

**ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC**

**THÈSE PRÉSENTÉE À  
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE  
A L'OBTENTION DU  
DOCTORAT EN GÉNIE  
Ph.D.**

**PAR  
HADI KANAAN**

**CONTRIBUTION À LA MODÉLISATION ET AU RÉGLAGE DES REDRESSEURS  
TRIPHASÉS NON POLLUANTS UNIDIRECTIONNELS DE TYPE ÉLÉVATEUR  
ET À FRÉQUENCE DE COMMUTATION FIXE**

**MONTRÉAL, LE 14 MARS 2002**

**© droits réservés de Hadi Kanaan**

**CETTE THÈSE À ÉTÉ ÉVALUÉE**

**PAR UN JURY COMPOSÉ DE :**

- **M. Kamal Al-Haddad, directeur de thèse**  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure
- **M. Ambrish Chandra, président du jury**  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure
- **M. Louis A. Dessaint, professeur**  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure
- **M. Venkatachari Rajagopalan, professeur**  
Chaire de recherche du Canada en conversion de l'énergie et électronique de puissance de l'ÉTS à Montréal
- **M. Fnaiech Farhat, maître de conférences**  
École supérieure des sciences et techniques de Tunis

**ELLE A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC**

**LE 18 JANVIER 2002**

**À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE**

# **CONTRIBUTION À LA MODÉLISATION ET AU RÉGLAGE DES REDRESSEURS TRIPHASÉS NON POLLUANTS UNIDIRECTIONNELS DE TYPE ÉLÉVATEUR ET À FRÉQUENCE DE COMMUTATION FIXE**

Hadi Kanaan

## **Sommaire**

L'utilisation des redresseurs triphasés non polluants pour la conversion alternatif-continu de l'énergie électrique est actuellement en pleine croissance. Bien que ces dispositifs soient très performants en termes de qualité d'onde du réseau et de régulation de tension côté continu, un problème se pose au niveau de leur commande. La technique des bascules à hystérésis est assez répandue en pratique, ceci étant dû surtout à sa simplicité d'implantation. Toutefois, le fait que la fréquence de commutation propre à ce type de commande dépend considérablement des paramètres du convertisseur, de ses conditions d'opération et du temps rend cette commande moins préférable vis-à-vis d'une autre technique dite à Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). Celle-ci se caractérise, en effet, par une fréquence de commutation fixe, et assure ainsi au convertisseur un haut degré de fiabilité et de performance en terme de qualité d'onde.

La mise en oeuvre d'un système de réglage basé sur une commande de type MLI nécessite, en principe, la connaissance d'un modèle mathématique assez précis du convertisseur. De tels modèles sont actuellement disponibles pour des classes particulières de convertisseurs, notamment les hacheurs et les redresseurs bidirectionnels. Dans le présent recueil, la modélisation d'une autre famille de redresseurs, de type unidirectionnel, est proposée. Deux topologies sont choisies à cet égard. Il s'agit, d'une part, du redresseur à injection de courant et, d'autre part, du redresseur à trois interrupteurs et trois niveaux, dit de Vienne. Ces topologies se distinguent, toutes les deux, par un nombre réduit de composants actifs, une simplicité de commande, un faible coût, une robustesse et un rendement énergétique élevés.

Le procédé de modélisation utilise l'approche de la moyenne à l'échelle d'une période de commutation. Les modèles moyens ainsi obtenus sont ensuite utilisés dans l'élaboration systématique des lois de réglage appropriées. La validité des modèles et des lois de commande associées est vérifiée numériquement à l'aide d'outils de simulation.

Le présent recueil est divisé en cinq chapitres. Dans le chapitre 1, une revue bibliographique des principales topologies de redresseurs non polluants est effectuée, et l'avantage des structures triphasées unidirectionnelles est souligné. Dans le chapitre 2, une analyse comparative des techniques de commande, de réglage et de modélisation est présentée. Dans le chapitre 3, un système de réglage linéaire associé à un redresseur monophasé à deux étages est conçu. Les performances dynamiques du système, ainsi que son impédance d'entrée et sa susceptibilité, sont également analysées. Le chapitre 4 est consacré à la modélisation et au réglage du redresseur à injection de courant. Le modèle du convertisseur est validé numériquement et expérimentalement. Finalement, une modélisation et un réglage non linéaire du redresseur de Vienne sont proposés au chapitre 5. Les performances du système sont vérifiées numériquement.

# **A CONTRIBUTION TO THE MODELING AND CONTROL OF UNIDIRECTIONAL FIXED-SWITCHING-FREQUENCY UNITY-POWER-FACTOR BOOST-TYPE THREE-PHASE RECTIFIERS**

Hadi Kanaan

## **Abstract**

Three-phase AC-to-DC converters are increasingly designed to ensure a high power quality and a good DC voltage regulation performance. Nevertheless, problems related to their control process still exist. Although the hysteresis-based control is widely used in power electronics applications, it suffers from major drawbacks due to the dependency of the switching frequency on the system parameters, the operating conditions and time. Another control approach known as the Pulse-Width-Modulation (PWM) technique offers a fixed-switching-frequency operation and appears, therefore, more suitable for these applications. Nevertheless, its implementation requires basically the knowledge of a mathematical model that represents accurately the converter. The availability of such models is yet limited to DC-DC and AC-DC bidirectional converters. This thesis extends well-known modeling techniques, using averaging approach, to unidirectional three-phase rectifiers. For this purpose, two topologies are considered: the current injection rectifier and the three-switch three-level rectifier. These topologies are characterized both by a low number of active switches, simple control, low cost, high robustness and high efficiency.

Systematically designed control laws, given by the well-developed control theory, are then applied to the proposed models. The validity of the models and the performance of the control system are verified either numerically, using computer simulation tools, or experimentally through real-world measurements.

This report is divided into five chapters. In chapter 1, a review of the most popular high power quality boost-type rectifiers is presented, and the advantages of the unidirectional three-phase topologies are emphasized. In chapter 2, a comparative study of control techniques, control laws and modeling approaches is elaborated. In chapter 3, a linear control scheme is developed for a two-stage single-phase boost rectifier. The performance of the converter in the steady state and transient regimes is analyzed. The input impedance and audio-susceptibility of the converter are also computed and analyzed. In chapter 4, the modeling of a current-injection three-phase rectifier is proposed. A small-signal representation is developed and the corresponding transfer functions are computed and validated, firstly, by numerical simulations using the Power System Blockset of Matlab/Simulink and, secondly, through experimental results obtained from a 2 kW-laboratory prototype. The proposed model is then used in the design of several control schemes, which are implemented separately. A comparative evaluation of the applied control laws shows the superiority of the nonlinear multiple loops approach over the other ones. Finally, in chapter 5, a new modeling approach and a nonlinear control scheme are proposed for the three-switch three-level three-phase rectifier. The performance of the controlled converter is analyzed numerically.

## **AVANT-PROPOS ET REMERCIEMENTS**

Le développement du travail présenté dans ce recueil a été principalement motivé par l'intérêt que portent actuellement certaines industries, notamment les fabricants de systèmes d'alimentations et d'équipements de télécommunication, sur le réglage analogique des convertisseurs alternatif-continu non polluants. Ce type de réglage est souvent préféré, en pratique, en raison de la fiabilité, de la simplicité et des faibles coûts d'implantation qu'il engendre.

Par la présente, je désire remercier l'École de Technologie Supérieure (ETS), l'entreprise ASTEC Advanced Power Systems et les fonds pour la Formation de Chercheurs et l'Aide à la Recherche (FCAR) pour leur soutien financier qui a permis la réalisation du travail.

D'autant plus, je tiens à remercier mon directeur de thèse Prof. Kamal Al-Haddad, Titulaire de la chaire de recherche du Canada en conversion de l'énergie électrique et électronique de puissance et directeur des études doctorales à l'ETS, Prof. Farhat Fnaiech de l'université ESSTT de Tunis, ainsi que le Groupe de Recherche en Électronique de Puissance et Commande Industrielle (GREPCI) de l'ETS, pour leur soutien technique tant apprécié durant le déroulement du projet.

Je désire également dédier ce travail à ses parents, Joseph et Aïda, et ses frères Walid, Iyad et Marwan, pour leur soutien moral tout au long des années d'études.

## TABLE DES MATIÈRES

SOMMAIRE .....	i
ABSTRACT .....	ii
AVANT-PROPOS ET REMERCIEMENTS .....	iii
TABLE DES MATIÈRES .....	iv
LISTE DES TABLEAUX.....	viii
LISTE DES FIGURES .....	ix
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES.....	xvi
INTRODUCTION .....	1
0.1 Mise en situation .....	1
0.2 Problématique.....	5
0.3 Objectifs et méthodologies.....	7
0.4 Contributions majeures .....	9
CHAPITRE 1 : REVUE GÉNÉRALE DES PRINCIPALES TOPOLOGIES DE REDRESSEURS NON POLLUANTS .....	11
1.1 Classification des convertisseurs AC-DC non polluants selon le mode de filtrage des courants d'alimentation .....	12
1.1.1 Filtrage série versus filtrage parallèle.....	12
1.1.2 Filtrage passif versus filtrage actif.....	15
1.1.3 Filtrage direct versus filtrage indirect.....	17
1.1.4 Diagramme de classification .....	19
1.2 Méthodes de filtrage actif série. Application à la conception des redresseurs monophasés à facteur de puissance unitaire .....	19
1.2.1 Étude du circuit de base : le hacheur élévateur .....	20
1.2.2 Conception de redresseurs monophasés à filtrage direct.....	25
1.2.3 Conception d'un redresseur monophasé à filtrage actif, série et indirect.....	29
1.3 Topologies de redresseurs triphasés à filtrage série ou hybride.....	32
1.3.1 Topologie à six interrupteurs.....	33
1.3.2 Redresseur de Vienne .....	34
1.3.3 Associations pont à diodes – hacheur élévateur .....	37
1.3.4 Topologies à injection de courant.....	38
1.3.4.1 Redresseur à injection de courant passif.....	39
1.3.4.2 Redresseur de Minnesota .....	48
1.3.4.3 Redresseur de Minnesota dépourvu d'un point milieu capacitif .....	51
1.3.4.4 Redresseur à circuit d'injection actif .....	54
1.3.5 Synthèse comparative des différentes structures triphasées .....	56
CHAPITRE 2 : TECHNIQUES DE COMMANDE ET DE MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS – APPLICATION AU HACHEUR ÉLÉVATEUR .....	58
2.1 Types de commande associés aux redresseurs actifs non polluants .....	59
2.1.1 Commande de type delta .....	60

2.1.2	Commande MLI à fréquence de commutation fixe.....	65
2.2	Techniques de modélisation des convertisseurs commutant à hautes fréquences .....	71
2.2.1	Méthode des générateurs moyens.....	75
2.2.2	Méthode du modèle d'état moyen .....	80
2.2.3	Méthode de la série de Fourier .....	85
2.2.4	Modélisation en « petits signaux » .....	90
2.2.4.1	Principe de linéarisation.....	91
2.2.4.2	Modèle statique.....	93
2.2.4.3	Modèle dynamique .....	94
2.2.5	Notes sur la modélisation des redresseurs triphasés.....	101
2.3	Méthodes de réglage .....	109
2.3.1	Réglage monovariable .....	110
2.3.1.1	Le réglage linéaire .....	111
2.3.1.2	Le réglage non linéaire .....	116
2.3.2	Réglage multivariable.....	118
2.3.2.1	Réglage linéaire .....	120
2.3.2.2	Réglage non linéaire .....	121
2.3.2.3	Réglage par boucles en cascade.....	122
<b>CHAPITRE 3 : ANALYSE ET RÉGLAGE D'UN REDRESSEUR MONOPHASÉ NON POLLUANT À FILTRAGE ACTIF, SÉRIE ET INDIRECT .....</b>		<b>124</b>
3.1	Présentation du convertisseur et du circuit de commande associé.....	126
3.1.1	Structure et fonctionnement du convertisseur .....	126
3.1.2	Description du système de réglage .....	128
3.2	Réglage par boucles en cascade du convertisseur.....	132
3.2.1	Modèles statique et dynamique du convertisseur .....	132
3.2.2	Synthèse de la boucle de courant.....	135
3.2.3	Synthèse de la boucle de tension .....	142
3.3	Analyse des caractéristiques dynamiques du système réglé .....	148
3.3.1	Performances du système .....	148
3.3.1.1	Étude du régime établi .....	148
3.3.1.2	Résultats de simulation .....	150
3.3.2	Impédance d'entrée.....	154
3.3.3	Susceptibilité dynamique.....	159
3.4	Conclusion .....	161
<b>CHAPITRE 4 : MODÉLISATION ET RÉGLAGE DU REDRESSEUR ACTIF TRIPHASÉ À INJECTION DE COURANT .....</b>		<b>164</b>
4.1	Modélisation mathématique du convertisseur.....	169
4.1.1	Principe de fonctionnement.....	170
4.1.2	Modèle statique du convertisseur .....	180
4.1.3	Modèle dynamique en petits signaux du convertisseur .....	182
4.1.3.1	Matrice d'état.....	183
4.1.3.2	Fonctions de transfert.....	186
4.1.4	Vérification du modèle proposé par simulation numérique .....	189

4.1.5	Validation expérimentale.....	193
4.1.6	Susceptibilité dynamique du système.....	193
4.1.7	Conclusion.....	196
4.2	Réglage par une seule boucle de courant.....	197
4.2.1	La commande unipolaire.....	198
4.2.1.1	Réglage par linéarisation locale.....	201
4.2.1.2	Réglage par compensation de non-linéarité.....	206
4.2.2	La commande bipolaire.....	207
4.2.2.1	Réglage par linéarisation locale.....	211
4.2.2.2	Réglage par compensation de non-linéarité.....	215
4.3	Réglage multivariable.....	218
4.3.1	Réglage par bouclage direct.....	219
4.3.2	Réglage par découplage linéaire.....	223
4.3.3	Réglage par compensation de non-linéarité.....	231
4.4	Synthèse comparative des principaux résultats.....	238
<b>CHAPITRE 5 : MODÉLISATION ET RÉGLAGE DU REDRESSEUR</b>		
<b>DE VIENNE À FRÉQUENCE DE COMMUTATION FIXE.....</b>		<b>242</b>
5.1	Structure du convertisseur.....	243
5.2	Modélisation mathématique du redresseur de Vienne.....	244
5.2.1	Modèle de base.....	244
5.2.2	Transformation de repère.....	249
5.3	Analyse du régime établi.....	252
5.4	Dimensionnement de la tension de sortie et des éléments réactifs.....	258
5.4.1	Critères de choix.....	258
5.4.2	Dimensionnement de la tension de sortie.....	260
5.4.3	Dimensionnement des inductances.....	262
5.4.4	Dimensionnement des condensateurs.....	266
5.4.4.1	Réduction de la composante à basse fréquence des tensions de sortie.....	266
5.4.4.2	Réduction de la composante à haute fréquence des tensions de sortie.....	267
5.5	Commande non linéaire du redresseur de Vienne.....	269
5.5.1	Réglage interne.....	269
5.5.2	Réglage externe.....	272
5.6	Implantation numérique et résultats de simulation.....	275
5.7	Conclusion.....	281
<b>CONCLUSION.....</b>		<b>287</b>
<b>ANNEXES</b>		
1	:Modèle fréquentiel réduit d'un redresseur triphasé à système actif d'injection de courant.....	292
2	:Principes des commandes mono-variables unipolaire et bipolaire appliquées à un redresseur triphasé à système actif d'injection de courant ..	295
3	:Dimensionnement des inductances dans un redresseur triphasé à injection de courant, commandé par une seule boucle de courant.....	306

4 : Évaluation comparative des techniques de commande par MLI et bascules à hystérésis .....	309
5 : Conception de la boucle de tension pour la commande d'un redresseur triphase à injection de courant .....	331
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>334</b>

## LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Tableau comparatif des principaux redresseurs triphasés actifs non polluants..... 57
Tableau II	Variation de l'amplitude relative des harmoniques de courant en fonction de l'ordre $k$ ..... 137
Tableau III	Valeurs numériques des paramètres du système..... 163
Tableau IV	États possibles du circuit de modulation..... 173
Tableau V	Expressions de $S_1$ et $S_2$ ..... 180
Tableau VI	Comparaison des résultats..... 240
Tableau VII	Expressions de $v_{M,n}$ en fonction des états des interrupteurs et des signes des courants de ligne..... 262

## LISTE DES FIGURES

		Page
Figure 1.1	Schéma synoptiques de redresseurs à filtrage série .....	14
Figure 1.2	Schéma synoptique d'un redresseur à filtrage parallèle.....	14
Figure 1.3	Schéma synoptique d'un redresseur à filtrage hybride série-parallèle ....	15
Figure 1.4	Exemples de redresseurs à circuit de filtrage passif .....	18
Figure 1.5	Classification des principaux redresseurs non polluants .....	20
Figure 1.6	Structure de base d'un hacheur élévateur .....	22
Figure 1.7	Formes d'ondes en régime établi d'un hacheur élévateur.....	23
Figure 1.8	Hacheur élévateur correspondant à $v_{in} < 0$ et $i_{in} < 0$ .....	25
Figure 1.9	Redresseur monophasé direct à un interrupteur bidirectionnel et à point milieu capacitif relié au neutre .....	27
Figure 1.10	Configurations d'interrupteurs bidirectionnels .....	27
Figure 1.11	Redresseur monophasé direct à deux interrupteurs et à point milieu capacitif relié au neutre.....	28
Figure 1.12	Redresseur en pont monophasé à filtrage direct .....	29
Figure 1.13	Redresseur monophasé à diodes en demi-pont suivi de deux hacheurs élévateurs en parallèle.....	31
Figure 1.14	Redresseur à diodes en pont monophasé suivi de deux hacheurs élévateurs en parallèle.....	31
Figure 1.15	Redresseur à diodes en pont monophasé suivi d'un hacheur élévateur ...	32
Figure 1.16	Redresseur MLI triphasé quatre quadrants .....	34
Figure 1.17	Redresseur de Vienne .....	36
Figure 1.18	Topologie équivalente au redresseur de Vienne .....	36
Figure 1.19	Mise en série d'un pont triphasé à diodes et d'un hacheur élévateur .....	37
Figure 1.20	Mise en série d'un pont triphasé à diodes et d'un circuit de modulation constitué de deux hacheurs élévateurs connectés en parallèle.....	38

Figure 1.21	Structure générale d'un redresseur triphasé à injection de courant .....	39
Figure 1.22	Circuits de modulation passifs pour la génération du troisième harmonique de courant.....	41
Figure 1.23	Modèle équivalent du circuit de modulation correspondant au troisième harmonique.....	42
Figure 1.24	Circuit d'injection réactif.....	42
Figure 1.25	Circuits d'injection magnétiques .....	45
Figure 1.26	Redresseur de Minnesota .....	49
Figure 1.27	Formes d'ondes des courants $i_+$ , $i_-$ , $i_N$ et $i_{s,1}$ , réduits par rapport à la valeur crête du courant de ligne .....	52
Figure 1.28	Redresseur de Minnesota démuné d'un point milieu capacitif.....	54
Figure 1.29	Redresseur à circuit actif d'injection de courant.....	55
Figure 2.1	Schéma de principe d'une commande par hystérésis .....	60
Figure 2.2	Exemple d'application – Réglage par hystérésis du courant d'inductance d'un hacheur élévateur .....	62
Figure 2.3	Forme d'onde locale du courant $i_{in}$ pour une commande de type delta ...	64
Figure 2.4	Schéma de principe d'une commande MLI à fréquence de commutation fixe .....	69
Figure 2.5	Forme d'onde du signal modulé .....	69
Figure 2.6	Exemple d'application – Réglage par commande MLI du courant d'inductance d'un hacheur élévateur .....	70
Figure 2.7	Forme d'onde locale du courant $i_{in}$ pour une commande MLI à fréquence de commutation fixe.....	71
Figure 2.8	Configurations stables du hacheur élévateur suivant l'état de l'interrupteur .....	75
Figure 2.9	Application de la technique des générateurs moyens au hacheur élévateur élémentaire .....	79
Figure 2.10	Insertion d'un transformateur idéal fictif.....	79
Figure 2.11	Modèle en régime moyen du hacheur élévateur élémentaire.....	80

Figure 2.12	Diagramme récapitulatif de la modélisation du hacheur élévateur élémentaire par la technique des générateurs moyens .....	81
Figure 2.13	Diagramme de modélisation du hacheur élévateur élémentaire par la technique du modèle d'état moyen .....	84
Figure 2.14	Forme d'onde d'une fonction de commutation $s_i$ .....	86
Figure 2.15	Modèle statique du hacheur élévateur élémentaire .....	94
Figure 2.16	Modèle dynamique en petits signaux du hacheur élévateur Élémentaire .....	101
Figure 2.17	Redresseur triphasé direct à six interrupteurs .....	109
Figure 2.18	Principe du réglage monovisible.....	111
Figure 2.19	Réponse indiciale d'un système du premier ordre.....	113
Figure 2.20	Réponse indiciale d'un système du second ordre optimisé .....	116
Figure 2.21	Réglage non linéaire d'un système du premier ordre .....	118
Figure 2.22	Réglage par boucles en cascade .....	123
Figure 3.1	Schéma synoptique du redresseur actif monophasé.....	125
Figure 3.2	Structure du convertisseur.....	126
Figure 3.3	Formes d'ondes idéalisées .....	128
Figure 3.4	Système de réglage du convertisseur .....	129
Figure 3.5	Forme du signal modulant .....	130
Figure 3.6	Schéma fonctionnel équivalent .....	134
Figure 3.7	Boucle de courant en régime de petites variations.....	135
Figure 3.8	Représentation dans le plan de Bode de la transmittance $G_{BOI}(s)$ .....	141
Figure 3.9	Schéma fonctionnel équivalent de la boucle de courant fermée.....	142
Figure 3.10	Boucle de tension en régime de petites variations .....	143
Figure 3.11	Représentation dans le plan de Bode de la transmittance $G_{BOV}(s)$ .....	148
Figure 3.12	Performances en régime établi .....	151
Figure 3.13	Performances dynamiques. Effets d'un échelon de consigne .....	152
Figure 3.14	Performances dynamiques. Effets d'une perturbation de charge.....	153

Figure 3.15	Performances dynamiques. Effets d'une réduction de tension d'alimentation.....	153
Figure 3.16	Performances dynamiques. Effets d'une augmentation de tension d'alimentation.....	154
Figure 3.17	Schéma fonctionnel équivalent en régime dynamique du système de réglage.....	155
Figure 3.18	Représentation dans le plan de Bode de l'impédance $Z_{in}(s)$ .....	156
Figure 3.19	Impédance équivalent à basse, moyenne et haute fréquence.....	157
Figure 3.20	Circuits équivalents représentant l'impédance d'entrée du convertisseur.....	158
Figure 3.21	Diagrammes de Bode de l'impédance d'entrée du convertisseur et de celle des circuits équivalents.....	159
Figure 3.22	Représentation dans le plan de Bode de $G_p(s)$ .....	161
Figure 4.1	Redresseur à système actif d'injection de courant.....	167
Figure 4.2	Intervalles de fermeture des interrupteurs $Q_a$ , $Q_b$ et $Q_c$ .....	168
Figure 4.3	Formes d'ondes des potentiels $v_+$ , $v_-$ et $v_N$ .....	168
Figure 4.4	Formes d'ondes des courants $i_+$ , $i_-$ et $i_N$ dans l'hypothèse d'un facteur de puissance unitaire et d'une charge de 25 kW.....	169
Figure 4.5	Circuit de modulation du courant injecté.....	171
Figure 4.6	Circuit de distribution du courant injecté.....	172
Figure 4.7	Formes d'onde des tensions $v_p$ et $v_n$ .....	172
Figure 4.8	Formes d'onde locales simplifiées pour une opération en mode 1.....	175
Figure 4.9	Schéma équivalent en basse fréquence du circuit de modulation en mode 1.....	175
Figure 4.10	Modèle équivalent définitif du circuit de modulation opérant en mode 1.....	176
Figure 4.11	Schéma équivalent en basse fréquence du circuit de modulation opérant en mode 2.....	177

Figure 4.12	Schéma équivalent en basse fréquence du circuit de modulation opérant en mode 3 .....	177
Figure 4.13	Schéma équivalent en basse fréquence du circuit de modulation opérant en mode 4 .....	178
Figure 4.14	Modèle unifié du circuit de modulation.....	179
Figure 4.15	Modèle statique correspondant au mode 1.....	181
Figure 4.16	Modèle dynamique en petits signaux du convertisseur opérant en mode 1 .....	183
Figure 4.17	Schéma fonctionnel équivalent du convertisseur.....	188
Figure 4.18	Tracés dans le plan de Bode des transmittances du système .....	191
Figure 4.19	Tracés dans le plan de Bode des transmittances du système .....	192
Figure 4.20	Résultats expérimentaux .....	194
Figure 4.21	Effets des perturbations.....	195
Figure 4.22	Tracé dans le plan de Bode de la susceptibilité dynamique du convertisseur .....	196
Figure 4.23	Forme approximative du courant de ligne dans le cas d'une commande unipolaire.....	200
Figure 4.24	Schéma fonctionnel en petits signaux du système de réglage unipolaire.....	202
Figure 4.25	Performances dynamiques d'une commande unipolaire linéaire .....	204
Figure 4.26	Réglage du courant injecté par compensation de non-linéarité .....	207
Figure 4.27	Performances dynamiques d'une commande unipolaire non linéaire ...	209
Figure 4.28	Forme approximative du courant de ligne dans le cas d'une commande bipolaire.....	211
Figure 4.29	Schéma fonctionnel en petits signaux du système de réglage bipolaire.....	212
Figure 4.30	Performances dynamiques d'une commande bipolaire linéaire .....	213
Figure 4.31	Performances dynamiques d'une commande bipolaire non linéaire .....	216
Figure 4.32	Système de réglage par bouclage direct.....	222

Figure 4.33	Performances dynamiques d'une commande multivariable linéaire par bouclage direct.....	225
Figure 4.34	Réglage de courant par découplage linéaire .....	228
Figure 4.35	Performances dynamiques d'une commande multivariable par découplage linéaire .....	229
Figure 4.36	Réglage non linéaire par boucles en cascade.....	235
Figure 4.37	Performances dynamiques d'une commande multivariable non linéaire.....	236
Figure 4.38	Courbes de variation du TDH en fonction de la charge.....	241
Figure 5.1	Redresseur de Vienne .....	245
Figure 5.2	Circuit de base.....	246
Figure 5.3	Forme d'onde du courant $i$ .....	257
Figure 5.4	Forme d'onde locale des courants de ligne.....	259
Figure 5.5	Forme d'onde réduite des tensions et courants de ligne lors d'un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.....	263
Figure 5.6	Système de commande associé au redresseur de Vienne.....	275
Figure 5.7	Résultats de simulation dans le cas d'une charge équilibrée nominale.....	279
Figure 5.8	Résultats de simulation dans le cas d'une charge déséquilibrée.....	280
Figure 5.9	Courbes de variation du paramètre $\alpha$ en fonction de la charge, paramétrées par le coefficient de déséquilibre .....	281
Figure 5.10	Courbe de variation du paramètre $\alpha$ en fonction du coefficient de déséquilibre, pour une charge nominale.....	282
Figure 5.11	Réponse à un fort déséquilibre de charge .....	283
Figure 5.12	Réponse à un échelon de consigne de tension .....	284
Figure 5.13	Réponse à une perturbation du réseau d'alimentation .....	285
Figure 5.14	Courbes de variation du TDH en fonction de la charge, paramétrées par le coefficient de déséquilibre.....	286
Figure A1.1	Schéma fonctionnel du convertisseur adapté au réglage monovariabile	294

Figure A2.1	Formes d'ondes locales dans le cas d'une commande unipolaire.....	299
Figure A2.2	Choix de la consigne de courant .....	299
Figure A2.3	Forme d'onde théorique du courant de ligne pour une commande unipolaire et une charge de 25 kW .....	300
Figure A2.4	Circuit de réglage linéaire associé à la commande unipolaire .....	301
Figure A2.5	Forme d'onde désirée du rapport cyclique $d$ .....	301
Figure A2.6	Forme d'onde théorique du courant de ligne pour une commande bipolaire et une charge de 25 kW .....	304
Figure A2.7	Circuit de réglage linéaire associé à la commande bipolaire .....	305
Figure A2.8	Formes d'onde de $d_p^*$ et $d_n^*$ .....	305
Figure A3.1	Forme d'onde locale du courant injecté.....	308
Figure A4.1	Structure du convertisseur et de son circuit de commande.....	311
Figure A4.2	Commande par bascule à hystérésis.....	312
Figure A4.3	Forme d'onde locale de $i_+$ pour une commande à hystérésis et dans le cas où $i_N > 0$ .....	315
Figure A4.4	Variation temporelle de $f_S$ .....	316
Figure A4.5	Phénomène de décrochage synchrone d'une commande à hystérésis ...	317
Figure A4.6	Courbes de variation de la durée du décrochage synchrone en fonction de $P_0$ , paramétrées par $V_S$ , pour une commande à hystérésis.....	318
Figure A4.7	Phénomène de décrochage asynchrone d'une commande à hystérésis..	319
Figure A4.8	Principe de la commande MLI.....	320
Figure A4.9	Forme d'onde locale de $i_+$ pour une commande MLI et dans le cas où $i_N > 0$ .....	322
Figure A4.10	Variation temporelle de $\Delta i_+$ .....	323
Figure A4.11	Phénomène de décrochage dans le cas d'une commande MLI.....	325
Figure A4.12	Formes d'onde du courant de ligne pour un régime d'opération nominal .....	328
Figure A4.13	Spectres du courant de ligne .....	329
Figure A5.1	Boucle de tension .....	333

## LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES

AC	Alternative Current
CCECE	Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering
DC	Direct Current
ICECS	International Conference on Electronics, Circuits and Systems
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
INTELEC	International Telecommunications Energy Conference
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor
PESC	Power Electronics Specialists Conference
PID	Régulateur linéaire à actions Proportionnelle, Intégrale et Dérivée
PWM	Pulse Width Modulation
TDH	Taux de Distorsion Harmonique, %
ZCS	Zero Current Switching
ZVS	Zero Voltage Switching
ZVT	Zero Voltage Transition
<b>A</b>	Matrice d'état
<b>B</b>	Matrice d'entrée ou de commande
$C_i$	Condensateur, F
<b>d</b>	Vecteur des rapports cycliques
$d_i$	Rapport cyclique de la commande du transistor $Q_i$
$D_i, D_i^1$	Diodes
<b>e</b>	Vecteur d'erreur
<b>E</b>	Matrice de perturbation
<b>f</b>	Fonction analytique multivariable

---

<sup>1</sup> L'indice  $i$  est soit un chiffre, soit une lettre de l'alphabet latin. Il peut également ne pas exister.

