PolyPublie
Polytechnique Montréal

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
UNIVERSITÉ D'INGÉNIERIE

Titre: Title:	Contribution à la réduction des harmoniques non caractéristiques produits par les convertisseurs CA/CC
Auteur: Author:	Eloi Ngandui
Date:	1996
Type:	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis
Référence: Citation:	Ngandui, E. (1996). Contribution à la réduction des harmoniques non caractéristiques produits par les convertisseurs CA/CC [Ph.D. thesis, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/8935/

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: PolyPublie URL:	https://publications.polymtl.ca/8935/
Directeurs de recherche: Advisors:	Guy Olivier, & Georges-Émile April
Programme: Program:	Unspecified

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal

https://publications.polymtl.ca

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONTRIBUTION À LA RÉDUCTION DES HARMONIQUES NON CARACTÉRISTIQUES PRODUITS PAR LES CONVERTISSEURS CA/CC

NGANDUI ÉLOI

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE INFORMATIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION

DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph.D.)

(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

JUILLET 1996.

© Ngandui Éloi, 1996.

National Library of Canada
Acquisitions and Bibliographic Services
395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale du Canada
Acquisitions et services bibliographiques
395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-26431-9

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée:

CONTRIBUTION À LA RÉDUCTION DES HARMONIQUES NON CARACTÉRISTIQUES PRODUITS PAR LES CONVERTISSEURS CA/CC

présentée par: NGANDUI Éloi

en vue de l'obtention du diplôme de: Philosophiae Doctor

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de:

M. BOUCHARD Réal-Paul, M.Sc.A., Président

M. OLIVIER Guy, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. APRIL Georges-Émile, M. Sc. A., membre et co-directeur de recherche

M. MARCEAU Richard, Ph.D., membre

M. HUNEAULT Maurice, Ph.D., membre

DÉDICACE

À la mémoire de ma mère Monkam Thérèse

À la mémoire de mon beau-père Tchangou Patippe Denis

À mon père Kameni Lucien

À mon épouse Marie Agathe

À mes fils Franck et Noël

À ma tante Émako Madeleine

À mes frères et soeurs

REMERCIEMENTS

Qu'il me soit permis d'exprimer ma profonde reconnaissance à tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à l'accomplissement de cette thèse.

Je tiens tout d'abord à adresser mes remerciements au Professeur Guy Olivier qui en dirigeant mes travaux de mémoire de M.Sc.A. il y a de cela quelques années m'a permis d'accéder au monde scientifique. C'est encore sous sa direction que j'ai effectué les travaux relatifs à cette thèse. Ses conseils scientifiques, son aide matérielle et son dynamisme furent indispensables à l'achèvement de ce travail.

Je remercie vivement mon co-directeur de recherche, le Professeur Georges-Émile April, pour l'aide scientifique et technique qu'il m'a apportée tout au long de ce travail.

J'adresse mes remerciements à l'A.C.D.I. (Agence Canadienne de Développement International) et à l'Université de Douala qui d'un commun accord m'ont permis de faire mes études de 2ième et 3ième cycles à l'École Polytechnique de Montréal.

Je remercie le Professeur Bouchard de l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider ce jury.

Que le Professeur Marceau et le Docteur Huneault trouvent ici l'expression de

mes plus sincères remerciements pour avoir accepté de juger ce travail.

Mes remerciements vont à tous les professeurs de la section électrotechnique pour leur constante disponibilité vis à vis leurs étudiants; ainsi qu'aux techniciens, particulièrement à Jacques Girardin, pour leur soutien technique.

Aux Docteurs Ba Oury, Carlos Guimaraes, Guillaume Muréré et El Kahel, avec qui j'ai partagé tout au long de ce travail des heures de réflexions scientifiques, j'adresse mes plus vifs remerciements.

J'exprime mes remerciements à Monsieur M. Soulié, Professeur au département de Génie Civil, pour m'avoir fait découvrir le krigeage dual.

J'adresse mes remerciements les plus vifs aux collègues de l'Université de Douala, aux amis et en particulier à Djeuboué Pierre Durand, pour l'aide psychologique qu'ils m'ont apportée après les drames qu'à connus ma famille à savoir les décès de ma mère et de mon beau-père. Je remercie aussi vivement Benoît Forget pour tout son appui.

Enfin, je voudrais exprimer mes remerciements à mon épouse pour sa patience; elle aura su créer les conditions propices à l'accomplissement de cette thèse.

SOMMAIRE

En régime déséquilibré, les convertisseurs ca/cc à thyristors produisent des harmoniques non caractéristiques aussi bien du côté ca que du côté cc. Dans cette thèse nous analysons les convertisseurs ca/cc à six, douze, dix-huit et vingt-quatre pulsations en régime déséquilibré en faisant usage du concept de fonctions de commutation et des composantes symétriques. Les expressions des harmoniques de courants alternatifs et de la tension redressée générés par les convertisseur ca/cc sont établies et permettent une analyse de l'influence du déséquilibre de tension, de la dissymétrie des réactances de commutation ou de la non équidistance des impulsions d'allumage sur les performances du convertisseur ca/cc tant avec la commande individuelle qu'avec la commande équidistante. Les résultats de simulation obtenus avec MATLAB confirment que les performances des convertisseurs ca/cc à thyristors se détériorent lorsqu'ils sont alimentés par un système déséquilibré de tensions triphasées; de plus ces résultats montrent que l'accroissement du nombre de pulsations ne permet pas nécessairement d'améliorer la qualité de la tension redressée.

Afin d'améliorer les caractéristiques de la tension redressée fournie par les convertisseurs ca/cc en régime déséquilibré, une méthode de commande asymétrique est proposée. L'algorithme de cette nouvelle commande qui permet d'améliorer la qualité de la tension redressée est développé grâce à la méthode de continuation et grâce à une méthode d'interpolation connue sous le nom de krigeage dual. Les résultats de simulation

obtenus avec EMTP illustrent la validité de cette nouvelle commande asymétrique.

Pour l'amélioration des caractéristiques des courants alternatifs absorbés par les convertisseurs ca/cc en régime déséquilibré, un nouvel algorithme de commande asymétrique pour la minimisation des harmoniques de courants alternatifs de rangs multiples de trois est également proposé.

Afin de vérifier la faisabilité des deux approches de commande asymétrique proposées, des logiciels de commande en temps réel en codes Forth et assembleur, pour un prototype expérimental de convertisseur dodécaphasé, sont développés et implantés sur un contrôleur multiprocesseur. Les résultats expérimentaux obtenus concordent avec les résultats théoriques.

ABSTRACT

Under unbalanced voltage supply conditions, ac/dc thyristor converters generate non-characteristic harmonics on both ac and dc terminals. In this thesis, we analyse six, twelve, eighteen and twenty-fourth pulse converters under unbalanced voltage supply using the switching functions concept and symmetrical voltage components. Analytical ac and dc harmonic expressions are established and enable analysis of the effect of voltage unbalance, asymmetric commutation reactance or non equidistant firing gating pulses on converters performances if an individual firing scheme or an equidistant firing scheme is used. Simulated results obtained with MATLAB show that under unbalanced voltage supply conditions, the thyristor converter performances are severely deteriorated; they also show that the increase of pulse number does not necessarily improve dc voltage quality.

In order to improve thyristor converters dc characteristics under unbalanced voltage supply conditions, an asymmetrical firing approach is proposed. The asymmetrical firing algorithm is developped with the use of the continuation method and an interpolation method known as dual kriging. Simulated results obtained with EMTP confirm the usefulness of the proposed asymmetrical firing method.

To improve thyristor converter ac performances under unbalanced voltage supply conditions, a new algorithm for triplen ac harmonics minimization is also proposed.

In order to verify the feasibility of the two proposed asymmetrical firing controls, two real time control programs written in Forth and assembly codes, for an experimental twelve-pulse scheme, are developed and implemented on a multiprocessor microcontroller. Experimental results obtained are coherent with theoretical results.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE iv

REMERCIEMENTS v

SOMMAIRE vii

ABSTRACT ix

TABLE DES MATIÈRES xi

LISTE DES ANNEXES xxii

LISTE DES FIGURES xxiii

LISTE DES TABLEAUX xxxi

LISTE DES SYMBOLES xxxiii

INTRODUCTION 1

CHAPITRE 1 ANALYSE DES CONVERTISSEURS CA/CC À À THYRISTORS EN RÉGIME DÉSÉQUILIBRÉ 13

1.1 Introduction 13

1.2 Analyse du pont de Graëtz triphasé en régime déséquilibré. 16

1.2.1 Fonctions de commutation 18

1.2.2 Méthodes classiques de commande des convertisseurs ca/cc à thyristors 20

1.2.2.1 Méthodes de commandes individuelles 21

1.2.2.2 Méthodes de commandes équidistantes 22

1.2.3 Représentation du déséquilibre de tension 22

1.2.4 Système pu et données utilisées pour l'analyse du pont de Graëtz triphasé 26

1.2.4.1 Système p.u 26

1.2.4.2 Données utilisées pour le calcul des caractéristiques ca et cc du pont de Graëtz triphasé 26

1.2.5 Caractéristiques de la tension côté cc du pont de Graëtz . . . 28

1.2.5.1 Tension moyenne et harmoniques de la tension redressée du pont de Graëtz 28

1.2.5.2 Deuxième harmonique de la tension redressée du pont de Graëtz 33

1.2.5.3 Taux de distorsion de la tension redressée du pont de Graëtz 36

1.2.5.3.1 Taux de distorsion de premier ordre 36

1.2.5.3.2 Taux de distorsion de deuxième ordre . . . 36

1.2.5.3.3 Caractéristiques des taux de distorsions DF_1 et DF_2 du pont de Graëtz 37

1.2.6 Impédances et harmoniques de courant côté cc du pont de Graëtz 41

1.2.6.1 Schémas équivalents et impédances du pont de Graëtz côté cc 41

1.2.6.2 Harmoniques du courant redressé du pont de

Graëtz 43

1.2.7 Caractéristiques des courants côté ca 44

1.2.7.1 Fondamental et harmoniques de courants de phase au secondaire du transformateur d'alimentation du pont de Graëtz 44

1.2.7.1.1 Détermination de i_{ox}, $x \in \{a, b, c\}$ 45

1.2.7.1.2 Détermination de Δi_x et I_x, $x \in \{a, b, c\}$ . . . 46

1.2.7.1.3 Fondamental et harmoniques de courants alternatifs côté secondaire 47

1.2.7.2 Fondamental et harmoniques de courants de ligne au primaire du transformateur d'alimentation du pont de Graëtz 48

1.2.7.3 Courant harmonique équivalent 49

1.2.7.4 Harmonique de courant équivalent de rang trois à l'entrée du pont de Graëtz 50

1.2.7.5 Taux d'harmoniques de courant équivalent à l'entrée du pont de Graëtz 54

1.3 Analyse des convertisseurs ca/cc à nombre de pulsations supérieur ou égal à douze en régime déséquilibré 56

1.3.1 Convertisseur à douze pulsations 56

1.3.1.1 Harmoniques de tension redressée du convertisseur à douze pulsations 57

1.3.1.2 Résistances et réactances équivalentes du convertisseur à douze pulsations vues de la charge côté cc 60

1.3.1.3 Valeur moyenne et harmoniques du courant redressé du convertisseur à douze pulsations 62

1.3.1.4 Harmoniques ca à l'entrée du convertisseur à douze pulsations 63

1.3.2 Convertisseur ca/cc à vingt-quatre pulsations 64

1.3.2.1 Harmoniques de la tension redressée du convertisseur à vingt-quatre pulsations 66

1.3.2.2 Résistances et réactances équivalentes côté continu du convertisseur à vingt-quatre pulsations 67

1.3.2.3 Valeur moyenne et harmoniques du courant redressé du convertisseur à vingt-quatre pulsations 69

1.3.2.4 Harmoniques ca à l'entrée du convertisseur à vingt-quatre pulsations côté alternatif 70

1.3.3 Caractéristiques des convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations en régime déséquilibré 71

1.3.3.1 Deuxième harmonique de la tension redressée des convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations 72

1.3.3.2 Taux de distorsion DF_1 et DF_2 des convertisseurs

à 12, 18, et 24 pulsations 75

1.3.3.3 Harmonique de courant équivalent de rang trois à l'entrée des convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations 78

1.3.3.4 Taux d'harmoniques équivalent à l'entrée des convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations 81

1.4 Validité de la méthode utilisée pour déterminer les harmoniques ca et cc 82

1.5 Conclusion 83

CHAPITRE 2 RÉDUCTION DE LA DISTORSION HARMONIQUE A LA SORTIE DES CONVERTISSEURS CA/CC EN RÉGIME DÉSÉQUILIBRÉ 84

2.1 Introduction 84

2.2 Principe de la commande asymétrique pour le pont de Graëtz triphasé. 85

2.2.1 Principe et équations de compensation relatives au pont de Graëtz triphasé 85

2.2.2 Principe de la méthode de continuation et son application à la résolution de l'équation de compensation (2.3) 88

2.2.2.1 Principe de la méthode de continuation 88

2.2.2.2 Application de la méthode de continuation à la

résolution de l'équation de compensation (2.3) 91

2.3 Équations de compensation pour les convertisseurs ca/cc à nombre de pulsations supérieur ou égal à 12 95

2.3.1 Équations de compensation pour un convertisseur à douze pulsations 95

2.3.2 Équations de compensation pour un convertisseur à dix-huit pulsations 97

2.3.3 Équations de compensation pour un convertisseur à vingt-quatre pulsations 98

2.3.4 Procédure générale de détermination des angles d'allumage de compensation pour un convertisseur ca/cc à p pulsations ($p = 6k$, $k=2,3...$; $p \geq 12$) 100

2.4 Influence de quelques paramètres sur les angles de compensation . . . 103

2.4.1 Influence de l'angle de déséquilibre sur les angles de compensation 103

2.4.2 Influence des réactances de commutation sur les angles de compensation 105

2.5 Évaluation de la performance de la commande asymétrique 107

2.5.1 Résultats obtenus avec MATLAB 109

2.5.1.1 Tension moyenne du convertisseur dodécaphasé . . . 107

2.5.1.2 Taux de distorsion DF_1 et DF_2 du convertisseur dodécaphasé 110

2.5.1.3 Caractéristiques des courants d'entrée du convertisseur dodécaphasé 112

2.5.1.3.1 Harmonique de courant équivalent de rang trois du convertisseur dodécaphasé . . . 112

2.5.1.3.2 Taux d'harmoniques de courant équivalent du convertisseur dodécaphasé . . . 113

2.5.1.3.3 Facteur de puissance primaire du convertisseur dodécaphasé 114

2.5.1.4 Comparaison des performances des convertisseurs à 6, 12, 18 et 24 pulsations obtenues avec la commande asymétrique 116

2.5.1.4.1 Taux de distorsions DF_1 et DF_2 des convertisseurs à 6, 12, 18 et 24 pulsations . . 116

2.5.1.4.2 Harmonique de courant équivalent de rang trois des convertisseurs à 6, 12, 18 et 24 pulsations 118

2.5.1.4.3 Taux d'harmoniques de courant équivalent des convertisseurs à 6, 12, 18 et 24 pulsations 119

2.5.2 Résultats de simulation du convertisseur dodécaphasé avec EMTP 120

2.5.2.1 Courbes et Spectres de la tension redressée du

convertisseur dodécaphasé 121

2.5.2.2 Caractéristiques des courants côté ca du convertisseur dodécaphasé 125

2.6 Conclusion 125

CHAPITRE 3 UTILISATION DU KRIGEAGE DUAL POUR L'ESTIMATION DES ANGLES D'ALLUMAGE DE COMPENSATION . . 127

3.1 Introduction 127

3.2 Angles d'allumage de compensation en fonction du taux de déséquilibre u et de l'angle de déséquilbre ß 129

3.3 Krigeage et principe du krigeage dual 131

3.3.1 Principe du krigeage dual 132

3.3.2 Utilisation du krigeage dual pour l'estimation des angles d'allumage de compensation 135

3.4 Angles d'allumage de compensation estimés par krigeage dual et caractéristiques cc du convertisseur dodécaphasé 138

CHAPITRE 4 MINIMISATION EN TEMPS RÉEL DE LA DISTORSION HARMONIQUE À LA SORTIE D'UN CONVERTISSEUR DODÉCAPHASÉ À L'AIDE D'UN ALGORITHME DÉRIVÉ DU KRIGEAGE DUAL 142

4.1 Introduction 142

4.2 Prototype expérimental 142

4.2.1 Introduction 142

4.2.2 Description du montage expérimental 143

4.2.2.1 Contrôleur multiprocesseur 145

4.2.2.2 Circuit de génération d'impulsions 147

4.2.2.3 Circuit amplificateur de gâchette 151

4.2.2.4 Circuit de détection de passage par zéro 151

4.2.2.5 Circuits de détection des composantes symétriques 152

4.2.2.5.1 Filtre de séquences 152

4.2.2.5.2 Circuit de détection des crêtes des composantes directe et inverse 154

4.2.2.5.3 Circuit de détection du déphasage entre composante inverse et composante directe . . 156

4.3 Logiciels 158

4.3.1 Introduction 158

4.3.2 Logiciel d'allumage des thyristors 158

4.3.2.1 Séquence d'initialisation 159

4.3.2.2 Programme principal 159

4.3.2.3 Interruption par le "Buffer" pour la réception des données du maître 160

4.3.2.4 Interruptions par les détecteurs de zéro 162

4.3.3 Logiciel de commande du convertisseur dodécaphasé 162

4.3.3.1 Séquence d'initialisation 162

4.3.3.2 Programme principal 163

4.3.3.3 Programme d'interruption par les minuteries 166

4.3.3.4 Tables 167

4.4 Fonctionnement et résultats expérimentaux 168

4.4.1 Fonctionnement 168

4.4.2 Résultats expérimentaux 169

4.4.3 Temps de calcul des six angles de compensation du convertisseur dodécaphasé 171

CHAPITRE 5 MINIMISATION DES HARMONIQUES CA DE RANGS MULTIPLES DE TROIS PRODUITS PAR LES CONVERTISSEURS CA/CC EN RÉGIME DÉSÉQUILIBRÉ 177

5.1 Introduction 177

5.2 Expressions des harmoniques côté ca d'un pont de Graëtz triphasé . . 178

5.3 Principe de l'approche de minimisation des harmoniques ca de rangs multiples de trois pour un pont de Graëtz triphasé 180

5.4 Équations de minimisation des harmoniques ca de rangs multiples de trois relatives à un pont de Graëtz triphasé 181

5.5 Angles d'allumage de minimisation des harmoniques ca de rangs multiples de trois relatives à un pont de Graëtz triphasé 183

5.6 Valeur moyenne de la tension redressée du pont de Graëtz lorsque la

commande équidistante est utilisée 185

5.7 Angles d'allumage de minimisation des harmoniques ca de rangs multiples de trois relatifs à un convertisseur à p pulsations (p=6k, k=2,3,..., p≥12) 187

5.8 Résultats de simulation du convertisseur dodécaphasé 187

5.8.1 Caractéristiques de la tension redressée 187

5.8.1.1 Tension moyenne 187

5.8.1.2 Taux de distorsion DF_1 et DF_2 188

5.8.2 Caractéristiques des courants côté ca 190

5.8.2.1 Troisième harmonique équivalent 190

5.8.2.2 Taux d'harmoniques équivalent 191

5.8.2.3 Facteur de puissance primaire 192

5.9 Résultats expérimentaux 193

CONCLUSION GÉNÉRALE 195

REFÉRENCES 200

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE I: DÉTERMINATION DES ANGLES D'EMPIÈTEMENT 210

ANNEXE II: DÉVELOPPEMENT DES PRODUITS $\bar{e}_p^T\bar{S}$ ET $\bar{e}_n^T\bar{S}$ EXPRESSIONS DES COEFFICIENTS DE FOURIER A_{oan} ET B_{oan} 211

ANNEXE III: EXPRESSIONS DES ÉLÉMENTS DU JACOBIEN J ET DE LA FONCTION g 217

ANNEXE IV: VALIDITÉ DE LA MÉTHODE DES FONCTIONS DE COMMUTATION ET DES COMPOSANTES SYMMÉRIQUES 224

ANNEXE V: SCHÉMAS DE L'AMPLIFICATEUR DE GÂCHETTE ET DU DÉTECTEUR DE PASSAGE PAR ZÉRO 226

ANNEXE VI: LOGICIELS 228

ANNEXE VII: ALLURES DES COURANTS CA OBTENUS EXPÉRIMENTALEMENT AVEC LA COMMANDE ASYM. DE MIN. DE CA TRIPLES ET AVEC LA COMMANDE ÉQUIDISTANTE 253

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 - Pont de Graëtz triphasé 17

Figure 1.2 - Fonctions de commutation S_a, S_b et S_c 19

Figure 1.3 - Fonction de commutation S_{ia} 20

Figure 1.4 - Valeur efficace du deuxième harmonique en fonction du taux de déséquilibre u avec β=75°; α: -.- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante 35

Figure 1.5 - Valeur efficace du deuxième harmonique en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 %; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante 35

Figure 1.6 - DF_1 en fonction du taux de déséquilibre u avec β = 75°; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante 39

Figure 1.7 - DF_1 en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 %; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante 39

Figure 1.8 - DF_2 en fonction du taux de déséquilibre u avec β = 75°; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante 40

Figure 1.9 - DF_2 en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 %; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b)

commande équidistante 40

Figure 1.10 - Circuits équivalents du pont de Graëtz côté continu 41

Figure 1.11 - Harmonique de courant équivalent de rang trois en fonction du taux de déséquilibre u ($\beta = 75°$): a) commande individuelle; b) commande équidistante 53

Figure 1.12 - Harmonique de courant équivalent de rang trois en fonction de l'angle de déséquilibre ß avec u=10 %; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante 53

Figure 1.13 - Taux d'harmoniques équivalent en fonction du taux de déséquilibre u avec $\beta = 75°$; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante 55

Figure 1.14 - Taux d'harmoniques équivalent en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 %; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante 55

Figure 1.15 - Convertisseur à douze pulsations 57

Figure 1.16 - Convertisseur à vingt-quatre pulsations 65

Figure 1.17 - Valeur efficace du deuxième harmonique de la tension redressée en fonction du taux de déséquilibre u avec $\beta = 75°$; α=40°; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante 74

Figure 1.18 - Valeur efficace du deuxième harmonique de la tension redressée en fonction de l'angle de déséquilibre ß avec u=10 %; α=40°;

convertisseurs: ---.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante 74

Figure 1.19 - DF_1 en fonction du taux de déséquilibre u avec $\beta = 75°$; $\alpha=40°$; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante 76

Figure 1.20 - DF_1 en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 %; $\alpha=40°$; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante 76

Figure 1.21 - DF_2 en fonction du taux de déséquilibre u avec $\beta = 75°$; $\alpha=40°$; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante 77

Figure 1.22 - DF_2 en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 %; $\alpha=40°$; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante 77

Figure 1.23 - Harmonique de courant équivalent de rang trois en fonction du taux de déséquilibre u avec $\beta = 75°$; $\alpha=40°$; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante 80

Figure 1.24 - Harmonique de courant équivalent de rang trois en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 % et $\alpha=40°$; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante 80

Figure 1.25 - Taux d'harmoniques de courants alternatifs en fonction du taux de déséquilibre u avec $\beta = 75°$ et $\alpha=40°$; α: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante 81

Figure 1.26 - Taux d'harmoniques de courants alternatifs en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 % et $\alpha=40°$; α: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24; a) commande individuelle; b) commande équidistante 82

Figure 2.1 - Variations des angles de compensation avec l'angle de déséquilibre ß 104

Figure 2.2-a - Variations de α_1 avec X_e 106

Figure 2.2-b - Variations de α_2 avec X_e 106

Figure 2.2-c - Variations de α_3 avec X_e 107

Figure 2.3 - Convertisseur dodécaphasé: tension moyenne en fonction du taux de déséquilibre u ($\beta=75°$; $\alpha=60°$) 110

Figure 2.4 - Convertisseur dodécaphasé: tension moyenne en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; $\alpha=60°$) 110

Figure 2.5 - Convertisseur dodécaphasé: taux de distorsion DF_1 en fonction du taux de déséquilibre u ($\beta=75°$; $\alpha=60°$) 111

Figure 2.6 - convertisseur dodécaphasé: taux de distorsion DF_1 en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; $\alpha=60°$) 111

Figure 2.7 - Convertisseur dodécaphasé: taux de distorsion DF_2 en fonction du taux de déséquilibre u ($\beta=75°$; $\alpha=60°$) 111

Figure 2.8 - Convertisseur dodécaphasé: taux de distorsion DF_2 en fonction de

l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; α=60°) 111

Figure 2.9 - Convertisseur dodécaphasé: 3ième harmonique équivalent en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°) 112

Figure 2.10 - Convertisseur dodécaphasé: 3ième harmonique équivalent en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; α=60°) 112

Figure 2.11 - Convertisseur dodécaphasé: taux d'harmoniques équivalent en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°) 113

Figure 2.12 - Convertisseur dodécaphasé: taux d'harmoniques équivalent en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; α=60°) 113

Figure 2.13 - Convertisseur dodécaphasé: facteur de puissance primaire en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°) 115

Figure 2.14 - Convertisseur dodécaphasé: facteur de puissance primaire en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; α=60°) 115

Figure 2.15 - convertisseurs à p pulsations et commande asymétrique: taux de distorsion DF_1 en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°) . . . 117

Figure 2.16 - Convertisseurs à p pulsations et commande asymétrique: taux de distorsion DF_1 en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; α=60°) 117

Figure 2.17 - Convertisseurs à p pulsations et commande asymétrique: taux de distorsion DF_2 en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°) . . . 117

Figure 2.18 - Convertisseurs à p pulsations et commande asymétrique: taux de distorsion DF_2 en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %;

α=60°) 117

Figure 2.19 - Convertisseurs à p pulsations: 3^{ième} harmonique équivalent en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°) 118

Figure 2.20 - Convertisseurs à p pulsations: 3^{ième} harmonique équivalent en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; α=60°) 118

Figure 2.21 - Convertisseurs à p pulsations: taux d'harmoniques équivalent en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°) 119

Figure 2.22 - Convertisseurs à p pulsations: taux d'harmoniques équivalent en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; α=60°) 119

Figure 2.23 - Convertisseur dodécaphasé avec la commande individuelle; résultats obtenus avec EMTP: a) tension redressée e_d; b) spectre de e_d . . . 122

Figure 2.24 - Convertisseur dodécaphasé avec la commande équidistante; résultats obtenus avec EMTP: a) tension redressée e_d; b) spectre de e_d . . . 123

Figure 2.25 - Convertisseur dodécaphasé avec la commande asymétrique; résultats obtenus avec EMTP: a) tension redressée e_d; b) spectre de e_d . . . 124

Figure 3.1-a - Variations de α_1 avec u et ß 130

Figure 3.1-b - Variations de α_2 avec u et ß 130

Figure 3.1-c - Variations de α_3 avec u et ß 131

Figure 4.1 - Prototype expérimental de convertisseur dodécaphasé 144

Figure 4.2 - Circuit de génération des impulsions de gâchette 149

Figure 4.3 - Stratégie de la commande asymétrique d'un pont de Graëtz triphasé 150

Figure 4.4 - Filtre de séquences 154

Figure 4.5 - Circuit de détection des crêtes des composantes directe et inverse . . 155

Figure 4.6 - Circuit de détection du déphasage entre composante inverse et composante directe 157

Figure 4.7 - Convertisseur dodécaphasé; résultats expérimentaux avec la commande individuelle: a) tension redressée e_d(35,7 V / div., 2 ms / div.); b) spectre de e_d 174

Figure 4.8 - Convertisseur dodécaphasé; résultats expérimentaux avec la commande asymétrique; N=40: a) tension redressée e_d (35,7 V / div., 2 ms / div.); b) spectre de e_d 175

Figure 4.9 - Convertisseur dodécaphasé; résultats expérimentaux avec la commande asymétrique; N=60: a) tension redressée e_d (35,7 V / div., 2 ms / div.); b) spectre de e_d 176

Figure 5.1 - Convertisseur dodécaphasé: tension moyenne en fonction de du taux de déséquilibre u (β=60°; α=65°) 188

Figure 5.2 - Convertisseur dodécaphasé: tension moyenne en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=0,2; α=65°) 188

Figure 5.3 - Convertisseur dodécaphasé: Taux de distorsion DF_1 en fonction de du taux de déséquilibre u (β=60°; α=65°) 189

Figure 5.4 - Convertisseur dodécaphasé: taux de distorsion DF_1 en fonction de l'angle de déséquilibre ß avec (u=0,2; α=65°) 189

Figure 5.5 - Convertisseur dodécaphasé: Taux de distorsion DF_2 en fonction de

du taux de déséquilibre u (β=60°; α=65°) 189

Figure 5.6 - Convertisseur dodécaphasé: taux de distorsion DF_2 en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=0,2; α=65°) 189

Figure 5.7 - Convertisseur dodécaphasé: $3^{ième}$ harmonique équivalent de courant ca en fonction du taux de déséquilibre u (β=60°; α=65°) 190

Figure 5.8 - Convertisseur dodécaphasé: $3^{ième}$ harmonique de courant ca en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=0,2; α=65°) 190

Figure 5.9 - Convertisseur dodécaphasé: taux d'harmoniques équivalent de courant ca en fonction du taux de déséquilibre u (β=60°; α=65°) 191

Figure 5.10 - Convertisseur dodécaphasé: taux d'harmoniques de courant ca en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=0,2; α=65°) 191

Figure 5.11 - Convertisseur dodécaphasé: facteur de puissance primaire en fonction du taux de déséquilibre u (ß=60°; α=65°) 192

Figure 5.12 - Convertisseur dodécaphasé: facteur de puissance primaire en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=0,2; α=65°) 192

Figure V.1 - Circuit amplificateur de gâchette 226

Figure V.2 - Détecteur de passage par zéro 227

Figure VII.1 - Convertisseur dodécaphasé; résultats expérimentaux avec la commande asymétrique de minimisation d'harmoniques triples: a) courant i_{1A}; b) spectre de i_{1A} 254

Figure VII.2 - Convertisseur dodécaphasé; résultats expérimentaux avec la commande équidistante: a) courant i_{1A}; b) spectre de i_{1A} 254

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 - Angles d'allumage de compensation d'un convertisseur ca/cc à 12 pulsations pour différents taux de déséquilibre 108

Tableau 2.2 - Données utilisées pour la simulation avec EMTP 120

Tableau 2.3 - Convertisseur dodécaphasé: caractéristiques de courants ca obtenues avec EMTP (u=15%; ß=75°; α=60°) 125

Tableau 3.1 - Échantillons prélevés sur chaque axe (u_axe, ß_axe, α_axe) 139

Tableau 3.2 - Valeurs exactes et valeurs estimées des angles d'allumage de compensation 139

Tableau 3.3 - Caractéristiques cc du convertisseur dodécaphasé: sans compensation; compensation avec la méthode exacte et avec le krigeage dual (α=65°; u=15% et ß=60°) 141

Tableau 4.1 - Décodage du patron de bits placés sur les canaux P3,3 à P3,6 du port P3 148

Tableau 4.2 - Convertisseur dodécaphasé: résultats expérimentaux obtenus avec ou sans compensation (α=65°; u=15% et ß=60°) 171

Tableau 4.3 - Convertisseur dodécaphasé; résultats expérimentaux obtenus avec krigeage dual combiné avec interpolation linéaire (α=65°; u=15% et ß=60°) 173

Tableau 5.1 - Convertisseur dodécaphasé: résultats expérimentaux obtenus avec la commande asymétrique de minimisation d'harmoniques triples et avec

la commande équidistante (α=65°; u=15% et β=190°) 194

Tableau IV.1 - Comparaison des harmoniques côté cc 224

Tableau IV.2 - Comparaison des harmoniques côté ca 225

LISTE DES SYMBOLES

A_{xn}, B_{xn} - coefficients de Fourier de l'harmonique de rang n de S_x (x = a, b,c)

A_{kxn}, B_{kxn} - coefficients de Fourier de l'harmonique de rang n de S_{kx} (x = a, b, c)

A_{oxn}, B_{oxn} - coefficients de Fourier de l'harmonique de rang n de S_{ix} (x = a, b, c)

ΔA_{xn},ΔB_{xn} - coefficients de Fourier de l'harmonique de rang n de i_{ox} (x = a, b, c)

A_{dm}, B_{dm} - coefficients de Fourier de l'harmonique de rang m de e_d d'un pont de Graëtz

A_{kdm}, B_{kdm} - coefficients de Fourier de l'harmonique de rang m de e_d du $k^{ième}$ pont

α - angle d'allumage nominal

α_k - angles d'allumage d'un pont de Graëtz (k=1, 2, 3)

α_{nk} - angles d'allumage du $n^{ième}$ pont d'un convertisseur à p pulsations (k=1, 2, 3)

$\overline{\alpha}$ - vecteur d'angles d'allumage

ß - angle de déséquilibre de tension

$ß_{kn}$ - phase de la première composante du système inverse relative au $k^{ième}$ pont d'un

$ß_{kp}$ - phase de la première composante du système direct relatif au $k^{ième}$ pont

$ß_n$ - phase de la première composante du système inverse

$ß_p$ - phase de la première composante du système direct

C_k - variable de calcul

D_k - variable de calcul

DF_1 - taux de distorsion de premier ordre de la tension redressée

DF_2 - taux de distorsion de deuxième ordre de la tension redressée

Δ - décalage angulaire d'un transformateur

$\frac{\delta f_k}{\delta \alpha_k}$ - dérivée partielle de f_k par rapport à α_k (k = 1, 2, 3)

Δi_x - terme du courant induit par la composante alternative de i_d (x = a, b,c)

$\| \ \|$ - distance Euclidienne

E_c - force contre-électromotrice

e_d - tension redressée d'un convertisseur ca/cc

E_d - tension moyenne de sortie

E_{dm} - valeur efficace de l'harmonique de rang m de la tension redressée

$\underline{E}_{dm}$ - phaseur de l'harmonique de rang m de la tension redressée

E_{do} - tension moyenne de sortie à vide en régime équilibré

$\bar{e}_h$ - système homopolaire de tensions phase-neutre secondaires

E_k - variable de calcul

E_{kd} - tension moyenne de sortie du $k^{ième}$ pont d'un convertisseur à p pulsations

$\underline{E}_{kdm}$ - phaseur de l'harmonique de rang m de la tension redressée du $k^{ième}$ pont de Graëtz

E_{kdo} - tension moyenne à vide du $k^{ième}$ pont d'un convertisseur à p pulsations

$\bar{e}_{kn}$ - système inverse de tensions phase-neutre secondaires relatives au $k^{ième}$ pont

e_{kxn} - tension instantanée phase-neutre secondaire relative au $k^{ième}$ pont (x = a, b, c)

$\bar{e}_{kp}$ - système direct de tensions phase-neutre secondaires relatives au $k^{ième}$ pont

$\bar{e}_n$ - système inverse de tensions phase-neutre secondaires

E_n - tension efficace phase-neutre secondaire de la composante inverse

$\hat{E}_n$ - tension crête phase-neutre secondaire de la composante inverse

$\bar{e}_p$ - système direct de tensions phase-neutre secondaires

E_p - tension efficace phase-neutre secondaire de la composante directe

$\hat{E}_p$ - tension crête phase-neutre secondaire de la composante directe

e_{xn} - tension instantanée phase-neutre secondaire (x = a, b, c)

e_{XN} - tension instantanée phase-neutre primaire (X = A, B, C)

E_{xn} - tension efficace phase-neutre secondaire (x = a, b, c)

E_{XN} - tension efficace phase-neutre primaire (X = A, B, C)

e_{xy} - tension instantanée de ligne secondaire (xy = ac, ba, cb, ca, ab, bc)

e_{XY} - tension instantanée de ligne primaire (XY = AC, BA, CB, CA, AB, BC)

$\hat{E}_{xn}$ - tension crête phase-neutre secondaire (x = a, b, c)

$\hat{E}_{xy}$ - tension crête de ligne secondaire (xy = ac, ba, cb)

f - fréquence du réseau d'alimentation

f_k - fonction (k = 1, 2, 3,...)

F - vecteur de fonctions

FP - facteur de puissance primaire

g_k - fonction (k = 1, 2, 3,...)

γ_k - passage par zéro d'une tension de ligne secondaire (k = 1, 2, 3,...)

γ_{nk} - passage par zéro d'une tension de ligne secondaire relative au $n^{ième}$ pont

(k = 1, 2, 3,...)

HF_{eq} - taux d'harmoniques équivalent du courant de ligne primaire

HF_x - taux d'harmoniques du courant de ligne primaire phase x (x = a, b, c)

i_d - courant redressé instantané

I_d - courant moyen de charge

I_{dm} - courant efficace de l'harmonique de rang m

i_{do} - composante alternative du courant redressé

I_{eqn} - courant harmonique équivalent de rang n

i_{kx} - courant instantané de phase secondaire du $k^{ième}$ pont (x = a, b, c)

i_{ox} - terme du courant induit par le courant moyen de charge (x = a, b, c)

I_{lo1} - fondamental de courant de ligne primaire en régime équilibré

i_{lX} - courant instantané de ligne primaire (X = A, B, C)

I_{lX} - courant efficace de ligne primaire (X = A, B, C)

I_{lXn} - courant efficace de l'harmonique de rang n du courant primaire (X = A, B, C)

$\underline{I}_{lXn}$ - phaseur de l'harmonique de rang n du courant primaire (X = A, B, C)

i_{pX} - courant instantané de phase primaire (X = A, B, C)

i_x - courant instantané de phase secondaire d'un pont de Graëtz triphasé (x = a, b, c)

I_x - courant efficace de ligne secondaire (x = a, b, c)

I_{x1} - courant efficace du fondamental de courant secondaire (x = a, b, c)

I_{xn} - courant efficace de l'harmonique de rang n du courant secondaire (x = a, b, c)

$\underline{I}_{xn}$ - phaseur de l'harmonique de rang n du courant secondaire (x = a, b, c)

J - jacobien

μ_k - angle d'empiètement relatif au pont de Graëtz triphasé (k = 1, 2, 3)

μ_{nk} - angle d'empiètement relatif au $n^{ième}$ pont d'un convertisseur (k = 1, 2, 3)

μ_x - angle d'empiètement moyen relatif au pont d'un convertisseur (x = y, z, 1z, 2z)

M_k, N_k - variables de calcul

N - nombre d'échantillons pour le krigeage dual

N_l - nombre de tours d'un enroulement du couplage triangle ou du couplage étoile

N_{nx} - nombre de tours d'un enroulement du couplage zigzag (nx = 2a, 2b, 3a, 3b)

n_p - nombre de ponts de Graëtz connectés en série

O_k - variable de calcul

p - nombre de pulsations d'un convertisseur ca/cc

P - puissance active

p.u. - par unité ("per unit")

ϕ_k - phase de la tension phase-neutre secondaire (k = 1, 2, 3)

Φ_{x1} - phase du fondamental de rang n du courant secondaire (x = a, b, c)

Φ_{xn} - phase du courant efficace de l'harmonique de rang n
du courant secondaire (x = a, b, c)

ψ_{dm} - phase de l'harmonique de rang m de la tension redressée

Ψ_m - phase du $m^{ième}$ harmonique du courant redressé

R_c - résistance fictive représentant la chute de tension inductive

R_d - résistance côté cc

Réel( ) - partie réelle de

R_{kc} - résistance fictive cc du $k^{ième}$ pont de Graëtz

S - puissance apparente primaire

$\bar{S}$ - vecteur de fonctions de commutation d'un pont de Graëtz

S_{ix} - fonction de commutation de modulation de courant (x = a, b, c)

$\bar{S}_k$ - vecteur de fonctions de commutation du $k^{ième}$ pont

S_{kx} - fonction de commutation de modulation de tension du $k^{ième}$ pont (x = a, b, c)

S_x - fonction de commutation relative à la modulation de tension du pont de Graëtz triphasé (x = a, b, c)

θ - angle électrique

T_k - variable de calcul

u - taux de déséquilibre de tension

UF - taux de déséquilibre complexe de tension

| | - valeur absolue

$\bar{X}$ - vecteur

X_d - réactance côté cc

X_e - réactance moyenne équivalente ramenée au secondaire du transformateur d'alimentation du pont de Graëtz triphasé

X_{ko} - réactance équivalente cc du $k^{ième}$ pont de Graëtz

X_{kx} - réactance équivalente par phase ramenée au secondaire du transformateur du $k^{ième}$

pont d'un convertisseur à p pulsations (x = a, b, c)

X_{kz} - réactance moyenne équivalente ramenée au secondaire du transformateur dont le secondaire est couplé en zigzag (k = 1, 2)

X_o - réactance équivalente vue de la charge à courant continu

X_x - réactance équivalente par phase ramenée au secondaire du transformateur d'alimentation du pont de Graëtz triphasé (x = a, b, c)

X_y - réactance moyenne équivalente ramenée au secondaire du transformateur dont le secondaire est couplé en étoile

X_z - réactance moyenne équivalente ramenée au secondaire du transformateur dont le secondaire est couplé en zigzag

ω - pulsation du réseau d'alimentation

INTRODUCTION

Depuis le début des années 60, avec l'avènement des semi-conducteurs de puissance, l'électronique de puissance connaît un essor constant et rapide. Parmi les structures de conversion que l'électronique de puissance met en oeuvre, les convertisseurs alternatif-continu désignés aussi convertisseurs ca/cc connaissent une utilisation sans cesse croissante dans l'industrie et dans le transport d'énergie à courant continu. Il est estimé que 40% de l'énergie électrique consommée passeront, dans un avenir proche, par les convertisseurs de puissance (XU, 1990). À cause de l'augmentation de leur nombre et de la puissance unitaire des convertisseurs ca/cc, les harmoniques qu'ils génèrent deviennent de plus en plus préoccupants vu les effets nocifs qu'ils créent: - création de pertes supplémentaires au stator et au rotor des machines tournantes - augmentation des pertes dans les condensateurs pouvant provoquer des échauffements anormaux - création d'interférences avec les réseaux de télécommunication - risque d'excitation des résonnances parallèles dans les réseaux pourvus de batteries de condensateurs, etc. C'est ce qui explique sans nul doute le développement des convertisseurs ca/cc à modulation de largeur d'impulsion qui offrent de meilleures performances que les convertisseurs ca/cc à commutation naturelle à thyristors dans les applications de petite et moyenne puissances (ENJETI, ZIOGAS et EHSANI, 1989; VINCENTI et JIN, 1993). Cependant, dans les applications industrielles de fortes puissances telles qu'en galvanoplastie, en aluminerie, en alimentation des bobines de champ d'accélérateurs de particules et en transport d'énergie à courant

continu, les convertisseurs à thyristors, grâce à leur forte densité énergétique et à leurs coûts relativement réduits, occuperont pendant de nombreuses années encore une place de choix.

Il est bien connu que les convertisseurs de courant à thyristors, loin d'être des sources "propres", sont générateurs d'harmoniques aussi bien du côté courant alternatif (ou côté ca) que du côté courant continu (ou côté cc). Habituellement, l'analyse des convertisseurs ca/cc à thyristors est faite en présumant que la source triphasée de tensions sinusoïdales est parfaitement équilibrée. Cependant en régime déséquilibré, l'analyse judicieuse des convertisseurs ca/cc montre qu'en plus des harmoniques caractéristiques, c'est-à-dire ceux de rang $kp\pm1$ pour les courants alternatifs et ceux de rang kp pour la tension redressée (k étant un entier et p le nombre de pulsations), il en existe d'autres appelés harmoniques non caractéristiques (PHADKE et JAMES, 1968; REEVE et KRISHNAYYA, 1968) qui ont principalement pour origines:

i) des imperfections liées à la source alimentant le convertisseur ca/cc;

des conducteurs de lignes aériennes de disposition spatiale dissymétrique, des transformateurs ayant des inductances de fuite inégales et de fortes charges monophasées sont génératrices de déséquilibres de tension dans les réseau d'énergie électrique (BERGEAL, BONNARD et MOLLER, 1985). Le déséquilibre introduit dans le réseau par l'alimentation d'une charge non symétrique peut être soit fixe comme dans le cas

d'un four à induction, soit fluctuant comme dans le cas d'un four à arc ou d'une sous-station pour la traction ferroviaire monophasée à fréquence industrielle. Les charges monophasées raccordées actuellement au réseau varient continuellement avec de grandes plages horaires de variations (BHAVARAJU et ENJETI, 1993; BROADWATER et al. 1993);

ii) des imperfections liées au système de commande;

l'inégalité des angles d'allumage des thyristors résultant des imperfections du générateur d'impulsions de commande ou des altérations des tensions d'entrée du convertisseur ca/cc qui servent de références de phase à ces signaux.

La qualité des courants côté ca et de la tension côté cc des convertisseurs ca/cc à thyristors se détériore avec l'accroissement du déséquilibre de tension (RASHID et MASWOOD, 1988). La tension redressée à la sortie d'un convertisseur ca/cc alimenté par un système déséquilibré de tensions triphasées contient tous les harmoniques de rangs pairs (harmoniques caractéristiques et non caractéristiques) (ENJETI et ZIOGAS, 1990; HOOPER et McADIE, 1950; HU et YACAMINI, 1992; SAKUI et FUJITA, 1992). Tout déséquilibre de tension aussi infime soit-il doit être pris en considération lors du dimensionnement du filtre de sortie d'un convertisseur ca/cc si l'on veut éviter des conséquences fâcheuses (BONERT et DEWAN, 1979; HOOPER et McADIE, 1990). Le deuxième harmonique de la tension redressée qui croît rapidement avec le déséquilibre

de tension a un impact très significatif sur le poids et le coût du filtre de sortie. Habituellement, pour réduire le poids du filtre de sortie, on a recours à un convertisseur ca/cc dont le nombre de pulsations est supérieur ou égal à douze (OLIVIER, APRIL, NGANDUI et GUIMARAES, 1993, 1995). Malheureusement, ce procédé qui permet de réduire les harmoniques caractéristiques n'a pas un effet similaire sur les harmoniques non caractéristiques (ARRILLAGA, BRADLEY et BODGER, 1985). Le gros inconvénient des convertisseurs ca/cc avec leurs méthodes de commande classiques associées (méthode de commande individuelle et méthode de commande équidistante) réside dans leur incapacité à contrôler les harmoniques. Quelle que soit la méthode de commande utilisée, leurs performances se détériorent lorsqu'ils sont alimentés par des sources de tensions alternatives déséquilibrées (CHRISTOFORIDIS et SAKIS, 1990; GIESNER et ARRILLAGA, 1972; YACAMINI et SMITH, 1983). Ainsi, de gros filtres passifs d'entrée ou de sortie peuvent être nécessaires pour rencontrer les spécifications relatives aux taux d'harmoniques de courants côté ca ou au taux de distorsion de tension côté cc. Il convient cependant de signaler que des filtres passifs pour l'atténuation des harmoniques non caractéristiques de basses fréquences seraient non seulement difficiles à dimensionner mais aussi et surtout rendraient médiocre le temps de réponse dynamique de l'ensemble du système.

Il existe dans la littérature des descriptions de sources à courant continu à thyristors pourvues de régulateurs linéaires série utilisés comme filtres actifs pour la minimisation des harmoniques non caractéristiques cc (KWON, 1992; LIANG et

DEWAN, 1994). Ces régulateurs présentent cependant un rendement faible et un coût relativement élevé.

Toutes les méthodes de minimisation d'harmoniques non caractéristiques existantes nécessitent l'utilisation de circuits auxiliaires qui diminuent la fiabilté et augmentent le coût de l'ensemble du système de conversion. Nous proposons dans cette thèse des méthodes de commande inédites qui ne nécessitent pas de circuits auxiliaires et qui, par conséquent, n'exigent pratiquement pas de coûts supplémentaires pour la minimisation des harmoniques non caractéristiques.

Suivant l'application à laquelle un convertisseur ca/cc à thyristors est destiné, l'importance peut être accordée soit à l'ondulation de la tension redressée qu'il fournit soit, aux courants harmoniques qu'il injecte dans le réseau qui l'alimente. L'objectif majeur de cette thèse est la mise au point de deux méthodes de commande de convertisseurs ca/cc à thyristors, l'une permettant d'éliminer les harmoniques non caractéristiques cc de basses fréquences et l'autre permettant de minimiser les harmoniques ca de rangs multiples de trois en régime déséquilibré.

a) Nouvelle méthode d'élimination des harmoniques non caractéristiques cc de basses fréquences:

cette méthode consiste à déterminer les angles d'allumage suivant le taux de déséquilibre

de tension, pour l'élimination des harmoniques non caractéristiques de basses fréquences de la tension cc. Cette méthode de commande asymétrique est particulièrement intéressante pour les applications à forts courants et basse tension où la qualité de la tension redressée fournie par le convertisseur ca/cc est un souci majeur. Les sources à courant continu destinées par exemple à l'alimentation des bobines de champ d'accélérateurs de particules exigent des courants continus très lissés avec un taux de distorsion de l'ordre de 0,01 % du courant moyen (CISCATO et al., 1990). La nouvelle méthode de commande asymétrique proposée est une approche "Feedforward" et exige le calcul des composantes symétriques directe et inverse des tensions d'entrée du convertisseur ca/cc; la méthode de continuation (HUNEAULT, 1988; RICHTER et DeCARLO, 1983) et le krigeage dual (TROCHU, 1993) permettent son implantation sur une carte multiprocesseur pour une commande en temps réel. Une contribution scientifique importante dans cette thèse est donc le développement et l'implantation d'un algorithme de commande des convertisseurs ca/cc qui élimine, ou du moins réduit considérablement, en temps réel les harmoniques non caractéristiques de basses fréquences de la tension cc.

b) Nouvelle méthode de minimisation des harmoniques ca de rangs multiples de trois:

cette méthode consiste à déterminer les angles d'allumage suivant le taux de déséquilibre de tension pour la minimisation des harmoniques non caractéristiques ca de rangs multiples de trois. Cette approche de commande asymétrique est une alternative à la

méthode de commande équidistante utilisée couramment dans les convertisseurs de transport d'énergie à courant continu. Cette méthode exige elle aussi le calcul des composantes symétriques directe et inverse des tensions d'entrée du convertisseur ca/cc mais ne nécessite ni la méthode de continuation ni le krigeage dual. Comparée à la méthode de commande équidistante, cette méthode de commande individuelle asymétrique offre dans certaines conditions de meilleurs résultats.

On ne peut toutefois vouloir éliminer ou minimiser les harmoniques, qu'ils soient caractéristiques ou non caractéristiques, générés par les convertisseurs ca/cc sans s'attaquer préalablement à une analyse judicieuse de leur fonctionnement. Une autre contribution scientifique de cette thèse se situe au niveau de l'analyse théorique des convertisseurs ca/cc en régimes déséquilibrés.

L'étude des convertisseurs ca/cc à thyristors en régime équilibré est très bien faite dans la littérature (KIMBARK, 1971; PELLY, 1971; SÉGUIER, 1992). Des méthodes de calcul des harmoniques générés par les convertisseurs ca/cc fonctionnant sous des conditions de déséquilibre existent également dans la littérature (ARRILAGA et EFTHYMIADIS, 1968; ENJETI et ZIOGAS, 1990; HU et YACAMINI, 1992; KITCHIN, 1981; PHADKE et JAMES, 1968; RASHID et MASWOOD, 1988; SAKUI et FUJITA, 1992; YACAMINI et SMITH, 1983; YACAMINI et De OLIVEIRA, 1980, 1986). Cependant, aucune référence à notre connaissance ne présente une étude systématique de l'influence du taux de déséquilibre complexe de tension sur les harmoniques non

caractéristiques ca et cc produits par les convertisseurs ca/cc fonctionnant soit avec la commande individuelle, soit avec la commande équidistante. On distingue grosso modo deux méthodes d'analyse des convertisseurs ca/cc à thyristors: la méthode d'analyse temporelle et la méthode d'analyse fréquentielle.

La méthode d'analyse temporelle a l'avantage de prévoir le comportement du convertisseur en régimes transitoires. Avec cette méthode, utilisée par HTSUI et SHEPHERD (HTSUI et SHEPHERD, 1971; KITCHIN, 1981), un système d'équations différentielles décrivant le fonctionnement du convertisseur est établi et leur résolution faite par le biais de techniques bien connues d'analyse numérique. Les harmoniques sont évalués une fois le régime permanent établi à partir des représentations point par point des courants et des tensions par la transformée de Fourier discrète (FFT). L'un des inconvénients de cette méthode réside dans le temps de simulation requis pour atteindre le régime permanent. Par ailleurs, la précision sur les harmoniques obtenus dépend largement du pas d'échantillonnage utilisé dans la résolution numérique. Il en résulte que si une grande précision est recherchée, une grande capacité mémoire et un temps d'exécution long seraient nécessaires. Les logiciels de simulation de convertisseurs ca/cc tels que EMTP (Electromagnetic Transients Program), EMTDC (Electromagnetic Transient, Direct Current), SPICE, SABER,... etc, font usage de la méthode temporelle. Bien que ces logiciels permettent d'analyser l'influence des différentes imperfections (déséquilibre de tension, dissymétrie des réactances, impulsions d'allumage non équidistantes, ... etc) de la source sur les harmoniques côté ca et côté cc des

convertisseurs ca/cc, ils ne présentent cependant que des résultats et ne révèlent pas les mécanismes de génération d'harmoniques.

La méthode fréquentielle quant à elle consiste à décrire le fonctionnement du convertisseur ca/cc par un système d'équations en régime permanent et sa résolution par une procédure itérative (YACAMINI et De OLIVEIRA, 1980). Avec une telle méthode, le problème de convergence peut être crucial dans certains cas (ARRILLAGA et EGGLESON, 1987).

Il existe par ailleurs une autre méthode d'analyse des convertisseurs ca/cc basée sur la méthode fréquentielle et le concept de fonctions de commutation (ENJETI et ZIOGAS, 1990; HU et YACAMINI, 1992; RASHID et MASWOOD, 1998; SAKUI et FUJITA, 1992). Avec cette méthode, on obtient des expressions mathématiques qui se prêtent très bien à des calculs purement algébriques pouvant être faits à la "main". Outre sa simplicité, cette méthode permet de saisir le mécanisme de génération d'harmoniques.

Nous allons adopter dans cette thèse en vertu de sa simplicité et de son efficacité, la méthode fréquentielle basée sur le concept de fonctions de commutation pour l'analyse des convertisseurs ca/cc à p pulsations. Notre étude porte essentiellement sur des convertisseurs en ponts triphasés à thyristors alimentés par des transformateurs dont les enroulements primaires sont couplés en triangle et les enroulements secondaires couplés de façon appropriée en étoile, en triangle ou en zigzag. Afin que l'étude ne soit pas trop

lourde et complexe, il sera admis par hypothèse tout au long de cette thèse que les convertisseurs ca/cc fonctionnent en mode de conduction continue, autrement dit que le courant continu ne s'interrompt pas dans la charge. L'approche utilisée peut être facilement appliquée à l'analyse d'autres structures de convertisseurs ca/cc à thyristors. Contrairement à SAKUI et FUJITA (SAKUI et FUJITA, 1992) qui utilisent les tensions réelles de phase dans leur analyse, nous utilisons les composantes symétriques de tensions et faisons une formulation qui se prête aussi bien à une analyse avec la commande individuelle qu'à une analyse avec la commande équidistante. Les composantes symétriques permettent une représentation aisée des données et des résultats. Les caractéristiques de courants côté ca et de tension côté cc en fonction du taux de déséquilibre (définit comme rapport entre valeurs efficaces ou valeurs crêtes et déphasage entre premières composantes des tensions du système inverse et du système direct) sont présentées. Les expressions des harmoniques de la tension redressée et des courants alternatifs établies servent à l'élaboration de l'algorithme de commande asymétrique.

L'étude est subdivisée en trois parties: la première partie traite de l'analyse des convertisseurs ca/cc en régime déséquilibré, la deuxième partie porte sur la nouvelle approche d'élimination des harmoniques non caractéristiques cc de basses fréquences alors que la troisième partie porte sur la nouvelle méthode de minimisation des harmoniques ca de rangs multiples de trois.

Le chapitre 1 porte sur une analyse des convertisseurs ca/cc basée sur le concept des fonctions de commutation. Les expressions générales des harmoniques de courants alternatifs et de tension redressée des structures à six, douze, dix-huit et vingt-quatre pulsations sont établies en utilisant les composantes symétriques de tensions. Des résultats de simulations avec MATLAB (MathWorks, 1993) sont présentés afin d'illustrer l'influence du déséquilibre de tension sur les performances des convertisseurs ca/cc selon que le type de commande utilisé est individuel ou équidistant.

Le chapitre 2 présente la nouvelle approche de la commande asymétrique développée pour la minimisation de la distorsion de la tension côté cc et l'application de la méthode de continuation à la résolution des équations nonlinéaires transcendentales établies en vue de la détermination des angles d'allumage de compensation (c'est-à-dire les angles d'allumage nécessaires à l'élimination des harmoniques cc non caractéristiques de basses fréquences). Afin d'illustrer les performances de la commande asymétrique proposée, nous présentons les résultats obtenus par simulations avec MATLAB et EMTP (EPRI/DCG EMTP User's Group, 1992) pour le convertisseur ca/cc à douze pulsations.

Les équations nonlinéaires transcendentales établies en vue de la détermination des angles d'allumage de compensation ne pouvant être résolues en temps réel par un microcontrôleur, l'utilisation d'une technique d'interpolation numérique est nécessaire. C'est ainsi qu'au troisième chapitre, le krigeage dual qui est une technique d'interpolation extrêmement puissante est utilisé pour développer l'algorithme de

commande asymétrique. Des résultats obtenus avec MATLAB sont présentés pour illustrer l'efficacité de l'algorithme de calcul des angles d'allumage de compensation issu du krigeage dual.

Le chapitre 4 est consacré à la description d'un prototype expérimental de convertisseur dodécaphasé commandé par un contrôleur multiprocesseur sur lequel est implanté l'algorithme de commande asymétrique dérivé du krigeage dual. Il est fait usage du contrôleur multiprocesseur et des compilateurs Forth développés par E. Leonard et le professeur G.-E. April (LEONARD, 1993; LEONARD et APRIL, 1994). Des résultats expérimentaux sont présentés pour démontrer la faisabilité de la technique d'élimination ou de minimisation en temps réel des harmoniques non caractéristiques de basses fréquences de la tension redressée.

Le chapitre 5 décrit le principe de la nouvelle approche de minimisation des harmoniques de courants alternatifs de rangs multiples de trois et, afin d'illustrer les performances de l'approche proposée, nous présentons également les résultats expérimentaux du prototype dodécaphasé présenté au chapire 4.

Afin de ne pas alourdir l'exposé des résultats, nous avons jugé préférable de reporter en annexes certains développements mathématiques.

CHAPITRE 1

ANALYSE DES CONVERTISSEURS CA/CC À THYRISTORS EN RÉGIME DÉSÉQUILIBRÉ

1.1 Introduction

Lorsqu'on fait l'étude d'un convertisseur ca/cc à thyristors en présumant que les conditions de fonctionnement sont idéales, les relations bien connues $n = pk$ côté continu et $n = pk \pm 1$ côté alternatif peuvent être utilisées pour identifier les harmoniques (k étant un entier naturel non nul et p le nombre de pulsations du convertisseur).

Lorsque le convertisseur ca/cc à thyristors fonctionne sous des conditions non idéales telles que des sources alternatives déséquilibrées, des impédances de ligne dissymétriques ou des impulsions d'allumage non équidistantes, il en résulte des harmoniques non caractéristiques aussi bien du côté alternatif que du côté continu. La détermination de ces harmoniques peut être faite en écrivant des programmes basés sur la méthode fréquentielle ou bien en utilisant des logiciels tels que EMTP, EMTDC, SABER, SPICE, ...etc, qui s'appuient sur la méthode temporelle. Les méthodes temporelles fournissent de bons résultats mais sans aucun renseignement sur le mécanisme de génération des harmoniques. De plus, elles exigent des temps de simulation relativement longs. Les méthodes fréquentielles utilisent des procédures

itératives et les problèmes de convergence peuvent être cruciaux.

Une méthode fréquentielle très efficace pour l'analyse des harmoniques est celle basée sur le concept des fonctions de commutation des convertisseurs (HU et YACAMINI, 1992, 1993; SAKUI et FUJITA, 1992). Ce concept est utilisé pour déterminer les harmoniques produits par les convertisseurs ca/cc fonctionnant en régime déséquilibré (système déséquilibré de tensions sinusoïdales triphasées, dissymétrie des réactances de commutation). Bien qu'il existe une littérature assez fournie sur le fonctionnement des convertisseurs ca/cc en régime déséquilibré, la plupart des études faites mettent l'emphase sur les harmoniques de courants côté alternatif; par contre, aucune étude, à notre connaissance, ne présente de façon systématique les influences du module (u) et de la phase (ß) du taux de déséquilibre complexe de tension (UF) sur les harmoniques non caractéristiques ca et cc produits par les convertisseurs à six, douze, dix-huit et vingt-quatre pulsations.

Notre étude porte essentiellement sur des convertisseurs ca/cc en ponts triphasés à thyristors alimentés par des transformateurs dont les enroulements primaires sont couplés en triangle et les enroulements secondaires couplés de façon appropriée en étoile, en triangle ou en zigzag pour obtenir le nombre de pulsations désiré. Nous considérons pour ces transformateurs, un rapport de transformation unitaire (rapport entre nombre de tours d'un enroulement primaire et nombre de tours d'un enroulement secondaire). Par ailleurs, nous posons les hypothèses simplificatrices suivantes:

- les tensions sont purement sinusoïdales c'est-à-dire non affectées par les courants harmoniques (ils sont supposés filtrés à l'entrée des convertisseurs);
- la résistance par phase est négligeable;
- les thyristors ont des caractéristiques idéales;
- les angles d'empiètement sont inférieurs à 60°;
- il n'y a pas d'interruption de courant dans la charge côté cc.

Nous nous inspirons de l'analyse du pont de Graëtz faite par SAKUI et FUJITA (SAKUI et FUJITA, 1992); leur analyse s'appuie sur le concept de fonctions de commutation. Contrairement à ces auteurs qui utilise les tensions réelles, nous utilisons les composantes symétriques de tensions pour une présentation plus aisée des résultats. Par ailleurs, nous présentons pour fins de comparaison les résultats obtenus avec les deux méthodes usuelles de commande des convertisseurs ca/cc à savoir la méthode de commande individuelle et la méthode de commande équidistante. Les caractéristiques des courants alternatifs et de la tension redressée sont analysées en fonction des paramètres du taux de déséquilibre complexe des tensions triphasées alimentant le convertisseur ca/cc (rapport entre valeurs efficaces et déphasage entre premières composantes des tensions du système inverse et du système direct).

Étant donné que parmi les différentes sources d'imperfections qui sont à l'origine des harmoniques non caractéristiques, le déséquilibre de tension est plus fréquent et a un impact significatif sur le fonctionnement des convertisseurs ca/cc (ARRILLAGA et

EFTHYMIADIS, 1968; BONERT et DEWAN, 1979; ENJETI et ZIOGAS, 1990; HOOPER et McADIE, 1950; HU et YACAMINI, 1992; RASHID et MASWOOD, 1988; SUBBARAO et REEVE, 1976; YACAMINI et SMITH, 1983); seul le déséquilibre de tension est considéré pour présenter les résultats, bien que les expressions développées puissent permettre de tenir compte de la dissymétrie des réactances des sources d'alimentation et de la non équidistance des impulsions d'allumage.

Les caractéristiques de la tension redressée et des courants alternatifs calculées à l'aide de MATLAB pour les convertisseurs ca/cc à 6, 12, 18 et 24 pulsations sont présentées et commentées.

