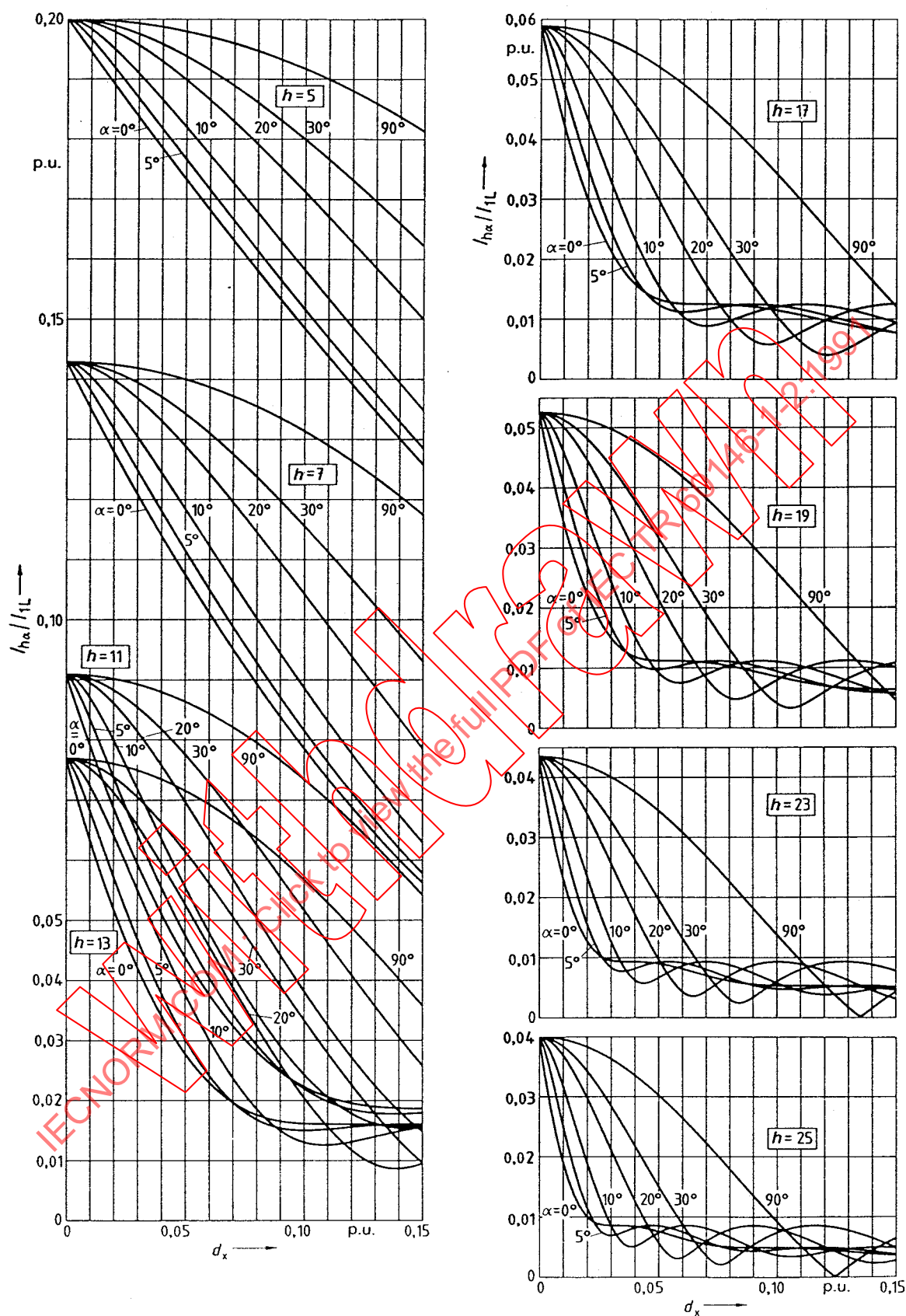
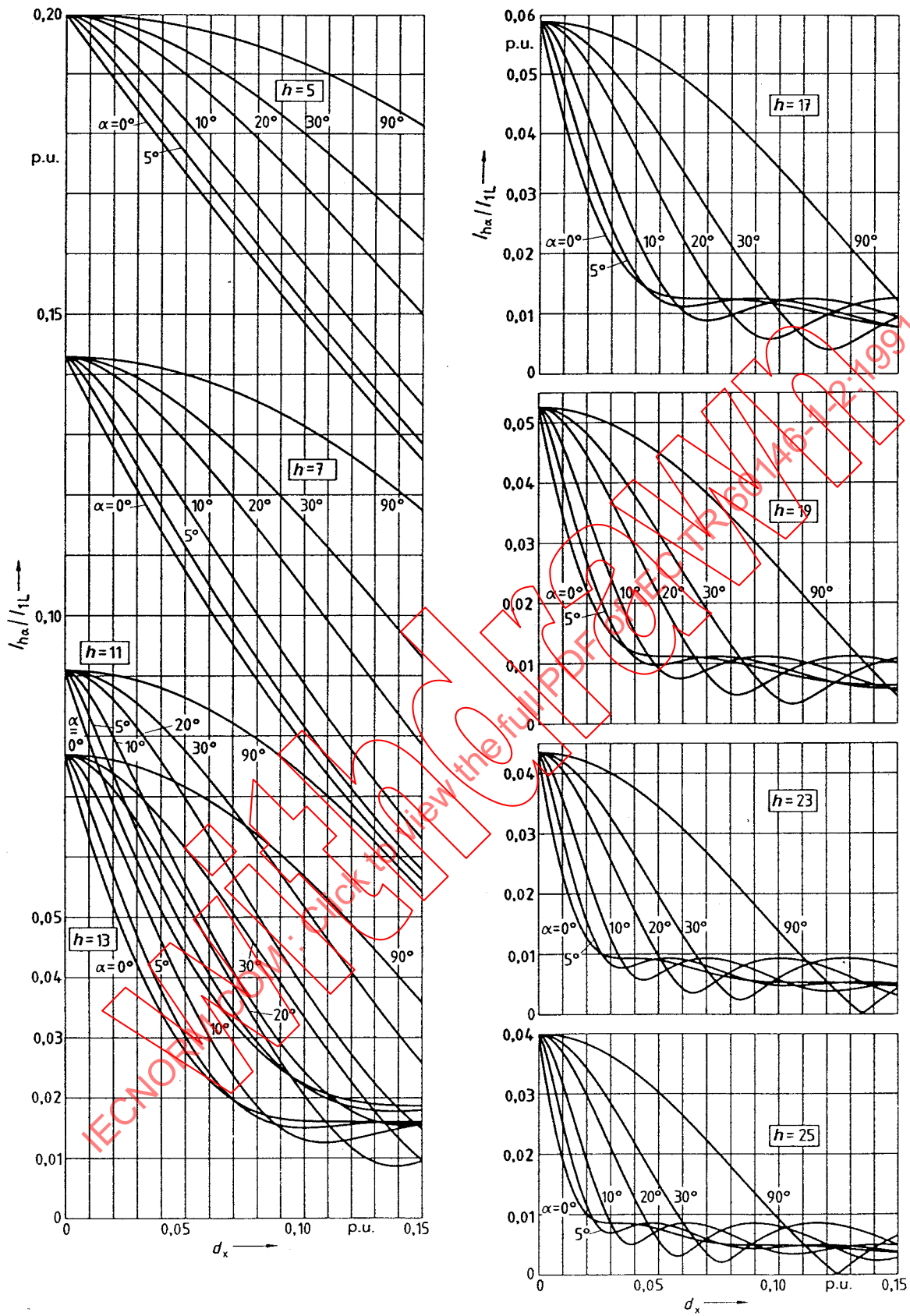


Figure 7 - Spectre harmonique du côté c.a. pour $p = 6$

Figure 7 - Harmonic current spectrum on the a.c. side for $p = 6$

3.6.6 Addition des courants harmoniques

Si plusieurs convertisseurs sont alimentés par la même source, les composantes harmoniques de même fréquence peuvent être ajoutées vectoriellement si leurs déphasages relatifs sont connus et en tenant compte du déphasage du transformateur s'il existe. Toutefois, les tolérances de paramètres d'étude ou de fonctionnement, etc. peuvent conduire à une précision limitée des résultats de calcul, surtout pour les rangs supérieurs à 13 ou 17, car l'erreur d'angle est multipliée par k_p (par exemple 12 ou 18). Dans le haut de la gamme les harmoniques irréguliers peuvent excéder sensiblement les harmoniques réguliers.

3.6.7 Spectres maximal et moyen

Les courants harmoniques sont proportionnels au courant fondamental. Les courants et tensions harmoniques de pointe et leur effet, notamment sur la tension de crête des condensateurs, doivent être vérifiés. Mais les condensateurs et autres composants des circuits sont capables de supporter des surcharges brèves, surtout si leur surcharge moyenne est modérée. C'est pourquoi on tolère dans les condensateurs un courant efficace supérieur au courant assigné (par exemple 1,3 p.u. du courant assigné, en service continu). Voir la CEI 70.

3.6.8 Déphasage du transformateur

Grâce à un couplage approprié des enroulements de transformateur, le déphasage des courants harmoniques peut être utilisé pour éliminer pratiquement certains des courants harmoniques.

Tableau 4 - Déphasage du transformateur et rangs d'harmonique

Indice de pulsation	Déphasage du transformateur (degrés)	Rangs d'harmoniques	
		Irréguliers	Réguliers
12	0 30	5-7, 17-19...	11-13, 23-25 ...
18	0 20 40	5-7-11-13...	17-19, 35-37 ...
24	0 15 30 45	5..19, 29..37	23-25, (47-49)..
36	0 10 20 30 40 50	5..31, 41...	35-37 ...

Dans la conception réelle des transformateurs, surtout pour de faibles nombres de spires, l'annulation parfaite d'harmoniques n'est pas possible et l'on doit s'attendre à voir subsister des harmoniques irréguliers au taux de 0,05 à 0,2 p.u. de la valeur théorique correspondant à un couplage hexaphasé de même puissance (totale).

D'autres facteurs tels que l'ondulation de courant continu, le déséquilibre des tensions, ont aussi une influence sur le spectre harmonique.

3.6.6 Addition of harmonic currents

If several convertors are supplied from the same source, the harmonic components of like frequency may be added up vectorially if the phase relationship is known, including transformer phase shift if any. However, minor fluctuation on design parameters, operating conditions, etc. may lead to a low accuracy in the calculated results, particularly for harmonic orders above 13th or 17th because the angle error is multiplied by k_p (for example 12 or 18). In the higher range of the harmonic spectrum the uncharacteristic harmonics may well exceed the characteristic harmonics.

3.6.7 Peak and average harmonic spectrum

Harmonic currents are proportional to the fundamental current. Peak load harmonic currents and voltages and their effect, particularly on the crest voltage of capacitors, should be checked. But capacitors and other circuits elements are capable of short time overloads particularly if their average overloading is moderate. Therefore the r.m.s. current in capacitors is allowed to exceed the capacitor rated current (for example 1,3 p.u. rated current, continuous duty). Refer to IEC 70.

3.6.8 Transformer phase shift

Using the appropriate transformer winding connections, the harmonic current phase shift may be used to virtually eliminate some of the harmonic currents.

Table 4 - Transformer phase shift and harmonic orders

Pulse number	Transformer phase shift (degrees)	Harmonic orders	
		Uncharacteristic	Characteristic
12	0 30	5-7, 17-19, ..	11-13, 23-25, ..
18	0 20 40	5-7-11-13, ..	17-19, 35-37, ..
24	0 15 30 45	5..19, 29..37	23-25, (47-49) ..
36	0 10 20 30 40 50	5..31, 41..	35-37

In actual transformer design, particularly for small numbers of turns, the exact cancellation is not possible and uncharacteristic harmonics should be expected to remain, up to 0,05 to 0,2 p.u. of the theoretical value for the equivalent 6-pulse connection with the same (total) rating.

Other factors such as direct current ripple, phase unbalance, also have an effect on the harmonic spectrum.

3.6.9 Commande séquentielle, convertisseurs à deux ponts hexaphasés

Dans certains cas où la réduction de puissance réactive est considérée comme essentielle, il peut être avantageux d'utiliser des convertisseurs à commande séquentielle:

- la consommation de puissance réactive est considérablement réduite pour une tension continue inférieure à 0,5 p.u. de la valeur assignée ou maximale. Ceci est surtout utile pour des laminoirs réversibles de grande puissance où l'engagement se produit à une vitesse environ moitié de la valeur normale et où les périodes de marche en régime établi sont relativement courtes;
- les deux convertisseurs hexaphasés peuvent être alimentés par le même transformateur YY ou DD. Leur spectre harmonique est donc plus proche de celui d'un montage à indice de pulsation 12 que de celui d'un montage hexaphasé dès lors que:

$$\alpha_1 - \alpha_2 = 30^\circ$$

Cependant, ces avantages peuvent ne pas être suffisants pour compenser les autres conséquences:

- dans le cas de réseaux où des coupures brèves sont à prévoir, le fonctionnement du bloc onduleur peut être perturbé, entraînant parfois la fusion de fusibles ou un déclenchement;
- le spectre harmonique est fréquemment similaire à celui d'un montage hexaphasé; la réduction des harmoniques 5 - 7, 17 - 19... ne s'applique que si: $|\alpha_1 - \alpha_2| \approx 30^\circ$. Par conséquent, le filtre d'harmonique, s'il existe, doit normalement être prévu en conséquence;
- la réduction de la demande de puissance réactive devrait permettre de réduire la puissance des condensateurs, mais la surcharge harmonique peut exiger un surdimensionnement de ces derniers.

Par conséquent, il ne semble pas possible de donner une règle simple pour de tels cas et il peut être nécessaire de comparer plusieurs variantes pour chaque application, compte tenu des caractéristiques du réseau et de l'exploitation.

3.7 Compensation du facteur de puissance et distorsion harmonique

L'emploi de condensateurs de puissance est en expansion du fait de la politique d'économie d'énergie:

- a) le Distributeur peut spécifier un facteur de puissance minimal;
- b) les pertes en charge dans les câbles et transformateurs augmentent avec la puissance réactive;
- c) les transformateurs, les câbles et l'appareillage peuvent être soumis à des surcharges en l'absence de compensation.

Cependant, l'emploi de condensateurs doit être étudié avec soin lorsque la charge du réseau comporte une part notable de convertisseurs.

3.6.9 Sequential gating, two 6-pulse convertors

In certain cases where minimising reactive power consumption is considered essential, sequential gating of convertors may be used with advantage:

- the reactive power consumption is considerably reduced for d.c. voltage values below 0,5 p.u. of the rated or maximum value. This is particularly useful for large reversing mills where the roll bite occurs at about half speed and the steady-state intervals are relatively short;
- the two 6-pulse convertors may be fed from the same transformer YY or DD. The harmonic spectrum is nearer that of the 12-pulse connection than that of the 6-pulse connection, whenever:

$$\alpha_1 - \alpha_2 = 30^\circ$$

However, these advantages may not be sufficient to compensate for the other consequences:

- for networks where short power outages are to be expected, the operation of the inverter section is impaired with possible tripping or fuse blowing;
- the harmonic spectrum is often similar to the 6-pulse connection typical spectrum: the reduction of the 5th-7th, 17th-19th ... harmonics is valid only when $|\alpha_1 - \alpha_2| \approx 30^\circ$. Therefore the harmonic filter, if any, should be designed for it;
- the reduced reactive power demand would permit the capacitor rating to be lowered but the harmonic overloading may require some oversizing of the capacitors.

Therefore, it does not seem possible to give a simple rule in such cases and several alternatives may have to be compared in each case of application, depending on the supply system and operating conditions.

3.7 Power factor compensation and harmonic distortion

The use of power capacitor banks is increasingly necessary due to the energy saving policy:

- a) the Supply Authority may specify a minimum power factor;
- b) the power losses in cables and transformers are increased by the reactive power;
- c) the transformers, cables, switchgear may be overloaded without compensation.

However, the use of capacitors should be studied carefully if convertor loads are a significant part of the system load.

3.7.1 Fréquence de résonance

Les moteurs c.a. peuvent influencer sensiblement l'impédance harmonique et l'abaque de la figure 8 peut aider au stade préliminaire de l'étude pour évaluer la fréquence de résonance et le facteur d'amplification. L'impédance du réseau est supposée purement inductive et résistive ($Q_s = 8$ p.u., $Q_p = 100$ p.u.). La capacité des câbles est à ajouter à celle de la batterie de condensateurs.

3.7.2 Batterie à couplage direct

Par expérience, l'emploi de condensateurs à couplage direct côté c.a. d'un convertisseur sans transformateur n'est pas conseillé surtout si la charge minimale exploitable en moteurs c.a. est faible.

La compensation de puissance réactive est à prévoir de préférence côté primaire du transformateur pour éviter des contraintes di/dt extrêmement élevées sur les semiconducteurs. Des inductances de choc sont utiles pour limiter ces contraintes, mais les courants harmoniques peuvent néanmoins surcharger les condensateurs à couplage direct, malgré leur capacité de surcharge et la réactance des câbles de liaison.

Des précautions sont à prendre également dans le cas des filtres antiparasites qui peuvent subir une surcharge en courants harmoniques.