$f_0$	Fréquence du réseau, Hz
$f_c$	Fréquence de passage par zéro d'une fonction de transfert, Hz
$f_S$	Fréquence de commutation, Hz
$F_p$	Facteur de puissance
$G(s), H(s)$	Fonctions de transfert
$\mathbf{G}(s), \mathbf{H}(s)$	Matrices de transfert
$G_{BO}(s)$	Gain en boucle ouverte
$G_{BF}(s)$	Gain en boucle fermée
$G_p(s)$	Susceptibilité dynamique
$h$	Épaisseur de la bande d'hystérésis
$i_+$	Courant de cathode commune d'un pont triphasé à diodes, A
$i_-$	Courant d'anode commune d'un pont triphasé à diodes, A
$i_{0,h}, i_{0,l}$	Courants de charge d'un redresseur à double alimentation continue, A
$i_{AC}$	Courant fourni par une source alternative monophasée, A
$i_C$	Courant dans un condensateur, A
$i_D$	Courant direct d'une diode $D$ , A
$i_{in}$	Courant d'entrée d'un convertisseur DC-DC, A
$i_{I+}, i_{I-}$	Courants de modulation, A
$i_L$	Courant d'inductance, A
$i_N$	Courant d'injection, A
$i_{out}, i_0$	Courant de charge de nature continue, A
$i_Q$	Courant direct d'un transistor $Q$ , A
$\mathbf{i}_s$	Vecteur des courants de ligne, A
$i_{s1}$	Courant de ligne fourni par une source alternative triphasée, A
$\mathbf{J}$	Matrice jacobienne
$\mathbf{K}$	Matrice de transformation de repère
$K_c$	Compensateur statique
$K_{PWM}$	Gain dynamique du modulateur de largeur d'impulsion, $V^{-1}$
$K_r$	Gain de retour ou de mise à l'échelle

$L_i$	Inductance, H
$M$	Point milieu capacitif
$n$	Neutre du réseau d'alimentation
$N$	Neutre du circuit d'injection
$\mathbf{p}$	Vecteur de paramètres
$P_0, P_{out}$	Puissance absorbée par la charge, W
$P_{in}$	Puissance fournie par la source, W
$P_I$	Puissance dissipée dans le circuit d'injection, W
$Q_i, Q_i'$	Transistors
$r$	Amplitude relative d'harmoniques de courant
$R_i$	Résistance, $\Omega$
$s_i$	Fonction de commutation du transistor $Q_i$
sgn	Fonction signe ou <i>signum</i>
<b>SGN</b>	Matrice de fonctions signe
$t_{e,x\%}$	Temps d'établissement à $x$ %, s
$t_m$	Temps de montée, s
<b>T</b>	Fonction multivariable non linéaire de transformation de commande
$T_0$	Période du réseau, s
$T_S$	Période de commutation, s
$\mathbf{u}$	Vecteur de commande
$u_i$	Signal de commande du transistor $Q_i$ , V
$\mathbf{v}$	Vecteur de perturbation
$v_{0,h}, v_{0,l}$	Tensions de sortie d'un redresseur à double alimentation continue, V
$v_A$	Potentiel au point $A$ , V
$v_{AC}$	Tension d'une source alternative monophasée, V
$v_{AM}$	Tension entre une phase et le point milieu capacitif, V
$v_C$	Tension de commande, V
$v_D$	Tension inverse d'une diode $D$ , V
$v_G$	Tension de commande ou de grille d'un transistor $Q$ , V

$v_{in}$	Tension d'entrée d'un convertisseur DC-DC, V
$v_{M,n}$	Tension entre le point milieu capacitif et le neutre du réseau, V
$v_{MLI}, v_{PWM}$	Signal de modulation, V
$v_n$	Tension opposée d'anode commune d'un pont à diodes, référée au neutre $N$ du circuit d'injection, V
$v_{out}, v_0$	Tension aux bornes d'une charge de nature continue, V
$v_p$	Tension de cathode commune d'un pont à diodes, référée au neutre $N$ du circuit d'injection, V
$v_Q$	Tension collecteur-émetteur ou drain-source d'un transistor $Q$ , V
$\mathbf{v}_s$	Vecteur des tensions d'alimentations, V
$v_{s,ln}$	Tension phase-neutre d'une source alternative triphasée, V
$\mathbf{x}$	Vecteur d'état
$\mathbf{y}$	Vecteur de sortie
$z^2$	Variable réelle
$\bar{z}$	Valeur moyenne d'une variable temporelle $z$ sur une période $T_S$
$\hat{z}$	Valeur crête d'une variable temporelle $z$
$z_{max}$	Valeur maximale d'une variable statique $z$
$z_{opt}$	Valeur optimale d'une variable statique $z$
$z_{ref}$	Consigne de référence d'une variable temporelle $z$
$z^*$	Valeur ou trajectoire désirée d'une variable temporelle $z$
$z_{\sim}(s)$	Transformée de Laplace de $\Delta z$
$z_d, z_q, z_0$	Composantes de la grandeur $z^3$ dans le repère tournant $(d, q, 0)$
$\langle z \rangle_{T_0}$	Valeur moyenne d'une variable temporelle $z$ sur une période $T_0$
$Z$	Valeur statique d'une variable temporelle $z$ de nature continue
$Z$	Valeur efficace d'une variable temporelle $z$ de nature alternative
$Z_{in}(s)$	Impédance d'entrée, $\Omega$
$\alpha$	Paramètre dans le modèle moyen du redresseur de Vienne

<sup>2</sup>  $z$  représente une variable quelconque, statique ou temporelle.

<sup>3</sup> Ici,  $z$  est un vecteur de tension, de courant ou de commande.

$\gamma$	Durée du phénomène de saturation de la commande, rad
$\delta$	Dépassement de la réponse indicielle d'un système sous-amorti, %
$\delta z$	Variation d'une variable temporelle $z$ à l'intérieure d'une période $T_S$
$\Delta v_0$	Tension de déséquilibre de charge, V
$\Delta z$	Petite variation d'une variable temporelle $z$ autour de sa valeur statique
$\Delta_{T_S} z$	Variation totale d'une variable temporelle $z$ dans une période $T_S$
$\eta$	Rendement énergétique, %
$\theta$	Fonction seuil
$\bar{\theta}$	Fonction seuil complémentaire
$\xi$	Facteur d'amortissement
$\rho$	Paramètre de distribution de résistance dans les circuits de modulation passifs
$\sigma$	Coefficient de déséquilibre de charge
$\tau$	Taux d'ondulation d'une grandeur continue, %
$\varphi$	Déphasage entre la tension et le courant d'une phase, rad
$\mathcal{Q}$	Facteur de qualité
$\omega_0$	Pulsation du réseau, rad/s
$\omega_p$	Pôle d'une fonction de transfert, rad/s
$\omega_z$	Zéro d'une fonction de transfert, rad/s
$\nabla_{\mathbf{u}}$	Gradient par rapport au vecteur $\mathbf{u}$

# **INTRODUCTION**

## **0.1 Mise en situation**

L'évolution technologique rapide qu'a connu l'électronique de puissance dans les quarante dernières années a rendu son utilisation très abondante dans le monde industriel actuel, surtout au niveau de la conversion et du stockage de l'énergie électrique. Dans la plupart des applications industrielles (comme, par exemple, les entraînements à moteurs à courant continu ou alternatif, les chargeurs de batteries, les systèmes d'alimentation continue, etc...), l'énergie électrique distribuée par le réseau de transport de l'énergie est convertie sous une autre forme afin de faciliter son exploitation. Cette conversion se fait souvent grâce à des interfaces électroniques qui sont, dans la majorité des cas, des redresseurs à diodes. Ce type d'interfaces se comporte vis-à-vis du réseau d'alimentation comme une charge non linéaire, et la conversion ne peut se faire, par conséquent, sans une dégradation notable de la qualité de l'alimentation, qui se manifeste surtout au niveau des formes d'onde des courants absorbés. La présence d'harmoniques dans le réseau d'alimentation pourrait, d'une part, nuire aux appareils électriques qui y sont branchés (apparition de surtensions, sur-échauffement et endommagement des appareils) et entraîner, d'autre part, une mauvaise exploitation de l'énergie (pertes excessives dans les lignes de transport). C'est pour cette raison que des normes, telles que IEEE Standard 519 [1] et IEC 555-2 [2], qui imposent une limite maximale au Taux de Distorsion Harmonique (TDH) des grandeurs électriques caractérisant l'alimentation, existent actuellement. Dans [3], une analyse comparative de ces normes est effectuée, et des critères de conception d'alimentations continues sont également cités.

Un grand nombre de dispositifs, permettant une réduction du taux de distorsion harmonique et par conséquent une augmentation du facteur de puissance de l'installation où ils sont insérés, ont apparu sur le marché. L'approche traditionnelle consistait à placer, en amont des convertisseurs, des filtres passifs constitués de plusieurs branches

dont chacune est accordée à un certain harmonique de courant [4]. Le dimensionnement et la synthèse de ces filtres dépendent considérablement de l'impédance interne équivalente du réseau d'alimentation, qui peut changer dans l'espace et dans le temps. D'autres inconvénients associés à ces dispositifs concernent, entre autres, leur grande sensibilité vis-à-vis des variations de leurs paramètres internes, leur susceptibilité à la résonance, la diminution du facteur de déplacement et du rendement énergétique de l'installation (à cause de la puissance dissipée dans les filtres), et l'impossibilité d'envisager une régulation de tension côté continu dans le cas où un pont à diodes est utilisé.

Une deuxième approche consiste à remplacer les filtres passifs par des filtres actifs [5-7] ou hybrides [4] qui assurent, à la fois, une réduction d'harmoniques et une compensation de puissance réactive, menant ainsi à un facteur de puissance unitaire. Bien que cette approche repose sur l'utilisation d'un pont à diodes caractérisé par une robustesse et une fiabilité d'opération, sa mise en œuvre est difficile et contraignante sur les plans technique et économique à cause de la présence des filtres actifs ou hybrides.

Une autre approche permettant la réduction d'harmoniques de courant revient à multiplier le nombre de phases, à l'aide d'un transformateur d'interphase, et de placer en aval des ponts à diodes connectés en parallèle. Des exemples de redresseurs dodécaphasés sont illustrés dans [8] et [9]. En dépit de sa robustesse, cette topologie n'est recommandée en pratique que pour les applications à très haute puissance. Elle ne permet pas une régulation de tension côté charge, et sa rentabilité est limitée aux basses et moyennes puissances par la présence du transformateur.

Des dispositifs plus récents, permettant à la fois l'amélioration du facteur de puissance et la régulation de la tension côté continu, existent et suscitent actuellement l'intérêt de plusieurs chercheurs travaillant dans le domaine de la conversion d'énergie. Ces dispositifs sont décrits dans le chapitre 1. On en distingue ceux qui sont monophasés,

utilisés généralement dans des applications à faible puissance, et ceux qui sont triphasés, destinés aux applications de moyenne ou haute puissance.

Les redresseurs monophasés actifs, caractérisés par un facteur de puissance élevé, sont assez nombreux et variés. Toutefois, ceux qui sont actuellement les plus utilisés sont essentiellement du type élévateur [10], en raison de leur simplicité de mise en oeuvre et de commande. On distingue les topologies à un étage [11-13] et celles à deux étages [14]. Ces dernières se constituent d'un pont monophasé à diodes, réalisant un redressement double-alternance de la tension alternative présentée à son entrée, suivi d'un hacheur élévateur qui commute à une fréquence très élevée par rapport à celle du réseau d'alimentation. Ce type de circuit permet d'acquérir de bonnes performances en termes de régulation de tension côté continu et de qualité d'onde du réseau d'alimentation. D'autres structures monophasées de type abaisseur [15] ou inverseur [16] existent également, même si leur nombre d'applications est nettement moindre. Rappelons finalement que les redresseurs monophasés sont limités aux applications de faible puissance (inférieure au kilowatt).

Pour des applications à puissance plus élevée, les redresseurs triphasés sont à envisager. Ceux-ci sont très diversifiés [17-18]. Cette variété topologique est certainement due aux exigences technico-économiques de différentes natures. Une façon de procéder consiste à utiliser une combinaison de trois redresseurs monophasés, connectés chacun à une phase [19-20]. Toutefois, cette configuration se caractérise par un nombre élevé de composants, et nécessite en plus une accessibilité au neutre du réseau, ce n'est pas toujours évident en pratique.

Le redresseur en pont complet, dit à six interrupteurs [21-22], est sans doute parmi les premières topologies existantes, assurant une réduction d'harmoniques côté source et une régulation de tension côté charge. C'est, en plus, la seule topologie à laquelle on doit avoir recours en cas où une bidirectionalité de puissance est recommandée. Toutefois,

ces caractéristiques d'opération s'obtiennent aux dépens d'un nombre assez élevé d'interrupteurs, entraînant une complexité de commande, des pertes importantes surtout aux fréquences de commutation élevées, et un manque de fiabilité.

Dans le cas où la bidirectionalité n'est pas exigée, d'autres structures plus allégées sont à considérer. Le redresseur de Vienne [23-29] est une topologie triphasée à trois interrupteurs de type élévateur. Il est équivalent, du point de vue fonctionnement, à la structure à six interrupteurs où l'on a remplacé chaque couple d'interrupteurs complémentaires d'un même bras par un seul interrupteur bidirectionnel en tension et en courant. Le nombre de composants actifs est ainsi réduit de moitié. De plus, par le biais d'un diviseur capacitif côté charge, les contraintes électriques subies par les interrupteurs sont réduites de moitié. D'autres variantes du redresseur de Vienne, de type abaisseur [30-32] ou inverseur [33], existent également. Elles sont sujettes à de futurs développements.

Une autre topologie unidirectionnelle aussi populaire repose sur le principe de modulation indirecte des courants de ligne. Le circuit de modulation, placé en aval d'un pont à diodes classique, est généralement constitué soit d'un simple hacheur élévateur opérant en mode discontinu [34-38], soit de deux hacheurs élévateurs montés en parallèle. Dans ce dernier cas, le courant modulé (formé par des harmoniques de rang multiple de 3) est injecté en amont du pont à diodes afin d'éviter les paliers à zéro dans les formes d'ondes des courants de ligne, phénomène inhérent au fonctionnement normal d'un redresseur à diodes. Pour cette raison, ces convertisseurs sont communément désignés dans la littérature par l'appellation « redresseurs à injection de courant ». On distingue :

- les redresseurs à injection passive de courant, où le circuit d'injection est formé soit de branches  $L-C$  accordées au troisième harmonique [39-40], soit de trois

inductances couplés sur un même circuit magnétique [41], soit d'un transformateur triphasé couplé en étoile-triangle [42-43] ou en zigzag [44-45].

- les redresseurs à injection active de courant, où le circuit d'injection est constitué de trois interrupteurs bidirectionnels connectés chacun à une phase du réseau [46-47].

Des redresseurs triphasés à injection de courant, ayant un circuit de modulation purement passif, existent également [48-53]. Bien qu'ils permettent une réduction notable de la distorsion dans les courants de ligne, leur rendement énergétique est relativement faible à cause des pertes Joules excessives qui s'y développent. Dans [54], un circuit de modulation à base de gradateurs est proposé.

## **0.2 Problématique**

Bien que les topologies unidirectionnelles de redresseurs triphasés, telles que décrites précédemment, permettent d'acquérir de hautes qualités de performances avec un nombre réduit d'interrupteurs, un problème se pose au niveau de leur réglage. En effet, les techniques de commande qui s'appliquent actuellement à ce type de convertisseurs utilisent presque exclusivement des bascules à hystérésis pour la mise en forme des courants [7, 23, 24, 39, 40, 42, 46]. Ce type de réglage souffre de plusieurs inconvénients dont les principaux concernent la variation de la fréquence de commutation, la difficulté d'adapter l'épaisseur de l'hystérésis aux changements des paramètres et des conditions d'opération du convertisseur, et l'apparition dans le spectre des courants d'harmoniques à faible fréquence difficiles à filtrer.

Afin d'éviter ces problèmes, la technique de commande par Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI) est envisageable. Ce point est discuté en détail dans la chapitre 2 et dans l'annexe 4. Toutefois, la mise en oeuvre d'un système de réglage utilisant le principe de la commande MLI nécessite la connaissance d'un modèle mathématique assez précis du convertisseur. Outre le réglage, d'autres concepts sont à l'origine de l'utilité d'un tel modèle mathématique. On peut citer :

- la prédétermination des expressions des différentes grandeurs électriques en régime établi,
- le recours à des techniques de simulation numérique simples et rapides [55],
- l'évaluation analytique des caractéristiques dynamiques des convertisseurs, telles que l'impédance d'entrée [56] et l'audio susceptibilité [57].

Certaines méthodes de modélisation de convertisseurs à fréquence de commutation fixe existent déjà dans la littérature. Leur principe se repose sur un découplage entre le régime basse-fréquence, utile à l'élaboration du modèle dynamique du convertisseur pour des fins de réglage, et le régime haute fréquence qui pourrait servir à évaluer l'impact du phénomène de commutation sur les formes d'ondes des grandeurs mises en jeu. On distingue la méthode des générateurs moyens qui se repose sur des manipulations graphiques du convertisseur [58-59], la méthode du modèle d'état moyen qui se base sur des manipulations analytiques dans l'espace d'état [59-65], et la méthode de la série de Fourier qui utilise la notion des fonctions de commutation [66]. Une analyse comparative de ces techniques, ainsi que leur application, est détaillée dans le chapitre 2.

En conduction continue, les trois méthodes conduisent à des modèles moyens équivalents. Ce n'est malheureusement pas le cas en conduction discontinue, comme c'est décrit dans [67] et [68]. D'autre part, le modèle moyen étant généralement de nature non linéaire, une linéarisation du modèle autour d'un point d'opération peut s'avérer nécessaire dans certains cas pratiques, conduisant ainsi à un modèle dit en « petits signaux » du convertisseur [69].

Les méthodes de modélisation évoquées ci-dessus sont déjà appliquées, avec succès, pour la modélisation et le réglage de topologies simples telles que les convertisseurs continu-continu [70-73] et alternatif-continu monophasés [74-76]. L'efficacité des modèles ainsi obtenus a été mise en évidence surtout dans la plage des fréquences

inférieures à la moitié de la fréquence de commutation. L'existence de tels modèles a permis, d'une part, l'application systématique et directe des techniques de réglage assez élaborées de l'Automatique et, d'autre part, l'analyse de certaines grandeurs caractéristiques telles que l'impédance d'entrée des convertisseurs et leur audio-susceptibilité vis-à-vis de la variation de la tension d'entrée. Pour des fins d'illustration, un exemple de modélisation, de réglage et d'analyse d'un redresseur monophasé à facteur de puissance unitaire est reproduit dans le chapitre 3.

Bien que l'application de ces méthodes au cas monophasé paraisse évidente, leur généralisation au cas triphasé ne l'est pas. Ceci est dû principalement :

- à la complexité de structure qui se manifeste par un nombre plus élevé d'interrupteurs,
- à l'interdépendance des états des interrupteurs (i.e., l'état d'ouverture ou de fermeture d'un interrupteur dépend des états des autres),
- au couplage entre les trois phases de l'alimentation, dans la mesure où les interrupteurs du circuit de modulation sont connectés directement au réseau,
- à la variation de la configuration du convertisseur en fonction du signe de certaines grandeurs électriques (ce cas se présente surtout pour les redresseurs allégés, à nombre réduit d'interrupteurs, comme il sera décrit dans les chapitres 4 et 5).

### **0.3 Objectifs et méthodologies**

Dans le cadre du travail présenté dans ce rapport, des alternatives de modélisation spécialement applicables aux redresseurs actifs triphasés unidirectionnels et à commande MLI sont proposées. On considèrera successivement la topologie à injection active de courant, puis celle de Vienne. La modélisation du redresseur MLI triphasé en pont complet fut déjà pleinement accomplie [66, 77-80] et, par conséquent, ne sera abordée que brièvement dans le présent recueil. Tout en se basant sur la technique du modèle d'état moyen, la procédure de modélisation est menée dans le but de contourner les

difficultés citées précédemment et d'aboutir ainsi à un modèle stationnaire et unifié des convertisseurs. L'approche suivie peut être vérifiée de deux manières :

- soit par l'intermédiaire d'une identification harmonique effectuée sur la topologie de base,
- soit en appliquant à la topologie de base des lois de réglage dont la conception se base sur le modèle moyen proposé, et en comparant ensuite leur performance avec les prédéterminations.

Concernant la deuxième approche, les lois de commande qui s'appliquent à un convertisseur MLI sont multiples et variées. On distingue à ce stade :

- les lois de réglage non linéaires [81-82], dues à la nature généralement non linéaire du modèle moyen, et les lois de réglage linéaires [83-85] qui se reposent sur une linéarisation du modèle moyen autour d'un point d'opération judicieusement choisi. Dans certains cas, le choix d'un tel point est loin d'être évident à cause de la configuration changeante du convertisseur avec certaines variables internes. Ce problème sera traité au chapitre 4 concernant la modélisation du redresseur à injection de courant. Le modèle moyen obtenu est non stationnaire, et le choix du point de linéarisation s'avère alors délicat. D'ailleurs, c'est de ce choix primordial que dépendra la représentation fréquentielle du convertisseur. Il sera donc effectué de manière à rendre cette représentation la moins complexe possible.
- les lois de réglage monovariante, qui se limite à l'asservissement d'une seule grandeur du système, et les lois de réglage multivariante qui permettent d'ajuster simultanément ou en cascades plusieurs grandeurs. Pour les convertisseurs statiques en particulier, le réglage multivariante offre, sans doute, de meilleures performances que le réglage monovariante, mais au prix d'un système de commande plus complexe. En outre, dans les problèmes de mise en forme de courant dans les redresseurs actifs triphasés, le réglage monovariante n'est applicable que lorsqu'une relation simple existe entre les courants à moduler et la grandeur à asservir. Ce cas se

présente, en réalité, pour le redresseur à injection de courant où un bon facteur de puissance est obtenu en réglant uniquement le courant injecté.

Notons finalement que l'analyse et l'évaluation de chaque système de réglage se font à l'aide d'outils de simulation numérique (Power System Blockset/Simulink/Matlab [86]) conçus pour cette fin.

#### **0.4 Contributions majeures**

L'originalité du travail présenté dans ce rapport touche, en réalité, plusieurs secteurs en raison de la diversité des propos qui y sont intégrés. Elle se localise surtout dans les points suivants :

- Évaluation et analyse de l'impédance d'entrée et de l'audio susceptibilité d'un redresseur monophasé actif indirect muni d'un circuit de réglage linéaire par boucles en cascade. Détermination du circuit électrique équivalent dans la gamme des fréquences inférieures à la fréquence de commutation et vérification des résultats obtenus. Ce thème fut l'objet d'un article publié dans la conférence ICECS 2000 [57].
- Établissement du modèle moyen d'un redresseur triphasé à injection de courant et à commande MLI synchrone. Élaboration d'un modèle « petit signal » simplifié par un choix judicieux du point de linéarisation. Le modèle fut validé numériquement par une identification harmonique effectuée à l'aide de Power System Blockset, et expérimentalement à travers des essais menés sur un prototype de 25 kW [87]. Une version réduite de ce travail fut publiée dans la conférence PESC 2001 [88], alors qu'une version étoffée de cet article sur ce sujet est soumise pour une éventuelle publication dans IEEE Power Electronics Society.
- Proposition d'une nouvelle loi de réglage monovariante, dite bipolaire, s'appliquant au redresseur à injection de courant. La supériorité de cette loi proposée envers ladite

unipolaire déjà existante fut démontrée analytiquement et numériquement. Les résultats de l'étude furent publiés dans la conférence INTELEC 2000 [89].

- **Élaboration de nouveaux systèmes de réglage multivariable, appliqués au redresseur à injection de courant. Les principes de réglage par bouclage direct, par découplage linéaire et par compensation de non-linéarité sont successivement utilisés dans la conception des régulateurs. Les performances des trois techniques de réglage sont comparées, et la supériorité de la commande non linéaire est démontrée. Les résultats correspondants sont publiés dans la conférence PESC 2001 [90].**
- **Évaluation comparative des techniques de commande par MLI et par bascules à hystérésis, appliquées au redresseur à injection de courant. Mise en évidence et analyse des phénomènes de décrochage synchrone et asynchrone de commande. Ce travail fut publié dans la Conférence Canadienne de Génie Électrique et Informatique CCECE 2001 [91]. Il fut également soumis à la Revue Canadienne de Génie Électrique et Informatique.**
- **Élaboration du modèle moyen d'un redresseur de Vienne. La technique de modélisation se base essentiellement sur la méthode du modèle d'état moyen. Son application a nécessité l'utilisation d'une double base de temps. Le modèle obtenu est soumis à la conférence INTELEC 2001 [92].**
- **Conception d'une nouvelle loi de commande par MLI appliquée au redresseur de Vienne. Il s'agit d'un système de réglage non linéaire par boucles en cascade, qui utilise le principe de compensation de non-linéarité. Les performances du système de réglage, ainsi que l'efficacité du modèle moyen proposé, sont évaluées à l'aide de simulations numériques.**

## **CHAPITRE 1**

### **REVUE GÉNÉRALE DES PRINCIPALES TOPOLOGIES DE REDRESSEURS NON POLLUANTS**

Dans ce premier chapitre du rapport, on se propose de présenter les caractéristiques générales d'une classe de convertisseurs alternatif-continu de l'énergie électrique, dits à *absorption sinusoïdale de courant* ou, plus simplement, *non polluants*. L'évolution rapide de la technologie des semi-conducteurs et la multitude des applications industrielles sont à l'origine de la grande diversité de structures apportées à cette famille de convertisseurs. Le choix d'une de ces topologies est guidé par les exigences imposées par l'utilisateur (prix, taux de distorsion de courant admissible, réglage ou stabilisation de la tension de sortie autour d'une référence fixe, performances dynamiques souhaitées, robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ou opérationnelles, facteur de puissance, rendement énergétique, densité de puissance, niveau de fiabilité recommandé, ...etc.). Dans ce qui suit, on se limitera uniquement aux structures non polluantes, c'est-à-dire à celles qui, tout en réalisant la fonction de redressement, n'introduisent pas une dégradation notable de la qualité d'onde du réseau.