1.2 Analyse du pont de Graëtz triphasé en régime déséquilibré.

La figure 1.1 représente le circuit du pont de Graëtz triphasé tout thyristors analysé dans cette thèse.

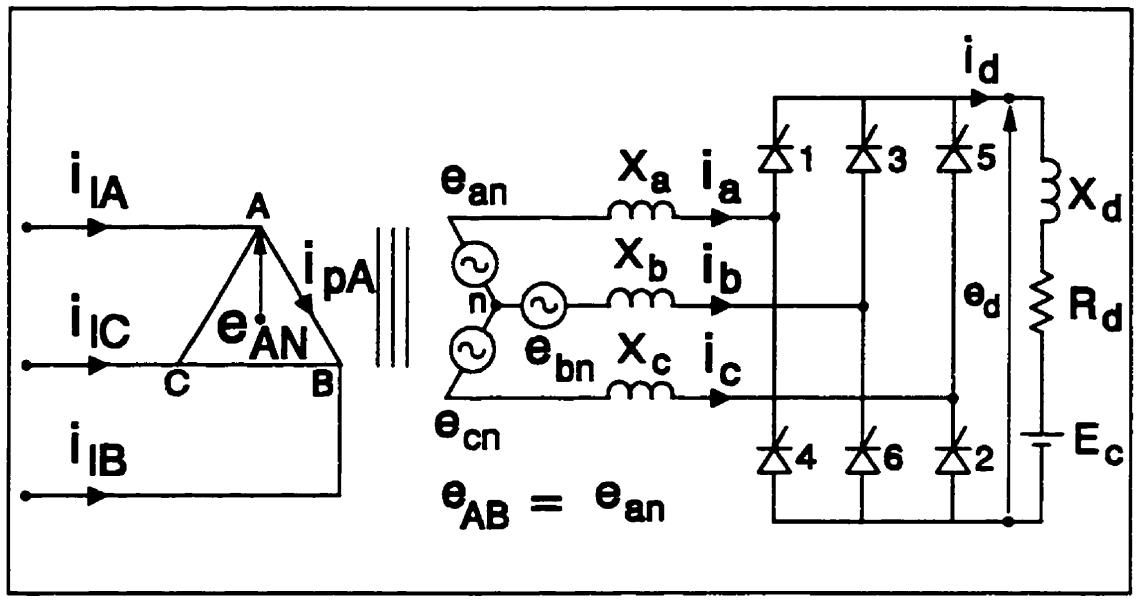


Figure 1.1 - Pont de Graëtz triphasé

Les réactances X_a, X_b et X_c indiquées sur la figure 1.1 représentent les réactances équivalentes respectives des phases a, b et c ramenées au secondaire du transformateur d'alimentation du pont de Graëtz. La charge est modélisée par une résistance R_d, une inductance X_d et une force contre électromotrice E_c, toutes connectées en série.

Note: Les lettres minuscules (a, b et c) et les lettres majuscules (A, B et C) sont utilisées pour identifier respectivement les phases au secondaire et au primaire du transformateur d'alimentation.

1.2.1 Fonctions de commutation

En utilisant le concept de fonctions de commutation, les relations d'entrée et de sortie du pont de Graëtz de la figure 1.1 peuvent être mises sous la forme générale suivante:

$$e_d = e_{an}S_a + e_{bn}S_b + e_{cn}S_c \tag{1.1}$$

$$i_x = I_dS_{ix} + i_{do}S_x , \qquad x \in \{a, b, c\} \tag{1.2}$$

où:

e_{an}, e_{bn} et e_{cn} sont les tensions phase-neutre au secondaire du transformateur d'alimentation; I_d est le courant moyen débité par le pont et i_{do} représente la composante alternative du courant redressé débité par le pont.

Dans la relation (1.1), S_a, S_b et S_c représentent les fonctions de commutation relatives à la modulation de tension alors que dans la relation (1.2), S_{ix}, $x \in \{a,b,c\}$, représente la fonction de commutation relative à la modulation de courant. Ces fonctions de commutation sont définies par l'état de conduction des thyristors dans chaque phase. Lorsqu'on néglige le phénomène d'empiètement, les fonctions de commutation pour les modulations de tension et de courant sont identiques et sont des fonctions d'amplitude unitaire (ENJETI et ZIOGAS, 1990; HU et YACAMINI, 1992). Par contre, lorsqu'on

tient compte de la réactance de commutation, les fonctions de commutation relatives à la modulation de tension et à la modulation de courant sont telles que représentées respectivement aux figures 1.2 et 1.3 (SAKUI et FUJITA, 1992).

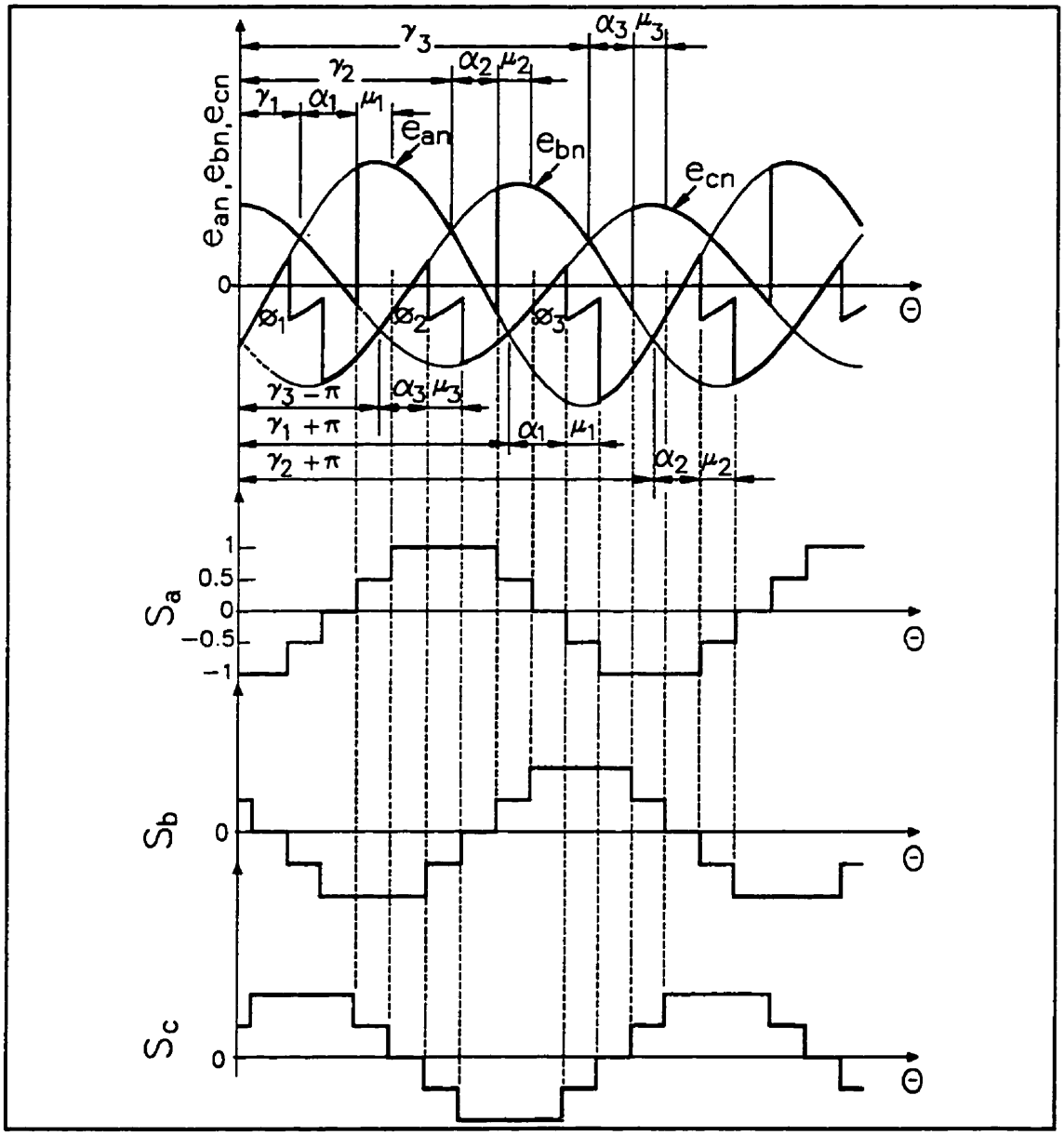


Figure 1.2 - Fonctions de commutation S_a, S_b et S_c

Les fonctions de commutation S_a, S_b et S_c représentées à la figure 1.2 supposent des réactances X_a, X_b et X_c presque identiques; la différence, même si elle existe, est à toutes fins utiles négligeable (SUBBARAO et REEVE, 1976).

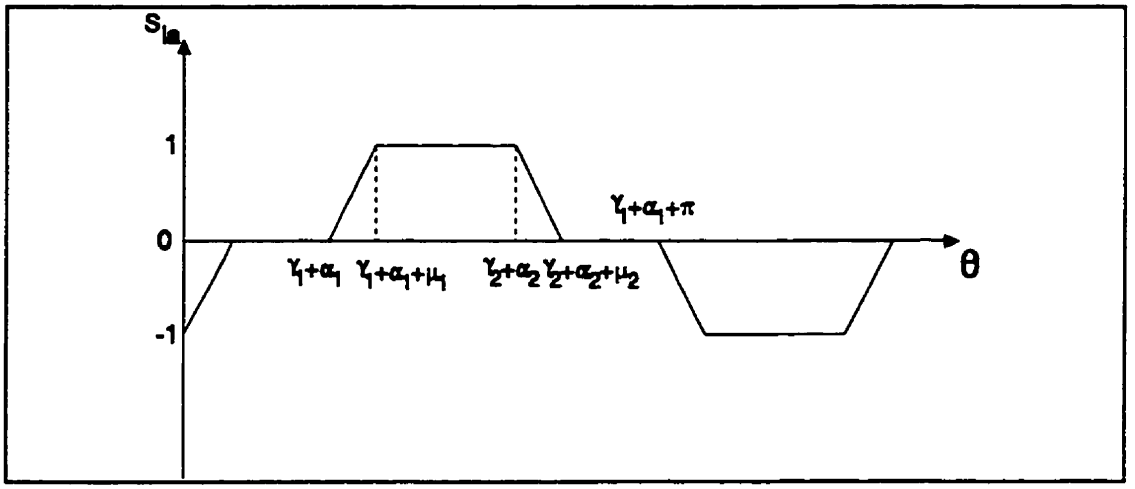


Figure 1.3 - Fonction de commutation S_{ia}

1.2.2 Méthodes classiques de commande des convertisseurs ca/cc à thyristors

Les méthodes de commande des convertisseurs ca/cc peuvent être classées en deux grandes catégories (OLIVIER, 1982):

- commandes individuelles;
- commandes équidistantes.

1.2.2.1 Méthodes de commandes individuelles

Les commandes individuelles emploient en général trois ou six circuits de génération d'impulsions d'allumage. Chaque circuit est synchronisé sur le passage par zéro (γ_i) d'une tension de commutation appropriée et est responsable d'allumage d'un ou de deux thyristors. Les passages par zéro sont obtenus en résolvant les équations suivantes:

$$e_{ac}(\gamma_1) = 0;\ e_{ba}(\gamma_2) = 0;\ e_{cb}(\gamma_3) = 0;\ e_{ca}(\gamma_4) = 0;\ e_{ab}(\gamma_5) = 0;\ e_{bc}(\gamma_6) = 0;$$

où, e_{ac}, e_{ba}, etc. sont les tensions de lignes à l'entrée du pont de Graëtz de la figure 1.1. Puisque les tensions sont supposées sinusoïdales, seules les passages par zéro des tensions e_{ac}, e_{ba} et e_{cb} suffisent pour les synchronisations. Dans ce cas, chaque circuit est synchronisé sur les passages par zéro d'une tension de commutation et est responsable du déclenchement des deux thyristors (connectés en série) d'une branche du pont de Graëtz triphasé. Les fonctions de commutation représentées à la figure 1.2 sont basées sur ce principe de commande et les passages par zéro des tensions e_{ac}, e_{ba} et e_{cb} désignés respectivement par γ_1,γ_2 et γ_3 sont utilisés comme références respectives des angles d'allumage α_1, α_2 et α_3; ces angles sont dans ce cas tous identiques soit, $\alpha_1=\alpha_2=\alpha_3=\alpha$. Une impulsion de gâchette est envoyée à un thyristor après qu'un délai α compté à partir du passage par zéro d'une tension de ligne soit écoulé.

1.2.2.2 Méthodes de commandes équidistantes

Avec les méthodes de commande équidistantes, les impulsions de commande sont produites à partir d'un oscillateur dont la fréquence de fonctionnement est identique à celle du réseau d'alimentation. Cet oscillateur est réalisé au moyen de circuits de verrouillage de phase et tous les thyristors du convertisseur ca/cc sont allumés dans des intervalles de temps égaux en régime permanent. À chaque période (durée d'un cycle du réseau), une impulsion de gâchette est référencée par rapport au passage par zéro d'une tension de ligne et les impulsions suivantes sont produites dans des intervalles de temps équidistants selon la période du réseau. Une telle stratégie de commande minimise le taux d'harmoniques non caractéristiques du côté alternatif (CHRISTOFORIDIS et SAKIS, 1990).

Pour analyser le fonctionnement du pont de Graëtz triphasé avec la commande équidistante, nous utilisons la tension de ligne e_{ac} pour la synchronisation. Les fonctions de commutation relatives à la commande équidistante peuvent être obtenues en substituant γ_2 par $\gamma_1 + 2\pi/3$ et γ_3 par $\gamma_1 + 4\pi/3$.

1.2.3 - Représentation du déséquilibre de tension

Si les trois tensions phase-neutre e_{an}, e_{bn} et e_{cn} sont sinusoïdales et déséquilibrées, elles peuvent être exprimées par:

$$e_{an} = \hat{E}_{an}\sin(\theta - \phi_1) \tag{1.3a}$$

$$e_{bn} = \hat{E}_{bn}\sin(\theta - \phi_2) \tag{1.3b}$$

$$e_{cn} = \hat{E}_{cn}\sin(\theta - \phi_3) \tag{1.3c}$$

où, $\theta = 2\pi ft$ (f étant la fréquence du réseau à courant alternatif et t le temps).

Fortescue a démontré que tout système déséquilibré de n phaseurs peut être décomposé en n systèmes équilibrés de n phaseurs appelés composantes symétriques des phaseurs initiaux. Les n phaseurs de chaque système sont égaux en module, et les déphasages entre les phaseurs adjacents du système sont égaux. Cette méthode est applicable à tout système déséquilibré polyphasé (ANTONY, 1993; BOUCHARD, 1990; WILLIAM et STEVENSON, 1982).

D'après le théorème de Fortescue, tout système déséquilibré de tensions sinusoïdales triphasées (e_{an}, e_{bn}, e_{cn}) peut être décomposé en trois systèmes de tensions sinusoïdales triphasées de même fréquence désignés par système direct ("positive sequence") $\bar{e}_p$, système inverse ("negative sequence") $\bar{e}_n$ et système homopolaire ("homopolar" ou "zero sequence") $\bar{e}_h$, tels que:

$$(e_{an}\ \ e_{bn}\ \ e_{cn})^T = \bar{e}_p + \bar{e}_n + \bar{e}_h \tag{1.4}$$

avec:

$$\bar{e}_p = \hat{E}_p \begin{pmatrix} \sin(\theta + \beta_p) \\ \sin(\theta + \beta_p - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \beta_p + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}; \quad \bar{e}_n = \hat{E}_n \begin{pmatrix} \sin(\theta + \beta_n) \\ \sin(\theta + \beta_n + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \beta_n - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}; \quad \bar{e}_h = \hat{E}_h \begin{pmatrix} \sin(\theta + \beta_h) \\ \sin(\theta + \beta_h) \\ \sin(\theta + \beta_h) \end{pmatrix}.$$

Les amplitudes des composantes directes, inverses et homopolaires sont désignées respectivement par $\hat{E}_p$, $\hat{E}_n$ et $\hat{E}_h$. Leurs phases par rapport à l'instant initial ($\theta = 0$) sont notées respectivement β_p, β_n et β_h. Avec les composantes symétriques, la relation (1.1) devient:

$$e_d = (\bar{e}_p + \bar{e}_n + \bar{e}_h)^T \bar{S} = \bar{e}_p^T \bar{S} + \bar{e}_n^T \bar{S} + \bar{e}_h^T \bar{S} \tag{1.5}$$

où: $\bar{S} = (S_a\ S_b\ S_c)^T$.

Le terme $\bar{e}_h^T \bar{S}$ est donné par:

$$\bar{e}_h^T \bar{S} = \hat{E}_h \sin(\theta + \beta_h)(S_a + S_b + S_c) = 0 \tag{1.6}$$

En effet, le point neutre n de la connexion étoile du transformateur alimentant le pont de Graëtz de la figure 1.1 étant isolé, la somme des fonctions de commutation S_a,

S_b et S_c est nulle, soit:

$$S_a + S_b + S_c = 0;$$

ce qui peut être vérifié par simple inspection de la figure 1.2. Autrement dit, comme il n'existe pas de chemin pour le courant homopolaire à travers le convertisseur, les composantes homopolaires de tension n'ont aucune influence sur son fonctionnement. Il en résulte que le taux de déséquilibre complexe UF défini par la relation (1.7) (PIERRAT et MEYER, 1987) suffit pour analyser l'influence du déséquilibre de tension sur les performances du pont de Graëtz triphasé:

$$UF = \frac{\hat{E}_n}{\hat{E}_p}\angle(\beta_n - \beta_p) = \frac{E_n}{E_p}\angle(\beta_n - \beta_p) \qquad (1.7)$$

Dans la suite, le module et l'argument du taux de déséquilibre complexe de tension seront désignés par:

$u = \frac{E_n}{E_p}$: taux de déséquilibre de tension;

$\beta = \beta_n - \beta_p$: angle de déséquilibre de tension.

1.2.4 Système p.u. et données utilisées pour l'analyse du pont de Graëtz triphasé

1.2.4.1 Système p.u.

La tension simple (phase-neutre) et le courant continu nominal de charge sont utilisés comme bases afin d'éviter d'utiliser le rapport habituel de $\sqrt{6}/\pi$ entre la composante fondamentale du courant alternatif secondaire et le courant continu; ce rapport tient uniquement lorsqu'on néglige le phénomène d'empiètement et qu'on suppose que le courant côté cc est parfaitement lissé.

1.2.4.2 Données utilisées pour le calcul des caractéristiques ca et cc du pont de Graëtz triphasé

Pour effectuer la simulation avec le logiciel MATLAB, les données suivantes seront utilisées:

- les réactances X_a, X_b et X_c sont identiques: $X_a = X_b = X_c = 0{,}05$ p.u. (valeur typique pour les réseaux alternatifs à basses tensions); pour les convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations, les valeurs des réactances sont données plus loin;

- la première composante du système direct est prise comme base et référence de tension,

soit E_p = 1 p.u. et $\beta_p = 0°$; il convient de mentionner que le système direct de tension d'un réseau alternatif est souvent extrait à partir de la mesure du système de tensions triphasées en faisant usage d'un filtre de séquence; un régulateur de tension (un compensateur statique ou un transformateur à prises multiples par exemple) ce qui permet de maintenir l'amplitude du système direct très proche de sa valeur nominale.

- les angles d'allumage sont identiques ($\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha$ dans le cas du pont de Graëtz triphasé).

- la charge à courant continu est définie par:

I_d = 1 p.u. (courant nominal de charge); E_c = 0 p.u.; le facteur de qualité X_d/R_d de la charge est de 2,5; E_p, α, X_a et I_d étant connus, la résistance R_d de la charge est évaluée grâce à l'équation de sortie suivante:

$$E_d = n_p E_{do\alpha} - \frac{3n_p}{\pi} X_a I_d = R_d I_d + E_c \qquad (1.8)$$

où: $E_{do\alpha} = \frac{3\sqrt{3}\hat{E}_p}{\pi}\cos\alpha$

et n_p représente le nombre de ponts de Graëtz triphasé connectés en série; dans le cas du pont de Graëtz de la figure 1.1 n_p = 1.

1.2.5 Caractéristiques de la tension côté cc du pont de Graëtz

1.2.5.1 Tension moyenne et harmoniques de la tension redressée du pont de Graëtz

Il découle de l'équation (1.5) que la tension redressée e_d dépend uniquement des composantes directes et inverses:

$$e_d = \bar{e}_p^T \bar{S} + \bar{e}_n^T \bar{S} \tag{1.9}$$

Les fonctions de commutation représentées à la figure 1.2 peuvent être exprimées en séries de Fourier comme suit:

$$S_a = \sum_{n = 1,3,5,\ldots}^{\infty} (A_{an}\cos n\theta + B_{an}\sin n\theta) \tag{1.10a}$$

$$S_b = \sum_{n = 1,3,5,\ldots}^{\infty} (A_{bn}\cos n\theta + B_{bn}\sin n\theta) \tag{1.10b}$$

$$S_c = \sum_{n = 1,3,5,\ldots}^{\infty} (A_{cn}\cos n\theta + B_{cn}\sin n\theta) \tag{1.10c}$$

où les coefficients de Fourier A_{xn} et B_{xn}, $x \in \{a,b,c\}$, sont déterminés par:

$$A_{xn} = -\frac{2}{n\pi}(M_i + M_j) \tag{1.11a}$$

$$B_{xn} = \frac{2}{n\pi}(N_i + N_j) \tag{1.11b}$$

$n = 2k - 1;\ k = 1, 2, 3, ...$

avec,

$$M_i = \sin n\left(\gamma_i + \alpha_i + \frac{\mu_i}{2}\right)\cos\left(\frac{n\mu_i}{2}\right) \tag{1.12a}$$

$$N_i = \cos n\left(\gamma_i + \alpha_i + \frac{\mu_i}{2}\right)\cos\left(\frac{n\mu_i}{2}\right) \tag{1.12b}$$

L'indice x et les indices i et j associés sont donnés par la correspondance biunivoque définie par:

$x = [a, b, c]$ pour $(i,j) = [(1,2), (2,3), (3,1)]$.

- M_j et N_j sont obtenus en substituant l'indice i par j dans les équations (1.12a) et (1.12b);
- γ_1, γ_2 et γ_3 sont les passages par zéro respectifs des tensions de commutation e_{ac}, e_{ba} et e_{cb} comptés à partir de l'instant initial (θ=0) tel qu'indiqué à la figure 1.2;
- α_1, α_2 et α_3 sont les angles d'allumage comptés à partir des passages par zéro des tensions de commutation respectives e_{ac}, e_{ba} et e_{cb};
- μ_1, μ_2 et μ_3 sont les angles d'empiètement tels qu'indiqués sur la figure 1.2;

Le passage par zéro γ_k, $k \in \{1, 2, 3\}$, est déterminé par:

$$\gamma_{k,\ k\in\{1,2,3\}} = \tan^{-1}\frac{-\hat{E}_p\cos\left(\beta_p - \frac{2k\pi}{3}\right) + \hat{E}_n\cos\left(\beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right)}{-\hat{E}_p\sin\left(\beta_p - \frac{2k\pi}{3}\right) + \hat{E}_n\sin\left(\beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right)} \tag{1.13}$$

L'angle d'empiètement μ_k, $k \in \{1, 2, 3\}$, est donné par:

$$\mu_k = \cos^{-1}\left[\cos\alpha_k - \frac{I_d(X_x + X_y)}{E_{xy}}\right] - \alpha_k \tag{1.14}$$

où,

$$\hat{E}_{xy} = \sqrt{3}\sqrt{\hat{E}_p^2 + \hat{E}_n^2 - 2\hat{E}_p\hat{E}_n\cos\left(\beta_p - \beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right)} \tag{1.15}$$

Les indices x, y et l'indice k associé sont donnés par la correspondance biunivoque définie par:

(x,y) = [(a,c), (b,a), (c,b)] pour k = [1, 2, 3].

Les amplitudes $\hat{E}_{ac}$, $\hat{E}_{ba}$ et $\hat{E}_{cb}$ des tensions de ligne sont obtenues en calculant

respectivement les tensions instantanées $e_{ac} = (e_{an} - e_{cn})$, $e_{ba} = (e_{bn} - e_{an})$ et $e_{cb} = (e_{cn} - e_{bn})$ à l'aide de quelques relations trigonométriques bien connues.

Les détails sur le calcul des angles d'empiètement sont donnés en annexe I.

En utilisant les expressions des composantes symétriques et celles des fonctions de commutation et en développant les deux termes du membre de droite de l'équation (1.9), nous obtenons, après quelques simplifications, le développement en série de la tension redressée e_d comme suit:

$$e_d = \bar{e}_p S + \bar{e}_n S = E_d + \sum_{m=2,4,6,\ldots}^{\infty} (A_{dm} \cos m\theta + B_{dm} \sin m\theta) \tag{1.16}$$

où, E_d est la tension moyenne et est donnée par:

$$\begin{aligned} E_d = & -\frac{\sqrt{3}\hat{E}_p}{\pi} \sum_{k=1}^{3} \sin\left(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} + \beta_p - \frac{2k\pi}{3}\right) \cos\frac{\mu_k}{2} \\ & + \frac{\sqrt{3}\hat{E}_n}{\pi} \sum_{k=1}^{3} \sin\left(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} + \beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right) \cos\frac{\mu_k}{2} \end{aligned} \tag{1.17a}$$

Les coefficients de Fourier A_{dm} et B_{dm} sont donnés par:

$$
\begin{aligned}
A_{dm} = &-\frac{\sqrt{3}\hat{E}_p}{(m+1)\pi}\sum_{k=1}^{3}\sin\left((m+1)(\gamma_k+\alpha_k+\frac{\mu_k}{2})+\beta_p-\frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m+1)\frac{\mu_k}{2}\\
&-\frac{\sqrt{3}\hat{E}_p}{(m-1)\pi}\sum_{k=1}^{3}\sin\left((m-1)(\gamma_k+\alpha_k+\frac{\mu_k}{2})-\beta_p+\frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m-1)\frac{\mu_k}{2}\\
&+\frac{\sqrt{3}\hat{E}_n}{(m+1)\pi}\sum_{k=1}^{3}\sin\left((m+1)(\gamma_k+\alpha_k+\frac{\mu_k}{2})+\beta_n+\frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m+1)\frac{\mu_k}{2}\\
&+\frac{\sqrt{3}\hat{E}_n}{(m-1)\pi}\sum_{k=1}^{3}\sin\left((m-1)(\gamma_k+\alpha_k+\frac{\mu_k}{2})-\beta_n-\frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m-1)\frac{\mu_k}{2}
\end{aligned}
\qquad (1.17b)
$$

$$
\begin{aligned}
B_{dm} = &\frac{\sqrt{3}\hat{E}_p}{(m+1)\pi}\sum_{k=1}^{3}\cos\left((m+1)(\gamma_k+\alpha_k+\frac{\mu_k}{2})+\beta_p-\frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m+1)\frac{\mu_k}{2}\\
&+\frac{\sqrt{3}\hat{E}_p}{(m-1)\pi}\sum_{k=1}^{3}\cos\left((m-1)(\gamma_k+\alpha_k+\frac{\mu_k}{2})-\beta_p+\frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m-1)\frac{\mu_k}{2}\\
&-\frac{\sqrt{3}\hat{E}_n}{(m+1)\pi}\sum_{k=1}^{3}\cos\left((m+1)(\gamma_k+\alpha_k+\frac{\mu_k}{2})+\beta_n+\frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m+1)\frac{\mu_k}{2}\\
&-\frac{\sqrt{3}\hat{E}_n}{(m-1)\pi}\sum_{k=1}^{3}\cos\left((m-1)(\gamma_k+\alpha_k+\frac{\mu_k}{2})-\beta_n-\frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m-1)\frac{\mu_k}{2}
\end{aligned}
\qquad (1.17c)
$$

Le développement des termes $\bar{e}_p{}^T\bar{S}$ et $\bar{e}_n{}^T\bar{S}$ présenté en annexe II se fait à l'aide d'un théorème relatif au produit de convolution. En régime déséquilibré, tous les harmoniques de rangs pairs (m=2,4,6,8,...etc.) sont présents dans la tension redressée e_d.

La composante harmonique e_{dm} de rang m de la tension redressée e_d peut s'écrire:

$$
e_{dm} = A_{dm}\cos m\theta + B_{dm}\sin m\theta = \sqrt{2}\,\text{Réel}\left(\underline{E}_{dm}e^{jm\theta}\right) \quad m = 2k,\ k = 1,2,3,... \qquad (1.18a)
$$

où, $\underline{E}_{dm}$ est le phaseur de la composante harmonique e_{dm} défini par:

$$\underline{E}_{dm} = E_{dm}e^{j\psi_{dm}} = E_{dm}\angle\psi_{dm} \qquad m = 2k, \quad k = 1,2,3,... \tag{1.18b}$$

où, E_{dm} est la valeur efficace de e_{dm} donnée par:

$$E_{dm} = \sqrt{(A_{dm}^2 + B_{dm}^2)/2} \qquad m = 2k, \quad k = 1,2,3,... \tag{1.18c}$$

et ψ_{dm} est la phase de e_{dm} donnée par:

$$\psi_{dm} = -\text{arctg}\frac{B_{dm}}{A_{dm}} \qquad m = 2k, \quad k = 1,2,3,... \tag{1.18d}$$

1.2.5.2 Deuxième harmonique de la tension redressée du pont de Graëtz

Étant donné qu'en régime déséquilibré, la détérioration de la qualité de la tension redressée est principalement due à la présence du deuxième harmonique, seuls les résultats relatifs à cet harmonique sont présentés.

Les figures 1.4 et 1.5 illustrent les variations de la valeur efficace E_{d2} du

deuxième harmonique en pourcentage de E_{do} respectivement avec u (β fixé à 75°) et avec β (u fixé à 0,1) pour différentes valeurs de l'angle d'allumage α (10°, 40°, 60° et 80°). Ici, E_{do} représente la tension moyenne lorsque la composante inverse de tension et l'angle d'allumage sont nuls soit $E_{do} = 3\sqrt{3}\hat{E}_p/\pi$.

La figure 1.4 montre que E_{d2} croît de façon quasi linéaire avec le taux de déséquilibre u. Les figures 1.4a et 1.5a montrent qu'avec la commande individuelle E_{d2} croît avec l'angle d'allumage α. Par contre, les figures 1.4b et 1.5b montrent qu'avec la commande équidistante, E_{d2} varie très peu avec l'angle d'allumage α.

La figure 1.5a montre qu'avec la commande individuelle, E_{d2} est une fonction périodique de l'angle de déséquilibre ß, de période 120°, dont les amplitudes de variations sont assez réduites. La figure 1.5b montre qu'avec la commande équidistante E_{d2} ne varie pratiquement pas avec ß excepté pour α réduit (la plage de variations pour α=10° est tout de même assez réduite).

Pour fins de comparaison, la courbe relative à la commande équidistante pour α=10° (courbe en pointillé "...") est superposée aux courbes relatives à la commande individuelle sur les figures 1.4a et 1.5a. Les courbes des figures 1.4a et 1.5a montrent que les valeurs efficaces du deuxième harmonique de la tension redressée obtenues avec la commande individuelle sont supérieures à celles obtenues avec la commande équidistante et illutrées par les courbes des figures 1.4b et 1.5b.

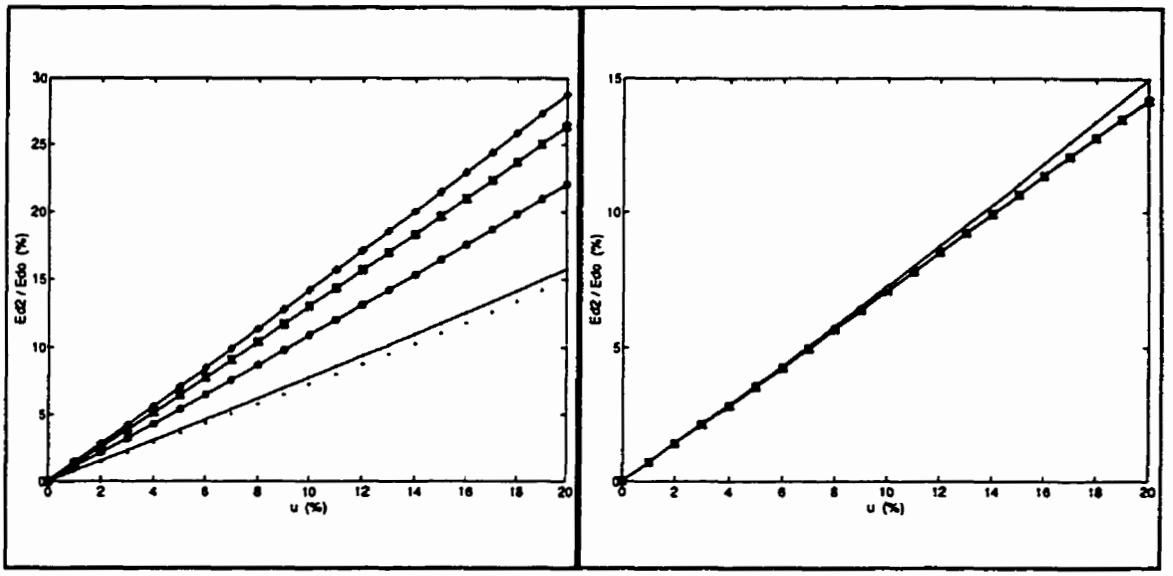


Figure 1.4 - Valeur efficace du deuxième harmonique en fonction du taux de déséquilibre u avec β=75°; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante

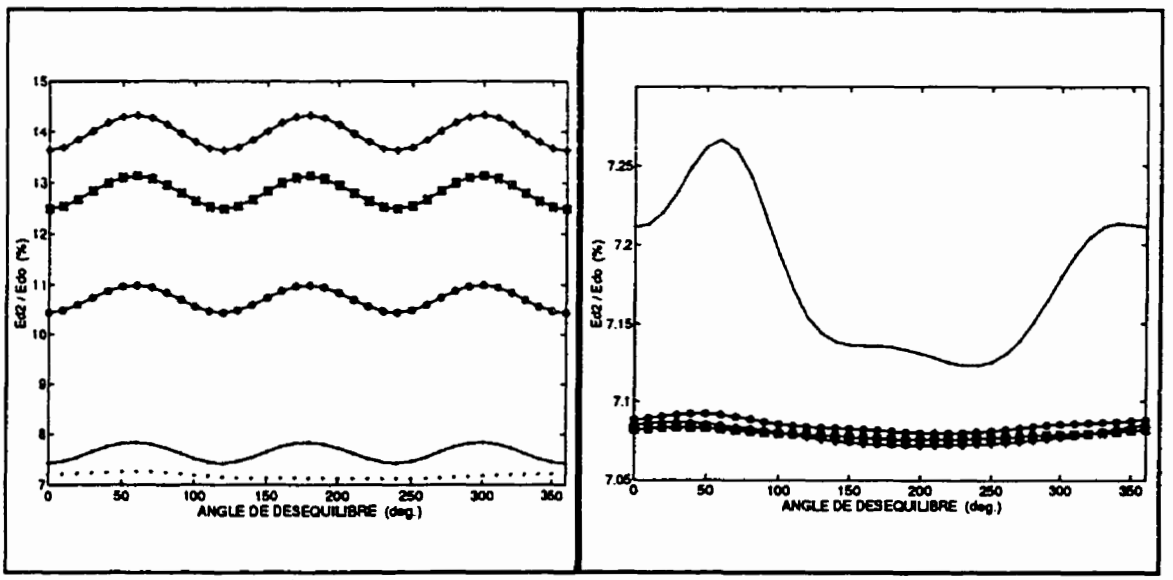


Figure 1.5 - Valeur efficace du deuxième harmonique en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 %; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante

1.2.5.3 Taux de distorsion de la tension redressée du pont de Graëtz

La qualité de la tension redressée e_d peut être définie à l'aide du taux de distorsion de premier ordre DF_1 ou du taux de distorsion de deuxième ordre DF_2.

1.2.5.3.1 Taux de distorsion de premier ordre

Le taux de distorsion DF_1 représente une atténuation de premier ordre des harmoniques à la sortie du convertisseur ca/cc lorsqu'il alimente une charge inductive tel qu'un moteur à courant continu. Le taux de distorsion de premier ordre est défini par (ENJETI, ZIOGAS et EHSANI, 1989):

$$DF_1 = \frac{100}{E_d}\sqrt{\sum_{m=2}^{\infty}\left(\frac{E_{dm}}{m}\right)^2} \qquad (1.19)$$

1.2.5.3.2 Taux de distorsion de deuxième ordre

DF_2 indique l'atténuation de second ordre des harmoniques qui apparaissent dans la tension redressée e_d, impliquant l'utilisation des filtres de type L-C à la sortie du convertisseur ca/cc. Le taux de distorsion de deuxième ordre est défini par (ENJETI,

ZIOGAS et EHSANI, 1989):

$$DF_2 = \frac{100}{E_d}\sqrt{\sum_{m=2}^{\infty}\left(\frac{E_{dm}}{m^2}\right)^2} \qquad (1.20)$$

1.2.5.3.3 Caractéristiques des taux de distorsions DF_1 et DF_2 du pont de Graëtz

La valeur maximale de m retenue pour le calcul des taux de distorsion DF_1 et DF_2 est égale à 50.

Les figures 1.6 et 1.8 illustrent respectivement les variations de DF_1 et de DF_2 avec le taux de déséquilibre u pour différentes valeurs de l'angle d'allumage α (soit 10°, 40°, 60° et 80°) et un angle de déséquilibre ß de 75°.

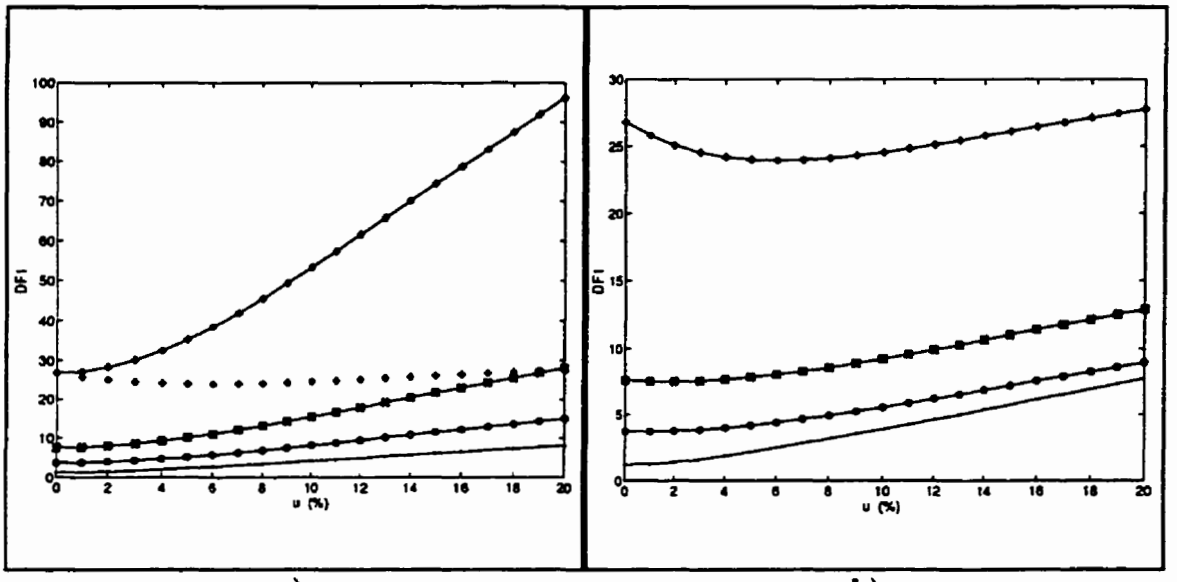
Les figures 1.6a et 1.8a montrent que DF_1 et DF_2 croissent avec le taux de déséquilibre u et avec l'angle d'allumage α lorsque la méthode de commande individuelle est utilisée. Les figures 1.6b et 1.8b quant à elles montrent que DF_1 et DF_2 croissent avec u respectivement à partir de u=6 % et de u=2 %.

Les figures 1.7 et 1.9 illustrent les variations de DF_1 et de DF_2 avec l'angle de déséquilibre β pour différentes valeurs de α (soit 10°, 40°, 60° et 80°) et un taux de

déséquilibre u de 10 %. Les courbes des figures 1.7a et 1.9a montrent qu'avec la commande individuelle, DF_1 et DF_2 sont, tout comme E_{d2}, des fonctions périodiques de ß, de période 120°, dont les amplitudes de variations croissent légèrement avec α.

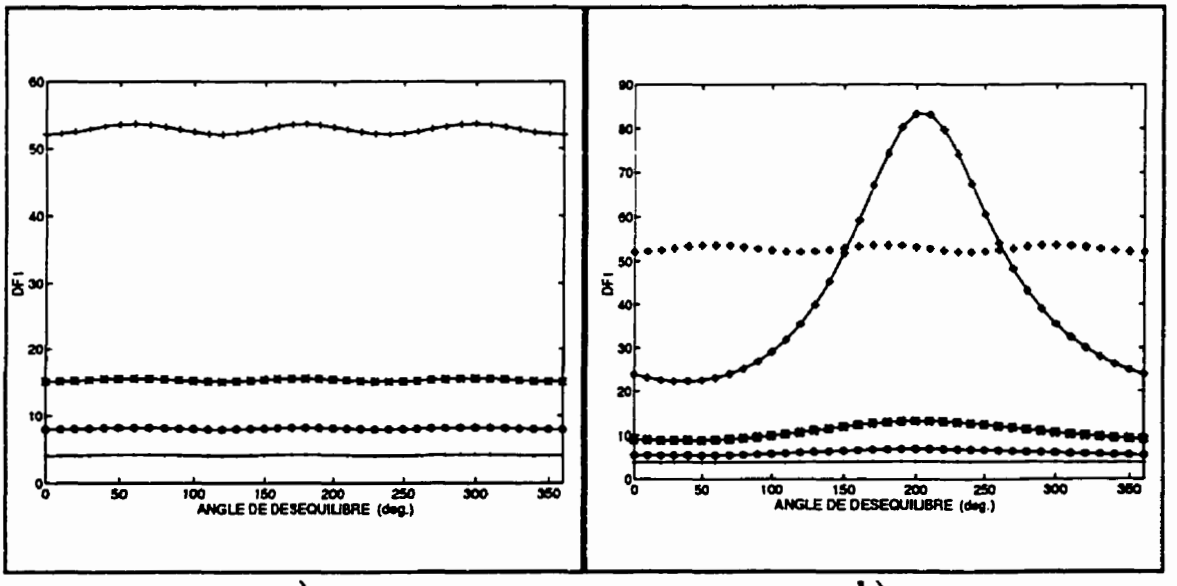
Nous constatons qu'avec la commande équidistante, les taux de distorsion DF_1 et DF_2 représentés respectivement aux figures 1.7b et 1.9b atteignent au voisinage de ß = 200° des maxima dont les valeurs augmentent avec l'angle d'allumage α.

Pour fins de comparaison, la courbe relative à la commande équidistante pour α=80° (courbe en "+++") est superposée aux courbes relatives à la commande individuelle sur les figures 1.6a et 1.8a; la courbe relative à la commande individuelle pour α=80° (courbe en "+++") est superposée aux courbes relatives à la commande équidistante sur les figures 1.7b et 1.9b. La superposition des courbes révèle que lorsque l'angle de déséquilibre ß avoisine 200°, les valeurs des taux de distorsion obtenues avec la commande équidistante sont plus élevées que celles obtenues avec la commande individuelle. Autrement dit, la commande individuelle n'est supérieure, du point de vue qualité de la tension redressée, à la commande équidistante que lorsque l'angle de déséquilibre ß se trouve au voisinage de 200°.



a) b)

Figure 1.6 - DF_1 en fonction du taux de déséquilibre u avec $\beta = 75°$; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante



a) b)

Figure 1.7 - DF_1 en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 %; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; c) commande équidistante

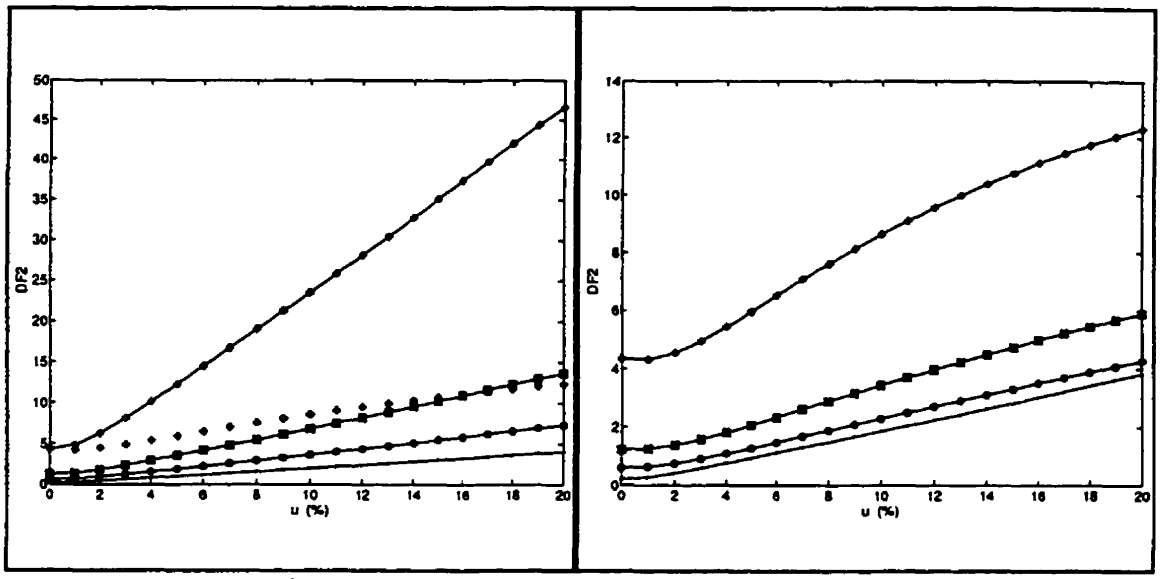


Figure 1.8 - DF_2 en fonction du taux de déséquilibre u avec $\beta = 75°$; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante

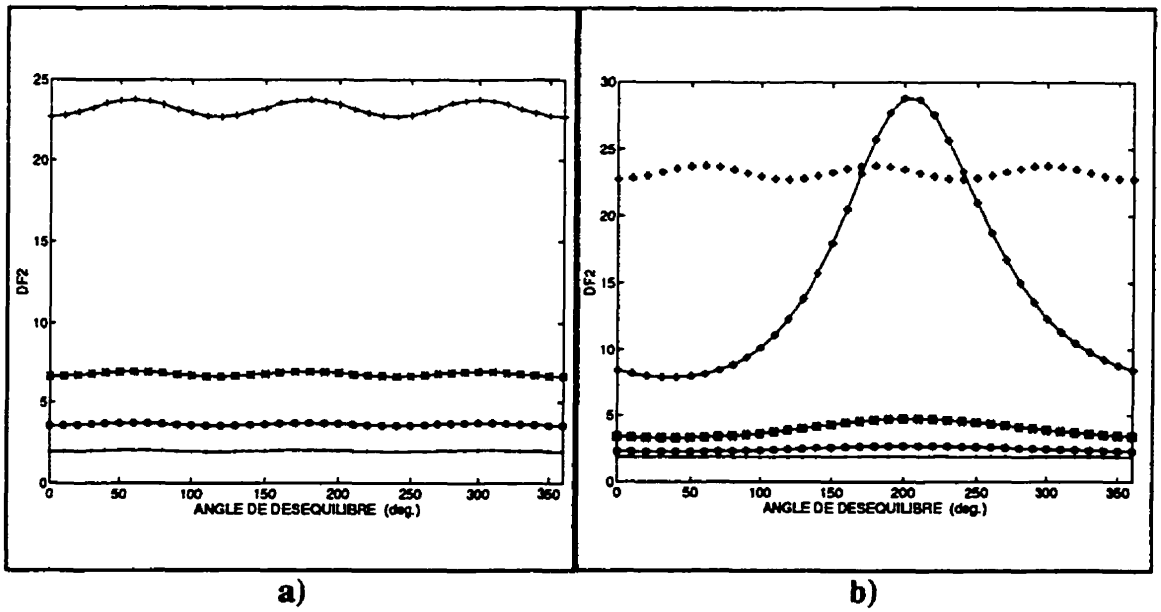


Figure 1.9 - DF_2 en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 %; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante

1.2.6 Impédances et harmoniques de courant côté cc du pont de Graëtz

Une fois les harmoniques de la tension redressée produits par le pont de Graëtz déterminés, le courant côté continu peut être calculé.

1.2.6.1 Schémas équivalents et impédances du pont de Graëtz côté cc

Le courant i_d débité par le pont de Graëtz étant la somme d'un terme constant I_d et d'une somme i_{do} de composantes harmoniques, le circuit de la figure 1.1 peut être modélisé par deux circuits équivalents, l'un relatif à I_d représenté à la figure 1.10a et l'autre relatif à i_{dm}, donc i_{do}, représenté à la figure 1.10b (SAKUI et FUJITA, 1992).

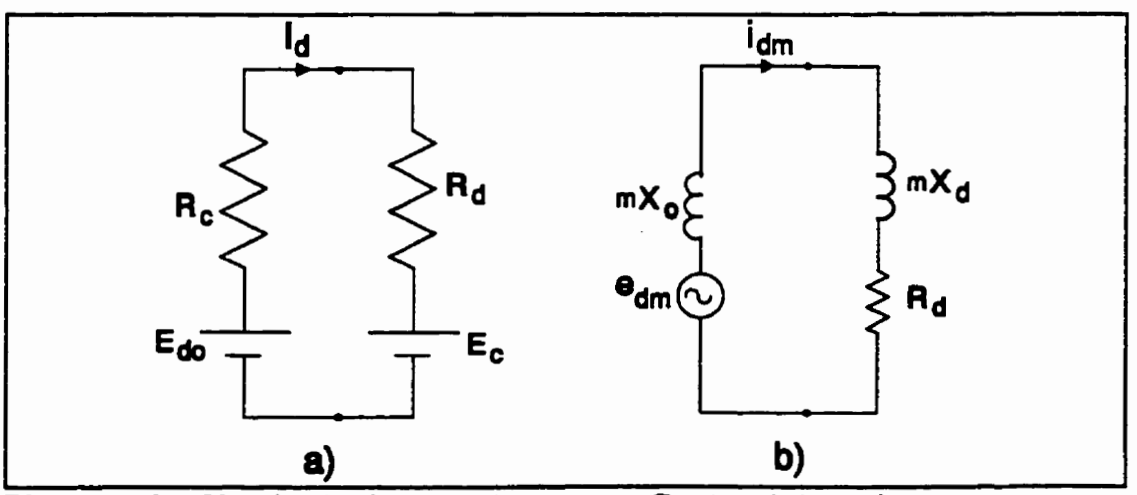


Figure 1.10 - Circuits équivalents du pont de Graëtz côté continu

Les résistances et les impédances des circuits équivalents de la figure 1.10 sont définies comme suit:

- R_c est la résistance fictive représentant la chute de tension inductive; nous avons établi l'expression de cette résistance à partir de la moyenne des chutes de tension instantanée des six intervalles de commutation indiqués à la figure 1.2 et de l'équation (1.14):

$$R_c = (X_a + X_b + X_c)/\pi \tag{1.21}$$

- X_o est la réactance équivalente du pont de Graëtz à la fréquence du réseau alternatif vue de la charge. Il est difficile de donner une valeur exacte à cette réactance mais cependant, une expression appoximative de X_o donnant des résultats satisfaisants peut être obtenue (HU et YACAMINI, 1993; SAKUI et FUJITA, 1992). La réactance vue de la charge à courant continu est nonlinéaire et est donnée par $(3/2)X_e$ durant la commutation et par $2X_e$ en dehors de la commutation, X_e est la moyenne des réactances soit $X_e = (X_a + X_b + X_c)/3$. En faisant une moyenne sur une demie période, on obtient:

$$X_o = \left(2 - \frac{\mu_1 + \mu_2 + \mu_3}{2\pi}\right)\left(\frac{X_a + X_b + X_c}{3}\right) \tag{1.22}$$

1.2.6.2 Harmoniques du courant redressé du Pont de Graëtz

L'expression générale du courant redressé i_d du pont de Graëtz est donnée par:

$$i_d = I_d + i_{do} = \frac{E_{do} - E_c}{R_c + R_d} + \sum_{m=2,4,6,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_{dm} \cos(m\theta + \Psi_m) \qquad (1.23)$$

où: E_{do} représente la valeur moyenne de la tension redressée à vide.

Les expressions du courant moyen I_d et de la composante i_{do} sont déduits par comparaison entre les membres de gauche et de droite de la deuxième égalité de l'équation (1.23).

Le circuit équivalent de la figure 1.10b permet de déterminer le phaseur $\underline{I}_{dm}$ de la $m^{ième}$ composante harmonique de i_{do}, soit:

$$\underline{I}_{dm} = \frac{\underline{E}_{dm}}{R_d + jmX_d + jmX_o} = I_{dm}\angle\Psi_m \quad m = 2k,\ k=1,2,3,\ldots \qquad (1.24a)$$

où:

- I_{dm} est la valeur efficace de la $m^{ième}$ composante harmonique de i_{do}, donnée par:

$$I_{dm} = \frac{E_{dm}}{| R_d + jmX_d + jmX_o |} \quad m = 2k,\ k=1,2,3,... \tag{1.24b}$$

- Ψ_m est la phase de la $m^{ième}$ composante harmonique de i_{do}, donnée par:

$$\Psi_m = \psi_{dm} - \text{arctg}\left(\frac{mX_d + mX_o}{R_d}\right) \tag{1.24c}$$

1.2.7 Caractéristiques des courants côté ca

1.2.7.1 Fondamental et harmoniques de courants de phase au secondaire du transformateur d'alimentation du pont de Graëtz

Le courant alternatif i_x de la phase x, $x \in \{a, b, c\}$, absorbé par le pont de Graëtz peut être exprimé comme la somme d'un terme i_{ox} produit par le terme constant I_d et d'un terme Δi_x induit par la composante alternative i_{do} soit,

$$i_x = i_{ox} + \Delta i_x, \quad x \in \{a,b,c\} \tag{1.25}$$

1.2.7.1.1 Détermination de i_{ox}, $x \in \{a, b, c\}$

La fonction de commutation S_{ia} telle que représentée à la figure 1.3 est symétrique et est définie comme suit :

$$S_{ia} = \begin{cases} \dfrac{\cos\alpha_1 - \cos(\theta - \gamma_1)}{\cos\alpha_1 - \cos(\alpha_1 + \mu_1)} & \text{si } \gamma_1 + \alpha_1 \le \theta \le \gamma_1 + \alpha_1 + \mu_1 \\ 1 & \text{si } \gamma_1 + \alpha_1 + \mu_1 \le \theta \le \gamma_2 + \alpha_2 \\ 1 - \dfrac{\cos\alpha_2 - \cos(\theta - \gamma_2)}{\cos\alpha_2 - \cos(\alpha_2 + \mu_2)} & \text{si } \gamma_2 + \alpha_2 \le \theta \le \gamma_2 + \alpha_2 + \mu_2 \\ 0 & \text{si } \gamma_2 + \alpha_2 + \mu_2 \le \theta \le \gamma_1 + \alpha_1 + \pi \end{cases} \quad (1.26)$$

La série de Fourier de la fonction S_{ia} est donnée par:

$$S_{ia} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} (A_{oan}\cos n\theta + B_{oan}\sin n\theta) \quad (1.27)$$

où, A_{oan} et B_{oan} sont les coefficients de Fourier dont les expressions sont données en annexe II.

On en déduit i_{oa}:

$$i_{oa} = S_{ia} I_d \quad (1.28)$$

Les expressions de S_{ib} et de S_{ic}, et donc celles de i_{ob} et i_{oc}, relatives aux phases b et c peuvent être obtenues en substituant convenablement les indices dans les

expressions de A_{oan} et B_{oan} (par permutation cyclique des phases a, b et c) soit:

- Phase b: a par b; b par c; 1 par 2 et 2 par 3;

- Phase c: a par c; b par a; 1 par 3 et 2 par 1.

1.2.7.1.2 Détermination de Δi_x et I_x, $x \in \{a, b, c\}$

Le courant Δi_a qui est induit dans la phase a par la composante i_{do} du courant continu peut être obtenu en faisant le produit de i_{do} par la fonction de commutation S_a (SAKUI et FUJITA, 1992):

$$\Delta i_a = S_a i_{do} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} (\Delta A_{an}\cos n\theta + \Delta B_{an}\sin n\theta) \qquad (1.29a)$$

où:

$$\Delta A_{an} = \sum_{m=2,4,6,\ldots}^{\infty} \frac{I_{dm}}{\sqrt{2}}\left[(A_{a(n-m)} + A_{a(n+m)})\cos\Psi_m + (B_{a(n-m)} - B_{(n+m)})\sin\Psi_m\right] \qquad (1.29b)$$

$$\Delta B_{an} = \sum_{m=2,4,6,\ldots}^{\infty} \frac{I_{dm}}{\sqrt{2}}\left[(A_{a(n+m)} - A_{a(n-m)})\sin\Psi_m + (B_{a(n-m)} + B_{(n+m)})\cos\Psi_m\right] \qquad (1.29c)$$

Il convient de noter que:

$A_{a(n-m)} = A_{a(m-n)}$ et $B_{a(n-m)} = -B_{a(m-n)}$ pour $n - m < 0$.

Le calcul du produit $S_x i_{do}$, $x \in \{a, b, c\}$, est basé sur le même principe que celui des produits $\bar{e}_p^T \bar{S}$ et $\bar{e}_n^T \bar{S}$ présenté en annexe II.

1.2.7.1.3 Fondamental et harmoniques de courants alternatifs côté secondaire

Des équations (1.25), (1.28) et (1.29), on déduit le courant i_a dans la phase a soit:

$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \left[(A_{oan}+\Delta A_{an})\cos n\theta + (B_{oan}+\Delta B_{an})\sin n\theta\right] = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_{an}\cos(n\theta+\Phi_{an}) \qquad (1.30)$$

où:

$$I_{an} = \sqrt{\left[(A_{oan} + \Delta A_{an})^2 + (B_{oan} + \Delta B_{an})^2\right]/2} \qquad (1.31a)$$

et

$$\Phi_{an} = -\arctan\left(\frac{B_{oan} + \Delta B_{an}}{A_{oan} + \Delta A_{an}}\right) \qquad (1.31b)$$

I_{a1} et Φ_{a1} représentent respectivement la valeur efficace et la phase du fondamental de courant; I_{an} et Φ_{an} ($n \neq 1$) représentent respectivement la valeur efficace et la phase de l'harmonique de courant de rang n.

Le phaseur $\underline{I}_{an}$ de la $n^{ième}$ composante harmonique du courant alternatif i_{an} est définie par:

$$\underline{I}_{an} = I_{an}e^{j\Phi_{an}} = I_{an}\angle\Phi_{an} \qquad (1.31c)$$

La connaissance des phaseurs des harmoniques de courant permet une extension aisée de l'analyse faite pour le pont de Graëtz triphasé aux convertisseurs ca/cc de nombre de pulsations supérieur ou égal à douze. Par ailleurs, le logiciel MATLAB se prête très bien au traitement des nombres complexes.

Les courants i_b et i_c sont déterminés en faisant une substitution convenable des indices tel que mentionné à la section 1.2.7.1.1.

1.2.7.2 Fondamental et harmoniques de courants de ligne au primaire du transformateur d'alimentation du pont de Graëtz

Connaissant les phaseurs $\underline{I}_{an}$, $\underline{I}_{bn}$ et $\underline{I}_{cn}$ des harmoniques de rangs n des courants secondaires et ayant supposé un rapport unitaire entre un enroulement primaire et un enroulement secondaire, nous en déduisons les phaseurs $\underline{I}_{lAn}$, $\underline{I}_{lBn}$ et $\underline{I}_{lCn}$ des harmoniques de rangs n des courants de lignes primaires comme suit:

$$\underline{I}_{lAn} = I_{an}\angle\Phi_{an} - I_{cn}\angle\Phi_{cn} \tag{1.32a}$$

$$\underline{I}_{lBn} = I_{bn}\angle\Phi_{bn} - I_{an}\angle\Phi_{an} \tag{1.32b}$$

$$\underline{I}_{lCn} = I_{cn}\angle\Phi_{cn} - I_{bn}\angle\Phi_{bn} \tag{1.32c}$$

1.2.7.3 Courant harmonique équivalent

L'analyse montre que lorsque le système de tensions triphasées qui alimente le convertisseur ca/cc est déséquilibré, il en résulte des courants de lignes déséquilibrés. De ce fait, pour pouvoir représenter aisément les harmoniques de courants alternatifs en fonction de différents paramètres tels que taux de déséquilibre de tension, angle d'allumage, réactance de charge, ... etc, il convient d'utiliser le courant harmonique équivalent, utilisé par PAICE (PAICE, 1996), qui reflète les pertes en ligne dues aux harmoniques; il est défini par:

$$I_{eqn} = \sqrt{\frac{I_{lAn}^2 + I_{lBn}^2 + I_{lCn}^2}{3}} \tag{1.33}$$

C'est cette définition qui est utilisée dans la suite pour représenter graphiquement les harmoniques et les taux d'harmoniques de courants alternatifs de ligne primaire.

1.2.7.4 - Harmonique de courant équivalent de rang trois à l'entrée du pont de Graëtz

Puisque l'analyse montre qu'en régime déséquilibré, la détérioration de la qualité des courants côté alternatif due aux harmoniques ca non caractéristiques est essentiellement due à l'harmonique de rang trois, seuls les résultats relatifs à cet harmonique sont présentés.

Les valeurs efficaces des harmoniques de courants alternatifs de lignes au primaire du transformateur d'alimentation de la figure 1.1 ont été calculées, à l'aide du logiciel MATLAB, à partir des équations (1.21) à (1.32), en fonction du taux et de l'angle de déséquilibre. La valeur efficace du courant harmonique équivalent de rang trois en pourcentage de I_{lo1} est représentée aux figures 1.11 et 1.12. I_{lo1} représente le fondamental du courant de ligne primaire en régime équilibré et est déterminé par:

$$I_{lo1} = \frac{3n_p\sqrt{2}}{\pi} I_d \qquad (1.34)$$

où n_p représente le nombre de ponts de Graëtz triphasé connectés en série (pour le pont de Graëtz de la figure 1.1 n_p=1).

Les figures 1.11 et 1.12 présentent les valeurs normalisées de l'harmonique de courant équivalent de rang trois respectivement en fonction du taux de déséquilibre u (β fixé à 75°) et de l'angle de déséquilibre β (u fixé à 10%) pour différentes valeurs de l'angle d'allumage α (soit 10°, 40°, 60° et 80°).

La figure 1.11a montre qu'en régime déséquilibré, avec la commande individuelle, le troisième harmonique équivalent croît de façon quasi linéaire avec le taux de déséquilibre. Il en est de même avec la commande équidistante excepté pour l'angle d'allumage réduit α=10° tel qu'illustré par la figure 1.11b.

La figure 1.12a montre qu'avec la commande individuelle, le courant harmonique équivalent de rang trois est une fonction périodique de l'angle de déséquilibre ß, de période 120°, dont l'amplitude de variations dépend de l'angle d'allumage α. La figure 1.12b par contre montre qu'avec la commande équidistante, le courant harmonique équivalent de rang trois ne varie pratiquement pas avec l'angle de déséquilibre ß, excepté pour l'angle d'allumage réduit α=10°.