3.7.3 Estimation de la fréquence de résonance

La fréquence de résonance d'une batterie de condensateurs avec l'inductance du réseau est donnée par:

$$f_r = h_r \times f_1$$

où

$$h_r = \sqrt{S_c / Q_c};$$

Q_c est la puissance de la batterie de condensateurs.

Si la puissance S_M des moteurs c.a. est notable, utiliser la figure 8

où

$$R_{SY} = \frac{S_c}{Q_c} \text{ et } R_{MY} = \frac{S_M}{Q_c}$$

3.7.1 Resonant frequency

A.C. motor loads may significantly change the harmonic impedance and the chart figure 8 may be used at a preliminary stage of the design to find the estimated resonant frequency and amplification factor. The system impedance is assumed to be purely inductive/resistive ($Q_s = 8$ p.u., $Q_p = 100$ p.u.). The cable capacitance should be added to the capacitor bank.

3.7.2 Directly connected capacitor bank

From experience the use of directly connected capacitor banks on the a.c. side of a converter without transformer is not recommended, particularly if the minimum operational a.c. motor load is small.

The power factor correction should be provided for preferably on the primary side of the converter transformer to avoid extremely high di/dt stresses on the semiconductors. Choke reactors may be used to minimize these stresses, but the harmonic currents may still overload directly connected capacitors, although the capacitor connecting cables introduce some reactance.

Care should be taken also in the case of radio interference filters which may suffer from harmonic current overloading.

3.7.3 Estimation of the resonant frequency

The resonant frequency of a capacitor bank with the system inductance is given by:

$$f_r = h_r \times f_1$$

where

$$h_r = \sqrt{S_c / Q_c};$$

Q_c is the capacitor bank rating.

If the a.c. motor load S_M is significant use figure 8

where

$$R_{SY} = \frac{S_c}{Q_c} \text{ and } R_{MY} = \frac{S_M}{Q_c}$$

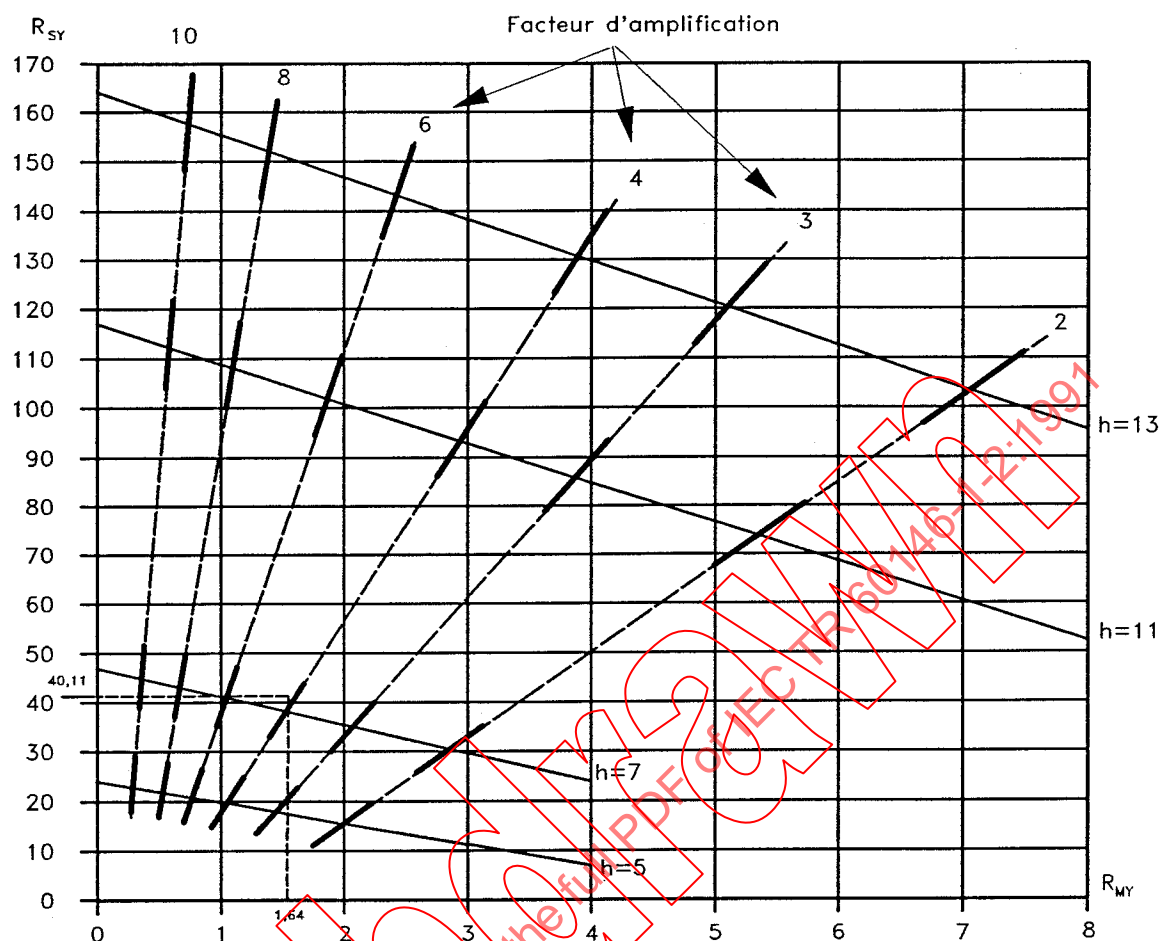


Figure 8 - Influence de la puissance des condensateurs et des moteurs c.a. sur la fréquence de résonance et sur le facteur d'amplification

NOTE - Le facteur d'amplification n'est valable qu'autour des intersections et non sur les segments en pointillés.

Exemple:

réseau source: 92 MVA, 20 kV
 charge moteurs: 1 MVA (total 850 kW, $\cos \varphi_N = 0,85$)
 convertisseur: 500 kVA (moteur c.c. 400 kW)
 transformateur: 2 MVA, 20/0,4 kV, $e_{xTN} = 0,06$ p.u.

compensation: moteurs c.a.: 250 kvar
 convertisseur: 360 kvar
 total: 610 kvar

puissance de court-circuit au niveau 400 V: 24,5 MVA

fréquence de résonance prévue:

$$f_r = \sqrt{\frac{24,5}{0,61}} \times f_1 = 6,34 \times f_1$$

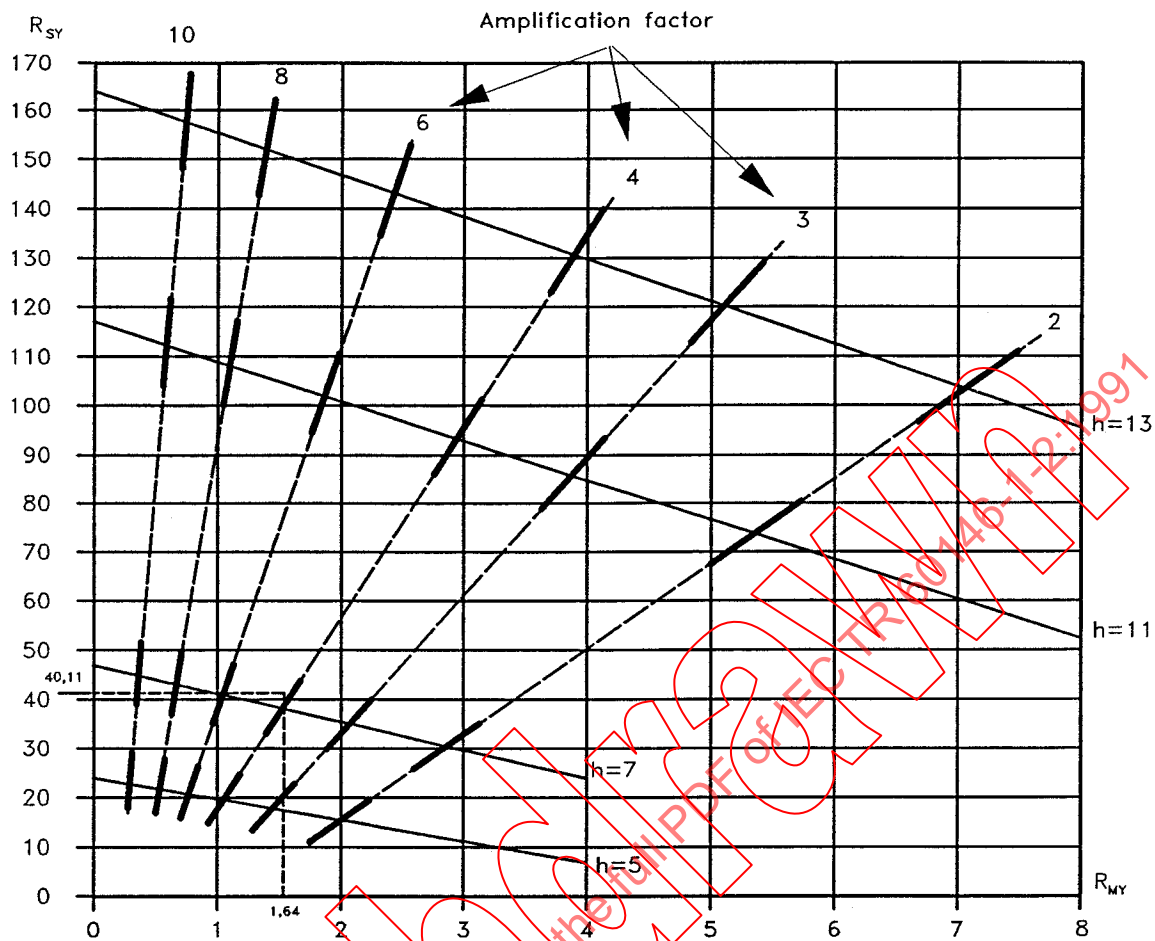


Figure 8 - Influence of capacitor rating and a.c. motor loads on the resonant frequency and amplification factor

NOTE - The amplification factor value is only valid in the regions close to the intersections, not along the dotted part of the lines.

Example:

supply source: 92 MVA, 20 kV
 a.c. motor/load: 1 MVA (total 850 kW, $\cos \varphi_N = 0,85$)
 converter load: 500 kVA (400 kW d.c. motor)
 supply transformer: 2 MVA, 20/0,4 kV, $e_{xTN} = 0,06$ p.u.

power factor correction: a.c. motor: 250 kvar
 converter: 360 kvar
 total: 610 kvar

short-circuit power at 400 V bus: 24,5 MVA

expected resonant frequency:

$$f_r = \sqrt{\frac{24,5}{0,61}} \times f_1 = 6,34 \times f_1$$

Coordonnées pour l'abaque de la figure 8:

$$R_{MY} = S_M/Q_c = 1/0,61 = 1,64$$

$$R_{SY} = S_C/Q_c = 24,5/0,61 = 40,2$$

La fréquence de résonance corrigée est trouvée voisine de $7 f_1$.

Le facteur d'amplification est probablement voisin de 4.

Le R_{SC} est égal à $24,5/0,5 = 49$ et, d'après le tableau 3 (indice de pulsation = 6), la distorsion harmonique devrait être de 0,05 et l'harmonique 7 égal à 0,02, mais le facteur d'amplification donnerait $0,02 \times 4 = 0,08$ pour l'harmonique 7, ce qui peut être acceptable pour un réseau interne, mais pas pour un réseau public.

3.7.4 Réactance de décalage de fréquence

a) Un condensateur de puissance est en principe constitué d'un certain nombre d'éléments en série et en parallèle, constitués d'un film d'aluminium et d'un film diélectrique. L'inductance du condensateur donne une fréquence propre de l'ordre de 10 kHz à 50 kHz.

b) En outre, l'inductance des câbles de connexion peut introduire une fréquence de résonance plus basse, qui peut atteindre 2 kHz à 5 kHz suivant la longueur, la section et la disposition des câbles. (La capacité des câbles peut être négligée devant celle de la batterie, jusqu'à plusieurs kilohertz).

c) En vue de limiter l'appel de courant, on prévoit des inductances de choc de l'ordre de $50 \mu\text{H}$ à $60 \mu\text{H}$ (réseaux MT). Toutefois, la fréquence de résonance qui en résulte demeure de l'ordre de 50 à 70 fois la fréquence du réseau, pour les batteries de condensateurs MT.

d) Si la fréquence de résonance parallèle est trouvée proche d'un des harmoniques présents, il peut être nécessaire de prévoir une réactance de décalage de fréquence avec une valeur plus élevée que pour une inductance de choc. Par exemple, dans le cas d'un convertisseur avec $p = 12$, les harmoniques résiduels 5 et 7, amplifiés dans un rapport de 5 à 10, peuvent conduire à la surcharge des condensateurs ou à d'autres effets indésirables.

e) Dans un tel cas, une réactance de décalage de fréquence peut être utilisée pour déplacer la fréquence de résonance vers une valeur plus basse (inférieure à 5 mais ne coïncidant pas avec l'harmonique 4 ou 3). L'amortissement peut être amélioré au moyen d'une résistance additionnelle.

f) La formule suivante peut être appliquée en première approche:

$$\frac{1}{h_r'^2} = \frac{1}{h_a^2} + \frac{Q_c}{S_c}$$

où

$$h_r' f_1$$

est la nouvelle fréquence de résonance;

$$h_a f_1$$

est la fréquence d'accord;

$$Q_c$$

est la puissance de la batterie;

$$S_c$$

est la puissance de court-circuit au jeu de barres du condensateur .

Co-ordinates for use of the chart, figure 8:

$$R_{MY} = S_M/Q_c = 1/0,61 = 1,64$$

$$R_{SY} = S_C/Q_c = 24,5/0,61 = 40,2$$

The corrected resonant frequency is found close to $7 f_1$.

The amplification factor may be expected to be about 4.

The R_{SC} is $24,5/0,5 = 49$ and from table 3 (6-pulse convertor), the THD r.m.s. should be 0,05 p.u. and the 7th harmonic 0,02 p.u. but the amplification factor would give $0,02 \times 4 = 0,08$ p.u. for the 7th harmonic which may be acceptable for an in-plant bus bar, but not for a public network.

3.7.4 Detuning reactor

a) A power capacitor is usually made of a number of parallel and series connected capacitor elements, made from aluminium foil wound with a dielectric film. The inductance of the capacitor gives a self resonant frequency in the order of 10 kHz to 50 kHz.

b) In addition to this, the inductance of the connecting cables may introduce a lower resonant frequency, which may be as low as 2 kHz to 5 kHz depending on the length, size and arrangement of the cables. (The cable capacitance may be neglected against the capacitor bank up to several kilohertz).

c) In order to limit the inrush current, choke reactors are often used with about 50 μ H or 60 μ H inductance (MV system). However, the resulting series "tuning" frequency still remains in the order of 50 to 70 times the rated frequency for MV capacitor banks.

d) If the parallel resonant frequency is found to be close to one of the existing harmonics it may be necessary to use a detuning reactor with a larger inductance than that of a choke reactor. For example in the case of a 12-pulse convertor the residual 5th and 7th harmonics if amplified by a factor of 5 to 10 may result in capacitor overloading and other unwanted effects.

e) In such a case a detuning reactor may be used to shift the resonant frequency to a lower value (below the 5th but not to coincide with the 4th nor the 3rd harmonic). Damping may be improved by an additional resistor.

f) The following formula may be used as a first approach:

$$\frac{1}{h_r'^2} = \frac{1}{h_a^2} + \frac{Q_c}{S_c}$$

where

$h_r' f_1$	is the new resonant frequency;
$h_a f_1$	is the tuning frequency;
Q_c	is the capacitor rating;
S_c	is the system short-circuit power at the capacitor bus-bars.

Exemple:

$$\begin{aligned} Q_c &= 2,56 \text{ Mvar} \\ h'_r &= 4,25 \\ S_C &= 125 \text{ MVA} \\ h_a &= 5,35 \\ f_a &= h_a f_1 = \text{fréquence d'accord nécessaire} \end{aligned}$$

NOTE - Dans cet exemple, la fréquence d'accord est supérieure à celle de l'harmonique 5, mais si les charges telles que les moteurs c.a. ou autres et plusieurs valeurs de S_C peuvent être à considérer, la formule ci-dessus et l'abaque de la figure 8 peuvent ne pas suffire, en particulier si le facteur R_{SC} est à la limite de la compatibilité requise.

3.7.5 Fréquences de télécommande (ondes porteuses)

Dans la plupart des réseaux publics, la télécommande et la télémessure (appareillage, contrôle de tension, paramètres de débit d'énergie) opèrent au moyen de tensions superposées, à une fréquence particulière qui peut être 175 Hz, 188 Hz, 595 Hz ou d'autres fréquences différentes de tous harmoniques notables de la fréquence fondamentale.

Dans certains cas, l'emploi de batteries de condensateurs, éventuellement avec réactances de choc ou "anti-harmonique", peut augmenter l'impédance du réseau à une fréquence déterminée, ce qui peut donner une amplification des transitoires aléatoires et ainsi perturber la télécommande centralisée.

Ce problème doit être examiné en collaboration avec le Distributeur. L'emploi de circuits-bouchons peut être envisagé pour éviter aussi bien l'atténuation des signaux utiles que l'amplification des transitoires dans la gamme de fréquence de la télécommande.