Les redresseurs non polluants peuvent être classés suivant plusieurs catégories, selon le mode utilisé pour la mise en forme (ou le filtrage) des courants absorbés du réseau. On distinguera ainsi les topologies à filtrage série ou parallèle, passif ou actif, direct ou indirect. Ces notions seront définies dans une première partie du chapitre où un diagramme de classification général sera aussi présenté.

Dans la seconde partie, on s'intéressera à la catégorie des redresseurs monophasés à filtrage série et actif, et plus particulièrement à leur principe de conception. On distinguera à ce sujet deux techniques de conception qui font appel, toutes les deux, au

principe de fonctionnement du hacheur élévateur (ou Boost) pour la mise en forme du courant côté alternatif. La différence entre les deux techniques réside dans le niveau d'implantation de la fonction hacheur.

Les méthodes de conception envisagées seront ensuite étendues au cas des systèmes triphasés. Cette généralisation fait l'objet de la troisième partie où l'on présentera un certain nombre de topologies choisies parmi celles qui suscitent actuellement un grand intérêt industriel. Une analyse comparative sera de même élaborée en se basant sur les caractéristiques générales de chaque topologie, telles que le Taux de Distorsion Harmonique (TDH) des courants de ligne, le facteur de puissance global, la complexité de structure et/ou de commande, la possibilité de régulation de la tension côté continu, et la robustesse vis-à-vis d'un déséquilibre du réseau d'alimentation.

## **1.1 Classification des convertisseurs AC-DC non polluants selon le mode de filtrage des courants d'alimentation**

En principe, on peut classer les redresseurs non polluants suivant plusieurs catégories, selon le type de filtrage implanté pour la mise en forme des courants d'alimentation et la réduction, par conséquent, de leur taux de distorsion harmonique. Les classes choisies pour des fins de classification sont citées et définies ci-dessous. Pour simplifier l'analyse, on se limitera à l'ensemble des topologies dites *non isolées*, c'est-à-dire celles qui sont démunies de transformateurs d'isolement.

### **1.1.1 Filtrage série versus filtrage parallèle**

- Un redresseur est dit à *filtrage série* lorsque les blocs assurant les fonctions de redressement et de filtrage sont soit situés en série dans le sens de l'écoulement de la puissance active, soit confondus ou enchevêtrés l'un dans l'autre. A ce stade, trois

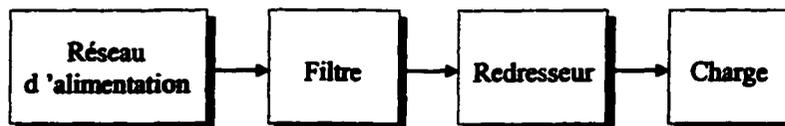
configurations possibles peuvent être distinguées suivant l'emplacement des deux blocs constitutifs l'un par rapport à l'autre ; elles sont représentées à la figure 1.1.

- Par contre, un redresseur est dit à *filtrage parallèle* ou, encore, à *filtrage shunt* lorsque les blocs de redressement et de filtrage sont connectés en parallèle sur le même réseau d'alimentation. Ce type de configuration est illustré à la figure 1.2. Le bloc de redressement est généralement constitué d'un pont à diodes.

L'avantage que présente le filtrage parallèle vis-à-vis du filtrage série réside dans le fait que la conception du filtre est indépendante de la topologie de redressement utilisée. Elle dépend uniquement du contenu en harmoniques du réseau. Ainsi, un même bloc de filtrage pourra être associé à plusieurs modules de redressement en parallèle. Ce qui n'est pas le cas pour le filtrage série, où chaque module de redressement dispose d'un circuit de filtrage approprié.

En revanche, et contrairement au cas du filtrage série, ce type de redresseur ne permet pas la régulation de la tension côté continu ; celle-ci serait donc fortement affectée par toute variation au niveau de la tension d'alimentation.

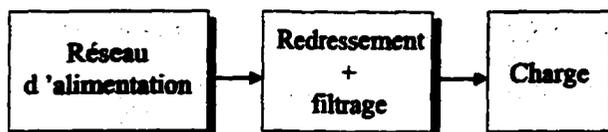
- Un système de filtrage est dit *hybride* ou *série-parallèle* s'il utilise simultanément les concepts de filtrage série et parallèle. Il est illustré par le schéma synoptique de la figure 1.3. Une classe particulière de redresseurs triphasés à filtrage hybride, dite à *injection de courant* [39-54], suscite actuellement un grand intérêt. Le dispositif de mise en forme de courant, utilisé dans ces topologies, est inséré de part et d'autre du bloc de redressement (en principe, un pont à diodes). Les deux blocs de filtrage sont connectés ensemble à l'aide d'un lien électrique qui sert à injecter un courant provenant de la charge vers la source. Cette injection permettra d'éviter les discontinuités dans les formes d'onde des courants de ligne. L'étude de ce type de dispositif fera l'objet du chapitre 4.



(a)



(b)



(c)

Figure 1.1 Schémas synoptiques de redresseurs à filtrage série. a) Association filtrage-redressement, b) Association redressement-filtrage, c) Mono-structure

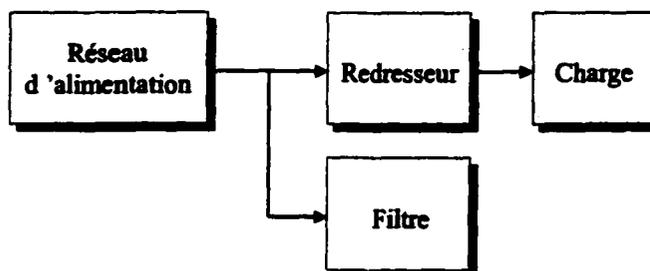


Figure 1.2 Schéma synoptique d'un redresseur à filtrage parallèle

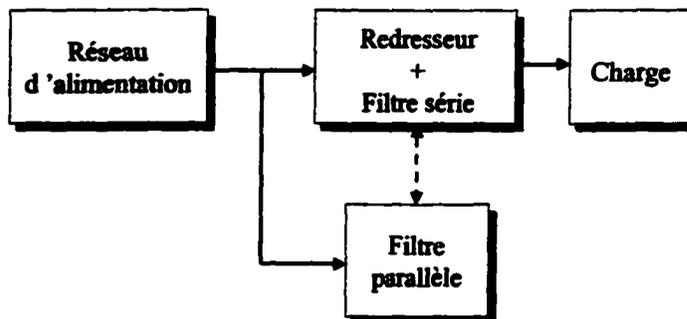


Figure 1.3 Schéma synoptique d'un redresseur à filtrage hybride ou série-parallèle

### 1.1.2 Filtrage passif versus filtrage actif

- Un redresseur est dit à *filtrage passif* lorsque le circuit destiné à filtrer ou mettre en forme les courants de ligne ne contient aucun interrupteur commandable. Il est constitué principalement d'un bloc de conversion alternatif-continu placé en aval d'un circuit de filtrage. Le bloc de conversion est généralement un pont à diodes, tandis que le bloc de filtrage est souvent formé soit de branches  $R-L-C$  connectées en parallèle (cas d'un filtrage parallèle) [4], soit d'un transformateur d'interphase dans le cas des redresseurs dodécaphasés (cas d'un filtrage série) [8-9].

Concernant le filtrage passif parallèle illustré à la figure 1.4.a, toute cellule  $R-L-C$  est accordée à un harmonique de courant de ligne et présente vis-à-vis de celui-ci une impédance équivalente minimale purement résistive. Le nombre de cellules composant le filtre est donc égal au nombre d'harmoniques à compenser, et le filtrage est ainsi d'autant plus efficace que ce nombre est élevé. En pratique, la dimension du filtre est limitée par des contraintes technico-économiques, et le filtrage est souvent limité aux premiers harmoniques dominants.

Une réduction notable de la distorsion des courants de ligne peut également être obtenue à l'aide du dispositif de la figure 1.4.b, où un autotransformateur d'interphase est placé

en amont de deux ponts triphasés à diodes connectés en parallèle. Le transformateur d'interphase doit être réalisé soit à l'aide de trois noyaux magnétiques, soit en utilisant un circuit magnétique à cinq branches, en raison de la présence de tensions de séquence homopolaire. De plus, il doit présenter de faibles réactances de fuite. Les harmoniques de tension introduits dans ce système sont généralement d'ordre supérieur ou égal à 12. Leur contribution à la formation d'harmoniques de courant est atténuée davantage par la présence des inductances de ligne en série avec le convertisseur. Le TDH des courants de ligne est inférieur à 8 %, et le facteur de puissance est voisin de 0.96. Une variante de ce type de convertisseur utilisant trois ponts triphasés à diodes en parallèle est proposée dans [93] et [94].

Le principal avantage de ce type de redresseurs provient, d'une part, de leur robustesse électrique qui leur permet d'opérer à des niveaux de puissance élevés et, d'autre part, de l'absence de l'électronique de commande, rendant ainsi simple leur mise en œuvre. Bien qu'elles puissent atteindre un TDH de courant de ligne relativement faible, ces topologies souffrent d'un certain nombre d'inconvénients majeurs, dont les plus importants concernent :

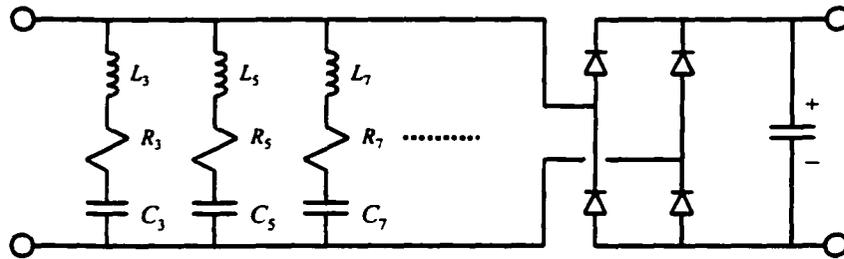
- La sensibilité de la qualité d'onde du réseau vis-à-vis des variations paramétriques du bloc de filtrage. En effet, dans le cas du filtrage par cellules  $R-L-C$ , les composants passifs formant chacune des branches du filtre admettent des dérives en température et leur valeur ne cesse de varier avec le temps et les conditions d'opération. Ceci induirait un phénomène de décrochage qui se manifeste par une variation notable de la fréquence de résonance propre à chacune des branches. Ces dernières ne présentent plus alors leur impédance minimale vis-à-vis de l'harmonique associé, et le filtrage devient inefficace.
- La forte dépendance de la tension côté continu envers la tension d'alimentation. Ces topologies se prêtent donc mal aux applications nécessitant une tension continue stabilisée, à moins qu'un autre convertisseur continu-continu placé en aval du redresseur puisse réaliser cette fonction.

- L'impossibilité de faire une limitation automatique de courant suite à un court-circuit advenant au niveau de la charge.
  - Faible robustesse vis-à-vis d'un déséquilibre au niveau des tensions d'alimentation.
  - L'unidirectionalité du sens d'écoulement de puissance. Ces convertisseurs ne se prêtent donc pas aux applications où la réversibilité est exigée.
  - Les pertes excessives dans le filtrage, dues à la présence d'éléments résistifs et/ou de circuits magnétiques, qui dégradent le rendement énergétique de l'installation.
  - Les contraintes économiques et mécaniques élevées, dues principalement au prix et au volume des composants du filtre.
- Un redresseur est dit à *filtrage actif* s'il contient au moins un interrupteur commandable destiné à la mise en forme des courants de ligne. Dans ce cas, le dispositif de filtrage est généralement nommé *circuit de modulation* en raison du fait qu'il impose aux courants une forme oscillante à haute fréquence autour d'une consigne désirée. La fréquence de modulation est déterminée par la fréquence de commutation des interrupteurs, elle-même imposée par le circuit de commande associé. Ce type de dispositif est le plus utilisé actuellement dans les applications de moyenne et faible puissance, et la présence d'éléments actifs de filtrage permet de garder un faible contenu en harmoniques de courant dans une large plage de variation du point d'opération. Différentes topologies appartenant à cette classe seront décrites dans les paragraphes qui suivent.

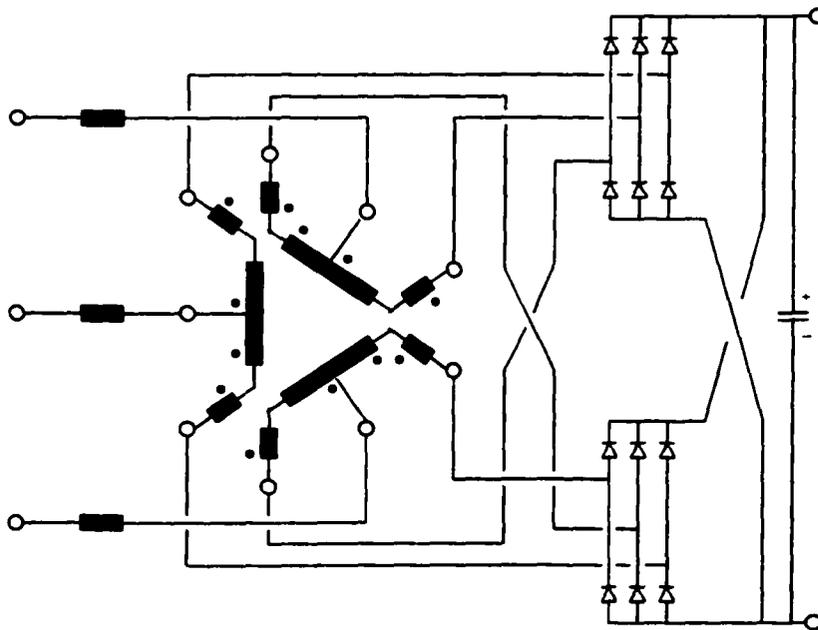
### 1.1.3 Filtrage direct versus filtrage indirect

- Les redresseurs à *filtrage direct*, ou encore *mono-structures*, sont constitués d'un seul bloc assurant à la fois les fonctions de filtrage et de redressement. Cette classe de redresseurs est donc nécessairement à filtrage série et actif.

- Par contre, dans les redresseurs à *filtrage indirect* ou *multi-structures*, les fonctions de filtrage et de redressement sont implantées dans des circuits distincts.



(a)



(b)

Figure 1.4 Exemples de redresseurs à circuit de filtrage passif. a) Filtrage parallèle d'un pont monophasé par cellules R-L-C, b) Filtrage série d'un pont dodécaphasé par transformateur d'interphase

#### 1.1.4 Diagramme de classification

Le diagramme de classification des redresseurs non polluants est donné à la figure 1.5. Les topologies qui seront décrites dans le paragraphe suivant sont citées en gras.

### 1.2 Méthodes de filtrage actif série. Application à la conception des redresseurs monophasés à facteur de puissance unitaire

Deux techniques de conception de redresseurs non polluants à filtrage série et actif sont présentées dans ce paragraphe. Elles se basent toutes les deux sur la structure et le principe de fonctionnement du hacheur élévateur (Boost) [10-14] dont la capacité de mise en forme du courant d'entrée sera tout d'abord démontrée. La première technique, dite *directe*, consiste à concevoir une seule structure réalisant simultanément les rôles d'un redresseur de tension et d'un filtre de courant. Vu la nature alternative des signaux d'entrée, cette structure devrait assurer à la fois une bidirectionalité en tension et en courant. La deuxième méthode de conception, dite *indirecte*, repose sur l'utilisation d'un redresseur classique à diodes placé toujours en amont d'un circuit de modulation de courant opérant à haute fréquence. Dans ce type de convertisseur, ce sont les courants côté continu du pont à diodes qui sont modulés et non pas ceux du réseau d'alimentation. La mise en forme de ces derniers est une conséquence indirecte du procédé de filtrage appliqué à la sortie du pont.

D'autres techniques de modulation série de courant, à base de hacheurs abaisseurs (Buck) ou inverseurs (Buck-Boost), existent également dans la littérature scientifique [15-16]. L'application de ces techniques engendre des courants de ligne discontinus, commutant à de très hautes fréquences. L'importance des harmoniques de hautes fréquences nécessite, en pratique, l'insertion de filtres passifs en parallèle sur le réseau afin de les compenser. Les convertisseurs utilisant ces techniques de modulation ne seront pas traités dans la suite.

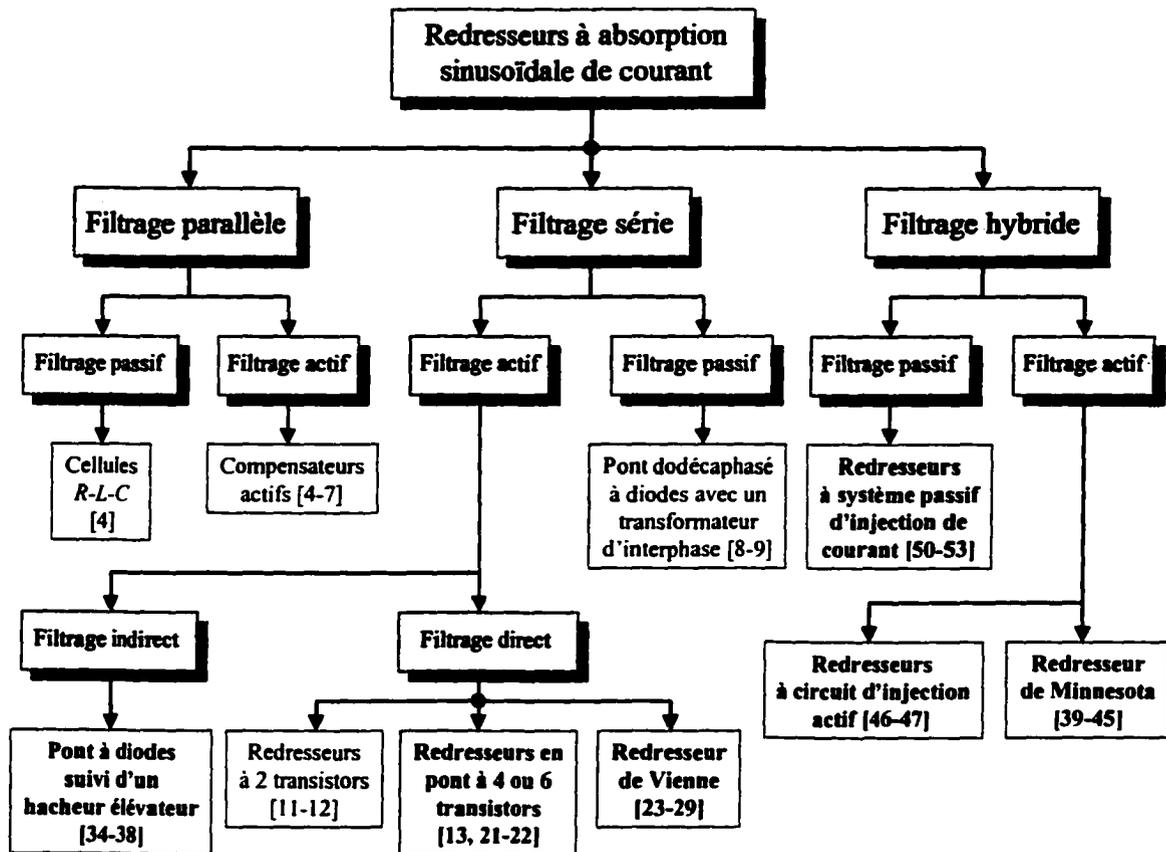


Figure 1.5 Classification des principaux redresseurs non polluants

### 1.2.1 Étude du circuit de base : le hacheur élévateur

Le circuit de base sur lequel repose le circuit de modulation de courant dans les redresseurs actifs série est présenté à la figure 1.6 dans sa version la plus simplifiée. Il se compose principalement d'un interrupteur commandable  $Q$ , généralement des transistors IGBT ou MOSFET selon que l'on opère sous une moyenne ou basse puissance, d'une diode rapide  $D$ , d'une inductance de lissage  $L$  limitant l'ondulation du courant d'entrée  $i_{in}$  et d'un condensateur  $C_0$  limitant l'ondulation de la tension de sortie  $v_0$ . Sauf indication contraire, la tension d'entrée  $v_{in}$  sera supposée positive et constante. Le mode

d'opération du circuit en continuité de courant dans l'inductance se résume en deux phases :

- Lorsque l'interrupteur  $Q$  est fermé, la diode  $D$  est nécessairement bloquée en raison d'une tension inverse positive à ses bornes, qui vaut  $v_0$ . Dans ce cas, la tension aux bornes de l'inductance  $L$  est égale à la tension d'entrée  $v_{in}$ , et le courant dans celle-ci (qui n'est autre que le courant d'entrée) varie selon la loi :

$$L \frac{di_{in}}{dt} = v_{in} \quad (1.1)$$

Le courant  $i_{in}$  croît ainsi quasi-linéairement selon une pente  $v_{in}/L$ .

- Lorsque l'interrupteur  $Q$  est ouvert, la diode  $D$  assure, en conduisant, la continuité du courant d'inductance et permet l'évacuation de l'énergie magnétique emmagasinée pendant la phase de fermeture de  $Q$ . Dans ces conditions, la tension aux bornes de  $L$  devient égale à  $(v_{in} - v_0)$ , et le courant  $i_{in}$  est régi par la loi :

$$L \frac{di_{in}}{dt} = v_{in} - v_0 \quad (1.2)$$

Le courant  $i_{in}$  ne peut croître infiniment. Sa croissance est freinée, entre autres, par la présence de  $C_0$  dont la tension à ses bornes est d'autant plus grande que le courant d'entrée moyen sur une période de commutation  $T_S$  est élevé. En régime établi, la tension de sortie  $v_0$  est donc nécessairement supérieure à la tension d'entrée  $v_{in}$  (d'où le terme « élévateur » associé à cette structure de convertisseur), et le courant  $i_{in}$  présente selon (1.2) une phase de décroissance pendant l'ouverture de  $Q$ . En négligeant l'ondulation de  $v_0$  (hypothèse validée par un choix judicieux de  $C_0$ , comme sera montré dans la suite), la pente de décroissance de courant est pratiquement constante et égale à  $(v_{in} - v_0)/L$ .

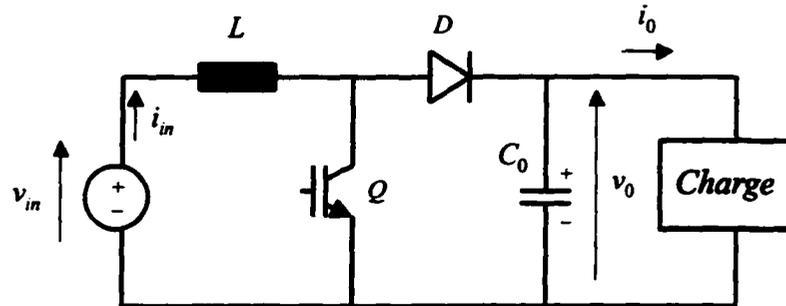


Figure 1.6 Structure de base d'un hacheur élévateur

On montre à la figure 1.7 les formes d'ondes de  $i_{in}$ , du courant de diode  $i_D$ , du courant de condensateur  $i_{C_0}$ , et de la tension  $v_0$  en régime établi.  $\tau$  désigne le temps de fermeture de  $Q$ . Le courant  $i_{C_0}$  représente pratiquement la composante ondulatoire du courant  $i_D$ . Tous les signaux ont même périodicité  $T_S$ . Il paraît évident que le courant  $i_{in}$  est capable de poursuivre, en régime établi, n'importe quelle consigne de référence qui lui est assignée, à condition que celle-ci soit toujours positive et de rapidité de variation comprise entre les pentes  $(v_{in} - v_0)/L$  et  $v_{in}/L$ .

D'autre part, l'examen des figures 1.7.a et 1.7.b permet d'établir les expressions de l'ondulation du courant d'inductance et de l'ondulation de la tension de charge, évaluées sur une période de commutation  $T_S$ . Elles sont données respectivement par :

$$\Delta_{T_S} i_{in} = \frac{v_{in}}{L} \tau \quad (1.3)$$

et :

$$\Delta_{T_S} v_0 = \frac{i_0}{C_0} \tau \quad (1.4)$$

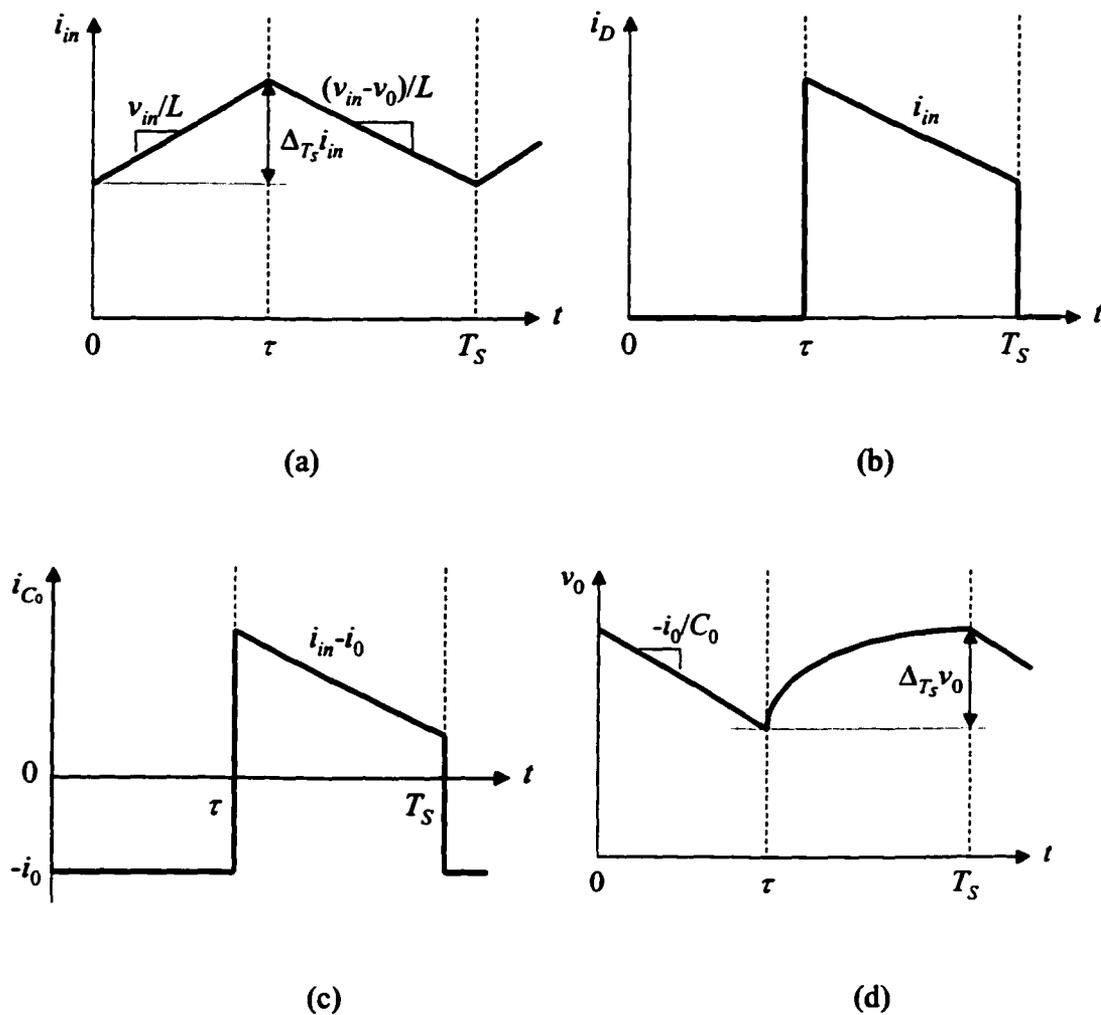


Figure 1.7 Formes d'ondes en régime établi. a) Courant d'entrée  $i_{in}$ , b) Courant de diode  $i_D$ , c) courant de condensateur  $i_{C_0}$ , d) tension de sortie  $v_0$

Dans le cas où le point d'opération du convertisseur varierait dans le temps, l'analyse précédente reste valable si l'on admet que cette variation est extrêmement lente vis-à-vis de la fréquence d'opération du convertisseur.