Pour fins de comparaison, la courbe relative à la commande équidistante pour α=80° (courbe en "+++") est superposée aux courbes relatives à la commande individuelle sur la figure 1.11a. La superposition des courbes révèle que les valeurs efficaces du troisième harmonique équivalent obtenues avec la commande équidistante sont inférieures à celles obtenues avec la commande individuelle pour des valeurs élevées

de l'angle d'allumage α. Pour l'angle d'allumage réduit $\alpha=10°$, en comparant les courbes correspondantes des figures 1.11a et 1.11b, nous notons que les valeurs efficaces du troisième harmonique équivalent obtenues par exemple pour u=20% sont de 14 %, avec la commande individuelle, et de 20% avec la commande équidistante. La commande équidistante est de ce point de vue supérieure à la commande individuelle pour des valeurs de l'angle d'allumage α relativement élevées.

Les figures 1.11 et 1.12 illustrent par ailleurs le fait qu'en régime déséquilibré les harmoniques de rang trois produits ne constituent pas un système homopolaire que la commande soit individuelle ou équidistante car sinon les courants harmoniques de rang trois resteraient emprisonnés dans le couplage triangle et seraient par conséquent absents dans les lignes primaires.

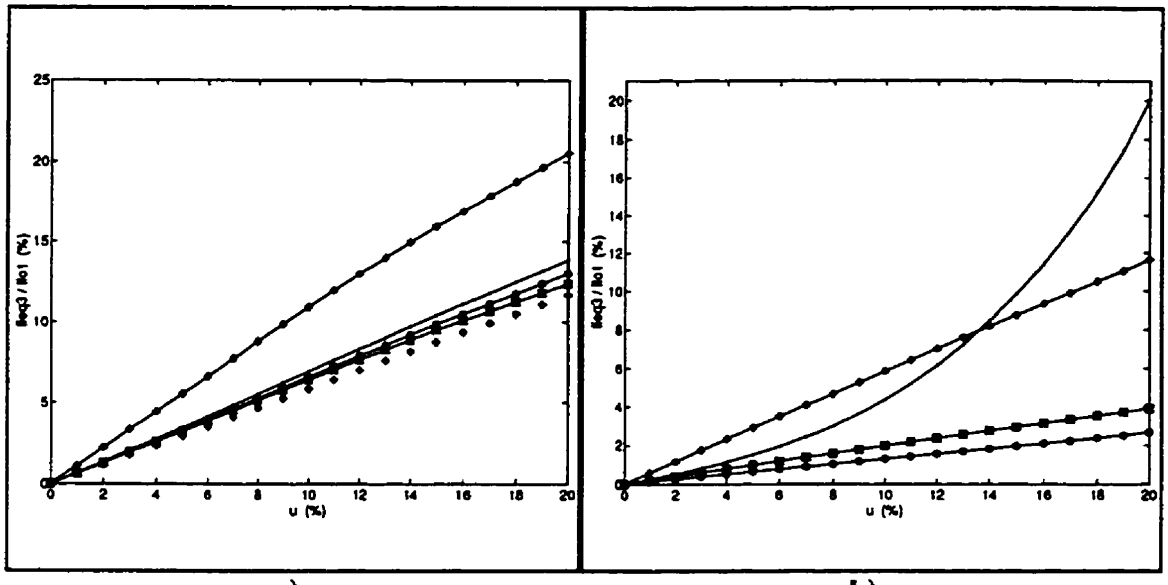


Figure 1.11 - Harmonique de courant équivalent de rang trois en fonction du taux de déséquilibre u avec β = 75°; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante

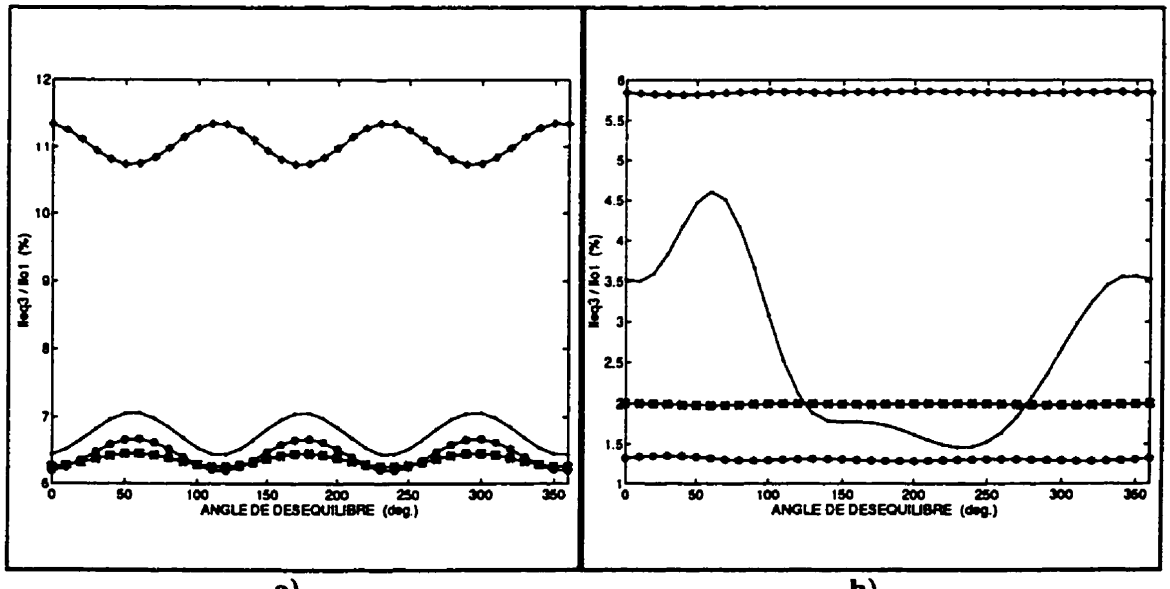


Figure 1.12 - Harmonique de courant équivalent de rang trois en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 %; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante

1.2.7.5 Taux d'harmoniques de courant équivalent à l'entrée du pont de Graëtz

Le taux d'harmoniques équivalent HF_{eq} des courants de lignes est défini par:

$$HF_{eq} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{leqn}^2}}{I_{leq1}} \tag{1.35}$$

où, I_{leq1} et I_{leqn} représentent respectivement les valeurs efficaces du fondamental équivalent et du $n^{ième}$ harmonique équivalent des courants de lignes primaires. La valeur maximale de n retenue pour les calculs est de 51.

Les figures 1.13 et 1.14 illustrent les variations des taux d'harmoniques équivalent de courants de lignes respectivement avec le taux de déséquilibre u (β fixé à 75°) et de l'angle de déséquilibre β (u fixé à 10%) pour différentes valeurs de l'angle d'allumage α (soit 10°, 40°, 60° et 80°).

La figure 1.14a montre qu'avec la commande individuelle, le taux d'harmoniques équivalent est une fonction périodique de l'angle de déséquilibre ß, de période 120°, dont l'amplitude de variations croît légèrement avec α. Par contre, la figure 1.14b montre qu'avec la commande équidistante HF_{eq} atteind au voisinage de ß = 200° un maximum dont la valeur croît avec l'angle d'allumage α.

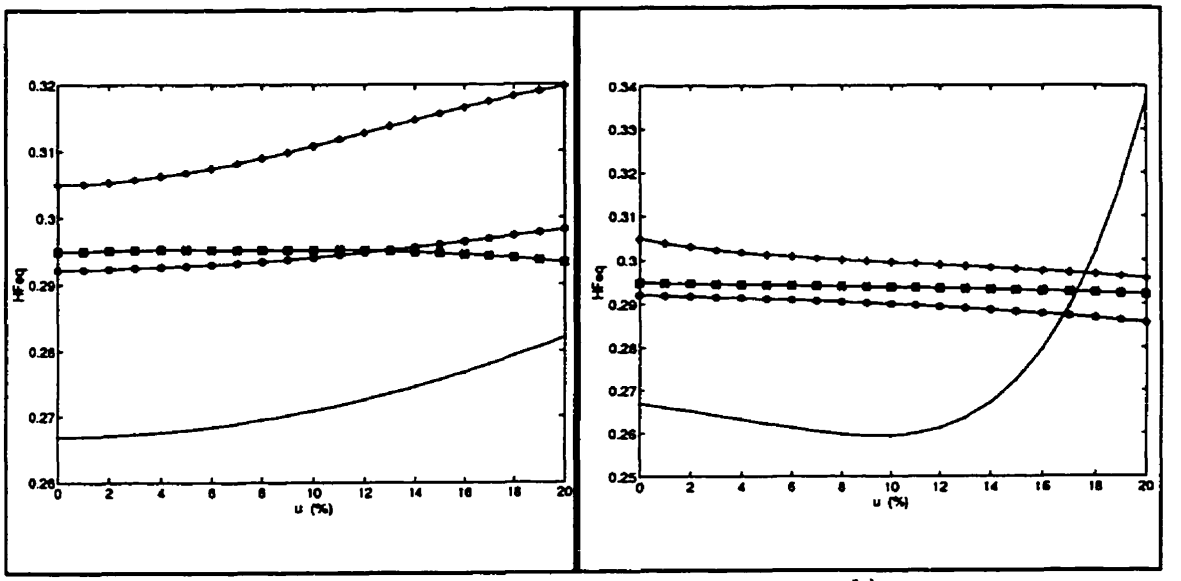


Figure 1.13 - Taux d'harmoniques équivalent en fonction du taux de déséquilibre u avec $\beta = 75°$; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante

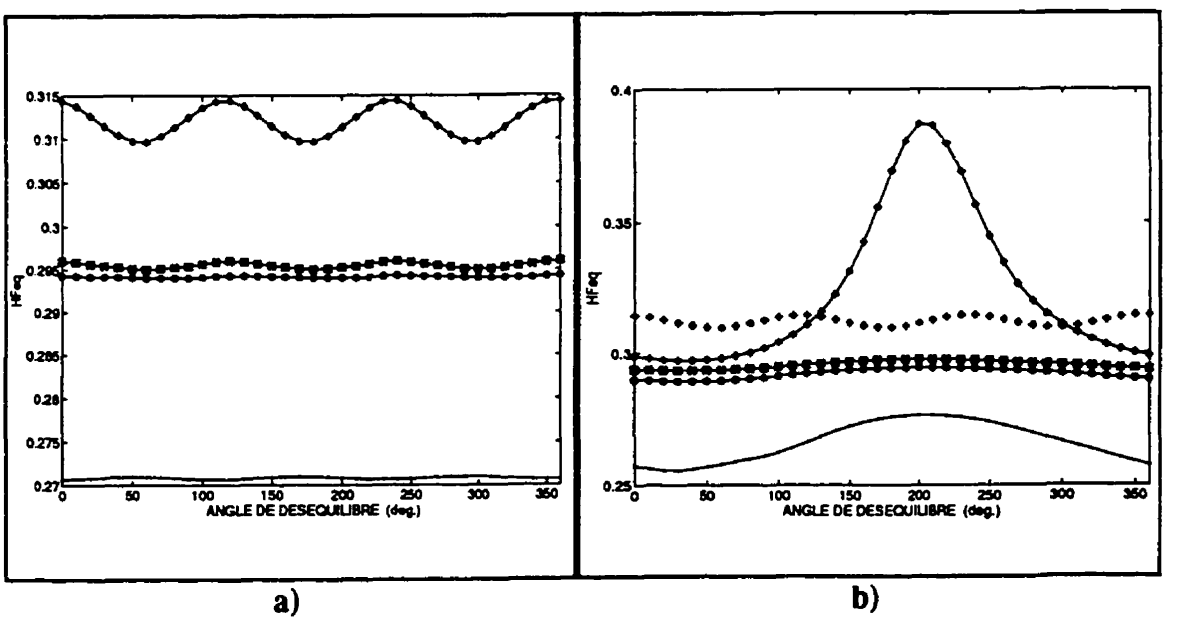


Figure 1.14 - Taux d'harmoniques équivalent en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 %; α: --.-- 10°; --o-- 40°; --*-- 60°; --+-- 80°; a) commande individuelle; b) commande équidistante

1.3 - Analyse des convertisseurs ca/cc à nombre de pulsations supérieur ou égal à douze en régime déséquilibré

Dans cette section, nous étendons l'approche d'analyse du pont de Graëtz à celle des convertisseurs ca/cc à 12, à 18 et à 24 pulsations.

1.3.1 Convertisseur à douze pulsations

L'une des configurations usuelles de convertisseurs à douze pulsations (ou convertisseurs dodécaphasés) est représentée à la figure 1.15. Sur cette figure, les enroulements primaires des deux transformateurs triphasés alimentant les deux ponts connectés en série sont couplés en delta (D) alors que les deux enroulements secondaires correspondants sont couplés en étoile (Y) et en zigzag (Z). Il existe un rapport de $1/\sqrt{3}$ entre un demi-enroulement du couplage Z et un enroulement du couplage Y. Le couplage Z a été retenu afin d'étendre facilement l'analyse à celle des convertisseurs à 18 et 24 pulsations (OLIVIER et SHANKAR, 1990).

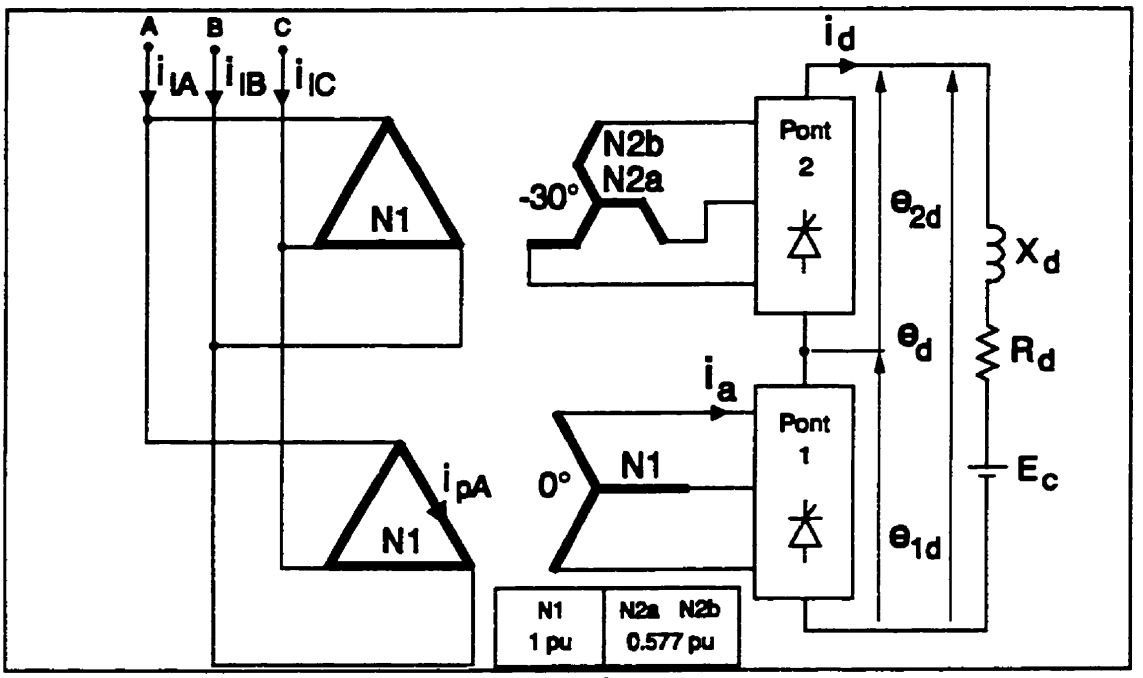


Figure 1.15 - Convertisseur à douze pulsations

Les expressions des courants alternatifs et de la tension redressée relatives au couplage Z sont déduites de celles établies pour le pont de Graëtz de la figure 1.1. Pour l'analyse du convertisseur dodécaphasé, les paramètres relatifs au couplage Y sont affectés d'un indice 1 et ceux relatifs au couplage Z d'un indice 2.

1.3.1.1 Harmoniques de la tension redressée du convertisseur à douze pulsations

Les fonctions de commutation S_{1x}, $x \in \{a, b, c\}$, du pont de Graëtz alimenté par le couplage Y sont données par:

$$S_{1x} = \sum_{n = 1,3,5,\ldots}^{\infty} (A_{1xn}\cos n\theta + B_{1xn}\sin n\theta), \quad x \in \{a,b,c\} \tag{1.36}$$

où A_{1xn}, B_{1xn}, $x \in \{a, b, c\}$, sont obtenus à partir des équations (1.11) et (1.12) en substituant respectivement γ_1, μ_1, γ_2, μ_2, γ_3 et μ_3 par γ_{11}, μ_{11}, γ_{12}, μ_{12}, γ_{13} et μ_{13}.

De même, les coefficients de Fourier A_{2xn} et B_{2xn} relatifs à S_{2x} ($x \in \{a, b, c\}$) sont obtenus en substituant respectivement γ_1, μ_1, γ_2, μ_2, γ_3 et μ_3 par γ_{21}, μ_{21}, γ_{22}, μ_{22}, γ_{23} et μ_{23}.

Les systèmes direct $\bar{e}_{2p}$ et inverse $\bar{e}_{2n}$ des tensions de phase secondaires e_{2an}, e_{2bn} et e_{2cn}, du couplage Z gardant les mêmes valeurs efficaces E_p et E_n, leurs premières composantes ont pour phases respectives β_{2p} et β_{2n} définies par:

$$\beta_{2p} = \beta_{1p} - \Delta \tag{1.37a}$$

$$\beta_{2n} = \beta_{1n} + \Delta \tag{1.37b}$$

où:

β_{1p} et β_{1n} sont les phases respectives des premières composantes des systèmes direct $\bar{e}_{1p}$ et inverse $\bar{e}_{1n}$ des tensions de phase secondaires e_{1an}, e_{1bn} et e_{1cn} du couplage Y;

Δ représente le déphasage entre le système de tensions relatif au couplage Y et le

système de tensions relatif au couplage Z du convertisseur dodécaphasé.

Les angles de passage par zéro, γ_{1k}, $k \in \{1,2,3\}$, des tensions de commutation relatifs au couplage Y et les angles de passage par zéro, γ_{2k}, $k \in \{1,2,3\}$, des tensions de commutation du couplage Z sont définis grâce à l'équation (1.13).

La tension redressée e_d à la sortie du convertisseur dodécaphasé est donnée par:

$$e_d = \bar{e}_{1p}^T \bar{S}_1 + \bar{e}_{1n}^T \bar{S}_1 + \bar{e}_{2p}^T \bar{S}_2 + \bar{e}_{2n}^T \bar{S}_2 \qquad (1.38)$$

avec $\bar{S}_1 = (S_{1a}\ S_{1b}\ S_{1c})^T$ et $\bar{S}_2 = (S_{2a}\ S_{2b}\ S_{2c})^T$.

L'harmonique de rang m de la tension redressée fournie par le convertisseur dodécaphasé de la figure 1.15 est obtenu en faisant la somme de l'harmonique de rang m de la tension fournie par le pont relié au couplage Y et de l'harmonique du même rang de la tension du pont relié au couplage Z. Il en résulte les relations suivantes:

$$\begin{cases} E_d = E_{1d} + E_{2d} \\ A_{dm} = A_{1dm} + A_{2dm} \\ B_{dm} = B_{1dm} + B_{2dm} \end{cases} \qquad m=2k,\ k=1,2,3,... \qquad (1.39)$$

où:

E_d est la tension moyenne à la sortie du convertisseur dodécaphasé;

A_{dm}, B_{dm} sont les coefficients de Fourier de l'harmonique de rang m de la tension redressée fournie par le convertisseur dodécaphasé;

A_{1dm}, B_{1dm} sont les coefficients de Fourier de l'harmonique de rang m de la tension redressée fournie par le pont relié au couplage Y;

A_{2dm}, B_{2dm} sont les coefficients de Fourier de l'harmonique de rang m de la tension redressée fournie par le pont relié au couplage Z.

1.3.1.2 - Résistances et réactances équivalentes du convertisseur à douze pulsations vues de la charge côté cc

Puisque les ponts de Graëtz du convertisseur dodécaphasé sont connectés en série, sa résistance équivalente côté cc s'obtient en faisant la somme des résistances équivalentes relatives à chaque pont; sa réactance équivalente côté cc s'obtient de manière similaire.

La résistance fictive représentant la chute de tension inductive à la sortie du convertisseur dodécaphasé est la somme des résistances fictives R_{1c} et R_{2c} relatives aux ponts connectés respectivement aux couplages Y et Z, c'est-à-dire:

$$R_c = R_{1c} + R_{2c} \tag{1.40}$$

où: $R_{1c} = (X_{1a} + X_{1b} + X_{1c})/\pi$; $R_{2c} = (X_{2a} + X_{2b} + X_{2c})/\pi$.

La réactance équivalente X_o du convertisseur dodécaphasé vue de la charge à courant continu est la somme des réactances équivalentes X_{1o} et X_{2o} relatives aux ponts connectés respectivement aux couplages Y et Z, c'est-à-dire:

$$X_o = X_{1o} + X_{2o} \tag{1.41a}$$

où:

$$X_{1o} = \left(2 - \frac{\mu_{11} + \mu_{12} + \mu_{13}}{2\pi}\right)\left(\frac{X_{1a} + X_{1b} + X_{1c}}{3}\right) \tag{1.41b}$$

$$X_{2o} = \left(2 - \frac{\mu_{21} + \mu_{22} + \mu_{23}}{2\pi}\right)\left(\frac{X_{2a} + X_{2b} + X_{2c}}{3}\right) \tag{1.41c}$$

X_{1x}, $x \in \{a, b, c\}$, et μ_{1k}, $k \in \{1, 2, 3\}$, sont respectivement les réactances de commutation et les angles d'empiètement relatifs au couplage Y;

X_{2x}, $x \in \{a, b, c\}$, et μ_{2k}, $k \in \{1, 2, 3\}$ sont respectivement les réactances de commutation et les angles d'empiètement relatifs au couplage Z.

1.3.1.3 Valeur moyenne et harmoniques du courant redressé du convertisseur à douze pulsations

La valeur moyenne I_d du courant redressé débité par le convertisseur à douze pulsations est donné par:

$$I_d = \frac{(E_{1do} + E_{2do}) - E_c}{(R_{1c} + R_{2c}) + R_d} \tag{1.42}$$

où: E_{1do} et E_{2do} représentent les tensions moyennes à vide des ponts de Graëtz connectés respectivement aux couplages Y et Z.

Connaissant les phaseurs $\underline{E}_{1dm}$ et $\underline{E}_{2dm}$ des tensions redressées des ponts de Graëtz (en série) connectés respectivement aux couplages Y et Z, nous pouvons déterminer le phaseur de l'harmonique du courant redressé de rang m du convertisseur dodécaphasé:

$$\underline{I}_{dm} = \frac{\underline{E}_{1dm} + \underline{E}_{2dm}}{R_d + jmX_d + jm(X_{1o} + X_{2o})} \qquad m = 2k,\ k=1,2,3,... \tag{1.43}$$

1.3.1.4 Harmoniques ca à l'entrée du convertisseur à douze pulsations

Les courants de lignes secondaires i_{2a}, i_{2b} et i_{2c} relatifs au couplage Z sont donnés par:

$$i_{2x} = S_{2ix}I_d + S_{2x}i_{do} \qquad x \in \{a, b, c\} \tag{1.44}$$

Nous en déduisons les courants de phases primaires en respectant les rapports et les phases des enroulements du couplage Z. Pour le convertisseur dodécaphasé de la figure 1.15 dont le déphasage Δ est égal à -30°, les courants instantanés de lignes primaires i_{1A}, i_{1B} et i_{1C} sont donnés par:

$$i_{1A} = i_{1a} - i_{1c} + (N_{2a} + N_{2b})i_{2a} - N_{2b}i_{2b} - N_{2a}i_{2c} \tag{1.45a}$$

$$i_{1B} = i_{1b} - i_{1a} + (N_{2a} + N_{2b})i_{2b} - N_{2b}i_{zc} - N_{2a}i_{2a} \tag{1.45b}$$

$$i_{1C} = i_{1c} - i_{1b} + (N_{2a} + N_{2b})i_{2c} - N_{2b}i_{2a} - N_{2a}i_{2b} \tag{1.45c}$$

où: $N_{2a} = N_{2b} = \sqrt{3}$.

Connaissant les phaseurs des harmoniques des courants secondaires, nous en déduisons ceux des harmoniques de courants de lignes primaires à l'aide des équations (1.45).

Les rapports N_{2a} et N_{2b} du couplage Z sont calculés selon le déphasage Δ désiré par:

$$N_{2a} = \cos|\Delta| - \frac{1}{\sqrt{3}}\sin|\Delta| \qquad (1.46a)$$

$$N_{2b} = \frac{2}{\sqrt{3}}\sin|\Delta| \qquad (1.46b)$$

1.3.2 Convertisseur ca/cc à vingt-quatre pulsations

Pour calculer les harmoniques de courants côté alternatif et de tension côté continu d'un convertisseur ca/cc à p pulsations, nous déterminons les harmoniques relatifs à chaque pont de la même façon qu'avec le convertisseur dodécaphasé de la section précédente et nous faisons la somme de ces harmoniques en tenant compte des déphasages entre les couplages et les rapports entre les enroulements des transformateurs d'alimentation. La figure 1.16 montre le schéma du convertisseur à vingt-quatre pulsations (ou encore convertisseur quadrihexaphasé) qui est analysé dans cette section. Il est constitué de quatre transformateurs triphasés dont tous les enroulements primaires sont couplés en delta et de quatre ponts de Graëtz connectés en série. Les ponts 1 à 4 sont connectés aux enroulements secondaires couplés respectivement en Y(0°), Z(-30°), Z(+15) et Z(-15). Les couplages Z(-30), Z(+15°) et Z(-15°) sont déphasés respectivement

de -30°, +15° et -15° par rapport au couplage Y. Une source de courant cc à 5 kV, 1,5 MW utilisant un convertisseur quadrihexaphasé similaire à celui de la figure 1.16 a été réalisée par OLIVIER et SHANKAR (OLIVIER et SHANKAR, 1990).

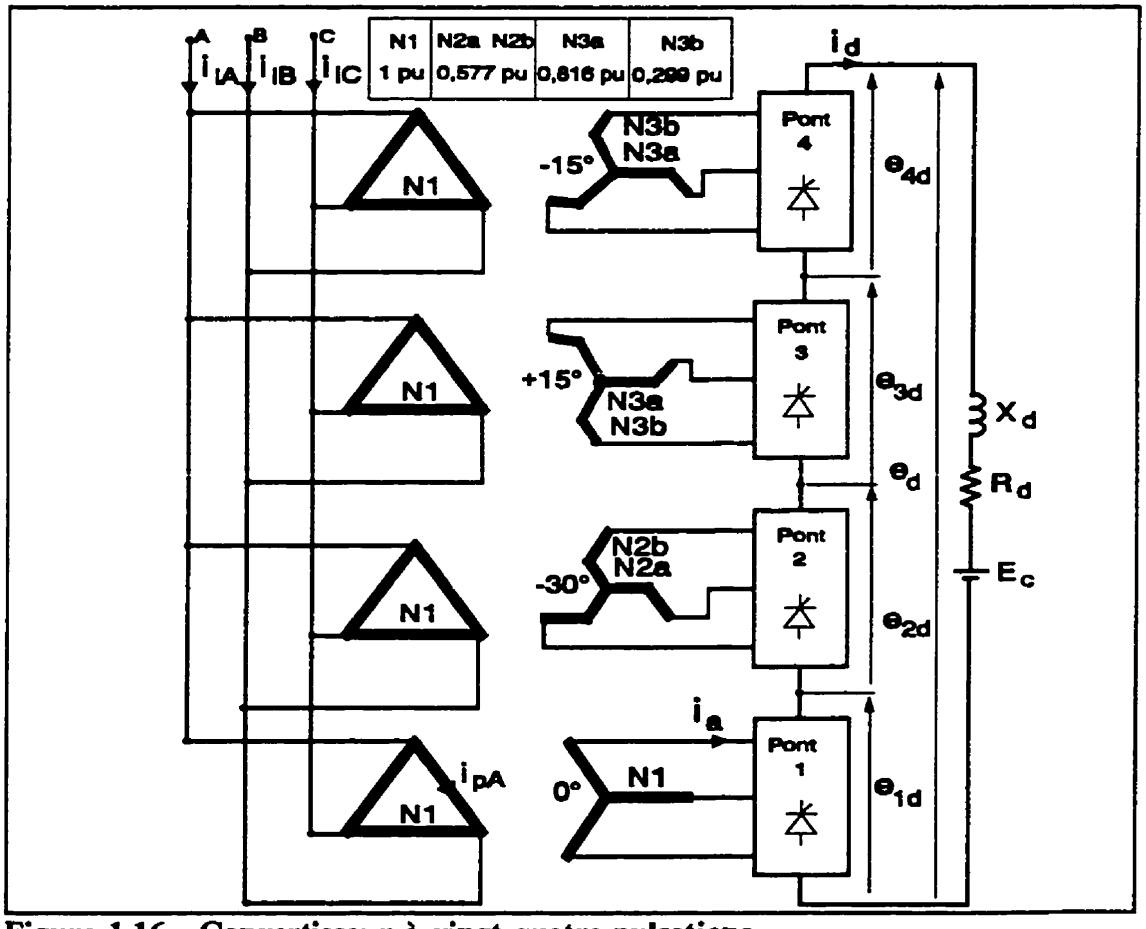


Figure 1.16 - Convertisseur à vingt-quatre pulsations

1.3.2.1 Harmoniques de la tension redressée du convertisseur à vingt-quatre pulsations

Le convertisseur à vingt-quatre pulsations représenté à la figure 1.16 fournit une tension redressée e_d donnée par:

$$e_d = (\bar{e}_{1p} + e_{1n})^T \bar{S}_1 + (\bar{e}_{2p} + e_{2n})^T \bar{S}_2 + (\bar{e}_{3p} + e_{3n})^T \bar{S}_3 + (\bar{e}_{4p} + e_{4n})^T \bar{S}_4 \qquad (1.47)$$

où: $\bar{S}_1 = (S_{1a}\ S_{1b}\ S_{1c})^T$, $\bar{S}_2 = (S_{2a}\ S_{2b}\ S_{2c})^T$, $\bar{S}_3 = (S_{3a}\ S_{3b}\ S_{3c})^T$ et $\bar{S}_4 = (S_{4a}\ S_{4b}\ S_{4c})^T$ sont respectivement les fonctions de commutation relatives aux couplages Y(0°), Z(-30°), Z(+15°) et Z(-15°).

La valeur moyenne E_d et les coefficients de Fourier A_{dm} et B_{dm} de l'harmonique de rang m de la tension redressée e_d du convertisseur à vingt-quatre pulsations sont déterminés par:

$$\begin{cases} E_d = E_{1d} + E_{2d} + E_{3d} + E_{4d} \\ A_{dm} = A_{1dm} + A_{2dm} + A_{3dm} + A_{4dm} \\ B_{dm} = B_{1dm} + B_{2dm} + B_{3dm} + B_{4dm} \end{cases} \qquad m=2k,\ k=1,2,3,... \qquad (1.48)$$

où:

E_d est la tension moyenne à la sortie du convertisseur quadrihexaphasé;

A_{dm}, B_{dm} sont les coefficients de Fourier de l'harmonique de rang m de la tension redressée fournie par le convertisseur quadrihexaphasé;

A_{1dm}, B_{1dm} sont les coefficients de Fourier de l'harmonique de rang m de la tension redressée fournie par le pont connecté au couplage Y(0°);

A_{2dm}, B_{2dm} sont les coefficients de Fourier de l'harmonique de rang m de la tension redressée fournie par le pont connecté au couplage Z(-30°);

A_{3dm}, B_{3dm} sont les coefficients de Fourier de l'harmonique de rang m de la tension redressée fournie par le pont connecté au couplage Z(+15°);

A_{4dm}, B_{4dm} sont les coefficients de Fourier de l'harmonique de rang m de la tension redressée fournie par le pont connecté au couplage Z(-15°).

Les équations (1.13) et (1.37) permettent de déterminer les passages par zéro et les phases des composantes symétriques relatifs aux différents couplages secondaires des transformateurs d'alimentation du convertisseur quadrihexaphasé.

1.3.2.2 Résistances et réactances équivalentes côté continu du convertisseur à vingt-quatre pulsations

Puisque les ponts de Graëtz du convertisseur à vingt-quatre pulsations sont connectés en série, sa résistance équivalente côté cc s'obtient en faisant la somme des résistances équivalentes relatives à chaque pont; sa réactance équivalente côté cc s'obtient de manière similaire.

La résistance fictive R_c représentant la chute de tension inductive à la sortie du convertisseur quadrihexaphasé est donnée par:

$$R_c = R_{1c} + R_{2c} + R_{3c} + R_{4c} \tag{1.49}$$

où: $R_{3c} = (X_{3a} + X_{3b} + X_{3c})/\pi$; $R_{4c} = (X_{4a} + X_{4b} + X_{4c})/\pi$.

La réactance équivalente X_o du convertisseur quadrihexaphasé vue de la charge à courant continu est donnée par:

$$X_o = X_{1o} + X_{2o} + X_{3o} + X_{4o} \tag{1.50a}$$

où:

$$X_{3o} = \left(2 - \frac{\mu_{31} + \mu_{32} + \mu_{33}}{2\pi}\right)\left(\frac{X_{3a} + X_{3b} + X_{3c}}{3}\right) \tag{1.50b}$$

$$X_{4o} = \left(2 - \frac{\mu_{41} + \mu_{42} + \mu_{43}}{2\pi}\right)\left(\frac{X_{4a} + X_{4b} + X_{4c}}{3}\right) \tag{1.50c}$$

X_{3x}, $x \in \{a, b, c\}$, et μ_{3k}, $k \in \{1, 2, 3\}$, sont respectivement les réactances de commutation et les angles d'empiètement relatifs au couplage Z(+15°);

X_{4x}, $x \in \{a, b, c\}$, et μ_{4k}, $k \in \{1, 2, 3\}$, sont respectivement les réactances de commutation et les angles d'empiètement relatifs au couplage Z(-15°).

1.3.2.3 Valeur moyenne et harmoniques de courant continu du convertisseur à vingt-quatre pulsations

La valeur moyenne I_d du courant redressé débité par le convertisseur à vingt-quatre pulsations est donné par:

$$I_d = \frac{(E_{1do} + E_{2do} + E_{3do} + E_{4do}) - E_c}{(R_{1c} + R_{2c} + R_{3c} + R_{4c}) + R_d} \tag{1.51}$$

où: E_{3do} et E_{4do} représentent les tensions moyennes à vide des ponts de Graëtz connectés respectivement aux couplages Z(+15°) et Z(-15°).

Connaissant les phaseurs $\underline{E}_{1dm}$, $\underline{E}_{2dm}$, $\underline{E}_{3dm}$ et $\underline{E}_{4dm}$ des tensions redressées des ponts de Graëtz (en série) connectés respectivement aux couplages Y(0°), Z(-30°), Z(+15°) et Z(-15°), nous pouvons déterminer le phaseur de l'harmonique de courant continu de rang m du convertisseur quadrihexaphasé:

$$\underline{I}_{dm} = \frac{\underline{E}_{1dm} + \underline{E}_{2dm} + \underline{E}_{3dm} + \underline{E}_{4dm}}{R_d + jmX_d + jm(X_{1o} + X_{2o} + X_{3o} + X_{4o})} \qquad m = 2k,\ k=1,2,3,... \qquad (1.52)$$

1.3.2.4 Harmoniques ca à l'entrée du convertisseur quadrihexaphasé côté alternatif

Les courants alternatifs de lignes primaires du convertisseur quadrihexaphasé (figure 1.16) sont déterminés par les expressions suivantes:

$$\begin{aligned} i_{1A} = {} & i_{1a} - i_{1c} + (N_{2a} + N_{2b})i_{2a} - N_{2b}i_{2b} - N_{2a}i_{2c} \\ & + N_{3a}i_{3a} - (N_{3a} + N_{3b})i_{3c} + N_{3b}i_{3b} + (N_{4a} + N_{4b})i_{4a} - N_{4b}i_{4b} - N_{4a}i_{4c} \end{aligned} \qquad (1.53a)$$

$$\begin{aligned} i_{1B} = {} & i_{1b} - i_{1a} + (N_{2a} + N_{2b})i_{2b} - N_{2b}i_{2c} - N_{2a}i_{2a} \\ & + N_{3a}i_{3b} - (N_{3a} + N_{3b})i_{3a} + N_{3b}i_{3c} + (N_{4a} + N_{4b})i_{4b} - N_{4b}i_{4c} - N_{4a}i_{4a} \end{aligned} \qquad (1.53b)$$

$$\begin{aligned} i_{1C} = {} & i_{1c} - i_{1b} + (N_{2a} + N_{2b})i_{2c} - N_{2b}i_{2a} - N_{2a}i_{2b} \\ & + N_{3a}i_{3c} - (N_{3a} + N_{3b})i_{3b} + N_{3b}i_{3a} + (N_{4a} + N_{4b})i_{4c} - N_{4b}i_{4a} - N_{4a}i_{4b} \end{aligned} \qquad (1.53c)$$

où: $N_{2a} = N_{2b} = 1/\sqrt{3}$, $N_{3a} = N_{4a} = \sqrt{2}/\sqrt{3}$ et $N_{3b} = N_{4b} = (\sqrt{3} - 1)/\sqrt{6}$.

Connaissant les phaseurs des harmoniques de courants secondaires, nous pouvons déduire les phaseurs des harmoniques de courants de lignes primaires donnés par les relations (1.53).

Nous pouvons ramener cette étude à celle d'un convertisseur ca/cc à dix-huit pulsations et l'étendre de façon générale à celle d'un convertisseur ca/cc à p pulsations ($p = 6k$, $k=1,2,3,...$).

1.3.3 Caractéristiques des convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations en régime déséquilibré

Puisque l'analyse du convertisseur à 18 pulsations est similaire à celle des convertisseurs à 12 et 24 pulsations, nous ne présentons ici que les résultats d'analyse de cette structure. Le convertisseur à dix-huit pulsations considéré est constitué de trois transformateurs triphasés dont les enroulements primaires couplés en D et les enroulements secondaires couplés en Y(0°), Z(+20°) et Z(-20°) alimentent trois ponts de Graëtz connectés en série.

Pour effectuer le calcul des caractéristiques des convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations, les données restent celles utilisées pour le calcul des caractéristiques du pont de Graëtz de la figure 1.1. Cependant, les réactances équivalentes ramenées aux secondaires des transformateurs d'alimentation de chaque convertisseur, toutes identiques, sont données comme suit:

- pour le convertisseur à douze pulsations

  couplage Y: $X_y = 0,05$ p.u.;

couplage Z(-30): $X_z = X_y(N_{2a} + N_{2b}) = 0{,}0577$ p.u.;

- pour le convertisseur à dix-huit pulsations

couplage Y(0°): $X_y = 0{,}05$ p.u.; $X_z = X_y(N_{2a} + N_{2b}) = 0{,}0577$ p.u.;

couplage Z(+20°) et Z(-20°): $X_{1z} = X_{2z} = X_y(0{,}7422 + 0{,}3929) = 0{,}0567$ p.u.;

- pour le convertisseur à vingt-quatre pulsations

couplage Y(0°) et Z(-30°): $X_y = 0{,}05$ p.u.; $X_z = X_y(N_{2a} + N_{2b}) = 0{,}0577$ p.u.;

couplage Z(+15°) et Z(-15°): $X_{1z} = X_{2z} = X_y(N_{3a} + N_{3b}) = 0{,}056$ p.u..

1.3.3.1 Deuxième harmonique de la tension redressée des convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations

Les figures 1.17 à 1.26 illustrent les résultats obtenus avec le logiciel MATLAB. Les valeurs efficaces du deuxième harmonique ont été calculées en pourcentage de E_{do}. E_{do} est la tension moyenne que fournirait chaque convertisseur en régime équilibré pour $\alpha=0°$ soit $E_{do} = n_p 3\sqrt{3}\hat{E}_p/\pi$; où n_p prend les valeurs 2, 3 et 4 respectivement pour les convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations.

Nous constatons que les courbes de variations du deuxième harmonique de la tension redressée avec le taux et l'angle de déséquilibre, illustrées respectivement par les figures 1.17 et 1.18, et obtenues avec les convertisseurs à 12 et 18 pulsations, se

superposent quasiment à celles obtenues avec le pont de Graëtz triphasé. Autrement dit, l'augmentation du nombre de pulsations ne permet pas de réduire le deuxième harmonique de la tension redressée.

Nous remarquons par ailleurs que la valeur efficace du deuxième harmonique ne varie pratiquement pas avec l'angle de déséquilibre β, comme l'illustre la figure 1.18, tant avec la commande individuelle (fig. 1.18a) qu'avec la commande équidistante (fig. 1.18b).

Pour fins de comparaison, la courbe correspondant au pont de Graëtz triphasé et relative à la commande équidistante (courbe en pointillé "...") est superposée aux courbes relatives à la commande individuelle sur les figures 1.17a et 1.18a. La superposition des courbes révèle que c'est avec la commande équidistante que les valeurs efficaces du deuxième harmonique sont réduites comparées à celles obtenues avec la commande individuelle.

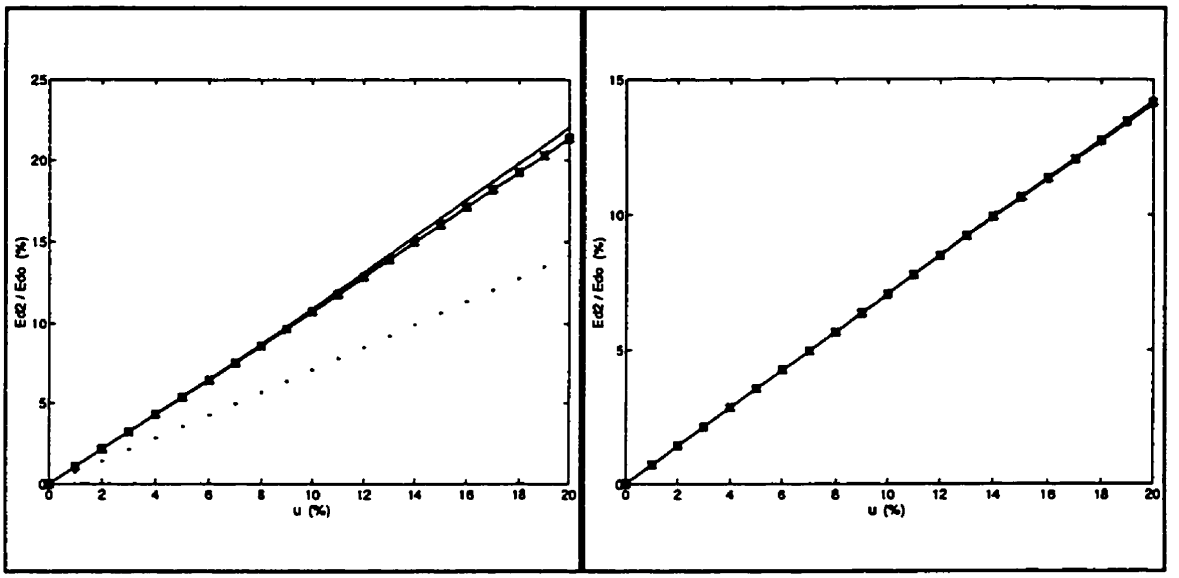


Figure 1.17 - Valeur efficace du deuxième harmonique de la tension redressée en fonction du taux de déséquilibre u avec $\beta = 75°$ et $\alpha=40°$; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante

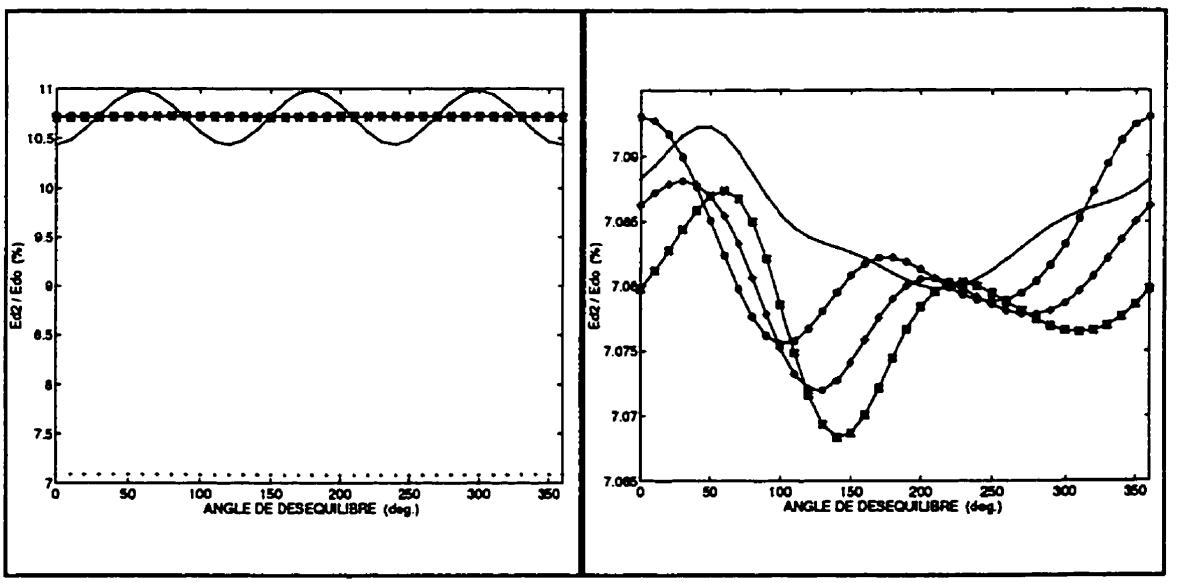


Figure 1.18 - Valeur efficace du deuxième harmonique de la tension redressée en fonction de l'angle de déséquilibre ß avec u=10 % et $\alpha=40°$; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante

1.3.3.2 Taux de distorsion DF_1 et DF_2 des convertisseurs à 12, 18, et 24 pulsations

Avec la commande individuelle, les taux de distorsions DF_1 et DF_2 obtenus pour les convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations ne varient pratiquement pas avec l'angle de déséquilibre ß comme l'illustrent respectivement les figures 1.20a et 1.22a.

Les figures 1.19 à 1.22 montrent que les courbes de DF_1 et DF_2 correspondant aux convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations sont pratiquement superposées. C'est le pont de Graëtz triphasé qui fournit des taux de distorsion légèrement élevés. Autrement dit, l'augmentation du nombre de pulsations au-delà de 12 ne permet pas en régime déséquilibré de réduire les taux de distorsion DF_1 et DF_2.

Pour fins de comparaison, la courbe correspondant au pont de Graëtz triphasé et relative à la commande équidistante (courbe en pointillé "...") est superposée aux courbes relatives à la commande individuelle sur les figures 1.19a à 1.22a. La superposition des courbes révèle que c'est avec la commande équidistante que les taux de distorsion DF_1 et DF_2 ont des valeurs réduites comparées à celle obtenues avec la commande individuelle.

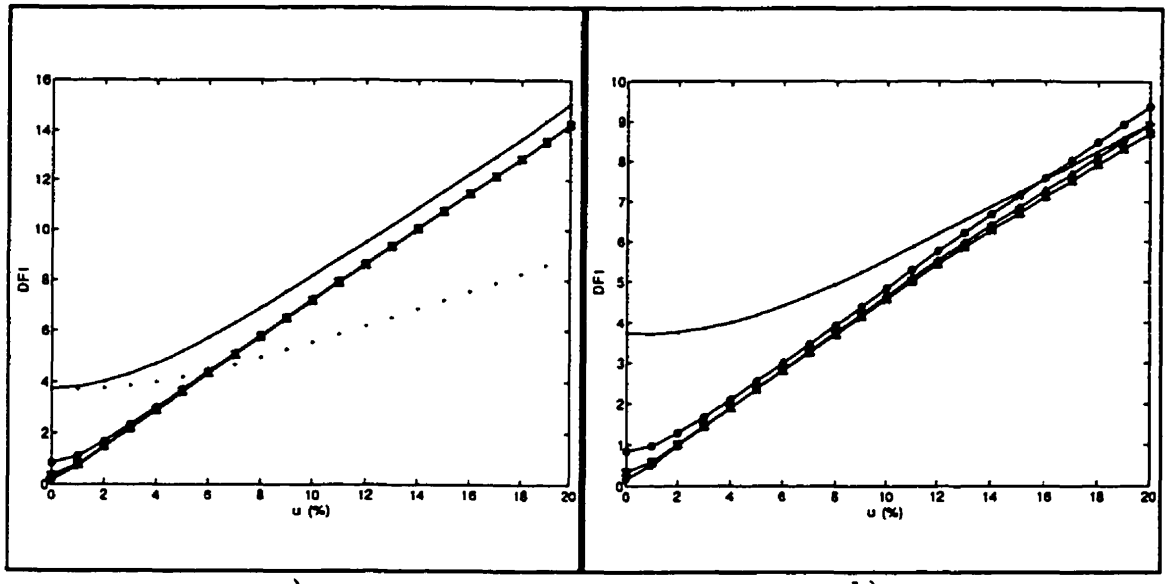


Figure 1.19 - DF_1 en fonction du taux de déséquilibre u avec $\beta = 75°$ et $\alpha=40°$; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante

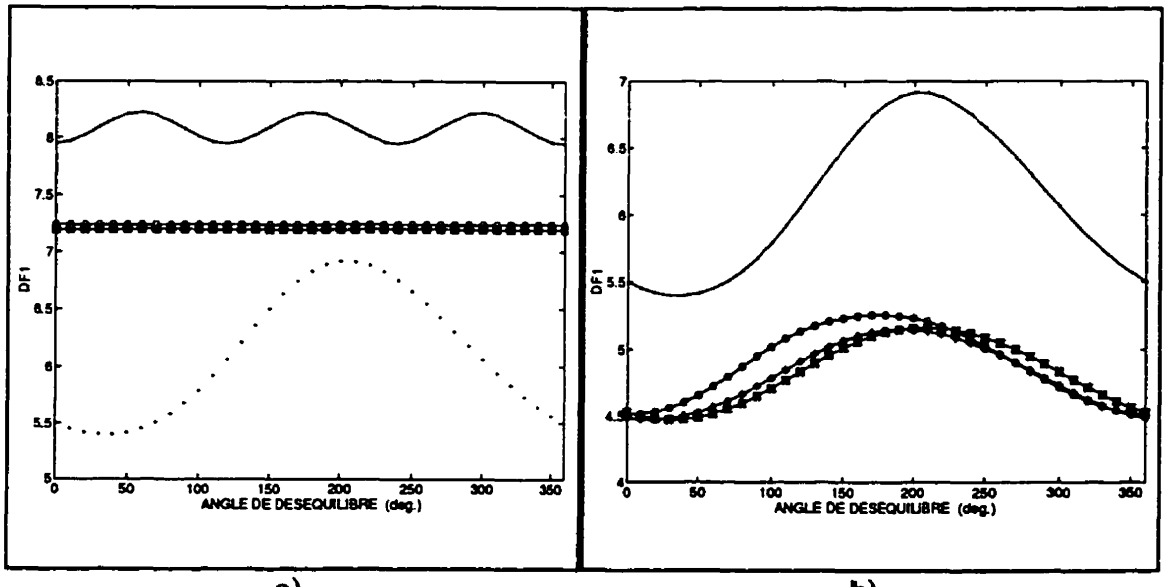


Figure 1.20 - DF_1 en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 % et $\alpha=40°$; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante

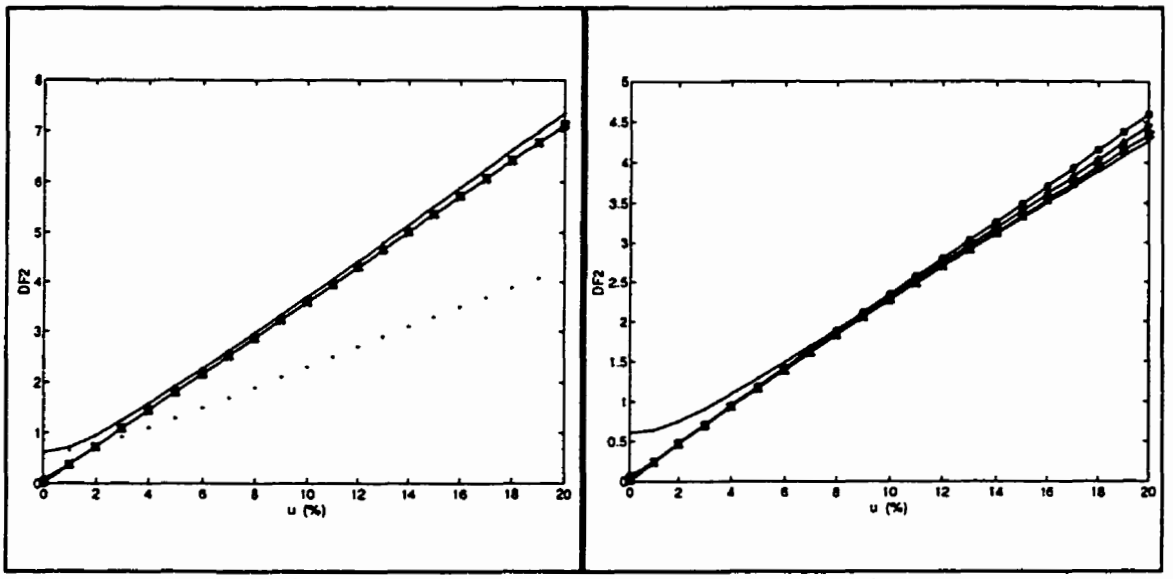


Figure 1.21 - DF_2 en fonction du taux de déséquilibre u avec $\beta = 75°$ et $\alpha=40°$; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante

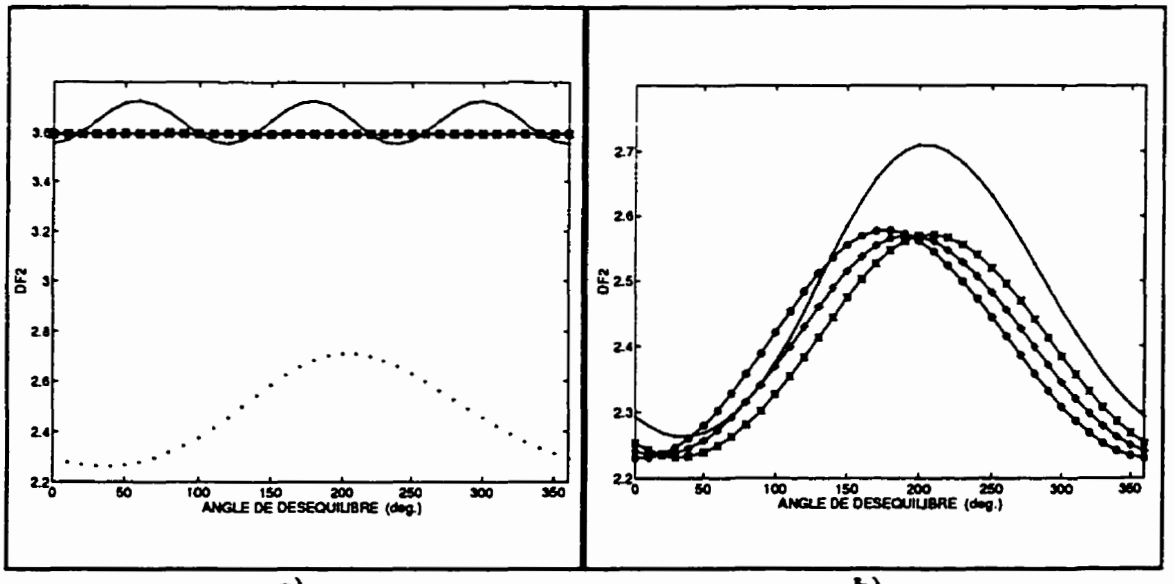


Figure 1.22 - DF_2 en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 % et $\alpha=40°$; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante

En définitive, les figures 1.17 à 1.22 montrent que le passage d'un convertisseur ca/cc ayant un nombre de pulsations réduit à un convertisseur ca/cc ayant un nombre de pulsations plus grand ne permet pas nécessairement de réduire l'amplitude du deuxième harmonique de la tension redressée et les taux de distorsion DF_1 et DF_2. Autrement dit, en régime déséquilibré, l'utilisation des convertisseurs ca/cc ayant un nombre de pulsations élevé ne permet pas d'améliorer la qualité de la tension redressée.

1.3.3.3 Harmonique de courant équivalent de rang trois à l'entrée des convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations

Les valeurs efficaces du courant harmonique équivalent de rang trois sont calculées en pourcentage du fondamental de courant de ligne primaire I_{lo1} pour chaque convertisseur. L'expression de I_{lo1} pour chaque convertisseur est déduite de la relation (1.34) en substituant n_p respectivement par 2, 3 et 4 pour les convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations.

D'après les figures 1.24a et 1.24b, le courant harmonique équivalent de rang trois obtenu avec les convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations ne varie pratiquement pas avec l'angle de déséquilibre ß.

Les figure 1.23 et 1.22 montrent par ailleurs que les courbes correspondant aux convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations sont pratiquement superposées. C'est avec le

pont de Graëtz triphasé que nous obtenons un courant harmonique équivalent de rang trois de valeurs efficaces plus élevées. Autrement dit, l'augmentation du nombre de pulsations au-delà de 12 ne permet pas en régime déséquilibré de réduire le courant harmonique équivalent de rang trois.

Pour fins de comparaison, la courbe correspondant au pont de Graëtz et relative à la commande équidistante (courbe en pointillé "...") est superposée aux courbes relatives à la commande individuelle sur les figures 1.23a et 1.24a. La superposition des courbes révèle que c'est avec la commande équidistante que les valeurs efficaces du troisième harmonique équivalent sont relativement réduites.

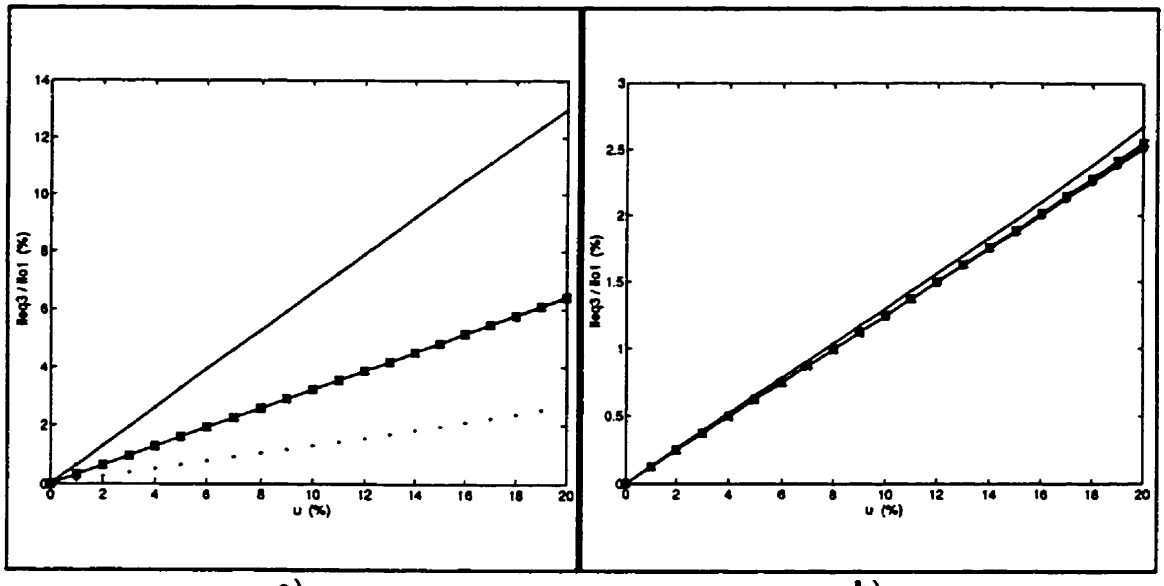


Figure 1.23 - Harmonique de courant équivalent de rang trois en fonction du taux de déséquilibre u avec β = 75° et α=40°; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante

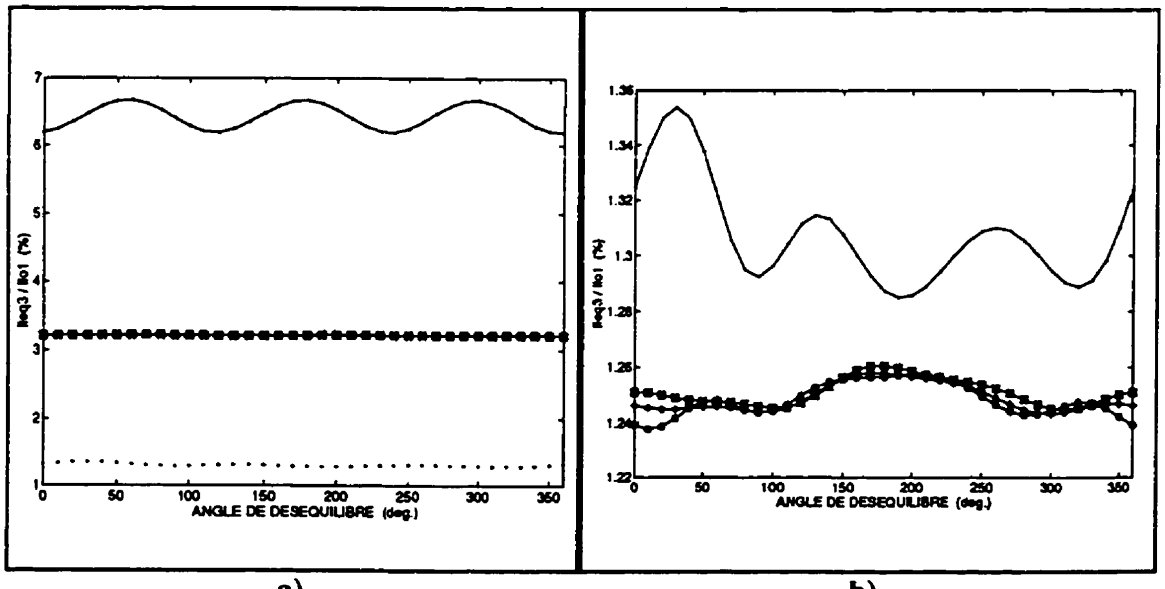


Figure 1.24 - Harmonique de courant équivalent de rang trois en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 et α=40°; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24 pulsations; a) commande individuelle; b) commande équidistante

1.3.3.4 Taux d'harmoniques équivalent à l'entrée des convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations

Les figures 1.25 et 1.26 montrent que le taux d'harmoniques équivalent à l'entrée des convertisseurs à 6, 12, 18 et 24 pulsations décroît avec le nombre de pulsations que la commande soit individuelle ou équidistante.