3.8 Autres considérations

3.8.1 Angle de commande aléatoire

Pour le cas de nombreux convertisseurs utilisés avec des cycles de travail non corrélés, l'estimation de la demande de puissance réactive et du spectre des courants harmoniques peut être effectuée soit d'après les conditions les plus défavorables, soit d'après les données disponibles: type d'industrie, type d'application ou expérience acquise dans des applications semblables.

La méthode du cas le plus défavorable conduit à une plus grande marge de sécurité, le résultat habituel étant l'augmentation du volume, du coût et des pertes. Cette méthode ne devrait pas être employée, sauf si les conditions les plus défavorables peuvent exister, par exemple avec plus de 0,05 p.u. de probabilité ou pendant une durée supérieure à quelques minutes par heure.

Dans la plupart des cas, la conception doit tenir compte des conditions les plus probables sous réserve de vérifier qu'aucun dommage n'est prévisible dans le pire des cas, avec des tolérances élargies sur les performances.

Dans certains cas, la conception optimale exige d'étudier plusieurs variantes.

Example:

$$\begin{aligned}
 Q_c &= 2,56 \text{ Mvar} \\
 h'_r &= 4,25 \\
 S_C &= 125 \text{ MVA} \\
 h_a &= 5,35 \\
 f_a &= h_a f_1 = \text{required tuning frequency}
 \end{aligned}$$

NOTE - In this example, the tuning frequency is above the 5th harmonic, but if a.c. motor or other loads and several values of S_C have to be considered, the formula above and the chart figure 8 may not be sufficient, particularly if the R_{SC} factor is on the borderline of the required compatibility level.

3.7.5 Ripple control frequencies (Carrier frequencies)

In most public networks the remote control and monitoring (switchgear, voltage control, load flow parameters) are operated using a superimposed control voltage with a particular rated frequency which may be 175 Hz, 188 Hz, 595 Hz or other frequencies different from any significant harmonic of the power frequency.

In certain cases the use of capacitor banks, possibly with choke or detuning reactor, will increase the system impedance at a particular frequency, which may amplify stray transients which could impair the ripple control system.

This problem should be examined in co-operation with the relevant authorities. The use of blocking filters may be contemplated, for preventing both the attenuation of the wanted signals and the amplification of stray transients in the frequency range of the ripple control system.

3.8 Other considerations

3.8.1 Random control angle

For the case of many convertors used with uncorrelated duty cycles the estimation of the reactive power demand and harmonic current spectrum may be based either on the worst case conditions or on the available data: type of industry, type of application or previous experience on similar applications.

The worst case approach leads to a higher safety margin, the usual result being increased size, cost and losses. It should not be used, unless the worst case conditions may exist with more than, for example 0,05 p.u. probability or for more than a few minutes per hour.

In most cases, the design should be based on the most likely conditions subject to checking that no damage should occur in the worst case conditions although the performance may not be achieved.

In certain cases, the optimum design requires the consideration of a number of alternatives.

3.8.2 Instabilité sous-harmonique

Des cas d'instabilité sous-harmonique ont été rapportés, certains d'entre eux attribuables à une distorsion excessive avec fluctuation de la déformation de l'onde. Il s'agit de cas où le convertisseur est perturbé par lui-même du fait de l'influence d'une résonance insoupçonnée entre une batterie de condensateurs avec l'inductance du réseau. Elle peut apparaître pour une fréquence atteignant celle de l'harmonique 4, surtout dans le cas d'équipement à hautes performances à réponse rapide.

3.8.3 Filtres d'harmoniques

Si aucune solution ne peut être trouvée en changeant la fréquence de résonance ou la capacité de la batterie et de façon générale, si la distorsion est trop élevée, un filtre d'harmoniques peut être indispensable.

Ceci sort du cadre du présent guide d'application.

3.8.4 Capacité approximative des câbles

Si la tension du réseau est de 15 kV ou plus, la capacité des câbles ne peut pas être négligée, pour des réseaux étendus.

Le tableau 5 a été calculé en prenant la valeur moyenne de 0,32 à 0,25 $\mu\text{F}/\text{km}$ en fonction de la tension d'isolement et de la section des câbles.

Tableau 5 - Valeur approchée des câbles (kvar/km)

Fréquence de réseau Hz	Tension du réseau kV									
	6	10	13,8	15	20	25	30	63	90	150
50	3	8	16	19	33	51	73	317	643	1 770
60	4	11	20	22	42	65	92	391	784	2 121

3.9 Calcul des courants de court-circuit côté continu des convertisseurs

Les valeurs de régime établi de certains des courants de convertisseur en cas de court-circuit du côté c.c., peuvent être déterminés au moyen du tableau 6.

Le tableau donne le rapport de courant de court-circuit à la valeur de I_{dN}/e_{xN} pour certains des montages du tableau 1.

Tableau 6 - Valeurs en court-circuit des courants de convertisseur

Tableau 1 Montage n°	Courant efficace (côté valve) p.u.	Courant de bras			Courant continu Valeur moyenne p.u.
		Efficace p.u.	Crête p.u.	Moyenne p.u.	
1	0,71	0,71	1,41	0,45	0,90
2	0,74	0,74	1,15	0,55	1,65
3	0,33	0,33	0,66	0,21	1,27
5	0,29	0,29	0,58	0,18	1,10
6	0,22	0,22	0,44	0,14	0,85
7	1,00	0,71	1,41	0,45	0,90
8	0,82	0,58	1,15	0,37	1,10
9	0,40	0,28	0,56	0,18	1,07
12	0,80	0,56	1,12	0,36	1,07

3.8.2 Sub-harmonic instability

Cases of sub-harmonic instability have been recorded, some of them attributable to excessive harmonic distortion with variable wave deformation. This is a case of a converter being disturbed by itself due to the influence of unsuspected resonance of a capacitor bank with the system inductance. It may appear for a frequency up to that of the 4th harmonic, particularly for high performance, fast response control.

3.8.3 Harmonic filters

If no solution can be found with changing the resonant frequency or the capacitor rating and generally if the distortion is too high, a harmonic filter may be required.

This is outside the scope of this application guide.

3.8.4 Approximate capacitance of cables

If the system voltage is 15 kV or above, the cable capacitance may not be neglected particularly for extensive systems.

Table 5 was calculated using the average value of 0,32 to 0,25 $\mu\text{F}/\text{km}$ depending on the insulation level and cable section.

Table 5 - Approximate kvar/km of cables

Supply frequency Hz	System voltage kV									
	6	10	13,8	15	20	25	30	63	90	150
50	3	8	16	19	33	51	73	317	643	1 770
60	4	11	20	22	42	65	92	391	784	2 121

3.9 Calculation of d.c. short-circuit current of converters

The steady-state value of some converter currents in case of short-circuit on the d.c. side of the converter can be evaluated using table 6.

The table gives the ratio of the short-circuit current to the value of I_{dN}/e_{xN} for some of the connections listed in table 1.

Table 6 - Short-circuit values of converter currents

Table 1 Connection No.	Valve side current r.m.s p.u.	Arm current value			D.C. current Average value p.u.
		r.m.s p.u.	Peak p.u.	Average p.u.	
1	0,71	0,71	1,41	0,45	0,90
2	0,74	0,74	1,15	0,55	1,65
3	0,33	0,33	0,66	0,21	1,27
5	0,29	0,29	0,58	0,18	1,10
6	0,22	0,22	0,44	0,14	0,85
7	1,00	0,71	1,41	0,45	0,90
8	0,82	0,58	1,15	0,37	1,10
9	0,40	0,28	0,56	0,18	1,07
12	0,80	0,56	1,12	0,36	1,07

3.10 Indications pour le choix de la classe d'immunité

Voir 1.5.32 à 1.5.37.2 et 2.5 de la CEI 146-1-1.

3.10.1 Classe d'immunité des convertisseurs

a) Les limites de la classe A sont valables pour les convertisseurs destinés à des réseaux très perturbés, avec plusieurs convertisseurs directement raccordés à un transformateur commun (jeu de barres réservé aux convertisseurs), avec un R_{SC} faible.

Ces convertisseurs peuvent aussi être préférés pour les cas où la probabilité de dépassement des limites des classes B ou C est faible, mais où les conséquences d'une défaillance seraient coûteuses ou dangereuses ou si d'autres convertisseurs ou des charges perturbatrices sont prévus dans le futur.

b) Les limites de la classe B sont valables pour des convertisseurs prévus pour un réseau moyen valable dans la plupart des cas. Ces convertisseurs conviennent pour un jeu de barres industriel "tous usages", commun avec d'autres charges comme des moteurs c.a.

Ces convertisseurs peuvent aussi être utilisés pour des conditions de réseaux difficiles, à condition de prévoir les moyens d'améliorer ces conditions (écrêteurs de surtension, transformateurs d'isolement, filtres d'harmoniques, compensateurs statiques) si nécessaire pour maintenir le niveau des perturbations au-dessous des limites de la classe B, avec une probabilité de les dépasser assez faible pour répondre aux exigences de disponibilité.

c) Les limites de la classe C sont valables pour les convertisseurs destinés à une implantation dispersée, des unités de faible puissance, avec un R_{SC} plutôt élevé, pour des fonctions non critiques, sur des réseaux à charge pratiquement constante.

Les convertisseurs peuvent être utilisés sur des réseaux de haute qualité, à condition que leur présence ne modifie pas sensiblement le niveau des perturbations.

3.10.2 Choix de la classe d'immunité

Le choix de la classe d'immunité des convertisseurs suppose une évaluation des conditions de service, à comparer avec les valeurs limites spécifiées des classes d'immunité. Il est donc nécessaire d'avoir une bonne connaissance des conditions d'exploitation du réseau.

On admet que la conception du réseau d'alimentation respecte les règles de l'art, en tenant compte du courant admissible, des protections de court-circuit et de surtension, du facteur de puissance, etc.

On admet également que le réseau est capable de fournir les puissances active et réactive absorbées par les charges, en incluant les convertisseurs, sans dépasser les limites admises de variation de tension. En premier lieu, il paraît nécessaire d'obtenir les données habituelles sur le réseau, telles que les variations de fréquence, de tension et de déséquilibre aux points cruciaux du réseau, en régime établi et en régime transitoire. Dans cette approche, on peut négliger la non-linéarité des convertisseurs et seuls les composants fondamentales peuvent être prises en compte.

3.10 Guide-lines for the selection of the immunity class

See IEC 146-1-1, 1.5.32 to 1.5.37.2 and 2.5.

3.10.1 *Convertor immunity class*

a) Class A limits are used for convertors intended to meet severe line conditions such as in the case of several convertors directly connected to a common transformer (convertor dedicated bus bar) with low R_{SC} .

Such convertors may also be preferred for cases where the probability of exceeding class B or C limits is low but the consequences of a failure would be costly or dangerous or if other convertors or disturbing loads are planned to be added in the future.

b) Class B limits are used for convertors intended to meet the average conditions to be expected in most places, most of the time. They may be used on general purpose industrial systems, together with other types of loads such as a.c. motors.

Such convertors may also be used for severe line conditions, provided corrective means are used to improve these conditions (surge suppressors, isolating transformers, harmonic filters, static compensators) as required to keep the disturbance levels below class B immunity limits with a low enough probability of being exceeded to meet the required availability.

c) Class C limits are used for convertors that may be used in the case of widely dispersed, low power units with a relatively large R_{SC} , for non-critical functions, on systems with fairly constant load.

These may be used on high quality systems provided their use on such systems does not appreciably change the disturbance levels.

3.10.2 *Selection of the immunity class*

The selection of the immunity classes of convertors implies the assessment of their service conditions that are to be compared with the specified limit values of immunity classes. Therefore a good knowledge is required of the operating conditions of the supply network.

It is assumed that the design of supply network follows good engineering practice with due regard to current carrying capability, short-circuit and overvoltage protection, power factor, etc.

It is also assumed that the network capacity is adequate to supply active and reactive power as required by the loads, including convertors, within allowable voltage limits. As a first step it is deemed necessary to get information on conventional network parameters such as frequency variations and a.c. voltage amplitude and unbalance at the most important junctions of the network, under steady-state and transient conditions. In so doing, consequences of non-linear behaviour of convertors can be disregarded and only fundamental components of convertor quantities taken into consideration.

Ensuite, pour compléter l'appréciation des conditions électriques de service des convertisseurs, tous les aspects relatifs aux formes d'ondes de tension et de courant sont à considérer.

De cette manière, on peut obtenir une bonne adaptation des convertisseurs à leur utilisation finale et aux conditions électriques de service de leurs barres d'alimentation. Mais il faut garder présent à l'esprit le fait que ces conditions peuvent varier avec le nombre de charges sous tension, la configuration du réseau et les fluctuations observées sur le réseau public.

L'évaluation des paramètres de distorsion de tension et de courant peut être faite d'après les indications déjà données dans cette section.

Un exemple est donné plus loin.

Si un convertisseur est prévu pour les limites d'une certaine classe d'immunité, par exemple B, ses propres perturbations, s'ajoutant à celles existant sur le réseau, ne doivent pas aboutir à un dépassement des limites de la classe choisie (classe B dans cet exemple). C'est pourquoi un transformateur ou des réactances de ligne sont souvent nécessaires, sauf peut-être pour les convertisseurs de classe A.

Exemple:

Voir le diagramme de la figure 9 qui montre un schéma simplifié de réseau de distribution pour une installation industrielle (au-dessous de la ligne en pointillés) et les éléments utiles du réseau d'alimentation (au-dessus de la ligne pointillée).

Les puissances assignées et autres indications utiles sont indiquées sur le schéma de la figure 9.

Hypothèses sur les types de lignes:

- MT "DISTRIBUTION PUBLIQUE" (extérieure à l'usine) et "DISTRIBUTION INTERIEURE";
- BT1 "RÉSEAU HAUTE QUALITÉ" pour appareils sensibles (à faible niveau d'immunité) et convertisseurs répondant aux limites de la classe C, tels que C1;
- BT2, MT1 "DISTRIBUTION INTERNE" pour équipements divers et convertisseurs répondant aux limites de la classe B, tels que C2;
- BT3 "RÉSEAU CONVERTISSEURS" pour convertisseurs répondant aux limites de la classe A, tels que C3 à C10.

Classe des convertisseurs

Convertisseur C1: classe C

Convertisseur C2: classe B

Convertisseurs C3 à C10: classe A

Then, to complete assessment of electrical service conditions of convertors, all aspects pertaining to voltage and current waveforms should be considered.

This will allow a good adaptation of convertors to their final uses and to the electrical service conditions of their supply buses. But, one should keep in mind that those conditions may vary with the number of loads connected, the supply bus connections, the variations observed on public network, etc.

Evaluation of the parameters of voltage and current distortion can be performed using information already given in this section.

An example is added in the following.

If a convertor complies with immunity limits of a certain class, say B, convertor generated disturbances, when added to existing disturbances on the line, should not exceed the immunity limits of the selected class (class B in this example). Therefore transformers or a.c. reactors are usually needed, with the only possible exception of class A convertors.

Example:

See the diagram of figure 9 that shows a simplified diagram of power distribution for an industrial plant (below the dashed line) and the relevant elements of its supply network (above the dashed line).

Ratings and other relevant quantities are included in figure 9.