Les relations (1.3) et (1.4) sont, en pratique, utilisées pour le dimensionnement de  $L$  et  $C_0$ . En effet, si on impose des valeurs maximales  $(\Delta_{T_S} i_{in})_{\max}$  et  $(\Delta_{T_S} v_0)_{\max}$  aux

ondulations de courant et de tension, les valeurs de  $L$  et  $C_0$  calculées dans les conditions d'opération les plus défavorables ( $\tau = T_S$ ,  $v_{in} = v_{in,max}$  et  $i_0 = i_{0,max}$ ) devront satisfaire :

$$L > \frac{v_{in,max}}{(\Delta_{T_S} i_{in})_{max}} T_S \quad (1.5)$$

et :

$$C_0 > \frac{i_{0,max}}{(\Delta_{T_S} v_0)_{max}} T_S \quad (1.6)$$

Le dimensionnement des éléments réactifs devra ainsi être effectué sous tension d'entrée maximale et sous charge maximale. De plus, les expressions (1.5) et (1.6) montrent que les valeurs de ces éléments sont d'autant plus réduites que la fréquence de commutation  $f_S = 1/T_S$  est élevée. Les fréquences maximales de fonctionnement pouvant être atteintes par un circuit à IGBT ou à MOSFET sont respectivement 20 kHz et 100 kHz. Cette limitation de fréquence est intimement liée à la dissipation thermique dans les semi-conducteurs. Afin de pouvoir dépasser ces limites, des circuits d'aide à la commutation ont été proposés dans la littérature. On distingue, d'une part, les circuits d'aide passifs appelés communément « snubbers » [97-98] et, d'autre part, les circuits d'aide actifs conduisant à des topologies dites de type *ZVS* (Zero Voltage Switching) ou *ZCS* (Zero Current Switching) [99-102]. Ces topologies utilisent en principe un hacheur auxiliaire (ou Baby-Boost) associé au hacheur principal. L'énergie qui était supposée être évacuée par l'interrupteur principal est transférée en partie vers l'interrupteur auxiliaire, alors que l'autre partie est restituée à la charge. Les convertisseurs utilisant cette technologie sont capables de fonctionner en dehors des limites normales d'opération, leur fréquence de commutation pouvant aller jusqu'à 250 kHz [74].

### 1.2.2 Conception de redresseurs monophasés à filtrage direct

Les considérations du paragraphe précédent peuvent être généralisées au cas où la tension et le courant d'entrée seraient alternatifs, donc à signe variable. Il s'agit alors d'élaborer des structures équivalentes augmentées, qui tiennent compte de la bidirectionalité de la tension et du courant de source. Les topologies obtenues sont directement applicables à un réseau monophasé, et lui permettent de garder une bonne qualité d'onde tout en réalisant la conversion alternatif-continu de l'énergie.

La structure de base de la figure 1.6 étant limitée uniquement au cas où  $v_{in}$  et  $i_{in}$  sont tous les deux positifs, le problème auquel on est confronté concerne la manière dont on doit transformer cette structure de manière à pouvoir opérer sous  $v_{in}$  et  $i_{in}$  de signes quelconques. L'idée est donc d'ajouter à la structure de base une autre structure complémentaire opérant sous  $v_{in}$  et  $i_{in}$  négatifs, telle que celle représentée à la figure 1.8. Dans cette configuration, on note l'inversion de la polarité de la charge par rapport à la tension d'alimentation.

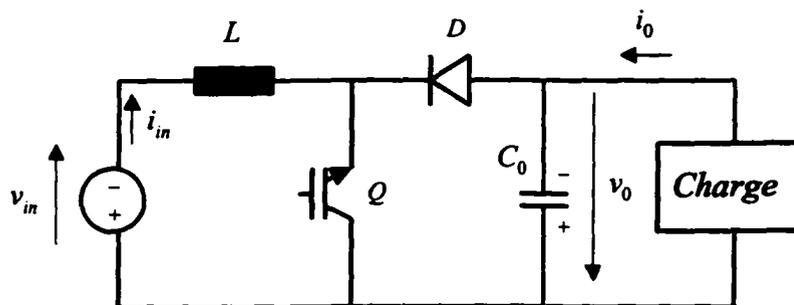


Figure 1.8 Hacheur élévateur correspondant à  $v_{in} < 0$  et  $i_{in} < 0$

Une première tentative de combiner les deux structures 1.6 et 1.8 est illustrée à la figure 1.9. Celles-ci sont tout simplement mises en parallèle au moyen d'un diviseur capacitif.  $Q$  est un interrupteur quatre quadrants, bidirectionnel en tension et en courant. Des techniques de réalisation d'un tel interrupteur sont indiquées à la figure 1.10. Les deux

condensateurs sont identiques et supportent chacun la moitié de la tension de sortie. La loi de variation du courant d'entrée correspondant à cette topologie est :

$$L \frac{di_{in}}{dt} = v_{in} \quad \text{lorsque } Q \text{ est fermé} \quad (1.7.a)$$

$$L \frac{di_{in}}{dt} = v_{in} - \frac{v_0}{2} \operatorname{sgn}(i_{in}) \quad \text{lorsque } Q \text{ est ouvert} \quad (1.7.b)$$

$\operatorname{sgn}$  dénote la fonction « signum » définie par :

$$\forall x, \quad \operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} -1 & \text{si } x < 0 \\ +1 & \text{si } x \geq 0 \end{cases} \quad (1.8)$$

On remarque d'après les équations (1.7) que, dans le cas où  $v_{in} > 0$  et  $i_{in} < 0$ , le courant  $i_{in}$  croît toujours quel que soit l'état de  $Q$ . De même, dans le cas où  $v_{in} < 0$  et  $i_{in} > 0$ , il décroît en permanence. On en déduit que, dans ce type de topologie, le courant d'entrée tend toujours à avoir le même signe que la tension d'entrée et, en régime permanent, l'écoulement de la puissance active ne peut être qu'unidirectionnel.

De plus, il est à noter que la commandabilité du courant  $i_{in}$ , dans le cas où celui-ci est de même signe que  $v_{in}$ , nécessite une tension de sortie  $v_0$  supérieure au double de la tension crête d'entrée.

D'autre part, suivant l'état de l'interrupteur  $Q$  et le signe du courant  $i_{in}$ , la tension d'anode de  $D_1$  a trois valeurs possibles : 0,  $v_0/2$  et  $-v_0/2$ . Pour cette raison, ce type de redresseur est communément dit à *trois niveaux*. Ce même concept est utilisé dans l'élaboration du redresseur triphasé à trois interrupteurs, dit *de Vienne* [23-24], dont l'étude fera l'objet du chapitre 5. Une variante de cette structure est représentée à la figure 1.11, où l'interrupteur bidirectionnel  $Q$  est remplacé par deux interrupteurs unidirectionnels  $Q_1$  et  $Q_2$ .  $Q_1$  est commandé pendant l'alternance négative de  $i_{in}$ , alors

que  $Q_2$  est commandé durant l'alternance positive. L'avantage de cette topologie est qu'elle permet une bidirectionalité du sens de l'écoulement de puissance active, et le déphasage entre la tension et le courant de ligne peut être réglé à une valeur quelconque.

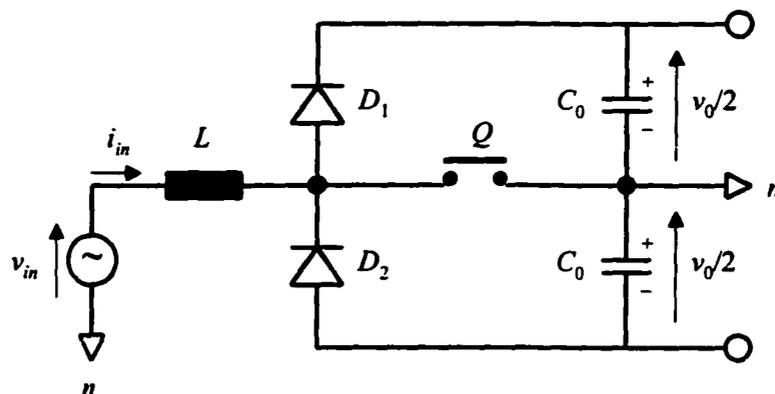


Figure 1.9 Redresseur monophasé direct à un interrupteur bidirectionnel et à point milieu capacitif relié au neutre

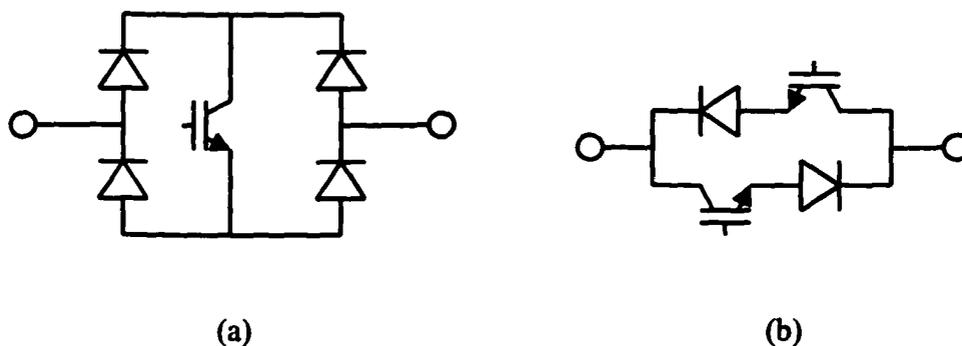


Figure 1.10 Configurations d'interrupteurs bidirectionnels. a) Configuration à un interrupteur, b) Configuration à deux interrupteurs tête-bêche

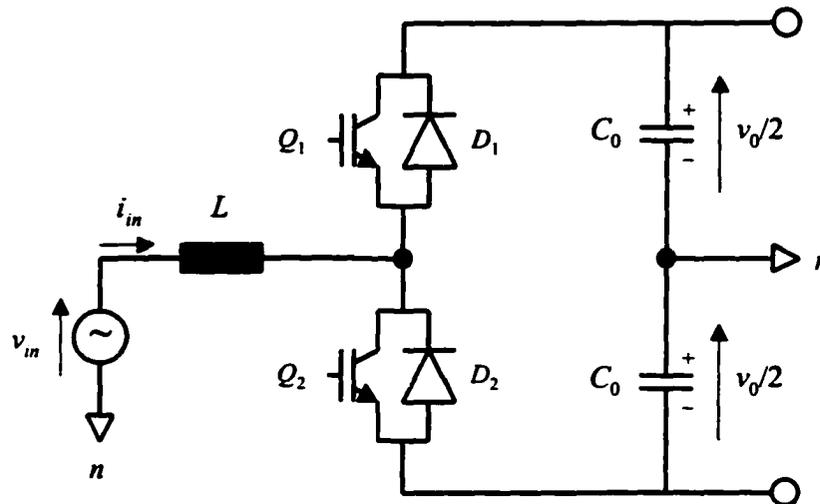


Figure 1.11 Redresseur monophasé direct à deux interrupteurs et à point milieu capacitif relié au neutre

Un autre type de redresseur monophasé à filtrage direct est représenté à la figure 1.12. Il s'agit d'une structure en pont complet, où le diviseur capacitif est évité au prix d'un plus grand nombre d'interrupteurs et une plus grande complexité de commande. Comme dans le cas de la figure 1.11, le courant d'entrée peut être réglé indépendamment du signe de la tension d'entrée, ainsi que le déphasage entre eux. L'écoulement de puissance est donc bidirectionnel, et cette structure se prête favorable aux applications nécessitant une réversibilité totale du mode d'opération. Les interrupteurs  $Q_2$  et  $Q_3$  sont commandés simultanément lorsque  $i_{in} > 0$ , alors que  $Q_1$  et  $Q_4$  sont commandés lorsque  $i_{in} < 0$ . La variation du courant d'entrée est ainsi régie par :

$$L \frac{di_{in}}{dt} = v_{in} + v_0 \begin{cases} \text{lorsque } Q_1 \text{ et } Q_4 \text{ sont ouverts et } i_{in} < 0 \\ \text{ou} \\ \text{lorsque } Q_2 \text{ et } Q_3 \text{ sont fermés et } i_{in} > 0 \end{cases} \quad (1.9.a)$$

$$L \frac{di_{in}}{dt} = v_{in} - v_0 \begin{cases} \text{lorsque } Q_1 \text{ et } Q_4 \text{ sont fermés et } i_{in} < 0 \\ \text{ou} \\ \text{lorsque } Q_2 \text{ et } Q_3 \text{ sont ouverts et } i_{in} > 0 \end{cases} \quad (1.9.b)$$

Notons que, dans ce cas, la commandabilité de  $i_{in}$  pourrait être assurée par une tension de sortie supérieure à la tension crête d'entrée et non pas au double de celle-ci. Les contraintes électriques de la topologie en pont sont ainsi réduites par rapport au cas de la structure à point milieu capacitif. D'autre part, la tension juste en amont du pont ne peut avoir que deux valeurs :  $v_0$  ou  $-v_0$ , et le redresseur est dit à *deux niveaux*.

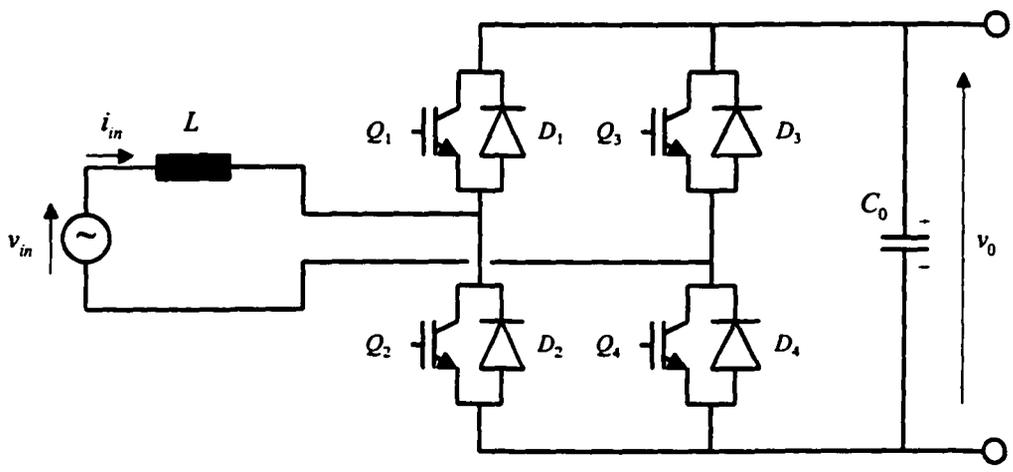


Figure 1.12 Redresseur en pont monophasé à filtrage direct

**1.2.3 Conception d'un redresseur monophasé à filtrage actif, série et indirect**

En dépit de leurs bonnes performances, les topologies directes des figures 1.9, 1.11 et 1.12 sont souvent évitées en pratique. Ceci est du principalement à leur faible robustesse vis-à-vis de défauts de commande ou d'opération. C'est ainsi que, pour des raisons de fiabilité, les structures indirectes ont été proposées. Elles se reposent sur le principe d'utilisation de diodes à redressement lentes (donc à faible courant de recouvrement

inverse) caractérisées par une robustesse électrique, suivies de circuits de modulation similaires à celles des figures 1.6 et 1.8 pour la mise en forme des courants d'alimentation. Il est à noter que la robustesse de ces structures est obtenue aux dépens d'une unidirectionnalité en puissance.

Une première configuration utilisant ce principe est illustrée à la figure 1.13. Les diodes  $D_a$  et  $D_b$  sont les diodes de redressement.  $v_{AC}$  et  $i_{AC}$  sont respectivement les tension et courant d'alimentation,  $v_{in1}$  et  $i_{in1}$  ceux de la cathode de  $D_a$ ,  $v_{in2}$  et  $i_{in2}$  ceux de l'anode de  $D_b$ ,  $v_0$  et  $i_0$  ceux au niveau de la charge. En mode de continuité de courant,  $D_a$  conduit pendant l'alternance positive de  $v_{AC}$  et le circuit devient équivalent à celui de la figure 1.6. Alors que, pendant l'alternance négative,  $D_b$  conduit et le circuit devient similaire à celui de la figure 1.8. Pour assurer la commandabilité de  $i_{in1}$  et  $i_{in2}$ , la tension de sortie  $v_0$  doit être réglée à une valeur supérieure au double de la valeur crête de  $v_{AC}$ .

Une variante du circuit de la figure 1.13 est obtenue en utilisant un pont complet à diodes. Dans cette configuration représentée à la figure 1.14, le neutre de l'alimentation est déconnectée du point milieu capacitif, et les deux inductances sont remplacées par une seule. Les interrupteurs  $Q_1$  et  $Q_2$  sont commandés simultanément pour la mise en forme du courant  $i_{in}$  à la sortie du pont, ce qui réduit la complexité de commande et permet d'éviter la conduction des diodes parasites dans le cas où des transistors MOSFETs sont utilisés. Cette topologie est, en pratique, utilisée dans des applications à niveaux de tension de sortie élevés.

Pour les applications à niveau de tension réduit, les deux circuits de modulation peuvent être remplacés par un seul, tel qu'est illustré à la figure 1.15. Le nombre de composants est alors réduit de moitié, ainsi que la tension de sortie nécessaire à la commandabilité de  $i_{in}$ . Une forme sinusoïdale du courant  $i_{AC}$  s'obtient indirectement en imposant au courant  $i_{in}$  la forme d'une sinusoïde redressée, proportionnelle à  $v_{in}$ .

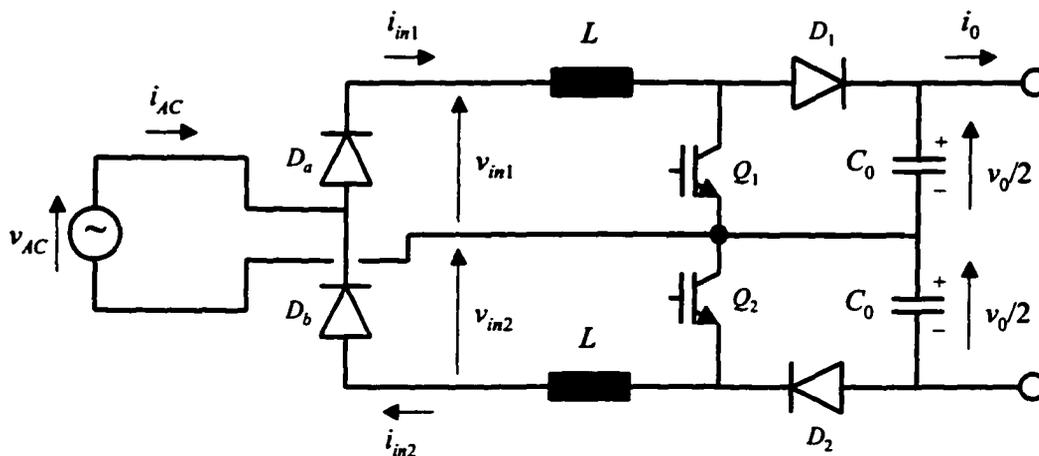


Figure 1.13 Redresseur monophasé à diodes en demi-pont suivi de deux hacheurs élévateurs en parallèle

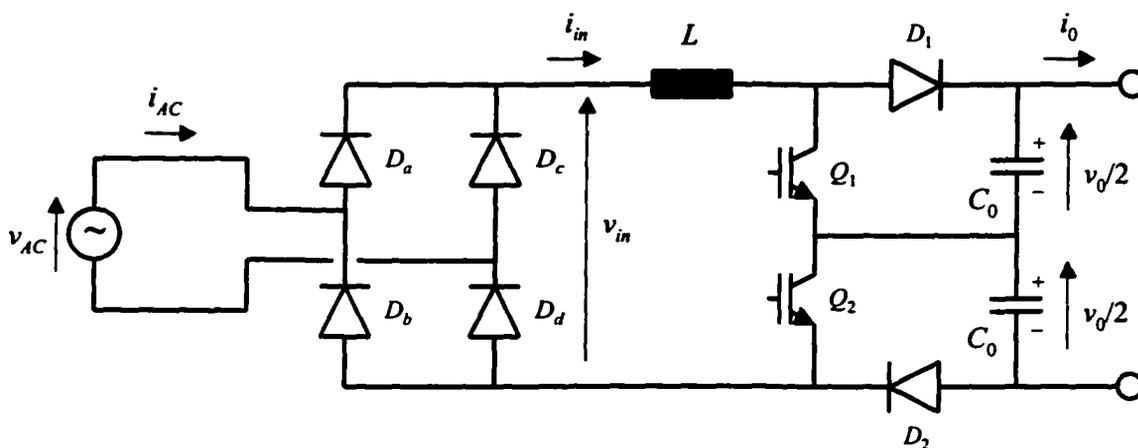


Figure 1.14 Redresseur à diodes en pont monophasé suivi de deux hacheurs élévateurs en parallèle

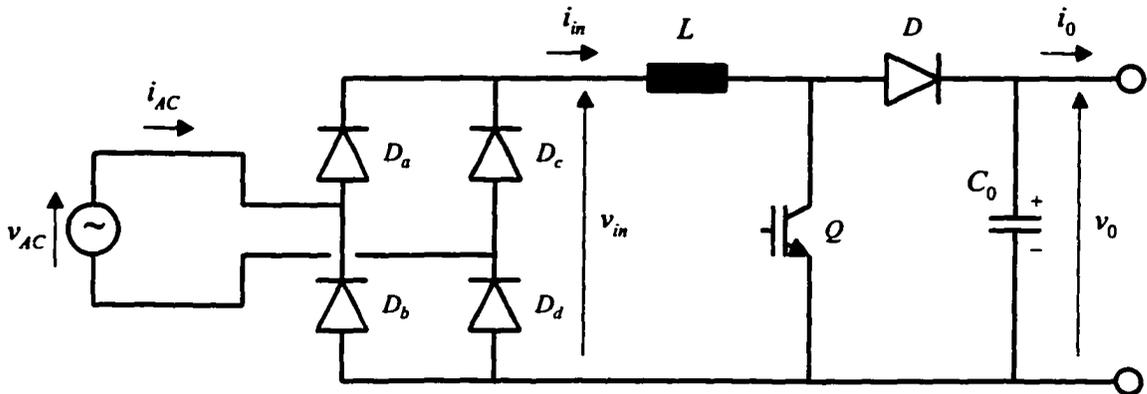


Figure 1.15 Redresseur à diodes en pont monophasé suivi d'un hacheur élévateur

### 1.3 Topologies de redresseurs triphasés à filtrage série ou hybride

Les propos du paragraphe précédent, relatifs aux redresseurs monophasés non polluants, peuvent être facilement étendus au cas des systèmes triphasés. Le principe de modulation utilisé dans la conception de redresseurs triphasés à absorption sinusoïdale de courant repose toujours sur la fonction du hacheur élévateur élémentaire. Ceux-ci se distinguent, toutefois, par le type de modulation implanté.

Dans ce paragraphe, différentes topologies triphasées de redresseurs sont décrites. Une évaluation comparative de leurs performances sera, de même, bâtie en portant un intérêt particulier au TDH de courant absorbé du réseau, au facteur de puissance global du convertisseur, au niveau de complexité de commande et à la possibilité de régulation de tension. Les topologies considérées choisies par celles qui connaissent actuellement une popularité grandissante dans le secteur industriel. Comme dans le cas monophasé, on distinguera, d'une part, les structures à filtrage direct, notamment le redresseur à six interrupteurs et le redresseur de Vienne, qui se reposent sur leur équivalent monophasé donné aux figures 1.11 et 1.9 respectivement et, d'autre part, celles à filtrage indirect utilisant un pont à diodes lentes et se basant sur les topologies représentées aux figures

1.13 à 1.15. De plus, une classe particulière de redresseurs à filtrage hybride, dits à injection de courant, sera présentée.

### 1.3.1 Topologie à six interrupteurs

Le redresseur à six interrupteurs ou *redresseur MLI quatre quadrants* est l'une des premières topologies à redressement actif apparues sur le marché [21-22]. Tel que représenté à la figure 1.16, il peut être considéré comme une association de trois structures monophasées identiques à celle de la figure 1.11, alimentant une charge commune. Dans un régime d'opération normal, les grandeurs électriques ( $v_{s,1n}$ ,  $v_{s,2n}$ ,  $v_{s,3n}$ ) et ( $i_{s,1}$ ,  $i_{s,2}$ ,  $i_{s,3}$ ) en amont du pont forment des systèmes triphasés équilibrés et le courant dans le neutre est pratiquement nul. Ainsi, le point milieu capacitif devient inutile, et les deux condensateurs de sortie peuvent être remplacés par un seul.

Cette structure à un seul étage permet d'assurer à la fois une mise en forme des courants de ligne et une régulation de la tension de sortie, au prix d'un nombre élevé d'interrupteurs (six), d'une complexité de commande, d'un coût de fabrication élevé et d'un rendement énergétique relativement faible du aux pertes de commutation qui sont d'autant plus importantes que la fréquence de commutation est élevée. De plus, la fiabilité d'opération est notablement affectée par la complexité de mise en œuvre et la sévérité des contraintes électriques subies par les différents composants (le redresseur est à deux niveaux, et la tension de blocage des interrupteurs est égale à la tension de sortie  $v_0$  généralement assez élevée). En revanche, cette topologie est la seule qui permet une bidirectionalité du sens d'écoulement de puissance. En général, c'est dans les applications où cette bidirectionalité est primordiale (tel que, par exemple, le domaine des entraînements à vitesse variable) qu'elle ne trouve pas de concurrents.

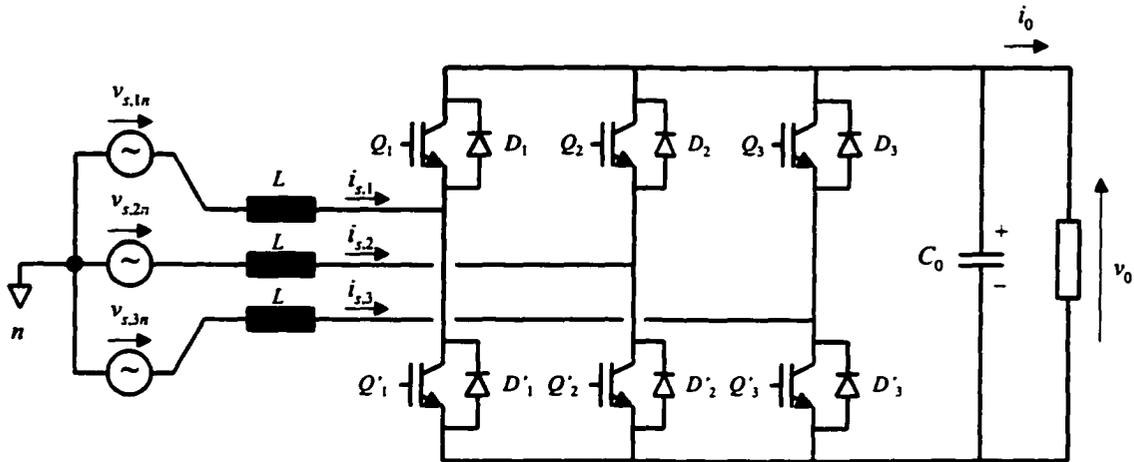


Figure 1.16 Redresseur MLI triphasé quatre quadrants

### 1.3.2 Redresseur de Vienne

La topologie illustrée à la figure 1.17 est celle d'un redresseur triphasé à trois interrupteurs et trois niveaux. Elle a été développée à l'Université Technique de Vienne [23-24], et c'est pour cette raison qu'elle est communément appelée *Redresseur de Vienne*. D'un point de vue opérationnel, cette topologie est équivalente à la structure de la figure 1.18 et peut être considérée, par conséquent, comme une généralisation au cas triphasé de la structure de la figure 1.9.