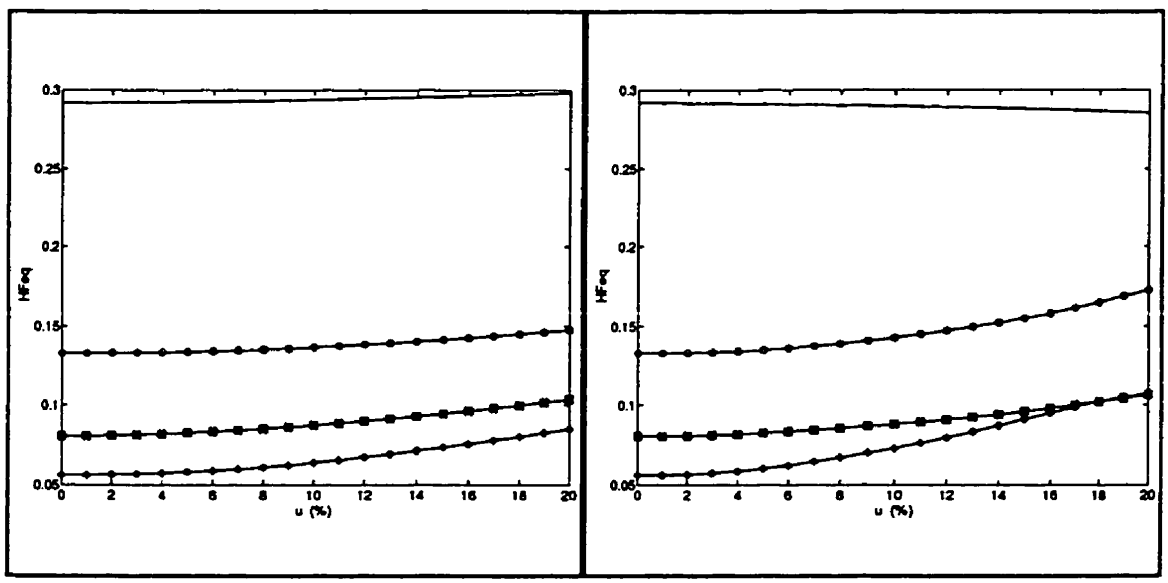


Figure 1.25 - Taux d'harmoniques de courants alternatifs en fonction du taux de déséquilibre u avec β = 75° et α=40°; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24; a) commande individuelle; b) commande équidistante

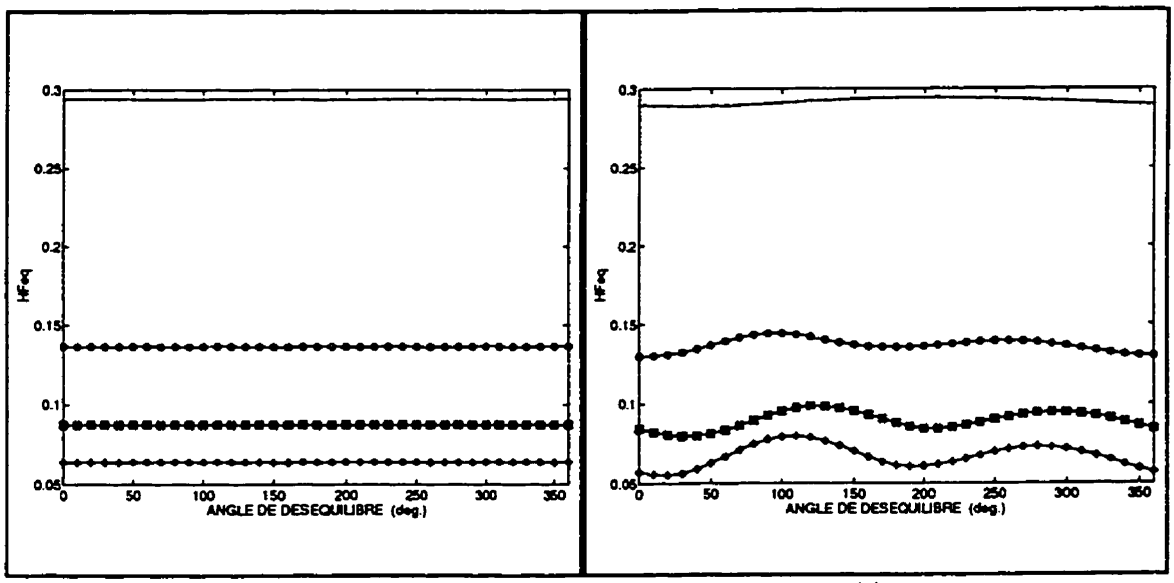


Figure 1.26 - Taux d'harmoniques de courants alternatifs en fonction de l'angle de déséquilibre β avec u=10 % et α=40°; convertisseurs: --.-- 6; --o-- 12; --*-- 18; --+-- 24; a) commande individuelle; b) commande équidistante

1.4 - Validité de la méthode utilisée pour déterminer les harmoniques ca et cc

Afin de vérifier la validité de l'utilisation des fonctions de commutation et des composantes symétriques pour l'analyse des convertisseurs ca/cc en régime déséquilibré, nous avons calculé à l'aide de MATLAB (pour l'approche par fonctions de commutation) et de EMTP les harmoniques ca et cc produits par le convertisseur à douze pulsations de la figure 1.15. Les résultats obtenus sont résumés dans les tableaux IV.1 et IV.2 donnés en annexe IV. Les résultats obtenus à l'aide des deux logiciels sont pratiquement similaires et témoignent de la validité de la méthode utilisée dans ce chapitre pour déterminer les harmoniques produits par les convertisseurs ca/cc en régime déséquilibré.

1.5 Conclusion

Ce chapitre nous aura permis de mettre en évidence le fait qu'en régime déséquilibré, les performances des convertisseurs ca/cc à thyristors se détériorent tant avec la commande individuelle qu'avec la commande équidistante. À l'aide du concept de fonctions de commutation et des composantes symétriques, nous avons développé les expressions des harmoniques de courants alternatifs et de la tension redressée qui ont permis de mettre en évidence l'influence du taux de déséquilibre de tension et de l'angle de déséquilibre sur les caractéristiques des convertisseurs ca/cc à thyristors.

L'analyse du pont de Graëtz triphasé nous révèle que la commande équidistante est supérieure à la commande individuelle en régime déséquilibré, du point de vue caractéristiques d'entrée (ca) et de sortie (cc), pour des valeurs assez élevées de l'angle d'allumage α (40°, 60° et 80°) et des valeurs de l'angle de déséquilibre ß n'approchant pas 200°.

L'analyse des convertisseurs à 12, 18 et 24 pulsations alimentés par un système déséquilibré de tensions triphasées montre que l'utilisation d'un convertisseur ca/cc à thyristors ayant un nombre de pulsations élevé ne permet pas, en régime déséquilibré, d'améliorer la qualité de la tension redressée que la commande soit individuelle ou équidistante.

CHAPITRE 2

RÉDUCTION DE LA DISTORSION HARMONIQUE À LA SORTIE DES CONVERTISSEURS CA/CC EN RÉGIME DÉSÉQUILIBRÉ

2.1 Introduction

Il ressort de l'analyse faite au chapitre 1 qu'en régime déséquilibré, la qualité de la tension redressée fournie par les convertisseurs ca/cc se détériore considérablement tant avec la commande individuelle qu'avec la commande équidistante.

Dans les applications industrielles de fortes puissances, pour réduire la distorsion harmonique à la sortie d'un convertisseur ca/cc fonctionnant sous des conditions de déséquilibre, de gros filtres passifs combinés avec des filtres actifs peuvent être nécessaires (KWON, 1992). L'accroissement de la taille des filtres pour éliminer ou réduire les harmoniques non caractéristiques de basses fréquences de la tension redressée, aurait pour inconvénients d'augmenter le poids total du convertisseur et le temps de réponse global du système (LIANG et DEWAN, 1994).

C'est pour remédier à tous ces inconvénients que nous allons proposer dans le présent chapitre une commande asymétrique des convertisseurs ca/cc tout thyristors qui permet d'éliminer les harmoniques cc non caractéritiques de basses fréquences en régime

déséquilibré.

Nous utilisons les expressions des harmoniques de la tension redressée établies dans le chapitre 1 pour le calcul des angles d'allumage de compensation. Pour résoudre les équations nonlinéaires transcendentales relatives au problème d'élimination des harmoniques cc non caractéristiques de basses fréquences, notamment ceux de rangs pairs compris entre 2 et p/2-1, nous utilisons la méthode de continuation (HUNEAULT, 1988; RICHTER et DeCARLO, 1983).

Les résultats de simulation obtenus avec MATLAB et EMTP permettent d'illustrer les performances de la commande asymétrique comparées à celles obtenues avec la commande individuelle et la commande équidistante.

2.2 Principe de la commande asymétrique pour le pont de Graëtz triphasé.

2.2.1 Principe et équations de compensation relatives au pont de Graëtz triphasé

Nous avons vu au chapitre 1 qu'un pont de Graëtz alimenté par un système déséquilibré de tensions triphasées fournit une tension redressée ayant une composante harmonique de rang 2. Par ailleurs l'analyse montre que si les tensions sont équilibrées et les réactances de commutation identiques, toute différence entre les angles d'allumage α_1, α_2 et α_3 se traduit par l'apparition du second harmonique à la sortie du pont de

Graëtz. Il y a lieu de penser que le second harmonique résultant du déséquilibre de tension peut être théoriquement éliminé si des angles d'allumage α_1, α_2 et α_3 adéquats sont utilisés. Mathématiquement, cela peut se traduire par la recherche d'angles d'allumage α_1, α_2 et α_3 pour lesquels les coefficients de Fourier A_{dm} et B_{dm} des équations (1.17b) et (1.17c) s'annulent lorsque m=2 (c'est-à-dire $A_{d2}=B_{d2}=0$). De plus, il est possible de déterminer α_1, α_2 et α_3 qui non seulement rendent A_{d2} et B_{d2} nuls mais aussi maintiennent E_d à sa valeur $E_{d\alpha}$ (tension moyenne pour u=0 et $\alpha_1=\alpha_2=\alpha_3=\alpha$). L'élimination du second harmonique cc consisterait donc en la détermination de α_1, α_2 et α_3 vérifiant le système d'équations de compensation suivant:

$$\begin{cases} E_d = E_{d\alpha} \\ A_{d2} = 0 \\ B_{d2} = 0 \end{cases} \tag{2.1a}$$

où:

$$E_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{3}\hat{E}_p}{\pi}\cos\alpha - \frac{3}{\pi}X_c I_d \tag{2.1b}$$

Nous considérons pour commencer que les réactances de commutation X_a, X_b et X_c sont connues et sont identiques. Par ailleurs, la première composante de la séquence directe e_p est prise pour référence de phase, soit $\beta_p=0$ et par conséquent $\beta=\beta_n$.

En divisant chaque membre des trois équations du système (2.1a) par $\hat{E}_p$, nous

obtenons des équations ayant pour inconnues α_1, α_2 et α_3 et pour paramètres le taux de déséquilibre u et l'angle de déséquilibre β. Le nouveau système d'équations ainsi obtenu peut être mis sous la forme suivante:

$$\begin{cases} f_1(\bar{\alpha}) = 0 \\ f_2(\bar{\alpha}) = 0 \\ f_3(\bar{\alpha}) = 0 \end{cases} \tag{2.2a}$$

où:

$$f_1(\bar{\alpha}) = (E_d - E_{d\alpha})/\hat{E}_p \tag{2.2b}$$

$$f_2(\bar{\alpha}) = A_{d2}/\hat{E}_p \tag{2.2c}$$

$$f_3(\bar{\alpha}) = B_{d2}/\hat{E}_p \tag{2.2d}$$

$$\bar{\alpha} = (\alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3)^T \tag{2.2e}$$

Sous une forme plus compacte, le système d'équations (2.2a) peut s'écrire:

$$F(\bar{\alpha}) = 0 \tag{2.3}$$

avec: $F(\bar{\alpha}) = \left(f_1(\bar{\alpha}) \ f_2(\bar{\alpha}) \ f_3(\bar{\alpha})\right)^T$.

L'équation de compensation (2.3) est à la fois nonlinéaire et transcendentale; elle

ne peut être résolue que par des techniques d'analyse numérique. Pour obtenir une convergence rapide, les valeurs initiales doivent être choisies assez proches des solutions exactes. Afin de contourner le problème que pose très souvent le choix des conditions initiales pour la résolution des systèmes d'équations transcendentales, nous utilisons la méthode de continuation.

2.2.2 Principe de la méthode de continuation et son application à la résolution de l'équation de compensation (2.3)

2.2.2.1 Principe de la méthode de continuation

Nous présentons dans cette section le principe de la méthode de continuation qui est très peu connue en ingénierie. Une excellente revue de la littérature sur le sujet est fournie par HUNEAULT (HULNEAULT, 1988) et par RICHTER et DeCARLO (RICHTER et DeCARLO, 1983).

En général, les méthodes de résolution des problèmes définis sous la forme

$F_1(\overline{x})=0$, exigent qu'un point $\overline{x}_o$ suffisamment proche de la solution $\overline{x}_1$ soit connu de telle sorte qu'un processus itératif $\overline{x}_{i+1}=\Lambda(\overline{x}_i)$ converge; autrement dit $\overline{x}_o$ doit se trouver à l'intérieur de la région faisable du processus itératif. En pratique, il peut être très difficile, voire impossible, de trouver un point initial $\overline{x}_o$ compris dans cette

région faisable particulièrement pour des systèmes d'ordre élevé.

Par contre, avec la méthode de continuation, il n'est pas nécessaire de connaître un point initial rapproché de la solution; de plus elle convient à la résolution de systèmes d'ordre élevé. L'idée qui sous-tend la méthode de continuation est relativement simple; elle consiste à subdiviser un problème donné $F(\overline{x})=0$ en une famille paramétrée de problèmes $F_t(\overline{x})=0$ avec $t\in[0,1]$, tel que $F_1(\overline{x})=F(\overline{x})=0$ soit le problème à résoudre et que $F_0(\overline{x})=0$ admette une solution connue ou facile à déterminer. L'indice t est appelé paramètre de continuation. Se basant sur la paramétrisation ainsi définie et partant du problème simple $F_0(\overline{x})=0$, t est accru progressivement jusqu'à 1. Pour la variation de t, il existe principalement deux types de méthode (RICHTER et DeCARLO, 1983):

- i) Méthode "discrète":

Avec cette méthode, l'intervalle [0,1] est partitionné afin d'obtenir une famille finie de problèmes:

$$F(\overline{x},t_i)=0, \qquad 0=t_0 < t_1 < \ldots < t_N=1 \tag{2.4}$$

Commençant avec la solution connue $\overline{x}(0)$ de l'équation $F(\overline{x},0) = 0$, $\overline{x}(t_{i+1})$ est calculé par un processus itératif local avec $\overline{x}(t_i)$ considéré comme condition initiale.

- ii) Méthode "continue" ou méthode de Davidenko:

Cette méthode consiste à différentier $F(\bar{x}(t),t)=0$ par rapport à t et, à obtenir l'équation différentielle de Davidenko:

$$F'_{\bar{x}}(\bar{x}(t),t)\frac{d\bar{x}(t)}{dt} + F'_t(\bar{x}(t),t) = \rho, \quad \bar{x}(0) = \bar{x}_0 \tag{2.5}$$

où le prime ($'$) indique une différentiation et les indices ($\bar{x}$; t) spécifient les variables de différentiation; $\bar{x}_0$ est une solution de l'équation $F(\bar{x},0)=0$.

En faisant une intégration numérique de 0 à 1, on obtient $\bar{x} = \bar{x}(1)$ solution du problème $F(\bar{x})=0$.

Puisque les expressions de E_d, A_{dm} et B_{dm} sont connues et différentiables par rapport à u (ß est fixé), c'est la méthode "continue" que nous utilisons.

L'utilisation de la méthode de continuation présente plusieurs intérêts:

- pour certains problèmes, la construction des trajectoires de solutions permet d'aboutir à la solution désirée plus rapidement et plus efficacement que par les techniques classiques;

- les trajectoires de solutions sont utiles dans des situations où le paramètre de continuation est un paramètre du système qui fluctue;
- cette méthode n'est pas restreinte dans le choix de la condition initiale.

2.2.2.2 Application de la méthode de continuation à la résolution de l'équation de compensation (2.3)

Les trajectoires des solutions α_1, α_2 et α_3 sont des lignes continues dans une certaine plage de variation de u (ß étant fixé). Les trajectoires des solutions sont donc, pour ß fixé, définies par des fonctions différentiables de u. Suivant la méthode de continuation (méthode "continue"), l'équation (2.3) peut être différentiée par rapport à u. En définissant:

$$\frac{d\bar{\alpha}}{du} = \left(\frac{d\alpha_1}{du} \; \frac{d\alpha_2}{du} \; \frac{d\alpha_3}{du} \right)^T \tag{2.6}$$

et en différentiant chaque terme de l'équation (2.3) par rapport à u, nous obtenons:

$$J(\bar{\alpha}) \frac{d\bar{\alpha}}{du} = \left(g_1(\bar{\alpha}) \; g_2(\bar{\alpha}) \; g_3(\bar{\alpha}) \right)^T \tag{2.7a}$$

où:

$$J(\overline{\alpha}) = \begin{pmatrix} \frac{\delta f_1}{\delta \alpha_1} & \frac{\delta f_1}{\delta \alpha_2} & \frac{\delta f_1}{\delta \alpha_3} \\ \frac{\delta f_2}{\delta \alpha_1} & \frac{\delta f_2}{\delta \alpha_2} & \frac{\delta f_2}{\delta \alpha_3} \\ \frac{\delta f_3}{\delta \alpha_1} & \frac{\delta f_3}{\delta \alpha_2} & \frac{\delta f_3}{\delta \alpha_3} \end{pmatrix} \tag{2.7b}$$

Par ailleurs, si nous prenons $\overline{\alpha}$ comme vecteur inconnu, (2.7a) représente un système d'équations différentielles non linéaires ordinaires qui combiné avec des conditions initiales forme le problème de Cauchy suivant:

$$J(\overline{\alpha})\frac{d\overline{\alpha}}{du} = g(\overline{\alpha}),\ \overline{\alpha}|_{u=u_o} = \overline{\alpha}_o \tag{2.8a}$$

où:

$$g(\overline{\alpha}) = \left(g_1(\overline{\alpha})\ g_2(\overline{\alpha})\ g_3(\overline{\alpha})\right)^T \tag{2.8b}$$

Si les conditions initiales $\overline{\alpha}|_{u=u_o} = \overline{\alpha}_o$ satisfont l'équation (2.3), c'est-à-dire:

$$F(\overline{\alpha}_o) = 0 \tag{2.9}$$

alors, les solutions $\overline{\alpha}(u)$ de (2.8a), qui sont des fonctions continues de u, satisfont aussi

(2.3) pour tout u pour lequel (2.8a) admet une solution, soit:

$$F(\overline{\alpha}(u)) = 0 \tag{2.10}$$

Il en résulte que, pour déterminer les angles d'allumage de compensation α_1, α_2 et α_3 dans une plage de variations de u, au lieu de résoudre le système d'équations non linéaires transcendentales (2.3), c'est plutôt le problème de Cauchy (2.8a) dont les conditions initiales satisfont (2.3) qui peut être résolu pour aboutir aux mêmes résultats.

Des conditions initiales évidentes pour le problème de Cauchy défini par l'équation (2.8a) sont décrites par le cas équilibré, c'est-à-dire:

Pour $u=u_o = 0$ et $\overline{\alpha} = \overline{\alpha}_o = (\alpha\ \alpha\ \alpha)^T$, il n'existe pas de second harmonique dans la tension redressée e_d et, $E_d = E_{d\alpha}$, $A_{d2} = 0$ et $B_{d2} = 0$; autrement dit $F(\overline{\alpha}_o) = 0$. Avec ces conditions, le problème de Cauchy devient:

$$J(\overline{\alpha})\frac{d\overline{\alpha}}{du} = g(\overline{\alpha}),\ \overline{\alpha}|_{u=0} = (\alpha\ \alpha\ \alpha)^T \tag{2.11}$$

Les expressions des dérivées partielles $\frac{\delta f_i}{\delta \alpha_i}$ ($i \in \{1, 2, 3\}$) , éléments du jacobien $J(\overline{\alpha})$, et g sont donnés en annexe III.

Pour la résolution numérique du système d'équations différentielles (2.6), la méthode de Runge-Kutta d'ordre 2 est utililisée en vertu de sa précision et de son efficacité. De plus, cette méthode est implantée dans la sous routine **od23** du logiciel MATLAB; cette sous routine a été modifiée et adaptée à la résolution du système d'équations (2.8a).

Il convient de mentionner que pour certaines valeurs de u (particulièrement pour des valeurs élevées de u) et des angles d'allumage relativement faibles, l'équation (2.4) pourrait ne pas admettre de solution. A titre indicatif, si l'angle d'allumage nominal α est égal à 0° et si u est différent de 0, l'équation (2.3) n'admet pas de solution. Lorsque (2.3) n'admet pas de solution, suivant les exigences de la charge à courant continu, soit les angles d'allumage sont tous maintenus égaux à l'angle d'allumage nominal α, soit α est accru (à l'intérieur des limites raisonnables, inférieur à 90° en mode redresseur par exemple) jusqu'à ce qu'il soit possible d'obtenir des angles d'allumage de compensation.

2.3 Équations de compensation pour les convertisseurs ca/cc à nombre de pulsations supérieur ou égal à 12

2.3.1 Équations de compensation pour un convertisseur à douze pulsations

Le convertisseur à douze pulsations constitué par deux ponts de Graëtz triphasé est caractérisé par six angles d'allumage. En particulier pour le convertisseur de la figure 1.15, ces angles sont désignés par α_{11}, α_{12} et α_{13} pour le pont 1 et par α_{21}, α_{22} et α_{23} pour le pont 2. L'élimination des second et quatrième harmoniques à la sortie du convertisseur dodécaphasé consiste à déterminer des angles qui répondent au problème formulé par:

Déterminer α_{11}, α_{12}, α_{13}, α_{21}, α_{22} et α_{23} tels que, en régime déséquilibré:

- la tension moyenne à la sortie soit égale à $E_{d\alpha}$;
- les amplitudes des deuxième et quatrième harmoniques de la tension redressée soient nulles;
- l'un des coefficients de Fourier du $6^{ième}$ harmonique soit nul (notamment $A_{d6} = 0$);

Une méthode optimale consisterait plutôt à chercher des angles d'allumage de compensation qui minimisent la quantité $\sqrt{A_{d6}^2 + B_{d6}^2}$, mais cela compliquerait davantage la résolution du problème; néanmoins la recherche des angles d'allumage qui

annulent le coefficient A_{d6} est relativement simple et les résultats obtenus sont, comme nous le verrons, satisfaisants.

Pour résoudre le problème à six degrés de liberté, nous avons adopté la procédure suivante:

- nous cherchons les angles d'allumage α_{1k} et α_{2k} (k=1, 2, 3) qui satisfont le système d'équations de compensation suivant:

$$\begin{cases} E_d = E_{d\alpha} \\ A_{d2} = 0 \\ B_{d2} = 0 \\ A_{d4} = 0 \\ B_{d4} = 0 \\ A_{d6} = 0 \end{cases} \qquad (2.12a)$$

où:

$$E_{d\alpha} = \frac{6\sqrt{3}\hat{E}_p}{\pi}\cos\alpha - \frac{3}{\pi}(X_y + X_z)I_d \qquad (2.12b)$$

avec, X_y et X_z qui représentent les moyennes des trois réactances de commutation des ponts de Graëtz connectés aux transformateurs dont les enroulements sont couplés respectivement en Y(0°) et Z(-30°).

Suivant l'approche utilisée pour le pont de Graëtz à la section 2.2, on transforme le système d'équations (2.12a) en un problème de Cauchy.

2.3.2 Équations de compensation pour un convertisseur à dix-huit pulsations

L'élimination des deuxième, quatrième, sixième et huitième harmoniques à la sortie du convertisseur ca/cc à dix-huit pulsations consiste à déterminer les neuf angles d'allumage qui vérifient le système de neuf équations défini par:

$$\begin{cases} E_d = E_{d\alpha} \\ A_{d2} = 0 \\ B_{d2} = 0 \\ \text{------} \\ A_{d8} = 0 \\ B_{d8} = 0 \end{cases} \tag{2.13a}$$

où:

$$E_{d\alpha} = \frac{9\sqrt{3}\hat{E}_p}{\pi}\cos\alpha - \frac{3}{\pi}(X_y + X_z + X_{lz})I_d \tag{2.13b}$$

avec, X_y, X_z et X_{lz} qui représentent les moyennes des trois réactances de commutation des ponts de Graëtz connectés aux transformateurs dont les enroulements sont couplés respectivement en Y(0°) et Z(-20°) et Z(+20).

La procédure de résolution du système d'équations (2.13a) est similaire à celle du système (2.1a) relatif au pont de Graëtz triphasé.

2.3.3 Équations de compensation pour un convertisseur à 24 pulsations

L'élimination des deuxième, quatrième, sixième, huitième et dixième harmoniques à la sortie du convertisseur quadrihexaphasé consiste à déterminer les douze angles d'allumage α_{11}, α_{12}, α_{13}, α_{21}, α_{22}, α_{23}, α_{21}, α_{22}, α_{23}, α_{31}, α_{32} et α_{33} qui répondent au problème formulé comme suit:

Déterminer α_{11}, α_{12}, α_{13}, α_{21}, α_{22}, α_{23}, α_{31}, α_{32}, α_{33}, α_{41}, α_{42} et α_{43} tels que, en régime déséquilibré:

- la tension moyenne à la sortie soit égale à $E_{d\alpha}$;
- les $2^{ième}$, $4^{ième}$, $6^{ième}$, $8^{ième}$ et $10^{ième}$ harmoniques de la tension redressée soient nuls;
- l'un des coefficients de Fourier du $12^{ième}$ harmonique soit nul (notamment A_{d12}=0);

Une fois de plus une méthode optimale consisterait plutôt à chercher des angles d'allumage de compensation qui minimisent la quantité $\sqrt{A_{d12}^2 + B_{d12}^2}$, mais cela compliquerait davantage le problème; néanmoins la recherche des angles d'allumage qui annulent le coefficients A_{d12} est relativement simple et les résultats obtenus sont

satisfaisants.

Pour résoudre ce problème à douze degrés de liberté, nous avons adopté la procédure suivante:

- dans un premier temps, nous cherchons les angles d'allumage de compensation α_{1k}, α_{2k}, α_{3k} et α_{4k} (k=1, 2, 3) qui satisfont le système d'équations de compensation suivant:

$$\begin{cases} E_d = E_{d\alpha} \\ A_{d2} = 0 \\ B_{d2} = 0 \\ \text{-------} \\ A_{d10} = 0 \\ B_{d10} = 0 \\ A_{d12} = 0 \end{cases} \tag{2.14a}$$

où:

$$E_{d\alpha} = \frac{12\sqrt{3}\hat{E}_p}{\pi}\cos\alpha - \frac{3}{\pi}(X_y + X_z + X_{1z} + X_{2z})I_d \tag{2.14b}$$

avec, X_y, X_z, X_{1z} et X_{2z} qui représentent les moyennes des trois réactances de commutation des ponts de Graëtz connectés aux transformateurs dont les enroulements sont couplés respectivement en Y(0°), Z(-30°), Z(+15) et Z(-15).

Nous transformons le système d'équations (2.14a) en un problème de Cauchy afin de déterminer les angles d'allumage de compensation.

2.3.4 Procédure générale de détermination des angles d'allumage de compensation pour un convertisseur ca/cc à p pulsations (p = 6k, k=2,3...; p ≥ 12)

La procédure de détermination des angles d'allumage de compensation à la sortie d'un convertisseur à p pulsations fonctionnant en régime déséquilibré (source triphasée de tensions sinusoïdales déséquilibrées, réactances de commutation non identiques) peut être décrite comme suit:

1) Si p = 6k avec k impair;

a) Si les réactances de commutation sont identiques;

i) Écrire le système de p/2 équations de compensation soit,

$$\begin{cases} E_d = E_{d\alpha} \\ A_{d2} = 0 \\ B_{d2} = 0 \\ \text{---------} \\ A_{d(p/2-1)} = 0 \\ B_{d(p/2-1)} = 0 \end{cases} \qquad (2.15a)$$

où:

$$E_{d\alpha} = \frac{3n_p\sqrt{3}\hat{E}_p}{\pi}\cos\alpha - \frac{3}{\pi}(X_y+X_z+X_{1z}+X_{2z}+\ldots+X_{(n_p-2)z})I_d \qquad (2.15b)$$

ii) Transformer le système d'équations en i) (méthode de continuation) en un problème de Cauchy dont les conditions initiales sont définies par

$\overline{\alpha}_0 = (\alpha...\alpha)^T$ ($\overline{\alpha}_0$ a p/2 éléments);

iii) Résoudre le problème de Cauchy défini en ii) (la sous-routine **ode23** de **MATLAB** permet de résoudre ce problème);

b) Si les réactances de commutation ne sont pas identiques;

i) Déterminer la solution $\overline{\alpha'}_0 = (\alpha_{01}...\alpha_{0p/2})^T$ du système d'équations décrit en 1)a)i) en supposant le taux de déséquilibre u et l'angle de déséquilibre ß nuls (la sous-routine **fsolve** de **MATLAB** permet de résoudre des systèmes d'équations nonlinéaires transcendantales);

ii) Transformer le système d'équations précédent en un problème de Cauchy dont les conditions initiales sont définies par $\overline{\alpha'}_0 = (\alpha_{01}...\alpha_{0p/2})^T$

($\overline{\alpha}'_0$ a p/2 éléments);

2) Si p = 6k avec k pair;

a) Si les réactances de commutation sont identiques;

i) Écrire le système de p/2 équations de compensation soit,

$$\begin{cases} E_d = E_{d\alpha} \\ A_{d2} = 0 \\ B_{d2} = 0 \\ \text{---------} \\ A_{d(p/2-2)} = 0 \\ B_{d(p/2-2)} = 0 \\ A_{d(p/2-1)} = 0 \end{cases} \tag{2.16a}$$

où:

$$E_{d\alpha} = \frac{3n_p\sqrt{3}\hat{E}_p}{\pi}\cos\alpha - \frac{3}{\pi}(X_y+X_z+X_{1z}+X_{2z}+\ldots+X_{(n_p-2)z})I_d \tag{2.16b}$$

ii) Exécuter les étapes ii) et iii) de 1-a);

b) Si les réactances de commutation ne sont pas identiques;

i) Exécuter les étapes i) ii) de 1-b)

Des programmes relatifs aux convertisseurs ca/cc à 6, 12, 18 et 24 pulsations, basés sur l'algorithme qui vient d'être décrit, ont été développés à l'aide du logiciel MATLAB pour la détermination des angles d'allumage de compensation en régime déséquilibré.

2.4 - Influence de quelques paramètres sur les angles de compensation

2.4.1 - Influence de l'angle de déséquilibre sur les angles de compensation

Quelques calculs et représentations graphiques relatifs au pont de Graëtz triphasé nous ont permis de constater que pour un taux de déséquilibre u et un angle d'allumage α donnés, les trois angles d'allumage de compensation solutions de l'équation (2.4) subissent une permutation cyclique lorsque l'angle de déséquilibre ß est varié de 120° entre 0° et 360°. La figure 2.1 montre les variations des angles de compensation α_1, α_2 et α_3 avec l'angle de déséquilibre ß (ß allant de 0° à 360°) pour un angle d'allumage nominal α égal à 60°. Les courbes de la figure 2.1 ont été obtenues pour différentes valeurs du taux de déséquilibre u soit, 0,03, 0,09 et 0,15; ce en négligeant le phénomème d'empiètement (soit $X_a=X_b=X_c=0$ p.u.).

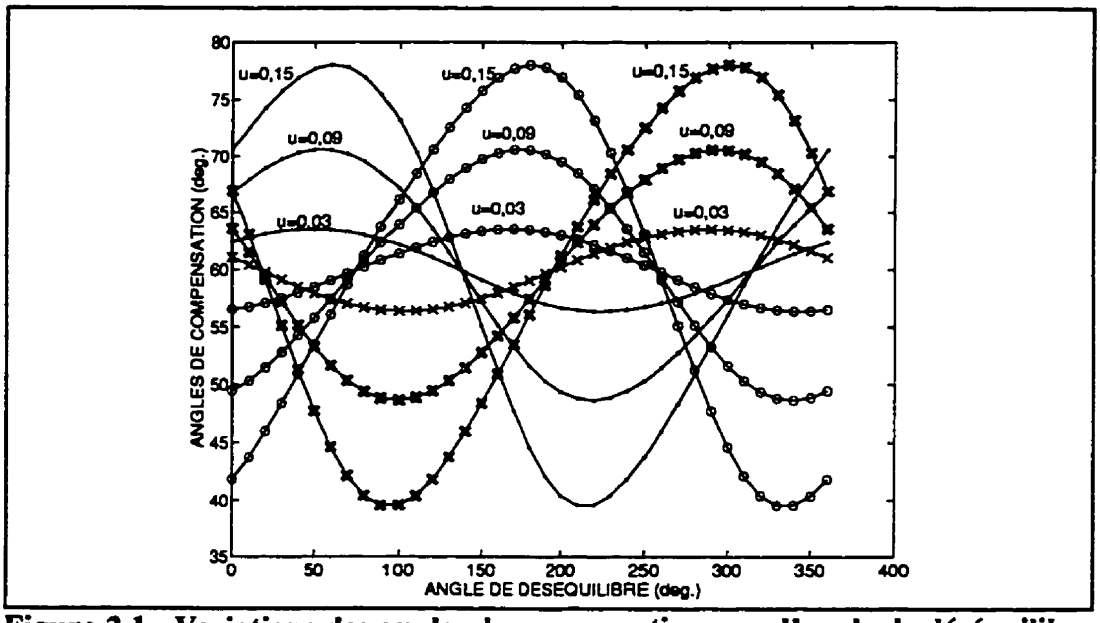


Figure 2.1 - Variations des angles de compensation avec l'angle de déséquilibre ß: ---.--- α_1; ---o--- α_2; ---x--- α_3

La figure 2.1 illustre le fait que pour un taux de déséquilibre u donné, si les angles d'allumage de compensation sont connus pour toutes les valeurs de ß comprises entre 0° et 120°, nous pouvone pouvons par permutations cycliques en déduire les angles d'allumage de compensation pour toutes les valeurs de ß comprises entre 120° et 360°. Plus précisement, si $\alpha_1=\alpha_a$, $\alpha_2=\alpha_b$ et $\alpha_3=\alpha_c$ sont les angles d'allumage de compensation pour un angle de déséquilibre ß compris entre 0° et 120° ($0° \leq ß < 120°$) alors, pour ß+120°, les angles de compensation sont déterminés par $\alpha_1=\alpha_c$, $\alpha_2=\alpha_a$ et $\alpha_3=\alpha_b$ (grâce à une permutation à droite) et, pour ß+240°, les angles de compensation sont déterminés par $\alpha_1=\alpha_b$, $\alpha_2=\alpha_c$ et $\alpha_3=\alpha_a$ (grâce à une permutation à gauche). Ces différentes permutations faciliteront l'estimation des angles d'allumage de compensation par krigeage dual, méthode d'interpolation qui sera abordée au chapitre suivant.

2.4.2 Influence des réactances de commutation sur les angles de compensation

Les angles d'allumage de compensation sont non seulement fonction de u et de ß, mais aussi fonction du courant I_d de charge et des réactances de commutation (autrement dit des angles d'empiètement). La figure 2.2 illustre les variations des angles de compensation avec la réactance de commutation; la réactance de commutation varie entre 0 p.u. et 0,4 p.u. (cette valeur de 0,4 p.u. est typique des réseaux alternatifs "faibles" c'est-à-dire ayant un rapport de court-circuit relativement réduit). Les courbes de la figure 2.2 ont été obtenues avec les données suivantes: u=0,09, ß=75°, Id=1 p.u. et pour différentes valeurs de l'angle d'allumage nominal α, soit 30°, 60° et 80° avec le pont de Graëtz triphasé. Ces courbes révèlent que les angles d'allumage de compensation varient très peu lorsque les valeurs de la réactance de commutation restent faibles, surtout lorsque l'angle d'allumage nominal α est élevé. Notamment pour des réseaux ca "forts" (ayant un rapport de court-circuit relativement élevé) les réactances de commutation sont réduites et peuvent être négligées (supposées nulles) lors du calcul des angles d'allumage de compensation.

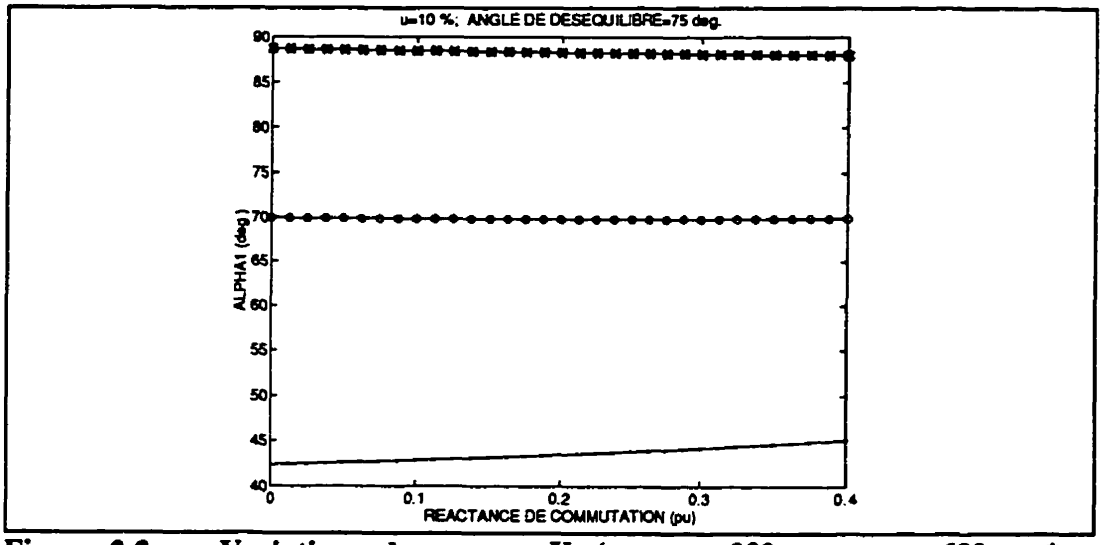


Figure 2.2-a - Variations de α_1 avec X_e (---.--- α=30°; ---o--- α=60°; ---*--- α=80°)

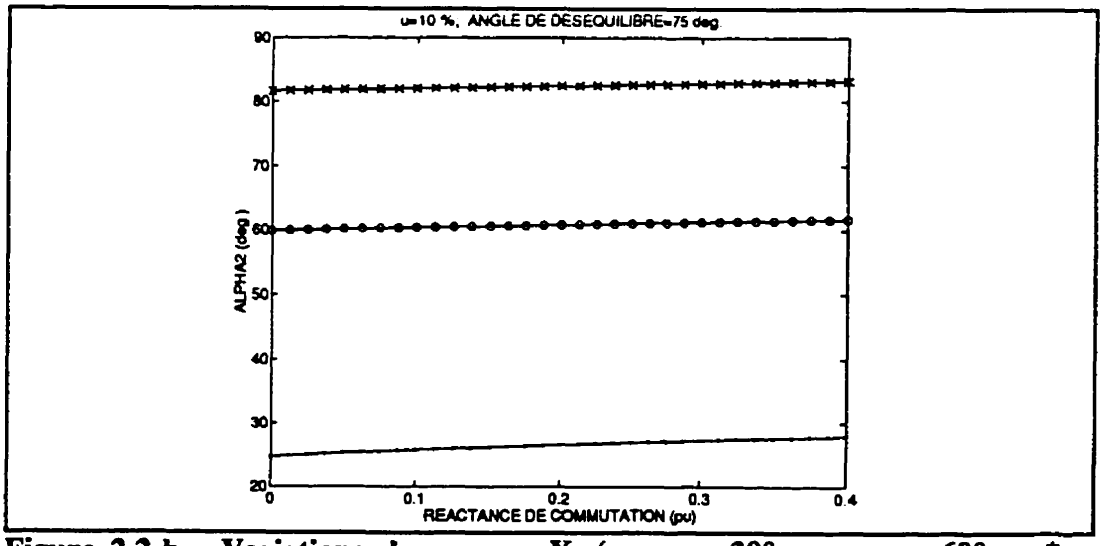


Figure 2.2-b - Variations de α_2 avec X_e (---.--- α=30°; ---o--- α=60°; ---*--- α=80°)

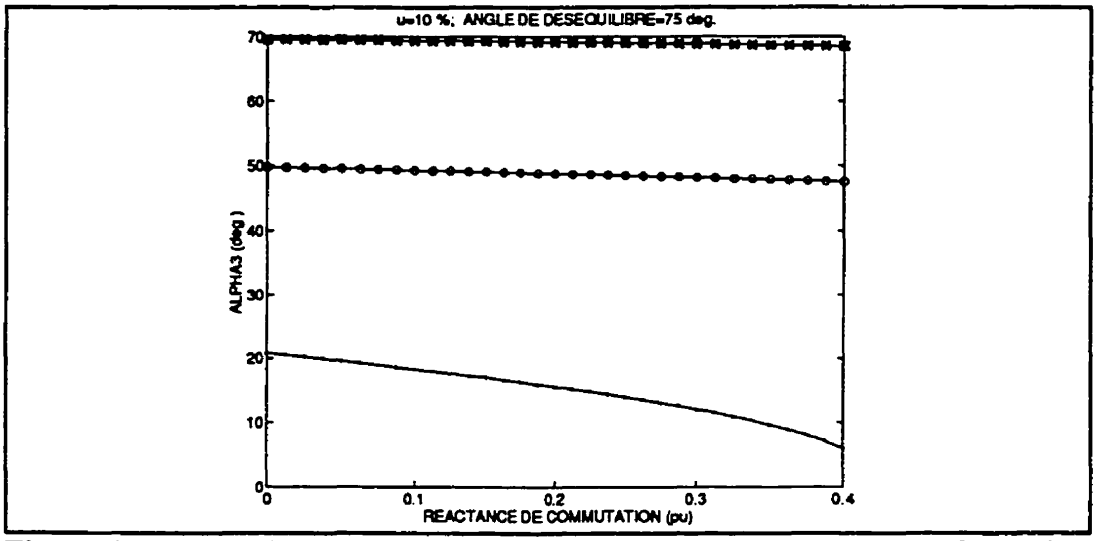


Figure 2.2-c - Variations de α_3 avec X_e (---.--- α=30°; ---o--- α=60°; ---*--- α=80°)

2.5 Évaluation de la performance de la commande asymétrique

Les performances de la méthode de commande asymétrique ont déjà été présentées par l'auteur et d'autres (NGANDUI, OLIVIER, APRIL et GUIMARAES, 1995) pour les convertisseurs à 6, 12, 18 et 24 pulsations. Afin de ne pas alourdir le texte, nous présentons surtout les résultats obtenus avec le convertisseur à 12 pulsations. Afin de comparer la méthode de commande asymétrique avec les méthodes de commande individuelle et équidistante, les courbes de simulation obtenues avec MATLAB et EMTP et relatives aux trois méthodes sont présentées dans cette section.

Le programme développé avec MATLAB et relatif au convertisseur dodécaphasé

suivant l'algorithme décrit à la section 2.3.4 a permis de calculer les angles d'allumage de compensation pour des valeurs du taux de déséquilibre u comprises entre 0 et 0,2, pour un angle de déséquilibre β de 75°, et un angle d'allumage nominal α de 60°. Les autres données (courant de charge I_d, réactances de commutation) restent celles utilisées pour le calcul des caractéristiques du convertisseur dodécaphasé au chapitre 1. Le tableau 2.1 présente les différentes valeurs d'angles d'allumage de compensation calculées.

Tableau 2.1 - Angles d'allumage de compensation d'un convertisseur ca/cc à 12 pulsations pour différents taux de déséquilibre

u	α_{11}(°)	α_{12}(°)	α_{13}(°)	α_{21}(°)	α_{22}(°)	α_{23}(°)
0	60	60	60	60	60	60
0,0016	60,1616	60,0020	59,8362	59,9993	60,1629	59,8378
0,0141	60,1616	60,0122	58,5275	59,9875	61,4675	58,5373
0,0266	62,7406	60,0122	57,2226	59,9645	62,7739	57,2311
0,0391	64,0268	60,0030	55,9231	59,9290	64,0814	55,5941
0,0516	65,3123	59,9852	54,6314	59,8795	65,3894	54,5941
0,0641	66,5979	59,9596	53,3502	59,8141	66,6972	53,2590
0,0766	67,8848	59,9265	52,0831	59,7306	68,0047	51,9093
0,0891	69,1735	59,8865	50,8347	59,6262	69,3117	50,5419
0,1016	70,4650	59,8399	49,6104	59,4978	70,6181	49,1530
0,1141	71,7598	59,7871	48,4173	59,3413	71,9239	47,7380
0,1266	73,0589	59,7285	47,2642	59,1519	73,2293	46,2913
0,1391	74,3628	59,6642	46,1679	58,9239	74,5345	44,8059
0,1516	75,6725	59,5945	45,1240	58,6505	75,8398	43,2729
0,1641	76,9888	59,5196	44,1674	58,3234	77,1456	41,6802
0,1766	78,3129	59,4397	43,3136	57,9333	78,4523	40,0115
0,1891	79,6463	59,3549	42,5897	57,4694	79,7605	38,2433
0,2000	80,8222	59,2767	42,0913	56,9930	80,9069	36,5866

Connaissant pour chaque valeur de u, les angles d'allumage de compensation, les harmoniques de la tension redressée et des courants alternatifs peuvent être déterminés grâce aux différentes expressions établies au chapitre 1; ceci permet d'évaluer les performances de la commande asymétrique.

2.5.1 Résultats obtenus avec MATLAB

2.5.1.1 Tension moyenne du convertisseur dodécaphasé

Pour la commande asymétrique, les angles d'allumage de compensation indiqués au tableau 2.1 ont été utilisés pour le calcul des harmoniques. Quant aux commandes individuelle et équidistante, l'angle d'allumage nominal α=60° a été utilisé.

Les figures 2.3 à 2.8 illustrent les performances de l'algorithme d'élimination des deuxième et quatrième harmoniques à la sortie du convertisseur dodécaphasé. Les données de simulation sont celles utilisées dans le chapitre 1 avec un angle d'allumage nominal égal à 60°.

Les figures 2.3 et 2.4 montrent les variations de E_d respectivement avec le taux de déséquilibre u et l'angle de déséquilibre ß avec et sans commande asymétrique. Nous constatons qu'avec la commande asymétrique, la tension moyenne reste constante telle que prédite par l'équation (2.1a).

Les figures 2.3 et 2.4 mettent en évidence le fait qu'avec la commande équidistante, la tension moyenne varie respectivement avec u et ß; la figure 2.4 met en évidence une variation de la tension moyenne E_d de l'ordre de 40 % lorsque ß passe de 0° à 180°.

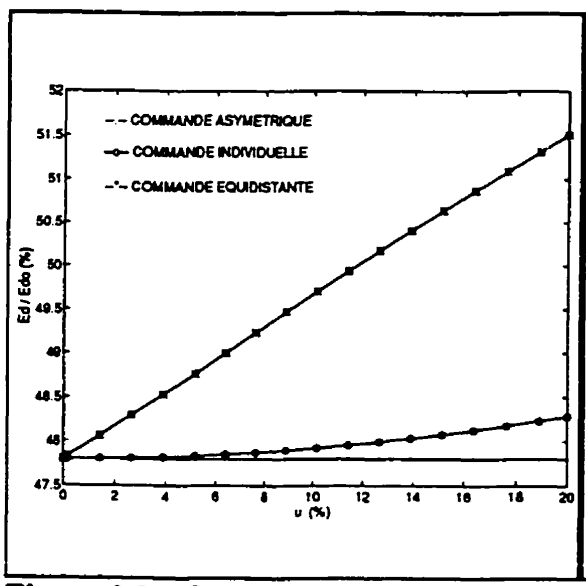


Figure 2.3 - Convertisseur dodécaphasé: tension moyenne en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°)

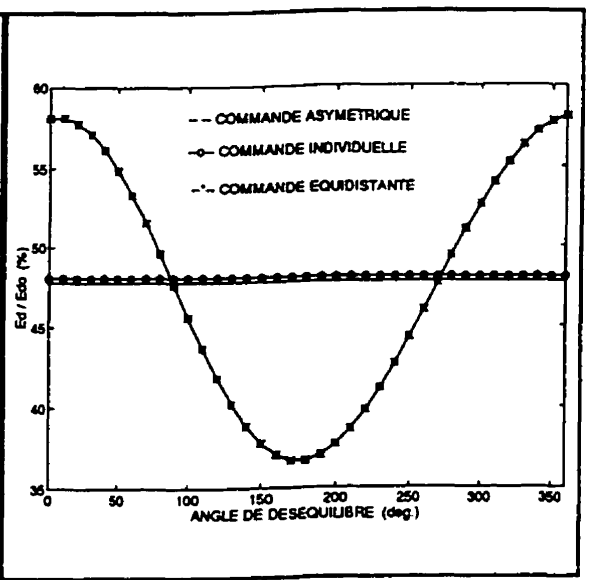


Figure 2.4 - Convertisseur dodécaphasé: tension moyenne en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %, α=60°)

2.5.1.2 Taux de distorsion DF_1 et DF_2 du convertisseur dodécaphasé

Les figures 2.5 à 2.8 illustrent les variations de DF_1 et de DF_2 avec le taux de déséquilibre et l'angle de déséquilibre. Il ressort de ces figures qu'avec la commande asymétrique, on obtient des taux de distorsion réduits.

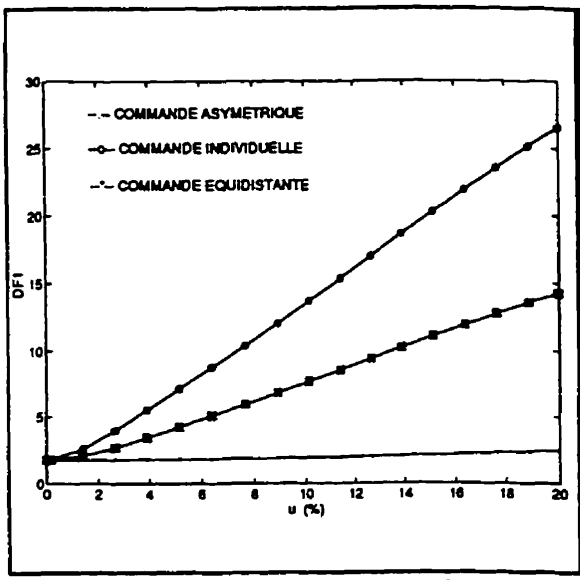


Figure 2.5 - Convertisseur dodécaphasé: taux de distorsion DF_1 en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°)

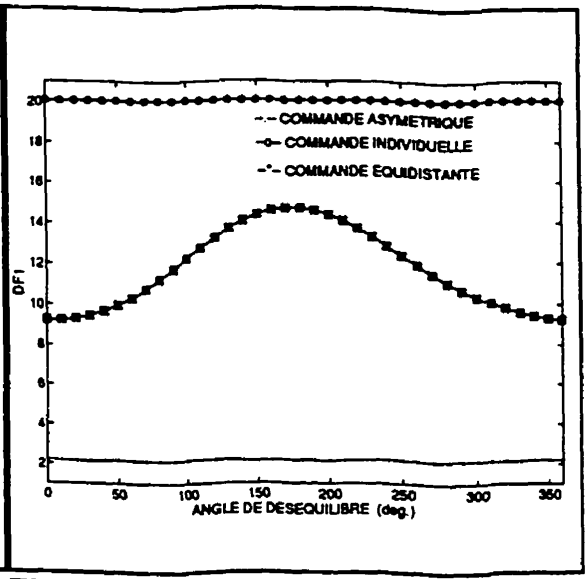


Figure 2.6 - Convertisseur dodécaphasé: taux de distorsion DF_1 en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; α=60°)

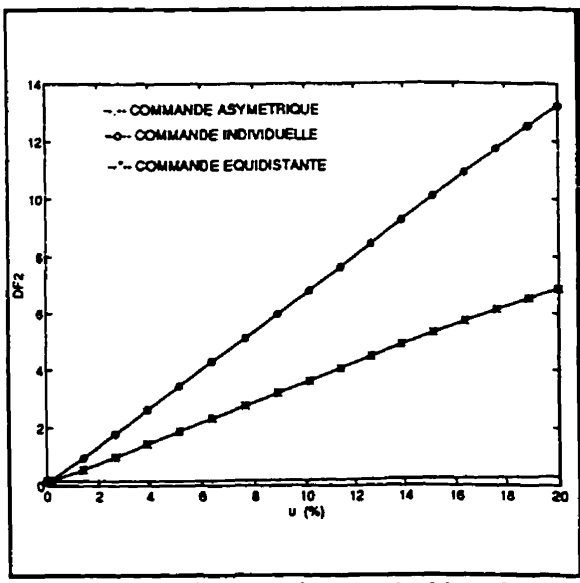


Figure 2.7 - Convertisseur dodécaphasé: taux de distorsion DF_2 en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°)

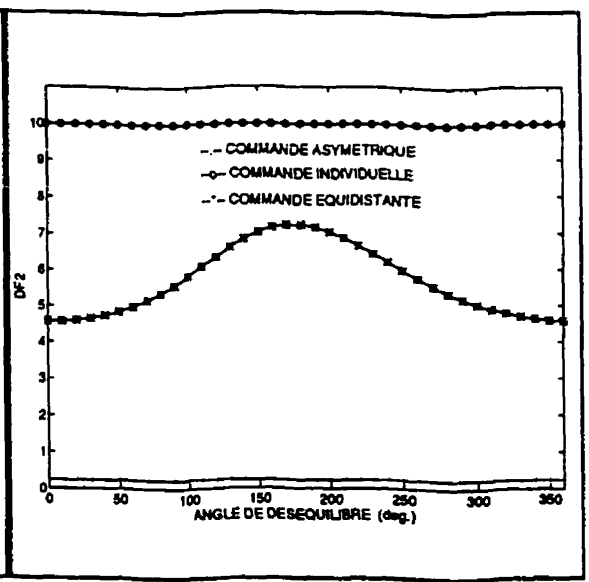


Figure 2.8 - Convertisseur dodécaphasé: taux de distorsion DF_2 en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; α=60°)

2.5.1.3 Caractéristiques des courants d'entrée du convertisseur à douze pulsations

2.5.1.3.1 Harmonique de courant équivalent de rang trois du convertisseur dodécaphasé

Les figures 2.9 et 2.10 montrent que c'est avec la commande asymétrique que l'on obtient les valeurs les plus élevées de l'harmonique de courant équivalent de rang trois.

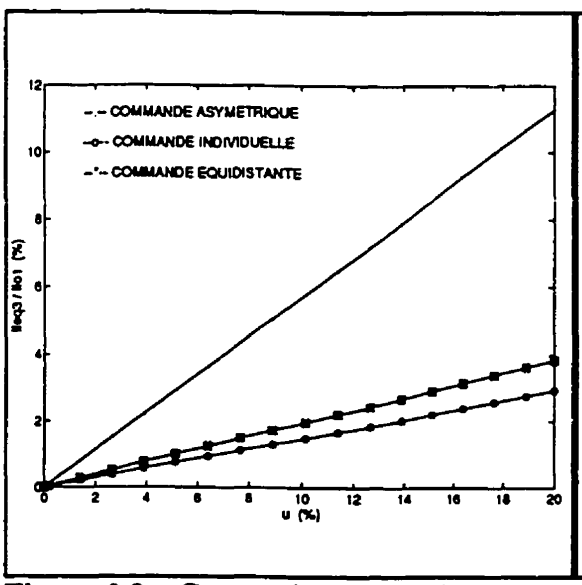


Figure 2.9 - Convertisseur dodécaphasé: 3ième harmonique équivalent en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°)

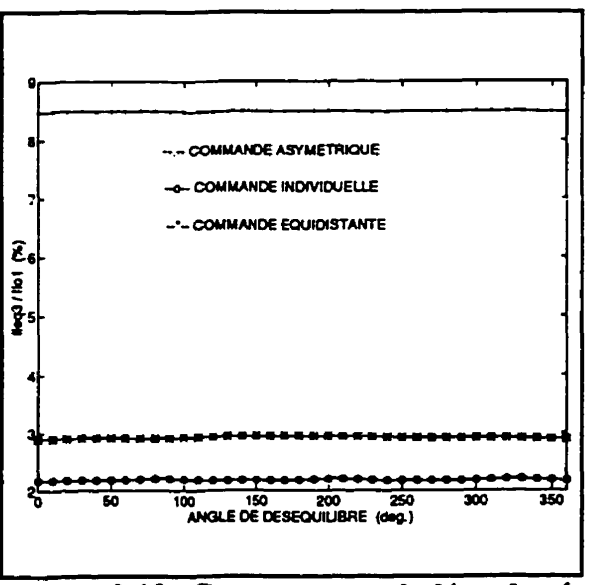


Figure 2.10 - Convertisseur dodécaphasé: 3ième harmonique équivalent en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; α=60°)

2.5.1.3.2 Taux d'harmoniques de courant équivalent du convertisseur dodécaphasé

La figure 2.12 montre que c'est avec la commande asymétrique que les valeurs du taux d'harmoniques de courant équivalent sont légèrement plus élevées sur une grande plage de valeurs de l'angle de déséquilibre ß.

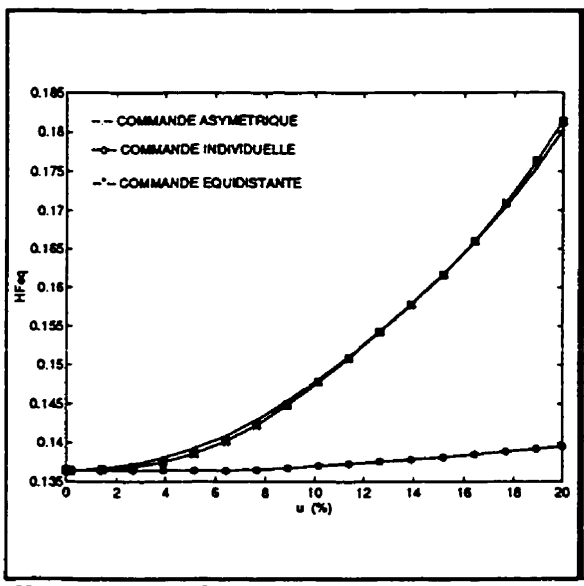


Figure 2.11 - Convertisseur dodécaphasé: taux d'harmoniques équivalent en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°)

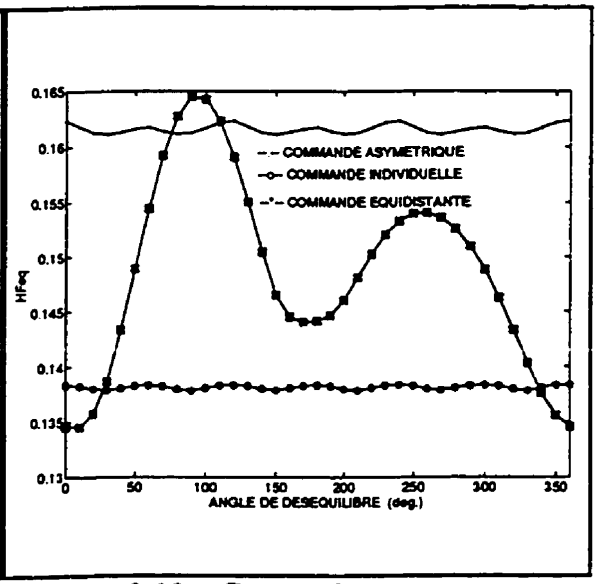


Figure 2.12 - Convertisseur dodécaphasé: taux d'harmoniques équivalent en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; α=60°)

2.5.1.3.3 Facteur de puissance primaire du convertisseur dodécaphasé

Nous comparons ici les facteurs de puissance primaires obtenus avec les méthodes de commande classiques et la méthode de commande asymétrique. L'expression du facteur de puissance primaire FP est donnée par:

$$FP = \frac{P}{S} \tag{2.17a}$$

où: P est la puissance active et S la puissance apparente primaire; en négligeant les pertes, l'expression de la puissance active est donnée par:

$$P = E_d I_d \tag{2.17b}$$

Quant à la puissance apparente, elle a pour expression:

$$S = E_{AN} I_{lA} + E_{BN} I_{lB} + E_{CN} I_{lC} \tag{2.17c}$$

où:

E_{AN}, E_{BN} et E_{CN} sont les tensions efficaces phase-neutre primaires;

I_{lA}, I_{lB} et I_{lC} sont les courants efficaces de lignes primaires exprimés par:

$$I_{IX} = \sqrt{\left(\sum_{n=1}^{n=51} I_{IXn}^2\right)}; \quad X = A, B, C \tag{2.18}$$

Les figures 2.13 et 2.14 montrent qu'avec les méthodes de commande classiques, le facteur de puissance est fonction de u et ß alors qu'avec la commande asymétrique, il ne varie pratiquement pas. Nous constatons par ailleurs que lorsque ß est compris entre 90° et 270°, c'est la commande asymétrique qui offre le meilleur facteur de puissance.

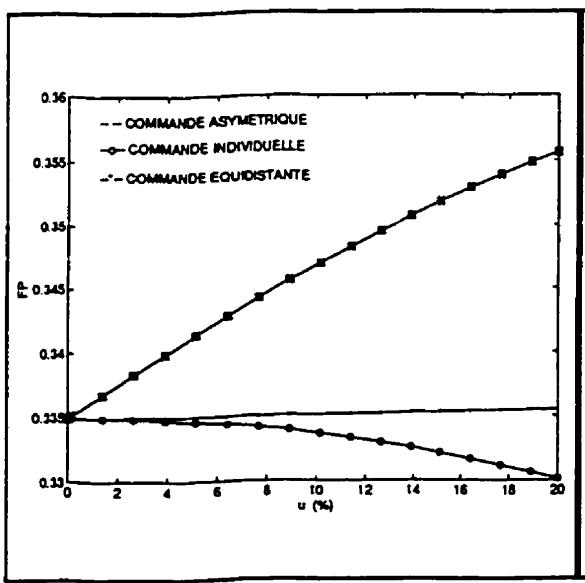


Figure 2.13 - Convertisseur dodécaphasé: facteur de puissance primaire en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°)

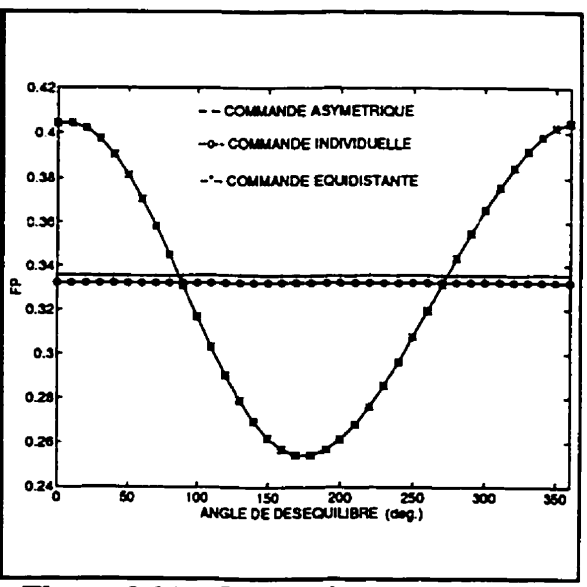


Figure 2.14 - Convertisseur dodécaphasé: facteur de puissance primaire en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %, α=60°)

2.5.1.4 Comparaison des performances des convertisseurs à 6, 12, 18 et 24 pulsations obtenues avec la commande asymétrique

Afin de vérifier si en régime déséquilibré avec la commande asymétrique les performances du convertisseur s'améliorent avec l'augmentation du nombre de pulsations, les variations de DF_1, DF_2, Il_{eq3} et HF_{eq} avec u et ß ont été calculées pour les convertisseurs à 6, 12, 18 et 24 pulsations et représentées graphiquement.

2.5.1.4.1 Taux de distorsions DF_1 et DF_2 des convertisseurs à 6, 12, 18 et 24 pulsations

Les figures 2.15 à 2.18 mettent en évidence le fait qu'avec la commande asymétrique l'augmentation du nombre de pulsations permet de réduire les taux de distorsion, autrement dit, permet d'améliorer la qualité de la tension redressée. Une justification se trouve dans le fait que, suivant les équations de compensation établies dans la section 2.2, en passant d'un convertisseur de nombre de pulsations réduit à un convertisseur de nombre de pulsations plus grand, il est possible d'éliminer davantage d'harmoniques cc non caractéristiques.