Assumptions on types of lines:

- | | |
|----------|--|
| MV | "PUBLIC DISTRIBUTION" (outside user's premises) and "IN-PLANT DISTRIBUTION"; |
| LV1 | "HIGH QUALITY LINE" for sensitive (low immunity) equipments and convertors complying with immunity limits of class C, like C1; |
| LV2, MV1 | "IN-PLANT DISTRIBUTION LINE" for general purpose equipments and convertors complying with immunity limits of class B, like C2; |
| LV3 | "CONVERTOR DEDICATED LINE" for convertors complying with immunity limits of class A, like C3 to C10. |

Convertor classes

- | | |
|-----------------------|----------|
| Convertor C1: | class C |
| Convertor C2: | class B |
| Convertors C3 to C10: | class A. |

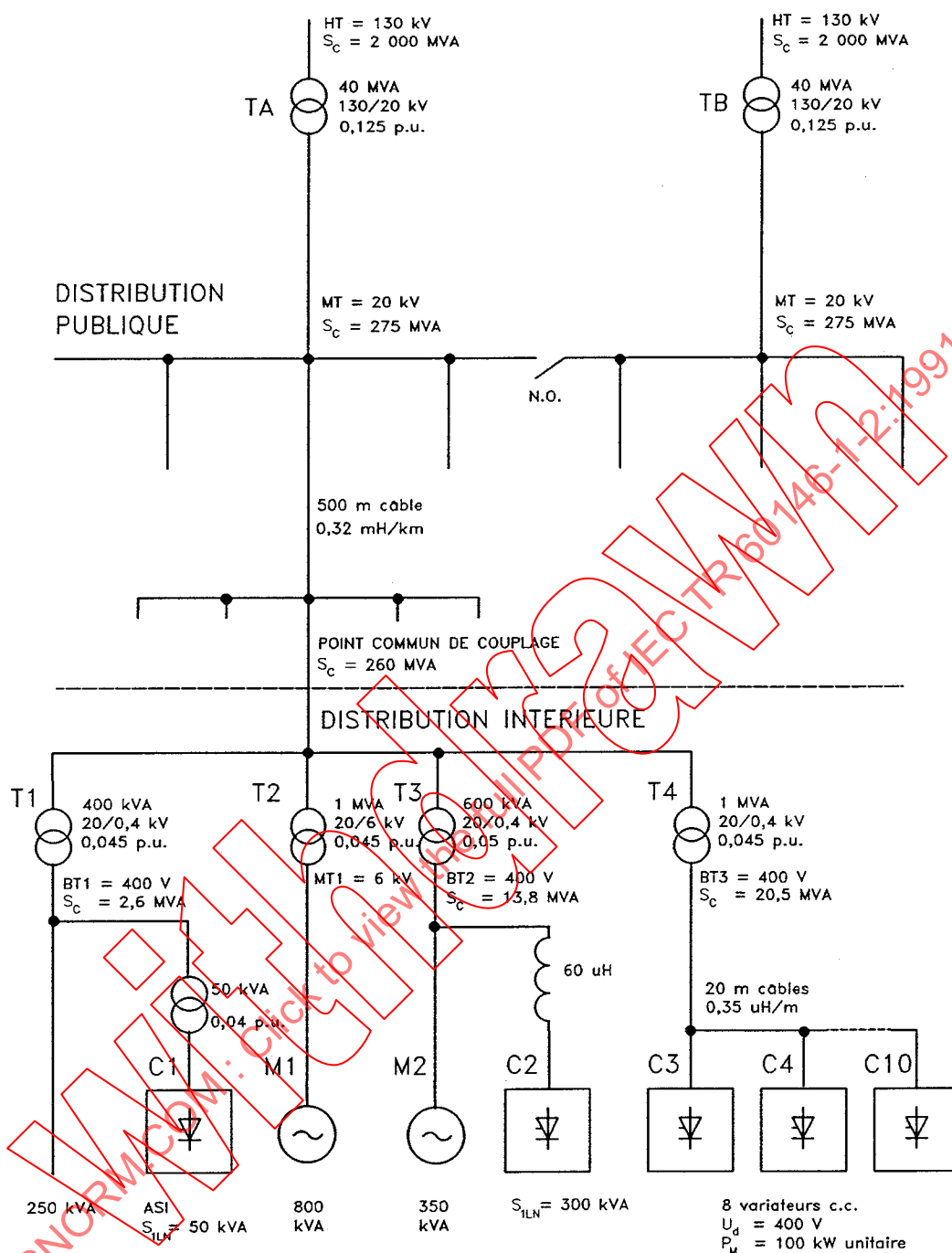


Figure 9 - Exemple de réseau de distribution

NOTES

1 Les transformateurs HT/MT (TA et TB) ne sont jamais utilisés en parallèle. En cas de défaut de l'un, l'autre peut alimenter aussi les charges du premier dans les limites de sa capacité de surcharge (1,3 p.u.). Ceci évite un changement de la puissance de court-circuit sur le réseau public.

2 L'exemple ne comporte pas de condensateurs de correction du facteur de puissance, ce qui est courant dans une première approche de l'évaluation de la sévérité de la distorsion de tension.

3 Les variateurs pour moteurs c.c. raccordés au réseau BT3, sont supposés équivalents à un convertisseur unique, facteur de foisonnement de 0,8.

4 Cet exemple ne prend pas en compte la contribution des moteurs à c.a. à la puissance de court-circuit.

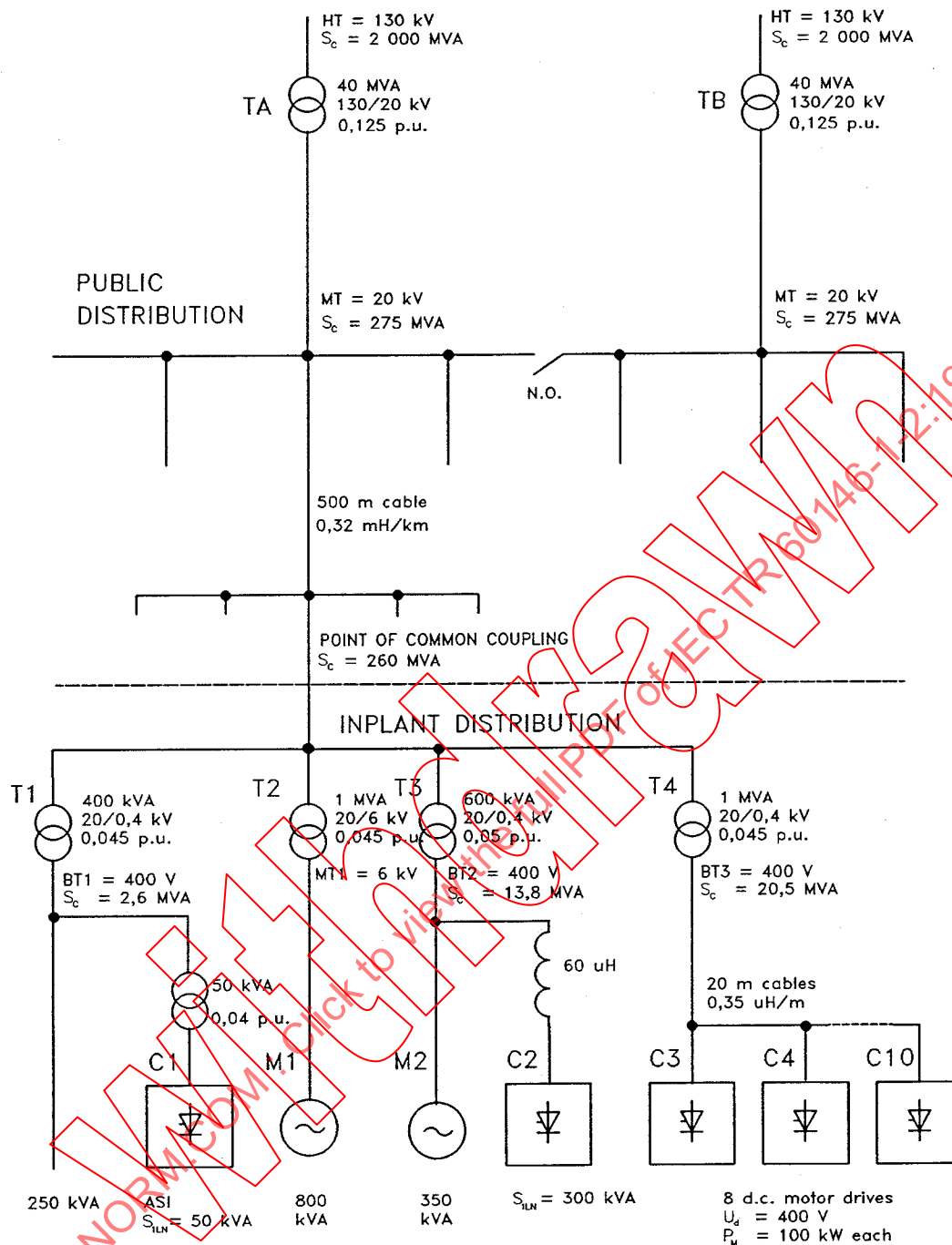


Figure 9 - Example of power distribution

NOTES

1 The HV to MV transformers (TA and TB) are never operated in parallel. In case of failure of one transformer the other can supply also the loads of the failed transformer within its overload capability (1,3 p.u.). This prevents any change of short-circuit power on public distribution network.

2 The example does not include power factor correction capacitors, as usual in case of a first approach for evaluation of the severity of voltage distortion.

3 The d.c. motor drives connected to LV 3 bus-bar are assumed equivalent to a single convertor with a diversity factor of 0,8.

4 The example does not take into consideration the contribution to the short-circuit power from the a.c. motors.

Tableau 7 - Valeurs calculées par l'exemple de la figure 9

	$1/S_C$ MVA ⁻¹	S_C MVA	Charge totale kVA	Charge convertisseur kVA	Distorsion harmonique p.u.	Profondeur encoche p.u.	$\Delta U/U$ p.u.
Ligne 130 kV	2 000 ⁻¹	2 000					0,007
Transf. TA 40 MVA	320 ⁻¹						
Jeu de barres 20 kV		275,8					
Câble MT (0,32 mH/km)	7 957 ⁻¹						
Point commun de couplage		266,6	2 300	1 250	0,011 ¹⁾	0,1 ²⁾	0,006
Transformateur T1	8,9 ⁻¹						
Ligne BT1		8,6	300	50	0,0134	0,127	0,024
Transformateur T2	1,25 ⁻¹						
Entrée convertisseur		1,09		50	0,106	1,0	
Transformateur T3	12 ⁻¹						
Ligne BT2		13,76	600	300	0,05	0,38	0,03
Moteur 350 kVA		2,275 ³⁾	300				
Réactances 60 μH	8,5 ⁻¹						
Entrée convertisseur		5,25		300	0,132	1,0	
Transformateur T4	22,2 ⁻¹						
Ligne BT3		20,5	900	900	0,101	0,97	0,031
Câble 400 V 20m, 8//(0,35 μH/m)	582 ⁻¹						
Entrée convertisseur		20		900	0,104	1,0	

1) $0,0004 + 0,0026 + 0,0078 = 0,0108$
2) $0,0041 + 0,02 + 0,075 = 0,1$
3) $0,35 \times 6,5 = 2,275$ (avec un rapport $I_{\text{dém}}/I_N = 6,5$)

NOTES

1 Les valeurs calculées de la distorsion harmonique, la profondeur d'encoche et la chute de tension $\Delta U/U$ prennent en compte seulement l'influence des charges indiquées sur la figure 9. La contribution d'autres charges qui peuvent influencer le jeu de barres MT est à ajouter.

2 Comme on peut le voir d'après les valeurs du tableau 7, les charges en convertisseurs peuvent être admises sans difficulté grâce à la valeur relativement élevée de la puissance de court circuit au point commun de couplage (P.C.C.). Dans le tableau 7, les trois valeurs qui donnent la distorsion harmonique et la profondeur d'encoche au P.C.C. sont dues aux trois groupes de convertisseurs.

3 Des réactances c.a. sont nécessaires sur l'alimentation c.a. du convertisseur C2 pour éviter que l'amplitude d'encoche sur BT2 ne dépasse les limites de la classe B.

Table 7 shows calculated data for the plant of figure 9.

Table 7 - Calculated values for the example in figure 9

	$1/S_C$ MVA ⁻¹	S_C MVA	Total load kVA	Converter load kVA	Harmonic distortion p.u.	Notch depth p.u.	$\Delta U/U$ p.u.
Line 130 kV	2 000 ⁻¹	2 000					0,007
Transformer TA 40 MVA	320 ⁻¹						
20 kV bus		275,8					
MV cable (0,32 mH/km)	7 957 ⁻¹						
Point of common coupling		266,6	2 300	1 250	0,011 ¹⁾	0,1 ²⁾	0,006
Transformer T1	8,9 ⁻¹						
Line LV1		8,6	300	50	0,0134	0,127	0,024
Transformer T2	1,25 ⁻¹						
Converter terminals		1,09		50	0,106	1,0	
Transformer T3	12 ⁻¹						
Line LV2		13,76	600	300	0,05	0,38	0,03
Motor 350 kVA		2,275 ³⁾	300				
Reactors 60 μ H	8,5 ⁻¹						
Converter terminals		5,25		300	0,132	1,0	
Transformer T4	22,2 ⁻¹						
Line LV3		20,5	900	900	0,101	0,97	0,031
Cable 400 V 20m, 8//(0,35 μ H/m)	582 ⁻¹						
Converter terminals		20		900	0,104	1,0	

1) $0,0004 + 0,0026 + 0,0078 = 0,0108$
2) $0,0041 + 0,02 + 0,075 = 0,1$
3) $0,35 \times 6,5 = 2,275$ (for $I_{start}/I_N = 6,5$)

NOTES

1 The calculated values of harmonic distortion, notch depth and voltage regulation $\Delta U / U$ take into consideration only the effect of the loads shown in figure 9. The contribution of other loads that influence the MV bus should be added.

2 As can be seen from the values of table 7, converter loads can be tolerated without problems, thanks to the relative stiffness of P.C.C. In table 7 the three figures that sum the total harmonic distortion and notch depth at P.C.C. are the individual contributions of the three converter loads.

3 A.C. reactors are necessary on the a.c. supply of converter C2 to avoid notch amplitude on LV 2 exceeding the maximum allowable value for class B.

Section 4 - Prescriptions d'essai

4.1 Mesure des pertes par essai en court-circuit

4.1.1 Montages monophasés

Les pertes sont évaluées par la mesure directe des puissances d'entrée et de sortie à la charge assignée ou sont calculées d'après la mesure des pertes séparées, au choix du fournisseur.

4.1.2 Montages polyphasés à double voie

Les pertes en court-circuit peuvent être mesurées par l'une des méthodes A1, B ou C (voir 4.3 ci-après).

4.1.3 Montages polyphasés à simple voie

Les pertes en court-circuit peuvent être mesurées par l'une des méthodes A2 (variante de A1), B, C, D ou E (voir 4.3 ci-après).

4.2 Mise en oeuvre de la méthode de court-circuit

Les bornes c.c. de l'élément ou du bloc sont court-circuitées, les bornes c.a. sont raccordées à travers une réactance telle que le courant d'entrée soit pratiquement sinusoïdal et alimentées sous une tension suffisante pour obtenir le courant désiré à la fréquence assignée. La puissance d'entrée est mesurée au bornes c.a. de l'élément ou du bloc. La précision du wattmètre ne doit pas être influencée par les conditions d'essai (tension réduite, champ magnétique ambiant, etc.).

Deux essais en court-circuit sont effectués avec le minimum d'intervalle, l'un pour le courant continu assigné I_{dN} , l'autre pour le courant $k I_{dN}$, avec:

$$k = \frac{\text{facteur de forme du courant de bras en service réel (commutation négligeable)}}{\text{facteur de forme du courant de bras durant l'essai}}$$

Une première mesure des pertes P_2 est effectuée après stabilisation de la température pour le courant $k \times I_{dN}$. Une deuxième mesure P_1 est effectuée aussitôt après avoir réduit le courant à la valeur I_{dN} .

Les pertes P correspondant au courant assigné en service normal sont calculées par la formule suivante:

$$P = \frac{k+1}{k} \times P_2 - k \times P_1$$

Le cas échéant, les pertes dans les conducteurs du court-circuit et dans les shunts, si elles sont appréciables, sont mesurées et déduites de P_1 et P_2 .

Les pertes ainsi mesurées sont celles à prévoir si la commutation est quasi instantanée.

Section 4 - Test requirements

4.1 Guidance on power loss evaluation by short-circuit test

4.1.1 Single-phase connections

Power losses should be determined from a direct measurement of input and output power at rated load or should be calculated from segregated loss measurements, at the option of the supplier.

4.1.2 Polyphase double-way connections

Short-circuit power losses may be measured by test methods A1, B or C (see 4.3).

4.1.3 Polyphase single-way connections

Short-circuit power losses may be measured by test methods A2 (modification of A1), B, C, D and E (see 4.3).

4.2 Procedure for evaluation of power losses by short-circuit method

The d.c. terminals of the stack or assembly are to be short-circuited and its a.c. terminals are to be supplied through sufficient reactance to cause the input current to be practically sinusoidal and at a voltage sufficient to cause the desired value of current to flow, at rated frequency. The input power is to be measured at the a.c. terminals of the stack or assembly. The accuracy of the watt-meters used should not be impaired by operating conditions, for example low voltage, stray magnetic fields, etc.

Two short-circuit tests are to be performed in quick succession at rated direct current I_{dN} and at $k I_{dN}$, where:

$$k = \frac{\text{form factor of arm current in real service (neglecting overlap)}}{\text{form factor of arm current at test}}$$

A first measurement of losses P_2 is made after reaching constant temperature at $k \times I_{dN}$. A second measurement of losses P_1 is made as quickly as possible after reducing the current to I_{dN} .

The losses P corresponding to rated direct current in normal service are calculated by means of the following formula:

$$P = \frac{k+1}{k} \times P_2 - k \times P_1$$

Where appropriate, the loss in the d.c. short-circuiting connections and shunts, if appreciable, is to be measured and deducted from P_1 and P_2 .

The losses so evaluated are those expected in the case of negligible overlap.

Cette méthode est valable avec les hypothèses suivantes (voir aussi 4.2.4.1 de la CEI 146-1-1):

- a) La chute de tension directe dans les valves est assimilable à une constante (tension de seuil), augmentée d'une composante résistive directement proportionnelle au courant.
- b) La différence entre les pertes par courants de Foucault en service normal et dans les conditions d'essai, due à la différence de forme d'onde, est compensée en augmentant la valeur efficace des courants pendant l'essai.
- c) L'inductance du circuit côté c.c. du convertisseur est négligeable.

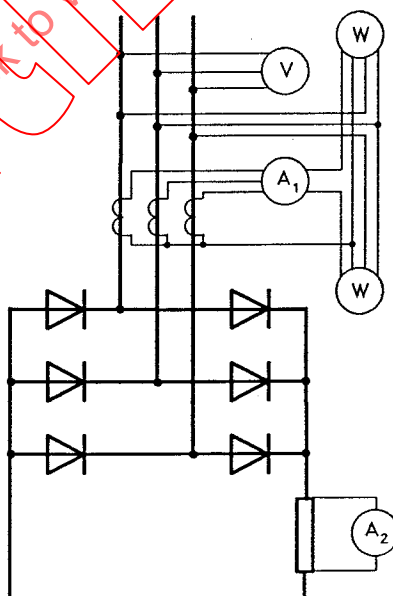
NOTE - Dans les montages à simple voie, l'inductance du circuit c.c. peut provoquer, par effet de roue libre, une augmentation du courant continu par rapport au courant côté c.a..