Par ailleurs, il n'existe aucune différence concernant la fonction de base de la topologie de la figure 1.17, comparée à celle de la figure 1.16. Toutes les deux reposent sur le principe de filtrage actif, série et direct. Toutefois, le circuit de la figure 1.17 présente un effort de réalisation plus faible (trois interrupteurs au lieu de six) et une caractéristique à trois niveaux des bras du redresseur (à cause du point milieu capacitif), résultant en des contraintes électriques plus faibles aux niveaux des composants et un niveau d'harmoniques plus réduit en amont du pont. D'autres avantages sont attribués à la réduction des pertes de commutation, du coût de fabrication, de la complexité de

commande, et à la présence du point milieu capacitif qui permet d'acquérir deux alimentations stabilisées indépendantes même en cas d'un déséquilibre de charge. De plus, cette topologie offre des techniques de commande qui permettent de minimiser l'effort de mesurage requis pour la modulation des courants de ligne [27-29]. Selon cette technique, les formes instantanées des courants de ligne sont construites à partir de la seule mesure du courant  $i_M$  sortant du point milieu capacitif, qui n'est autre que l'écart entre les courants de cathode commune  $i_+$  et d'anode commune  $i_-$  du pont à diodes.

Une version commutant à une basse fréquence, donc plus volumineuse, du convertisseur est proposée dans [103] et [104]. La fréquence d'opération du circuit est fixée à six fois celle du réseau. En raison des faibles pertes de commutation et de conduction dans les transistors, ce type de circuit permet d'obtenir un rendement énergétique assez élevé, mais au détriment d'une présence prononcée d'harmoniques de faible fréquence au niveau des courants de ligne, surtout lors d'une opération à faible charge. Une réduction des pertes peut aussi être réalisée en intégrant dans la structure du convertisseur des cellules de commutation douce au niveau des interrupteurs. Une telle modification avantageuse du circuit est proposée et décrite dans [105].

La structure de la figure 1.17 est, en principe, unidirectionnelle en puissance et ne permet donc pas une réversibilité d'opération. Le déphasage arrière entre la tension et le courant d'une même phase n'est réglable que dans la plage  $[-30^\circ, 90^\circ]$  [24]. Il existe, dans la littérature, des variantes bidirectionnelles en puissance, mais leur utilisation est actuellement limitée aux applications de haute puissance du à leur complexité de structure.

Le redresseur de Vienne fait l'objet de l'étude présentée au chapitre 5, où une analyse détaillée du principe de fonctionnement, de la technique de modélisation, des critères de dimensionnement et des méthodes de conception du circuit de réglage est effectuée.

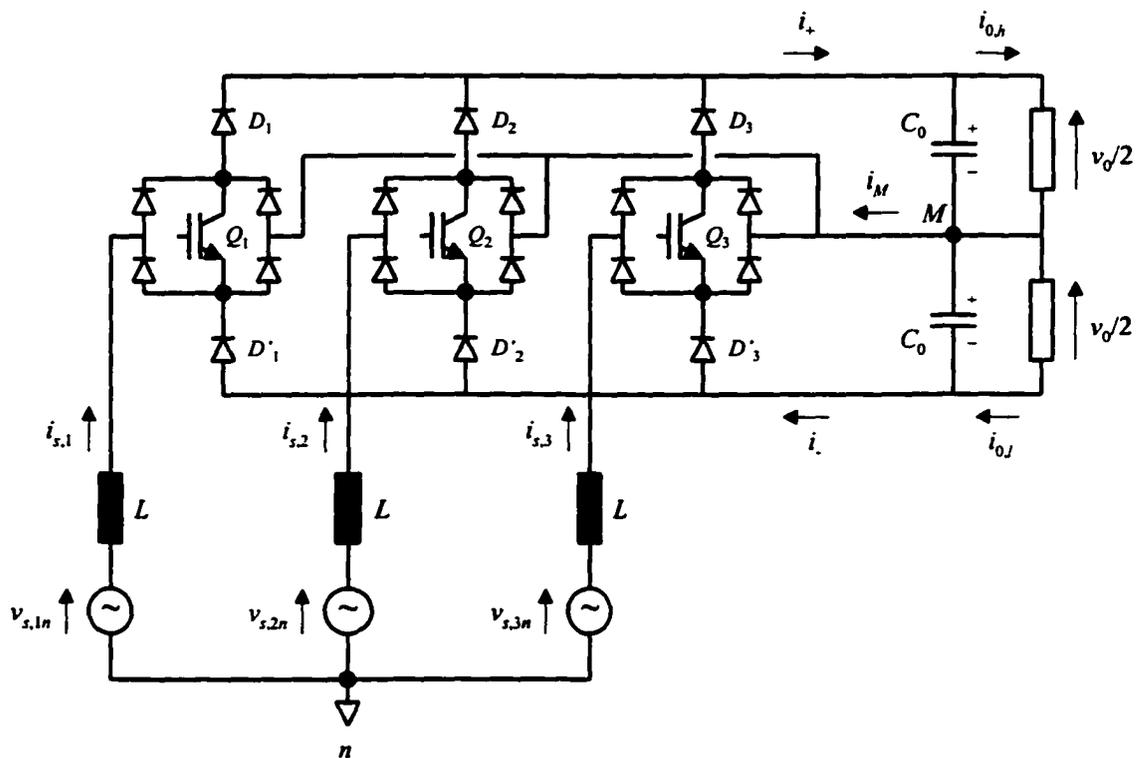


Figure 1.17 Redresseur de Vienne

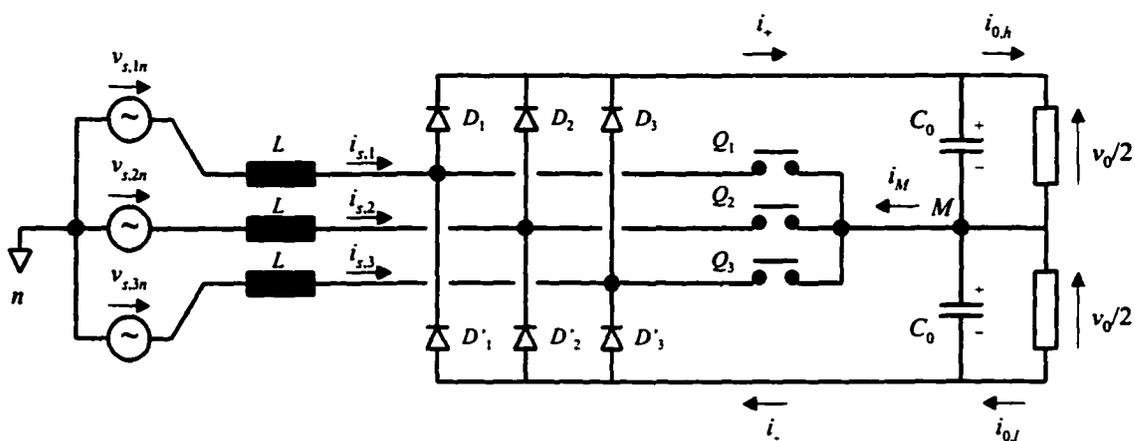


Figure 1.18 Topologie équivalente au redresseur de Vienne

### 1.3.3 Associations pont à diodes – hacheur élévateur

La topologie de la figure de la figure 1.19 est la version triphasée de celle donnée à la figure 1.15. Elle se compose principalement de deux étages [106] : le premier étage, constitué d'un pont à diodes, assure la fonction de redressement alors que le second, composé d'un Boost élémentaire, permet la modulation du courant côté continu du pont ainsi que la régulation de la tension de sortie. Pour une opération sous continuité de courant dans l'inductance  $L$ , le TDH des courants d'alimentation ne peut, en pratique, être inférieur à 32 %. Une valeur plus réduite du TDH de courant ne peut être, en effet, obtenue que pour des valeurs trop élevées de la tension de sortie. Un TDH inférieur à 5 % correspondrait à une tension de sortie supérieure à trois fois la tension efficace entre phases [107]. Dans ces conditions, le convertisseur est amené à fonctionner en mode de conduction discontinue [34-38], et les diodes de redressement sont remplacées par des diodes rapides. De plus, un filtre devrait être placé en amont afin de compenser les harmoniques à haute fréquence dans les courants de ligne. Les contraintes électriques subies par les interrupteurs sont, dans ce cas, élevées et c'est pour cette raison qu'on est amené en pratique à utiliser deux Boosts en parallèle au lieu qu'un seul, tel qu'illustré à la figure 1.20. La tension supportée par chacun d'eux serait réduite de moitié.

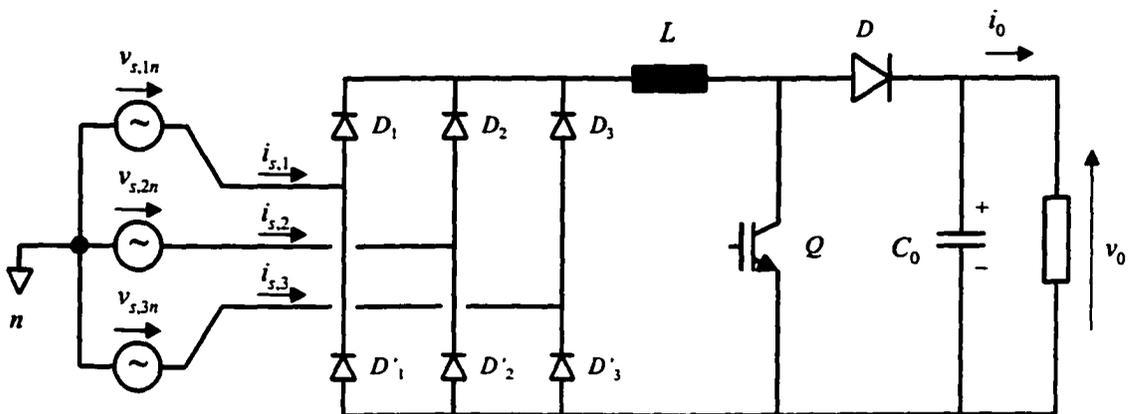


Figure 1.19 Mise en série d'un pont triphasé à diodes et d'un hacheur élévateur

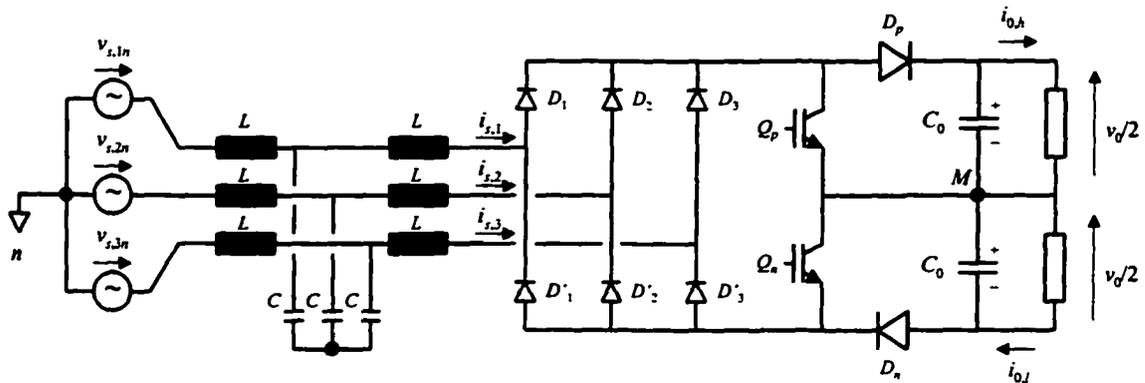


Figure 1.20 Mise en série d'un pont triphasé à diodes et d'un circuit de modulation constitué de deux hacheurs élévateurs connectés en parallèle

### 1.3.4 Topologies à injection de courant

Le redresseur indirect de la figure 1.19, bien qu'il soit robuste et fiable en raison de la présence du pont à diodes, ne peut réduire efficacement le niveau d'harmoniques dans les courants de ligne. Ceci est principalement dû au fait que la forme de ces courants présente des paliers à zéro de durée égale à un sixième de la période du réseau. Ces paliers, inhérents au fonctionnement en conduction continue d'un pont triphasé à diodes, peuvent être évités dans les redresseurs à filtrage hybride ou série-parallèle. Telle que représentée à la figure 1.21, cette famille de convertisseurs est composée d'un circuit de modulation série et d'un circuit d'injection parallèle placés respectivement en aval et en amont d'un redresseur triphasé à diodes classique.

Les courants de cathode de commune  $i_+$  et d'anode commune  $i_-$  à la sortie du pont sont modulés par un signal essentiellement de troisième harmonique par rapport au fondamental du réseau. Le courant  $i_N$ , issu du point milieu du circuit, n'est autre que leur différence. Il est distribué dans les phases du réseau à travers un circuit d'injection. Plusieurs configurations de redresseurs à injection de courant ont été introduites dans la littérature. Elles se distinguent par la nature des circuits de modulation et d'injection qui

peuvent être soit actifs, soit passifs. Des topologies appartenant à chacune des configurations sont présentées dans ce qui suit.

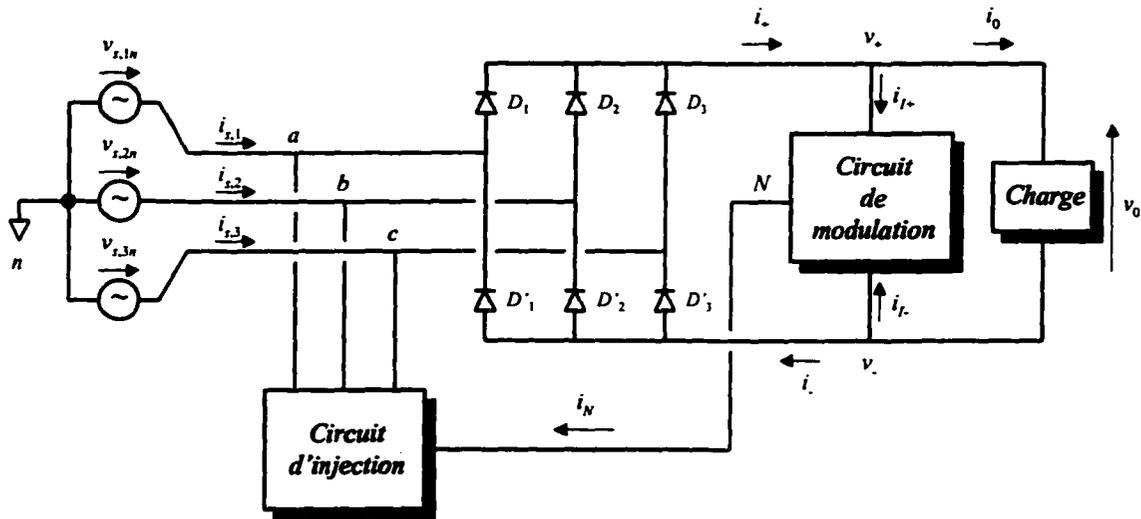


Figure 1.21 Structure générale d'un redresseur triphasé à injection de courant

#### 1.3.4.1 Redresseur à injection de courant passif

Dans un redresseur passif à injection de courant, la modulation par un troisième harmonique des courants à la sortie du pont à diodes est réalisée à l'aide d'un circuit passif composé essentiellement d'éléments résistifs, inductifs et capacitifs. Le courant de modulation, de forme sinusoïdale, est généré à partir des tensions  $v_+$  et  $v_-$  à la sortie de sortie du pont. Ce courant est distribué au réseau à travers un circuit d'injection réactif ou magnétique.

- Le système de génération du troisième harmonique de courant peut avoir l'une des deux structures notées A et B et représentées respectivement aux figures 1.22.a et 1.22.b. Ces structures ont été proposées et analysées respectivement dans [51] et [52], et comparées dans [53]. Dans la figure 1.22, le facteur  $\rho$  désigne le paramètre de

distribution de résistance. Il permet de modéliser la contribution des éléments imparfaitement réactifs dans les pertes par effet Joule du circuit correspondant. L'amplitude du courant injecté et son déphasage par rapport au troisième harmonique des tensions  $v_+$  et  $v_-$  sont ajustés de manière à compenser les harmoniques des courants de ligne. Ils sont réglés par un choix adéquat des éléments du circuit de modulation. La décomposition en série de Fourier des deux tensions  $v_+$  et  $v_-$  à la sortie du pont à diodes, référées par rapport au neutre  $n$  de l'alimentation triphasée, donne :

$$\begin{aligned} v_+(t) &= V_{+,0} + \sum_{q=1}^{\infty} V_{+,3q} \cos \left[ 3q \left( \omega_0 t - \frac{\pi}{2} \right) \right] \\ v_-(t) &= V_{-,0} + \sum_{q=1}^{\infty} V_{-,3q} \cos \left[ 3q \left( \omega_0 t - \frac{\pi}{2} \right) \right] \end{aligned} \quad (1.10)$$

avec:

$$V_{+,0} = -V_{-,0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_S \quad \text{et} \quad V_{+,3q} = (-1)^{q+1} V_{-,3q} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{(-1)^{q+1}}{9q^2 - 1} V_S$$

$\omega_0$  est la pulsation du réseau d'alimentation,  $V_S$  la tension simple efficace correspondante et  $q$  un entier naturel. Le troisième harmonique dans les expressions de  $v_+$  et  $v_-$  correspond à  $q = 1$  et s'exprime par :

$$v_{+,3}(t) = v_{-,3}(t) = -\frac{3\sqrt{6}}{8\pi} V_S \sin(3\omega_0 t) \quad (1.11)$$

Pour le troisième harmonique, les bornes + et - sont donc à un même potentiel et, vu leur symétrie, les deux montages A et B deviennent équivalents au circuit de la figure 1.23. Les valeurs des éléments  $R_G$ ,  $L_G$  et  $C_G$  sont calculées de manière à assurer au courant  $i_N$  l'amplitude et le déphasage désirés.

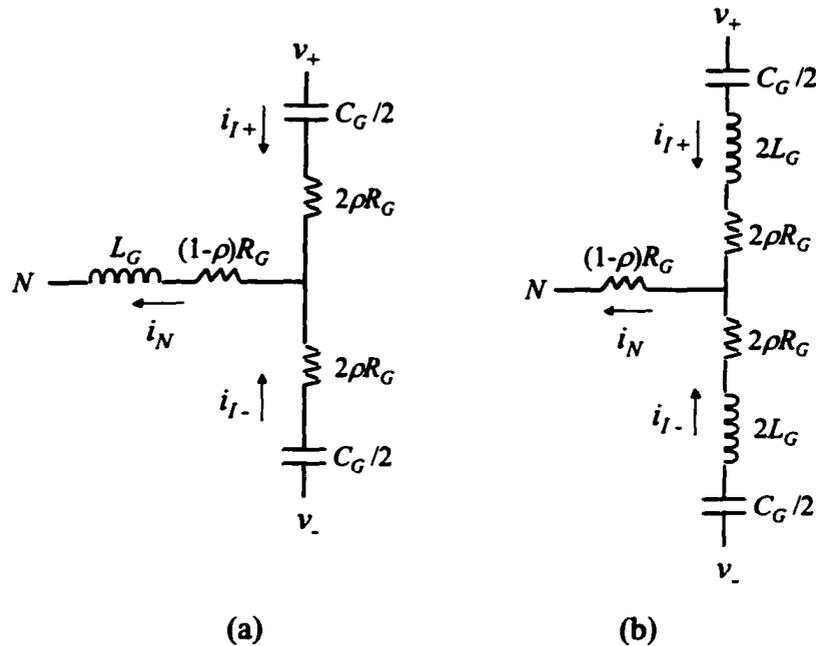


Figure 1.22 Circuits de modulation passifs pour la génération du troisième harmonique de courant. a) Circuit A, b) Circuit B

- Les courants de modulation créés par la structure A ou B sont injectés dans le réseau d'alimentation à travers un circuit d'injection passif. Ce circuit doit présenter une impédance équivalente négligeable vis-à-vis des harmoniques de rang multiple de 3 (ou encore, composantes homopolaires) de courant, et des impédances équivalentes élevées vis-à-vis des séquences directes et indirectes. Dans cette perspective, un circuit constitué de trois branches  $L_D$ - $C_D$  reliées d'une part au circuit d'injection et d'autre part à l'une des phases de l'alimentation triphasée est proposé dans [39] et [40]. Il est présenté à la figure 1.24. Les éléments  $L_D$  et  $C_D$  sont ajustés de manière à imposer une fréquence de résonance pour les trois branches voisine du triple de la fréquence du réseau d'alimentation. Le courant injecté se divise ainsi en trois parties égales dans les trois branches du circuit.

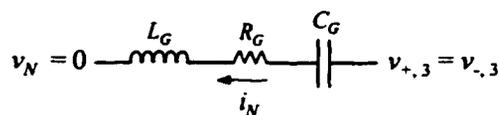


Figure 1.23 Modèle équivalent du circuit de modulation correspondant au troisième harmonique

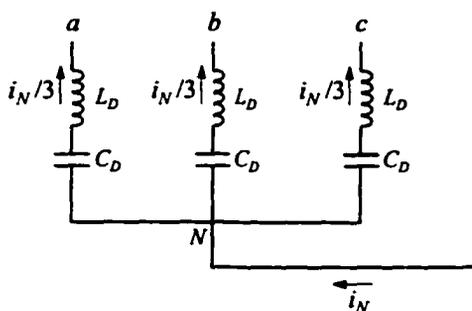


Figure 1.24 Circuit d'injection réactif

En dépit de sa simplicité, le défaut majeur de ce type de circuit est lié à sa grande sensibilité vis-à-vis des variations de ses paramètres: une faible variation de l'une des trois capacités crée un fort déséquilibre entre les courants dans les trois branches du circuit et cause, par la suite, une augmentation notable du TDH de l'installation. C'est pour cette raison que le circuit de la figure 1.24 est de moins en moins utilisé dans la pratique, et fait place à d'autres types de circuits passifs qui sont à base de circuits magnétiques (figure 1.25). Le circuit de la figure 1.25.a est un simple transformateur triphasé couplé en étoile-triangle et fonctionnant à vide [42]. La connexion en triangle du secondaire assure, d'une part, la circulation des courants homopolaires dans les enroulements primaires et impose, d'autre part, au neutre  $N$  du transformateur un potentiel théoriquement nul par rapport au neutre  $n$  de l'alimentation :

$$(v_a - v_N) + (v_b - v_N) + (v_c - v_N) \equiv 0 \Rightarrow v_N = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c) \equiv 0 \quad (1.12)$$

Ainsi, le primaire présente vis-à-vis des harmoniques de courant de rang multiple de 3 une faible impédance, qui est du même ordre de grandeur que l'impédance de fuite associée au fondamental de courant, et une haute impédance vis-à-vis des autres harmoniques en raison du fonctionnement à vide du transformateur. Le courant injecté est divisé au niveau du nœud  $N$  en trois parties égales traversant chacune un enroulement primaire.

D'autres variantes du circuit magnétique de la figure 1.25.a ont été ensuite proposées dans le seul but de réduire ses dimensions et son coût de fabrication. Alors que l'autotransformateur monté en zigzag (figure 1.25.b) proposé en [44] et [45] nécessite moins de cuivre, le circuit magnétique à armature d'aluminium (figure 1.25.c) étudié dans [41] permet de se dispenser des enroulements secondaires et se comporte ainsi comme trois inductances magnétiquement couplées. Dans cet élément, la trajectoire des flux homopolaires sera fermée par la carcasse en aluminium à faible réluctance, ce qui permet de réduire l'impédance vue par les harmoniques de courant de rang multiple de 3. Pour les autres harmoniques, l'élément magnétique présente une haute impédance en raison de l'absence du secondaire. Il est à noter que si un transformateur triphasé couplé en triangle-étoile est déjà présent dans la chaîne de conversion (par exemple, un transformateur d'isolement entre l'alimentation et l'utilisation), le courant de modulation peut être injecté directement dans le neutre du secondaire [43].

Ainsi, en choisissant l'un ou l'autre des trois circuits de la figure 1.25, le courant injecté par le circuit de modulation A ou B se divise en trois parties pratiquement égales au niveau du nœud  $N$ . Connaissant l'expression des courants de modulation  $i_{l+}$  et  $i_{l-}$ , on peut construire pour une charge donnée les formes d'onde des courants d'alimentation et calculer, par la suite, leur taux de distorsion harmonique.

En négligeant tous les harmoniques de rang supérieur à 3, et en se reportant au circuit équivalent de la figure 1.23, les courants  $i_{I+}$  et  $i_{I-}$  sont égaux et peuvent s'exprimer comme suit [53] :

$$i_{I+}(t) = i_{I-}(t) = -kI_0 \sin(3\omega_0 t - \phi) \quad (1.13)$$

où  $I_0$  est le courant de charge supposé constant,  $k$  un nombre réel et  $\phi$  le déphasage des courants  $i_{I+}$  et  $i_{I-}$  par rapport au troisième harmonique de  $v_+$  et  $v_-$ . Dans ces conditions, le TDH de l'installation s'exprime en fonction des paramètres  $k$  et  $\phi$  par :

$$\text{TDH}(k, \phi) = \sqrt{\left[ \frac{I(k)}{I_1(k, \phi)} \right]^2 - 1} \quad (1.14)$$

où  $I(k)$  et  $I_1(k, \phi)$  sont respectivement les valeurs efficaces des courants de ligne et de leur fondamental, données par :

$$I(k) = \frac{\sqrt{k^2 + 6}}{3} I_0 \quad (1.15)$$

et :

$$I_1(k, \phi) = \frac{\sqrt{6}}{8\pi} I_0 \sqrt{[9 - 8(\cos \phi)^2]k^2 + 16k \cos \phi + 64} \quad (1.16)$$

Le facteur de déplacement de l'installation est, de même, donné par :

$$\cos[\varphi_1(k, \phi)] = \cos \left[ \arctg \left( \frac{3k \sin \phi}{8 + k \cos \phi} \right) \right] \quad (1.17)$$

$\varphi_1$  étant le déphasage entre le fondamental de courant de ligne et la tension de la phase associée.