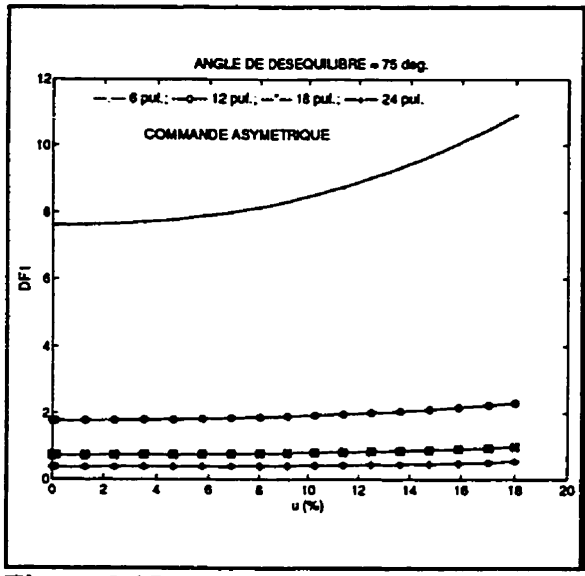


Figure 2.15 - convertisseurs à p pulsations et commande asymétrique: DF_1 en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°)

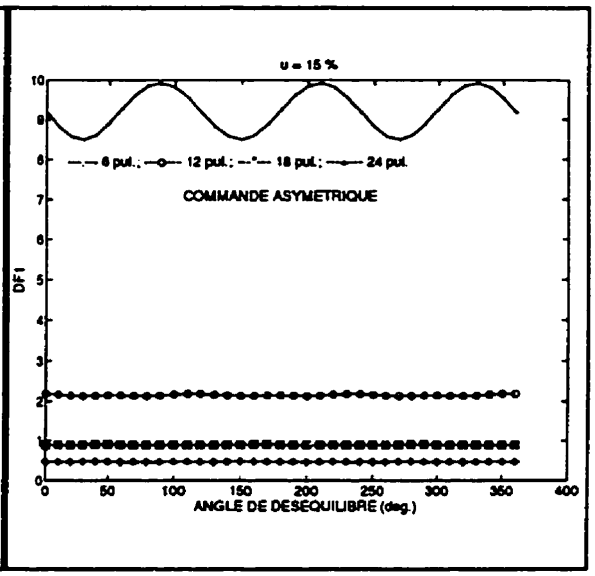


Figure 2.16 - Convertisseurs à p pulsations et commande asymétrique: DF_1 en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; α=60°)

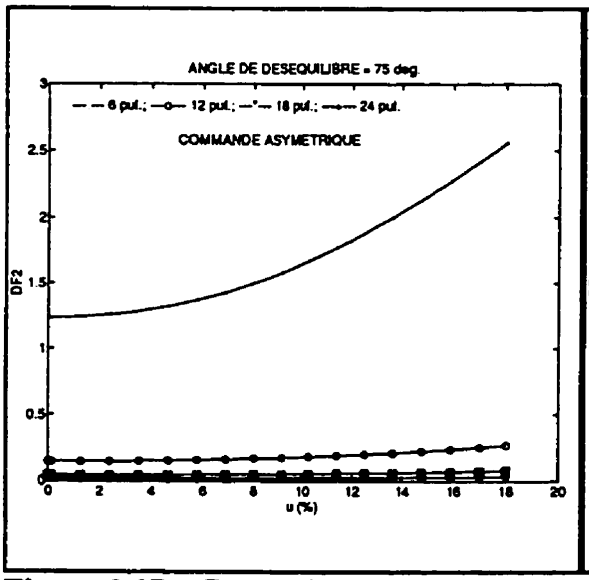


Figure 2.17 - Convertisseurs à p pulsations et commande asymétrique: DF_2 en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°)

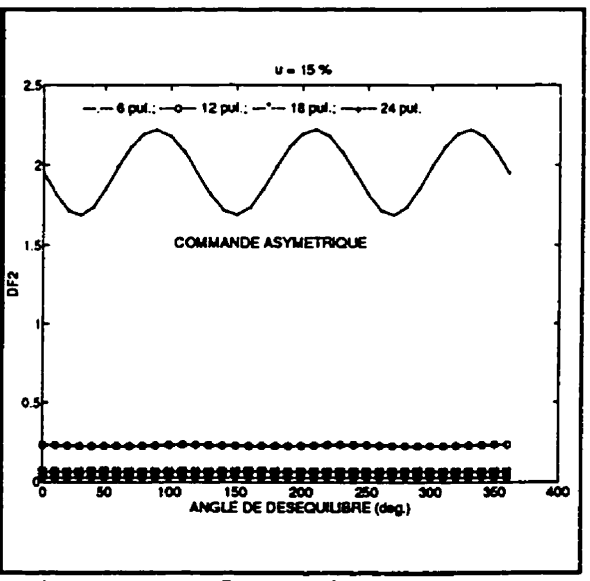


Figure 2.18 - Convertisseurs à p pulsations et commande asymétrique: DF_2 en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; α=60°)

2.5.1.4.2 Harmonique de courant équivalent de rang trois des convertisseurs à 6, 12, 18 et 24 pulsations

Les figures 2.19 et 2.20 montrent qu'avec la commande asymétrique, en régime déséquilibré, en passant d'un convertisseur à six pulsations à un convertisseur de nombre de pulsations élevé, l'amplitude du courant harmonique de rang trois se trouve réduite.

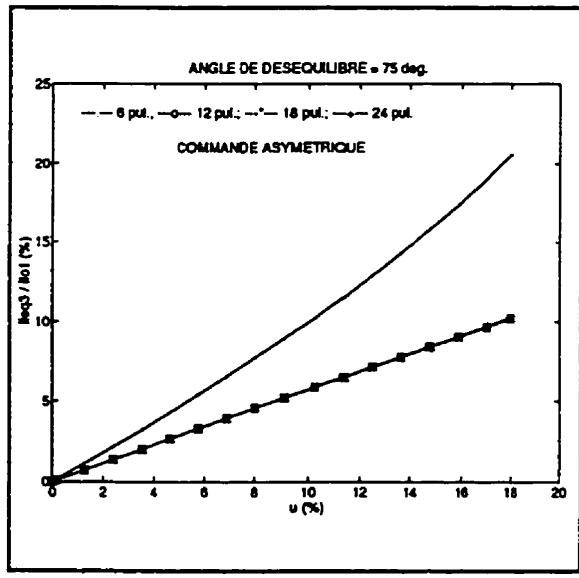


Figure 2.19 - Convertisseurs à p pulsations: 3ième harmonique équivalent en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°)

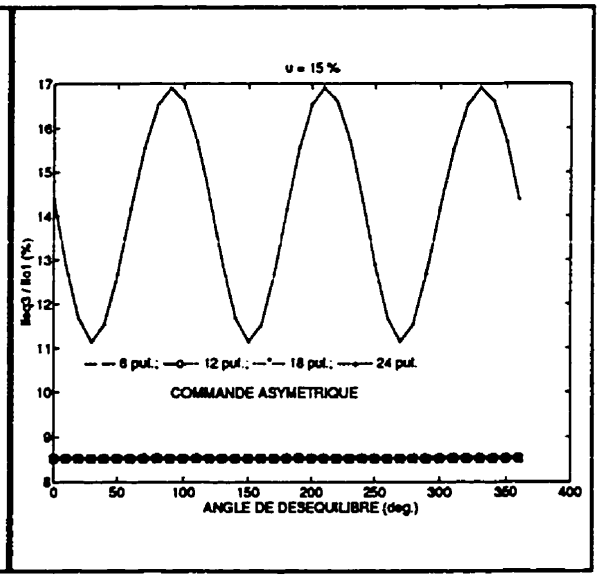


Figure 2.20 - Convertisseurs à p pulsations: 3ième harmonique équivalent en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; α=60°)

2.5.1.4.3 Taux d'harmoniques de courant équivalent des convertisseurs à 6, 12, 18 et 24 pulsations

Les figures 2.21 et 2.22 montrent qu'avec la commande asymétrique, en régime déséquilibré, en passant d'un convertisseur de nombre de pulsations réduit à un convertisseur de nombre de pulsations plus grand, le taux d'harmoniques équivalent se trouve réduit.

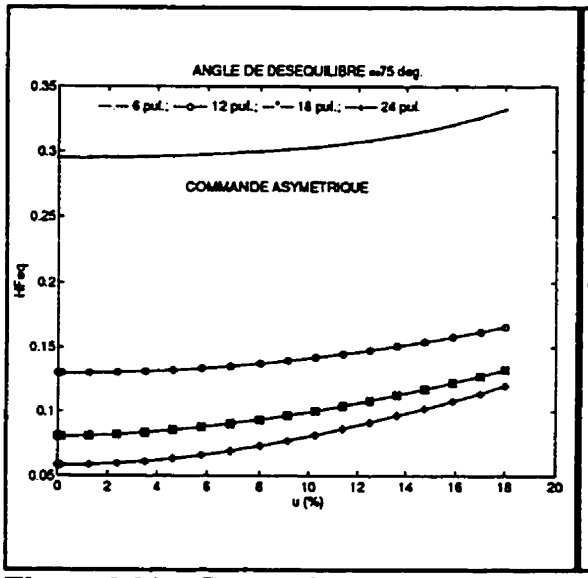


Figure 2.21 - Convertisseurs à p pulsations: taux d'harmoniques équivalent en fonction du taux de déséquilibre u (β=75°; α=60°)

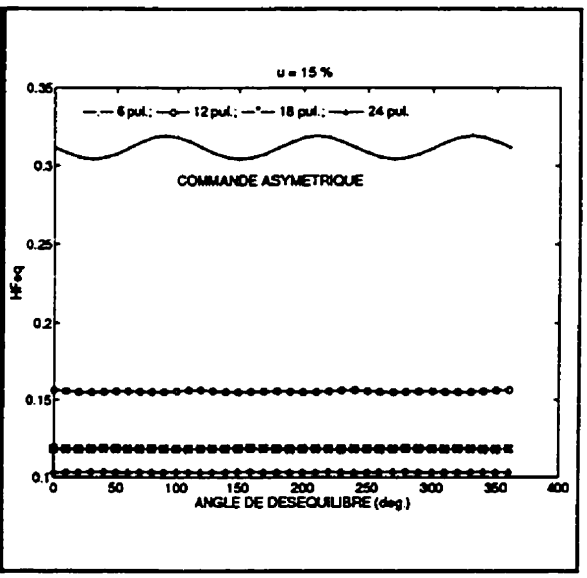


Figure 2.22 - Convertisseurs à p pulsations: taux d'harmoniques équivalent en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=15 %; α=60°)

2.5.2 Résultats de simulation du convertisseur dodécaphasé avec EMTP

EMTP est devenu un standard en génie électrique et nous nous en sommes servis pour vérifier la validité de la méthode de commande asymétrique proposée.

Pour simuler le convertisseur dodécaphasé de la figure 1.15, les différentes méthodes de commande et les données indiquées dans le tableau 2.2 sont utilisées.

Tableau 2.2 - Données utilisées pour la simulation avec EMTP

Paramètres côté ca				Paramètres côté cc		
u (%)	ß (°)	X_y (Ω)	X_z (Ω)	I_d (A)	R_d (Ω)	X_d (Ω)
15	75	0,1	0,1154	50	4,47	11,175
Angles d'allumage nom. (α) et de comp. (α_{1k}, α_{2k}, k∈{1,2,3})						
α (°)	α_{11} (°)	α_{12} (°)	α_{13} (°)	α_{21} (°)	α_{22} (°)	α_{23} (°)
60	75,5084	59,6036	45,2496	58,6874	75,6766	43,4675

Le système de tensions triphasées primaires phase-neutre utilisé pour la simulation avec EMTP est défini par:

$$\begin{aligned} e_{AN} &= 73{,}50\sin(\theta - 23{,}2334°); \\ e_{BN} &= 93{,}53\sin(\theta - 120° - 28{,}0579°); \\ e_{CN} &= 79{,}37\sin(\theta + 120° - 38{,}5723°). \end{aligned} \qquad \text{(V)} \qquad (2.19)$$

Il convient de noter que le système de tensions triphasées (2.19) a un taux de déséquilibre u égal à 0,15 et un angle de déséquilibre ß égal à 75°.

2.5.2.1 Courbes et Spectres de la tension redressée du convertisseur dodécaphasé

Les figures 2.23, 2.24 et 2.25 illustrent les ondes de tension redressée et leurs spectres obtenus respectivement avec les commandes individuelle, équidistante et asymétrique. Nous notons sur la figure obtenue avec la commande asymétrique (figure 2.25-b), l'absence des deuxième et quatrième harmoniques sur le spectre de la tension redressée alors qu'ils ont des valeurs assez significatives sur les spectres des figures 2.23-b et 2.24-b obtenues en utilisant respectivement la commande individuelle et la commande équidistante. Ces résultats corroborent ceux obtenus avec MATLAB.

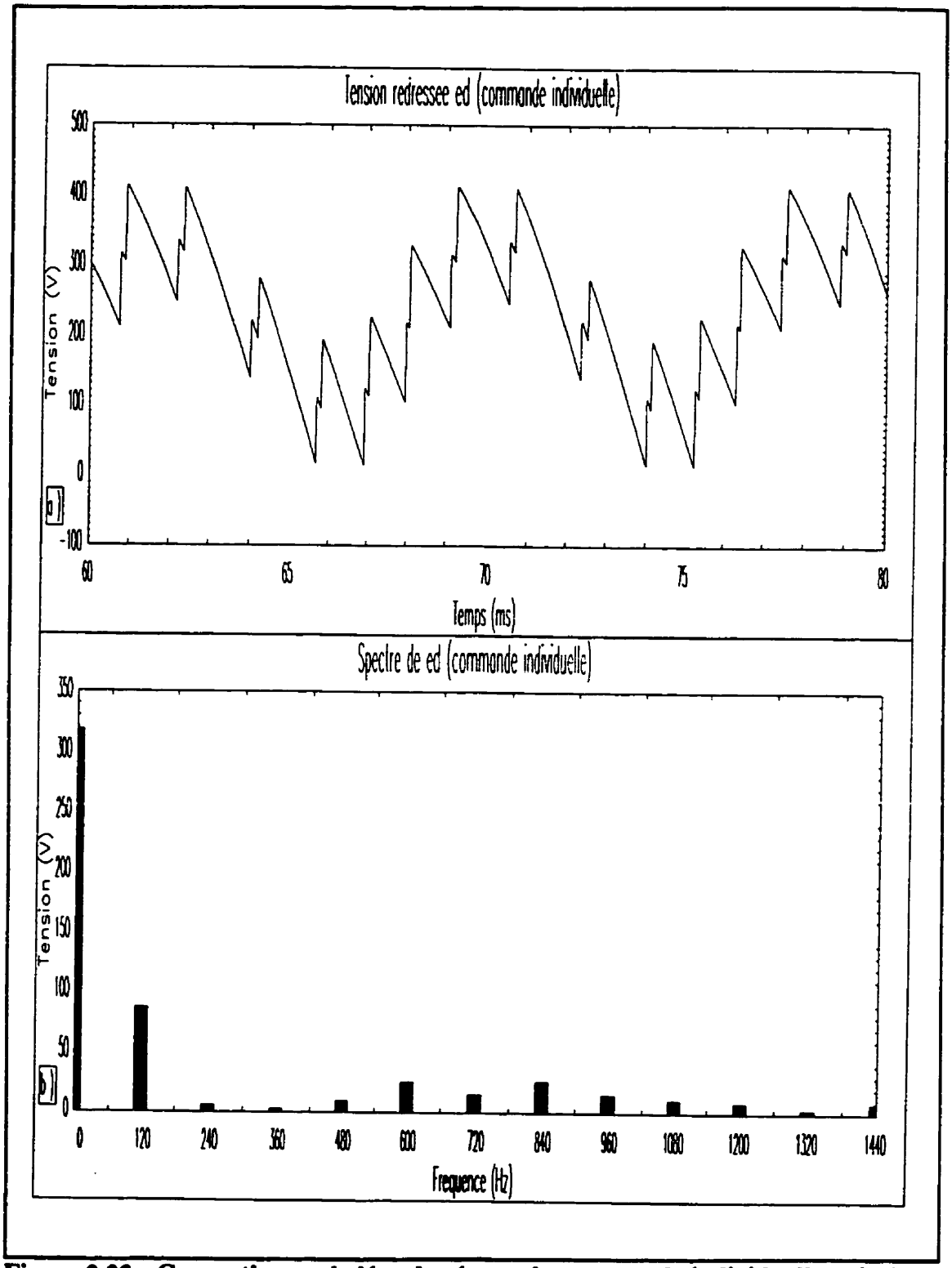


Figure 2.23 - Convertisseur dodécaphasé avec la commande individuelle; résultats obtenus avec EMTP: a) tension redressée e_d; b) spectre de e_d

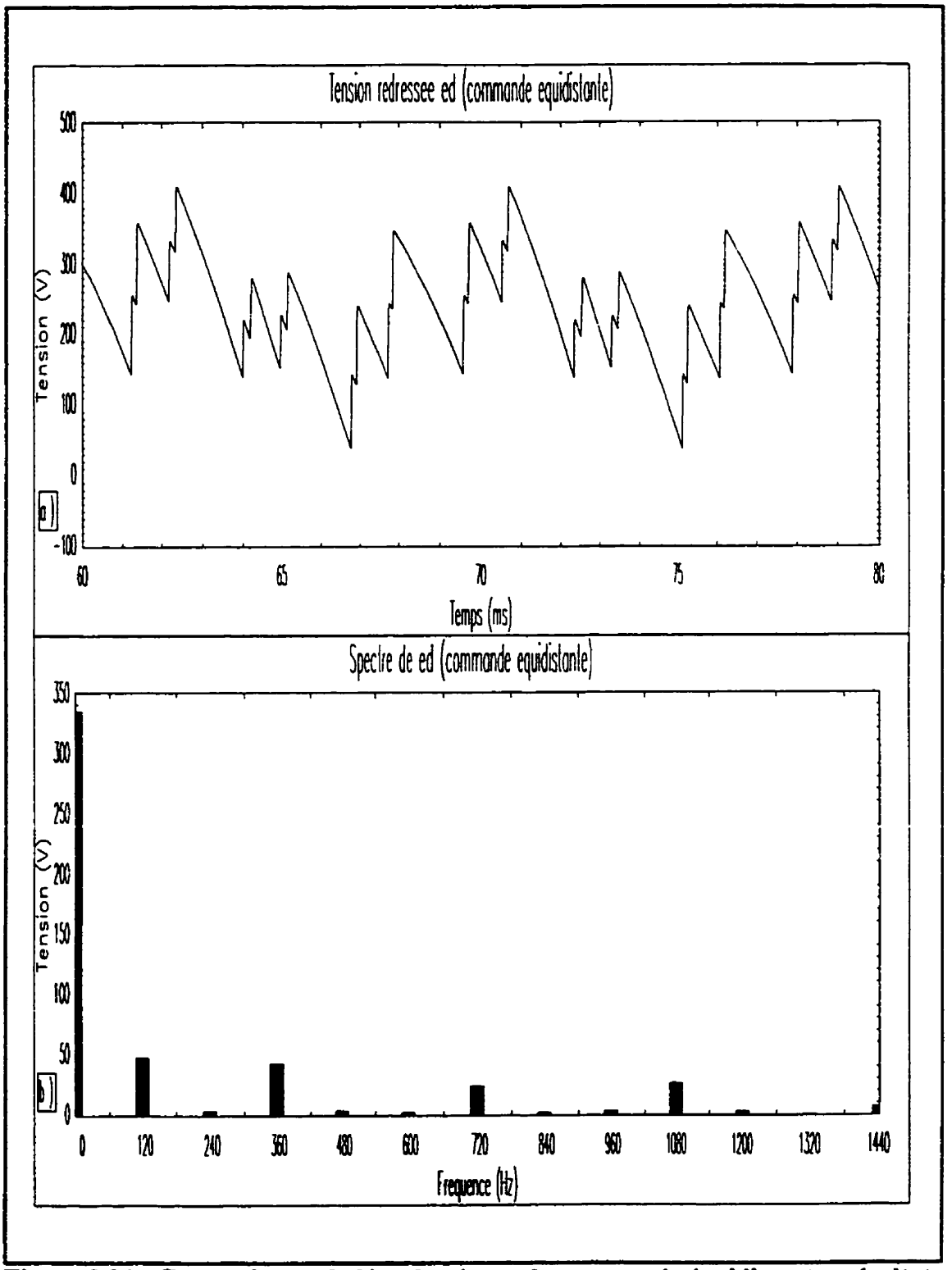


Figure 2.24 - Convertisseur dodécaphasé avec la commande équidistante; résultats obtenus avec EMTP: a) tension redressée e_d; b) spectre de e_d

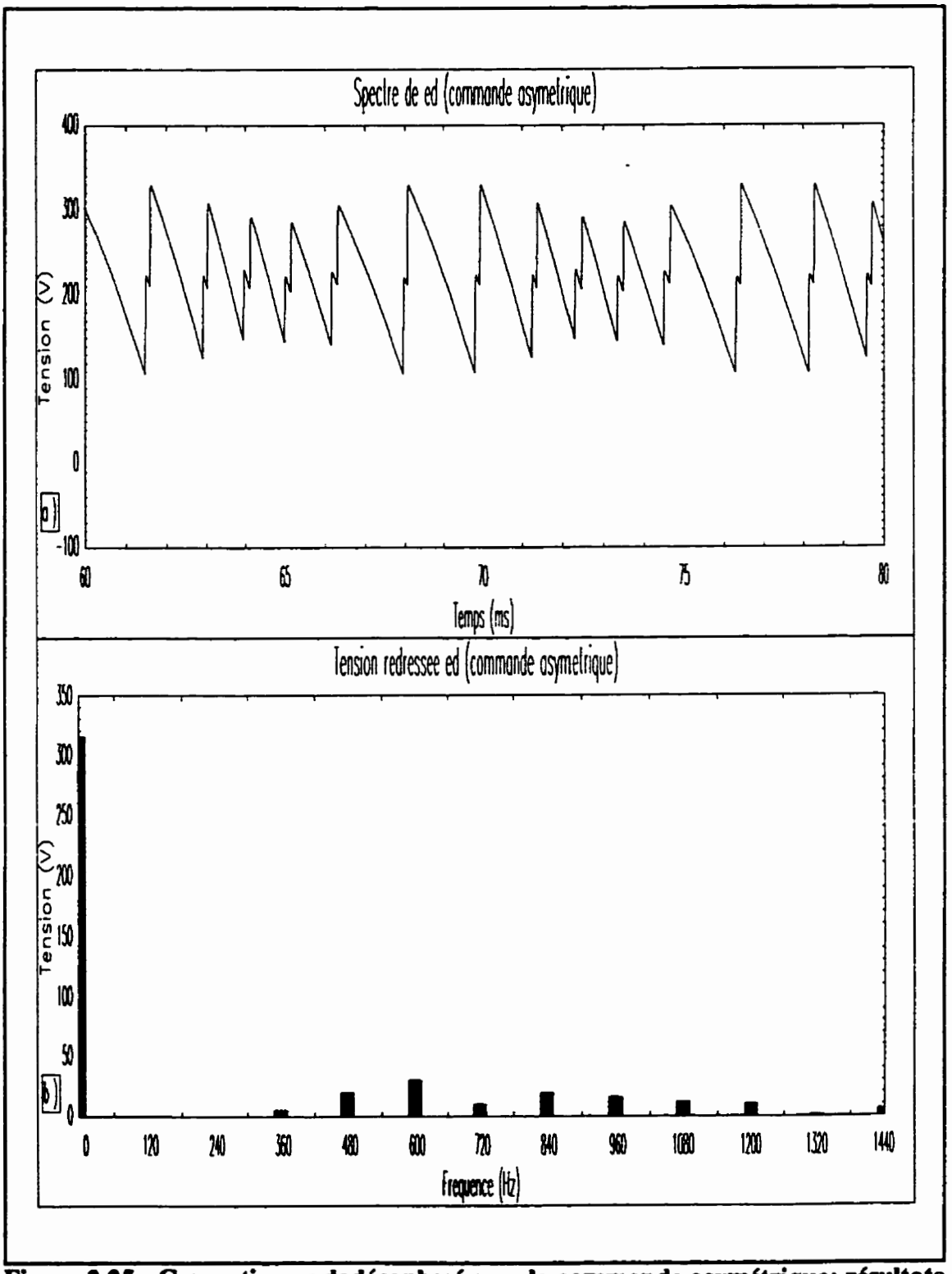


Figure 2.25 - Convertisseur dodécaphasé avec la commande asymétrique; résultats obtenus avec EMTP: a) tension redressée e_d; b) spectre de e_d

2.5.2.2 Caractéristiques des courants côté ca du convertisseur dodécaphasé

Le tableau 2.3 indique que les performances de la commande asymétrique vis-à-vis des courants côté alternatif ne sont pas nécessairement bonnes, puisque l'amplitude du troisième harmonique équivalent et le taux d'harmoniques équivalent obtenus avec la commande asymétrique sont plus élevés que ceux obtenus avec les deux autres types de commande.

Tableau 2.3 - Convertisseur dodécaphasé: caractéristiques de courants ca obtenues avec EMTP (u=15%; ß=75°; α=60°)

	Com. ind.	Com. équi	Com. asym.
Il_{eq3} (A)	3,1063	3,8802	11,4559
HF_{eq}	0,1469	0,1652	0,1676

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré qu'il est possible en régime déséquilibré, grâce à une commande asymétrique d'éliminer les harmoniques non caractéristiques de rangs réduits compris entre 2 et p/2-1 (p=6k, k=1,2,3, ...) à la sortie d'un convertisseur ca/cc, améliorant ainsi la qualité de la tension redressée qu'il fournit, notamment la

réduction des taux de distorsion de premier et de second ordre. Par ailleurs avec la commande asymétrique, la qualité de la tension redressée s'améliore avec le nombre de pulsations. Cependant, avec cette nouvelle approche, il y a accroissement du troisième harmonique équivalent de courant côté ca. La commande équidistante permet de minimiser le troisième harmonique équivalent mais elle offre sur une grande plages de valeurs de l'angle de déséquilibre ß (90° à 270°) un facteur de puissance inférieur à celui obtenu avec la commande asymétrique. À titre indicatif, d'après la figure 2.14, pour u=15%, α=60° et ß=180°, le facteur de puissance est égal à 0,26 avec la commande équidistante alors qu'il est égal à 0,33 avec la commande asymétrique.

CHAPITRE 3

UTILISATION DU KRIGEAGE DUAL POUR L'ESTIMATION DES ANGLES D'ALLUMAGE DE COMPENSATION

3.1 Introduction

Le déséquilibre introduit dans le réseau à courant alternatif par l'alimentation d'une charge non symétrique peut être soit **fixe**, comme dans le cas d'un four à induction, soit **fluctuant** comme dans le cas d'un four à arc ou d'une sous-station pour la traction ferroviaire monophasée à fréquence industrielle. Les charges monophasées raccordées actuellement au réseau varient continuellement avec de grandes plages horaires de variations (BHAVARAJU, et ENJETI, 1993; BROADWATER, 1993).

Pour réduire les harmoniques non caractéristiques de rangs faibles à la sortie des convertisseurs ca/cc alimentés par des tensions sinusoïdales déséquilibrées fixes, l'algorithme général décrit au chapitre 2 peut être utilisé et les angles d'allumage de compensation calculés à l'aide de MATLAB. Par contre, dans le cas de déséquilibres fluctuants, le calcul des angles de compensation doit se faire "on line", autrement dit en temps réel.

Les équations différentielles nonlinéaires transcendentales établies pour l'élimination des harmoniques non caractéristiques de rangs réduits à la sortie d'un convertisseur ca/cc à thyristors ne peuvent être résolues en temps réel par un simple système de commande à microprocesseur.

Pour l'implantation de l'algorithme d'élimination d'harmoniques non caractéristiques nous pouvons avoir recours à une méthode simple qui consiste à faire le calcul en temps différé ("off line") des angles de compensation, à les stocker dans des tables et à faire des interpolations entre ces tables. Mais une telle méthode exigerait évidemment une grande capacité mémoire pour le stockage. Afin d'éviter un tel inconvénient, il convient d'utiliser une méthode d'estimation des angles d'allumage de compensation. Il s'agit de rechercher à l'aide d'une technique d'interpolation, une fonction analytique qui permet d'estimer les angles d'allumage qui éliminent ou du moins réduisent les harmoniques non caractéristiques de rangs faibles à la sortie d'un convertisseur ca/cc. C'est ainsi que nous allons avoir recours à une technique d'interpolation connue sous le nom de krigeage dual (TROCHU, 1993) pour estimer les angles de compensation en fonction du taux de déséquilibre u, de l'angle de déséquilibre β et de l'angle d'allumage nominal. Des résultats de simulation avec MATLAB permettent de montrer l'efficacité du krigeage dual.

3.2 Angles d'allumage de compensation en fonction du taux de déséquilibre u et de l'angle de déséquilbre ß

Suivant la procédure générale décrite au chapitre 2, les angles d'allumage de compensation du pont de Graëtz de la figure 1.1 ont été calculés en fonction du taux de déséquilibre u et de l'angle de déséquilibre β pour une charge donnée. La figure 3.1 représente des familles de surfaces paramétrées où les angles d'allumage de compensation sont exprimés en fonction du taux de déséquilibre u (u allant de 0 à 0,09) et de l'angle de déséquilibre β (ß allant de 0° à 360°) pour différentes valeurs de l'angle d'allumage nominal α (soit 30°, 50°, 70° et 90°). Les réactances de commutation sont négligées dans les calculs.

La forme des surfaces paramétrées représentées à la figure 3.1 suggère de rechercher une forme analytique issue d'une méthode d'interpolation numérique. Pour atteindre cet objectif, nous allons utiliser le krigeage dual qui est une technique d'interpolation extrêmement puissante.

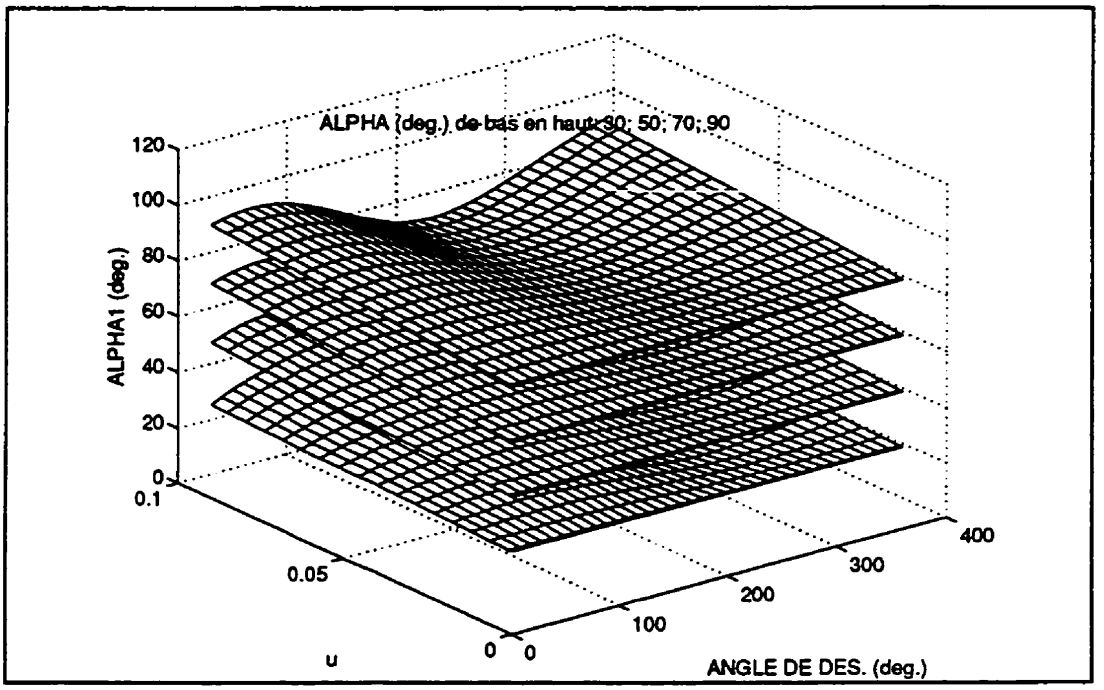


Figure 3.1-a - Variations de α_1 avec u et ß

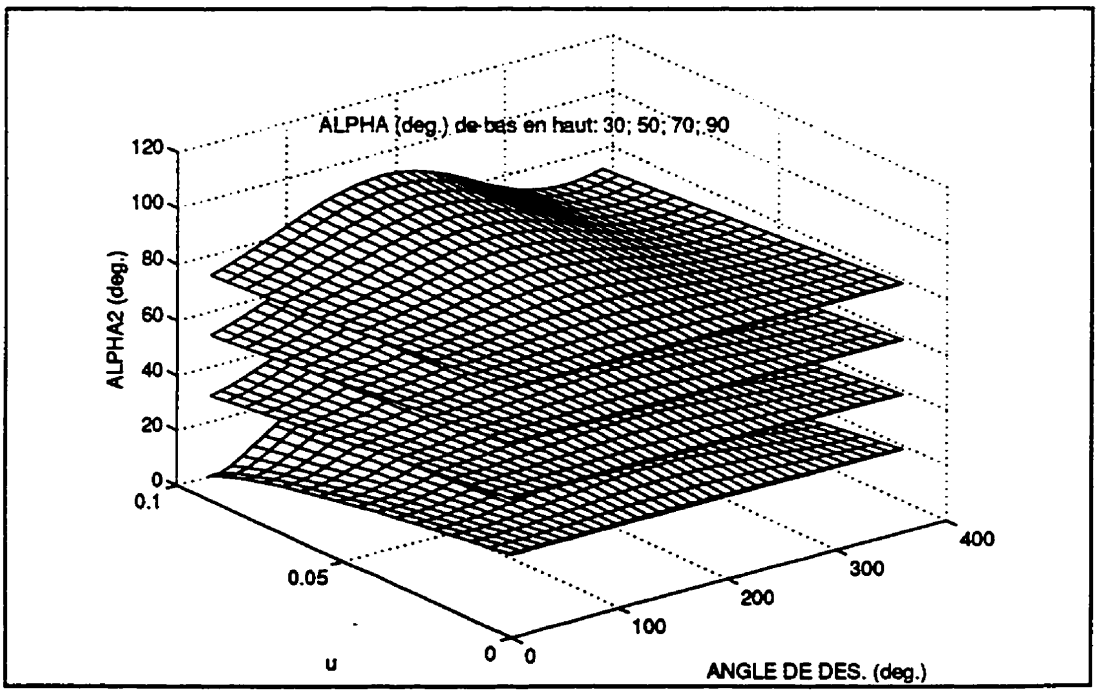


Figure 3.1-b - Variations de α_2 avec u et ß

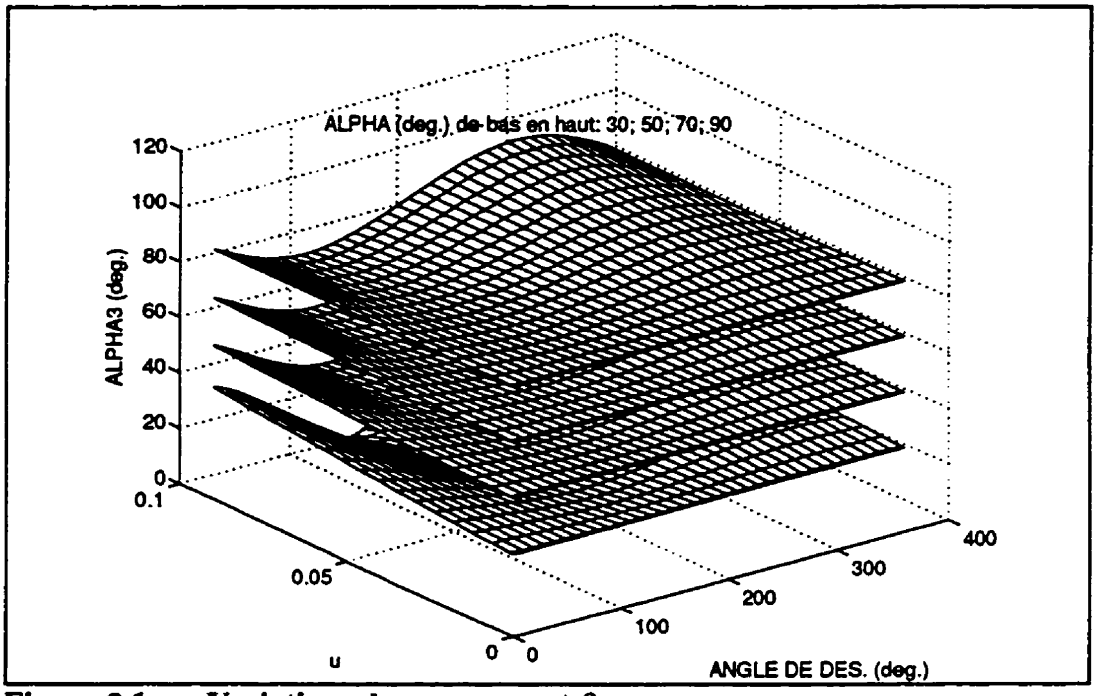


Figure 3.1-c - Variations de α_3 avec u et ß

3.3 Krigeage et principe du krigeage dual

Le krigeage généralise quelques méthodes d'interpolation bien connues (interpolation de Lagrange, polynôme de Newton, moindres carrés, splines cubiques, ..., etc.) et est avantageux en ce sens qu'il s'étend facilement aux systèmes multidimensionnels. Quoiqu'une étude comparative des différentes méthodes d'interpolation n'est pas faite ici, il faut tout de même signaler que, comparé aux autres méthode d'interpolation, le krigeage dual s'avère très efficace (TROCHU, 1993).

Un problème d'interpolation à trois dimensions, par exemple, consiste à

construire une fonction approximée f(x,y,z) à partir de la connaissance de N échantillons f_i aux points (x_i,y_i,z_i) pour $1 \leq i \leq N$ (N étant un entier strictement positif). Le krigeage dual est une méthode d'interpolation globale; autrement dit, il permet d'évaluer l'espace une seule fois sur tout le domaine en utilisant simultanément l'information fournie par toutes les données.

3.3.1 Principe du krigeage dual

Une série de mesures f_i d'un phénomène physique est faite aux points $\overline{X}_i$ pour $1 \leq i \leq N$. Le krigeage dual permet la construction d'une fonction $f(\overline{X})$ telle que

$$f(\overline{X}_i) = f_i \,, \quad 1 \leq i \leq N \tag{3.1}$$

La fonction recherchée $f(\overline{X})$ s'écrit comme la somme de deux fonctions soit,

$$f(\overline{X}) = v(\overline{X}) + w(\overline{X}) \tag{3.2}$$

où:

a) la fonction $v(\overline{X})$, appelée dérive, traduit le comportement moyen de $f(\overline{X})$ et est définie par exemple pour un système tridimensionnel par un polynôme linéaire de la

forme:

$$v(\overline{X}) = ax + by + cz + d \tag{3.3}$$

avec $\overline{x} = (x\ y\ z)^T$.

Le terme cz de (3.3) disparaît dans le cas d'un système bidimensionnel et seuls le premier terme et le dernier terme sont utilisés dans le krigeage unidimensionnel.

D'une manière générale la fonction $v(\overline{X})$ peut être définie par un polynôme de degré k (k entier positif) voire par des fonctions trigonométriques (TROCHU, 1993).

b) la fonction $w(\overline{X})$ est appelée fluctuation aléatoire et dépend des distances des échantillons $\overline{X}_i$ par rapport à $\overline{X}$; $w(\overline{X})$ est définie par:

$$w(\overline{X}) = \sum_{i=1}^{N} \lambda_i K\left(\left\|\overline{X} - \overline{X}_i\right\|\right) \tag{3.4}$$

où les λ_i sont des paramètres indépendants et la fonction K(h) représente la covariance généralisée du krigeage dual; la variable h, soit $\left\|\overline{X} - \overline{X}_i\right\|$, représente la distance Euclidienne entre le point $\overline{X}$ et un point échantillon $\overline{X}_i$.

Le choix de K(h) n'est pas tout à fait arbitraire et certaines fonctions sont plus intéressantes que d'autres. Le choix le plus simple consiste à prendre K(h)=h. La covariance logarithmique définie par $K(h)=h^2\text{Log}h$ est quelque fois utilisée. En général, la covariance cubique définie par $K(h)=h^3$ donne des résultats très satisfaisants (TROCHU, 1993). C'est la covariance cubique que nous utilisons pour l'estimation des angles d'allumage de compensation.

Le modèle de base du krigeage dual pour un système tridimensionnel peut finalement s'écrire comme suit:

$$f(\overline{X}) = ax + by + cz + d + \sum_{i=1}^{N} \lambda_i \left\| \overline{X} - \overline{X}_i \right\|^3 \tag{3.5}$$

Avec N échantillons (x_i,y_i,z_i,f_i), les coefficients a, b, c, d, et λ_i $(1 \leq i \leq N)$ sont déterminés à partir de l'équation matricielle suivante:

$$\begin{pmatrix} & & & 1 & x_1 & y_1 & z_1 \\ \left\| \overline{X}_i - \overline{X}_j \right\|^3 & & & 1 & x_2 & y_2 & z_2 \\ & & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ x_1 & x_2 & \cdots x_N & 0 & 0 & 0 & 0 \\ y_1 & y_2 & \cdots y_N & 0 & 0 & 0 & 0 \\ z_1 & z_2 & \cdots z_N & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \vdots \\ \lambda_N \\ d \\ a \\ b \\ c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_N \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \tag{3.6}$$

3.3.2 Utilisation du krigeage dual pour l'estimation des angles d'allumage de compensation

Nous avons vu à la section 3.2 que les angles d'allumage de compensation sont fonction du taux de déséquilibre u, de l'angle de déséquilibre ß et de l'angle d'allumage nominal α. Ainsi, le problème d'estimation des angles d'allumage de compensation est un problème d'interpolation à trois dimensions.

Nous devons estimer les angles d'allumage $\alpha_{nk}(u, ß, \alpha)$ (n=1,...,p/6; k=1, 2, 3) de compensation à partir de leurs valeurs connues en N points soit:

$$\alpha_{nk}(u_i, ß_i, \alpha_i) = \alpha_{nki}: i = 1,2,...,N \quad (n=1,...,p/6; k=1, 2, 3) \tag{3.7}$$

Ceci, pour un convertisseur à p pulsations constitué de p/6 ponts de Graëtz connectés en série, à l'aide d'une expression de la forme:

$$\alpha_{nk} = h_{nk}(u,\beta,\alpha)\times u + \alpha \qquad (n=1,...,p/6; k=1, 2, 3) \tag{3.8}$$

où:

n indique le $n^{ième}$ pont de Graëtz du convertisseur; les valeurs 1, 2 et 3 de k indiquent les branches de chaque pont associées respectivement aux phases a, b et c.

Il convient de mentionner que dans l'équation (3.8), ß, α et donc α_{nk} sont exprimés en radians.

L'expression de $h_{nk}(u, ß, \alpha)$ en un point quelconque $(u, ß, \alpha)$ est donnée par:

$$h_{nk}(u,\beta,\alpha) = a_{nk}u + b_{nk}\beta + c_{nk}\alpha + d_{nk} + \sum_{i=1}^{N} \lambda_{nki} K(d_{nki}) \quad (n=1,...,p/6;\ k=1, 2, 3) \quad (3.9)$$

où:

$$d_{nki} = \sqrt{(u-u_i)^2 + (\beta-\beta_i)^2 + (\alpha-\alpha_i)^2} \quad ;\ i = 1,2.....N \quad (n=1,...,p/6;\ k=1, 2, 3) \quad (3.10)$$

Pour déterminer le terme $K(d_{nki})$, la covariance cubique a été retenue; ainsi, $K(d_{nki})$ est donné par:

$$K(d_{nki}) = d_{nki}^3 \quad (n=1,...,p/6;\ k=1,2,3) \quad (3.11)$$

Quant aux coefficients a_{nk}, b_{nk}, c_{nk}, d_{nk} et λ_{nki}, ils sont obtenus grâce au krigeage dual en résolvant l'équation matricielle suivante:

$$H\times[\lambda_{nk1}\ \lambda_{nk2}\ \ldots\ \lambda_{nkN}\ a_{nk}\ b_{nk}\ c_{nk}\ d_{nk}]^T = [h_{nk1}\ h_{nk2}\ \ldots\ h_{nkN}\ 0\ 0\ 0\ 0]^T \qquad (3.12)$$

(n=1,...,p/6; k=1,2,3);

avec H une matrice de dimensions (N+4)x(N+4) dont les éléments sont définis par l'algorithme suivant:

Pour j allant de 1 à N

Pour l allant de 1 à N

$$\text{calculer} \quad H(j,l) = \left(\sqrt{(u_j - u_l)^2 + (\beta_j - \beta_l)^2 + (\alpha_j - \alpha_l)^2}\right)^3$$

Fin

Faire les affectations suivantes

$H(N+1,j)=1$; $H(j,N+1)=1$;

$H(N+2,j)=u_j$; $H(j,N+2)=u_j$;

$H(N+3,j)=\beta_j$; $H(j,N+3)=\beta_j$;

$H(N+4,j)=\alpha_j$; $H(j,N+4)=\alpha_j$;

Fin.

Les constantes h_{nk1}, h_{nk2}, ..., h_{nkN} de l'équation (3.12) sont déterminées à partir de l'équation (3.8) une fois que l'on connaît les angles d'allumage de compensation en N points (u_i, β_i, α_i).

L'algorithme d'interpolation par la technique du krigeage dual présenté ci-dessus n'est valable que pour des valeurs de ß strictement inférieures à $2\pi/3$. Les permutations décrites à la section 2.4.1 du chapitre 2 permettent de trouver facilement les angles de compensation lorsque $ß \geq 2\pi/3$.

Si $2\pi/3 \leq ß < 4\pi/3$, il faut effectuer un changement de variable $ß^*$ tel que $ß^* = ß - 2\pi/3$. Les angles d'allumage de compensation obtenus par krigeage avec la variable $ß^*$ doivent ensuite être permutés en faisant une rotation à droite. Si par contre $4\pi/3 \leq ß < 2\pi$, il faut effectuer un changement de variable $ß^*$ tel que $ß^* = ß - 4\pi/3$ et faire par la suite une permutation à gauche des angles de compensation obtenus avec $ß^*$.

3.4 Angles d'allumage de compensation estimés par krigeage dual et caractéristiques cc du convertisseur dodécaphasé

Pour illustrer les performances du krigeage dual, nous avons établi l'équation (3.9), pour un angle d'allumage nominal α égal à 65°, en calculant les paramètres de l'équation (3.10) à partir de 40 et de 60 échantillons. Le tableau 3.1 montre les points retenus sur les axes u (u_axe), ß (ß_axe) et α (α_axe) pour constituer les échantillons de krigeage. Pour passer de 40 à 60 échantillons, le nombre de points sur l'axe α a été incrémenté de un.

Tableau 3.1 - Échantillons prélevés sur chaque axe (u_axe, ß_axe, α_axe)

	u_axe	0.0063		0.0345	0.0626	0.0900
	ß_axe (°)	0	25	50	75	100
N=40	α_axe (°)	30		90		
N=60	α_axe (°)	30		60	90	

Les réactances de commutations ont été négligées dans les calculs.

Le tableau 3.2 montre que les angles d'allumage de compensation obtenus respectivement par le calcul exact (méthode exacte) et par le krigeage dual ne présentent pas de différences significatives. Il ressort du tableau 3.2 qu'avec un nombre N élevé d'échantillons les angles d'allumage de compensation obtenus par krigeage dual sont plus précis. Alors que l'erreur maximale commise avec N=40 est de 10,734 %, elle est seulement de 0,378 % avec N=60.

Tableau 3.2 - Valeurs exactes et valeurs estimées des angles d'allumage de compensation

Angles d'allumage de compensation (°)	Valeurs exactes	Valeurs estimées avec N=40	Valeurs estimées avec N=60
α_{11}	82,3312	83,4570	82,2977
α_{12}	60,5384	54,0402	60,7358
α_{13}	52,9881	51,0867	52,9908
α_{21}	67,7374	69,9643	67,4812
α_{22}	77,7000	77,6982	77,8196
α_{23}	47,5783	48,4904	47,3983

Le tableau 3.3 illustre les performances du convertisseur dodécaphasé lorque les angles de compensation exacts (méthode exacte) et les angles de compensation estimés (krigeage dual) sont utilisés pour le calcul de la tension moyenne E_d, des second et quatrième harmoniques de la tension redressée et des taux de distorsion DF_1 et DF_2. Il ressort du tableau 3.3 que les valeurs des taux de distorsion DF_1 et DF_2 obtenues avec N=40 sont respectivement de 4,7282 et 1,9253, soit respectivement 2 et 7 fois environ plus grandes que celles obtenues par la méthode exacte; elles restent néanmoins relativement très faibles comparées aux valeurs des taux de distorsion obtenues sans compensation. Avec N=60, bien que les valeurs de E_{d2} et E_{d4} soient plus élevées que celles obtenues par la méthode exacte, les taux de distorsion DF_1 et DF_2 ont respectivement pour valeurs 2,5978 et 0,2909; valeurs pratiquement proches de celles obtenues par la méthode exacte soit respectivement 2,5774 et 0,2628. Ainsi donc, avec N=60 la qualité de la tension redressée fournie par le convertisseur dodécaphasé est nettement améliorée.

Tableau 3.3 - Caractéristiques cc du convertisseur dodécaphasé: sans compensation; compensation avec la méthode exacte et avec le krigeage dual (α=65°; u=15% et ß=60°)

Caractéristiques cc	Sans compensation	Avec compensation		
		Méthode exacte	Krigeage dual: N=40	Krigeage dual: N=60
$E_d/(E_{do}\cos\alpha)$(%)	100.5633	100,0028	102.8519	100.0342
E_{d2} (%)	19,6841	$5{,}0945\ 10^{-6}$	3,2723	0,2025
E_{d4} (%)	1,4838	$2{,}6171\ 10^{-5}$	1,6667	0,0245
DF_1	23,2797	2,5774	4,7282	2,5978
DF_2	11,5827	0,2628	1,9253	0,2909

CHAPITRE 4

MINIMISATION EN TEMPS RÉEL DE LA DISTORSION HARMONIQUE À LA SORTIE D'UN CONVERTISSEUR DODÉCAPHASÉ À L'AIDE D'UN ALGORITHME DÉRIVÉ DU KRIGEAGE DUAL

4.1 Introduction

Pour montrer la faisabilité et l'efficacité de la méthode de commande asymétrique dérivée du krigeage dual, un prototype expérimental de convertisseur dodécaphasé utilisant un contrôleur multiprocesseur est présenté. Des résultats expérimentaux sont présentés pour illustrer les performances de la commande asymétrique.

4.2 Prototype expérimental

4.2.1 Introduction

Afin de vérifier réellement la praticabilité de l'algorithme de commande asymétrique dérivé du krigeage dual, un prototype expérimental de convertisseur dodécaphasé fonctionnant en régime déséquilibré a été réalisé. La structure dodécaphasée est retenue en vertu de sa popularité et de son utilisation dans la plupart des applications industrielles où l'on désire obtenir une tension redressée très peu ondulée, telles qu'en

énergie nucléaire pour l'alimentation des bobines de champs d'accélérateurs de particules et en entraînements à vitesses variables pour l'alimentation des onduleurs.

Avant d'entreprendre la description du logiciel qui a été développé pour exécuter l'algorithme de compensation dérivé du krigeage dual, nous présentons une description des composants matériels du système expérimental suivie de la présentation de la structure adoptée pour l'implantation de la commande en temps réel; la description du logiciel termine cette partie.

4.2.2 Description du montage expérimental

Le schéma synoptique du convertisseur dodécaphasé expérimental apparaît à la figure 4.1. Les principaux éléments de puissance sont:

- deux ponts de Graëtz triphasé tout thyristors connectés en série;
- une bobine de lissage de 12,5 mH;
- deux transformateurs triphasés D/Y et D/Z, 240 V / 102$\sqrt{3}$ V (chaque transformateur triphasé est constitué de trois transformateurs monophasés);
- un autotransformateur triphasé couplé en triangle et constitué de trois autotransformateurs monophasés;
- deux chariots de lampes (comportant chacun 25 lampes de 220 V - 100 W). .

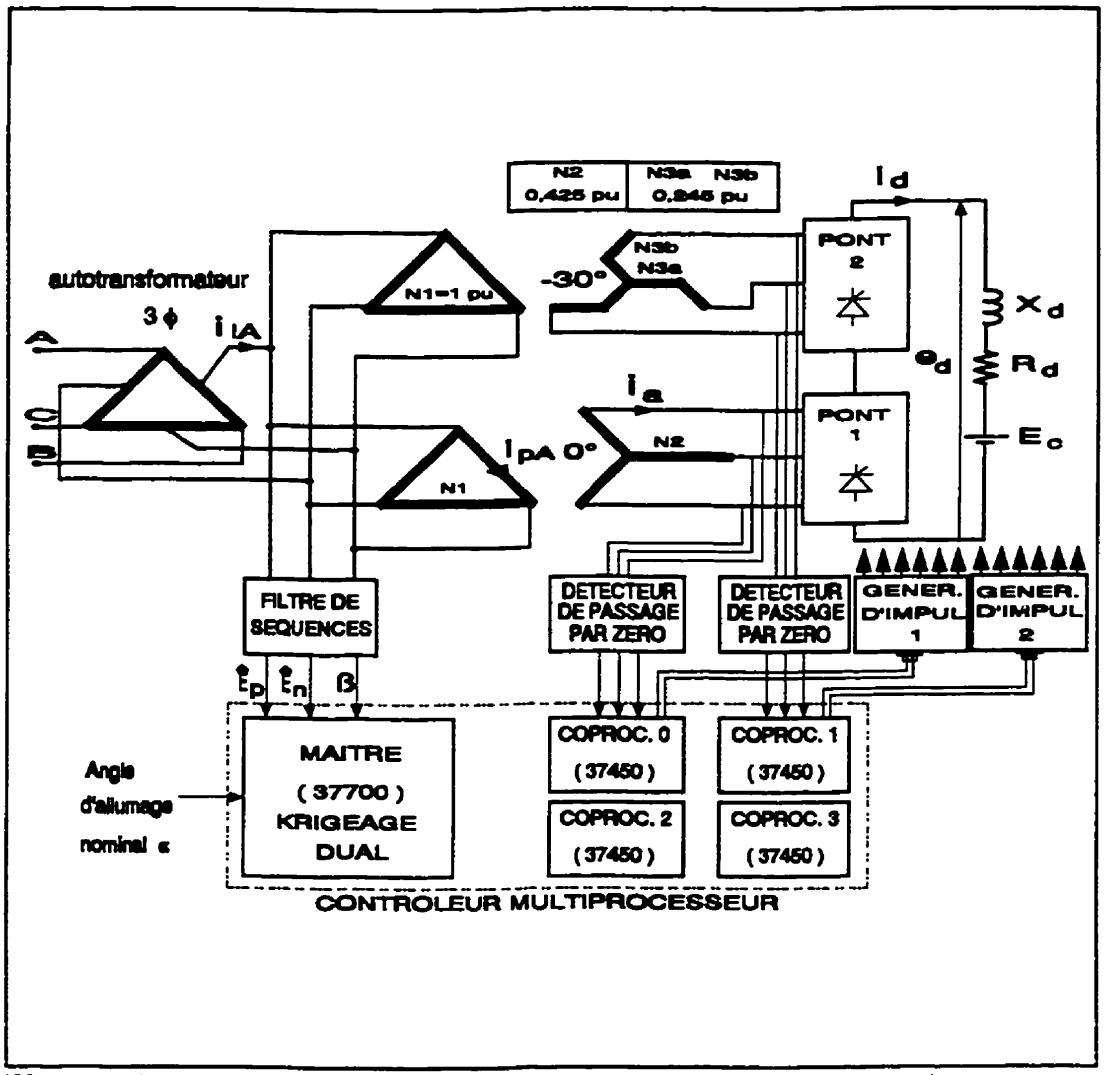


Figure 4.1 - Prototype expérimental de convertisseur dodécaphasé

Les couplages D/Y et D/Z des transformateurs d'alimentation du convertisseur dodécaphasé ont été retenus, comme nous l'avons déjà mentionné, parce que nous voulions faire une étude plus générale des convertisseurs ca/cc à p pulsations ($p \geq 12$). Cependant l'étude faite peut s'appliquer à un convertisseur dodécaphasé dont les

transformateurs ont des couplages D/Y et D/D.

L'autotransformateur triphasé est nécessaire pour la simulation des déséquilibres de tension. L'inductance de 12,5 mH permet l'opération du convertisseur en mode de conduction continue.

Quant au système de commande, il comprend essentiellement:

- un contrôleur multiprocesseur;
- des circuits de génération des impulsions d'allumage des thyristors
- des circuits amplificateurs de gâchettes connectés aux thyristors mais n'apparaissant pas sur la figure 4.1;
- des circuits de détection de passage par zéro;
- un filtre de détection de composantes symétriques de tension ou filtre de séquences;
- des circuits de détection des crêtes des composantes symétriques
- un circuit de détection du déphasage entre les composantes inverse et composante directe de tension.

4.2.2.1 Contrôleur multiprocesseur

Pour l'implantation de l'algorithme de compensation, une carte multiprocesseur développée au laboratoire d'électronique de puissance de l'École Polytechnique de

Montréal par LEONARD (LEONARD, 1993) a été utilisée. Ce contrôleur multiprocesseur est un puissant micro-ordinateur 16 bits/16 MHz (µ37700) muni de quatre coprocesseurs 8 bits/10 MHz (µ37450) conçu pour des applications en temps réel. Il permet de faire du développement en mémoire RAM sur les cinq microcontrôleurs en Forth ou en assembleur. La description et le schéma de ce micro-ordinateur sont très bien fournis par LEONARD dans (LEONARD, 1993); nous n'indiquons ici que quelques-unes de ces caractéristiques essentielles à la compréhension. Une architecture de type maître/esclaves relie les microcontrôleurs et il existe un lien de communication parallèle entre maître et coprocesseurs. Le maître peut envoyer des ordres à plusieurs coprocesseurs simultanément. Dans le cadre de cette étude expérimentale, seuls deux coprocesseurs sont utilisés, à savoir le coprocesseur 0 et le coprocesseur 1. Chaque coprocesseur s'occupe de la commande d'un pont de Graëtz du convertisseur dodécaphasé.

En ce qui concerne le processeur maître (37700), des mémoires RAM de dimension 128Kx8 et des mémoires EPROM de dimension 32Kx8 sont utilisés. Le contrôleur comporte un connecteur d'entrée/sortie de 40 broches relatif au 37700. Les ports P5, P6 et P7 sont accessibles intégralement à l'exception de la ligne P62/Int0. Le port P7 utilisé en mode analogique permet d'acquérir les amplitudes des composantes directe et inverse du système triphasé de tensions sinusoïdales. Le 37700 contient par ailleurs 8 minuteries programmables de 16 bits. Un port (P5) est utilisé pour lire la tension désirée. Un deuxième port (P7) est utilisé pour lire les amplitudes des

composantes directe et inverse alors qu'un troisième port (P6) est utilisé pour lire leur déphasage.

Dans le cas du coprocesseur 37450, outre la RAM interne de 256 octets et l'EPROM interne de 8192 octets, une RAM externe de 32 Ko est disponible. Le connecteur d'entrée/sortie de chacun des coprocesseurs comporte 34 broches. Alors que les ports P3 et P4 sont intégralement accessibles, seuls les quatre premiers bits du port P6 peuvent être accessibles. Chaque coprocesseur contient trois minuteries programmables de 16 bits. Les trois minuteries T1, T2 et T3 de chaque coprocesseur, programmées, toutes en mode "One Shot", sont mises en route lors des passages à zéro respectivement des tensions de ligne e_{ac}, e_{ba} et e_{cb} par des interruptions sur les broches respectives INT1, INT2 et INT3. Le front descendant de l'onde produite sur chaque broche EVi ($i \in \{1,2,3\}$), correspondant à l'angle d'allumage, est transformé en impulsion pour le déclenchement d'une paire de thyristors.

4.2.2.2 Circuit de génération d'impulsions

Le schéma du circuit de génération des impulsions de gâchettes pour chaque pont de Graëtz apparaît à la figure 4.2. Sa fonction principale est de déclencher les thyristors aux instants appropriés. Trois circuits identiques, composés chacun de 74LS04, HC32, sont connectés au HC10 suivi d'un circuit différentiateur composé de 74LS86 pour produire une impulsion sur chacun des fronts descendants des signaux EVi ($i \in \{1,2,3\}$).

Un circuit tampon composé de 74LS174 et ULN2003 permet la transmission des ordres d'allumage aux amplificateurs de gâchette. Lorsque le programme a déterminé la prochaine paire de thyristors à mettre en conduction, il met les quatre bits du port P3 à l'état logique approprié. Cet état est décodé par le décodeur 74HC139 puis inversé par le 74LS04. Le décodage se fait suivant la table 3.1. Lorsqu'une minuterie Ti expire après qu'un délai correspondant à un angle d'allumage α_i soit écoulé, l'état de la broche EVi passe de 1 à 0 (elle passe de 0 à 1 au début du décompte). Cette transition est détectée par le circuit différentiateur et commande le transfert des signaux de l'inverseur 74LS04 à la sortie des registres du 74LS174, ce qui met en conduction une nouvelle paire de thyristors.

Tableau 4.1 - Décodage du patron de bits placés sur les canaux P3,3 à P3,6 du port P3

Port P3				Entrées du décodeur 74HC139				THYRISTORS À ALLUMER SUR UN PONT
P3,3	P3,4	P3,5	P3,6	1A	1B	2A	2B	
0	0	0	1	L	L	L	H	1,2
0	1	0	0	L	H	L	L	5,4
1	0	0	0	H	L	L	L	3,4
0	0	1	0	L	L	H	L	1,6
0	1	1	0	L	H	H	L	5,6
1	0	0	1	H	L	L	H	3,2

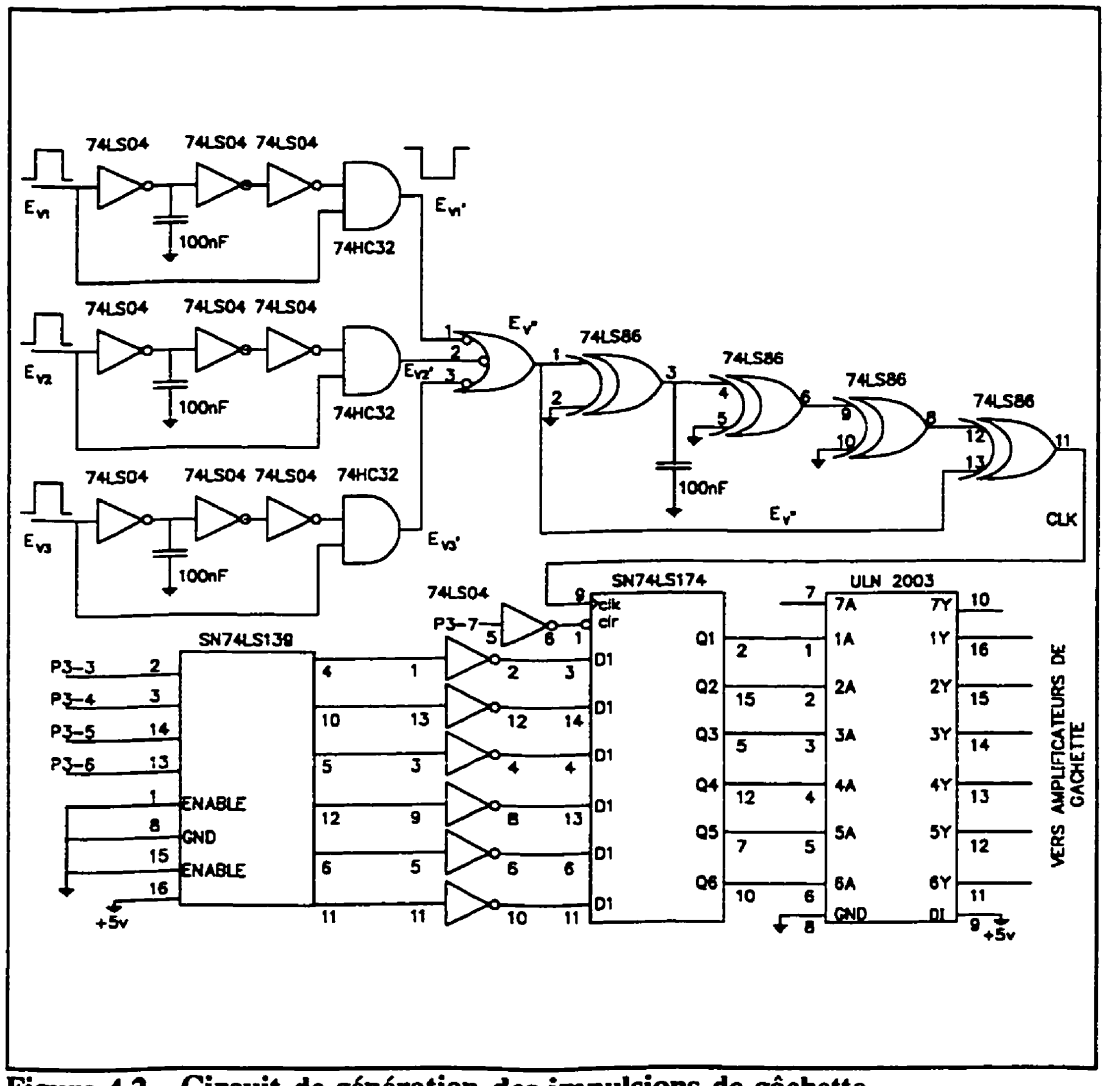


Figure 4.2 - Circuit de génération des impulsions de gâchette

Les signaux nécessaires pour produire l'allumage des thyristors aux instants désirés sont montrés à la figure 4.3.