L'essai est effectué comme indiqué de 4.3.1 à 4.3.6 en fonction du montage utilisé. Dans chaque cas, les pertes dissipées en service réel dans les résistances des diviseurs de tension, dans les circuits d'amortissement ou parasurtenseurs, sont calculées s'il y a lieu, et ajoutées. Dans le cas de montages à thyristors, l'angle de retard (de commande) est réglé à la valeur minimale possible.

4.3 Méthodes d'essai

4.3.1 Méthode A1

Cette méthode est applicable aux montages à double voie. Le circuit d'essai est indiqué à la figure 10.



A_1 = Ampèremètre c.a. donnant la valeur efficace
 A_2 = Ampèremètre c.c. donnant la valeur moyenne
 V = Voltmètre c.a. donnant la valeur efficace
 W = Wattmètre

Figure 10 - Méthode d'essai A1

The method is valid under the following assumptions (see also IEC 146-1-1, 4.2.4.1):

- a) The forward voltage drop in the valves can be represented by a constant component (threshold voltage) plus a resistive component directly proportional to the current.
- b) The difference between stray losses in normal operation and under test, due to different current waveforms, is compensated by larger r.m.s. values of the test currents.
- c) The inductance of the circuit on the d.c. side of the convertor is negligible.

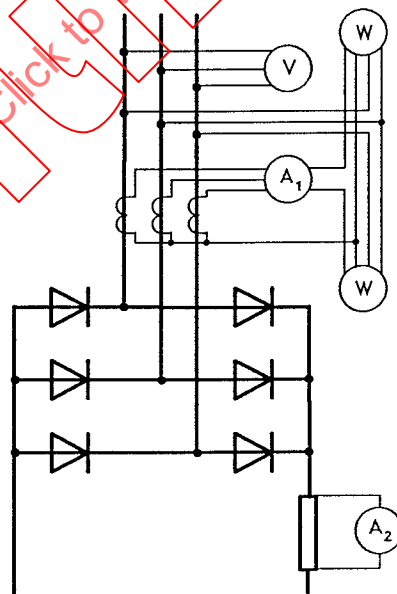
NOTE - In double way connections the inductance of the d.c. circuit can cause, through free-wheeling, d.c. output currents larger than the corresponding a.c. currents.

The test should be performed in accordance with 4.3.1 to 4.3.6 according to the connection used. In all cases the losses that will occur in service in voltage dividing resistors, damping circuits and surge divertors, if any, are to be calculated and added. In the case of thyristor convertors the control angle should be set at the minimum possible value.

4.3 Test methods

4.3.1 Method A1

This method is suitable for double-way connections. The test circuit is shown in figure 10.



A_1 = a.c. ammeter indicating r.m.s. values
 A_2 = d.c. ammeter indicating average values
 V = a.c. voltmeter indicating r.m.s. values
 W = wattmeter

Figure 10 - Test method A1

Ces mesures sont effectuées à $1,1 \times I_{dN}$ et I_{dN} et les pertes dans le bloc en service réel pour le courant continu assigné sont données par:

$$P = 1,91 \times P_2 - 1,1 \times P_1 \quad (\text{voir note})$$

L'équation suppose un courant pratiquement sinusoïdal pendant l'essai.

Si l'on n'obtient pas un courant sinusoïdal, les facteurs multiplicateurs pour I_{dN} , P_2 et P_1 sont déterminés par la méthode décrite en 4.2.

Si l'installation d'essais ne permet pas d'ajuster le courant aux valeurs exactes spécifiées ci-dessus, les mesures sont faites à des courants légèrement supérieurs et inférieurs aux valeurs prescrites, et la puissance d'entrée est obtenue par interpolation entre les lectures du wattmètre à ces valeurs.

NOTE - Le facteur de forme du courant de bras en service réel (en négligeant l'empiètement) prend la valeur $\sqrt{3} \approx 1,73$.

Le facteur de forme d'une demi-onde sinusoïdale, telle que dans l'essai, prend la valeur $\pi/2 \approx 1,57$.

La valeur de k , rapport des facteurs de forme, est alors $2\sqrt{3}/\pi \approx 1,1$. Par conséquent, les coefficients de la formule indiquée en 4.2 prennent les valeurs indiquées.

4.3.2 Méthode B

Cette méthode s'applique aux montages à simple ou à double voie.

Dans le cas où un convertisseur complet, comprenant le transformateur, est livré par un même fournisseur et s'il est plus indiqué de mesurer les pertes totales seules, une méthode semblable à A1 est utilisée, les wattmètres étant montés côté réseau du transformateur.

Le transformateur doit avoir atteint la température d'équilibre correspondant à P_2 et les pertes Joule du transformateur sont corrigées par rapport à la température ambiante pour l'échauffement assigné, augmenté plus 20 K.

Les mesures faites suivant la méthode B peuvent servir pour l'essai d'échauffement du transformateur.

4.3.3 Méthode C

Cette méthode convient pour les montages à simple ou à double voie.

Un transformateur avec pertes étalonnées peut être utilisé à la place du transformateur propre au convertisseur de la méthode B. Les pertes du convertisseur sont P moins les pertes du transformateur étalon.

Le transformateur propre peut être étalonné et utilisé comme transformateur d'essai si l'on veut connaître les pertes séparées.

This measurement is to be performed at $1,1 \times I_{dN}$ and I_{dN} and the power loss in the assembly in service at rated direct current is taken to be:

$$P = 1,91 \times P_2 - 1,1 \times P_1 \quad (\text{see note})$$

The equation assumes essentially sinusoidal line current wave shapes on test.

If sinusoidal currents are not obtained, the multipliers for I_{dN} , P_2 and P_1 are to be determined by the method given in 4.2.

If the test apparatus does not permit adjustment of the currents to exact values specified above, then measurements should be taken at currents slightly above and below the specified values and the active power input obtained by interpolation between the measured wattmeter readings at these values.

NOTE - The form factor of arm current in real service (neglecting overlap) has the value $\sqrt{3} \approx 1,73$.

The form factor of a semi-sinusoidal waveshape, as in test, has the value $\pi/2 \approx 1,57$.

The value of k , ratio of form factors, is then $2\sqrt{3}/\pi \approx 1,1$. Therefore the coefficients of the formula of 4.2 take the values shown.

4.3.2 Method B

This method is suitable for single and double-way connections.

In those cases where a complete convertor, including transformer, is supplied by one manufacturer and when it is convenient to measure only the total convertor losses, a method of measurement similar to A1 is used, but with the wattmeters connected on the line side of the transformer.

The transformer should have reached steady-state temperature corresponding to P_2 and the transformer copper losses should be corrected to reference temperature with specified temperature rise plus 20 K.

Measurements made under method B may be used as part of the transformer temperature rise determination.

4.3.3 Method C

This method is suitable for single and double-way connections.

A calibrated test transformer may be used instead of the particular rectifier transformer of method B. The losses of the rectifier assembly are equal to P minus the losses of the test transformer.

The actual transformer may be calibrated and used as the test transformer when separate losses are required.

4.3.4 Méthode D

Cette méthode convient pour les montages à simple voie.

L'essai est effectué en court-circuit avec le montage indiqué figure 11.

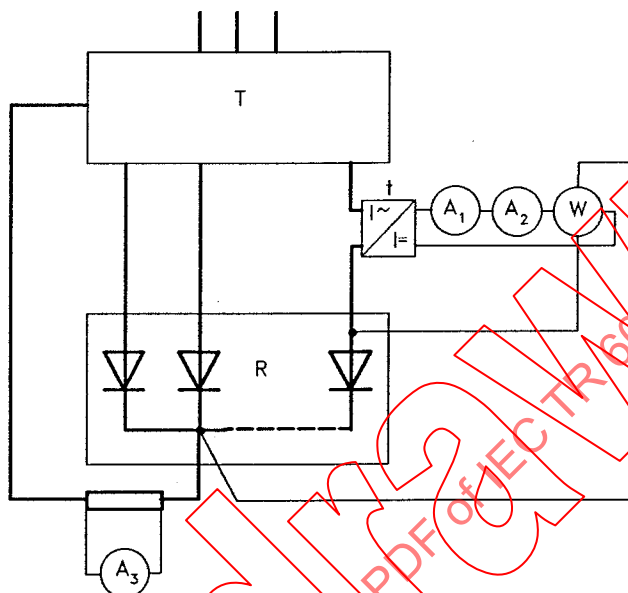


Figure 11 - Méthode d'essai D

- R Elément ou bloc en essai, à n bras (seuls sont figurés le premier, le second et le dernier)
- T Transformateur de redresseur propre au redresseur ou à basse tension pour l'essai
- t Transducteur de mesure de courant continu de bande passante suffisante
- a Rapport de courant du transducteur "t"
- W Wattmètre pour basse tension (résistance de la bobine courant $< r/1\ 000$)
- A_1 Ampèremètre c.a., donnant la valeur efficace
- A_2 Ampèremètre c.c., donnant la valeur moyenne
- A_3 Ampèremètre c.c., donnant la valeur moyenne
- I_1 Courant efficace indiqué par A_1
- I_2 Courant moyen indiqué par A_2
- I_3 Courant continu de l'élément ou du bloc, indiqué par A_3
- P Puissance indiquée par W

Pour contrôler la mesure dans le bras redresseur, on compare les indications des ampèremètres A_2 et A_3 , dont on vérifie la relation.

NOTE - Si la puissance du redresseur est assez faible, on élimine t et l'on raccorde A_1 , A_2 et W directement pour mesurer les courants de bras.

Les mesures sont effectuées pour les courants moyens de bras définis par:

$$I_2 = \frac{I_{dN}}{n} \quad \text{et} \quad I_2 = k \times \frac{I_{dN}}{n}$$

4.3.4 Method D

This method is suitable for single-way connections.

The test should be performed as a short-circuit test with a circuit shown in figure 11.

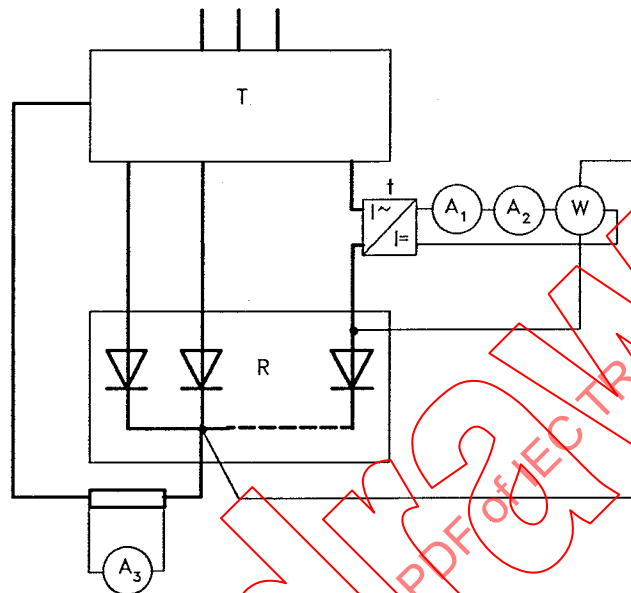


Figure 11 - Test method D

- R rectifier stack or assembly under test, having n arms (first, second and last are shown)
- T rectifier transformer, either transformer for contract concerned or equivalent test transformer of low voltage
- t d.c. current transducer of sufficient bandwidth
- a current ratio of transducer "t"
- W low-voltage wattmeter (resistance of current coil $< r/1\ 000$)
- A_1 a.c. ammeter, indicating r.m.s. values
- A_2 d.c. ammeter, indicating average values
- A_3 d.c. ammeter, indicating average values
- I_1 r.m.s. current indicated by A_1
- I_2 average current indicated by A_2
- I_3 direct current of stack or assembly, indicated by A_3
- P power indicated by W

As a check on the current measurement in the rectifier arm, the relationship between the readings of ammeters A_2 and A_3 should be verified.

NOTE - Where the current rating of the rectifier is small enough, the transducer t may be omitted and A_1 , A_2 and W connected to measure the rectifier arm current directly.

The measurements are to be performed at average arm currents:

$$I_2 = \frac{I_{dN}}{n} \quad \text{and} \quad I_2 = k \times \frac{I_{dN}}{n}$$

où

n est le nombre de bras de l'élément ou du bloc;

$k = \sqrt{3}/FF$ pour conduction polyphasée sur 120°;

$k = \sqrt{6}/FF$ pour conduction polyphasée sur 60°;

$FF = I_1/I_2 =$ facteur de forme du courant de bras de redresseur durant l'essai à $I_2 = I_{dN}/n$ mesuré par A_1 et A_2 .

Si P_1 et P_2 sont les puissances indiquées par le wattmètre W aux courants moyens

$$I_2 = \frac{I_{dN}}{n} \quad \text{et} \quad I_2 = k \times \frac{I_{dN}}{n}$$

respectivement, les pertes dans l'élément ou dans le bloc redresseur pour le courant continu assigné I_{dN} sont alors données par:

$$P = n \times a \times \left(\frac{k+1}{k} \times P_2 - k \times P_1 \right)$$

où

a = rapport du transducteur t

Si le fournisseur certifie que les bras de l'élément ou du bloc sont essentiellement identiques, on peut considérer qu'il suffit de faire la mesure sur deux bras seulement, l'un voisin du milieu du montage, l'autre près de l'extérieur, et l'on prend la moyenne des pertes. Les deux bras en essai ne doivent normalement pas être séparés de 180° électriques et ne pas être du même côté de la bobine d'absorption si elle existe.

Toutes les autres pertes du montage non prises en compte dans la mesure des pertes, doivent normalement être mesurées ou calculées séparément et ajoutées à P .

Si l'installation d'essai ne permet pas d'ajuster le courant aux valeurs exactes spécifiées plus haut, les mesures doivent être faites à des valeurs légèrement supérieures et légèrement inférieures, et la puissance d'entrée pour le courant assigné est obtenue par interpolation entre les valeurs mesurées.

NOTE - Dans le cas de montages à très fort courant, la mesure des pertes de bras des méthodes D (figure 11) et A2 (4.3.6) sont effectuées en reliant les bornes tension du wattmètre côté continu au point de jonction du bras avec la barre commune (barre c.c. commune). Le wattmètre indique alors les pertes du bras seul.

Les pertes dans la barre commune s'obtiennent séparément:

a) par le calcul ou

b) par une mesure séparée.

Une méthode satisfaisante consiste à mesurer la chute de tension moyenne U le long de chaque section de la barre au cours d'un essai en court-circuit pour le courant assigné. Les pertes en service réel dans chaque section de la barre sont alors:

$$P = U \times I \times (FF)^2$$

où

U est la chute de tension, (valeur moyenne), pour la section;

I est la valeur moyenne du courant dans la section;

FF est le facteur de forme du courant en service réel de la section.

where

n number of rectifier arms in stack or assembly;

$k = \sqrt{3}/FF$ for polyphase 120° conduction;

$k = \sqrt{6}/FF$ for polyphase 60° conduction;

$FF = I_1/I_2 =$ form factor of rectifier arm current in the test at $I_2 = I_{dN}/n$, as measured by ammeters A_1 and A_2 .

If P_1 and P_2 are the powers indicated by wattmeter W at average arm currents

$$I_2 = \frac{I_{dN}}{n} \quad \text{and} \quad I_2 = k \times \frac{I_{dN}}{n}$$

respectively, then the power loss in the rectifier stack or assembly at rated direct current I_{dN} is taken to be:

$$P = n \times a \times \left(\frac{k+1}{k} \times P_2 - k \times P_1 \right)$$

where

a = ratio of transducer t

If the supplier certifies that the arms of the rectifier stack or assembly are substantially identical, then it should be regarded as sufficient if the test is done on only two arms, one near the middle of the assembly and one near the outside and the average of the losses should be taken. The arms chosen should not be 180° apart and not on the same side of the interphase transformer, if any.

All other losses in the assembly, not properly included in the loss measurement, should be separately measured or calculated and added to P .

If the test apparatus does not enable the current to be adjusted to the exact values specified above, then measurements shall be taken at currents slightly above and below the specified values and the active power input at the specified current then obtained by interpolation between these measured values.

NOTE - In heavy current assemblies the arm loss measurements of methods D (figure 11) and A2 (4.3.6) should be carried out by attaching the d.c. end of the wattmeter voltage lead to the junction between the arm and the duct (d.c. collector bar). The wattmeter then measures only "arm" losses.

The duct loss is to be obtained separately:

a) by calculation or

b) by separate measurement.

A satisfactory method is to measure the average drop (in millivolts) along each section of the duct during a short-circuit test at rated current. The real service loss in each section of the duct is then given by:

$$P = U \times I \times (FF)^2$$

where

U is the voltage drop of section, average value;

I is the current of section, average value;

FF is the real service current form factor in section.

4.3.5 Méthode E

Cette méthode s'applique aux montages à simple voie.

Si un bloc redresseur peut être complété par un autre identique pour former un montage à double voie, la mesure des pertes peut être faite d'après la méthode décrite en 4.3.1 (méthode A1).

En raccordant les deux blocs pour réaliser un montage à double voie, il faut veiller à ne pas modifier sensiblement les pertes dans la barre commune.