Le TDH est minimal pour les valeurs  $k_{opt}$  et  $\phi_{opt}$  des paramètres  $k$  et  $\phi$ , qui vérifient :

$$\left. \frac{\partial \text{TDH}(k, \phi)}{\partial k} \right|_{\substack{k=k_{opt} \\ \phi=\phi_{opt}}} = 0 \quad \text{et} \quad \left. \frac{\partial \text{TDH}(k, \phi)}{\partial \phi} \right|_{\substack{k=k_{opt} \\ \phi=\phi_{opt}}} = 0$$

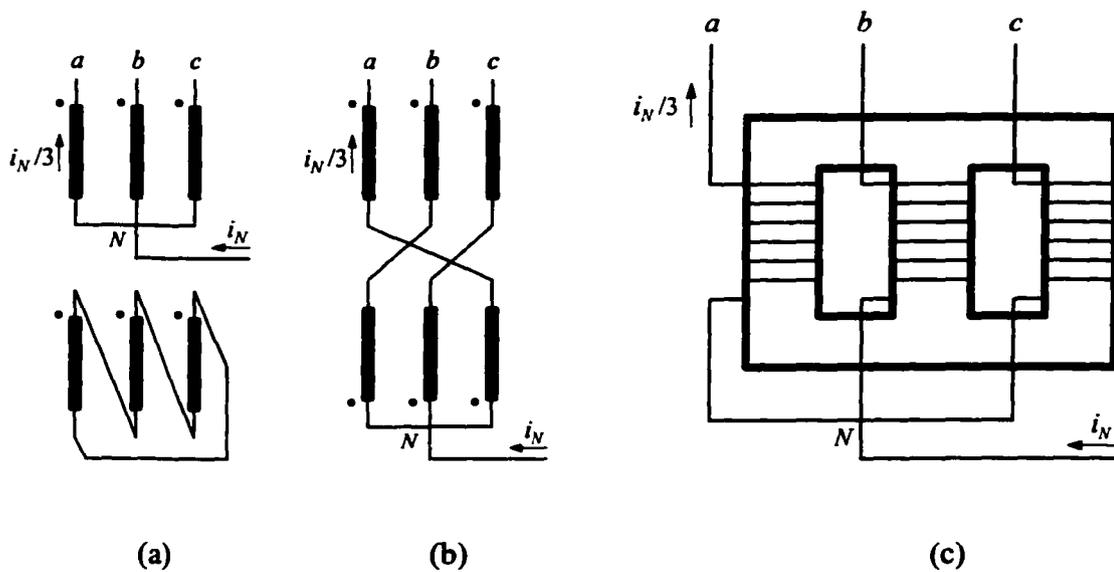


Figure 1.25 Circuits d'injection magnétiques. a) Transformateur triphasé couplé en étoile-triangle fonctionnant à vide, b) Autotransformateur monté en zigzag, c) Circuit magnétique à armature d'aluminium

On obtient ainsi [53] :

$$k_{opt} = \frac{3}{4} \quad \text{et} \quad \phi_{opt} = 0$$

ce qui correspond à un TDH égal à 5.125% et un facteur de déplacement unitaire. Le cas optimal peut être théoriquement obtenu en choisissant les éléments  $R_G$ ,  $L_G$  et  $C_G$  des circuits A et B tel que :

$$\frac{1}{\sqrt{L_G C_G}} = 3\omega_0 \quad \text{et} \quad R_G = \frac{\sqrt{6}}{4\pi} \cdot \frac{V_S}{I_0}$$

On remarque ainsi que la valeur de la résistance  $R_G$  dépend fortement du courant  $I_0$ , et un problème d'adaptation se pose en cas de variation de la charge. En plus, si l'on utilise des condensateurs chimiques pour filtrer la tension redressée, il faudra s'assurer que la tension à leurs bornes soit toujours positive, ce qui impose une nouvelle contrainte dans le choix des éléments du circuit :

$$4R_G > \sqrt{\frac{L_G}{C_G}}$$

On montre également dans [53] que l'amélioration du facteur de puissance est obtenue au détriment d'une diminution du rendement de l'installation. En effet, la puissance moyenne dissipée dans le circuit de génération des courants modulants s'exprime par :

$$P_l = \frac{3\sqrt{6}}{8\pi} V_S I_0 k \cos \phi \quad (1.18)$$

On en déduit l'expression en fonction de  $k$  et  $\phi$  du rendement du système :

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_l} = \frac{8}{8 + k \cos \phi} \quad (1.19)$$

où  $P_0 = (3\sqrt{6}/\pi) \cdot V_S I_0$  est la puissance moyenne absorbée par la charge. Au point optimal, le rendement est minimal et égal à :

$$\eta_{\min} = \frac{32}{35} \cong 91.43\%$$

Afin d'augmenter le rendement de l'installation et d'adapter le circuit de modulation aux variations de charge, on pourrait remplacer les résistances fixes dissipatrices d'énergie dans les circuits A et B par des émulateurs de résistance variable à base de commutateurs électroniques [49-50]. Ces dispositifs permettent de restituer vers la charge une partie de l'énergie perdue mais rendent, en revanche, la conception du convertisseur plus complexe, augmentent ses coûts et réduisent sa fiabilité.

Tout au long de l'analyse précédente, on a négligé la présence des harmoniques de rang supérieur à 3 dans les expressions des courants  $i_{l+}$  et  $i_{l-}$ , ainsi que leurs effets sur les performances globales du système. Toutefois, dans [53], les auteurs ont montré, à l'aide d'une méthode numérique tenant compte de ces harmoniques, que le TDH de l'installation dépend essentiellement du paramètre de distribution de résistance  $\rho$  et du facteur de qualité  $\mathcal{Q}$  défini par :

$$\mathcal{Q} = \frac{1}{R_G} \sqrt{\frac{L_G}{C_G}} \quad (1.20)$$

D'après les abaques qui y sont exposées, le TDH est d'autant plus faible que les paramètres  $\rho$  et  $\mathcal{Q}$  sont proches de leurs valeurs maximales qui sont respectivement 1 et 4. De plus, pour un  $\rho$  et un  $\mathcal{Q}$  donnés, le TDH correspondant à la structure B est toujours inférieur à celui donné par la structure A. Le TDH maximal relatif à la structure B est de 5.25 %, alors qu'il atteint seulement 6 % si la structure A est choisie. D'autre part, les

résultats expérimentaux cités également dans [53] montrent que le réseau A est plus sensible à la distorsion de la tension d'alimentation que le réseau B.

Les considérations précédentes ont permis de mettre en valeur la technique d'injection passive d'un troisième harmonique de courant, qui permet de réduire la distorsion des courants de ligne dans les convertisseurs alternatif-continu. Ce concept relativement simple se prête convenablement aux applications à haute puissance, en raison de la robustesse et la fiabilité de ses composants passifs.

Cependant, les inconvénients majeurs de ce type de convertisseur concernent les quatre points suivants : d'abord, vu qu'aucun élément actif ne se trouve dans la chaîne, la tension côté continu ne peut être régulée ; d'autre part, l'amélioration du facteur de puissance s'accompagne d'une diminution du rendement énergétique du système ; de plus, les performances du convertisseur sont affectées sévèrement par un déséquilibre du réseau d'alimentation ; enfin, il s'avère difficile d'adapter les paramètres du système (notamment les résistances) aux variations de la charge. Ces problèmes sont évités par le redresseur de Minnesota qui fera l'objet du paragraphe suivant.

#### **1.3.4.2 Redresseur de Minnesota**

Le convertisseur de Minnesota [39-45] est apparu au début des années 90, suite à des tentatives de remédier aux problèmes éprouvés par les autres architectures déjà existantes. Il fut développé par Prof. Mohan à l'Université de Minnesota, d'où d'ailleurs son nom. Dans ce type de convertisseur, le système de modulation, tel que représenté à la figure 1.26, est constitué de deux hacheurs élévateurs montés en parallèle et fonctionnant à une fréquence de commutation très élevée par rapport à la fréquence du réseau d'alimentation. La modulation des courants  $i_+$  et  $i_-$  est effectuée en agissant sur la commande des interrupteurs  $Q_p$  et  $Q_n$ . Le circuit de modulation permet aussi une régulation de la tension de sortie. Tel que mentionné dans le paragraphe précédent, une

technique assez populaire de modulation repose sur l'injection directe d'un harmonique de rang 3 dans les courants  $i_+$  et  $i_-$ . La modulation optimale est obtenue pour un courant de modulation en phase avec le troisième harmonique des tensions  $v_+$  et  $v_-$ , et d'amplitude égale approximativement à  $0.74I_d$ ,  $I_d$  étant la valeur moyenne des courants  $i_+$  et  $i_-$  [39]. Dans ces conditions, le TDH atteint une valeur minimale voisine de 4.8 %. Il faut remarquer que, dans le cas du redresseur Minnesota,  $I_d$  est différent du courant de charge  $I_0$  supposé constant. Ils sont reliés par l'expression [39] :

$$I_0 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{V_S}{V_0} \left( I_d + \frac{I_3\sqrt{2}}{8} \right) \quad (1.21)$$

où  $V_0$  est la tension continue aux bornes de la charge, et  $I_3$  la valeur efficace du courant de modulation. En outre, on montre dans [39] que, dans le cas où le réseau d'alimentation présente une impédance interne non nulle, le TDH serait réduit davantage, et l'amplitude et la phase du courant modulant subiront une légère modification par rapport au cas idéal.

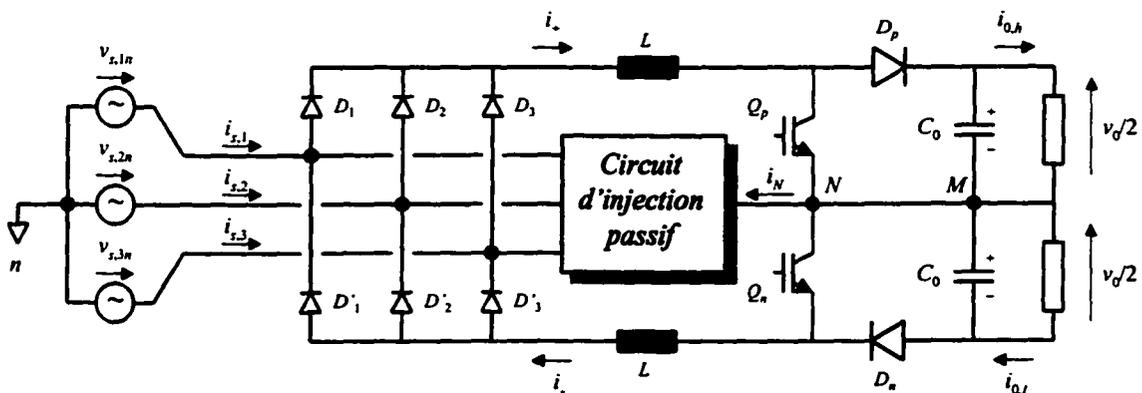


Figure 1.26 Redresseur de Minnesota

Le courant de modulation total  $i_N$ , qui n'est autre que la différence entre les deux courants de sortie  $i_+$  et  $i_-$ , sera distribué en amont du redresseur à travers un circuit d'injection passif qui peut être soit un transformateur triphasé couplé en étoile-triangle et fonctionnant à vide (figure 1.25.a), soit un autotransformateur triphasé monté en zig-zag (figure 1.25.b), soit un circuit magnétique spécial (figure 1.25.c). Si un transformateur d'isolement est déjà inséré dans le système, le courant de modulation pourra être injecté dans le neutre de celui-ci.

Le principe du redresseur de Minnesota peut s'étendre facilement aux cas des onduleurs [43, 108] et des redresseurs dodécaphasés où le courant de modulation est du neuvième harmonique [109].

Une autre approche, présentée dans [42], permet d'obtenir de meilleures performances. En se basant sur un raisonnement inverse, elle propose de modifier la forme du courant de modulation de manière à obtenir un TDH théoriquement nul. Ainsi, partant de l'hypothèse où les courants de ligne sont purement sinusoïdaux, on procède à la construction dans le domaine temporel des courants de référence  $i_{+,ref}$  et  $i_{-,ref}$ . Les formes d'onde obtenues laissent apparaître des harmoniques de rang  $3(2q+1)$ ,  $q$  étant un entier naturel. Les courants de référence ainsi programmés sont périodiques, de période égale au tiers de celle du réseau d'alimentation, et peuvent s'exprimer à l'aide de deux fonctions auxiliaires  $f(\omega_0 t)$  et  $g(\omega_0 t)$  définies sur l'intervalle  $[0; \pi/3]$  par [42] :

$$f(\omega_0 t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega_0 t\right) \quad \text{et} \quad g(\omega_0 t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\omega_0 t) \quad (1.22)$$

A titre de comparaison, on présente à la figure 1.27 les formes d'onde des courants à la sortie du pont  $i_+$  et  $i_-$ , du courant d'injection  $i_N$  et du courant de ligne  $i_{s,1}$ , obtenues dans l'hypothèse d'une modulation directe par le troisième harmonique (figure 1.27.a) et dans

le cadre d'une programmation optimale (figure 1.27.b). Dans ce dernier cas, on peut constater la forme purement sinusoïdale des courants de ligne.

#### **1.3.4.3 Redresseur de Minnesota dépourvu d'un point milieu capacitif**

Pour que la modulation de courant dans le circuit de la figure 1.26 puisse se réaliser, il faudrait que la tension de sortie soit réglée à une valeur supérieure au double de la valeur crête de la tension simple du réseau, donc à  $2V_S\sqrt{2}$ . Une manière de réduire cette tension consiste à annuler le point milieu capacitif, tel que décrit à la figure 1.28 [46]. Les diodes  $D_p$  et  $D_n$  des hacheurs changent de position et sont mises en anti-parallèle avec les transistors  $Q_p$  et  $Q_n$  respectivement. Dans le cas où des transistors MOSFETs sont utilisés, ces diodes existent intrinsèques dans la structure de ceux-ci et n'ont pas à être ajoutées.

Bien que les contraintes électriques sont réduites de moitié (la limite inférieure de la tension de sortie est devenue  $V_S\sqrt{2}$ ), la présence des diodes anti-parallèle engendre une perte de contrôle partielle des courants  $i_+$  et  $i_-$ , suivant que le courant injecté  $i_N$  est respectivement négatif ou positif. Ceci résulte en un phénomène de décrochage de commande décrit en [91].

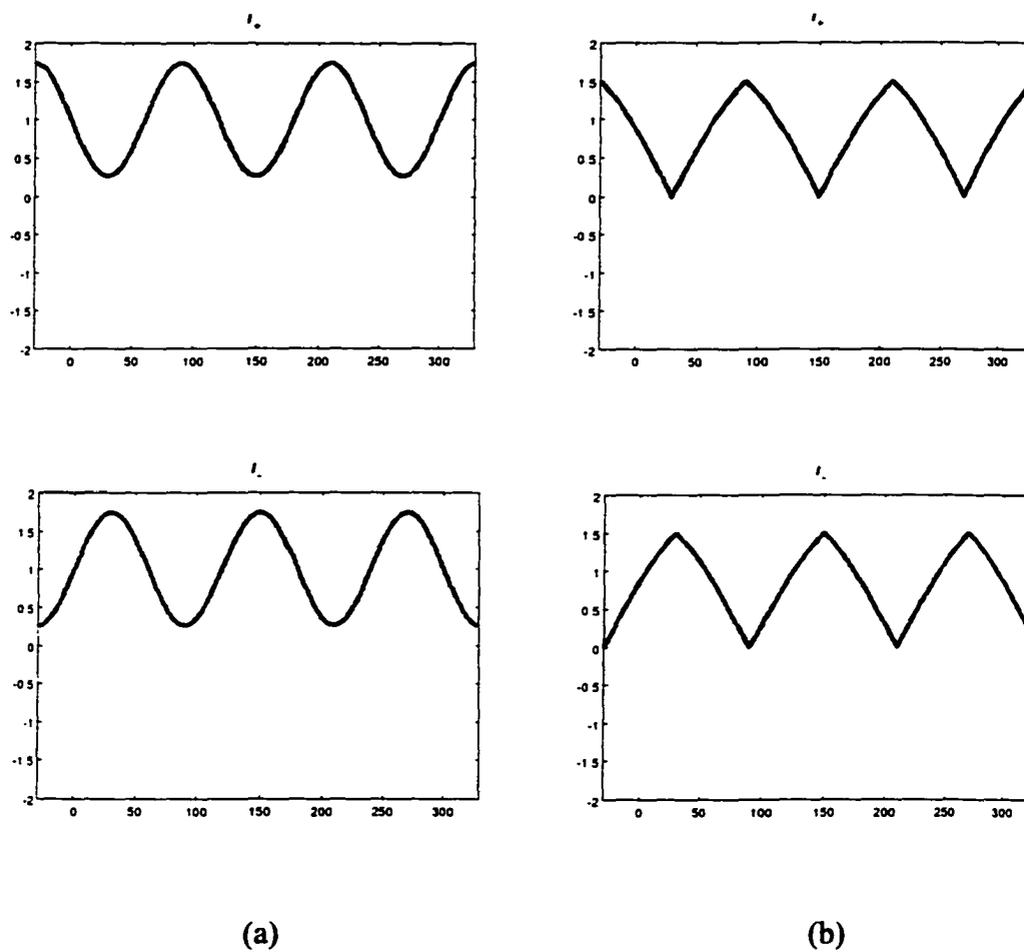


Figure 1.27 Formes d'ondes des courants  $i_+$  et  $i_-$ , réduits par rapport à la valeur crête du courant de ligne. a) Cas d'une modulation directe par le troisième harmonique, b) Cas d'une programmation optimale de courant

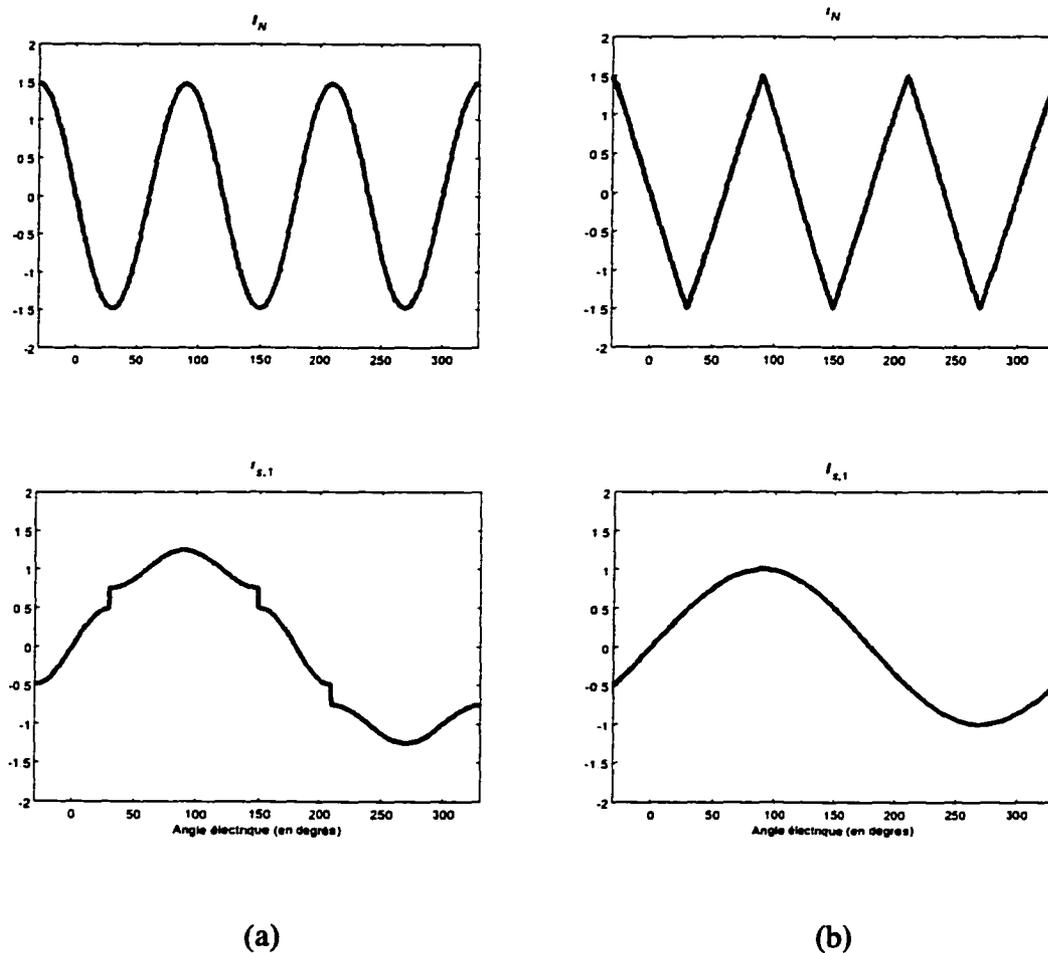


Figure 1.27 (suite) Formes d'ondes des courants  $i_N$  et  $i_{s,1}$ , réduits par rapport à la valeur crête du courant de ligne. a) Cas d'une modulation directe par le troisième harmonique, b) Cas d'une programmation optimale de courant

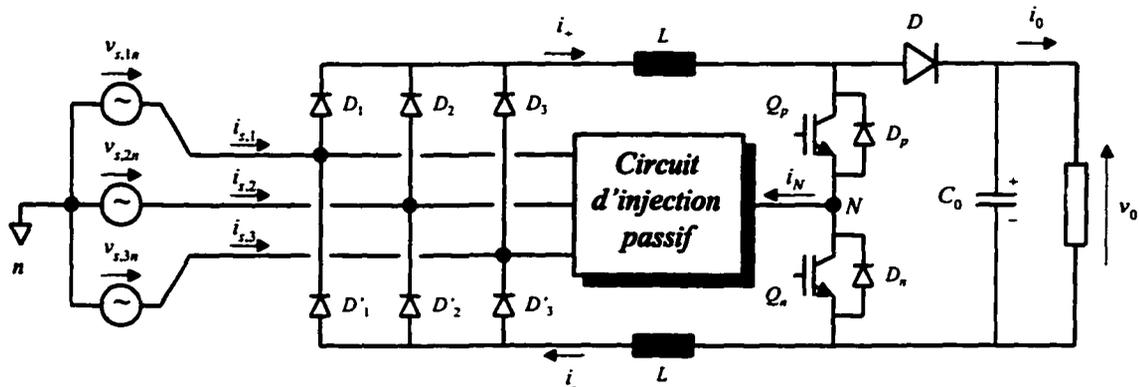


Figure 1.28 Redresseur de Minnesota démuné d'un point milieu capacitif

#### 1.3.4.4 Redresseur à circuit d'injection actif

Bien que les techniques de modulation citées ci-dessus soient assez performantes, leur mise en œuvre pose généralement des problèmes surtout au niveau de l'implantation des signaux de référence dans le circuit de commande des hacheurs. Alors que l'approche directe nécessite un générateur de troisième harmonique synchronisé aux tensions d'alimentation, la synthèse des courants de référence obtenus par la méthode inverse fait appel à des circuits logiques et analogiques relativement complexes. Ces problèmes sont réglés par l'approche citée dans [46], qui consiste à remplacer le circuit d'injection passif par un circuit actif formé de trois interrupteurs bidirectionnels  $Q_1$ ,  $Q_2$  et  $Q_3$  connectés d'une part au circuit de modulation et d'autre part aux trois phases du réseau d'alimentation. Une telle configuration est représentée à la figure 1.29. A tout instant, un seul interrupteur est fermé, les deux autres étant ouverts. Chaque intervalle de conduction d'un interrupteur dure 60 degrés électriques, et se définit par les instants où la tension de la phase associée se situe dans la fourchette  $[-V_S/\sqrt{2}; +V_S/\sqrt{2}]$ . Les paliers à zéro dans la forme des courants à l'entrée du pont à diodes sont ainsi compensés, et la distorsion des courants de ligne est amplement réduite. Notons que les interrupteurs  $Q_1$ ,

$Q_2$  et  $Q_3$  commutent au double de la fréquence du réseau, et leurs pertes de commutation sont donc négligeables.

En choisissant des courants de référence proportionnels à  $v_+$  et  $(-v_-)$ , et en appliquant ceux-ci au circuit de commande des hacheurs, on obtient facilement un TDH pratiquement nul et, par conséquent, un facteur de puissance quasi-unitaire. Ces considérations seront revues au chapitre 4.

Bien que le circuit proposé permette de se débarrasser des circuits magnétiques et d'alléger, ainsi, la structure du convertisseur, sa commande est devenue plus complexe à cause de l'ajout d'autres interrupteurs. De plus, cette topologie connaît un problème fondamental concernant sa grande sensibilité au déséquilibre et à la pollution du réseau. En effet, vu que la commande des interrupteurs  $Q_1$ ,  $Q_2$  et  $Q_3$  se base essentiellement sur les formes d'ondes réelles des tensions d'alimentation, une déformation de celles-ci entraînerait un défaut de commande et un risque de court-circuit qui peut nuire à la fiabilité globale du convertisseur. L'application de ce type de redresseur nécessitera ainsi un faible niveau de déséquilibre et de pollution du réseau à ne pas dépasser.

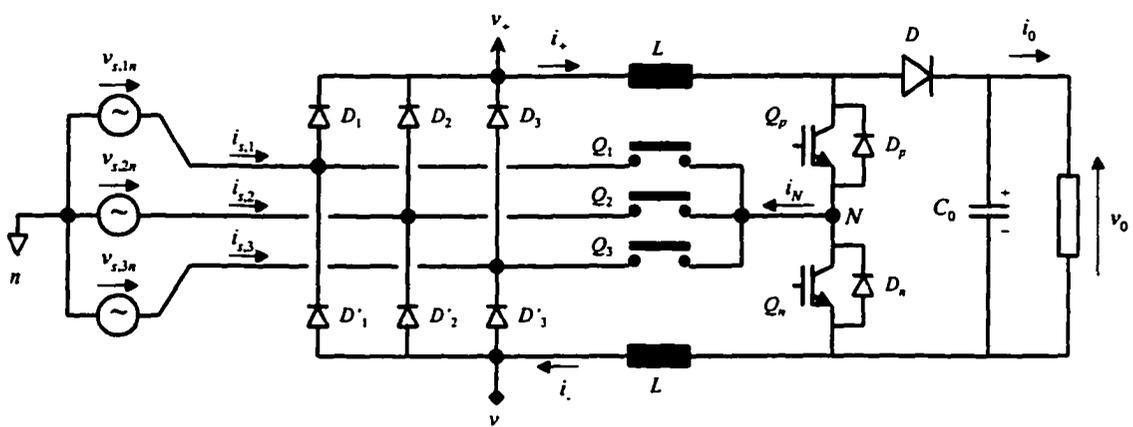


Figure 1.29 Redresseur à circuit actif d'injection de courant

### 1.3.5 Synthèse comparative des différentes structures triphasées

Les caractéristiques des principales topologies triphasées de redresseurs non polluants sont résumées dans Tableau I [18]. Ces résultats sont obtenus par des simulations numériques. Ils correspondent un même point d'opération pour tous les convertisseurs, défini par :

- $P_0 = 10 \text{ kW}$
- $U_{S, L-L} = 400 \text{ V}$
- $f_0 = 50 \text{ Hz}$
- $V_0 = 700 \text{ V}$
- $f_S = 25 \text{ kHz}$

$P_0$  dénote la puissance de sortie,  $U_{S, L-L}$  et  $f_0$  la tension efficace entre lignes et la fréquence du réseau,  $V_0$  la tension de sortie et  $f_S$  la fréquence de commutation moyenne. De plus, le dimensionnement des inductances de lissage est effectué de manière à limiter entre  $\pm 2 \text{ A}$  la composante haute fréquence des courants de ligne.

Tableau I

Tableau comparatif des principaux redresseurs triphasés actifs non polluants, tiré de [18]

<b>Caractéristiques</b>	<b>Topologie 1.16</b>	<b>Topologie 1.17</b>	<b>Topologie 1.19</b>	<b>Topologie 1.20</b>	<b>Topologie 1.26</b>	<b>Topologie 1.29</b>
Nombre de transistors	6	3	1	2	2	5
Nombre de diodes						
Lentes	0	12	6	0	6	18
Rapides	6	6	1	8	2	3
Nombre de composants inductifs monophasés ou triphasés	3	3	1	6	3	2
TDH des courants de ligne (en %)	8.1	8.2	32	20	7.2	3
Facteur de puissance	0.997	0.997	0.953	0.981	0.997	0.999
Régulation de tension de sortie	Possible	Possible	Possible	Possible	Possible	Possible
Robustesse au déséquilibre du réseau	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Non
Effort de mesurage	Élevé	Moyen	Moyen	Faible	Moyen	Élevé
Complexité de commande	Élevée	Moyenne	Faible	Faible	Moyenne	Élevée

## **CHAPITRE 2**

### **TECHNIQUES DE COMMANDE ET DE MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS – APPLICATION AU HACHEUR ÉLÉVATEUR**

Dans le chapitre précédent, on a présenté un ensemble de topologies réalisant la fonction de redressement tout en conservant une bonne qualité d'alimentation et une tension de sortie fixe. On a montré que l'implantation d'un circuit de modulation actif rend possible la mise en forme des courants de ligne et la régulation de tension de sortie, grâce à une logique de commande appliquée aux gâchettes des interrupteurs. Cependant, aucune indication n'a été citée concernant la manière dont les signaux de commande sont générés.