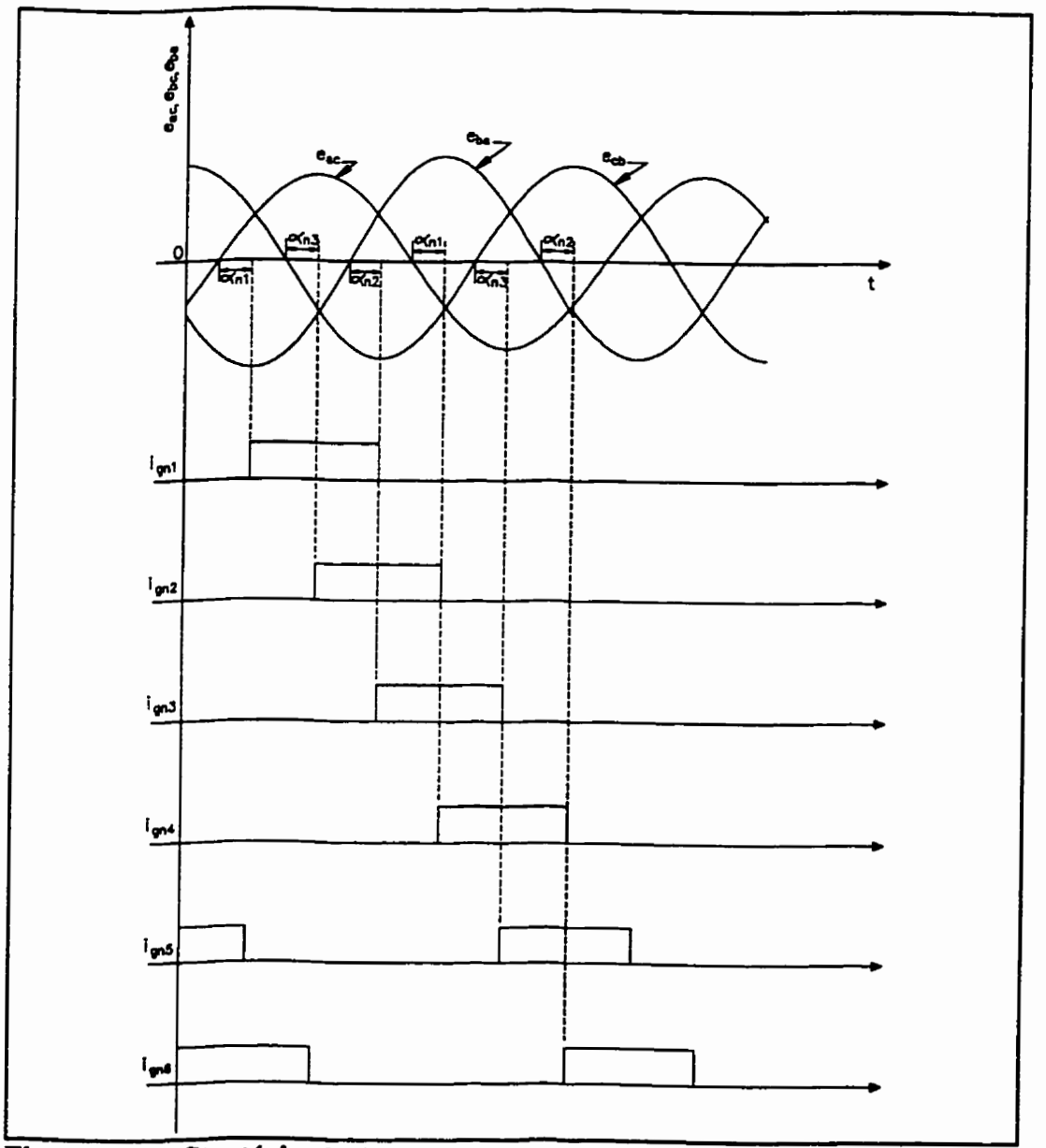


Figure 4.3 - Stratégie de la commande asymétrique d'un pont de Graëtz triphasé

4.2.2.3 Circuit amplificateur de gâchette

Le circuit amplificateur de gâchette utilisé pour cette étude expérimentale ayant déjà été utilisé dans différents travaux (NGANDUI, 1990) au laboratoire d'électronique de puissance de l'École Polytechnique de Montréal, est reporté en annexe V.1.

Douze circuits amplificateurs sont utilisés pour les douze thyristors qui constituent le convertisseur dodécaphasé. Chaque thyristor reçoit, à travers un circuit amplificateur de gâchette qui assure son isolation du circuit de commande, son signal d'amorçage du ULN2003. La résistance R4 dégénère la gâchette du thyristor principal.

4.2.2.4 Circuit de détection de passage par zéro

Le circuit de détection de passage par zéro utilisé pour cette étude expérimentale ayant déjà également été utilisé dans différents travaux (NGANDUI, 1990) au laboratoire d'électronique de puissance de l'École Polytechnique de Montréal, est reporté en annexe V.2.

Six circuits de détection de passage par zéro sont utilisés, soit trois pour chaque pont de Graëtz du convertisseur dodécaphasé. La fonction de ces circuits est de détecter les passages par zéro des tensions de ligne e_{ac}, e_{ba} et e_{cb} à l'entrée de chaque pont de façon à produire les signaux utilisés par le coprocesseur pour synchroniser les ordres

d'allumage des thyristors. Les signaux relatifs à chaque pont de Graëtz dont les passages par zéro sont détectés sont obtenus d'un transformateur triphasé 240/120 V, D/Y dont le primaire est connecté à l'entrée du pont correspondant. Ces signaux sont acheminés aux comparateurs LM311 à travers des filtres de troisième ordre qui élimine toute perturbation causée par la commutation des thyristors. Lorsque la tension mesurée est de polarité positive, la sortie du comparateur devient haute; lorsque la tension devient négative, la sortie du LM311 devient basse. Les ondes carrées ainsi obtenues, correspondant pour chaque pont de Graëtz aux tensions e_{ac}, e_{ba} et e_{cb}, sont acheminés respectivement vers les broches INT1, INT2 et INT3 du coprocesseur dédié.

4.2.2.5 Circuits de détection des composantes symétriques

4.2.2.5.1 Filtre de séquences

Il existe principalement trois méthodes qui permettent de mesurer le taux de déséquilibre de tension (BERGEAL, BONNARD et MOLLER, 1985):

i) Au moyen de filtres de composantes inverse: ces filtres présentent l'inconvénient d'être sensibles aux variations de la fréquence;

ii) Au moyen de petites machines tournantes: on utilise un synchro-détecteur, entraîné par un moteur asynchrone synchronisé, dont le stator est alimenté par la tension triphasée

à analyser. Le signal fourni au rotor du synchro-détecteur, qui est à la fréquence de 100 Hz (ou 120 Hz), est représentatif de la tension inverse existant dans le système de tensions triphasées à analyser.

iii) Par enregistrement direct de la tension en réseau: les trois tensions du système triphasé peuvent être converties soit en données numériques soit en données analogiques, nécessaires au calcul de la tension inverse.

Des trois méthodes décrites ci-dessus, nous avons retenu la première pour sa simplicité. A cet égard, le filtre de composantes symétriques dont le circuit apparaît à la figure 4.4 et proposé par GROSS et THOMPSON dans (GROSS et THOMPSON, 1982) a été utilisé. Ce circuit utilise des amplificateurs opérationnels comme composants de base. Ce circuit produit à partir des tensions phase-neutre issues d'un transformateur triphasé D/Y (dont le primaire est connecté à la sortie de l'autotransforamteur triphasé mentionné précédemment) des signaux proportionnels aux amplitudes des composantes directe (e_p), inverse (e_n) et homopolaire (e_h) de tension. Nous ne ferons pas ici l'analyse de ce circuit qui est très bien faite dans (GROSS et THOMPSON, 1982).

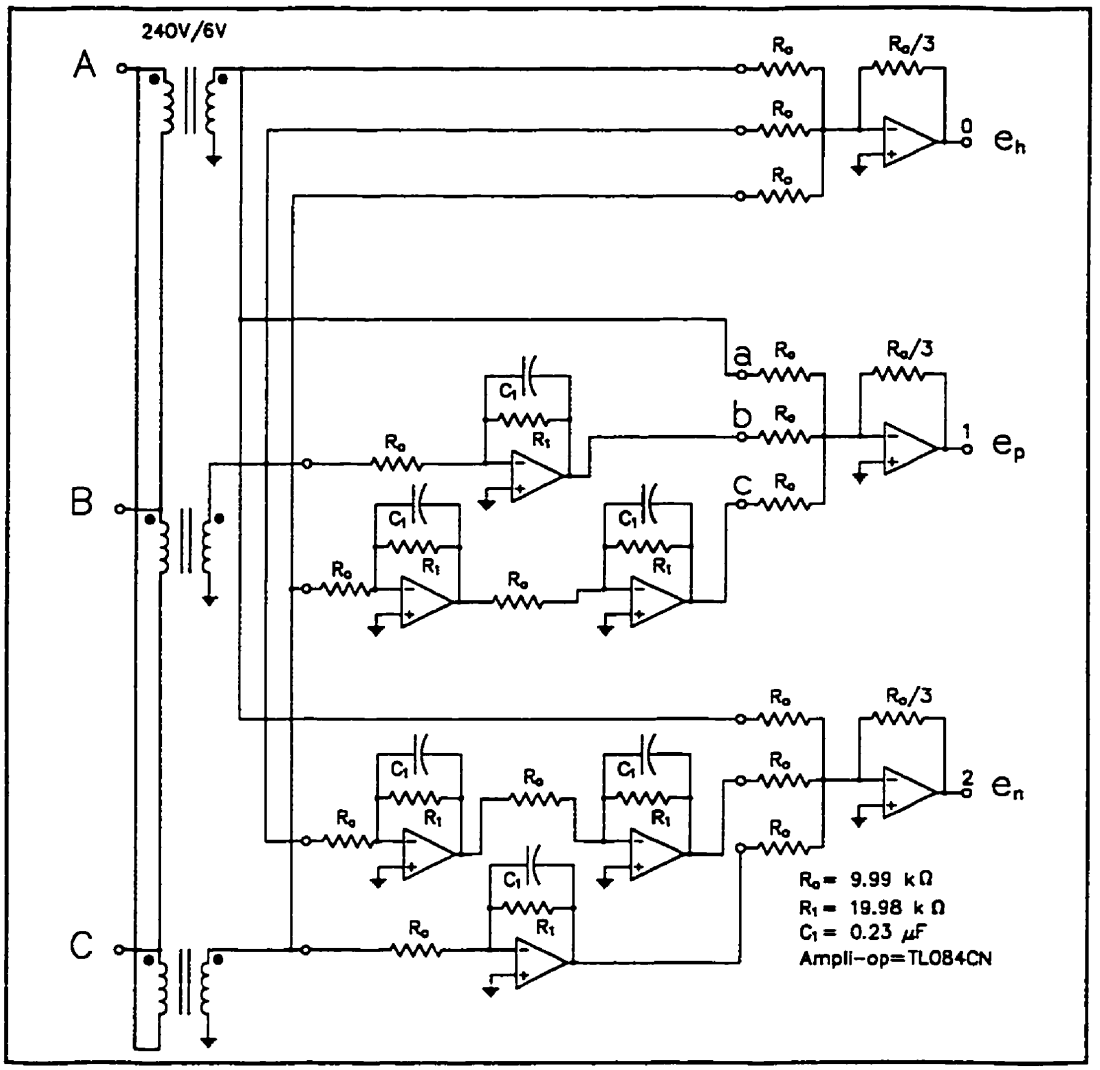


Figure 4.4 - Filtre de séquences

4.2.2.5.2 Circuit de détection des crêtes des composantes directe et inverse

A l'aide des deux circuits détecteurs de crêtes positives apparaissant à la figure 4.5 et composés principalement de LM324, les amplitudes respectives $\hat{E}_p$ (fig. 4.5b) et

$\hat{E}_n$ (fig. 4.5a) des composantes directe et inverse peuvent être obtenues. Chaque détecteur de crête comprend un interrupteur, le transistor VNO3000M, qui permet sa remise à zéro. Chaque détecteur de crête est suivi d'un circuit de mise à l'échelle des signaux afin de permettre des entregistrements par le microcontrôleur 37700.

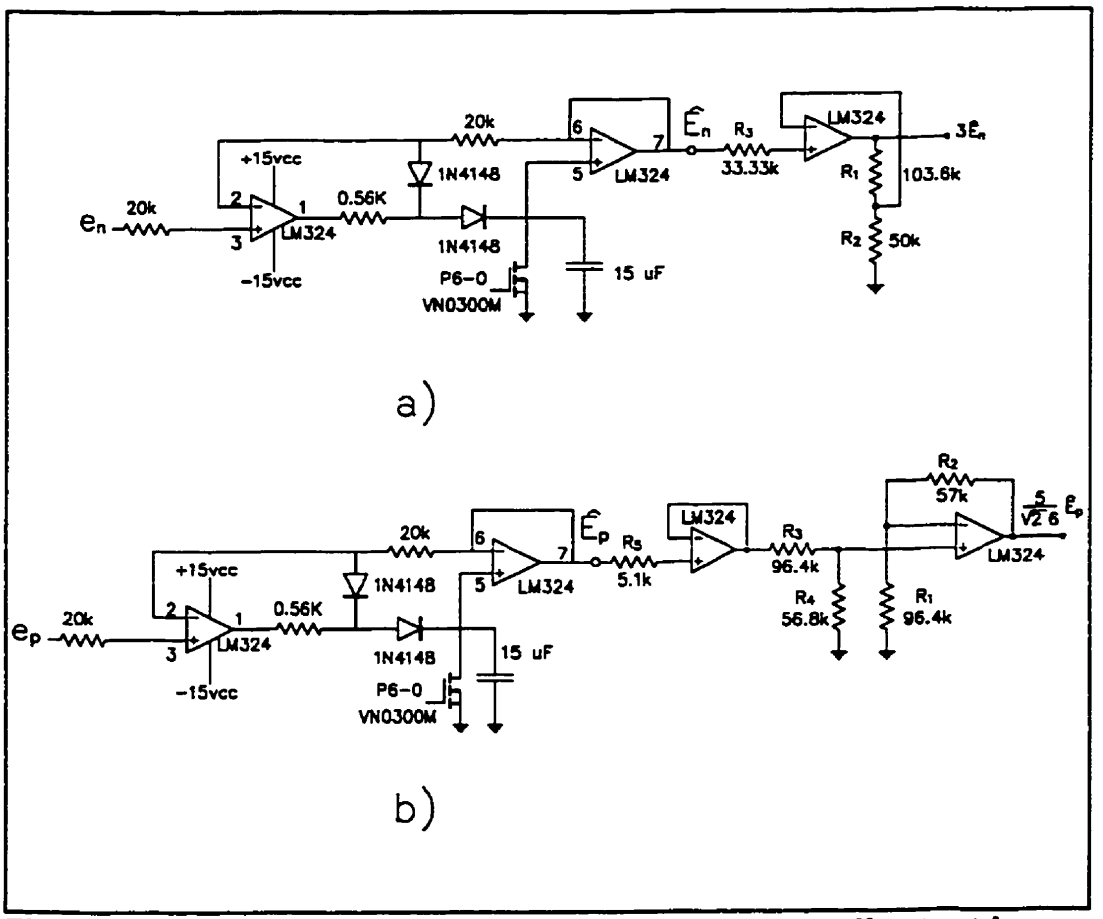


Figure 4.5 - Circuit de détection des crêtes des composantes directe et inverse

4.2.2.5.3 Circuit de détection du déphasage entre composante inverse et composante directe

Les deux comparateurs U11 et U10 de la figure 4.6 permettent de ramener respectivement les signaux analogiques de composantes directe et inverse sous la forme de signaux logiques. Le ou-exclusif 74LS86 (inversé par 74LS14) détecte le déphasage entre les deux signaux logiques et produit une impulsion descendante dont la durée correspond à celle du déphasage. En faisant un "ET" logique de la ligne 7 (état logique de la composante directe e_p) et de la ligne 5 (état logique du déphasage) du port 6 après avoir détecté le front tombant du signal logique correspondant à la composante directe, le micro-ordinateur détermine s'il s'agit d'un déphasage "avance" ou "retard".

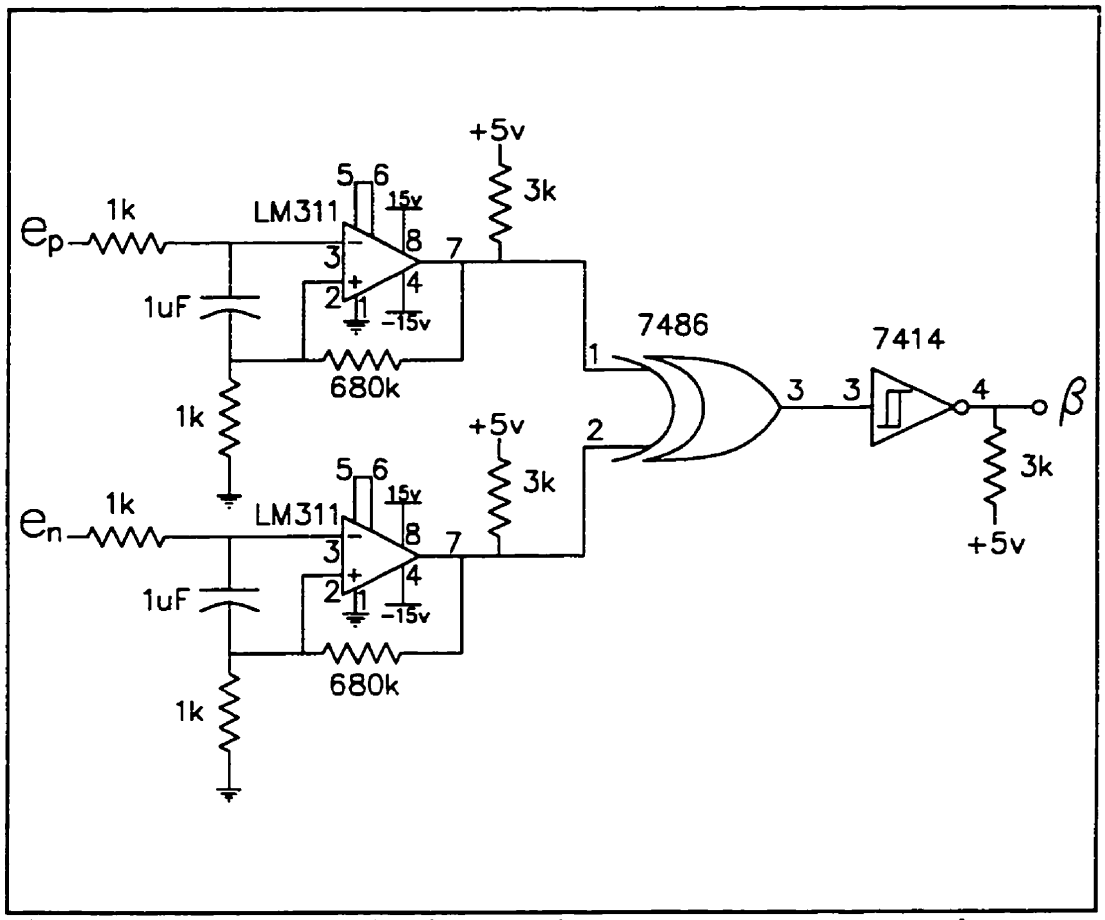


Figure 4.6 - Circuit de détection du déphasage entre composante inverse et composante directe

4.3 Logiciels

4.3.1 Introduction

Le contrôleur multiprocesseur ConForth est d'une grande souplesse d'utilisation et permet de faire du développement en mémoire RAM sur les cinq microcontrôleurs, en Forth ou en assembleur. Les fonctions de commande du convertisseur dodécaphasé sont réparties entre le microcontrôleur maître (µ37700) et les coprocesseurs 0 et 1 (µ37450) de la carte ConForth. Le maître (µ37700) s'occupe de la lecture de la consigne de tension, des amplitudes des composantes directe et inverse et du déphasage existant entre eux puis, calcule les angles de compensation requis par chaque pont de Graëtz. Les coprocesseurs ont pour tâche de générer les signaux d'allumage des thyristors selon les angles d'allumage en microsecondes reçus du maître.

4.3.2 Logiciel d'allumage des thyristors (Annexe VI.1)

Ce logiciel est basé sur la commande individuelle, autrement dit les angles d'allumage sont définis par rapport au passage par zéro des tensions de ligne (voir figure 4.3). La valeur des angles d'allumage est modifiée en variant la durée de l'intervalle entre le signal produit par le détecteur de zéro et l'instant d'allumage d'un thyristor.

Le logiciel d'allumage des thyristors, identique pour les deux coprocesseurs 0 et

1, se divise en trois modules distincts:

- séquence d'initialisation;
- programme principal;
- programmes d'interruptions par les détecteurs de zéro;
- programmes d'interruptions pour la réception des données du maître.

La description de chacun de ces modules est donnée pour simplifier la compréhension du logiciel.

4.3.2.1 Séquence d'initialisation

Lors de la mise en marche du microcontrôleur, les ports d'entrée-sortie, les registres d'interruption, les variables et fanions sont initialisés après une boucle d'attente qui permet aux blocs d'alimentation et à l'horloge de se stabiliser. Les minuteries T1, T2 et T3 sont programmées pour fonctionner en mode "One Shot" et sont par la suite initialisées.

4.3.2.2 Programme principal

Les premières tâches du programme principal sont de charger les registres tampons des minuteries T1, T2 et T3 avec les valeurs en microsecondes des angles

d'allumage respectifs α_1, α_2 et α_3 reçus du maître (µ37700) et de vérifier si un arrêt a été demandé en vérifiant la ligne 7 du port 3 (arrêt d'urgence). Si c'est le cas l'allumage des thyristors est immédiatement arrêté.

4.3.2.3 Interruption par le "Buffer" pour la réception des données du maître

Cette séquence d'instructions est exécutée chaque fois qu'il y a un ordre de transfert de données du maître. Ce sous-programme accepte une donnée qui représente le "byte" le moins significatif d'un angle d'allumage sur le registre principal de l'interface de bus et la mémorise. Le "byte" le plus significatif de l'angle d'allumage est accepté du registre auxiliaire de l'interface de bus et est également mémorisé. Pour obtenir les trois angles d'allumage α_1, α_2 et α_3, ce sous-programme est exécuté six fois (chaque angle α_i nécessite deux "byte").

4.3.2.4 Interruptions par les détecteurs de zéro

a) Interruption par le détecteur de zéro de la tension e_{ac} (sous-programme INT1)

Les passages par zéro de la tension e_{ac} provoquent des interruptions non masquables. Le sous-programme détermine si l'interruption a eu lieu sur un "zéro montant" ou un "zéro tombant". Si elle a eu lieu sur un "zéro montant", les thyristors 1 et 6 sont les prochains thyristors à mettre en conduction sinon ce sont les thyristors 3 et

4, et ce après avoir attendu l'expiration de la minuterie T2, suivant le cas le code approprié est placé sur le port P3. Le sous-programme indique ensuite sur quel front se fera la prochaine interruption.

b) Interruption par le détecteur de zéro de la tension e_{ba} (sous-programme INT2)

Les passages par zéro de la tension e_{ba} provoquent des interruptions non masquables. Le sous-programme détermine si l'interruption a eu lieu sur un "zéro montant" ou un "zéro tombant". Si elle a eu lieu sur un "zéro montant" les thyristors 2 et 3 sont les prochains thyristors à mettre en conduction sinon ce sont les thyristors 5 et 6, et ce après avoir attendu l'expiration de la minuterie T3, suivant le cas le code approprié est placé sur le port P3. Le sous-programme indique ensuite sur quel front se fera la prochaine interruption.

c) Interruption par le détecteur de zéro de la tension e_{cb} (sous-programme INT3)

Les passages par zéro de la tension e_{cb} provoquent des interruptions non masquables. Le sous-programme détermine si l'interruption a eu lieu sur un "zéro montant" ou un "zéro tombant". Si elle a eu lieu sur un "zéro montant" les thyristors 4 et 5 sont les prochains thyristors à mettre en conduction sinon ce sont les thyristors 1 et 2, et ce après avoir attendu l'expiration de la minuterie T1, suivant le cas le code approprié est placé sur le port P3. Le sous-programme indique ensuite sur quel front se

fera la prochaine interruption.

4.3.3 Logiciel de commande du convertisseur dodécaphasé (Annexe VI.2)

Le logiciel de commande du convertisseur dodécaphasé se divise en quatre modules distincts:

- séquence d'initialisation;
- programme principal;
- programme d'interruptions par les minuteries,
- tables des paramètres du krigeage.

La description de chacun de ces modules est donnée pour simplifier la compréhension du logiciel.

4.3.3.1 Séquence d'initialisation

Lors de la mise en marche du convertisseur dodécaphasé, les ports d'entrée-sortie P5 à P7, les registres d'interruption, le convertisseur analogique à numérique, les variables et fanions sont initialisés après une boucle d'attente qui permet aux blocs d'alimentation et à l'horloge de se stabiliser. Les minuteries sont par la suite initialisées. En particulier, la minuterie TB0 est programmée en mode "Pulse width measurement"

alors que la minuterie TB2 est programmé en mode "Period measurement".

4.3.3.2 Programme principal

a) Description générale

Les fonctions du programme principal sont multiples. C'est dans cette partie du programme que s'effectuent la détermination de la consigne de tension (sous-programme Consigten) et la détermination des angles d'allumage (sous-programme Calva). À chaque exécution de cette boucle principale, il y a une vérification de la ligne 4 du port 6 pour déterminer si un arrêt d'urgence est signalé. Dans l'affirmative, la valeur en microsecondes d'un angle d'allumage de 90° sera transmise à chaque pont.

S'il n'y a pas d'arrêt d'urgence, la boucle se poursuit en déterminant la consigne de tension et en calculant les angles d'allumage de compensation grâce à la sous-routine "Calang".

Chacun des sous-programmes mentionnés sera maintenant décrit de façon plus détaillée.

b) Lecture de la consigne de tension (sous-programme "ConsigTen")

Ce sous-programme lit la consigne de tension (port 5) et utilise une table "TABRED" pour déterminer sa valeur en radian CONSE qui sera utilisée par la sous-routine "Calang" pour le calcul des angles d'allumage de compensation.

La table (TABRED) permet de déterminer la valeur en radian de l'angle d'allumage nominal correspondant à la consigne de tension. Cette table contient 256 valeurs associées aux angles d'allumage allant de 30° à 90°, dont l'accès se fait par des indices compris entre 00 (30°) et FF (90°).

c) Sous-programme "Calva"

Ce sous-programme vérifie si le taux de déséquilibre est nul. Si oui, la valeur en microsecondes de l'angle d'allumage correspondant à la tension de consigne est transmise à chaque pont. Sinon, par un appel au sous-programme "Calang", les angles d'allumage de compensation sont calculés.

d) Sous-programme "Calang"

Ce sous-programme calcule les angles d'allumage de compensation à partir des valeurs de l'angle d'allumage associé à la tension désirée, du taux de déséquilibre

déterminé par le sous-programme "SetAD" et de l'angle de déséquilibre déterminé par "CalDepha". L'équation (3.8) dérivée du krigeage dual est utilisée pour le calcul de chaque angle d'allumage de compensation. Les coefficients de l'équation (3.9) relatifs à chaque angle α_{nk} (nk $\in$ {11,12,13,21,22,23}) sont obtenus d'une table ALPHAi (i $\in$ {1,2,3,4,5,6}).

Les angles de compensation obtenus sont ensuite convertis en microsecondes. Finalement des permutations appropriées (rotation à droite ou rotation à gauche) sont faites en tenant compte du fait que les paramètres du krigeage ont été calculés seulement pour des angles de déséquilibre compris entre 0° et 120°.

e) Sous-programme "SetAD"

Ce sous-programme lit les amplitudes des composantes inverse et directe respectivement sur les canaux 0 et 1 du convertisseur analogique à numérique (port 7) et calcule le taux de déséquilibre de tension.

f) Sous-programme "CalDepha"

Ce sous-programme vérifie si le déphasage réel entre la componsante inverse et la composante directe est supérieur à 120°; si tel est le cas, le déphasage servant au krigeage dual est obtenu en faisant une soustraction de 120° ou de 240° du déphasage

réel suivant que celui-ci est inférieur ou supérieur à 240°.

4.3.3.3 Programme d'interruption par les minuteries

a) Interruption par TB0

Cette séquence d'instructions est exécutée à toutes les transitions du signal de déphasage. Ce sous-programme vérifie d'abord si l'interruption s'est faite sur le front montant. Si oui, la valeur en microsecondes du déphasage "avance" ou "retard" du déphasage est obtenue en lisant le contenu de la minuterie TB0, puis la valeur en radian du déphasage est calculée. S'il s'agit d'un déphasage "avance" (Composante directe en avance sur la composante inverse) une soustraction de la valeur lue de 2π est faite pour obtenir l'angle de déséquilibre nécessaire au krigeage dual.

Si l'interruption a eu lieu sur le front descendant du signal de déphasage, le sous-programme est terminé.

b) Interruption par TB2

Cette séquence d'instructions est exécutée à tous les cycles du signal de la composante directe. Une fois tous les cinq cycles le taux de déséquilibre inverse de tension et l'angle de déséquilibre sont déterminés par appels respectifs aux sous-

programmes "Calva" et "CalDepha" et une remise à zéro des détecteurs de crête est faite en plaçant "1" sur la ligne 0 du port 6; cette procédure permet d'effectuer des mesures stables.

A tous les cycles, un transfert d'angles d'allumage en microsecondes aux coprocesseurs est effectué.

4.3.3.4 Tables

Les tables, au nombre de 10, se répartissent en cinq types:

- TABRED: table qui contient les valeurs associées aux angles d'allumage correspondant à la tension désirée;

- SEQI: table qui contient les échantillons de taux de déséquilibre inverse de tension nécessaires au krigeage;

- DPHI: table qui contient les échantillons d'angle de déséquilibre nécessaires au krigeage;

- ALPHA0: table qui contient les échantillons d'angles d'allumage nominaux;

- ALPHA1 à ALPHA6: tables qui contiennent respectivement les paramètres de krigeage des angles d'allumage α_{11}, α_{12}, α_{13}, α_{21}, α_{22} et α_{23}.

4.4 Fonctionnement et résultats expérimentaux

4.4.1 Fonctionnement

L'autotransformateur triphasé de la figure 4.1, composé de trois autotransformateurs monophasés, permet pratiquement d'obtenir n'importe quel taux de déséquilibre u et n'importe quel angle de déséquilibre ß.

L'acquisition des valeurs crêtes des composantes directe et inverse se fait par le processeur maître qui en déduit le taux de déséquilibre de tension u à toutes les périodes du réseau d'alimentation ca. Pour un déséquilibre de tension mesuré (u et β) et un angle d'allumage de consigne, les coefficients de l'équation (3.9) sont obtenus d'une table et les angles d'allumage de compensation correspondant à chaque pont de Graëtz sont déterminés par le processeur maître. Les angles d'allumage de compensation obtenus sont ensuite convertis en microsecondes puis acheminés vers les deux esclaves dédiés chacun à l'allumage des thyristors d'un pont de Graëtz triphasé.

4.4.2 Résultats expérimentaux

Les formes d'onde de tension redressée à la sortie du convertisseur dodécaphasé de la figure 4.1 lorsqu'il est alimenté par un système déséquilibré de tensions triphasées de lignes primaires défini par:

$$\begin{aligned} e_{AB} &= 216{,}564\sqrt{2}\sin(\theta + 6{,}89°); \\ e_{BC} &= 216{,}564\sqrt{2}\sin(\theta - 126{,}89°); \\ e_{CA} &= 170\sqrt{2}\sin(\theta + 120°); \end{aligned} \qquad \text{(V)} \qquad (4.1)$$

sont présentées aux figures 4.7 à 4.9.

Il convient de noter que le système de tensions triphasées défini par l'équation (4.1) correspond à un taux de déséquilibre de 15% et un angle de deséquilibre de 60°. L'angle d'allumage nominal est de 65°.

La figure 4.7 illustre l'onde de tension redressée et le spectre correspondant obtenus sans compensation. Nous notons une forte distorsion de la tension cc (fig. 4.7-a); le spectre de la figure 4.7-b met en évidence la présence du second harmonique dont l'amplitude est relativement élevée.

La figure 4.8 illustre l'onde de tension redressée et le spectre correspondant

obtenus avec compensation résultant de l'utilisation du krigeage dual avec 40 échantillons, soit N=40. Nous notons une diminution de la distorsion de la tension cc (fig. 4.8-a) et le spectre de la figure 4.8-b met en évidence la diminution de l'amplitude du second harmonique comparée à celle de la figure 4.7-b. Autrement dit, l'utilisation d'un nombre réduit d'échantillons pour le krigeage dual permet néanmoins une amélioration de la qualité de la tension redressée en régime déséquilibré.

La figure 4.9 illustre l'onde de tension redressée et le spectre correspondant obtenus avec compensation résultant de l'utilisation du krigeage dual avec 60 échantillons, soit N=60. Nous notons une forte diminution de la distorsion de la tension cc (fig. 4.9-a) et le spectre de la figure 4.9-b met en évidence une diminution drastique de l'amplitude du second harmonique comparée à celle des figures 4.7 et 4.8. Autrement dit, l'utilisation d'un nombre d'échantillons suffisamment élevé pour le krigeage dual permet une nette amélioration de la qualité de la tension redressée en régime déséquilibré.

Le tableau 4.2 présente les caractéristiques ca et cc du convertisseur dodécaphasé obtenues avec ou sans compensation. Les réductions de DF_1, DF_2, E_{d2} et E_{d4} résultant de la compensation montrent que les résultats expérimentaux sont en accord avec les résultats de simulation obtenus avec MATLAB et EMTP.

Tableau 4.2 - Convertisseur dodécaphasé: résultats expérimentaux obtenus avec ou sans compensation (α=65°; u=15% et ß=60°)

Caractéristiques cc et ca	Sans compensation	Avec compensation	
		Krigeage dual; N=40	Krigeage dual; N=60
$E_d/(\cos\alpha E_{do})$(%)	95.1609	96.9877	95.0955
DF_1	44,9461	13,9323	5,9514
DF_2	11,1802	3,2091	0,5292
II_{eq3} / II_{o1} (%)	5,8884	17,5445	14,8849
HF_{eq}	0,1961	0,1898	0,1811

(E_{do} = 397,6454 V).

Il est évident que les résultats expérimentaux obtenus auraient été plus satisfaisants si on avait tenu compte de l'empiètement dans le calcul des angles de compensation et si par ailleurs différents circuits utilisés (filtre de séquence, détecteurs de passage par zéro, de crêtes et de déphasage) avaient des caractéristiques idéales. Par ailleurs, une meilleure précision peut être obtenue avec l'utilisation d'un grand nombre d'échantillons, mais cela ne peut se faire qu'au prix d'un temps de calcul relativement long.

4.4.3 Temps de calcul des six angles de compensation du convertisseur dodécaphasé

Le temps requis par le processeur maître pour le calcul des six angles de compensation est d'environ 0,65 seconde pour N=40 et 0,96 seconde pour N=60.

Cependant, pour améliorer le temps de calcul sans trop affecter la précision, le krigeage dual bidimensionnel et une interpolation linéaire entre les angles de compensation peuvent être utilisés. Pour ce faire, les coefficients de krigeage dual bidimensionnel (avec 4 points sur l'axe $u_{_axe}$ et 5 points sur l'axe $\beta_{_axe}$) relatifs à différents angles d'allumage nominaux sont calculés et stockés dans des tables. Si l'angle d'allumage de consigne α correspond à un angle d'allumage pour lequel les coefficients de krigeage dual ont été calculés, alors le temps de calcul requis par le processeur maître pour le calcul des six angles de d'allumage serait d'environ 0,3 seconde. Si tel n'est pas le cas, les coefficients de krigeage dual relatifs aux angles d'allumage de krigeage α_i et α_{i+1} directement inférieur et supérieur respectivement à l'angle d'allumage de consigne α doivent être calculés et les angles de compensation respectifs α_{ink} et $\alpha_{(i+1)nk}$ déterminés. Ensuite par interpolation linéaire entre α_{ink} et $\alpha_{(i+1)nk}$, l'angle réel de compensation α_{nk} est déterminé par:

$$\alpha_{nk} = \frac{\alpha_{(i+1)nk} - \alpha_{ink}}{\alpha_{i+1} - \alpha_i}\alpha + \frac{\alpha_{ink}\alpha_{i+1} - \alpha_{(i+1)nk}\alpha_i}{\alpha_{i+1} - \alpha_i} \qquad (4.2)$$

où:

$$\alpha_{ink} = h_{ink}(u,\beta)u + \alpha_i$$

$$\alpha_{(i+1)nk} = h_{(i+1)nk}(u,\beta)u + \alpha_{i+1}$$

Dans ce cas, le temps de calcul requis par le processeur maître est d'environ 0,45 seconde.

Suivant le principe que nous venons de décrire, après avoir stocké dans des tables les coefficients de krigeage dual bidimensionnel (les points considérés pour le krigeage suivant $u_{_axe}$ et $ß_{_axe}$ étant ceux du tableau 3.1) pour sept angles d'allumage soit 30°, 40°, 50°, 60°, 70°, 80° et 90°, les résultats expérimentaux rassemblés dans le tableau 4.3 ont été obtenus pour un taux de déséquilibre de 15%, un angle de déséquilibre de 60° et un angle d'allumage de 65°. Nous notons une nette réduction de DF_1, DF_2, E_{d2} et E_{d4} grâce à l'utilisation de l'algorithme de compensation dérivé du krigeage dual combiné à une interpolation linéaire.

Tableau 4.3 - Convertisseur dodécaphasé; résultats expérimentaux obtenus avec krigeage dual combiné avec interpolation linéaire (α=65°; u=15% et ß=60°)

$E_d/(E_{do}\cos\alpha)(\%)$	DF_1	DF_2	Π_{eq3} / Π_{o1} (%)	HF_{eq}
94,4765	7,0566	1,2363	15,2888	0,1820

L'algorithme que nous venons de présenter constitue une solution de compromis entre précision et rapidité de calcul, mais il exige cependant un peu plus d'espace mémoire (140 échantillons) comparé à l'algorithme de compensation dérivé du krigeage tridimensionnel (60 échantillons) qui représente une solution de compromis entre espace et précision.

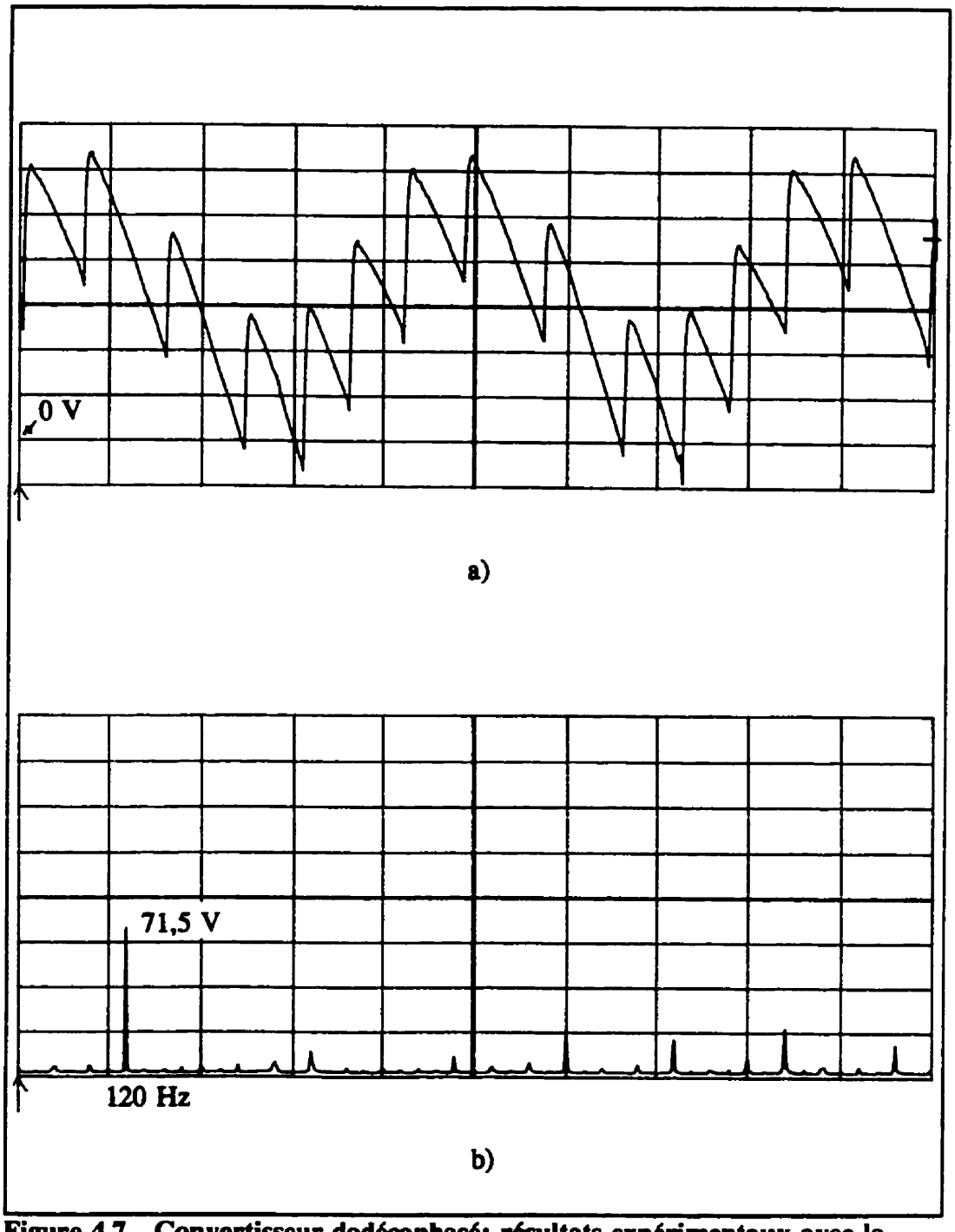


Figure 4.7 - Convertisseur dodécaphasé; résultats expérimentaux avec la commande individuelle: a) tension redressée e_d (35,7 V / div., 2 ms / div.); b) spectre de e_d

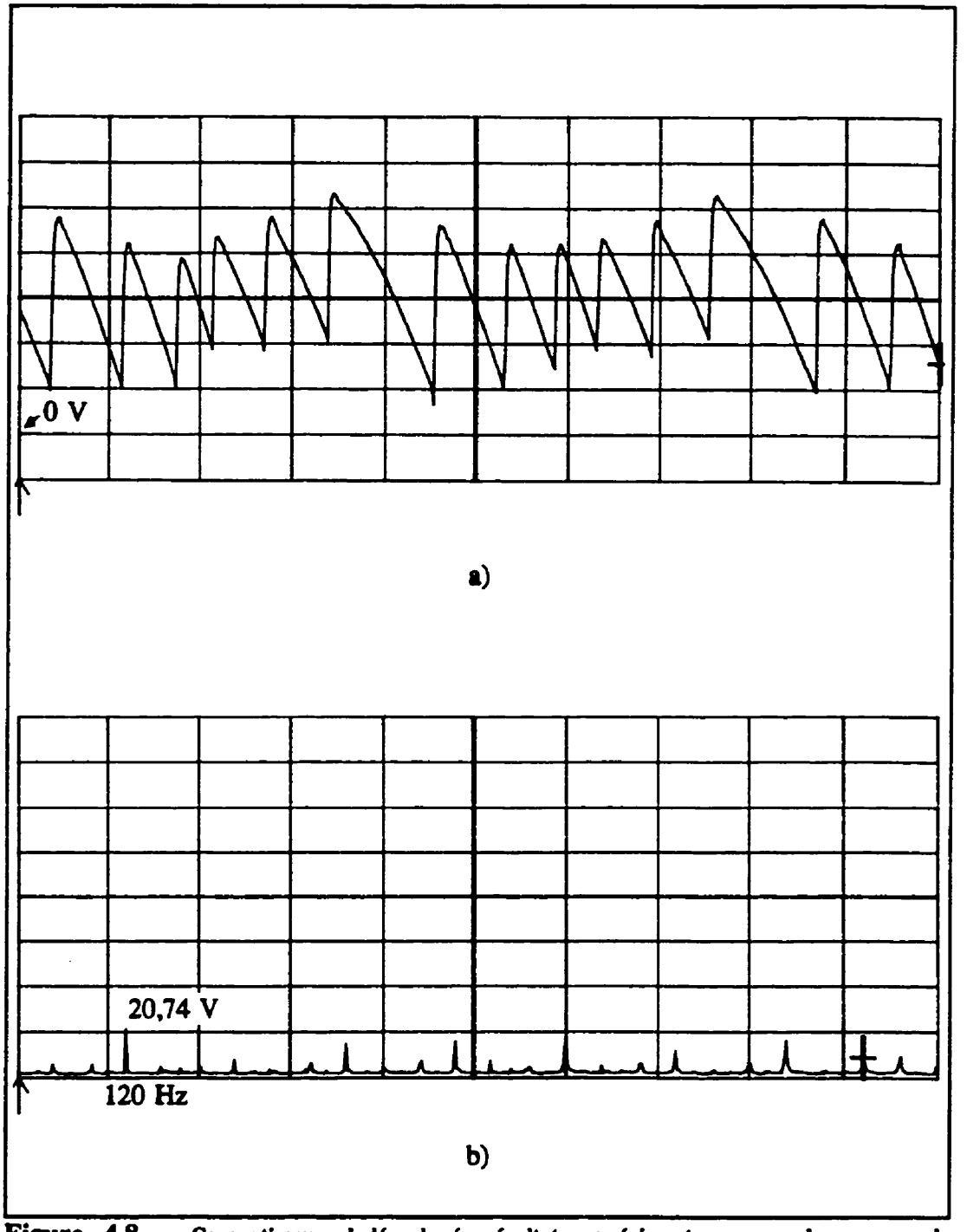


Figure 4.8 - Convertisseur dodécaphasé; résultats expérimentaux avec la commande asymétrique; N=40: a) tension redressée e_d (35,7 V / div., 2 ms / div.); b) spectre de e_d

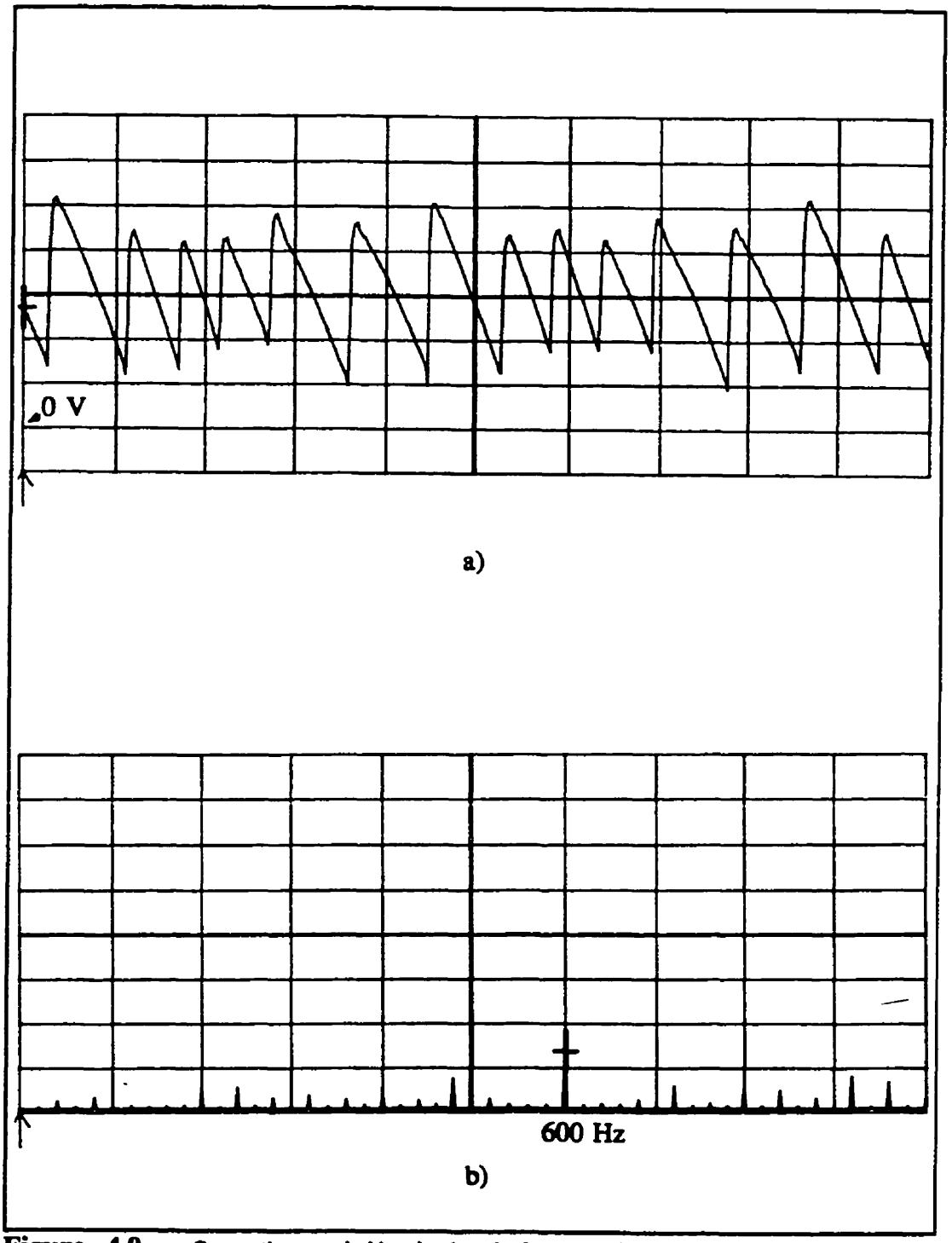


Figure 4.9 - Convertisseur dodécaphasé; résultats expérimentaux avec la commande asymétrique; N=60: a) tension redressée e_d (35,7 V / div., 2 ms / div.); b) spectre de e_d

CHAPITRE 5

MINIMISATION DES HARMONIQUES CA DE RANGS MULTIPLES DE TROIS PRODUITS PAR LES CONVERTISSEURS CA/CC EN RÉGIME DÉSÉQUILIBRÉ

5.1 Introduction

Il ressort des chapitres 1 et 2 qu'avec la commande équidistante les harmoniques non caractéristiques ca générés par les convertisseurs à thyristors sont d'amplitudes relativement réduites, ce qui est plus justifié lorsque l'inductance du côté cc a une valeur suffisamment élevée (CHRISTOFORIDIS et SAKIS, 1990; YACAMINI et SMITH, 1983). Toutefois, du point de vue de la qualité de la tension redressée fournie par le convertisseur ca/cc alimenté par un système déséquilibré de tensions triphasées, la commande équidistante s'avère médiocre. Par ailleurs, il est connu que durant les transitoires des tensions du côté ca, la commande équidistante peut procurer de longs délais pour l'ajustement du système de conversion ca/cc aux nouvelles conditions de fonctionnement (MASWOOD et GEZA, 1991). La commande équidistante ne permet pas de modifier facilement l'angle d'allumage à l'intérieur d'un intervalle de temps inférieur à une période du réseau ca.

Nous proposons dans ce chapitre une nouvelle méthode de commande

asymétrique qui minimise les harmoniques de rangs multiples de trois côté ca du convertisseur à thyristors et peut combler les lacunes susmentionnées de la commande équidistante. Par ailleurs cette nouvelle commande asymétique permet d'obtenir une tension moyenne régulée.

Dans ce chapitre, les hypothèses simplificatrices suivantes sont faites:

- le phénomène d'empiètement est négligeable;
- l'inductance côté cc est infinie.

5.2 Expressions des harmoniques côté ca d'un pont de Graëtz triphasé

L'inductance côté cc étant supposée infinie, la composante alternative du courant redressé i_d est nulle et les relations (1.25) des courants de ligne secondaires i_a, i_b et i_c deviennent:

$$i_a = I_d S_a \tag{5.1a}$$

$$i_b = I_d S_b \tag{5.1b}$$

$$i_c = I_d S_c \tag{5.1c}$$

Le phénomène d'empiètement étant négligé, les angles d'empiètement sont nuls et les expressions des coefficients de Fourier A_{xn} et B_{xn} de S_x, $x \in \{a, b, c\}$ données par les relations (1.11) deviennent:

$$A_{xn} = -\frac{4}{n\pi}\sin\frac{n}{2}(\gamma_i - \gamma_j + \alpha_i - \alpha_j)\cos\frac{n}{2}(\gamma_i + \gamma_j + \alpha_i + \alpha_j) \tag{5.2a}$$

$$B_{xn} = -\frac{4}{n\pi}\sin\frac{n}{2}(\gamma_i - \gamma_j + \alpha_i - \alpha_j)\sin\frac{n}{2}(\gamma_i + \gamma_j + \alpha_i + \alpha_j) \tag{5.2b}$$

$n = 2k - 1$ ($k = 1, 2, 3, \ldots$).

où l'indice x et les indices i et j associés sont déterminés à partir de la correspondance biunivoque définie par: x=[a,b,c] pour (i,j)=[(1,2),(2,3,(3,1)].

Des relations (5.1) et (5.2), nous déduisons les courants instantanés de ligne secondaires:

$$i_{xn} = -\frac{4I_d}{n\pi}\sin\frac{n}{2}(\gamma_i - \gamma_j + \alpha_i - \alpha_j)\cos\left(n\theta - \frac{n}{2}(\gamma_i + \gamma_j + \alpha_i + \alpha_j)\right) \tag{5.3}$$

$n = 2k - 1$ ($k = 1, 2, 3, \ldots$);

où l'indice x et les indices i et j sont obtenus grâce à la correspondance biunivoque définie précédemment.

À partir de la relation (5.3), on déduit que les amplitudes des courants instantanés i_a, i_b et i_c sont données respectivement par:

$$\hat{I}_{an} = \frac{4I_d}{n\pi}\left|\sin\frac{n}{2}(\gamma_1 - \gamma_2 + \alpha_1 - \alpha_2)\right| \tag{5.4a}$$

$$\hat{I}_{bn} = \frac{4I_d}{n\pi}\left|\sin\frac{n}{2}(\gamma_2 - \gamma_3 + \alpha_2 - \alpha_3)\right| \tag{5.4b}$$

$$\hat{I}_{cn} = \frac{4I_d}{n\pi}\left|\sin\frac{n}{2}(\gamma_3 - \gamma_1 + \alpha_3 - \alpha_1)\right| \tag{5.4c}$$

5.3 Principe de l'approche de minimisation des harmoniques ca de rangs multiples de trois pour un pont de Graëtz triphasé

Le principe de la méthode de minimisation des harmoniques ca de rangs multiples de trois que nous proposons est similaire à celui déjà proposé pour l'élimination des harmoniques cc de basses fréquences; il repose sur l'allumage du pont de Graëtz triphasé

à partir d'angles d'allumage appropriés identiques pour les thyristors d'une branche, mais plus ou moins distincts d'une branche à l'autre du pont. Il s'agit de déterminer les angles d'allumage α_1, α_2 et α_3 qui rendent nulles les amplitudes d'harmoniques ca de rangs multiples de trois déduites des relations (5.4).

5.4 Équations de minimisation des harmoniques ca de rangs multiples de trois relatives à un pont de Graëtz triphasé

Soit $\delta\gamma_1$, $\delta\gamma_2$ et $\delta\gamma_3$ les déviations respectives des passages par zéro γ_1, γ_2 et γ_3 dues à un déséquilibre de tension. En régime équilibré, il peut être vérifié que les passages par zéro sont donnés par $\gamma_1 = \pi/6$, $\gamma_2 = 5\pi/6$ et $\gamma_3 = 3\pi/2$. Ainsi, en régime déséquilibré les passages par zéro peuvent s'écrire comme la somme des passages par zéro en régime équilibré et les déviations dues au déséquilibre de tension, soit:

$$\gamma_1 = \frac{\pi}{6} + \delta\gamma_1 \tag{5.5a}$$

$$\gamma_2 = \frac{5\pi}{6} + \delta\gamma_2 \tag{5.5b}$$

$$\gamma_3 = \frac{3\pi}{2} + \delta\gamma_3 \tag{5.5c}$$

Par ailleurs, si nous désignons par $\delta\alpha_1$, $\delta\alpha_2$ et $\delta\alpha_3$ les variations relatives d'angles d'allumage nécessaires pour l'élimination des harmoniques ca de rangs multiples de trois suivant un taux u et un angle ß de déséquilibre donnés, les angles d'allumage de minimisation α_1, α_2 et α_3 peuvent alors être exprimés par:

$$\alpha_1 = \alpha + \delta\alpha_1 \tag{5.6a}$$

$$\alpha_2 = \alpha + \delta\alpha_2 \tag{5.6b}$$

$$\alpha_3 = \alpha + \delta\alpha_3 \tag{5.6c}$$

À partir des équations (5.5) et (5.6), les équations (5.4) deviennent:

$$\hat{I}_{an} = \frac{4I_d}{n\pi}\left|\sin\frac{n}{2}\left(-\frac{2\pi}{3} + \delta\gamma_1 - \delta\gamma_2 + \delta\alpha_1 - \delta\alpha_2\right)\right| \tag{5.7a}$$

$$\hat{I}_{bn} = \frac{4I_d}{n\pi}\left|\sin\frac{n}{2}\left(-\frac{2\pi}{3} + \delta\gamma_2 - \delta\gamma_3 + \delta\alpha_2 - \delta\alpha_3\right)\right| \tag{5.7b}$$

$$\hat{I}_{cn} = \frac{4}{n\pi}\left|\sin\frac{n}{2}\left(\frac{4\pi}{3} + \delta\gamma_3 - \delta\gamma_1 + \delta\alpha_3 - \delta\alpha_1\right)\right| \tag{5.7c}$$

Les harmoniques ca de rangs multiples de trois sont ceux pour lesquels $n = 3k + 6$ ($k = 1,2,3,...$). Ainsi, pour éliminer théoriquement ces harmoniques, les variations d'angles doivent satisfaire le système d'équations de minimisation suivant:

$$\begin{cases} \delta\gamma_1 - \delta\gamma_2 + \delta\alpha_1 - \delta\alpha_2 = 0 \\ \delta\gamma_2 - \delta\gamma_3 + \delta\alpha_2 - \delta\alpha_3 = 0 \\ \delta\gamma_3 - \delta\gamma_1 + \delta\alpha_3 - \delta\alpha_1 = 0 \end{cases} \tag{5.8}$$

5.5 Angles d'allumage de minimisation des harmoniques ca de rangs multiples de trois relatives à un pont de Graëtz triphasé

Considérant $\delta\alpha_1$ comme paramètre dans le système d'équations (5.8), les angles d'allumage de minimisation sont déterminés par:

$$\begin{cases} \alpha_1 = \alpha + \delta\alpha_1 \\ \alpha_2 = \alpha + \delta\alpha_1 + \gamma_1 - \gamma_2 + \dfrac{2\pi}{3} \\ \alpha_3 = \alpha + \delta\alpha_1 + \gamma_1 - \gamma_3 + \dfrac{4\pi}{3} \end{cases} \tag{5.9}$$

En substituant les angles ainsi obtenus dans l'expression (1.17a) de la tension moyenne E_d, et en négligeant les angles d'empiètement, nous obtenons après quelques manipulations une nouvelle expression de E_d donnée par:

$$E_d = \frac{3\sqrt{3}\hat{E}_p}{\pi}\cos\left(\gamma_1 + \alpha + \delta\alpha_1 - \frac{\pi}{6}\right) \tag{5.10}$$

Afin d'obtenir une expression de la tension moyenne similaire à celle que l'on obtient en régime équilibré, c'est-à-dire:

$$E_d = \frac{3\sqrt{3}\hat{E}_p}{\pi}\cos(\alpha)$$

il faut que $\delta\alpha_1$ soit exprimé par:

$$\delta\alpha_1 = -\gamma_1 + \frac{\pi}{6} \tag{5.11}$$

Il en découle finalement les expressions suivantes des angles de minimisation:

$$\begin{cases} \alpha_1 = \alpha - \gamma_1 + \dfrac{\pi}{6} \\ \alpha_2 = \alpha - \gamma_2 + \dfrac{5\pi}{6} \\ \alpha_3 = \alpha - \gamma_3 + \dfrac{3\pi}{2} \end{cases} \tag{5.12}$$

avec:

$$\gamma_1 = \tan^{-1}\frac{1 - 2u\sin(\pi/6 + \beta)}{\sqrt{3} + 2u\cos(\pi/6 + \beta)} \tag{5.13a}$$

$$\gamma_2 = \tan^{-1}\frac{1 - 2u\sin(5\pi/6 + \beta)}{-\sqrt{3} + 2u\cos(5\pi/6 + \beta)} \tag{5.13b}$$

$$\gamma_3 = \tan^{-1}\frac{-1 + u\cos\beta}{u\sin\beta} \tag{5.13c}$$

Il en découle que pour α, u et ß donnés, les angles d'allumage de minimisation des harmoniques ca de rangs multiples de trois peuvent être déterminés à l'aide des équations (5.12) et (5.13). Il faut noter que la minimisation n'est possible, en mode redresseur que si les angles obtenus de ces équations restent compris entre 0° et 90°.

5.6 Valeur moyenne de la tension redressée du pont de Graëtz lorsque la commande équidistante est utilisée

Avec l'hypothèse d'empiètement négligeable, l'expression de la tension moyenne du pont de Graëtz triphasé lorsqu'on utilise la commande équidistante est donnée par:

$$E_{do} = \frac{3\sqrt{3}E_p}{\pi}\cos(\gamma_1 + \alpha - \pi/6) \tag{5.14}$$

L'équation (5.14) montre qu'avec la commande équidistante, la tension moyenne dépend du taux et de l'angle de déséquilibre.