4.3.6 Méthode A2

Cette méthode s'applique aux montages à simple voie.

La méthode A2 est sensiblement identique à la méthode A1, les transducteurs c.c. étant raccordés aux barres d'un seul groupe commutant du montage à simple voie, comme indiqué dans la figure 11 de la méthode D.

Les ampèremètres c.a. et c.c. sont à utiliser comme dans la méthode D.

Les mesures peuvent être effectuées successivement sur les différents groupes commutants, puis ajoutées. Pour cet essai, la température du fluide réfrigérant est normalement ajustée pour obtenir une température interne voisine de celle en service normal.

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 146-1-2:1991

4.3.5 Method E

This method is suitable for single-way connections.

If one rectifier assembly can be completed by another assembly equal to it to form a double-way connection, the power loss measurement may be performed according to the method described in 4.3.1 (method A1).

In connecting two rectifier assemblies to form a double-way connection, care should be exercised to avoid significant change of losses in the heavy current bus-bar connections (duct).

4.3.6 Method A2

This method is suitable for single-way connections.

Method A2 is substantially the same as method A1, with the d.c. transducers connected in the bars of a single commutating group of the single-way connection as shown in figure 11 of method D.

A.C. and d.c. ammeters should be used, as in method D.

Measurements may be made successively on individual commutating groups and added. If tested in this manner, the temperature of the transfer agent should be adjusted to obtain approximately the same internal temperature as in normal operation.

Section 5 - Performances requises

5.1 Représentation des valeurs assignées des courants de surcharge

Toutes les données sur les courants de surcharge sont à fournir en termes d'intensité, de durée et de fréquence de répétition ou de temps de repos. Le 3.10.3 de la CEI 146-1-1 repose sur ce principe.

Dans les cas où aucun cycle normalisé de la CEI 146-1-1, tableau 2, ne convient, il existe de nombreux moyens de préciser les données concernant les surcharges. Les exemples qui suivent peuvent aider à comprendre le principe de la représentation des surcharges isolées ou répétitives.

Lorsque le courant de base I_b est inférieur à I_{dmN} , des surcharges de valeur I_{p1} peuvent être admises pendant un temps t_p mais avec des intervalles suffisants pour assurer le retour à la température d'équilibre avant la surcharge suivante.

Des surcharges répétitives de valeur I_{p2} sont admissibles pendant une durée t_p avec des intervalles τ . On notera que le diagramme pour surcharges répétitives telles que données dans l'exemple n'est valable que pour une seule et unique valeur du courant de base I_b .

Quelle que soit la forme utilisée, les conditions de refroidissement doivent être précisées.

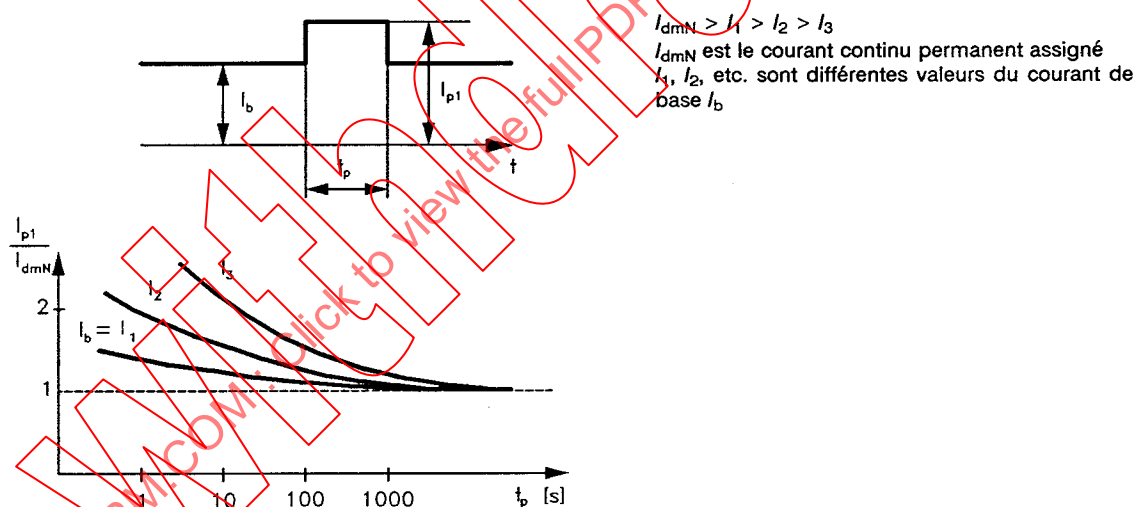


Figure 12 - Surcharge isolée

Section 5 - Performance requirements

5.1 Presentation of rated peak load current values

All information on permissible peak loads should be given in terms of current, amplitudes, durations and repetition frequency or idle times. IEC 146-1-1, 3.10.3 is based upon this principle.

In cases where no suitable standard duty class can be found in IEC 146-1-1, table 2, there are many possible ways in which peak load information can be given. The example in the figures below may serve the purpose to introduce the basic approach of presentation in the case of single peak loads and repetitive peak loads.

When the base load current I_b is less than I_{dmN} , peak loads of the value I_{p1} may be superimposed for the time t_p but only with long enough intervals to assure equilibrium temperatures to be obtained before each peak load.

Repetitive peak loads with the value I_{p2} may be superimposed for the time t_p with intervals equal to τ . It should be noted that the diagram for repetitive peak loads as given in the example is valid only for one single value of the base load I_b .

Whatever form of presentation is used, the cooling conditions should be specified.

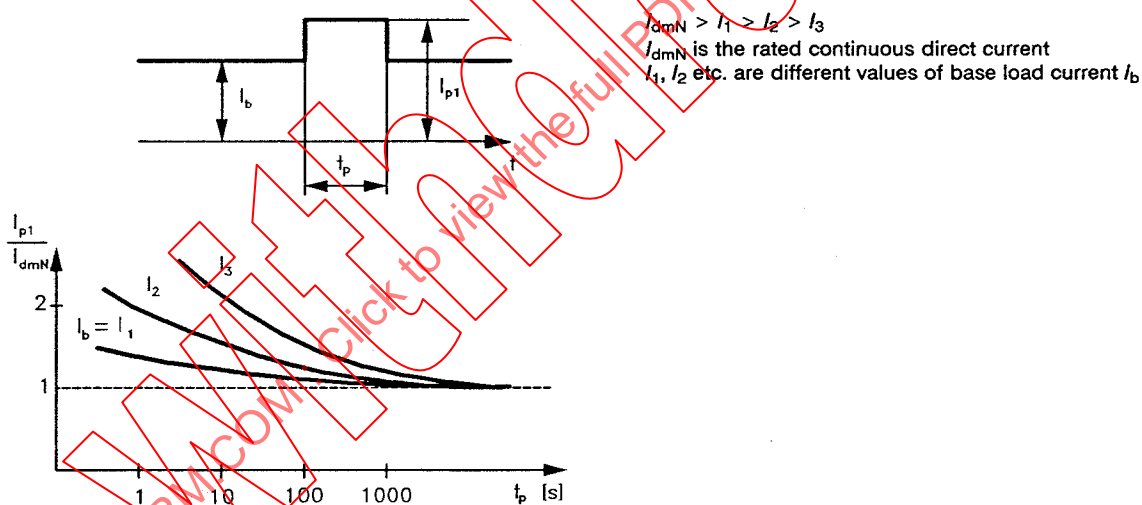


Figure 12 - Single peak load

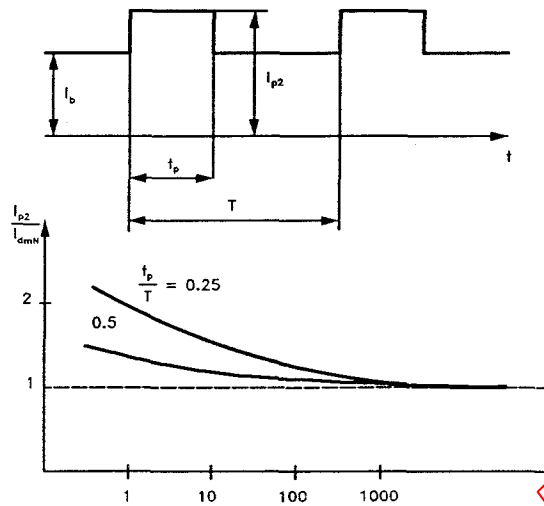


Figure 13 - Surcharges répétitives

5.2 Définitions relatives à la température virtuelle de jonction

5.2.1 Symboles littéraux

Θ_j voir 5.2.4

$\Theta_{j(avg)}$ valeur moyenne de la température virtuelle de jonction, ramenée à la durée d'une période de la fréquence d'alimentation

$\Theta_{j(avg)n}$ $\Theta_{j(avg)}$ se rapportant à l'instant t_n

$\delta\Theta_j$ différence entre la température instantanée maximale virtuelle de jonction et $\Theta_{j(avg)}$

$\hat{\Theta}_j$ valeur instantanée maximale de la température virtuelle de jonction

Θ_x température en un point spécifié x, par exemple la température ambiante d'un convertisseur

P_{avg} valeur moyenne des pertes à l'état passant ou à l'état direct, moyenne calculée au cours d'une seule période de la fréquence d'alimentation

$\hat{P}$ valeur maximale instantanée des pertes à l'état passant ou à l'état direct

$\hat{P}_{avg}$ valeur maximale instantanée de P_{avg}

P_M valeur moyenne de P_{avg} , moyenne calculée au cours de la durée d'un cycle de charge

ΔP_v créneau de pertes se produisant à l'instant t_v

k nombre de créneaux de pertes antérieurs à l'instant t_n

t_1 durée équivalente du temps de conduction d'un bras de convertisseur

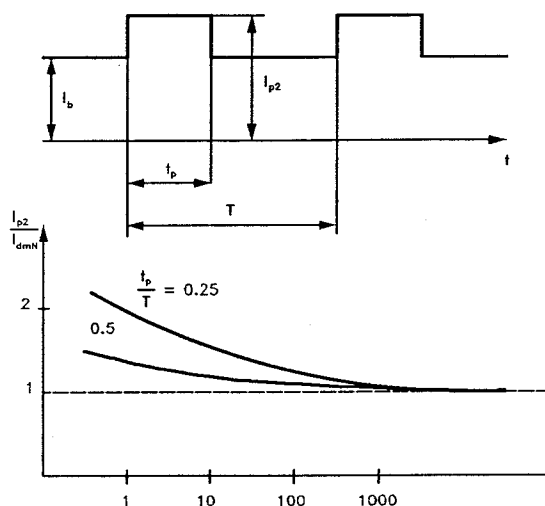


Figure 13 - Repetitive peak loads

5.2 Definitions and letter symbols related to virtual junction temperature

5.2.1 Letter symbols

Θ_j	see 5.2.4
$\Theta_{j(avg)}$	mean value of the virtual junction temperature over one period of the supply frequency
$\Theta_{j(avg)n}$	$\Theta_{j(avg)}$ referred to the instant t_n
$\delta \Theta_j$	difference between the maximum instantaneous virtual junction temperature and $\Theta_{j(avg)}$
$\hat{\Theta}_j$	maximum instantaneous value of the virtual junction temperature
Θ_x	temperature in a specified point x, for example the ambient temperature of a convertor
P_{avg}	mean value of the on-state or forward power losses averaged over one period of the supply frequency
$\hat{P}$	maximum instantaneous value of the on-state or forward power losses
$\hat{P}_{avg}$	maximum instantaneous value of P_{avg}
P_M	mean value of P_{avg} , averaged over one period of the load cycle
ΔP_v	the step of power loss at the instant t_v
k	number of power loss steps preceding the instant t_n
t_1	equivalent conducting period of one arm of a convertor connection

t_p	durée équivalente d'un point de charge
f_{1N}	fréquence d'alimentation assignée
T	durée d'une période de cycle de charge
T_{1N}	durée d'une période correspondant à la fréquence assignée d'alimentation
R_{th}	voir 5.2.2
R_T	R correspondant à l'intervalle T
Z_{th}	voir 5.2.3
Z_{nv}	Z correspondant à l'intervalle $t_n - t_v$
Z_{t1}	Z correspondant à l'intervalle t_1
Z_T	Z correspondant à l'intervalle T
Z_{t1+T}	Z correspondant à l'intervalle $t_1 + T$
Z_{tp}	Z correspondant à l'intervalle t_p

5.2.2 Résistance thermique R_{th}

Quotient de la différence de température entre deux points ou régions spécifiés, par le flux de chaleur entre ces deux points ou régions dans des conditions d'équilibre thermique.

NOTE - Dans la plupart des cas le flux de chaleur peut être pris égal aux pertes.

5.2.3 Impédance thermique transitoire Z_{th}

Quotient de:

- la variation de la différence de température, atteinte à la fin d'un intervalle de temps, entre la température virtuelle de jonction et la température en un point extérieur spécifié de référence;
- par la variation de la dissipation de puissance au début de l'intervalle de temps considéré. Immédiatement avant le début de l'intervalle de temps considéré, il convient que la distribution des températures soit indépendante du temps.

NOTE - L'impédance thermique est donnée en fonction de l'intervalle de temps.

5.2.4 Température virtuelle de jonction Θ_j

Température calculée, à l'intérieur d'un semiconducteur, reposant sur une représentation simplifiée du comportement électrique et thermique d'un dispositif semiconducteur.

NOTES

- La température virtuelle de jonction n'est pas nécessairement la température maximale à l'intérieur du semiconducteur.
- On peut calculer la dissipation de puissance en utilisant la température virtuelle de jonction et la résistance thermique ainsi que l'impédance thermique transitoire correspondant au mode de fonctionnement.

t_p	equivalent pulse duration of the peak load pulse
f_{1N}	rated supply frequency
T	one period of the load cycle
T_{1N}	one period corresponding to the rated supply frequency
R_{th}	see 5.2.2
R_T	R corresponding to the interval T
Z_{th}	see 5.2.3
Z_{nv}	Z corresponding to the interval $t_n - t_v$
Z_{t1}	Z corresponding to the interval t_1
Z_T	Z corresponding to the interval T
Z_{t1+T}	Z corresponding to the interval $t_1 + T$
Z_{tp}	Z corresponding to the interval t_p

5.2.2 Thermal resistance R_{th}

The quotient of the temperature difference between two specified points or regions and the heat flow between these two points or regions under conditions of thermal equilibrium.

NOTE - For most cases, the heat flow can be assumed to be equal to the power dissipation.

5.2.3 Transient thermal impedance Z_{th}

Quotient of:

- the variation of the temperature difference, reached at the end of a time interval between the virtual junction temperature and the temperature at a specified external reference point and;
- the step function change of power dissipation at the beginning of the same time interval causing the change of temperature. Immediately before the beginning of this time interval, the distribution of temperature should have been constant with time.

NOTE - Transient thermal impedance is given as a function of the time interval.

5.2.4 Virtual junction temperature Θ_j

A calculated temperature within the semiconductor material which is based on a simplified representation of the thermal and electrical behaviour of a semiconductor device.

NOTES

1 The virtual junction temperature is not necessarily the highest temperature in the semiconductor device.

2 Based on the virtual junction temperature and on the thermal resistance and transient thermal impedance, which correspond to the mode of operation, the power dissipation can be calculated using a specified relationship.

5.3 Détermination de l'aptitude aux surcharges par le calcul de la température virtuelle de jonction

Le calcul de la température virtuelle de jonction est la base du calcul de l'aptitude aux surcharges des blocs et éléments à diodes ou à thyristors; mais en général cette température n'est pas le seul élément à prendre en compte à cet effet.

En raison de la complexité des cycles de travail, il est souvent commode d'employer un programme d'ordinateur pour calculer la température virtuelle de jonction pour de nombreuses applications, notamment pour des cycles répétitifs, pour des circuits équivalents complexes du transfert de chaleur ou pour des relations non linéaires entre l'échauffement et la dissipation de chaleur.

Une méthode pour calculer la température virtuelle de jonction est indiquée aux 5.3.2 à 5.3.5.

La méthode est valable avec les hypothèses suivantes:

- a) La température virtuelle de jonction à calculer ne dépend que de la dissipation de puissance du semiconducteur considéré.

En d'autres termes, chaque semiconducteur possède ses propres moyens de transfert de chaleur vers le milieu réfrigérant, réellement ou pratiquement indépendants des autres semiconducteurs du bloc ou de l'élément.

NOTE - Ceci n'est pas valable, par exemple, pour les montages à 4 quadrants dans lesquels les semiconducteurs appartenant aux convertisseurs "avant" et "arrière" partagent le même radiateur.

- b) La résistance thermique et l'impédance thermique entre la jonction virtuelle et le point de référence sont indépendantes de la température, c'est-à-dire qu'il y a une relation linéaire entre l'échauffement et la puissance dissipée.

NOTE - Cette condition n'est généralement pas satisfaite dans le cas de refroidissement par convection naturelle.

- c) Les pertes dans un semiconducteur sont principalement des pertes de conduction; les pertes d'amorçage et d'extinction et les pertes dépendant de la tension peuvent demander un traitement particulier, notamment dans le cas de convertisseurs auto-commutés ou de convertisseurs à courant fort commutés par le réseau.