Dans le présent chapitre, deux techniques de commande propres aux redresseurs non polluants actifs sont décrites. On envisage, d'une part, la commande de type delta qui se base sur l'utilisation de bascules à hystérésis et, d'autre part, la commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) à fréquence de commutation fixe nécessitant un bloc de comparaison entre une consigne de commande, généralement de basse fréquence, avec un signal de modulation haute fréquence, généralement de forme triangulaire ou en dents de scie [26]. Pour des fins d'illustration, ces deux techniques sont appliquées à une structure simple de convertisseur. Pour des raisons d'utilité, la topologie choisie est celle du hacheur élévateur élémentaire sur lequel se repose la conception des redresseurs actifs non polluants, tel que décrit au chapitre 1. Une évaluation et une comparaison des deux techniques de commande seront effectuées. Les résultats ainsi obtenus seront généralisés au cas des topologies plus complexes étudiées dans les subséquents chapitres.

Contrairement à la commande delta, la technique de commande à fréquence fixe permet d'établir un modèle mathématique du convertisseur, qui serait amplement utile pour des

fins de réglage. En effet, la présence d'un tel modèle permet l'application des lois assez connues de l'Automatique classique ou moderne, d'autant plus qu'elle permet une étude analytique du comportement dynamique du convertisseur et une évaluation quantitative de ses performances. Les techniques de modélisation puisées de la littérature scientifique seront citées par ordre chronologique d'apparition. Les avantages et faiblesses de chacune d'elles seront également analysés.

Finalement, un certain nombre de méthodes de réglage, auxquelles on fera appel tout au long du rapport, feront l'objet du dernier paragraphe du chapitre. On distinguera, d'une part, les méthodes de réglage linéaire [83-85] où la conception des régulateurs se base (souvent en pratique) sur une représentation fréquentielle du convertisseur et, d'autre part, les techniques non linéaires de réglage se reposant sur les équations d'état du convertisseur, régies dans le domaine temporel [81-82].

Les techniques de modélisation et de réglage seront de même appliquées au hacheur élévateur à fréquence de commutation fixe pour des fins d'illustration.

## **2.1 Types de commande associés aux redresseurs actifs non polluants**

Il existe, en général, deux techniques de commande appliquées aux convertisseurs à commutation autonome. Il s'agit de la commande delta et de la commande MLI à fréquence de commutation fixe. Elles se distinguent par la manière dont la modulation des séquences de fermeture et d'ouverture des interrupteurs est réalisée. La commande de type delta est la plus simple des deux de point de vue implantation. Composée uniquement d'une bascule à hystérésis, elle est connue aussi par sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du processus à commander. La commande MLI à fréquence de commutation fixe présente l'avantage qu'elle est plus fiable que la précédente. De plus, elle permet l'établissement d'un modèle basse-fréquence du processus, utile à la conception systématiques des régulateurs par les outils assez

élaborés de l'Automatique classique et moderne. Pour des fins de comparaison, les deux techniques de commande seront appliquées au problème de mise en forme de courant dans un hacheur élévateur élémentaire.

### 2.1.1 Commande de type delta

Tel qu'illustré à la figure 2.1, le circuit de commande à hystérésis ou de type delta se compose essentiellement d'une simple bascule à hystérésis, d'épaisseur  $h$ , délivrant un signal de commande binaire modulé par l'écart entre les valeurs réelle  $x$  et désirée  $x^*$  de la variable asservie. Cette variable présente en régime établi une forme oscillatoire autour de la trajectoire désirée. Le phénomène de suivi de trajectoire est d'autant plus efficace que l'amplitude des oscillations est faible et leur fréquence est élevée par rapport au rythme de variation de la consigne. Les oscillations sont, en principe, limitées dans une bande dont l'épaisseur est fixée par l'hystérésis. Leur forme est imposée par les lois physiques qui régissent le fonctionnement du processus, et leur fréquence varie dans le temps et dépend, d'une part, de la valeur instantanée de la consigne et, d'autre part, des paramètres du système.

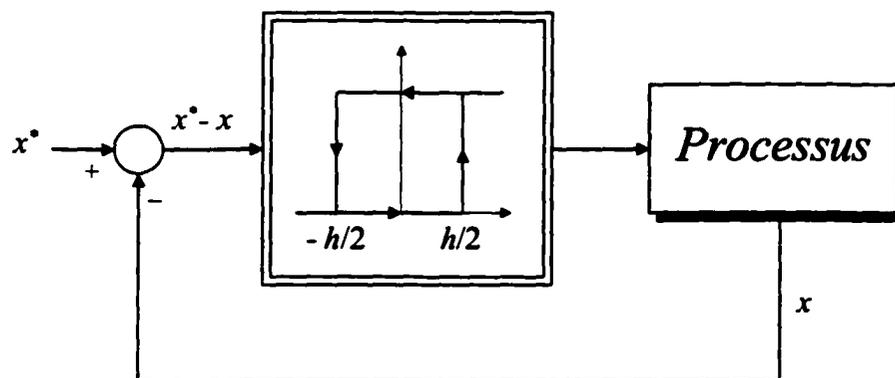


Figure 2.1 Schéma de principe d'une commande par hystérésis

Afin de mieux illustrer cette idée, considérons l'exemple du hacheur élévateur présenté à la figure 1.6 et reproduit à la figure 2.2. La variable à asservir est le courant d'inductance  $i_{in}$ .  $K_i$  est un gain statique de mise à l'échelle. Les tensions d'entrée  $v_{in}$  et de sortie  $v_0$  sont supposées constantes ou à faible variation dans le temps, ce qui est souvent le cas en pratique. Les résistances internes des éléments réactifs  $L$  et  $C_0$  sont négligées, et les interrupteurs  $Q$  et  $D$  sont supposés idéaux, donc sans pertes. Lorsque  $Q$  est fermé, le courant  $i_{in}$  croît linéairement avec une pente  $v_{in}/L$ . Cet état subsiste tant que le signal de commande à la sortie de la bascule à hystérésis est à son niveau haut, c'est-à-dire tant que  $i_{in}$  n'a pas atteint ou dépassé la valeur  $(i_{in}^* + h/2)$ . Au moment où cette valeur est atteinte, le signal de commande bascule instantanément de son niveau haut à son bas niveau. L'interrupteur  $Q$  se bloque et provoque la conduction de la diode  $D$ . Dans ces conditions, le courant  $i_{in}$  décroît linéairement avec une pente  $(v_{in} - v_0)/L$ , en supposant évidemment qu'on est en régime permanent où l'on a  $v_0 > v_{in}$ . Cette nouvelle configuration persiste tant que le courant  $i_{in}$  n'a pas atteint la valeur  $(i_{in}^* - h/2)$ , auquel cas le signal de commande re-bascule à son niveau haut et enclenche, à nouveau, la fermeture de  $Q$ .

Le phénomène décrit précédemment est illustré à la figure 2.3. On y voit bien que les ondulations de courant autour de la référence  $i_{in}^*$  sont contenues dans la bande d'hystérésis d'épaisseur  $h$ . Leur amplitude est donc fixée à  $h/2$ . De plus, la fréquence de commutation  $f_{S,h}$  se calcule en tenant compte des relations suivantes :

$$\begin{aligned} \delta i_{in,1} &= \frac{v_{in}}{L} \cdot \delta t_1 = h + \delta t_1 \cdot \text{tg}(\alpha) \\ \delta i_{in,2} &= \frac{v_0 - v_{in}}{L} \cdot \delta t_2 = h - \delta t_2 \cdot \text{tg}(\alpha) \end{aligned} \quad (2.1)$$

On en tire l'expression de  $f_{S,h}$  :

$$f_{S,h} = \frac{1}{\delta t_1 + \delta t_2} = \frac{[v_{in} - L \cdot \text{tg}(\alpha)] \cdot [v_0 - v_{in} + L \cdot \text{tg}(\alpha)]}{h \cdot L \cdot v_0} \quad (2.2)$$

avec :

$$\text{tg}(\alpha) = \frac{di_{in}^{\circ}}{dt} \quad (2.3)$$

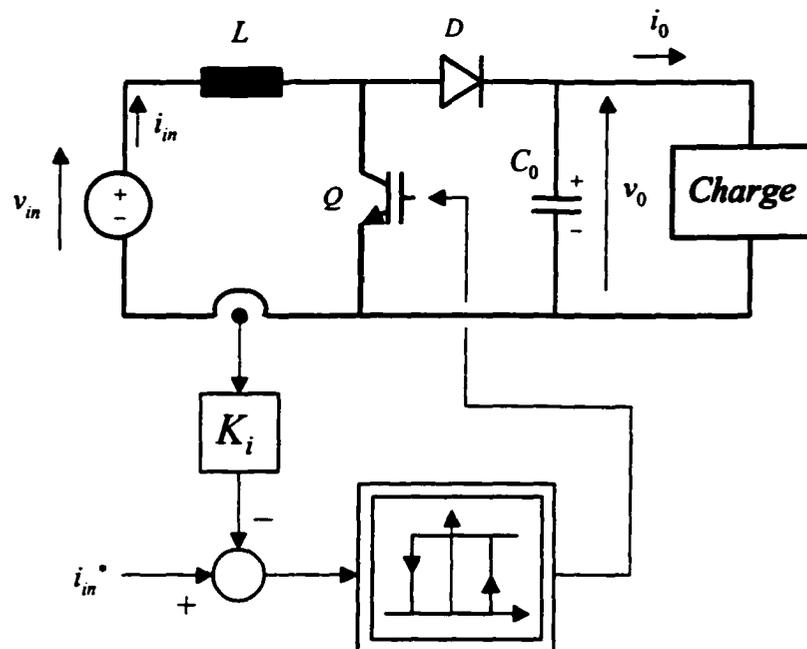


Figure 2.2 Exemple d'application – Réglage par hystérésis du courant d'inductance d'un hacheur élévateur

Il est à noter que, dans les applications de mise en forme de courant,  $i_{in}^{\circ}$  est généralement fonction du temps, ainsi que  $v_{in}$ . Dans ces conditions,  $f_{S,h}$  varie également dans le temps, rendant ainsi délicat le filtrage des composantes haute fréquence du courant  $i_{in}$ . De même, la valeur maximale que peut prendre  $f_{S,h}$  dépend fortement des conditions de source ( $v_{in}$ ) et de charge ( $v_0$ ). Cependant, elle doit toujours être gardée en-dessous de la fréquence maximale  $f_{S,M}$  admissible par l'interrupteur  $Q$ , sous risque de destruction. Ainsi, un système d'adaptation, en temps réel, de la bande d'hystérésis vis-

à-vis des variations des conditions d'opération doit être implanté afin d'assurer un degré de fiabilité assez élevé au circuit de commande.

Par ailleurs, la connaissance de la valeur de  $f_{S,M}$  permet de déduire de l'expression (2.2) un critère de choix de la valeur d'inductance  $L$  pour un certain point d'opération. En effet, d'après (2.2) et (2.3), et en considérant que  $v_0$  est pratiquement constant, la valeur maximale de  $f_{S,h}$  est obtenue lorsque :

$$\frac{\partial f_{S,h}}{\partial [\text{tg}(\alpha)]} = 0$$

ce qui donne :

$$v_{in} - L \frac{di_{in}}{dt} = \frac{v_0}{2} \quad (2.4)$$

En reportant la relation (2.4) dans (2.2), et en imposant que la borne supérieure de  $f_{S,h}$  soit inférieure à la fréquence maximale admissible par l'interrupteur, on tire la condition suivante sur le choix de la valeur de  $L$  :

$$\frac{v_0}{4hL} < f_{S,M} \quad (2.5)$$

ou encore :

$$L > \frac{v_0}{4f_{S,M}h} \quad (2.6)$$

D'autre part, l'examen des courbes de la figure 2.3 laisse apparaître d'autres critères utiles au dimensionnement de  $L$ . En effet, la limitation à  $h$  de l'ondulation de courant impose que la courbe représentative de  $i_{in}$  coupe deux fois la référence  $i_{in}^*$  dans une même période  $T_{S,h} = 1/f_{S,h}$ . Ceci implique les conditions suivantes :

$$\frac{v_{in} - v_0}{L} < \frac{di_{in}^{\circ}}{dt} < \frac{v_{in}}{L}, \quad \forall t \quad (2.7)$$

ou encore :

$$v_{in} - v_0 < L \frac{di_{in}^{\circ}}{dt} < v_{in}, \quad \forall t \quad (2.8)$$

On en tire :

$$L < \min \left( \frac{v_{in}}{|di_{in}^{\circ}/dt|}, \frac{v_0 - v_{in}}{|di_{in}^{\circ}/dt|} \right), \quad \forall t \quad (2.9)$$

Le choix définitif de  $L$  est ainsi limité par les inégalités (2.6) et (2.9).

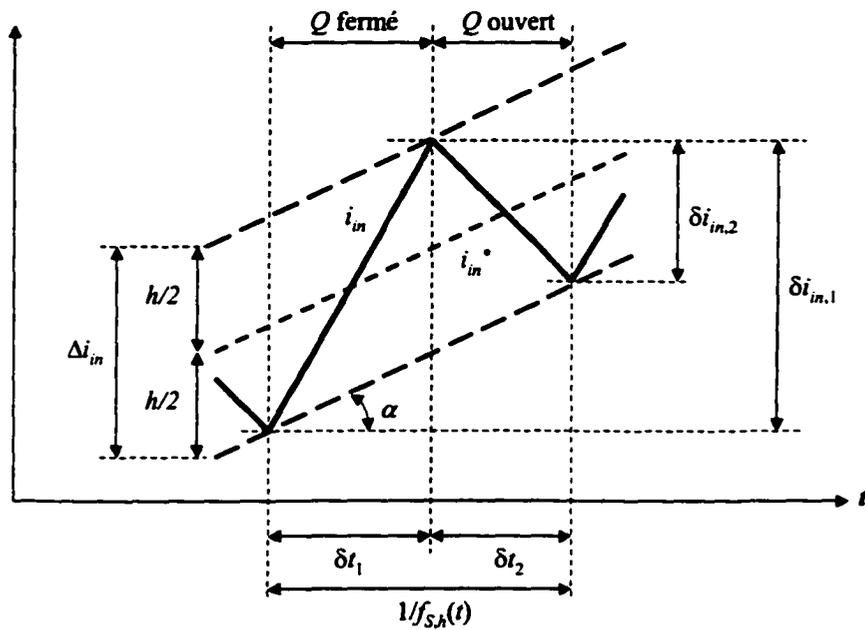


Figure 2.3 Forme d'onde locale du courant  $i_{in}$  pour une commande de type delta

### 2.1.2 Commande MLI à fréquence de commutation fixe

Le schéma de principe d'une commande MLI à fréquence de commutation fixe est représenté à la figure 2.4. La variable de commande  $v_C$  est modulée par un signal de fréquence fixe et élevée, notée par la suite  $f_S$ . Elle est délivrée par un régulateur qui peut être linéaire ou non linéaire. Dans ce dernier cas, il est souvent nécessaire d'injecter dans la loi de commande certains paramètres ou grandeurs utiles du processus, représentés par le vecteur  $\mathbf{p}$  [82]. La conception du régulateur repose sur la connaissance d'un modèle dynamique assez précis du processus. En réalité, les performances dynamiques du système de réglage seraient d'autant plus optimisées que la précision du modèle considéré est importante. Quant au choix de la fréquence de modulation  $f_S$ , celle-ci devrait être en pratique au moins égale au double de celle de  $v_C$ . Cette remarque est semblable à celle formulée par le théorème de Shannon, amplement utilisée dans le domaine d'analyse et de traitement des signaux.

La forme du signal de modulation est généralement soit triangulaire, soit en dents de scie. Le choix de ces formes particulières est motivé par la linéarité qu'elles induisent entre la variable de commande  $v_C$  et le rapport cyclique  $d$  du signal modulé. En effet, en examinant les formes d'ondes de la figure 2.5, tracées dans le cas d'une variable de commande  $v_C$  constante et d'un signal de modulation  $v_{MLI}$  en dents de scie, on peut tirer la relation liant  $v_C$  au rapport cyclique  $d$  :

$$\frac{d \cdot T_S}{T_S} = \frac{v_C}{\hat{v}_{MLI}}$$

qui se réduit à :

$$d = \frac{v_C}{\hat{v}_{MLI}} \quad (2.10)$$

$d$  est ainsi proportionnel à  $v_C$ , le facteur de proportionnalité étant  $1/\hat{v}_{MLI}$ .  $\hat{v}_{MLI}$  dénote la valeur crête positive du signal de modulation, et  $T_S$  sa période. Notons que la relation (2.10) reste pratiquement valable dans le cas où  $v_C$  varierait lentement dans le temps, tout en restant à l'intérieur de l'intervalle  $[0 ; \hat{v}_{MLI}]$ .

Pour des fins d'illustration, reprenons l'exemple du hacheur élévateur. Le schéma synoptique de commande est présenté à la figure 2.6. Les considérations concernant le fonctionnement du circuit de puissance sont les mêmes que celles évoquées dans le cas de la commande par hystérésis, à la seule différence que les intervalles de fermeture et d'ouverture de l'interrupteur  $Q$  sont imposés par le rapport cyclique  $d$ , donc par la variable de commande  $v_C$ , et non plus par la largeur de la bande d'oscillation. D'autant plus que, contrairement à la commande par hystérésis, la fréquence de commutation du circuit est fixe et égale à celle du signal de modulation, et l'ondulation à haute fréquence du courant n'est plus constante, mais dépend en général du temps et du point d'opération.

Le calcul de l'ondulation de courant se fait à partir du graphe de la figure 2.7 où l'on représente la forme d'onde du courant  $i_{in}$  dans une période de commutation  $T_S$ . En effet, l'examen de cette courbe conduit à l'expression suivante :

$$\Delta i_{in} = [\text{tg}(\beta) - \text{tg}(\alpha)] \cdot \frac{d}{f_S} \quad (2.11)$$

avec :

$$\begin{aligned} \text{tg}(\alpha) &= \frac{di_{in}}{dt} \\ \text{tg}(\beta) &= \frac{v_{in}}{L} \end{aligned} \quad (2.12)$$

De même, on peut tirer :

$$\Delta i_{in} = \left[ \frac{v_0 - v_{in}}{L} + \frac{di_{in}}{dt} \right] \cdot \frac{1-d}{f_s} \quad (2.13)$$

L'égalité des expressions (2.11) et (2.13) permet de déduire ceux de  $d$  et  $\Delta i_{in}$  :

$$d = \frac{v_0 - v_{in} + L \frac{di_{in}}{dt}}{v_0} \quad (2.14)$$

et :

$$\Delta i_{in} = \frac{\left( v_{in} - L \frac{di_{in}}{dt} \right) \cdot \left( v_0 - v_{in} + L \frac{di_{in}}{dt} \right)}{Lf_s v_0} \quad (2.15)$$

À  $v_0$  constant, l'ondulation est maximale lorsque :

$$v_{in} - L \frac{di_{in}}{dt} = \frac{v_0}{2} \quad (2.16)$$

auquel cas on obtient :

$$\Delta i_{in,max} = \frac{v_0}{4Lf_s} \quad (2.17)$$

La condition (2.16) est identique à celle donnée en (2.4). Ceci laisse dévoiler un autre avantage que possède la commande MLI envers celle de type delta, qui concerne l'ondulation de courant. En effet, d'après les équations (2.2) et (2.15), on a pour une même inductance et les mêmes conditions d'opération l'égalité suivante :

$$f_s \cdot \Delta i_{in}(t) = f_{s,h}(t) \cdot h, \quad \forall t \quad (2.18)$$

L'ondulation maximale dans le cas d'une commande MLI à fréquence fixe et la fréquence de commutation maximale relative à la commande par hystérésis apparaissent ainsi au même instant. En imposant à la commande delta une fréquence de commutation maximale égale à celle du signal modulant, l'ondulation maximale de courant dans le cas d'une commande à fréquence fixe devient égale à  $h$ . A tout instant, cette ondulation est inférieure ou égale à  $h$ . Elle est donc réduite par rapport à celle fixée par la commande delta. Le niveau de déformation de courant est atténué davantage, et le filtrage des composantes de haute fréquence est simplifié.

Notons finalement que le critère de choix de  $L$  est le même que celui défini par (2.9), auquel il faudrait ajouter la condition de limitation d'ondulation de courant. En fixant une borne supérieure  $\Delta i_{in,M}$  aux ondulations, la valeur de  $L$  doit satisfaire d'après (2.17) la condition suivante :

$$L > \frac{v_0}{4f_S \Delta i_{in,M}} \quad (2.19)$$

En définitif, le critère de choix de  $L$  est défini par la combinaison des inégalités (2.9) et (2.19), ce qui donne :

$$\frac{v_0}{4f_S \Delta i_{in,M}} < L < \min \left( \frac{v_{in}}{\left| \frac{di_{in}}{dt} \right|}, \frac{v_0 - v_{in}}{\left| \frac{di_{in}}{dt} \right|} \right), \quad \forall t \quad (2.20)$$

D'après ce qui a été cité, la commande à fréquence fixe est préférée à celle du type delta pour les avantages qu'elle présente en ce qui concerne la déformation et la facilité de filtrage des grandeurs réglées. Toutefois, l'application de cette technique de commande nécessite la connaissance plus ou moins parfaite du comportement dynamique du processus et des équations mathématiques qui le régissent, au moins dans la région des

basses fréquences. Les techniques de modélisation permettant l'établissement de tels modèles sont décrites dans la partie qui suit.

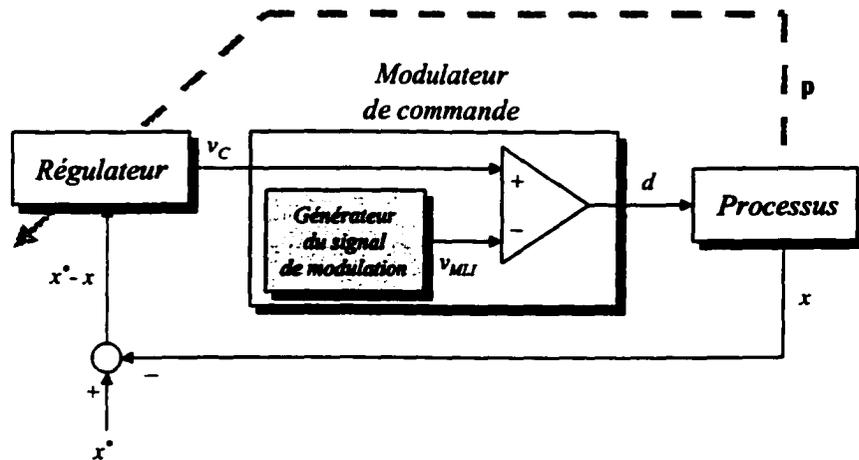


Figure 2.4 Schéma de principe d'une commande MLI à fréquence de commutation fixe

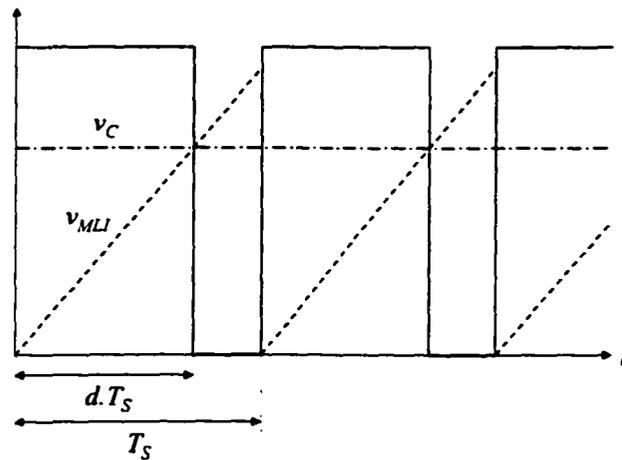


Figure 2.5 Forme d'onde du signal modulé

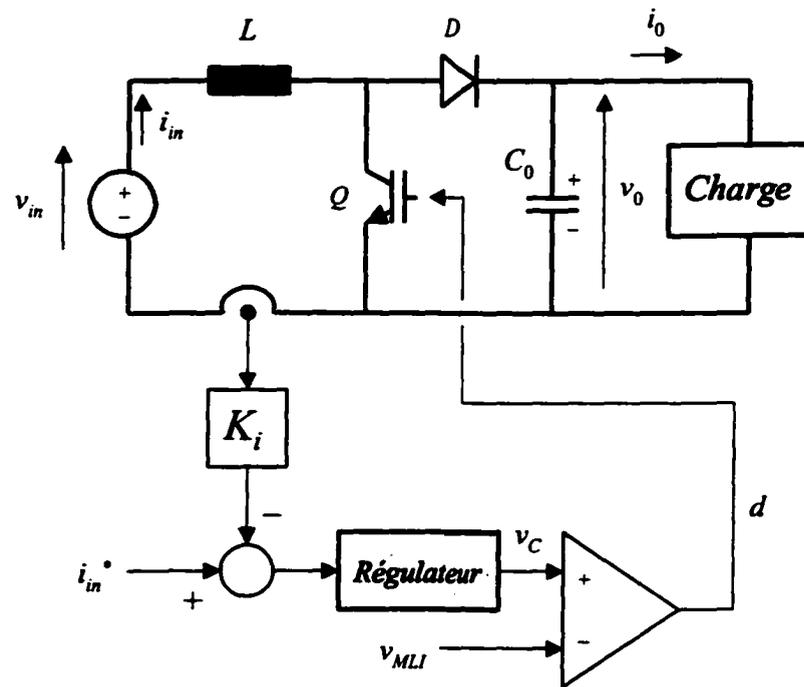


Figure 2.6 Exemple d'application – Réglage par commande MLI du courant d'inductance d'un hacheur élévateur

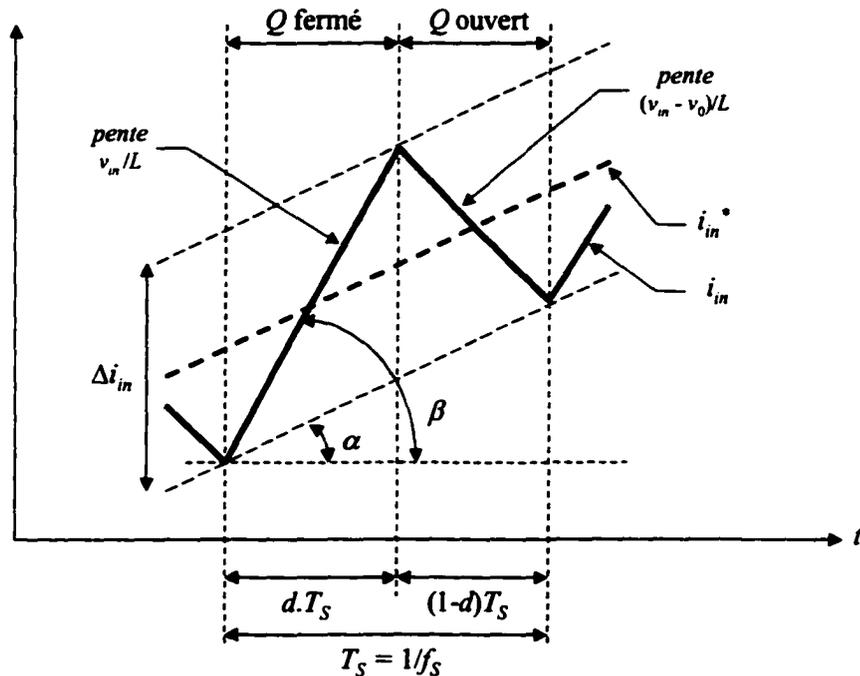


Figure 2.7 Forme d'onde locale du courant  $i_{in}$  pour une commande MLI à fréquence de commutation fixe

## 2.2 Techniques de modélisation des convertisseurs commutant à hautes fréquences

Dans les problèmes de commande et de réglage des convertisseurs statiques opérant à une fréquence de commutation fixe, la disponibilité de modèles mathématiques simples représentant ces convertisseurs s'est avérée primordiale. En effet, ces modèles constituent la plate-forme sur laquelle la conception et l'implantation des lois de commande sont effectuées. Vu que les performances du système de réglage sont étroitement liées aux caractéristiques de la loi implantée, il est nécessaire alors que les modèles acquis soient d'une grande précision afin qu'on puisse espérer obtenir les performances désirées.