5.7 Angles d'allumage de minimisation des harmoniques ca de rangs multiples de trois relatifs à un convertisseur à p pulsations (p = 6k, k = 2, 3, ..., p ≥ 12)

Les angles d'allumage de minimisation relatifs au $n^{ième}$ pont de Graëtz d'un convertisseur ca/cc à p pulsations sont établis à partir de l'analyse faite à la section 5.5 et sont donnés par:

$$\begin{cases} \alpha_{n1} = \alpha - \gamma_{n1} + \dfrac{\pi}{6} - \Delta \\ \alpha_{n2} = \alpha - \gamma_{n2} + \dfrac{5\pi}{6} - \Delta \\ \alpha_{n3} = \alpha - \gamma_{n3} + \dfrac{3\pi}{2} - \Delta \end{cases} \tag{5.15}$$

avec:

$$\gamma_{nk,\ k\in\{1,2,3\}} = \tan^{-1}\frac{-\cos\left(\Delta - \dfrac{2k\pi}{3}\right) + u\cos\left(\beta - \Delta + \dfrac{2k\pi}{3}\right)}{-\sin\left(\Delta - \dfrac{2k\pi}{3}\right) + u\sin\left(\beta - \Delta + \dfrac{2k\pi}{3}\right)} \tag{5.16}$$

où Δ est le déphasage entre le couplage secondaire du transformateur du $n^{ième}$ pont de Graëtz et le couplage secondaire étoile du transformateur alimentant le premier pont de

Graëtz. L'équation (5.16) est déduite des équations (1.13) et (1.37) (avec $ß_p$=0 et $ß_a$=ß).

5.8 Résultats de simulation du convertisseur dodécaphasé

Afin de comparer les performances de la nouvelle commande de minimisation des harmoniques ca de rangs triples à celle de la commande équidistante, nous présentons dans cette section les caractéristiques ca et cc du convertisseur dodécaphasé obtenues avec MATLAB. Les données utilisées dans cette section pour la simulation sont celles relatives au convertisseur dodécaphasé et présentées au chapitre 1 excepté le rapport entre X_d et R_d qui est maintenant donné par $X_d = 22{,}4R_d$, pour satisfaire pratiquement l'hypothèse d'inductance cc infinie.

5.8.1 Caractéristiques de la tension redressée

5.8.1.1 Tension moyenne

Les figures 5.1 et 5.2 montrent que la tension moyenne obtenue avec la commande aymétrique de minimisation des harmoniques de rangs multiples de trois ne varie ni avec le taux de déséquilibre u ni avec l'angle de déséquilibre ß. Par ailleurs, ces deux figures mettent en évidence les variations de la tension moyenne lorsque la commande est équidistante.

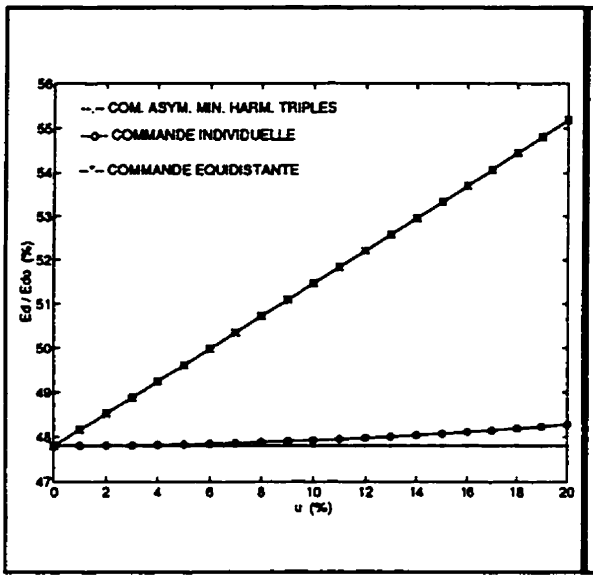


Figure 5.1 - Convertisseur dodécaphasé: tension moyenne en fonction du taux de desequilibre u (β=60°; α=65°)

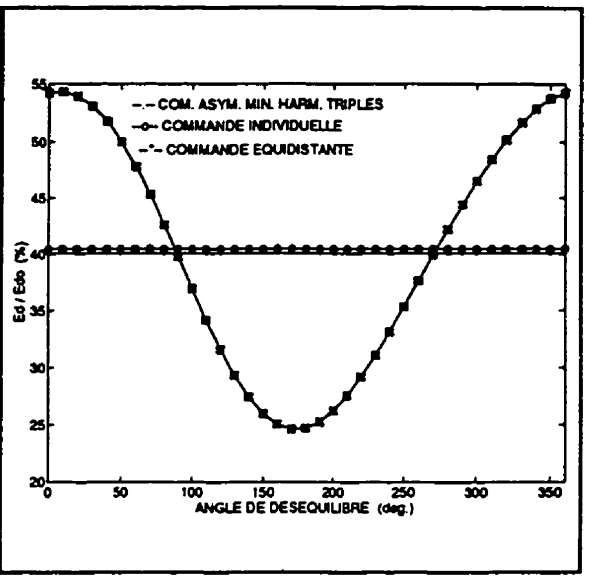


Figure 5.2 - Convertisseur dodécaphasé: tension moyenne en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=0,2; α=65°)

5.8.1.2 Taux de distorsion DF_1 et DF_2

Les figures 5.4 et 5.6 montrent respectivement que, avec la commande asymétrique de minimisation des harmoniques de rangs multiples de trois, les taux de distorsion DF_1 et DF_2 ne varient pas avec l'angle de déséquilibre ß. Alors que sur les figures 5.3 et 5.5 DF_1 et DF_2 ont des valeurs un peu réduites avec la commande équidistante, ils ont des valeurs plus élevées pour des valeurs de ß situées aux voisinages de 180° sur les figures 5.4 et 5.6 comparées aux valeurs qu'ils ont avec la commande asymétrique.

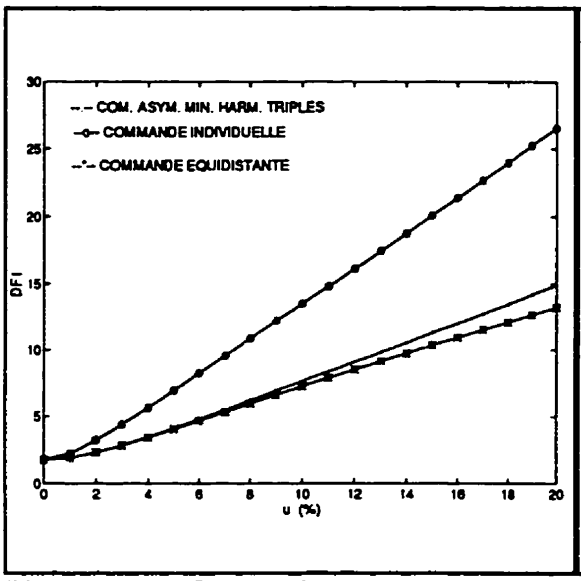


Figure 5.3 - Convertisseur dodécaphasé: Taux de distorsion DF_1 en fonction du taux de desequilibre u (β=60°; α=65°)

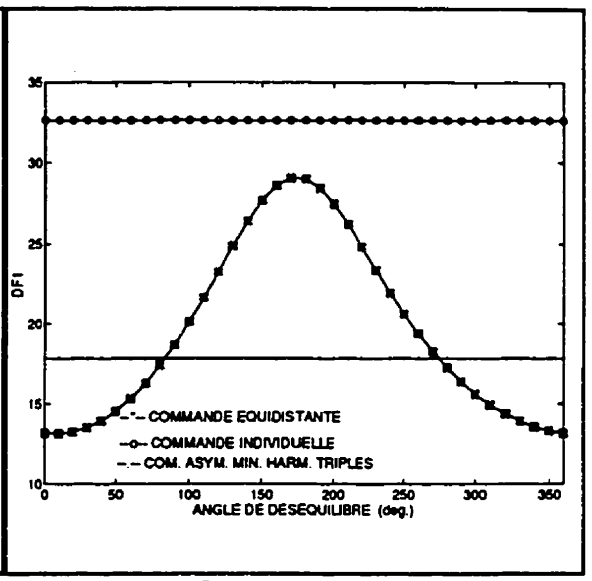


Figure 5.4 - Convertisseur dodécaphasé: taux de distorsion DF_1 en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=0,2; α=65°)

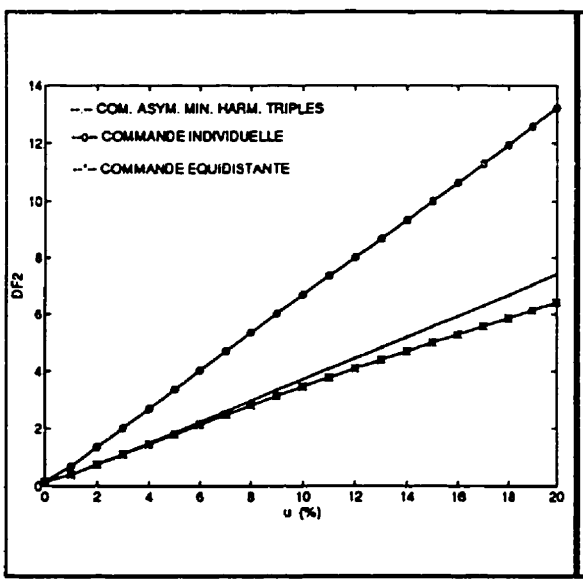


Figure 5.5 - Convertisseur dodécaphasé: Taux de distorsion DF_2 en fonction du taux de desequilibre u (β=60°; α=65°)

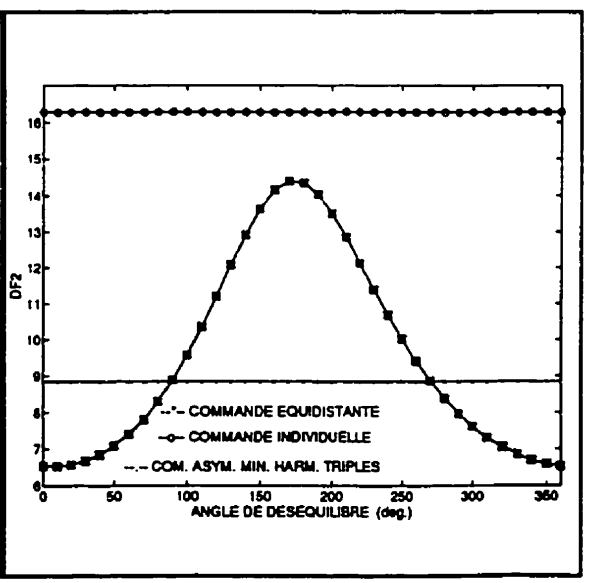


Figure 5.6 - Convertisseur dodécaphasé: taux de distorsion DF_2 en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=0,2; α=65°)

5.8.2 Caractéristiques des courants côté ca

5.8.2.1 Troisième harmonique équivalent

Les figures 5.7 et 5.8 montrent que les courbes respectives de variations des valeurs efficaces du troisième harmonique équivalent en fonction de u et de ß obtenues avec la commande asymétrique et la commande équidistante sont superposées. Les valeurs efficaces du troisième harmonique équivalent obtenues avec ces deux méthodes de commande sont plus faibles que celles obtenues avec la commande individuelle.

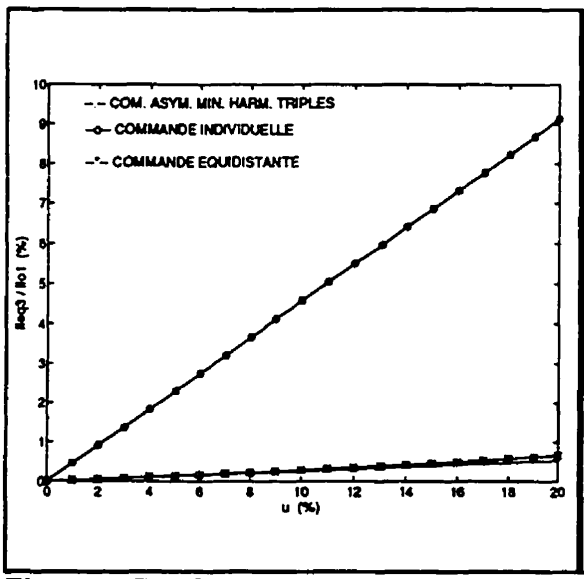


Figure 5.7 - Convertisseur dodécaphasé: 3ième harmonique équivalent de courant ca en fonction du taux de desequilibre u (β=60°; α=65°)

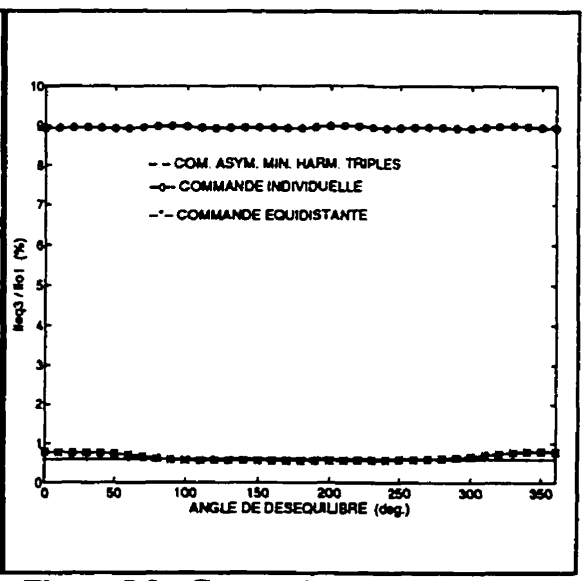


Figure 5.8 - Convertisseur dodécaphasé: 3ième harmonique de courant ca en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=0,2; α=65°)

5.8.2.2 Taux d'harmoniques équivalent

Les figures 5.9 et 5.10 montrent que c'est avec la nouvelle commande de minimisation des harmoniques de rangs multiples de trois que les valeurs du taux d'harmoniques équivalent des courants ca sont plus faibles; excepté pour des valeurs de ß situées au voisinage de 0° (ou 360°).

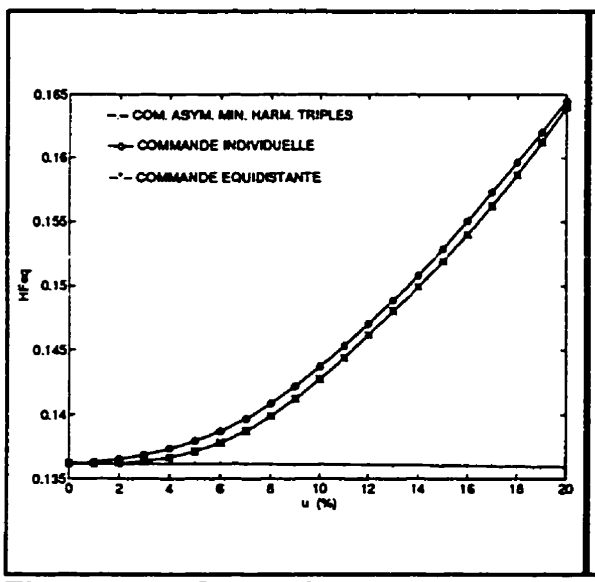


Figure 5.9 - Convertisseur dodécaphasé: taux d'harmoniques équivalent de courant ca en fonction du taux de desequilibre u (β=60°; α=65°)

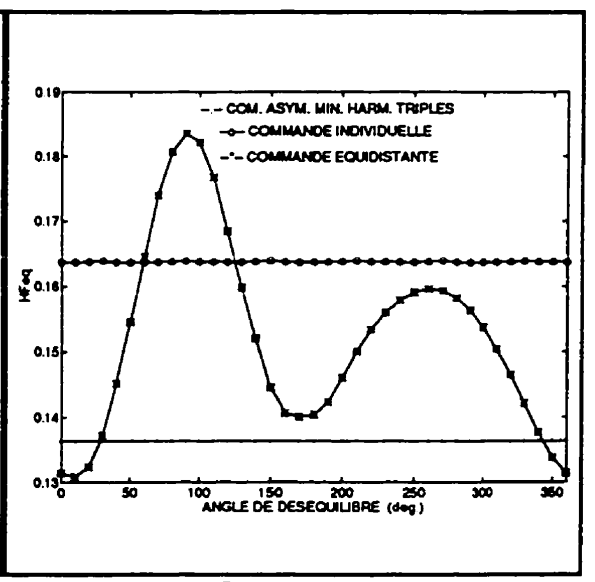


Figure 5.10 - Convertisseur dodécaphasé: taux d'harmoniques de courant ca en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=0,2; α=65°)

5.8.2.3 Facteur de puissance primaire

Les figures 5.11 et 5.12 montrent qu'avec la commande asymétrique de minimisation d'harmoniques de rangs multiples de trois le facteur de puissance ne varie pratiquement pas avec u et ß. Nous remarquons que lorsque ß est compris entre 90° et 270°, cette commande asymétrique offre le meilleur facteur de puissance; ceci est similaire à l'observation faite au chapitre 2 avec la commande asymétrique d'élimination d'harmoniques non caractéristiques cc de basses fréquences.

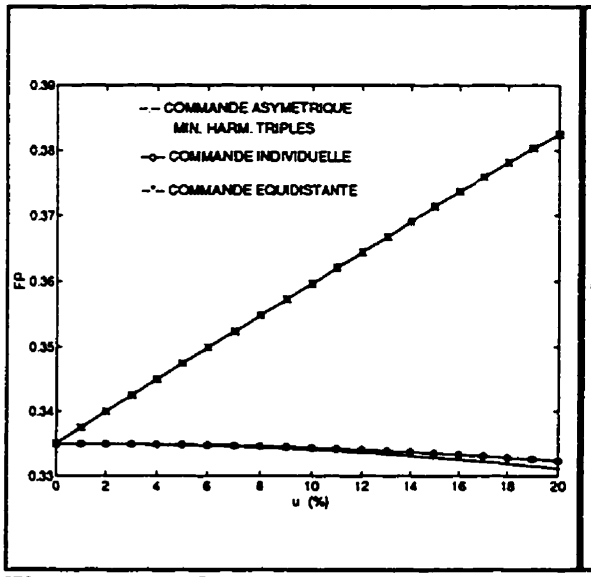


Figure 5.11 - Convertisseur dodécaphasé: facteur de puissance primaire en fonction du taux de déséquilibre u (β=60°; α=65°)

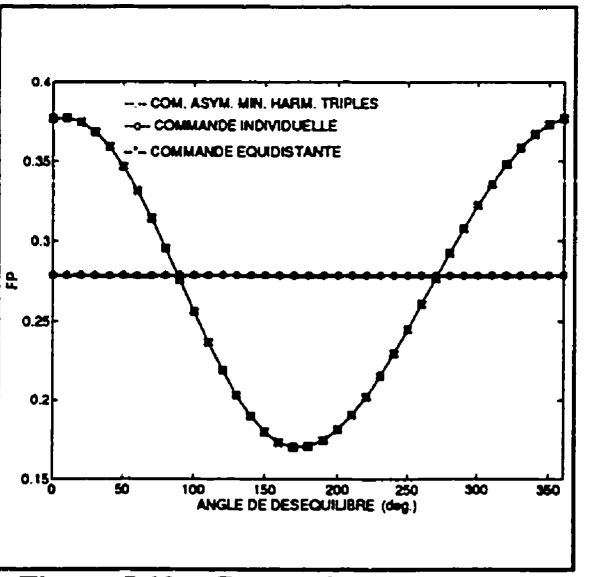


Figure 5.12 - Convertisseur dodécaphasé: facteur de puissance primaire en fonction de l'angle de déséquilibre ß (u=0,2; α=65°)

5.9 Résultats expérimentaux

Dans l'annexe VII, les figures VII.1 et VII.2 relatives à la commande asymétrique de minimisation d'harmoniques triples et à la commande équidistante présentent les formes d'ondes des courants côté ca (phase a) du convertisseur dodécaphasé de la figure 4.1 lorsqu'il est alimenté par un système déséquilibré de tensions triphasées de lignes primaires défini par:

$$\begin{aligned} e_{AB} &= 170{,}5353\sqrt{2}\sin(\theta + -1{,}7505°); \\ e_{BC} &= 212{,}1420\sqrt{2}\sin(\theta - 112{,}3634°); \\ e_{CA} &= 220{,}4846\sqrt{2}\sin(\theta + 114{,}0171°) \end{aligned} \qquad \text{(V)} \qquad (5.17)$$

La charge cc est définie par R_d=20,9 Ω et X_d=86,14 Ω.

Il convient de noter que le système de tensions triphasées défini par l'équation (5.17) correspond à un taux de déséquilibre de 15% et un angle de deséquilibre de 190°. L'angle d'allumage nominal est de 65°. Le tableau 5.1 présente les caractéristiques ca et cc du convertisseur dodécaphasé obtenues avec la commande asymétrique de minimisation d'harmoniques triples et avec la commande équidistante. Les amplitudes d'harmoniques ca équivalent de rang trois et les taux d'harmoniques ca équivalents obtenus avec les deux méthodes de commande sont du même ordre de grandeur. La présence d'harmoniques triples est due à la valeur finie de la réactance X_d et à la réactance de commutation qui n'est pas pratiquement nulle.

Le tableau 5.1 met en évidence le fait que, avec la commande équidistante, lorsque l'angle de deséquilibre ß avoisine 190°, les caractéristiques cc du convertisseurs sont médiocres comparées à celles obtenues avec la commande asymétrique de minimisation d'harmoniques ca de rangs multiples de trois. Nous notons qu'avec la commande équidistante, la valeur de la tension moyenne obtenue (56,4825 %) représente à peu près la moitié de celle obtenue (92,5784 %) avec la commande asymétrique. Par ailleurs, les taux de distorsion DF_1 et DF_2 obtenus avec la commande équidistante représentent pratiquement les doubles de ceux obtenus avec la commande asymétrique de minimisation d'harmoniques ca de rangs multiples de trois (voir tableau 5.1).

Tableau 5.1 - Convertisseur dodécaphasé: résultats expérimentaux obtenus avec la commande asymétrique de minimisation d'harmoniques triples et avec la commande équidistante (α=65°; u=15% et ß=190°)

Caractéristiques cc et ca	Com. asymétrique de minimisation d'harmoniques triples	Com. équidistante
$E_d/(\cos\alpha E_{do})$(%)	92,5784	56,4825
DF_1	20,8948	41,4291
DF_2	5,0361	10,1018
II_{eq3} / II_{o1} (%)	7,0322	6,9118
HF_{eq}	0,1618	0,1626

(E_{do} = 397,6 V).

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le présent travail a tout d'abord permis de mettre en évidence l'influence des déséquilibres de tension sur les harmoniques non caractéristiques ca et cc générés par des convertisseurs ca/cc à six, douze, dix-huit et vingt-quatre pulsations. L'usage du concept des fonctions de commutation a permis d'établir les expressions analytiques des amplitudes des harmoniques caractéristiques et non caractéristiques produits par un pont de Graëtz triphasé et d'en faire une extension au cas des convertisseurs à douze, dix-huit et vingt-quatre pulsations. Par ailleurs, il ressort de l'analyse que l'accroissement de la distorsion de la tension redressée à la sortie des convertisseurs ca/cc en régime déséquilibré est principalement due à l'apparition du deuxième harmonique. À partir des courbes de simulation obtenues avec MATLAB, nous réalisons qu'en régime déséquilibré, pour les convertisseurs ca/cc à thyristors ayant un nombre de pulsations supérieur ou égal à douze, les taux de distorsion et l'amplitude du deuxième harmonique côté cc sont quasiment indépendants de l'angle de déséquilibre lorsque la commande individuelle est utilisée. De même, le troisième harmonique et le taux d'harmoniques de courant équivalent ca produits par les convertisseurs ayant un nombre de pulsations supérieur ou égal à douze sont quasiment indépendants de l'angle de déséquilibre ß tant avec la commande individuelle qu'avec la commande équidistante. Ainsi pour une estimation rapide de l'influence des déséquilibres de tension sur les caractéristiques ca et cc des convertisseurs ayant un nombre de pulsations supérieur ou égal à douze, l'angle de déséquilibre ß peut être considéré nul. Nous avons aussi mis en évidence le fait qu'en

régime déséquilibré, l'utilisation d'un convertisseur ca/cc à thyristors ayant un nombre de pulsations élevé ne permet pas d'améliorer la qualité de la tension redressée lorsque les commandes classiques sont utilisées.

Le second chapitre présente une nouvelle commande asymétrique qui permet de réduire la distorsion harmonique cc des convertisseurs ca/cc à thyristors alimentés par un système déséquilibré de tensions sinusoïdales triphasées. Elle consiste essentiellement à éliminer les harmoniques non caractéristiques de basses fréquences en utilisant trois angles d'allumage plus ou moins distincts pour les trois branches de chaque pont de Graëtz triphasé d'un convertisseur ca/cc à p pulsations (p=6k, k=1,2,3,...). Pour contourner les difficultés liées au choix des conditions initiales et à la convergence, les équations de compensation, qui sont nonlinéaires transcendentales, sont résolues en faisant recours à la méthode de continuation. Les équations différentielles qui en résultent sont intégrées numériquement grâce à la sous- routine ode23 du logiciel MATLAB, dans laquelle est implantée la méthode d'intégration numérique de Runge Kutta d'ordre 2. Les courbes de simulation obtenues avec MATLAB et EMTP permettent de valider la nouvelle approche de minimisation de distorsion harmonique cc. Avec la nouvelle commande asymétrique, la qualité de la tension redressée se trouve nettement améliorée en régime déséquilibré; elle fournit cependant des valeurs du troisième harmonique de courant équivalent qui sont plus élevées que celles fournies par les commandes classiques. Il convient de signaler qu'elle offre par ailleurs le meilleur facteur de puissance sur une grande plage de valeurs de l'angle de déséquilibre. Dans les

applications industrielles où l'on désire obtenir une tension redressée très peu ondulée telles qu'en énergie nucléaire pour l'alimentation des bobines de champs d'accélérateurs de particules et en entraînements à vitesses variables pour l'alimentation des onduleurs autonomes, la commande asymétrique proposée s'avère extrêmement intéressante.

Le troisième chapitre présente une technique d'interpolation connue sous le nom de krigeage dual et son application à l'estimation des angles d'allumage de compensation. Les résultats obtenus avec MATLAB montrent que le krigeage dual permet à l'aide d'un nombre d'échantillons relativement réduit d'établir des expressions globales d'angles d'allumage de compensation en fonction du taux de déséquilibre u, de l'angle de déséquilibre ß et de l'angle d'allumage nominal α.

Le quatrième chapitre présente un prototype expérimental de convertisseur dodécaphasé dont la commande est faite à partir d'un contrôleur multiprocesseur sur lequel est implanté en codes Forth et assembleur l'algorithme de compensation dérivé du krigeage dual pour une minimisation en temps réel de la distorsion harmonique cc. Nous avons présenté deux algorithmes d'estimation des angles de compensation, l'un, dérivé du krigeage dual tridimensionnel, constitue une solution de compromis entre précision et espace mémoire et l'autre, dérivé du krigeage bidimensionnel, constitue une solution de compromis entre précision et rapidité de calcul. Les résultats expérimentaux obtenus non seulement corroborent les résultats de simulation mais aussi et surtout démontrent la faisabilité de la nouvelle commande asymétrique.

Le cinquième chapitre enfin porte sur la mise au point d'un nouvel algorithme de minimisation des harmoniques ca de rangs multiples de trois. Les résultats de simulation avec MATLAB et les résultats expérimentaux obtenus avec le prototype expérimental de convertisseur dodécaphasé montrent qu'en régime déséquilibré la commande asymétrique de minimisation des harmoniques de rangs multiples de trois améliore, comparativement à la commande équidistante, les caractéristiques ca et cc des convertisseurs à thyristors. D'après les courbes de simulations obtenues avec MATLAB, elle offre aussi le meilleur facteur de puissance sur une grande plage de valeurs de l'angle de déséquilibre. Cette approche de commande asymétrique représente une alternative à la commande équidistante couramment utilisée pour la commande des convertisseurs ca/cc à thyristors des lignes de transport d'énergie à courant continu.

Notons qu'il y a des points dans le cadre de ce travail qui n'ont pas été abordés et qui peuvent faire l'objet de recherches futures:

- L'application du concept des fonctions de commutation et des composantes symétriques à l'analyse des structures de convertisseurs ca/cc à thyristors non conventionnelles décrites dans (OLIVIER, APRIL, NGANDUI et GUIMARAES, 1993, 1994) en régime déséquilibré serait intéressante.

- En ce qui concerne le calcul des angles d'allumage de compensation, l'étude des conditions d'existence des solutions aux équations de compensation reste à faire.

- En régime déséquilibré, il serait intéressant d'utiliser des techniques d'optimisation pour la détermination des angles d'allumage de compensation des convertisseurs ca/cc à p pulsations, avec p/6 pair; la fonction objectif étant définie par $\sqrt{A^2_{(p/6)} + B^2_{(p/6)}}$.

- La démarche suivie dans cette thèse pourrait servir à la mise au point d'une commande asymétrique pour l'élimination de la composante de courant continu dans les enroulements des transformateurs de conversion des lignes de transport d'énergie à courant continu qui sont proches des lignes de transport d'énergie à courant alternatif.

L'utilisation de microcontrôleurs plus rapides (fréquence d'horloge élevée) permettrait d'améliorer le temps de calcul et la précision des angles d'allumage de compensation avec un nombre élevé d'échantillons. Vu les progrès sans cesse croissants accomplis dans la technologie des microprocesseurs, du point de vue vitesse de traitement des données, nous osons espérer que les nouvelles techniques de commande des convertisseurs ca/cc à thyristors proposées dans cette thèse seront largement utilisées.

REFÉRENCES

ARRILLAGA, J., BRADLEY, D.A. et BODGER, P.S. (1985). Power system harmonics. John Willey & Sons, New York.

ARRILLAGA, J. et EFTHYMIADIS, A.E. (1968). Simulation of convertor performance under unbalanced conditions," Proc. IEE, Vol. 115, No. 12.

ARRILLAGA, J. et EGGLESON, J.F. (1987). Comparison of steady-state and dynamic models for the calculation of ac/dc system harmonics. Proc. IEE Pt., Vol. 134, No. 1, 31-37.

AINSWORTH, J.D. (1968). The Phase-Locked oscillator - A new control system for cntrolled static convertors. IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-87, No. 3, 850-865.

ANTONY, R. (1993). Étude énergétique d'un transformateur tri-pentaphasé. Mémoire de fin d'études, École Polytechnique de Montréal.

BERGEAL, J., BONNARD, G. et MOLLER, L. (1985). Les déséquilibres de tension. Rev. Gén. Elect., No. 10, 721-726.

BHAVARAJU, V.B. et ENJETI, P. (1993). A novel active line conditioner for a three-phase System. Conf. Rec. IEEE-IAS, 979-985.

BROADWATER, R.P. et al. (1993). Time varying load analysis to reduce disturbance losses through reconfiguration. IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 8, No. 1, 294-300.

BONERT, R. et DEWAN, S.B. (1979). Line unbalance effects in a three-phase rectifier with Lf - Cf filter. Conf. Rec. IEEE-IAS, 479-483.

BOUCHARD, R.P. (1990). Circuits polyphasés. Notes de cours, École Polytechnique de Montréal, Canada.

CHRISTOFORIDIS, G.P. et SAKIS MELIOPOULOS, A.P. (1990). Effects of Modeling on the accuracy of harmonic analysis. IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 5, No. 3, 1598-1607.

CISCATO, D., MALESANI, L., ROSSETTO, L., TENTI, P., BASILE, G.L., PASTI, M. et VOELKER, F. (1990). PWM rectifier with low dc voltage ripple for magnet supply. IEEE IAS Conf. Rec., 1017 -1023.

ENJETI, P.N. et ZIOGAS, P.D. (1990). Analysis of static power converter under unbalance: a novel approach. IEEE Trans. Ind. Elect., Vol. 37, No. 1, 91-93.

ENJETI, P.N., ZIOGAS P.D. et EHSANI, M. (1989). Unbalanced pwm converter analysis and corrective measures. IEEE IAS Conf. Rec., 861-870.

EMTP Development Coordination Group and Electric Power Research Institute (1989). Electromagnetic Transients Program (EMTP) revised rule book, vol. 1 and 2, Palo Alto, CA, USA.

EPRI/DCG EMTP User's Group (1992). The EMTP for Windows workstation user's guide, Electrotek Concepts, inc., Knoxville, Tennessee, USA.

GIESNER, D.B. et ARRILLAGA, J. (1972). Behaviour of h.v.d.c. links unders unbalanced-a.c.-fault conditions. Proc. IEE, Vol. 119, No. 2, 209-215.

GOLE, A. M., VERDOLIN, R. et KUFFEL, E. (1995). Firing Angle Modulation for Eliminating Transformer Dc Currents in Coupled Ac-Dc Systems. IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 10, No 10, 2040-2047.

GROSS, C.A. et THOMPSON, L. (1982). Properties of symmetrical components by use of active filters. IEEE Trans. On Ed., Vol. E-25, No. 4, 136-141.

HOOPER, C.K. et McADIE, C.H. (1950). Effects of supply line unbalance on the filtered output ripple of polyphase rectifiers. AIEE Trans., Vol. 69, 766-770.

HTSUI, J.S.C and SHEPHERD, W. (1971). Method of digital computation of thyristor switching circuits. Proc. IEE, Vol. 118, No. 8, 993-998.

HU, L. et YACAMINI, R. (1992). Harmonic Transfer through Converters and HVDC Links. IEEE Trans. on Power Elect., Vol. 7, No. 3, 514-525.

HU, L. et YACAMINI, R. (1993). Calculation of harmonics and interharmonics in HVDC schemes with low dc side impedance. IEE Proc.-C, Vol. 140, No. 6, 469-476.

HUNEAULT, M. (1988). An investigation of the solution to the optimal power flow problem incorporating continuation methods. Ph.D. Thesis, McGill University, Montreal, Canada.

KAZIBWE, W.E. et SENDAULA, M.H. (1993). Electric power Quality Control Techniques. Van Nostrand Reinhold, New York.

KIMBARK, G.W. (1971). Direct current transmission. Vol. 1, Wiley-Interscience, New York.

KITCHIN, R.H. (1981). New method for digital-computer evaluation of convertor harmonics in power systems using state-variable analysis. IEE Proc. C, Vol. 128, No. 4, 196-207.

KNESCHKE, A. (1985). Control of utility system unbalance caused by single-phase electric traction. IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 21, 1559-1570.

KWON, B.-H. (1992). Design of a highly stable electromagnet power supply. IEEE Trans. Ind. Elect., Vol. 39, No. 2, 149-158.

LEONARD, E. (1993). Contrôleur Forth Multiprocesseur pour les applications en temps réel. Mémoire de Maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Canada.

LEONARD, E. et APRIL, G.-E. (1994). Forth700, Compilateur Forth à chaînage direct pour le microcontrôleur M37700, manuel de référence, Rév. 2. École Polytechnique de Montréal, Canada.

LEONARD, E. et APRIL, G.-E. (1994). Forth450, Compilateur Forth à chaînage par sous-routine pour le microcontrôleur M37700, Manuel de Référence. École Polytechnique de Montréal, Canada.

LIANG, R. et DEWAN, S.B. (1994). A low ripple power supply for high-current magnet Load" IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 30, No. 4, 1006-1015.

MASWOOD, A. I. et GEZA, J. (1991). Problems and Solutions Associated with the operation of phase-controlled rectifiers under unbalanced input voltage conditions. IEEE

Trans. on Ind. Appl., Vol. 27, No. 4, 765-772.

MathWorks (1993). MATLAB 4.0.

NGANDUI, É., OLIVIER, G., APRIL, G.-E. (1996). On-Line DC Harmonic Distortion Minimization of Thyristor Converters Under Unbalanced Voltage Supply Using Dual Kriging Interpolation Method. Soumis pour publication dans IEEE Trans. on Industrial Electronics.

NGANDUI, É., OLIVIER, G., APRIL, G.-E. et GUIMARAES, C. (1995). DC harmonic Distortion Minimization of Thyristor Converters Under Unbalanced Voltage Supply Using Asymmetrical Firing Angle. Accepté pour publication dans IEEE Trans. on Power Electronics de Janvier 1997.

NGANDUI, É. (1990). Étude d'un nouveau convertisseur dodécaphasé. Mémoire de Maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Canada.

OLIVIER, G., APRIL, G.-É., NGANDUI, É. et GUIMARAES, C. (1995). Novel transformer connection to improve sharing in high current dc rectifiers. IEEE Trans. on Ind. App., Vol. 31, No.1, 127-133.

OLIVIER, G., APRIL, G.-É., NGANDUI, É. et GUIMARAES, C. (1993). Novel transformer connection to improve sharing in high current DC rectifiers. IEEE IAS Annual Meeting, Toronto, Canada, 986-992.

OLIVIER, G. et SHANKAR, N. (1990). A 5-kV 1.5-MW Variable DC Source. IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 26, No. 1, 73-79.

OLIVIER, G. (1982). Étude comparative et commande de convertisseurs triphasés avec applications aux machines électriques. Thèse de doctorat, Université Concordia, Montréal, Canada.

PAICE, D.A. (1996). Power Electronic Converter Harmonics, multipulse methods for clean power. IEEE PRESS, New York, 99.

PELLY, B.R. (1971). Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters. Wiley-Interscience, New York.

PHADKE, A.K. et JAMES, H.H. (1968). Generation of abnormal harmonics in high-voltage AC-DC power systems. IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-87, No. 3, 873-882.

PIERRAT, L. et MEYER, J.P. (1987). Unbalance factor, it is as simple as ABC. RGE, No. 6, 18-26.

RASHID, M.H. et MASWOOD, A.I. (1988). A novel method of harmonic assessment generated by three-phase ac-dc converters under unbalenced supply conditions. IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-24, 590-597.

RASHID, M.H. et MASWOOD, A.I. (1988). Analysis of Three-Phase AC-DC Converters Under Unbalanced Supply Conditions. IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 24, No. 3, 449-455.

REEVE, J. et KRISHNAYYA, P.C.S. (1968). Unsual current harmonics arising from high voltage DC transmission," IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-87, No. 3, 883-893.

RICHTER, S.L. et DeCARLO, R.A. (1983). Continuation methods: theory and applications. IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-28, No. 6, 660-665.

SAKUI, M. et FUJITA, H. (1992). Calculation of harmonic currents in a three-phase convertor with unbalanced power supply conditions. IEE Proceedings, Vol. 139, Pt. B, No. 5, 478-484.

SÉGUIER, G. (1992). Les convertisseurs de l'électronique de puissance: la conversion alternatif-continu. Tome 1, 2ième édition, Lavoisier, Paris, France.

SUBBARAO, T. and REEVE, J. (1976). Harmonics caused by imbalanced transformer impedances and imperfect twelve-pulse operation in HVDC. IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-95, No. 5, 1732-1737.

TROCHU, F. (1993). A contouring program based on dual kriging interpolation. Engineering with computers. Springer-Verlag London Limited, 160-177.

VINCENTI, D. et JIN, H. (1993). A three phase regulated pwm rectifier using direct on-line feedforward input unbalance control. IEEE IAS Conf. Rec., 72-75.

WEAVER, J.H. (1983). Application of discrete and continuous Fourier analysis. Willey, New York, 47.

WILLIAM, D. et STEVENSON, J. (1982). Elements of power system analysis. McGraw-Hill, New York.

XU, W. (1990). A Multiphase Harmonic Load Flow Solution Technique. Ph.D. Thesis, University of British Columbia, Canada.

YACAMINI, R. et De OLIVEIRA, J.C. (1986). Comprehensive calculation of convertor harmonics with system impedances and control representation. IEE Proc. B, Vol. 133, No. 2, 95-102.

YACAMINI, R. (1986). How HVDC schemes can excite torsional oscillations in turbo-alternator shafts. IEE Proc., Pt. C, Vol. 133, No. 6, 301-307.

YACAMINI R. et SMITH, W.J. (1983). Third-harmonic current from unbalanced AC/DC convertors. IEE Proc., Vol. 130, Pt. C, No. 3.

YACAMINI, R. et De OLIVEIRA, J.C. (1980). Harmonics in multiple convertor systems: a generalised approach. IEE Proc. Pt. B, Vol. 127, No. 2, 96-106.

ANNEXE I

DÉTERMINATION DES ANGLES D'EMPIÈTEMENT

Lorsque le courant continu commute de la phase c à la phase a, le courant de commutation i dans la phase a peut être exprimé comme suit:

$$\begin{aligned} i &= \frac{1}{X_a + X_c} \int_{\gamma_1+\alpha_1}^{\theta} \hat{E}_{ac} \sin(\tau - \gamma_1) d\tau \\ &= \frac{\hat{E}_{ac}}{X_a + X_c} [\cos\alpha_1 - \cos(\theta - \gamma_1)] \end{aligned} \qquad \text{(I.1)}$$

où:

$$\hat{E}_{ac} = \sqrt{3} \sqrt{\hat{E}_p^2 + \hat{E}_n^2 - \hat{E}_p \hat{E}_n \cos\left(\beta_p - \beta_n + \frac{2\pi}{3}\right)} \ ,$$

$\hat{E}_{ac}$ est l'amplitude de la tension de commutation e_{ac} (= e_{an} - e_{cn}).

L'angle d'empiètement μ_1 dans la phase a, donné par l'équation (1.14), est obtenu en posant $i = I_d$ à $\theta = \gamma_1 + \alpha_1 + \mu_1$ dans l'équation (I.1).

Les angles d'empiètement μ_2 et μ_3 dans les phases b et c sont obtenus de façon similaire.

ANNEXE II

DÉVELOPPEMENT DES PRODUITS $\bar{e}_p^T\bar{S}$ ET $\bar{e}_n^T\bar{S}$

EXPRESSIONS DES COEFFICIENTS DE FOURIER A_{oan} ET B_{oan}

II.1 Développement des produits $\bar{e}_p^T\bar{S}$ et $\bar{e}_n^T\bar{S}$

Les produits $\bar{e}_p^T\bar{S}$ et $\bar{e}_n^T\bar{S}$ sont donnés par:

$$\bar{e}_p^T\bar{S} = S_a\hat{E}_p\sin(\theta + \beta_p) + S_b\hat{E}_p\sin(\theta - \frac{2\pi}{3} + \beta_p) + S_c\hat{E}_p\sin(\theta + \frac{2\pi}{3} + \beta_p) \quad \text{(II.1)}$$

$$\bar{e}_n^T\bar{S} = S_a\hat{E}_n\sin(\theta + \beta_n) + S_b\hat{E}_n\sin(\theta + \frac{2\pi}{3} + \beta_n) + S_c\hat{E}_n\sin(\theta - \frac{2\pi}{3} + \beta_n) \quad \text{(II.2)}$$

Soit le théorème suivant tiré de (WEAVER, 1983):

Théorème: Si f est une fonction réelle périodique de coefficients de Fourier au rang k donnés par A_k et B_k et a une constante, alors:

(i) les coefficients de Fourier du produit $f(t)\cos(2\pi at/T)$ au rang k sont:

$$\frac{A_{k+a} + A_{k-a}}{2} \text{ et } \frac{B_{k+a} + B_{k-a}}{2} ;$$

(ii) les coefficients de Fourier du produit f(t)sin(2πat/T) au rang k sont:

$$\frac{B_{k+a} - B_{k-a}}{2} \text{ et } \frac{A_{k-a} - A_{k+a}}{2} ;$$

Appliquons ce théorème au produit $S_a\hat{E}_p\sin(\theta + \beta_p)$:

$$S_a\hat{E}_p\sin(\theta + \beta_p) = S_a\hat{E}_p\sin\beta_p\cos\theta + S_b\hat{E}_p\cos\beta_p\sin\theta \qquad \text{(II.3)}$$

Sachant que S_a a pour coefficients de Fourier A_{am} et B_{am}, le premier terme de droite de l'équation (II.3) a pour coefficients de Fourier $\hat{E}_p\sin\beta_p\left(\frac{A_{am+1} + A_{am-1}}{2}\right)$ et $\hat{E}_p\sin\beta_p\left(\frac{B_{am+1} + B_{am-1}}{2}\right)$ (par application du théorème (i)).

Quant au second terme de droite de l'équation (II.3), il a pour coefficients de Fourier $\hat{E}_p\cos\beta_p\left(\frac{B_{am+1} - B_{am-1}}{2}\right)$ et $\hat{E}_p\cos\beta_p\left(\frac{A_{am-1} - A_{am+1}}{2}\right)$ (par application du théorème (ii)).

On en déduit que les coefficients de Fourier du produit $S_a\hat{E}_p\sin(\theta + \beta_p)$ sont:

$$\hat{E}_p\left(\frac{A_{am+1} + A_{am-1}}{2}\right)\sin\beta_p + \hat{E}_p\left(\frac{B_{am+1} - B_{am-1}}{2}\right)\cos\beta_p \qquad \text{(II.4)}$$

$$\hat{E}_p\left(\frac{B_{am+1} + B_{am-1}}{2}\right)\sin\beta_p + \hat{E}_p\left(\frac{A_{am-1} - A_{am+1}}{2}\right)\cos\beta_p \qquad \text{(II.5)}$$

De manière similaire, on détermine les coefficients de Fourier des produits $S_b\hat{E}_p\sin(\theta - \frac{2\pi}{3} + \beta_p)$ et $S_c\hat{E}_p\sin(\theta + \frac{2\pi}{3} + \beta_p)$ et on en déduit les coefficients de Fourier de $\bar{e}_p^T\bar{S}$. Procédant de la même façon pour $\bar{e}_p^T\bar{S}$, on obtient finalement les coefficients de Fourier A_{dm} et B_{dm} donnés par l'équation (1.16) de la tension e_d.

II.2 Coefficients de Fourier de la fonction de commutation S_{ia}

Les coefficients de Fourier A_{oan} et B_{oan} de la fonction S_{ia} sont exprimés par:

- Pour $n \neq 1$

$$
\begin{aligned}
A_{oan} = {} & \frac{2}{n\pi}\left[-\sin n(\gamma_1+\alpha_1+\mu_1) + \sin n(\gamma_2+\alpha_2+\mu_2)\right] \\
& + \frac{2}{\pi}\frac{1}{\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_1+\mu_1)}\left\{\frac{2}{n}\cos(\alpha_1)\sin\left(\frac{n\mu_1}{2}\right)\cos n\left(\gamma_1+\alpha_1+\frac{\mu_1}{2}\right)\right. \\
& - \frac{1}{n+1}\sin\left(\frac{n+1}{2}\mu_1\right)\cos\left[(n+1)\left(\gamma_1+\alpha_1+\frac{\mu_1}{2}\right)-\gamma_1\right] \\
& \left. - \frac{1}{n-1}\sin\left(\frac{n-1}{2}\mu_1\right)\cos\left[(n-1)\left(\gamma_1+\alpha_1+\frac{\mu_1}{2}\right)+\gamma_1\right]\right\} \\
& + \frac{2}{\pi}\frac{1}{\cos(\alpha_2)-\cos(\alpha_2+\mu_2)}\left\{\frac{2}{n}\cos(\alpha_2)\sin\left(\frac{n\mu_2}{2}\right)\cos n\left(\gamma_2+\alpha_2+\frac{\mu_2}{2}\right)\right. \\
& + \frac{1}{n+1}\sin\left(\frac{n+1}{2}\mu_2\right)\cos\left[(n+1)\left(\gamma_2+\alpha_2+\frac{\mu_2}{2}\right)-\gamma_2\right] \\
& \left. + \frac{1}{n-1}\sin\left(\frac{n-1}{2}\mu_2\right)\cos\left[(n-1)\left(\gamma_2+\alpha_2+\frac{\mu_2}{2}\right)+\gamma_2\right]\right\}
\end{aligned}
\qquad \text{(II.5)}
$$

$$
\begin{aligned}
B_{oan} = {} & \frac{2}{n\pi}\left[-\cos n(\gamma_1+\alpha_1+\mu_1) + \cos n(\gamma_2+\alpha_2+\mu_2)\right] \\
& + \frac{2}{\pi}\frac{1}{\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_1+\mu_1)}\left\{\frac{2}{n}\cos(\alpha_1)\sin\left(\frac{n\mu_1}{2}\right)\sin n\left(\gamma_1+\alpha_1+\frac{\mu_1}{2}\right)\right. \\
& - \frac{1}{n+1}\sin\left(\frac{n+1}{2}\mu_1\right)\sin\left[(n+1)\left(\gamma_1+\alpha_1+\frac{\mu_1}{2}\right)-\gamma_1\right] \\
& \left. - \frac{1}{n-1}\sin\left(\frac{n-1}{2}\mu_1\right)\sin\left[(n-1)\left(\gamma_1+\alpha_1+\frac{\mu_1}{2}\right)+\gamma_1\right]\right\} \\
& + \frac{2}{\pi}\frac{1}{\cos(\alpha_2)-\cos(\alpha_2+\mu_2)}\left\{\frac{2}{n}\cos(\alpha_2)\sin\left(\frac{n\mu_2}{2}\right)\sin n\left(\gamma_2+\alpha_2+\frac{\mu_2}{2}\right)\right. \\
& + \frac{1}{n+1}\sin\left(\frac{n+1}{2}\mu_2\right)\sin\left[(n+1)\left(\gamma_2+\alpha_2+\frac{\mu_2}{2}\right)-\gamma_2\right] \\
& \left. + \frac{1}{n-1}\sin\left(\frac{n-1}{2}\mu_2\right)\sin\left[(n-1)\left(\gamma_2-\alpha_2-\frac{\mu_2}{2}\right)+\gamma_2\right]\right\}
\end{aligned}
\qquad \text{(II.6)}
$$

- Pour n=1

$$
\begin{aligned}
A_{oa1} = {} & \frac{2}{\pi}\left[-\sin(\gamma_1+\alpha_1+\mu_1)+\sin(\gamma_2+\alpha_2+\mu_2)\right] \\
& + \frac{2}{\pi}\frac{1}{\cos(\alpha_1)-\cos(\alpha_1+\mu_1)}\left[2\cos(\alpha_1)\sin\left(\frac{\mu_1}{2}\right)\cos\left(\gamma_1+\alpha_1+\frac{\mu_1}{2}\right)\right. \\
& \left. - \frac{1}{2}\sin(\mu_1)\cos(\gamma_1+2\alpha+\mu_1) - \frac{\mu_1}{2}\cos(\gamma_1)\right] \\
& + \frac{2}{\pi}\frac{1}{\cos(\alpha_2)-\cos(\alpha_2+\mu_2)}\left[2\cos(\alpha_2)\sin\left(\frac{\mu_2}{2}\right)\cos\left(\gamma_2+\alpha_2+\frac{\mu_2}{2}\right)\right. \\
& \left. + \frac{1}{2}\sin(\mu_2)\cos(\gamma_2+2\alpha_2+\mu_2) + \frac{\mu_2}{2}\cos(\gamma_2)\right]
\end{aligned}
\qquad \text{(II.7)}
$$

$$
\begin{aligned}
B_{oal} = {} & \frac{2}{\pi}\left[-\cos(\gamma_1+\alpha_1+\mu_1)+\cos(\gamma_2+\alpha_2+\mu_2)\right] \\
& +\frac{2}{\pi}\frac{1}{\cos(\alpha_1)-\cos(\alpha_1+\mu_1)}\left[2\cos(\alpha_1)\sin\left(\frac{\mu_1}{2}\right)\sin\left(\gamma_1+\alpha_1+\frac{\mu_1}{2}\right)\right. \\
& \left.-\frac{1}{2}\sin(\mu_1)\sin(\gamma_1+2\alpha+\mu_1)-\frac{\mu_1}{2}\sin(\gamma_1)\right] \\
& +\frac{2}{\pi}\frac{1}{\cos(\alpha_2)-\cos(\alpha_2+\mu_2)}\left[2\cos(\alpha_2)\sin\left(\frac{\mu_2}{2}\right)\sin\left(\gamma_2+\alpha_2+\frac{\mu_2}{2}\right)\right. \\
& \left.+\frac{1}{2}\sin(\mu_2)\sin(\gamma_2+2\alpha_2+\mu_2)+\frac{\mu_2}{2}\sin(\gamma_2)\right]
\end{aligned}
\qquad \text{(II.8)}
$$

ANNEXE III

EXPRESSIONS DES ÉLÉMENTS DU JACOBIEN J

ET DE LA FONCTION g

III.1 Dérivées partielles de f_1

$$\frac{\delta f_1}{\delta \alpha_k} = - R_{1k} + uT_{1k} - \frac{1}{2}\left(\frac{\sin\alpha_k}{\sin(\alpha_k + \mu_k)} - 1\right)(R_{1k} - R_{2k} - uT_{1k} + uT_{2k}), \qquad k \in \{1,2,3\} \tag{III.1}$$

où:

$$R_{1k} = \cos\left(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2} + \beta_p - \frac{2k\pi}{3}\right)\cos\frac{\mu_k}{2};$$

$$R_{2k} = \sin\left(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2} + \beta_p - \frac{2k\pi}{3}\right)\sin\frac{\mu_k}{2};$$

$$T_{1k} = \cos\left(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2} + \beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right)\cos\frac{\mu_k}{2};$$

$$T_{2k} = \sin\left(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2} + \beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right)\sin\frac{\mu_k}{2}.$$

III.2 Expression de g_1

$$g_1 = g_{oo} + g_{o1\mu_1} + g_{o2\mu_1} + g_{o1\mu_2} + g_{o2\mu_2} + g_{o1\mu_3} + g_{o2\mu_3} \tag{III.2}$$

où:

$$g_{oo} = -\sum_{k=1}^{3} \sin\left(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} + \beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right)\cos\frac{\mu_k}{2};$$

$$g_{o1\mu_1} = \frac{d\gamma_k}{du}(R_{1k} - uT_{1k});$$

$$g_{o2\mu_1} = \frac{1}{2}\frac{I_d(X_a + X_c)}{\sin(\alpha_1 + \mu_1)}\frac{d(1/\hat{E}_{ac})}{du}(R_{11} - R_{21} - uT_{11} + uT_{21});$$

$$g_{o2\mu_2} = \frac{1}{2}\frac{I_d(X_b + X_a)}{\sin(\alpha_2 + \mu_2)}\frac{d(1/\hat{E}_{ba})}{du}(R_{12} - R_{22} - uT_{12} + uT_{22});$$

$$g_{o2\mu_3} = \frac{1}{2}\frac{I_d(X_c + X_b)}{\sin(\alpha_3 + \mu_3)}\frac{d(1/\hat{E}_{cb})}{du}(R_{13} - R_{23} - uT_{13} + uT_{23}).$$

III.3 Dérivées partielles de f_2

$$\frac{\delta f_2}{\delta \alpha_k} = -C_{1k} - C_{2k} + uD_{1k} + uD_{2k} + \frac{1}{2}\left(\frac{\sin\alpha_k}{\sin(\mu_k + \alpha_k)} - 1\right)(-C_{1k} + C_{3k} - C_{2k} + C_{4k} + uD_{1k} - uD_{3k} + uD_{2k} - uD_{4k}) \quad \text{(III.3)}$$

où:

$$C_{1k} = \cos\left((m + 1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) + \beta_p - \frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m + 1)\frac{\mu_k}{2};$$

$$C_{2k} = \cos\left((m - 1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) - \beta_p + \frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m - 1)\frac{\mu_k}{2};$$

$$C_{3k} = \sin\left((m+1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) + \beta_p - \frac{2k\pi}{3}\right)\sin(m+1)\frac{\mu_k}{2};$$

$$C_{4k} = \sin\left((m-1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) - \beta_p + \frac{2k\pi}{3}\right)\sin(m-1)\frac{\mu_k}{2};$$

$$D_{1k} = \cos\left((m+1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) + \beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m+1)\frac{\mu_k}{2};$$

$$D_{2k} = \cos\left((m-1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) - \beta_n - \frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m-1)\frac{\mu_k}{2};$$

$$D_{3k} = \sin\left((m+1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) + \beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right)\sin(m+1)\frac{\mu_k}{2};$$

$$D_{4k} = \sin\left((m-1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) - \beta_n - \frac{2k\pi}{3}\right)\sin(m-1)\frac{\mu_k}{2};$$

$k \in \{1,2,3\}$.

III.4 Expression de g_2

$$g_2 = g_{2\mu_1\mu_2\mu_3} + g_{21\mu_1} + g_{22\mu_1} + g_{21\mu_2} + g_{22\mu_2} + g_{21\mu_3} + g_{22\mu_3} \qquad \text{(III.4)}$$

où:

$$g_{2\mu_1\mu_2\mu_3} = -\frac{1}{m+1}\sum_{k=1}^{3}\sin\left((m+1)(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2}) + \beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m+1)\frac{\mu_k}{2};$$
$$-\frac{1}{m-1}\sum_{k=1}^{3}\sin\left((m+1)(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2}) - \beta_n - \frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m-1)\frac{\mu_k}{2}$$

$$g_{21\mu_k} = \frac{d\gamma_k}{du}(C_{1k} + C_{2k} - uD_{1k} - uD_{2k});$$

$$g_{22\mu_1} = \frac{1}{2}\frac{I_d(X_a + X_c)}{\sin(\alpha_1 + \mu_1)}\frac{d(1/\hat{E}_{ac})}{du} \times O_1;$$

$$g_{22\mu_2} = \frac{1}{2}\frac{I_d(X_b + X_a)}{\sin(\alpha_2 + \mu_2)}\frac{d(1/\hat{E}_{ba})}{du} \times O_2;$$

$$g_{22\mu_3} = \frac{1}{2}\frac{I_d(X_c + X_b)}{\sin(\alpha_2 + \mu_2)}\frac{d(1/\hat{E}_{cb})}{du} \times O_3;$$

$$O_k = C_{1k} - C_{3k} + C_{2k} - C_{4k} - uD_{1k} + uD_{3k} - uD_{2k} + uD_{4k}.$$

III.5 Dérivées partielles de f_3

$$\frac{\delta f_3}{\delta \alpha_k} = -E_{1k} - E_{2k} + uF_{1k} + uF_{2k} + \frac{1}{2}\left(\frac{\sin\alpha_k}{\sin(\mu_k + \alpha_k)} - 1\right)(-E_{1k} - E_{3k} - E_{2k} - E_{4k} + uF_{1k} + uF_{3k} + uF_{2k} + uF_{4k}) \quad \text{(III.5)}$$

où:

$$E_{1k} = \sin\left((m + 1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) + \beta_p - \frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m + 1)\frac{\mu_k}{2};$$

$$E_{2k} = \sin\left((m - 1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) - \beta_p + \frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m - 1)\frac{\mu_k}{2};$$

$$E_{3k} = \cos\left((m + 1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) + \beta_p - \frac{2k\pi}{3}\right)\sin(m + 1)\frac{\mu_k}{2};$$

$$E_{4k} = \cos\left((m-1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) - \beta_p + \frac{2k\pi}{3}\right)\sin(m-1)\frac{\mu_k}{2};$$

$$F_{1k} = \sin\left((m+1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) + \beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m+1)\frac{\mu_k}{2};$$

$$F_{2k} = \sin\left((m-1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) - \beta_n - \frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m-1)\frac{\mu_k}{2};$$

$$E_{3k} = \cos\left((m+1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) + \beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right)\sin(m+1)\frac{\mu_k}{2};$$

$$E_{4k} = \cos\left((m-1)(\alpha_k + \gamma_k + \frac{\mu_k}{2}) - \beta_n - \frac{2k\pi}{3}\right)\sin(m-1)\frac{\mu_k}{2};$$

$k \in \{1,2,3\}$.

III.6 Expression de g_3

$$g_3 = g_{3\mu_1\mu_2\mu_3} + g_{31\mu_1} + g_{32\mu_1} + g_{31\mu_2} + g_{32\mu_2} + g_{31\mu_3} + g_{32\mu_3} \qquad \text{(III.6)}$$

$$g_{3\mu_1\mu_2\mu_3} = \frac{1}{m+1}\sum_{k=1}^{3}\cos\left((m+1)(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2}) + \beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m+1)\frac{\mu_k}{2} + \frac{1}{m-1}\sum_{k=1}^{3}\cos\left((m+1)(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2}) - \beta_n - \frac{2k\pi}{3}\right)\cos(m-1)\frac{\mu_k}{2};$$

$$g_{31\mu_k} = \frac{d\gamma_k}{du}(E_{1k} + E_{2k} - uF_{1k} - uF_{2k});$$

$$g_{32\mu_1} = \frac{1}{2}\frac{I_d(X_a + X_c)}{\sin(\alpha_1 + \mu_1)}\frac{d(1/\hat{E}_{ac})}{du} \times W_1;$$

$$g_{32\mu_2} = \frac{1}{2}\frac{I_d(X_b + X_a)}{\sin(\alpha_2 + \mu_2)}\frac{d(1/\hat{E}_{ba})}{du} \times W_2;$$

$$g_{32\mu_3} = \frac{1}{2}\frac{I_d(X_c + X_b)}{\sin(\alpha_2 + \mu_2)}\frac{d(1/\hat{E}_{cb})}{du} \times W_3;$$

$$W_k = E_{1k} + E_{3k} + E_{2k} + E_{4k} - uF_{1k} - uF_{3k} - uF_{2k} - uF_{4k}.$$

III.7 Expressions de dérivées intervenant dans les équations précédentes

$$\frac{d\mu_1}{du} = \frac{d\alpha_1}{du}\left(\frac{\sin\alpha_1}{\sin(\alpha_1 + \mu_1)} - 1\right) + \frac{I_d(X_a + X_c)}{\sin(\alpha_1 + \mu_1)}\frac{d\left(1/\hat{E}_{ac}\right)}{du};$$

$$\frac{d\mu_2}{du} = \frac{d\alpha_2}{du}\left(\frac{\sin\alpha_2}{\sin(\alpha_2 + \mu_2)} - 1\right) + \frac{I_d(X_b + X_a)}{\sin(\alpha_2 + \mu_2)}\frac{d\left(1/\hat{E}_{ba}\right)}{du};$$

$$\frac{d\mu_3}{du} = \frac{d\alpha_3}{du}\left(\frac{\sin\alpha_3}{\sin(\alpha_3 + \mu_3)} - 1\right) + \frac{I_d(X_c + X_b)}{\sin(\alpha_3 + \mu_3)}\frac{d\left(1/\hat{E}_{cb}\right)}{du};$$

$$\frac{d\gamma_1}{du} = \frac{\sin\left(\beta_n - \beta_p - \frac{2\pi}{3}\right)}{\left(\hat{E}_{ac}/\sqrt{3}\right)^2};$$

$$\frac{d\gamma_2}{du} = \frac{\sin\left(\beta_n - \beta_p + \frac{2\pi}{3}\right)}{\left(\hat{E}_{ba}/\sqrt{3}\right)^2};$$

$$\frac{d\gamma_3}{du} = \frac{\sin(\beta_n - \beta_p)}{\left(\hat{E}_{cb}/\sqrt{3}\right)^2};$$

$$\frac{d\left(1/\hat{E}_{ac}\right)}{du} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{u - \cos\left(\beta_p - \beta_n + \frac{2\pi}{3}\right)}{\left(\hat{E}_{ac}/\sqrt{3}\right)^3};$$

$$\frac{d\left(1/\hat{E}_{ba}\right)}{du} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{u - \cos\left(\beta_p - \beta_n - \frac{2\pi}{3}\right)}{\left(\hat{E}_{ba}/\sqrt{3}\right)^3};$$

$$\frac{d\left(1/\hat{E}_{cb}\right)}{du} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{u - \cos\left(\beta_p - \beta_n\right)}{\left(\hat{E}_{cb}/\sqrt{3}\right)^3};$$

$$\hat{E}_{xy} = \sqrt{3}\hat{E}_p \sqrt{1 + u^2 - 2u\cos\left(\beta_p - \beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right)};$$

où les indices x, y et l'indice k associé sont donnés par la correspondance biunivoque définie par:

(x,y) = [(a,c), (b,a), (c,b)] pour k = [1, 2, 3].