5.3.1 Approximation de la forme des impulsions de puissance dissipée appliquée aux semiconducteurs

Les impulsions équivalentes de dissipation thermique sont déterminées de manière que l'on obtienne:

- 1) la même puissance de crête que pour l'impulsion réelle de puissance dissipée;
- 2) la même puissance moyenne dissipée que pour les impulsions réelles de puissance dissipée.

5.3 Determination of peak load capability through calculation of the virtual junction temperature

The calculation of the virtual junction temperature is the basis for determination of peak load capability of diode or thyristor stacks or assemblies, but generally such temperature is not the only quantity to be checked to assess peak load capability.

Due to the complexity of the duty cycles, it is often convenient to use computer programs to calculate virtual junction temperature for many applications, particularly for repetitive load duties, complex equivalent circuits of heat transfer paths or non-linear relationship between temperature rise and power dissipation.

A method for calculating virtual junction temperature is shown in 5.3.2 to 5.3.5.

The method is valid under the following assumptions:

- a) The virtual junction temperature to be calculated depends only on power dissipation of the power semiconductor device under consideration.

In other terms, each power semiconductor has its own heat transfer path to the cooling medium, really or virtually independent from the heat transfer paths of other power dissipating elements of the stack or assembly.

NOTE - This does not hold true for example in those four quadrant assemblies in which power semiconductors belonging to forward and reverse sections share the same cooling bodies.

- b) Thermal resistance and transient thermal impedance between the virtual junction and the reference point are independent from the temperature, that is a linear relationship exists between the temperature rise and the power dissipation.

NOTE - This condition is generally not satisfied in the case of convection cooling.

- c) Semiconductor power losses are mainly conduction losses; turn-on, turn-off and voltage dependent losses. The voltage dependent losses may have to be considered particularly in the case of self-commutated convertors or heavy current line-commutated convertors.

5.3.1 Approximation of the shape of power pulses applied to the semiconductor device

The equivalent power losses with rectangular waveshape pulses are selected to have:

- 1) the same peak value as the actual power pulse;
- 2) a pulse duration adjusted to give the same average value as the actual power pulses.

Cette méthode d'approximation des impulsions de puissance dissipée est applicable:

- à l'intérieur d'une période de la fréquence d'alimentation, c'est-à-dire à la période de conduction d'un élément du circuit du convertisseur;
- pour le cas où la charge du convertisseur est périodique, avec une période jusqu'à plusieurs minutes.

Pour le cas a)

$$t_1 = \frac{P_{avg}}{\hat{P}} \times T_N$$

Pour le cas b)

$$t_p = \frac{P_M}{\hat{P}_{avg}} \times T$$

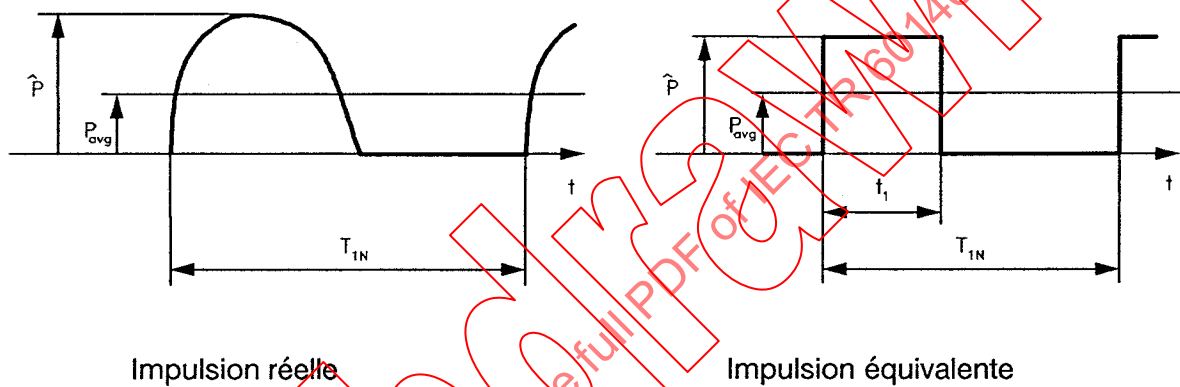


Figure 14a

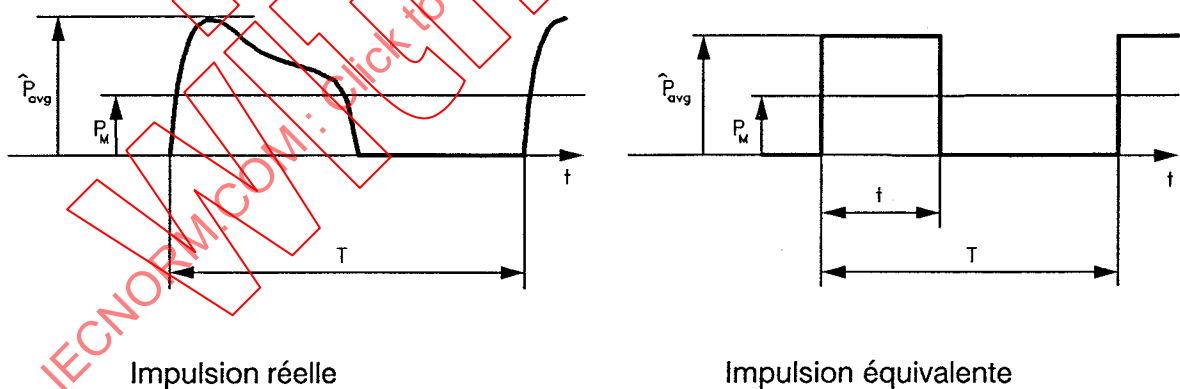


Figure 14b

Figure 14 - Approximation de la forme des impulsions de puissance

Dans certains cas, en particulier pour des durées d'impulsion supérieures à une seconde, et pour des impulsions réelles de forme très différente de la forme rectangulaire, il peut être nécessaire de construire l'impulsion équivalente au moyen de plusieurs impulsions rectangulaires avec diverses durées et amplitudes pour obtenir un résultat plus précis. Il est recommandé de choisir des impulsions de même durée et de même valeur moyenne que les segments de l'impulsion de puissance dissipée réelle qu'elles représentent.

This method for approximating the power losses is applicable:

- within a period of the supply frequency, i.e. equal to the conduction period of one convertor circuit element;
- for the case when the load of a convertor is cyclic with a period up to several minutes.

For case a)

$$t_1 = \frac{P_{avg}}{\hat{P}} \times T_N$$

For case b)

$$t_p = \frac{P_M}{\hat{P}_{avg}} \times T$$

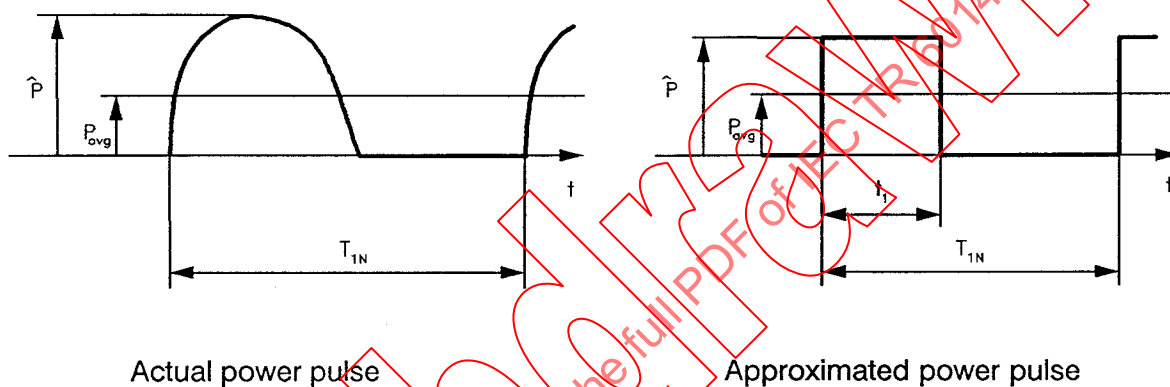


Figure 14a

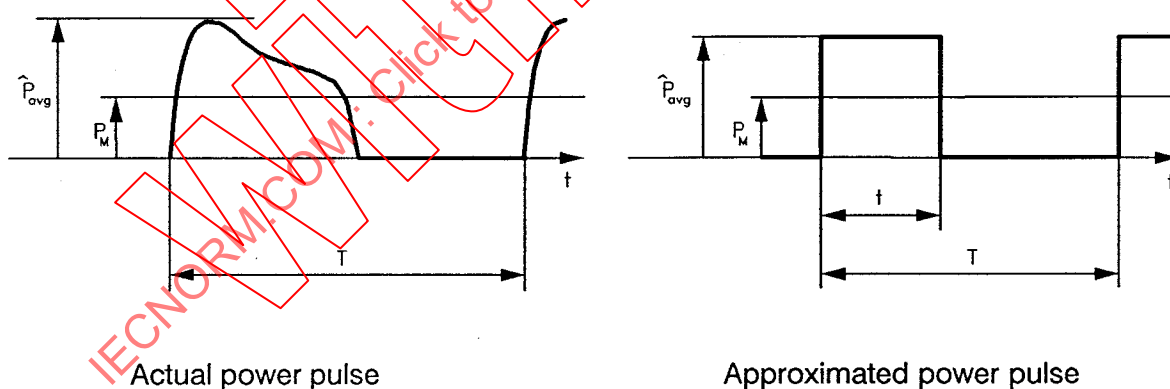


Figure 14b

Figure 14 - Approximation of the shape of power pulses

In some cases, especially for pulse durations longer than one second and for actual power loss pulses with shapes considerably diverging from rectangular waveform, it may be necessary to make up the approximated power pulse by several rectangular pulses of different amplitudes and durations to obtain a more accurate result. It is recommended that each of these pulses should be selected to have the same duration and the same average value as the section of the actual power loss pulse it is substituting.

5.3.2 La méthode de superposition pour calculer la température

La méthode repose sur l'emploi d'une courbe d'impédance thermique transitoire. On admet que les pertes sont représentées par des impulsions rectangulaires, déterminées d'après le 5.3.1.

La différence de température Θ_n entre deux points spécifiés A et B à l'instant t_n est donnée comme la somme des contributions à l'échauffement de toutes les impulsions de puissance dissipée ΔP_v précédant l'instant t_n .

$$\Theta_n = \sum_{v=1}^{n-1} \Delta P_v \times Z_{nv}$$

Une impulsion positive de puissance donne une contribution positive et une impulsion négative donne une contribution négative.

La méthode est expliquée par des exemples dans le tableau 8 (5.3.5).

5.3.3 Calcul de la température virtuelle de jonction pour une charge continue

Dans ce cas la température virtuelle de jonction varie à une fréquence déterminée par celle de la tension alternative de ligne.

L'approximation de dissipation de puissance faite par la méthode du 5.3.1 et la température virtuelle de jonction en fonction du temps, sont données par le diagramme suivant:

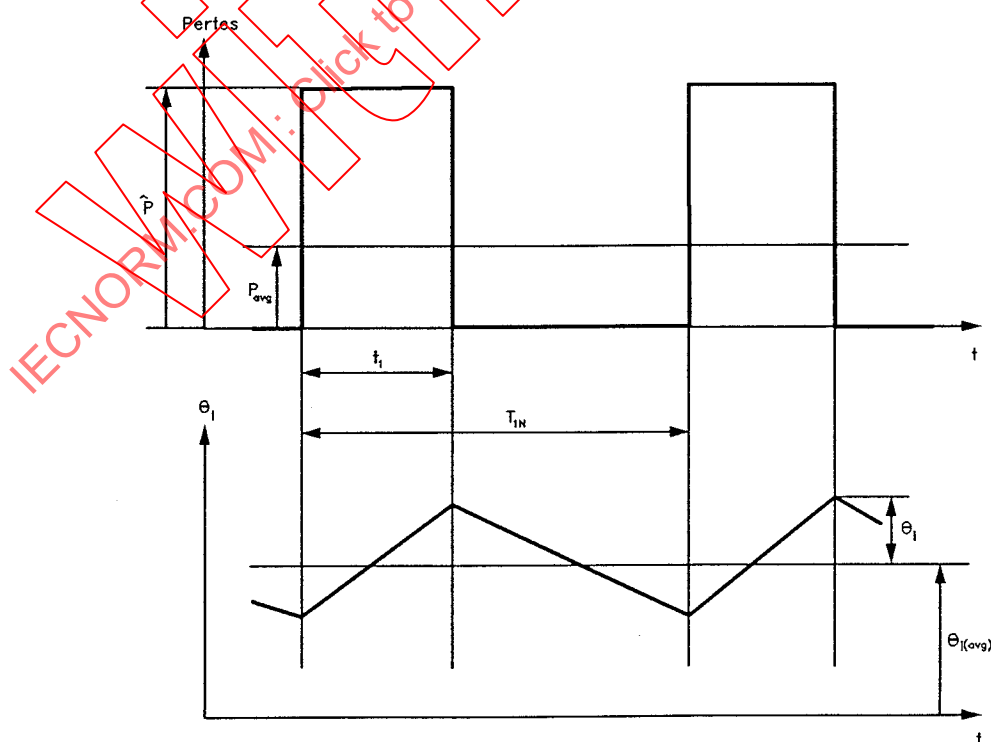


Figure 15 - Calcul de la température virtuelle de jonction pour une charge continue

5.3.2 The superposition method for calculation of temperature

The method is based on the application of a transient thermal impedance curve. It is assumed that the power losses are represented as square wave pulses approximated according to 5.3.1.

The temperature difference Θ_n between two specified points A and B at the time t_n is given as the sum of temperature contributions from all power steps ΔP_v preceding the time t_n .

$$\Theta_n = \sum_{v=1}^{n-1} \Delta P_v \times Z_{nv}$$

A positive power step gives a positive temperature contribution and a negative step gives a negative temperature contribution.

The method is exemplified in table 8 (5.3.5).

5.3.3 Calculation of the virtual junction temperature for continuous load

In this case the virtual junction temperature varies with a frequency determined by the alternating line voltage.

The power loss approximated by the method given in 5.3.1 and the virtual junction temperature versus time are given by the following diagram:

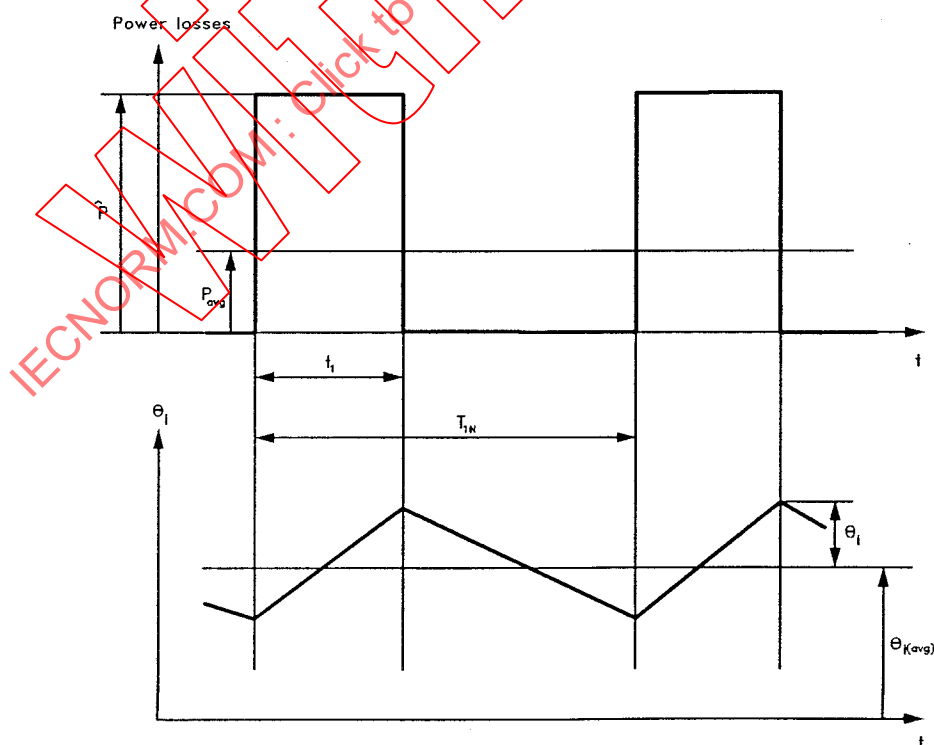


Figure 15 - Calculation of the virtual junction temperature for continuous load

5.3.3.1 Calcul de la valeur moyenne de la température virtuelle de jonction

La valeur moyenne de la température virtuelle de jonction est donnée par la formule:

$$\Theta_{j(avg)} = \Theta_x + P_{avg} \times R_{th}$$

5.3.3.2 Calcul de la température virtuelle maximale instantanée de jonction

La valeur virtuelle maximale instantanée de jonction à l'intérieur d'un cycle est donnée par la formule:

$$\Theta_j = \Theta_{j(avg)} + \delta\Theta_j$$

Une valeur précise de l'excursion de température $\delta\Theta_j$ peut être calculée par la méthode de superposition d'impulsions de puissance donnée en 5.3.2

$$\delta\Theta_j = \frac{T_{1N}}{t_1} \times P_{avg} \left[\sum_{v=1}^{\frac{n}{2}} \times Z_{n \times (2v-1)} - \sum_{v=1}^{\frac{n-2}{2}} \times Z_{n \times (2v)} \right] - P_{avg} \times R_{th}$$

Du fait que normalement $\delta\Theta_j$ est petit devant $\Theta_{j(avg)}$ l'approximation suivante est recommandée:

$$\delta\Theta_j = \frac{T_{1N}}{t_1} \times P_{avg} \times \left[Z_{t_1} - Z_T + \left(1 - \frac{t_1}{T} \right) \times Z_{(t_1+T)} \right]$$

5.3.3.1 Calculation of the mean value of the virtual junction temperature

The mean value of the virtual junction temperature is given by the formula:

$$\Theta_{j(\text{avg})} = \Theta_x + P_{\text{avg}} \times R_{\text{th}}$$

5.3.3.2 Calculation of the maximum instantaneous virtual junction temperature

The maximum instantaneous virtual junction temperature within one cycle is calculated by the formula:

$$\Theta_j = \Theta_{j(\text{avg})} + \delta\Theta_j$$

An accurate value of the temperature excursion $\delta\Theta_j$ can be calculated by the power pulse superposition method described in 5.3.2

$$\delta\Theta_j = \frac{T_{1N}}{t_1} \times P_{\text{avg}} \left[\sum_{v=1}^{\frac{n}{2}} \times Z_{n \times (2v-1)} - \sum_{v=1}^{\frac{n-2}{2}} \times Z_{n \times (2v)} \right] \times P_{\text{avg}} \times R_{\text{th}}$$

As $\delta\Theta_j$ normally is small compared to $\Theta_{j(\text{avg})}$ the following approximated formula is recommended:

$$\delta\Theta_j = \frac{T_{1N}}{t_1} \times P_{\text{avg}} \times \left[Z_{t_1} - Z_T + \left(1 - \frac{t_1}{T} \right) \times Z_{(t_1+T)} \right]$$

5.3.4 Calcul de la température virtuelle de jonction pour charges cycliques

Dans ce cas, la température de jonction varie en fonction du temps à une fréquence déterminée par la fréquence du réseau comme indiqué au 5.3.3, mais aussi à une fréquence plus basse, déterminée par les variations de charge.