ANNEXE IV

VALIDITÉ DE LA MÉTHODE DES FONCTIONS DE COMMUTATION ET DES COMPOSANTES SYMMÉRIQUES

Tableau IV.1 - Comparaison des harmoniques côté cc (u=15 %; ß=75°; α=60°)

Rangs m	$E_{dm}/(E_{do}\cos\alpha)$ (%)			
	MATLAB		EMTP	
	Com. individuelle	Com. équidistante	Com. individuelle	Com. équidistante
2	38,3888	21,1747	37,0288	20,4060
4	2,6867	1,7163	2,5692	1,6741
6	1,2716	18.9715	1,2626	18,3943
8	4,3375	1,7058	4,2095	1,6498
10	11,4061	1,2803	11,0354	1,3223
12	6,7757	10,8102	6,4944	10,4401
14	11,4616	0,8864	11,2748	0,9278
16	6,8525	1,4446	6,6368	1,5695
18	4,5789	11,8662	4,6777	11,5413
20	4,0650	1,3617	3,7567	1,4517
22	1,5464	0,3985	1,4526	0,4723
24	3,5899	3,1276	3,6032	3,0919

Tableau IV.2 - Comparaison des harmoniques côté ca (u=15 %; ß=75°; α=60°)

n	I_{hx} / I_{hl} (%); x∈{a,b,c}											
	MATLAB						EMTP					
	Com. individuelle			Com. équidistante			Com. individuelle			Com. équidistante		
	a	b	c	a	b	c	a	b	c	a	b	c
1	91,4329	112,5339	97,3244	103,9490	108,5349	104,1176	91,0517	112,1791	97,2784	103,5414	108,1901	103,9501
3	2,2450	2,2199	2,1239	2,6743	3,0158	2,9996	2,3624	2,2946	2,2420	2,5918	3,0258	2,9821
5	0,6004	0,6177	0,8831	9,6087	8,9831	9,4988	0,5993	0,6495	0,8816	9,6538	8,9627	9,4490
7	3,2341	1,8844	2,7435	7,2792	7,1574	7,4696	3,2845	1,8904	2,7726	7,3509	7,2617	7,6190
9	8,1306	3,8416	7,2680	0,5080	0,3075	0,2101	8,2418	3,8498	7,2579	0,5815	0,3487	0,2338
11	8,0880	1,3600	6,9183	6,2940	5,9930	6,1243	8,2210	1,5284	6,9148	6,3679	6,0437	6,1173
13	3,5606	6,4558	4,8742	3,5171	3,5467	3,7629	3,5927	6,5522	5,0425	3,5354	3,6565	3,8829
15	3,3916	5,9746	2,9943	0,2304	0,3177	0,4220	3,4236	6,1043	3,2082	0,3333	0,3908	0,5501
17	1,1734	2,9361	4,0860	6,2965	5,8086	5,9149	1,1067	3,0957	4.1977	6,4720	5,9064	5,9235
19	4,2579	1,9154	2,3693	4,8666	5,0291	5,2616	4,4035	1,9775	2,4297	4,9259	5,2064	5,4841
21	2,4120	0,8390	2,6091	0,1758	0,2115	0,3166	2,4273	0,8367	2,5780	0,2454	0,2668	0,4307
23	1,2202	1,9564	1,9972	1,4841	1,2931	1,2942	1,3218	2,0106	2,0979	1,5689	1,3278	1,2961
25	2,4436	1,4077	1,3717	1,6648	1,7416	1,8142	2,5899	1,4709	1,4801	1,7026	1,8044	1,9118

ANNEXE V

SCHÉMAS DE L'AMPLIFICATEUR DE GÂCHETTE ET DU DÉTECTEUR DE PASSAGE PAR ZÉRO

V.1 Amplificateur de gâchette

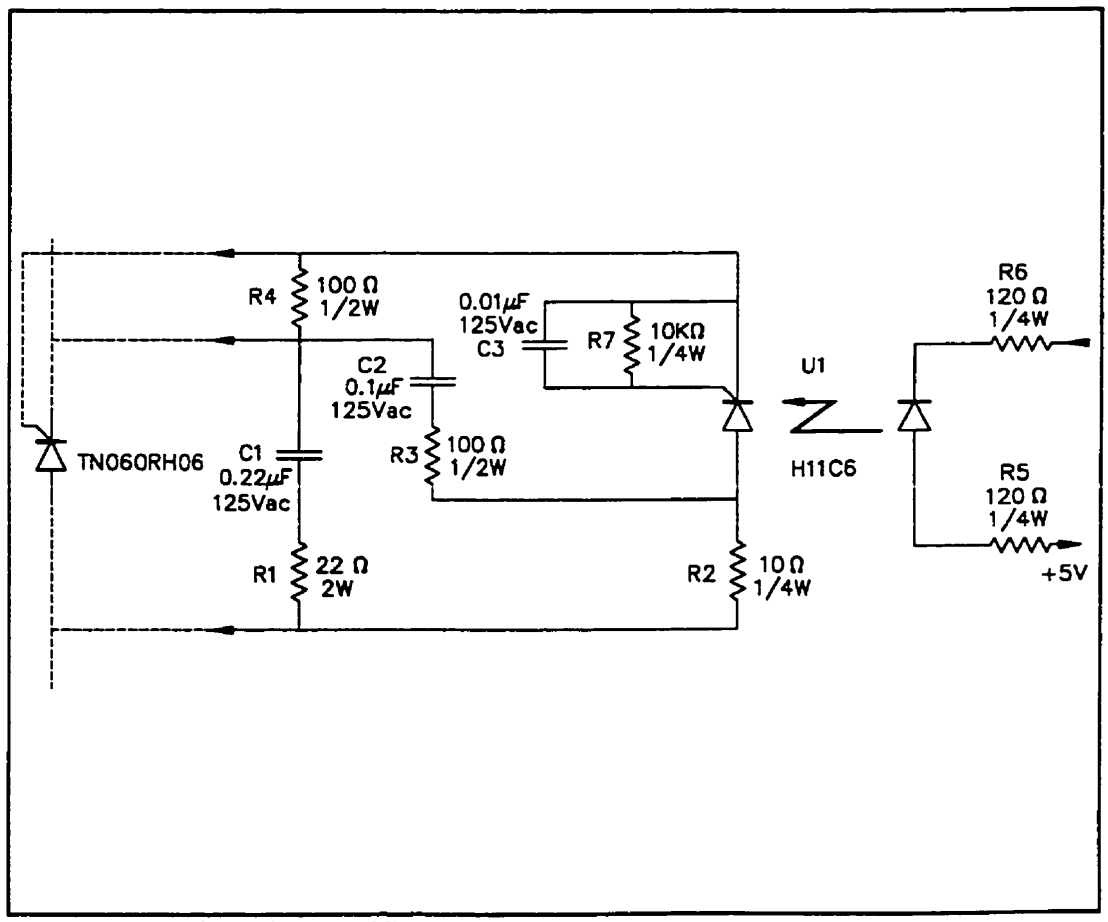


Figure V.1 - Circuit amplificateur de gâchette

V.2 Détecteur de passage par zéro

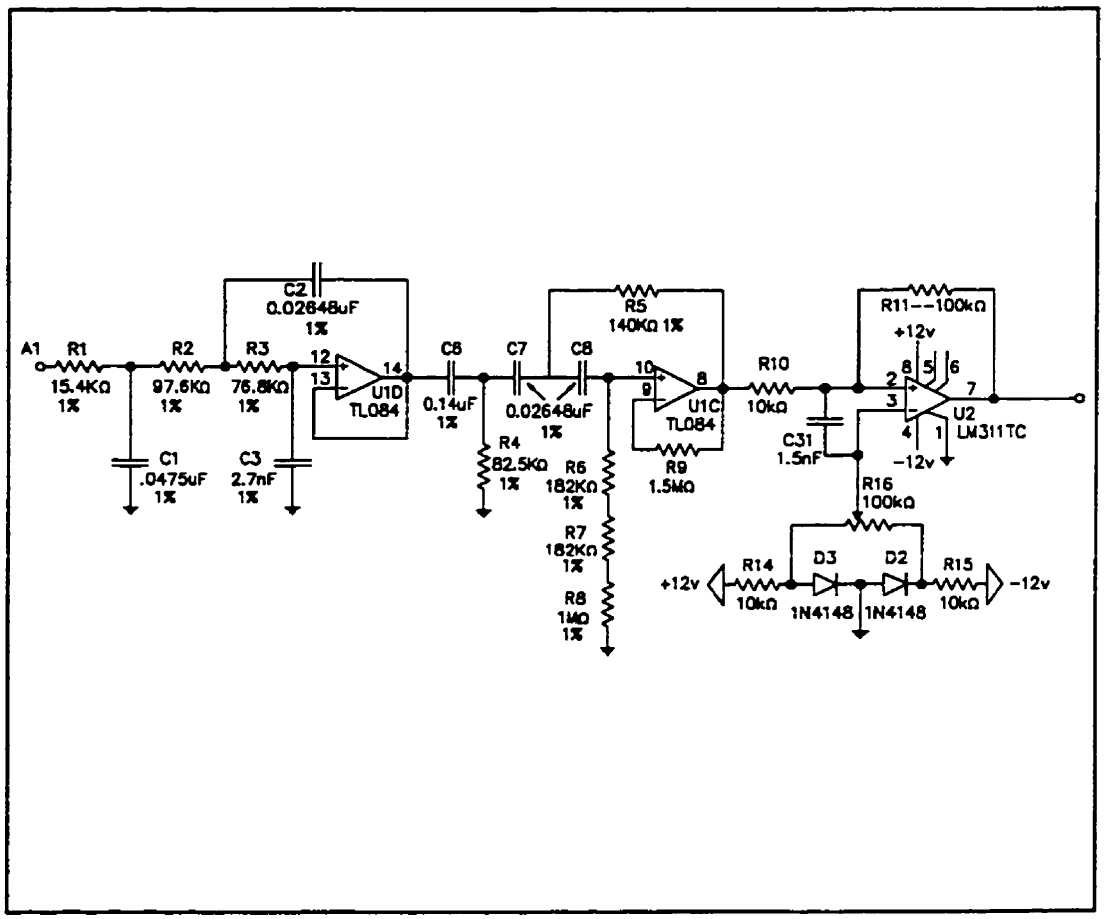


Figure V.2 - Détecteur de passage par zéro

ANNEXE VI

LOGICIELS

VI.1 Logiciel d'allumage des thyristors

```
( Logiciel compatible avec le 37450 de Mitsubishi

0 I      ( Logiciel implanté dans le coprocesseur 0; 1 I pour le
         ( coprocesseur 1
0 FF b!  ( Interdire les interruptions, interrupt control
         ( register 2
hex

0 E8 b!                ( Désactive la communication serielle

F0  constant T1L
F1 constant T1H
F2  constant TL1L
F3 constant TL1H
ED  constant T1C
F4  constant T2L
F5  constant T2H
F6  constant TL2L
F7  constant TL2H
EE constant T2C
F8  constant T3L
F9  constant T3H
FA  constant TL3L
FB  constant TL3H
EF  constant T3C
FC  constant IRR1
FE  constant IC1
FF  constant IC2
E2  constant Ad
E3  constant AdC
E4  constant IBR     ( INTERFACE BUS REGISTER
E5  constant IBSTAT  ( INTERFACE BUS STATUS
DE  constant MIS1
DF constant MIS2
D6  constant P3
D7  constant P3d
DC constant P6
DD constant P6d

                     ( VARIABLES TAMPON
```

```
1 variable ALL  9B ALL b!   ( 65° compensé = 50° = 169B hex
1 variable ALH  16 ALH b!

1 variable AL1L ALL b@ AL1L b!
1 variable AL1H ALH b@ AL1H b!

1 variable AL2L ALL b@ AL2L b!
1 variable AL2H ALH b@ AL2H b!

1 variable AL3L ALL b@ AL3L b!
1 variable AL3H ALH b@ AL3H b!

1 variable INI 0 INI b! ( INI utile lorsque E, passe par zéro la 1ère fois

1 variable FLAG1 0 FLAG1 b! ( FLAG1  indique fin interrupt. INT1
1 variable FLAG2 0 FLAG2 b! ( FLAG2  indique fin interrupt. INT2
1 variable FLAG3 0 FLAG3 b! ( FLAG3  indique fin interrupt. INT3

1 variable SYN   FF SYN b!   ( Delai de mise en route
1 variable NT    0 NT b!     ( Nombre de fois que l'on effectue la boucle
                             ( de reception de donnees du Maitre 37700

code Lent

MIS1 lda, ( 8F MIS1 b@ and MIS1 b!  COUNT ENABLE BIT DES 3 TIMERS A 0
8F # and,
MIS1 sta,

FF # lda,
T1L sta,
T1H sta,

T2L sta,
T2H sta,

T3L sta,
T3H sta,
rts,
end-code

i: InBuf          ( Réception des angles du maitre 37700

code

NT inc,

IBSTAT lda,
08 # and,
eq if,
  IBR lda,
  ALL sta,
else,
  IBR lda,
  ALH sta,
then,
```

```
NT lda,
01 # cmp,
eq if,
  ALH lda,
  AL1H sta,
else,
  NT lda,
  02 # cmp,
  eq if,
    ALH lda,
    AL2H sta,
  else,
    NT lda,
    03 # cmp,
    eq if,
      ALH lda,
      AL3H sta,
    else,
      NT lda,
      04 # cmp,
      eq if,
        ALL lda,
        AL1L sta,
      else,
        NT lda,
        05 # cmp,
        eq if,
          ALL lda,
          AL2L sta,
        else,
          ALL lda,
          AL3L sta,
          0 # lda,
          NT sta,
        then,
      then,
    then,
  then,
then,
Forth
;i

code ChargeT1
AL1L lda,
TL1L sta,
AL1H lda,
TL1H sta,
rts,
end-code

code ChargeT2
AL2L lda,
TL2L sta,
AL2H lda,
TL2H sta,
```

```
rts,
end-code

code ChargeT3
AL3L lda,
TL3L sta,
AL3H lda,
TL3H sta,
rts,
end-code

i: TB1Int    ( au cas ou
code
rti,
Forth
;i

i: TB2Int    ( au cas ou
code
rti,
Forth
;i

i: TB3Int    ( au cas ou
code
rti,
Forth
;i

: SetInBuf
code
0 IC1 seb,  ( IC1 b@ 01 or IC1 b!
Forth
;


i: INT2   ( Utilisé pour la synchronisation et le démarrage des
        ( chronomètres sur les fronts convenables,
        ( l'interruption se fait dès le passage par zéro
        ( sens décroissant de E0
code
0 IC1 clb,  ( IC1 b@ FE and IC1 b!  Interdire interruption par InBuf
6 IRR1 clb,
INI lda,
01 # and,
eq if,
  ( SetINT1
  2 IC1 seb,  ( Autoriser Interruption par INT1
  0 MIS1 seb,  ( Prochaine Interruption E0 sur  FRONT MONTANT

  ( SetINT2
  1 MIS1 seb,   ( Prochaine interruption E0 sur FRONT MONTANT

  ( SetINT3
  4 IC1 seb,   ( Autoriser interruption par INT3
```

```
  2 MIS1 clb,  ( MIS1 b@ FB and MIS1 b! Interruption E, sur front tombant

  ( SetT1
  06 # lda,            ( Mode One-Shot INT1 input
  T1C sta,
  5 IC1 clb,      ( Interrupt enable de T1 à 0
  4 MIS1 seb,     ( Count enable bit de T1 à 1

  ( SetT2
  06 # lda,       ( Mode One-Shot INT2 input
  T2C sta,
  6 IC1 clb,      ( Interrupt enable de T2 à 0
  5 MIS1 seb,     ( 20 MIS1 b@ or MIS1 b! equi à 5 MIS1 #orb!
                ( Count enable bit de T2 à 1

  ( SetT3
  06 # lda,       ( Mode One-Shot INT3 input
  T3C sta,
  7 IC1 clb,      ( Interrupt enable de T3 à 0
  6 MIS1 seb,     ( Count enable bit de T3 à 1
  0 # lda,
  IRR1 sta,

else,

P6 lda,          ( Test qui permet de savoir sur quel
02 # and,        ( front l'interruption s'est produite
ne if,
  IRR1 lda,
  80 # and,
  eq if,
    begin,      ( Attendre expiration de T3 front tombant
    IRR1 lda,
    80 # and,
    ne until,
    7 IRR1 clb,
  then,
  P3 lda,         ( P3 b@ 87 and 48 or P3 b!
  87 # and,       ( ALLUMER LES THYRISTORS 2,3
  48 # ora,
  P3 sta,
  1 MIS1 clb,   ( Prochaine interruption E, sur FRONT TOMBANT
else,
  IRR1 lda,
  80 # and,
  eq if,
    begin,     ( Attendre expiration de T3 front montant
    IRR1 lda,
    80 # and,
    ne until,
    7 IRR1 clb,
  then,
  P3 lda,    ( P3 b@ 87 and 30 or P3 b!
  87 # and,  ( ALLUMER LES THYRISTORS 5,6
  30 # ora,
```

```
  P3 sta,
  1 MIS1 seb,   ( Prochaine interruption Eb sur FRONT MONTANT
then,
then,
01 # lda,
FLAG2 sta,
0 IC1 seb,  ( Permettre interrupt. par InBuf
Forth
;i

i: INT1
code
0 IC1 clb,       ( Interdire interruption par InBuf
5 IRR1 clb,
P6 lda,          ( Test qui permet de savoir sur quel
01 # and,        ( front l'interruption s'est produite
ne if,
  INI lda,
  eq if,
    P3 lda,
    87 # and,   ( ALLUMER LES THYRISTORS 1,6 front montant
    20 # ora,
    P3 sta,
    0 MIS1 clb,   ( Prochaine interruption Ea sur FRONT TOMBANT
    01 # lda,
    INI sta,
  else,
    IRR1 lda,
    40 # and,
    eq if,
      begin,     ( Attendre expiration de T2 front tombant
      IRR1 lda,
      40 # and,
      ne until,
      6 IRR1 clb,
    then,
    P3 lda,
    87 # and,   ( ALLUMER LES THYRISTORS 1,6
    20 # ora,
    P3 sta,
    0 MIS1 clb,   ( Prochaine interruption Ea sur FRONT TOMBANT
  then,
else,
  IRR1 lda,
  40 # and,
  eq if,
    begin,     ( Attendre expiration de T2 front montant
    IRR1 lda,
    40 # and,
    ne until,
    6 IRR1 clb,
  then,
  P3 lda,
  87 # and,  ( ALLUMER LES THYRISTORS 3,4
  08 # ora,
```

```
  P3 sta,
  0 MIS1 seb,  ( Prochaine interruption E, sur FRONT MONTANT
then,
01 # lda,
FLAG1 sta,
0 IC1 seb,  ( Permettre interrupt. par InBuf
Forth
;i

i: INT3
code
0 IC1 clb,  ( Interdire interruption par InBuf
7 IRR1 clb,
P6 lda,          ( Test qui permet de savoir sur quel
04 # and,        ( front l'interruption s'est produite
ne if,
  IRR1 lda,
  20 # and,
  eq if,
    begin,     ( Attendre expiration de T1 front tombant
    IRR1 lda,
    20 # and,
    ne until,
    5 IRR1 clb,
  then,
  P3 lda,
  87 # and,     ( ALLUMER LES THYRISTORS 4,5
  10 # ora,
  P3 sta,
  2 MIS1 clb,  ( Prochaine Interruption E, sur front tombant
else,
  IRR1 lda,
  20 # and,
  eq if,
    begin,     ( Attendre expiration de T1 front montant
    IRR1 lda,
    20 # and,
    ne until,
    5 IRR1 clb,
  then,
  P3 lda,
  87 # and,  ( ALLUMER LES THYRISTORS 1,2 front montant
  40 # ora,
  P3 sta,
  2 MIS1 seb,  ( Prochaine Interruption E, sur front montant
then,
01 # lda,
FLAG3 sta,
0 IC1 seb,  ( Permettre interruption par InBuf
Forth
;i

: SetINT2
code
3 IC1 seb,
```

```
1 MIS1 clb,
Forth
;

: SetVect
' InBuf FFFC !
' INT1   FFF8 !
' INT2   FFF6 !
' INT3   FFF4 !
' TB1Int FFF2 !
' TB2Int FFF0 !
' TB3Int FFEE !
;

: SetPort

7F P3d b!      ( en sortie P3,0 EV1
               ( en sortie P3,1 EV2
               ( en sortie P3,2 EV3
               ( Produit une impulsion pour le déclenchement des
               ( thyristors à l'expiration d'un chronomètre
               ( P3,3 à P3,5 P3,6 sortis sur le 74HC139 pour
               ( l'allumage des thyristors
               ( P3,7 en entree pour recevoir un ordre d'arrêt d'urgence
               ( si à "1"

0 P6d b!       ( Port P6 en entré P6,0=e_ac INT1;
               ( P6,1=e_bc INT2; P6,2=e_cb INT3
               ( Pour le démarrage des chronomètres programmés en mode One-shot
;


code Delai
SYN lda,
ne if,
  SYN dec,
  SYN sta,
  P3 lda,   ( P3 b@ 78 or P3 b!
  78 # ora, ( ." ÉTEINT "  PAS D'ALLUMAGE P3,3.. 4 5 6 à 1
  P3 sta,
then,
rts,
end-code

: SetInit

P3 b@ 78 or P3 b!      ( EXTINCTION DES THYRISTORS

86 MIS2 b!          ( ACTIVER L'INTERFACE DE BUS,
                    ( MICROPROCESSOR MODE

FB IBSTAT b@ and IBSTAT b!

0 IRR1 b!     ( Interrupt request bits à 0
0 IC1 b! ( INTERRUPTION PAR TIME1, TIME2 ET TIME3
```

```
        ( E1 si intbuffer doit être permis

0 IC2 b! ( INTERDIRE TOUTES AUTRES INTERRUPTIONS

Lent

0 INI b!

SetVect

ChargeT1
ChargeT2
ChargeT3
;


: prog2

bye

SetPort
SetInit
begin
Delai
SYN b@ 0=
while
repeat
SetINT2

code

begin,

0 IC1 seb,  ( Permettre interruption par InBuf

P3 lda,   ( Arrêt d'urgence? Si oui éteindre les thyristors
80 # cmp,
eq if,
   P3 lda,
   78 # ora,  ( ." ÉTEINT "  PAS D'ALLUMAGE P3,3.. 4 5 6 à 1
   P3 sta,
then,

FLAG1 lda,
ne if,

 AL3L lda,
 TL3L sta,
 AL3H lda,
 TL3H sta,
 0 # lda,
 FLAG1 sta,

then,
```

```
FLAG2 lda,
ne if,

 AL1L lda,
 TL1L sta,
 AL1H lda,
 TL1H sta,
 0 # lda,
 FLAG2 sta,

then,

FLAG3 lda,
ne if,

 AL2L lda,
 TL2L sta,
 AL2H lda,
 TL2H sta,
 0 # lda,
 FLAG3 sta,

then,
again,
Forth
;
```

VI.2 Logiciel de calcul des angles d'allumage à l'aide du krigeage dual

```
( Logiciel compatible avec le 37700 de Mitsubishi
( Implantation du krigeage dual tridimensionnel avec N=60

rom->ram

hex

( Déclaration des variables

1 variable FLAG  0 FLAG b! ( Permet d'initialiser TB0
1 variable INI1  0 INI1 b!
1 variable NBRE 0 NBRE b!

1 variable FLAD1  0 FLAD1 b! ( fanion pour autoriser le calcul des angles
1 variable FLAD2  0 FLAD2 b! ( fanion pour autoriser l'envoi des donnees
                        ( aux esclaves
1 variable FLAD3  0 FLAD3 b! ( fanion pour determiner seulement la duree
                        ( de l'impulsion tombante correspondant au
                        ( dephasage

1 variable PERMU  ( RENSEIGNE SUR LA PERMUTATION DES ANGLES COUPLAGE
                ( ETOILE
                ( 0: pas de permutation
                ( 1: permutation vers la droite:en Forth700 frot
                ( 2: permutation vers la gauche:en Forth700 -frot
```

```
1 variable PERMUZ  ( RENSEIGNE SUR LA PERMUTATION DES ANGLES COUPLAGE
                   ( ZIGZAG
                   ( 0: pas de permutation
                   ( 1: permutation vers la droite:en Forth700 frot
                   ( 2: permutation vers la gauche:en Forth700 -frot
1 variable FACT    ( Permet de savoir le sens du dephasage avant ou retard
                  ( Il faut noter que l'angle utilise pour le crigeage
                  ( est compte positif Seqinv en avance sur Seqdir [0° 360°[
                  ( Si "0" Seqinv est en avance sinon en retard et il faut
                  ( oter de 360° l'angle mesuree pour trouver l'angle adequat

2 variable AL01  0 AL01 !   ( Angles en microsecondes
2 variable AL02  0 AL02 !   ( pour les Timer des 37450
2 variable AL03  0 AL03 !
2 variable AL11  0 AL11 !
2 variable AL12  0 AL12 !
2 variable AL13  0 AL13 !

dec

5 variable ANG1  ( 6 angles d'allumage calcules
5 variable ANG2
5 variable ANG3
5 variable ANG4
5 variable ANG5
5 variable ANG6

5 variable CONSE  pi 2. f/ CONSE f!  ( consigne de tension

5 variable ANGLE   0. ANGLE f!   ( dephasage entre Seq. directe et inverse
                                 ( en microseconde lecture de TB0
5 variable ANGRAD  0. ANGRAD f!  ( angle en rad dephasage entre Seq. ETOILE
5 variable ANGRAD1   ( pour des lectures stables
5 variable ANGRAD2   ( pour des lectures stables
5 variable ANGRAD3   ( pour des lectures stables
5 variable ANGRAD4   ( pour des lectures stables

5 variable ANGRADZ  0. ANGRADZ f!  ( angle en rad dephasage entre Seq ZIGZAG
                                   ( ANGRADZ = ANGRAG + 60deg

5 variable ANGRADN  0. ANGRADN f!  ( angle en rad dephasage nouveau  ETOILE
                                   ( donne par IntTB0

5 variable dephasage  0. dephasage f! ( dephasage entre seq. dir. et inv.
                                      ( ramene entre 0 et 120
                                      ( intervalle de crigeage
                                      ( entre seq. dir. et inv. utilise par
                                      ( Calva

5 variable dephan     0. dephan f!   ( valeur actuelle du dephasage
                                     ( donne par CalDepha

5 variable Seqinv   0. Seqinv f! ( Tension de Sequence inverse
5 variable Seqdir   0.1 Seqdir f!  ( Tension de Sequence directe
5 variable UF     0. UF f!   ( Taux de desequilibre UF=Seqinv/Seqdir
```

```
                ( Constantes

2, pi f* fcon deuxpi
pi 12, f/ fcon 15deg  ( pour compenser le retard introduit par le filtre
                ( de 3e ordre du detecteur de passage a zero
pi 6, f/ fcon 30deg
pi 2, f* 9, f/ fcon 40deg
pi 5, f* 18, f/ fcon 50deg
pi 7, f* 18, f/ fcon 70deg
pi 4, f* 9, f/ fcon 80deg
pi 2, f/ fcon 90deg

120, pi f* 1000000, f/ fcon Rad   ( frequence du Timer 1 Mhz
                        ( pour la conversion microsecondes
                        ( a rads
2, pi f* 3, f/ fcon 120deg
4, pi f* 3, f/ fcon 240deg
5, 255, f/ fcon Vd
56,8 3, f/ 96,4 f/ fcon Ao  ( mise a l'echelle du circuit Seqdir R2/R1 = 56,8K/96,4K
                    ( amplification de Seqinv par 3,

pi 3, f/ fcon 60deg   ( ANGRADZ = ANGRAG + 60deg
                ( = dephasage entre Seqinv et Seqdir du couplage
                ( ZIG-ZAG

                ( TABLES

256 5 1 mat TABRED  ( Table de tension de consigne
: remplir
2dup + -rot
do dup 1 - i - TABRED f! loop drop
;

0,5236 0,5304 0,5370 0,5436 0,5502 0,5566 0,5630
0,5693 0,5756 0,5818 0,5880 0,5941 0,6001 0,6061
0,6120 0,6179 0,6238 0,6296 0,6353 0,6410 0,6467
0,6523 0,6578 0,6634 0,6689 0,6743 0,6798 0,6851
0,6905 0,6958 0,7011 0,7063
32 0 remplir

0,7116 0,7167 0,7219 0,7270 0,7321 0,7372 0,7422
0,7472 0,7522 0,7572 0,7621 0,7670 0,7719 0,7767
0,7816 0,7864 0,7912 0,7959 0,8007 0,8054 0,8101
0,8148 0,8194 0,8241 0,8287 0,8333 0,8379 0,8424
0,8470 0,8515 0,8560 0,8605
64 32 remplir

0,8650 0,8694 0,8739 0,8783 0,8827 0,8871 0,8914
0,8958 0,9001 0,9045 0,9088 0,9131 0,9174 0,9216
0,9259 0,9301 0,9344 0,9386 0,9428 0,9470 0,9512
0,9553 0,9595 0,9636 0,9677 0,9719 0,9760 0,9801
0,9841 0,9882 0,9923 0,9963
96 64 remplir

1,0004 1,0044 1,0084 1,0124 1,0164 1,0204 1,0244
```

```
1,0284 1,0323 1,0363 1,0402 1,0442 1,0481 1,0520
1,0559 1,0598 1,0637 1,0676 1,0714 1,0753 1,0792
1,0830 1,0868 1,0907 1,0945 1,0983 1,1021 1,1059
1,1097 1,1135 1,1173 1,1211
128 96 remplir

1,1248 1,1286 1,1324 1,1361 1,1399 1,1436 1,1473
1,1510 1,1548 1,1585 1,1622 1,1659 1,1696 1,1732
1,1769 1,1806 1,1843 1,1879 1,1916 1,1952 1,1989
1,2025 1,2062 1,2098 1,2134 1,2171 1,2207 1,2243
1,2279 1,2315 1,2351 1,2387
160 128 remplir

1,2423 1,2459 1,2494 1,2530 1,2566 1,2602 1,2637
1,2673 1,2709 1,2744 1,2780 1,2815 1,2850 1,2886
1,2921 1,2956 1,2992 1,3027 1,3062 1,3097 1,3132
1,3168 1,3203 1,3238 1,3273 1,3308 1,3343 1,3378
1,3412 1,3447 1,3482 1,3517
192 160 remplir


1,3552 1,3586 1,3621 1,3656 1,3691 1,3725 1,3760
1,3794 1,3829 1,3864 1,3898 1,3933 1,3967 1,4002
1,4036 1,4070 1,4105 1,4139 1,4174 1,4208 1,4242
1,4277 1,4311 1,4345 1,4380 1,4414 1,4448 1,4482
1,4516 1,4551 1,4585 1,4619
224 192 remplir

1,4653 1,4687 1,4721 1,4756 1,4790 1,4824 1,4858
1,4892 1,4926 1,4960 1,4994 1,5028 1,5062 1,5096
1,5130 1,5164 1,5198 1,5232 1,5266 1,5300 1,5334
1,5368 1,5402 1,5436 1,5470 1,5504 1,5538 1,5572
1,5606 1,5640 1,5674 1,5708
256 224 remplir

forget remplir

60 5 1 mat SEQI  ( Echantillons Amplitude sequence inverse

: seq
2dup + -rot
do dup 1 - i - SEQI f! loop drop
;

0,0063   0,0063   0,0063   0,0063   0,0063   0,0345   0,0345
0,0345   0,0345   0,0345   0,0626   0,0626   0,0626   0,0626
0,0626   0,0900   0,0900   0,0900   0,0900   0,0900
20 0 seq

0,0063   0,0063   0,0063   0,0063   0,0063   0,0345   0,0345
0,0345   0,0345   0,0345   0,0626   0,0626   0,0626   0,0626
0,0626   0,0900   0,0900   0,0900   0,0900   0,0900
40 20 seq

0,0063   0,0063   0,0063   0,0063   0,0063   0,0345   0,0345
```

```
0,0345   0,0345   0,0345   0,0626   0,0626   0,0626   0,0626
0,0626   0,0900   0,0900   0,0900   0,0900   0,0900
60 40 seq

forget seq


60 5 1 mat DPHI  ( Echantillons Phase sequence inverse

: dph
2dup + -rot
do dup 1 - i - DPHI f! loop drop
;

0,       0,4363   0,8727   1,3090   1,7453       0,  0,4363
0,8727   1,3090   1,7453       0,  0,4363   0,8727   1,3090
1,7453       0,  0,4363   0,8727   1,3090   1,7453
20 0 dph

0,       0,4363   0,8727  1,3090   1,7453   0,     0,4363   0,8727
1,3090   1,7453   0,     0,4363   0,8727   1,3090  1,7453   0,
0,4363   0,8727   1,3090  1,7453
40 20 dph

0,      0,4363  0,8727  1,3090  1,7453  0,      0,4363
0,8727  1,3090  1,7453  0,     0,4363  0,8727  1,3090
1,7453  0,      0,4363  0,8727  1,3090  1,7453
60 40 dph

forget dph


60 5 1 mat ALPHA0  ( Echantillons Angles d'allumage nominaux

: alp0
2dup + -rot
do dup 1 - i - ALPHA0 f! loop drop
;

0,5236   0,5236   0,5236   0,5236   0,5236   0,5236   0,5236
0,5236   0,5236   0,5236   0,5236   0,5236   0,5236   0,5236
0,5236   0,5236   0,5236   0,5236   0,5236   0,5236
20 0 alp0

0,8727   0,8727   0,8727   0,8727   0,8727   0,8727   0,8727
0,8727   0,8727   0,8727   0,8727   0,8727   0,8727   0,8727
0,8727   0,8727   0,8727   0,8727   0,8727   0,8727
40 20 alp0

1,2217   1,2217   1,2217   1,2217   1,2217   1,2217   1,2217
1,2217   1,2217   1,2217   1,2217   1,2217   1,2217   1,2217
1,2217   1,2217   1,2217   1,2217   1,2217   1,2217
60 40 alp0

forget alp0
```

```
64 5 1 mat ALPHA1  ( Matrice de coefficients relatifs a alpha1
                   ( obtenus par krigeage
: alp1
2dup + -rot
do dup 1 - i - ALPHA1 f! loop drop
;

2,7041   -1,1347    0,9143  -0,7829
-17,4764  -81,7310  -22,7656  102,0762  151,3369   16,4856  129,6918
44,7088  -109,3131  -134,6733   35,6695  -25,8203  -33,4124  -89,7645
-134,1579  -36,8843  -21,5260   11,7287
22 0 alp1

99,2961  116,6651   -3,5010
-41,6697  -28,6167   24,9692   26,9035    8,8198   56,6640   24,1723
-3,8703   50,7387  -18,1129   33,1645   56,3124  -101,4030 -252,7276
15,7605  -49,5800  -54,2789   80,6420  175,3451
44 22 alp1

6,6224   25,1589
8,4809  -32,4303  -44,6808   -7,7706  -19,5751   -3,4468    5,2042
13,4806    1,3045  -58,5696  -32,7397  117,6464  136,3920   -1,2384
54,0307   29,0647  -90,8977 -105,9021
64 44 alp1

forget alp1


64 5 1 mat ALPHA2  ( Matrice de coefficients relatifs a alpha2
                   ( obtenus par krigeage
: alp2
2dup + -rot
do dup 1 - i - ALPHA2 f! loop drop
;

-4,2    -0,4  -0,4   1,4
-51,6   3,9   -20,5  44,7   59,1   671,7   -1435,7
-1018,6  -186,1   -91,7   -1408,4   3164,0    2295,9   249,3
-12,6    798,8   -1744,5   -1261,4
22 0 alp2

-105,2    46,6   33,4
-39,6   -10,4   53,6   41,8   -17,2    -2,6     26,0
-48,8   -51,6   -44,6  30,8   -156,9   -135,4   -59,1
23,1    17,1     145,2  131,6   68,2
44 22 alp2

34,9   72,0
61,0   29,7    5,5   -43,6   -74,3   -63,0  -20,9
2,0    9,7   -74,2   -43,7   -13,8   -0,9   -2,4
78,2   44,0    5,2   -7,8
64 44 alp2

forget alp2
```

```
64 5 1 mat ALPHA3  ( Matrice de coefficients relatifs a alpha3
                   ( obtenus par krigeage
: alp3
2dup + -rot
do dup 1 - i - ALPHA3 f! loop drop
;

-1,3   1,3    -0,2   -2,7
69,6  -55,5   -33,8   104,0    62,3   -72,7  -201,2
-386,7  144,0   981,2   -47,3  659,1  973,3  -664,6
-2311,8  52,1   -400,9   -557,9
22 0 alp3

420,9   1266,2  -22,2
-97,3  -66,2  38,2   61,0   50,1   -46,6  -53,6
73,3   57,6   -94,0  405,0  306,7   -293,3  -233,0
65,9  -265,2  -188,4  185,8  115,5
44 22 alp3

8,6  46,6
11,0   -51,3  -51,8   3,4    15,5    9,3    18,2
25,2   -23,2  -219,9  -74,9  149,1   147,8  10,1
161,7  55,6   -118,8  -121,8
64 44 alp3

forget alp3

64 5 1 mat ALPHA4  ( Matrice de coefficients relatifs a alpha3
                   ( obtenus par krigeage
: alp4
2dup + -rot
do dup 1 - i - ALPHA4 f! loop drop
;

3,9152   -1,5861   -2,0215  0,0389
13,6851  139,9671  122,5989  -11,3544  -69,2694   -9,5592 -134,6330
-97,2191 -114,8745 -330,7124  -39,0136 -150,0266 -156,3732  323,7745
916,1866   33,3203  146,4685  132,6314
22 0 alp4

-197,9792   -515,0741   -6,2457
46,5893   21,4417  -65,2313   -81,4267    1,7226    4,0641   46,3675
-14,6783  -81,2981   23,2663  -201,7162  -218,8849  233,2370  408,5782
-19,7900  152,2598  152,3487 -157,2776   -248,4139
44 22 alp4

-7,4583  -35,6149
-9,5614   44,2209   48,2273    2,7423   -3,9532    -6,7438     6,5158
-1,0852   14,2971  161,7689   73,7794   -176,9187  -185,8881   -8,1395
-123,9867  -58,4966  127,9169  140,9215
64 44 alp4

forget alp4
```

```
64 5 1 mat ALPHA5  ( Matrice de coefficients relatifs a alpha3
                ( obtenus par krigeage
: alp5
2dup + -rot
do dup 1 - i - ALPHA5 f! loop drop
;

-2,0  -2,9  3,3  2,3
-32,6  44,7  21,4  -61,4  -41,6  -501,9  -118,5
-38,0  101,8  83,4  1286,6  99,5  6,8  -33,2
-58,2  -755,2  -26,2  10,0
22 0 alp5

-7,3  18,8  -19,6
39,0  21,9  -22,2  -33,7  40,1  -45,4  -26,6
37,4  36,7  -135,8  -83,2  -30,3  6,6  51,4
119,9  90,3  35,9  -22,5  -57,6
44 22 alp5

9,1  0,7  4,8  30,1  29,0  1,1  8,9  -2,3  -28,7
-23,7  -39,9  12,8  6,6  -42,8  -51,1  28,8
-24,2  -9,6  43,3  46,1
64 44 alp5

forget alp5


64 5 1 mat ALPHA6  ( Matrice de coefficients relatifs a alpha3
                ( obtenus par krigeage
: alp6
2dup + -rot
do dup 1 - i - ALPHA6 f! loop drop
;

0,8  -5,1  -2,6  3,2
53,5  109,5  14,7  -103,9  12,3  -341,6  603,9
953,7  -436,1  -1609,0  642,5  -1713,2  -2162,7  1300,3
3483,3  -356,7  1002,4  1205,0
22 0 alp6

-770,8  -1888,6  -26,2
72,6  45,5  -44,4  -58,0  -6,0  79,5  29,2  -2,2
65,8  88,7  -375,3  -140,1  115,5  -140,8  -58,1  223,8
63,1  -69,6  139,9
44 22 alp6

-20,1  -53,0
-21,9  36,1  50,2  18,8  17,5  13,3  -36,6
-44,0  8,5  168,8  55,8  -42,9  -87,2  -4,9
-136,6  -46,3  42,6  80,4
64 44 alp6

forget alp6
```

```
hex

: SetPort

0 P5d b!        ( P5 en entree : consigne de tension
              ( broches: 33 (bit7) 07 34 06
              ( 35 05 36 04 (bit 0)
0 P7d b!        ( P7 entree convertisseur A/D
              ( P7,0 entree Seq. inv.  broche 29
              ( P7,1 entree Seq. dir.  broche 28

09 P6d b! ( 01 P6d b!       ( P6,5 TB0in   broche 10 : mesure du dephasage
              ( P6,7 TB2in   broche 11  entree Seqdir
              ( P6,4 arret d'urgence si '1' broche 31
              ( P6,0 broche 08 sortie pour decharger les condos
              ( P6,2 broche 39 entree Dephasage INT0 mise en route

;


: SetAD
D7 AdCtrl b!       ( Demarrer la conversion, Single sweep mode
             ( 11010111 AdCtrl b! D8
               ( 11 Single sweep mode, Software trigger
          ( lecture canal 0 et canal 1
03 AdSw b!
0 AdIcr b!         ( 000 priority and no request pour =0

begin
AdIcr b@ 8 and   ( AdCtrl b@ 40 and  ( Attendre la fin de la conversion
1 =
while
repeat

Ad0 b@ s>f  Seqinv f!
Ad1 b@ s>f  Seqdir f!

Seqinv f@ Vd f* fdup Seqinv f!
Seqdir f@ Vd f* fdup Seqdir f!
f/ Ao f* UF f!
0 AdIcr b!         ( 000 priority and no request pour =0
;

i: TB1Int
0 P6 #orb!  ( Decharger les condo pour les mesures
0 TB1Icr b! ( Interdire interruption future par TA4
5 CntSt #clrb!   ( Interrompre TB1
;i

dec

  ( Sous-routine de calcul des angles de compensation
  ( Cette sous-routine est appelee
  (  par interruption a tous les 360 degres electriques.
```

```
: Calang          ( pour le calcul des 6 angles
0. ANG1 f!          ( aux points de crigeage
0. ANG2 f!
0. ANG3 f!
0. ANG4 f!
0. ANG5 f!
0. ANG6 f!

64 4 do i ALPHA1 f@
        UF f@ i 4 - SEQI f@ f- fdup f*
        dephasage f@ i 4 - DPHI f@ f- fdup f* f+
        CONSE f@ i 4 - ALPHA0 f@ f- fdup f* f+
        sqr fdup fdup f* f* f*
        ANG1 f@ f+ ANG1 f!
      i ALPHA2 f@
        UF f@ i 4 - SEQI f@ f- fdup f*
        dephasage f@ i 4 - DPHI f@ f- fdup f* f+
        CONSE f@ i 4 - ALPHA0 f@ f- fdup f* f+
        sqr fdup fdup f* f* f*
        ANG2 f@ f+ ANG2 f!
      i ALPHA3 f@
        UF f@ i 4 - SEQI f@ f- fdup f*
        dephasage f@ i 4 - DPHI f@ f- fdup f* f+
        CONSE f@ i 4 - ALPHA0 f@ f- fdup f* f+
        sqr fdup fdup f* f* f*
        ANG3 f@ f+ ANG3 f!
      i ALPHA4 f@
        UF f@ i 4 - SEQI f@ f- fdup f*
        dephasage f@ i 4 - DPHI f@ f- fdup f* f+
        CONSE f@ i 4 - ALPHA0 f@ f- fdup f* f+
        sqr fdup fdup f* f* f*
        ANG4 f@ f+ ANG4 f!
      i ALPHA5 f@
        UF f@ i 4 - SEQI f@ f- fdup f*
        dephasage f@ i 4 - DPHI f@ f- fdup f* f+
        CONSE f@ i 4 - ALPHA0 f@ f- fdup f* f+
        sqr fdup fdup f* f* f*
        ANG5 f@ f+ ANG5 f!
      i ALPHA6 f@
        UF f@ i 4 - SEQI f@ f- fdup f*
        dephasage f@ i 4 - DPHI f@ f- fdup f*  f+
        CONSE f@ i 4 - ALPHA0 f@ f- fdup f* f+
        sqr fdup fdup f* f* f*
        ANG6 f@ f+ ANG6 f!
       loop

0  ALPHA1 f@ ANG1 f@ f+
UF f@ 1 ALPHA1 f@ f*
dephasage f@ 2 ALPHA1 f@ f*
CONSE f@ 3 ALPHA1 f@ f*
f+ f+ f+ UF f@ f* CONSE f@ f+ ANG1 f!

0 ALPHA2 f@ ANG2 f@ f+
UF f@ 1 ALPHA2 f@ f*
dephasage f@ 2 ALPHA2 f@ f*
```

```
CONSE f@ 3 ALPHA2 f@ f*
f+ f+ f+ UF f@ f*  CONSE f@ f+ ANG2 f!

0 ALPHA3 f@ ANG3 f@ f+
UF f@ 1 ALPHA3 f@ f*
dephasage f@ 2 ALPHA3 f@ f*
CONSE f@ 3 ALPHA3 f@ f*
f+ f+ f+ UF f@ f* CONSE f@ f+ ANG3 f!

0 ALPHA4 f@ ANG4 f@ f+
UF f@ 1 ALPHA4 f@ f*
dephasage f@ 2 ALPHA4 f@ f*
CONSE f@ 3 ALPHA4 f@ f*
f+ f+ f+ UF f@ f* CONSE f@ f+ ANG4 f!

0 ALPHA5 f@ ANG5 f@ f+
UF f@ 1 ALPHA5 f@ f*
dephasage f@ 2 ALPHA5 f@ f*
CONSE f@ 3 ALPHA5 f@ f*
f+ f+ f+ UF f@ f* CONSE f@ f+ ANG5 f!

0 ALPHA6 f@ ANG6 f@ f+
UF f@ 1 ALPHA6 f@ f*
dephasage f@ 2 ALPHA6 f@ f*
CONSE f@ 3 ALPHA6 f@ f*
f+ f+ f+ UF f@ f* CONSE f@ f+ ANG6 f!

        ( CONVERSION DES ANGLES EN MICROSECONDES
        ( ON TIENT COMPTE DU FAIT QUE LES LES ESCLAVES
        ( FONCTIONNEMENT a 2,5 MHz

ANG1 f@ 15deg f-  120. f/ pi f/ 2500000. f*  f>d d>s AL01 !
ANG2 f@ 15deg f-  120. f/ pi f/ 2500000. f*  f>d d>s AL02 !
ANG3 f@ 15deg f-  120. f/ pi f/ 2500000. f*  f>d d>s AL03 !
ANG4 f@ 15deg f-  120. f/ pi f/ 2500000. f*  f>d d>s AL11 !
ANG5 f@ 15deg f-  120. f/ pi f/ 2500000. f*  f>d d>s AL12 !
ANG6 f@ 15deg f-  120. f/ pi f/ 2500000. f*  f>d d>s AL13 !

              ( PERMUTATION DES ANGLES
PERMU b@
if
 PERMU b@
 1 =
 if
   AL03 @ AL02 @ AL01 @ rot AL01 ! AL02 ! AL03 !
   AL13 @ AL12 @ AL11 @ rot AL11 ! AL12 ! AL13 !
 else
   AL03 @ AL02 @ AL01 @ -rot AL01 ! AL02 ! AL03 !
   AL13 @ AL12 @ AL11 @ -rot AL11 ! AL12 ! AL13 !
 then
then
;


: CalDepha          ( Calcul du dephasage
```

```
ANGRAD f@           ( Sert a ajuster convenable le dephasage
                    ( et la permutation appropriee des angles de
120deg f<           ( l'ETOILE

if
   ANGRAD f@  dephasage f! 0 PERMU b!
else

     ANGRAD f@ 240deg f<
     if
        ANGRAD f@ 120deg f- dephasage f! 1 PERMU b!
     else
        ANGRAD f@   240deg f- dephasage f! 2 PERMU b!
     then
then
;

: Calva

UF f@ 0, f=      ( Y-t-il desequilibre de tension ?
if               ( Si non Convertir consigne de tension
                 ( en micro secs

CONSE f@
120, f/ pi f/ 2500000, f*  f>d d>s dup 2dup 2dup
AL01 ! AL02 ! AL03 ! AL11 ! AL12 ! AL13 !

else
Calang           ( Si oui Calculer les angles d'allumage
then             ( en fonction du desequilibre UF

;

: ConsigTen   ( Acquisition de la consigne tension
P5 b@ TABRED f@ CONSE f!
;


i: TB0Int   ( Acquisition du Dephasage

P6 b@ 32 and  ( 20 hex = 32 dec P6,5: entree Signal Dephasage TB0in
if            ( Test qui permet de mesurer
              ( uniquement l'intervalle front tombant
              ( a front montant

0 TB0 @ d>f fdup ANGLE f!
Rad f*    ( Obtenir le dephasage en rads
ANGRADN f!

FACT b@
0= if
deuxpi ANGRADN f@  f-
ANGRADN f!
then
```

```
then
;i


i: TB2Int

P6 b@ 32 and FACT b!  ( P6,5 fournit l'etat logique de
                      ( du signal de dephasage au moment ou
                      ( Seqdir passe a 0 croissants
                      ( Si "1" Seqinv en avance sinon en retard
NBRE b@ dup
4 =
if

 ANGRADN f@ ANGRAD4 f@ f-
 fabs
 0,0001 f<=
 if
  ANGRADN f@ ANGRAD f!
 then

 CalDepha
 SetAD

 0 P6 #orb!       ( Decharger les condo en vue de la
                ( prochaine mesure
 0 NBRE b!
 1 FLAD1 b!

 drop

else

 NBRE b@
 0=
 if
  ANGRADN f@ ANGRAD1 f!
 then

 NBRE b@
 1 =
 if
  ANGRADN f@ fdup ANGRAD2 f!  ANGRAD1 f@ f-
  fabs
  0,0001 f<=
  if
   ANGRADN f@ ANGRAD f!
  then
 then

 NBRE b@
 2 =
 if
  ANGRADN f@ fdup ANGRAD3 f!  ANGRAD2 f@ f-
```

```
 fabs
 0,0001 f<=
 if
  ANGRADN f@ ANGRAD f!
 then
then

NBRE b@
3 =
if
 ANGRADN f@ fdup ANGRAD4 f!  ANGRAD3 f@ f-
 fabs
 0,0001 f<=
 if
  ANGRADN f@ ANGRAD f!
 then
then

 1 + NBRE b!
then

0 P6 #clrb!
                ( P6,0 charge condo
                ( Seq dir. si "0"  broche 08


            ( TRANSMETTRE LES ANGLES AUX ESCLAVES

FLAD2 b@
1 =
if
AL01 @ 0>=
if
AL02 @ 0>=
if
AL03 @ 0>=
if
AL11 @ 0>=
if
AL12 @ 0>=
if
AL13 @ 0>=
if

AL01 1 + b@ 0 >cp'   ( envoi des donnees au coprocesseur 0
AL02 1 + b@ 0 >cp'
AL03 1 + b@ 0 >cp'

AL01 b@ 0 >cp
AL02 b@ 0 >cp
AL03 b@ 0 >cp

AL11 1 + b@ 1 >cp'  ( envoi des donnees au coprocesseur 1
AL12 1 + b@ 1 >cp'
AL13 1 + b@ 1 >cp'
```

```
AL11 b@ 1 >cp
AL12 b@ 1 >cp
AL13 b@ 1 >cp

 then
 then
then
then
then
then
0 FLAD2 b@
then

;i


hex

i: 0Int         ( Fonctionne seulement a la mise
                ( en marche
FFFF TB1 !      ( Duree de mise en marche
5 CntSt #orb!   ( Demarrer TB1
0 INT0Icr b!    ( Interdire interruption future
                ( par INT0
;i


: SetTB1        ( Delais de mise en marche
40 TB1m b!      ( 01000000 TB1m
                ( Timer mode
3 TB1Icr b!
' TB1Int TB1v !
;

: SetTB0
                ( clock source f16--> 1/1000000 s
4A TB0m b!      ( TB0 en mode pulse measurement
                ( le dephasage entre
                ( Seqdir et Seqinv P6,5 broche 10
                ( Front tombant a front montant
1 TB0Icr b!
' TB0Int TB0v !
5 CntSt #orb!   ( autoriser le compte
;

: SetTB2

42 TB2m b!      ( TB2 en mode pulse period measurement 4A
                ( Interruptions a toutes les
                ( periodes de la seq. dir
                ( P6,7 front tombant a front tombant
2 TB2Icr b!
' TB2Int TB2v !
7 CntSt #orb!
 ;
```

```
: SetInt0
13 INT0Icr b!
' 0Int I0v !
;

: SetInit
SetPort
drop drop drop
SetTB1
SetTB2
SetInt0
2 setlevel
SetTB0
0 setlevel
0 P6 #clrb!
;

dec

: prog1   ( Programme principal

SetInit
                ( P6,1 charge condo
begin    ( Boucle principale

P6 b@ 16 and     ( 10 en hex = 16 en dec Y-t-il arret ? i.e P6,4 a 1?
            ( Si oui angle d'allumage a 90°
if
8680 dup 2dup 2dup   ( 21E8 en hex = 8680 en dec
AL01 ! AL02 ! AL03 !  ( correspond a un angle d'allumage de 75°
                ( soit 90° compense
AL11 ! AL12 ! AL13 !
3 setlevel
SetInit
then

ConsigTen        ( Acquerir la consigne de tension

FLAD1 b@
1 =
if

3 setlevel

3 P6 #clrb!  ( permet d'evaluer le temps de calcul
Calva       ( mesure de l'onde sortie sur P6,3 broche 9
3 P6 #orb!

0 FLAD1 b!
1 FLAD2 b!    ( autoriser envoi des donnees
0 setlevel
then
again
;
```

ANNEXE VII

ALLURES DES COURANTS CA OBTENUS EXPÉRIMENTALEMENT AVEC LA COMMANDE ASYM. DE MIN. DE CA TRIPLES ET AVEC LA COMMANDE ÉQUIDISTANTE

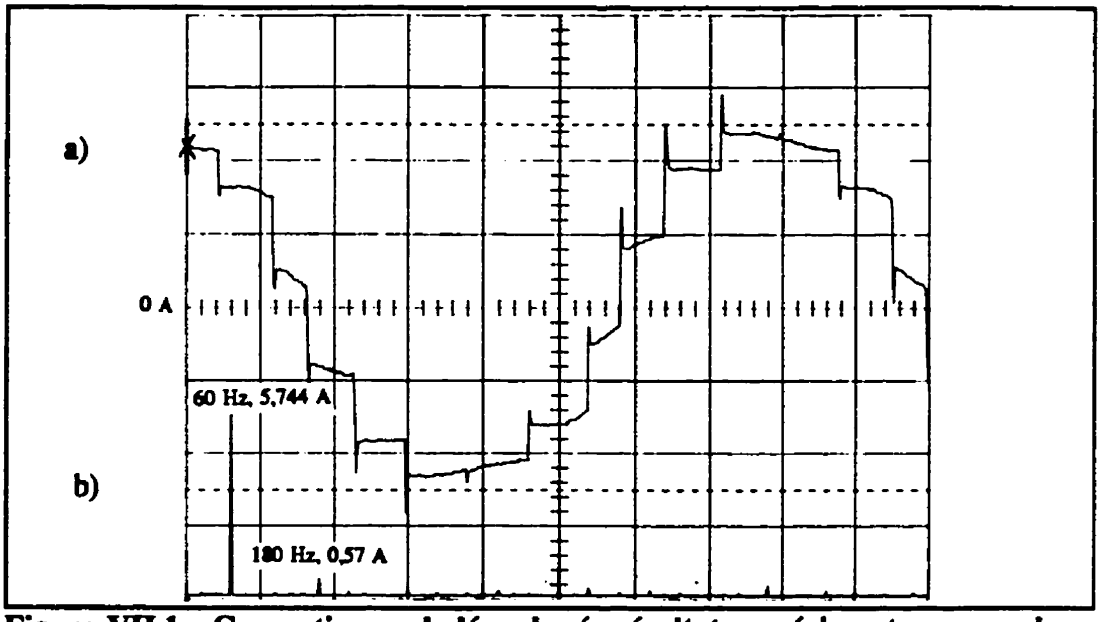


Figure VII.1 - Convertisseur dodécaphasé; résultats expérimentaux avec la commande asymétrique de minimisation d'harmoniques triples: a) courant i_{1A}; b) spectre de i_{1A}

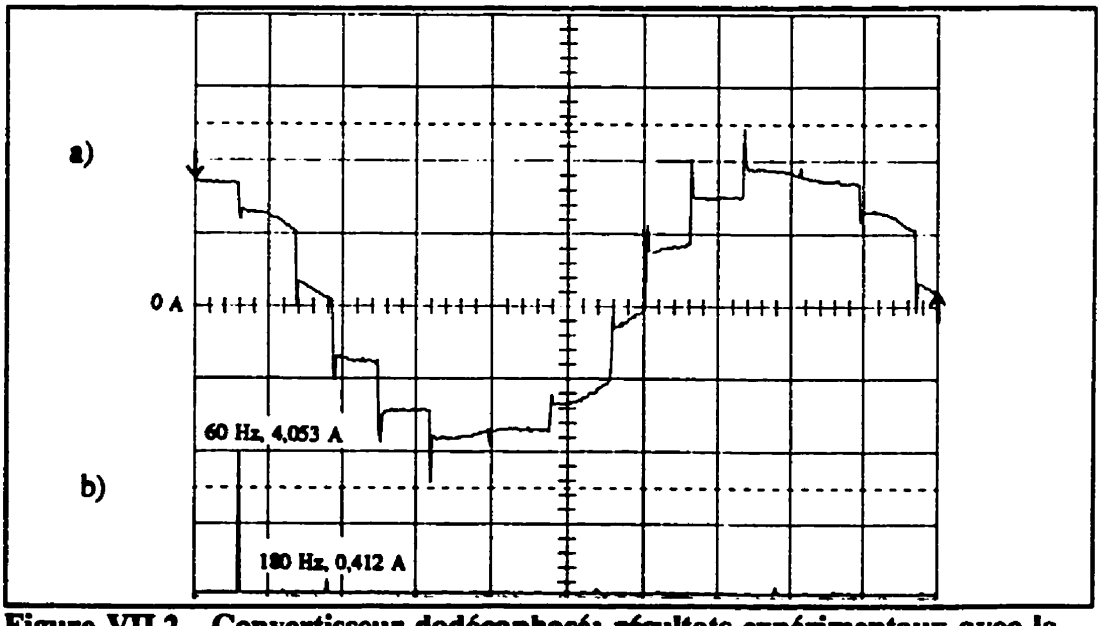
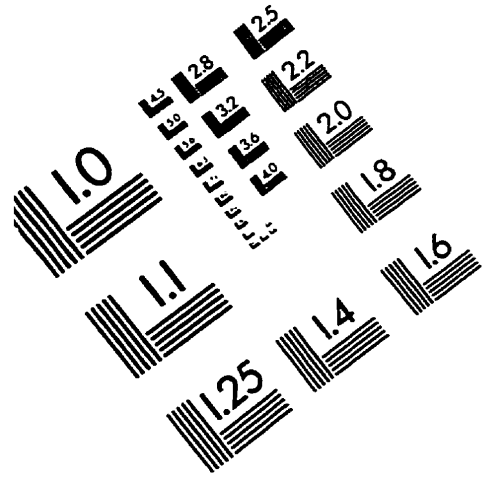
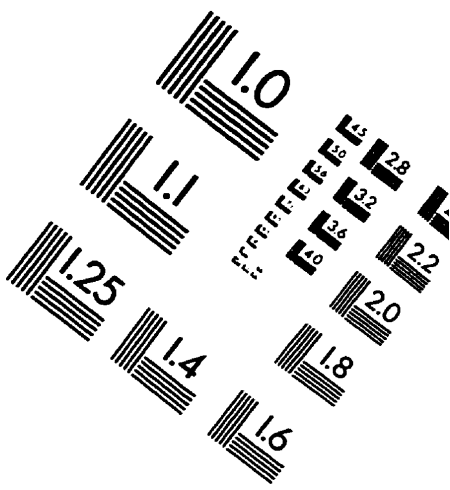
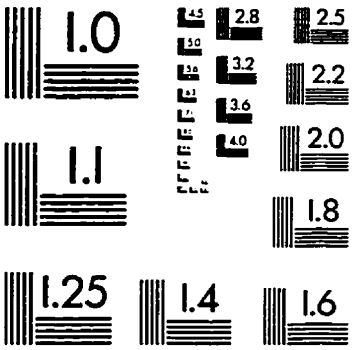


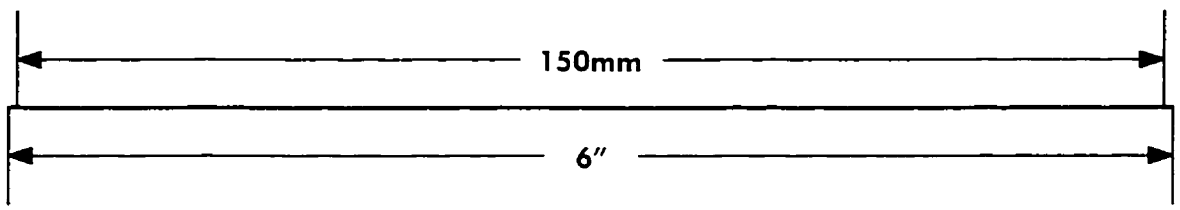
Figure VII.2 - Convertisseur dodécaphasé; résultats expérimentaux avec la commande équidistante: a) courant i_{1A} (4,5 A / div., 2 ms / div.); b) spectre de i_{1A}

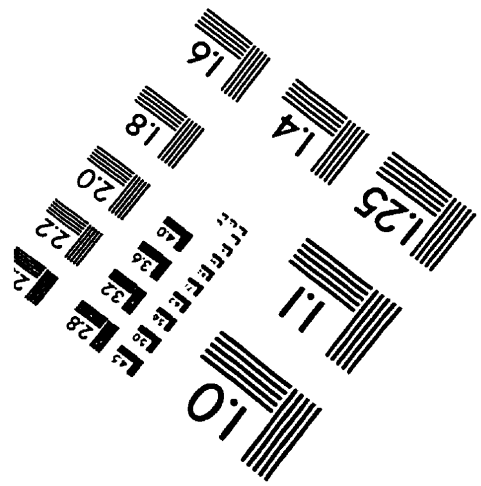
TEST TARGET (QA-3)

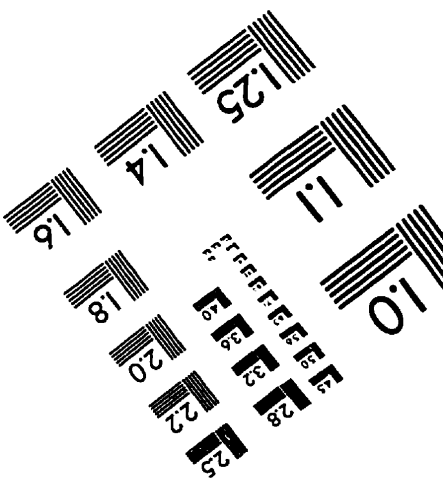












APPLIED IMAGE, Inc
1653 East Main Street
Rochester, NY 14609 USA
Phone: 716/482-0300
Fax: 716/288-5989

© 1993, Applied Image, Inc., All Rights Reserved