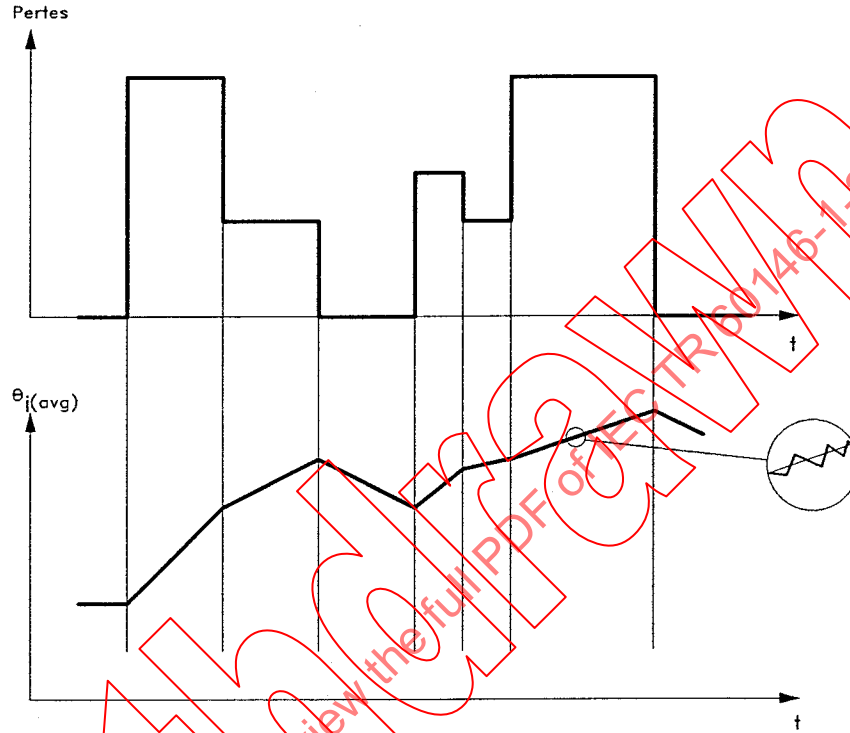


Figure 16 - Calcul de la température virtuelle de jonction pour charges cycliques

L'excursion de température, causée par l'échauffement de la jonction pendant une période de conduction et le refroidissement, est calculée de la même manière que pour une charge permanente suivant le 5.3.3. On calcule la valeur moyenne de la température virtuelle de jonction prise sur la durée d'une période de la fréquence d'alimentation à un instant donné du cycle de charge d'après la méthode donnée au 5.3.3.1.

La température virtuelle moyenne de la jonction à l'instant t_n est donc donnée par:

$$\Theta_{j(avg)n} = \Theta_x + \sum_{v=1}^{n-1} \Delta P_v \times Z_{nv}$$

La valeur maximale instantanée de la température virtuelle de jonction à l'instant t_n est donnée par:

$$\Theta_j = \Theta_{j(avg)} + \delta \Theta_j$$

5.3.4 Calculation of the virtual junction temperature for cyclic loads

In this case, the virtual junction temperature varies with time at a frequency determined by the alternating voltage as described under 5.3.3 but also with a lower frequency determined by the load variations.

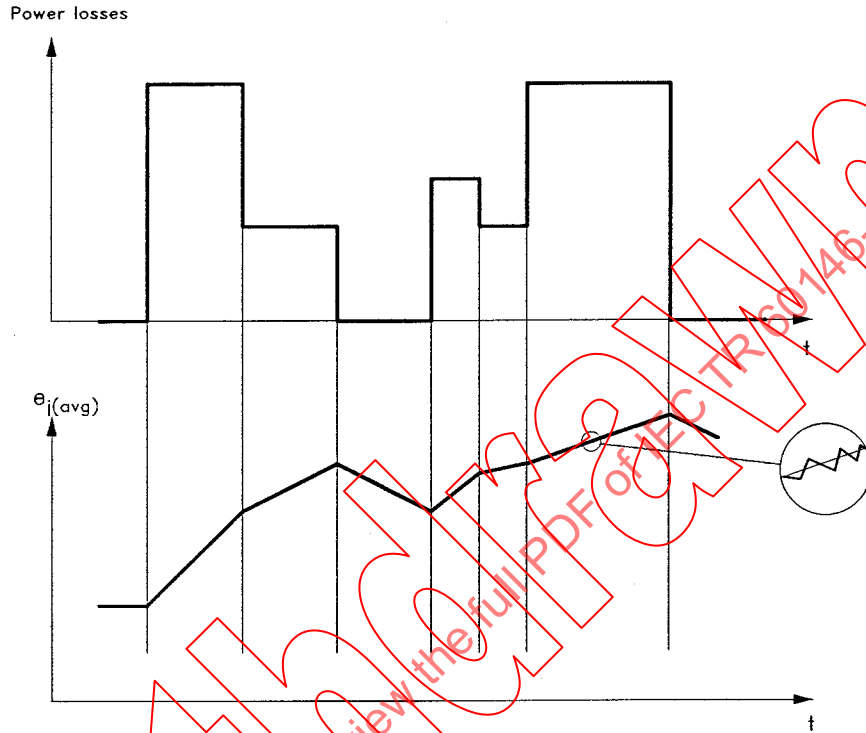


Figure 16 - Calculation of the virtual junction temperature for cyclic loads

The temperature excursion caused by the heating up of the junction during the conduction period and the cooling down is calculated in the same way as for continuous load according to 5.3.3. The mean value of the virtual junction temperature averaged over one cycle of the supply frequency at a certain time in the load cycle is calculated according to the method given in 5.3.3.1.

The mean virtual junction temperature at time t_n is thus given by:

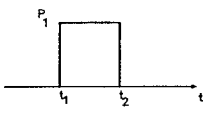
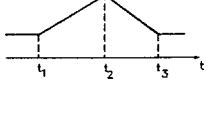
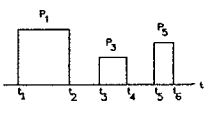
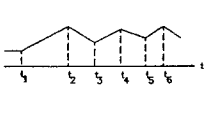
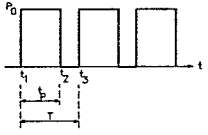
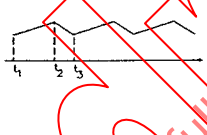
$$\Theta_{j(avg)n} = \Theta_x + \sum_{v=1}^{n-1} \Delta P_v \times Z_{nv}$$

The maximum instantaneous value of virtual junction temperature at time t_n is given by:

$$\Theta_j = \Theta_{j(avg)} + \delta \Theta_j$$

5.3.5 Calcul de la température virtuelle de jonction pour quelques applications

Tableau 8 - Température virtuelle de jonction

Condi- tions de charge	Diagrammes des pertes	Diagramme de tem- pérature moyenne virtuelle de la jonction	Formules de calcul
Impulsion de charge unique			$\theta_{j(av)2} = \theta_x + P_1 \times Z_{21}$ $\theta_{j(av)3} = \theta_x + P_1 \times Z_{31} - P_1 \times Z_{32}$
Train d'impul- sions de charge			$\theta_{j(av)2} = \theta_x + P_1 \times Z_{21}$ $\theta_{j(av)4} = \theta_x + P_1 \times Z_{41} - P_1 \times Z_{42} + P_3 \times Z_{43}$ $\theta_{j(av)6} = \theta_x + P_1 \times Z_{61} - P_1 \times Z_{62} + P_3 \times Z_{63} - P_3 \times Z_{64} + P_5 \times Z_{65}$ etc.
Train de longue durée d'impul- sions de charge d'amplitudes égales			$\theta_{j(av)n} = \theta_x + \sum_{v=1}^{\frac{n}{2}} P_0 \times Z_{n(2v-1)} - \sum_{v=1}^{\frac{n-1}{2}} P_0 \times Z_{n(2v)}$ (n = pair) $\theta_{j(av)n} = \theta_x + \sum_{v=1}^{\frac{n-1}{2}} P_0 \times Z_{n(2v-1)} - \sum_{v=1}^{\frac{n-1}{2}} P_0 \times Z_{n(2v)}$ (n = impair) ou approximativement: $\theta_{j(av)n} = \theta_x + P_0 \times \left[Z_{tp} - Z_T + \left(1 - \frac{tp}{T}\right) \times Z_{(T+tp)} + \frac{tp}{T} \times R_T \right]$ (n = pair)

5.4 Conditions de fonctionnement des circuits affectant la tension appliquée aux éléments de convertisseur

Un élément de circuit de convertisseur peut être soumis non seulement aux valeurs de crête de la tension c.a. de ligne, mais aussi aux tensions répétitives et non répétitives superposées à la tension théorique aux bornes de l'élément.

Les figures 17a et 17b montrent des exemples de formes d'onde de tension pour un élément de circuit d'un convertisseur respectivement non commandé et commandé, en supposant un indice de commutation $q = 3$ et un indice de pulsation $p = 6$.

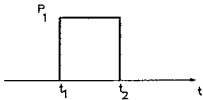
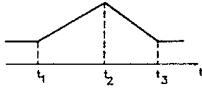
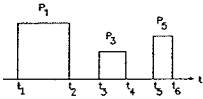
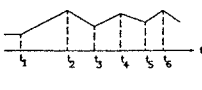
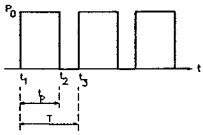
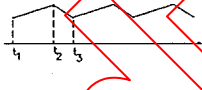
Les tensions U_{RWM} et U_{DWM} sont les valeurs de crête de la tension de circuit appliquée à un élément de circuit de convertisseur.

Les tensions U_{RRM} et U_{DRM} sont des tensions de pointe répétitives appliquées à des éléments de circuit de convertisseur, dues aux propriétés des dispositifs semiconducteurs utilisés et aux caractéristiques des éléments tels que les inductances, les circuits RC, etc.

Les tensions U_{RSM} et U_{DSM} sont des tensions de pointe non répétitives appliquées aux éléments de circuit de convertisseur, qui peuvent provenir de manoeuvres de disjoncteurs ou de surtensions atmosphériques etc. Ce type de tension peut être atténué par des dispositifs parasurtenseurs.

5.3.5 Calculation of virtual junction temperature for a few typical applications

Table 8 - Virtual junction temperature

Load condition	Power loss diagram	Mean virtual junction temperature diagram	Calculation formulae
Single load pulse			$\theta_{j(av)2} = \theta_x + P_1 \times Z_{21}$ $\theta_{j(av)3} = \theta_x + P_1 \times Z_{31} - P_1 \times Z_{32}$
Train of load pulses			$\theta_{j(av)2} = \theta_x + P_1 \times Z_{21}$ $\theta_{j(av)4} = \theta_x + P_1 \times Z_{41} - P_1 \times Z_{42} + P_3 \times Z_{43}$ $\theta_{j(av)6} = \theta_x + P_1 \times Z_{61} - P_1 \times Z_{62} + P_3 \times Z_{63} - P_3 \times Z_{64} + P_5 \times Z_{65}$ etc.
Long train of equal amplitude load pulses			$\theta_{j(av)n} = \theta_x + \sum_{v=1}^{\frac{n}{2}} P_0 \times Z_{n(2v-1)} - \sum_{v=1}^{\frac{n-1}{2}} P_0 \times Z_{n(2v)}$ (n = even) $\theta_{j(av)n} = \theta_x + \sum_{v=1}^{\frac{n+1}{2}} P_0 \times Z_{n(2v-1)} - \sum_{v=1}^{\frac{n-1}{2}} P_0 \times Z_{n(2v)}$ (n = odd) or approximated: $\theta_{j(av)n} = \theta_x + P_0 \times \left[Z_{tp} - Z_T + \left(1 - \frac{t_p}{T} \right) \times Z_{(T+t_p)} + \frac{t_p}{T} \times R_T \right]$ (n = even)

5.4 Circuit operating conditions affecting the voltage applied across converter elements

A converter circuit element may be exposed not only to the a.c. line voltage but also to repetitive and non-repetitive voltages superimposed on the theoretical voltage across the element.

Figures 17a and 17b show examples of the voltage waveforms applied across an uncontrolled and controlled converter circuit element respectively, assuming a commutating number $q = 3$ and a pulse number $p = 6$.

The voltages U_{RWM} and U_{DWM} are the crest values of the circuit voltage applied across the converter circuit element.

The voltages U_{RRM} and U_{DRM} are repetitive voltage peaks applied across the converter circuit element due to the properties of the semiconductor devices used in conjunction with circuit parameters such as inductances, RC-networks, etc.

The voltages U_{RSM} and U_{DSM} are non-repetitive voltage peaks applied across the converter circuit element and may originate from operating circuit-breakers, atmospheric disturbances etc. This kind of voltage may be minimized by the provision of surge suppression components.

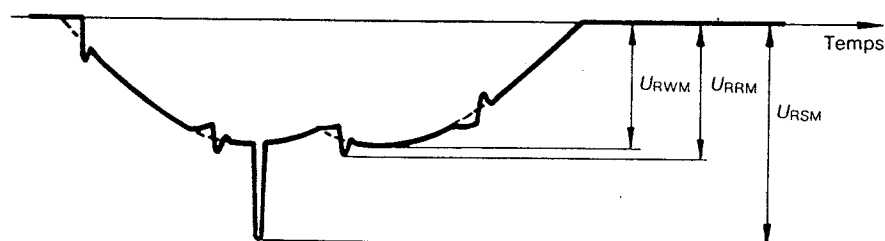


Figure 17 a

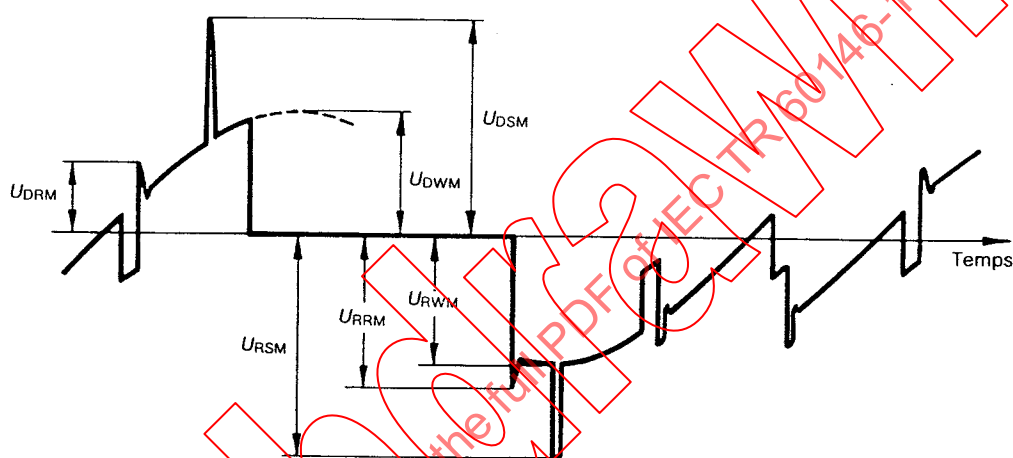


Figure 17 b

Figure 17 - Conditions de fonctionnement des circuits affectant la tension appliquée aux éléments de convertisseur

Dès la conception des convertisseurs, il faut s'assurer que les semiconducteurs choisis présentent des tensions assignées supérieures aux niveaux appliqués, pour chacun des trois types de tension indiqués sur la figure 17.