Un convertisseur statique peut être considéré comme un système linéaire à structure variable. Il n'est généralement constitué que de composants passifs linéaires (surtout des inductances et des condensateurs) dont la disposition varie avec l'état des commutateurs électroniques auxquels ils sont également connectés. Le nombre de configurations est intimement lié au nombre de commutateurs utilisés. En principe, si le convertisseur comporte  $N$  commutateurs, on peut avoir  $2^N$  configurations possibles dont certaines sont stables, voire persistantes, et les autres instables ou provisoires.

Prenons, comme exemple, le cas du hacheur élévateur élémentaire décrit à la figure 1.6, où la charge est assimilée à une résistance pure  $R_0$ . L'existence de deux commutateurs statiques (l'interrupteur  $Q$  et la diode  $D$ ) entraîne quatre configurations électriques possibles, selon l'état des commutateurs. Seulement deux parmi les quatre configurations sont à considérer. Elles correspondent, d'une part, à  $Q$  fermé et  $D$  ouvert et, d'autre part, à  $Q$  ouvert et  $D$  fermé. Le cas où  $Q$  et  $D$  sont tous les deux fermés n'apparaît que lors de la commutation d'un état stable à un autre. De même, le cas correspondant à  $Q$  et  $D$  tous les deux ouverts n'a lieu que lors d'une discontinuité de courant dans l'inductance  $L$ . Dans l'hypothèse d'une conduction continue, cette dernière configuration est évitée.

Les deux configurations électriques stables du hacheur élévateur, opérant sous une continuité de courant d'inductance, sont représentées à la figure 2.8. La linéarité des deux configurations est évidente. Pourtant, si l'on désire régler un tel système (asservir le courant d'inductance, par exemple), un régulateur à structure variable commutant à la même fréquence du convertisseur est nécessaire, conduisant ainsi à un effort de réalisation considérable. D'autant plus que la difficulté d'implantation d'un tel régulateur s'accroît au fur et à mesure que la fréquence de commutation est élevée. Ces difficultés de réalisation pourraient être évitées si on disposait d'un modèle mathématique unifié équivalent au convertisseur, qui tiendrait compte de ses différentes configurations électriques élémentaires. Une façon d'acquiescer un tel modèle consiste à

choisir comme grandeur à régler, non pas la valeur instantanée des variables de sortie du système, mais leur valeur moyenne évaluée sur toute période de commutation. Cela constitue le principe du *réglage moyen* sur lequel se fonde actuellement la théorie de commande des convertisseurs à fréquence de commutation fixe [70-76]. Le problème de modélisation revient ainsi à exprimer analytiquement ces valeurs moyennées en fonction des grandeurs d'entrée (qui sont généralement les rapports cycliques des interrupteurs) et des paramètres du convertisseur.

Le domaine de validité du modèle mathématique établi est, en principe, d'autant plus large que la période de commutation (dans laquelle s'effectue le calcul des valeurs moyennes) est faible. La rapidité de l'éventuel circuit de réglage serait d'autant plus limitée que cette période est élevée. La technique du réglage moyen se prête donc favorable au cas où la fréquence de commutation serait fixée à une valeur assez élevée. Elle s'applique difficilement aux convertisseurs à résonance [64] et aux convertisseurs à commande par hystérésis où la fréquence de commutation tend à diminuer périodiquement.

Dans ce paragraphe, trois techniques de modélisation destinées, plus particulièrement, aux convertisseurs à fréquence de commutation fixe sont exposées. L'hypothèse d'une opération en continuité de courant sera toujours conservée. La méthode *des générateurs moyens* [58-59] fut la première à être établie. Elle se base sur des manipulations graphiques qui visent l'obtention d'un circuit équivalent en régime moyen du convertisseur. Son principe consiste à remplacer les commutateurs par des générateurs fictifs ayant, en régime moyen, les mêmes caractéristiques électriques que les commutateurs. Un générateur est soit une source de tension, soit une source de courant, selon la position topologique du commutateur correspondant. Cette technique devient excessivement laborieuse pour les topologies de grande taille ou d'une grande complexité de structure.

La méthode *du modèle d'état moyen* [59-65] offre une approche systématique plus simple à mettre en oeuvre. Elle consiste à établir, dans un premier temps, les modèles d'état élémentaires correspondant aux différentes configurations stables du convertisseur. Le modèle d'état moyen sera, dans un deuxième temps, déduit par une combinaison linéaire des modèles précédents. La pondération de chaque modèle élémentaire est liée à sa durée d'apparition dans une période de commutation. L'avantage de cette technique par rapport à la précédente réside dans le fait qu'elle est facilement généralisable, d'une part, aux topologies complexes. En outre, elle permet de remplacer la méthode de synthèse graphique par une méthode analytique et offre, ainsi, une alternative plus simple pour envisager une implantation numérique du procédé de modélisation.

Les deux techniques précédemment citées se limitent à la génération du modèle moyen du convertisseur. Dans le domaine fréquentiel, la validité du modèle s'étend dans la plage des fréquences inférieures à la moitié de la fréquence de commutation. Pour pouvoir raffiner le modèle et étendre davantage sa validité, les composantes à hautes fréquences des grandeurs électriques du circuit doivent être également considérées. La méthode de la *série de Fourier* tient compte de ce point. Elle offre la possibilité de découpler le modèle à basses fréquences de celui correspondant aux hautes fréquences. Chaque modèle est analysé à part. La représentation fréquentielle du modèle s'étend ainsi sur toute la plage des fréquences. Notons aussi que l'existence d'un modèle pour les hautes fréquences offre une nouvelle alternative pour le dimensionnement des composants réactifs (inductances et condensateurs) du convertisseur. La technique de la série de Fourier fut particulièrement utilisée dans la modélisation des redresseurs triphasés à six interrupteurs où son efficacité a été prouvée [66].

### 2.2.1 Méthode des générateurs moyens

La technique de modélisation utilisant les générateurs moyens, appliquée aux convertisseurs à haute fréquence de commutation, se base sur des manipulations graphiques aboutissant à un modèle linéaire unique équivalent au convertisseur. Elle présente l'avantage de procurer au concepteur de circuits certains aspects physiques sur le comportement du convertisseur original. D'autant plus qu'elle permet de faire appel aux outils puissants de la théorie des systèmes linéaires pour l'analyse du fonctionnement du convertisseur et la conception de régulateurs associés.

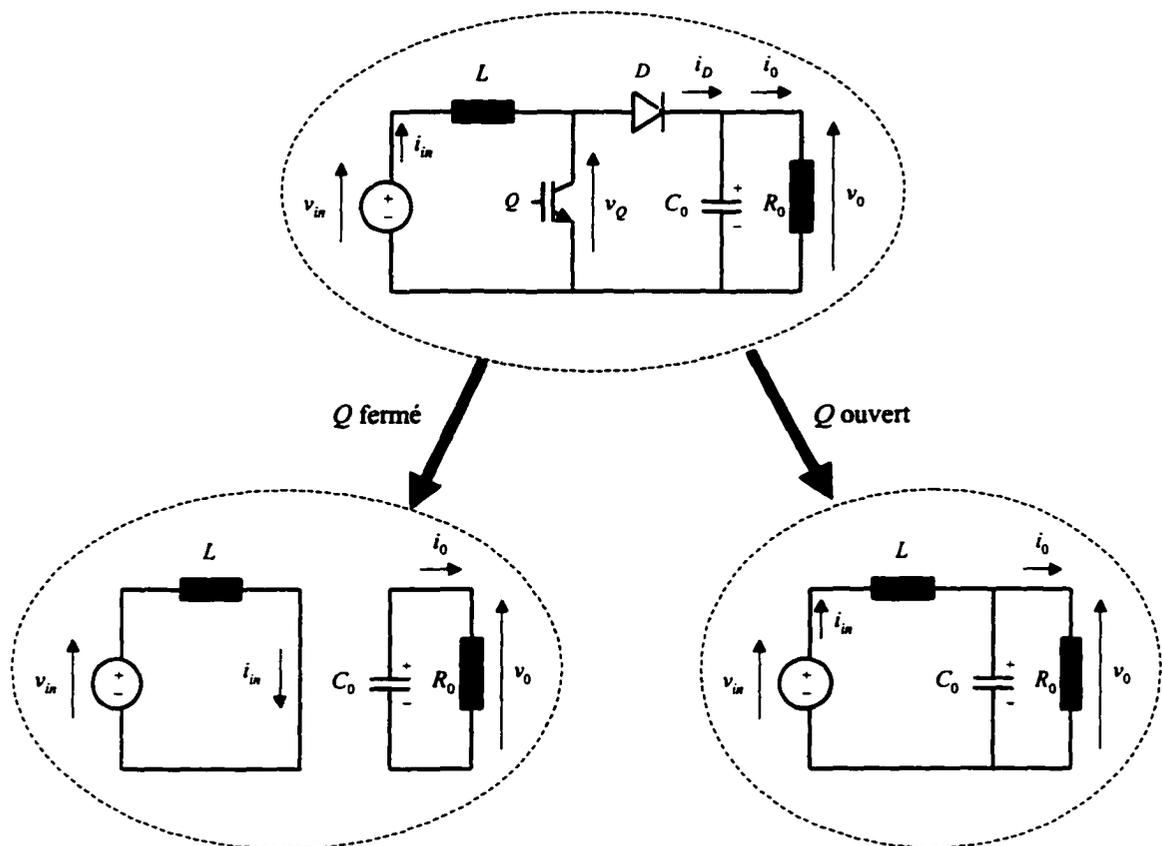


Figure 2.8 Configurations stables du hacheur élévateur suivant l'état de l'interrupteur

L'approche considérée consiste à remplacer chaque commutateur dans le circuit original par une source de tension ou de courant, selon la position topologique du commutateur dans le circuit. Le choix de la nature de la source constitue une étape critique dans la procédure de modélisation, étant donné que le circuit équivalent en dépendra considérablement. Une première difficulté apparaît ainsi, et s'accroît davantage au fur et à mesure que la complexité de structure du convertisseur augmente.

La tension ou le courant d'une source seraient égaux, respectivement, à la tension moyenne aux bornes du commutateur ou au courant moyen le parcourant, évalués sur une période de commutation  $T_S$  du convertisseur.

Afin d'illustrer la méthode, reprenons l'exemple du hacheur élévateur de la figure 2.8. On supposera une opération en continuité de courant du convertisseur, et des faibles variations du courant  $i_{in}$  et de la tension  $v_0$  autour de leurs valeurs moyennes respectives  $\bar{i}_{in}$  et  $\bar{v}_0$  dans une période de commutation  $T_S$ . Cette dernière hypothèse est justifiable par un choix adéquat des éléments réactifs  $L$  et  $C_0$ . Vue de l'étage d'entrée, la charge est équivalente, en régime établi, à un court-circuit lorsque l'interrupteur  $Q$  est fermé, et à une source de tension  $v_0$  lorsque  $Q$  est ouvert. La tension aux bornes de  $Q$  est ainsi la somme d'un terme moyen égal à  $(1-d)\bar{v}_0$ ,  $d$  étant le rapport cyclique de l'interrupteur, et d'une composante alternative de fréquence  $f_S = 1/T_S$ . En se limitant au régime de basse fréquence, les composantes à haute fréquence des signaux sont négligées et l'on peut remplacer, ainsi, l'interrupteur  $Q$  par une source fictive de tension  $(1-d)\bar{v}_0$ . La nature de cette source est due à la présence en série de l'inductance  $L$  qui agit comme une source de courant électromoteur  $i_{in}$  pratiquement constant. De même, vu de la charge, l'étage d'entrée se comporte comme un circuit ouvert lorsque  $Q$  est fermé, auquel cas la diode  $D$  est bloquée, et comme une source de courant  $i_{in}$  lorsque  $Q$  est ouvert, auquel cas  $D$  est passante. On peut représenter ainsi la diode ou, d'une manière plus générale, l'étage d'entrée par une source de courant électromoteur  $(1-d)\bar{i}_{in}$ . La

nature du générateur de courant est due à la présence en parallèle d'un condensateur se comportant comme une source de tension  $v_0$ .

La procédure décrite précédemment conduit ainsi au modèle équivalent de la figure 2.9, composé de deux sous-structures électriquement isolées. Il est facile de remarquer le même facteur de proportionnalité qui existe, d'une part, entre le courant moyen d'entrée  $\bar{i}_{in}$  et le courant moyen de source vu de la charge  $(1-d)\bar{i}_{in}$  et, d'autre part, entre la tension de sortie moyenne  $\bar{v}_0$  et la tension moyenne de charge vue de la source  $(1-d)\bar{v}_0$ . De plus, la puissance instantanée en régime moyen  $(1-d)\bar{v}_0\bar{i}_{in}$ , acquise par la sous-structure en amont, est intégralement transmise à celle en aval. Toutes ces remarques conduisent à considérer les générateurs moyens introduits dans le modèle comme n'étant autre que les enroulements primaire et secondaire d'un transformateur monophasé idéal fictif, tel qu'illustré à la figure 2.10. L'insertion du transformateur est, en réalité, une tentative d'unifier les deux sous-structures de la figure 2.9 et d'aboutir, par la suite, à un modèle unique du convertisseur. Le modèle de la figure 2.10 pourrait être simplifié davantage en ramenant tous les éléments du circuit soit au primaire, soit au secondaire du transformateur. Une telle démarche est effectuée dans le cas de la figure 2.11 où tous les éléments furent ramenés au secondaire.

Bien que le circuit de la figure 2.11 soit apparemment linéaire, les équations d'états qui en découlent ne le sont pas. Ceci est lié au fait que les paramètres du système ne sont plus constants, mais dépendent du rapport cyclique  $d$  qui n'est autre que la grandeur de commande du système. La mise en équation du circuit conduit au système d'équations suivant :

$$\frac{\partial}{\partial t} \left[ \frac{L}{(1-d)^2} \cdot (1-d)\bar{i}_{in} \right] = \frac{\bar{v}_{in}}{1-d} - \bar{v}_0 \quad (2.21.a)$$

$$C_0 \frac{\partial \bar{v}_0}{\partial t} + \frac{\bar{v}_0}{R_0} = (1-d)\bar{i}_{in} \quad (2.21.b)$$

$\bar{v}_{in}$  étant la valeur moyenne de  $v_{in}$  sur une période de commutation. L'équation (2.21.a) peut être arrangée pour devenir :

$$L \frac{\partial \bar{i}_{in}}{\partial t} + \frac{L \bar{i}_{in}}{1-d} \cdot \frac{\partial d}{\partial t} = \bar{v}_{in} - (1-d)\bar{v}_0 \quad (2.21.c)$$

Il convient de noter, à ce stade, que le passage du modèle 2.9 au modèle 2.11 ne peut se faire sans induire une certaine erreur de modélisation. En effet, en se référant à la figure 2.9, l'équation différentielle régissant le courant moyen  $\bar{i}_{in}$  s'écrit tout simplement :

$$L \frac{\partial \bar{i}_{in}}{\partial t} = \bar{v}_{in} - (1-d)\bar{v}_0 \quad (2.21.d)$$

Un terme additionnel apparaît ainsi dans le modèle mathématique du convertisseur suite aux simplifications qui ont permis d'aboutir au modèle définitif de la figure 2.11. Toutefois, la présence de ce terme n'induirait pas une déformation notable du modèle, tant que la variation de  $d$  sur une période de commutation est gardée assez faible.

La procédure d'application de la méthode des générateurs moyens à la modélisation du hacheur élévateur, décrite par le schéma récapitulatif de la figure 2.12, a dévoilé certains points caractéristiques de cette technique : les manipulations graphiques qu'elle utilise conduisent généralement à un circuit équivalent simple et unifié qui permettrait d'étudier le comportement du convertisseur dans des régimes dynamiques à basse fréquence de variation ; toutefois, les transformations graphiques dépendent considérablement de la topologie du convertisseur et le modèle obtenu n'est pas tout à fait précis ; les opérations

simplificatrices appliquées sont accompagnées souvent d'erreurs de modélisation, ce qui réduit davantage la limite de validité du modèle.

Ce problème de déformation du modèle est évité par la méthode du modèle d'état moyen, décrite dans le paragraphe qui suit. Cette technique purement analytique permet l'établissement systématique d'un modèle à basse fréquence du convertisseur, sans passer par des transformations géométriques. L'erreur de modélisation serait ainsi réduite à néant.

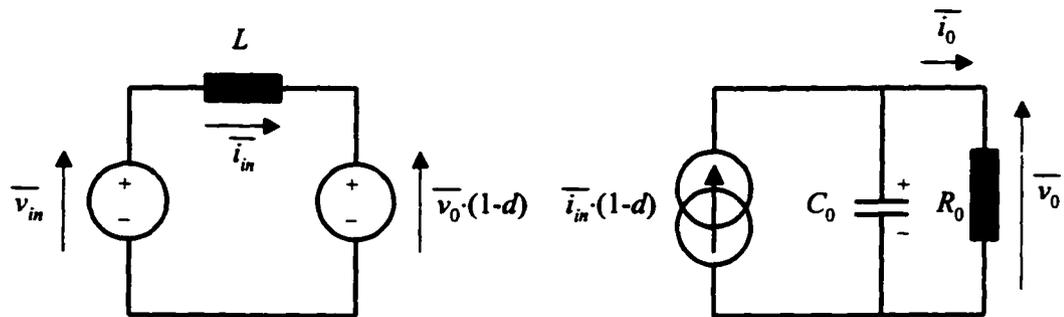


Figure 2.9 Application de la technique des générateurs moyens au hacheur élévateur élémentaire

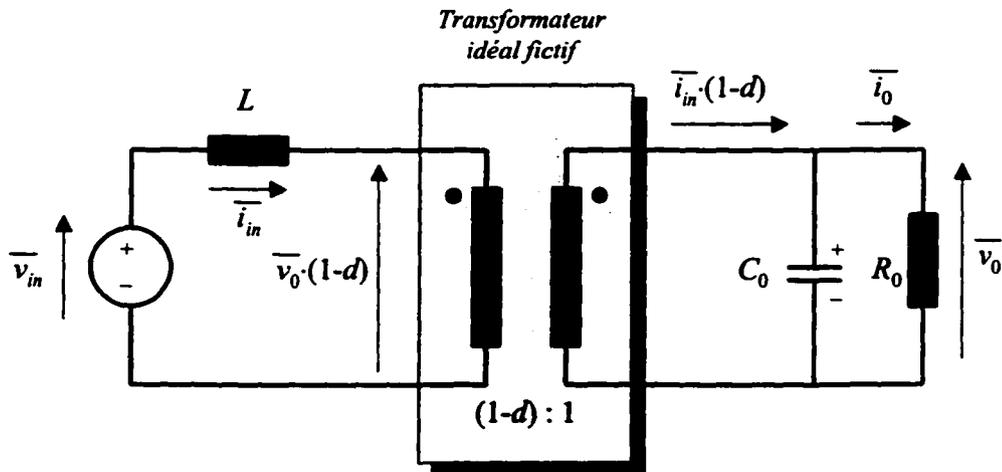


Figure 2.10 Insertion d'un transformateur idéal fictif

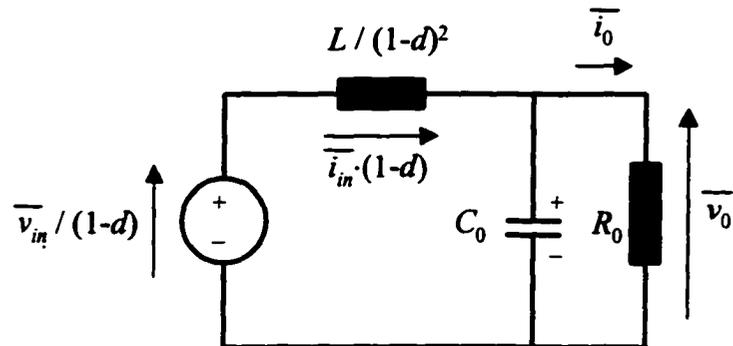


Figure 2.11 Modèle en régime moyen du hacheur élévateur élémentaire

### 2.2.2 Méthode du modèle d'état moyen

Contrairement à la technique des générateurs moyens, la méthode du modèle d'état moyen est une approche de modélisation unifiée, voire systématique, qui s'applique à une grande variété de topologies commutant à haute fréquence [59-65]. Cette approche se base uniquement sur des manipulations analytiques du convertisseur, et pourrait ainsi être facilement implantée pour des fins de résolution numérique du problème.

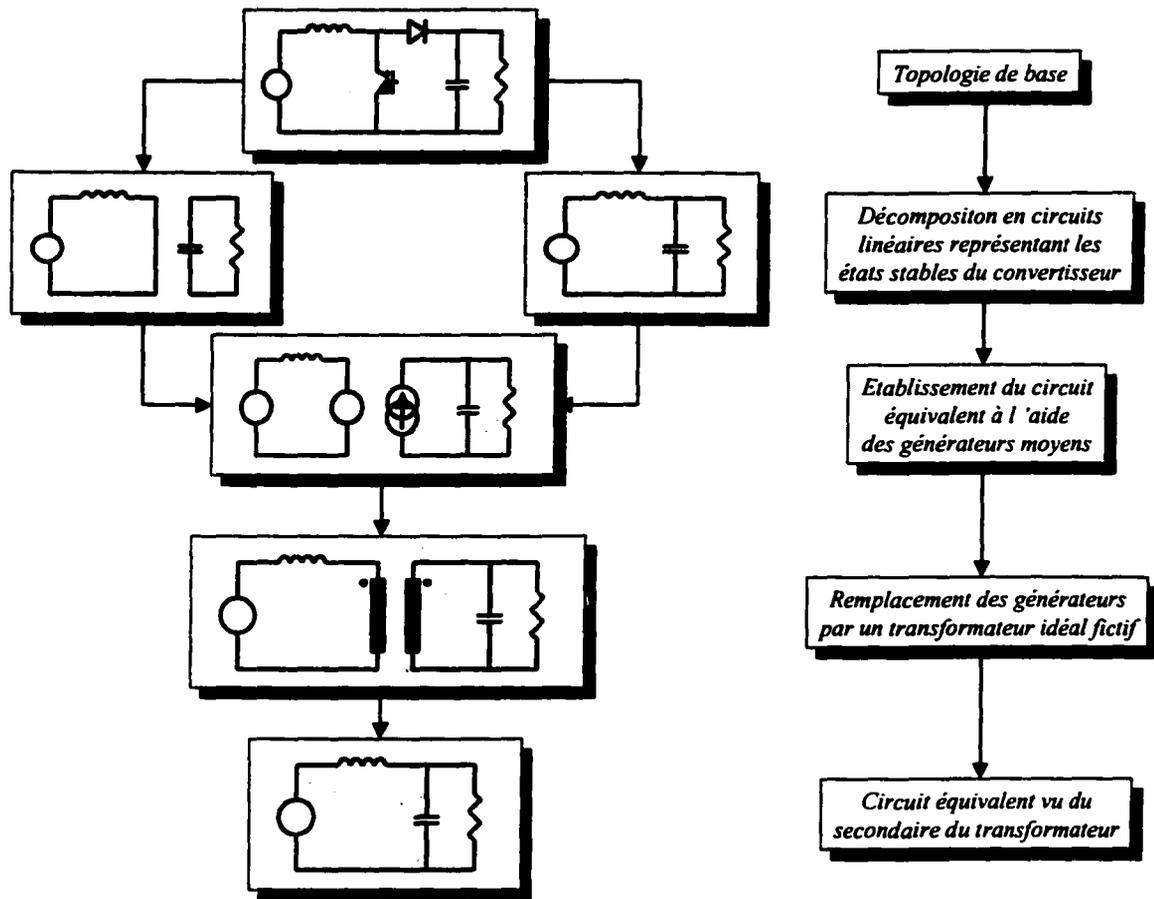


Figure 2.12 Diagramme récapitulatif de la modélisation du hacheur élévateur élémentaire par la technique des générateurs moyens

La génération du modèle basse fréquence d'un convertisseur repose sur les mêmes hypothèses validatrices citées dans le paragraphe précédent, à savoir une fréquence de commutation  $f_s$  fixe, et une faible variation des variables d'état et des grandeurs d'entrée dans une période de commutation. Les variables d'état représentent un ensemble de grandeurs linéairement indépendantes du système. Dans le cas des circuits électriques, il est coutume d'adopter comme variables d'état les courants dans les inductances et les tensions aux bornes des condensateurs. Le nombre total d'éléments réactifs détermine ainsi l'ordre du système. Quant aux grandeurs d'entrée, elles concernent surtout les tensions d'alimentation et les rapports cycliques des interrupteurs.

La méthode sera décrite en reconsidérant l'exemple du hacheur élévateur. Ceci nous permettra de comparer les résultats obtenus à ceux relatifs à la méthode précédente. En se référant au graphe de la figure 2.8, on déduit que le convertisseur est toujours équivalent à un circuit linéaire, dont la structure dépend de l'état de l'interrupteur  $Q$ . De plus, il contient en permanence deux éléments réactifs  $L$  et  $C_0$ . On peut ainsi représenter le convertisseur par un modèle d'état du second ordre, de la forme :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{E} v_{in} \quad (2.22)$$

où  $\mathbf{x} = [i_{in}, v_0]^T$  dénote le vecteur d'état du système. Les matrices  $\mathbf{A}$  et  $\mathbf{E}$  sont égales respectivement soit à :

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

lorsque  $Q$  est fermé, soit à :

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

lorsque  $Q$  est ouvert. Le modèle d'état moyen est alors équivalent, en cas de faibles variations de  $\mathbf{x}$  et  $v_{in}$ , à une combinaison linéaire des modèles élémentaires  $(\mathbf{A}_1, \mathbf{E}_1)$  et  $(\mathbf{A}_2, \mathbf{E}_2)$ , pondérés par leur degré d'apparition dans une période de commutation. Ainsi, en introduisant le rapport cyclique  $d$  de l'interrupteur  $Q$ , le modèle d'état moyen est décrit par :

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}} = \bar{\mathbf{A}} \bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{E}} \bar{v}_{in} \quad (2.25)$$

où :

$$\bar{\mathbf{A}} = d \mathbf{A}_1 + (1-d) \mathbf{A}_2 \quad (2.26)$$

$$\bar{\mathbf{E}} = d \mathbf{E}_1 + (1-d) \mathbf{E}_2 \quad (2.27)$$

et  $\bar{\mathbf{x}} = [\bar{i}_{in}, \bar{v}_0]^T$ . En intégrant les expressions (2.23) et (2.24) dans (2.26) et (2.27), on déduit :

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{C_0} & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \bar{\mathbf{E}} = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

et le système (2.25) se développe ainsi en :

$$\frac{\partial \bar{i}_{in}}{\partial t} = -\frac{(1-d)\bar{v}_0}{L} + \frac{\bar{v}_{in}}{L} \quad (2.29.a)$$

$$\frac{\partial \bar{v}_0}{\partial t} = \frac{(1-d)\bar{i}_{in}}{C_0} - \frac{\bar{v}_0}{R_0 C_0} \quad (2.29.b)$$

équations similaires à (2.21.d) et (2.21.b) respectivement.

L'exemple précédent met en évidence la simplicité de la méthode de modélisation par modèle d'état moyen. Le modèle équivalent n'est autre, en réalité, que la somme pondérée des différents modèles linéaires élémentaires pris par le convertisseur durant une fraction d'une période commutation. Ainsi, l'effort de manipulation est amplement réduit par rapport à la méthode des générateurs moyens, d'autant plus que l'erreur de modélisation rencontrée précédemment n'apparaît pas dans cette nouvelle approche. L'application précédente peut être facilement généralisée à un convertisseur quelconque, comme le montre le diagramme récapitulatif de la figure 2.13.  $y$  et  $v$  dénotent

respectivement les vecteurs des grandeurs de sortie et de perturbation du système,  $\bar{y}$  et  $\bar{v}$  leur valeur moyenne sur une période de commutation.  $d_i$  est le taux d'apparition du modèle élémentaire d'indice  $i$  dans la période de commutation.

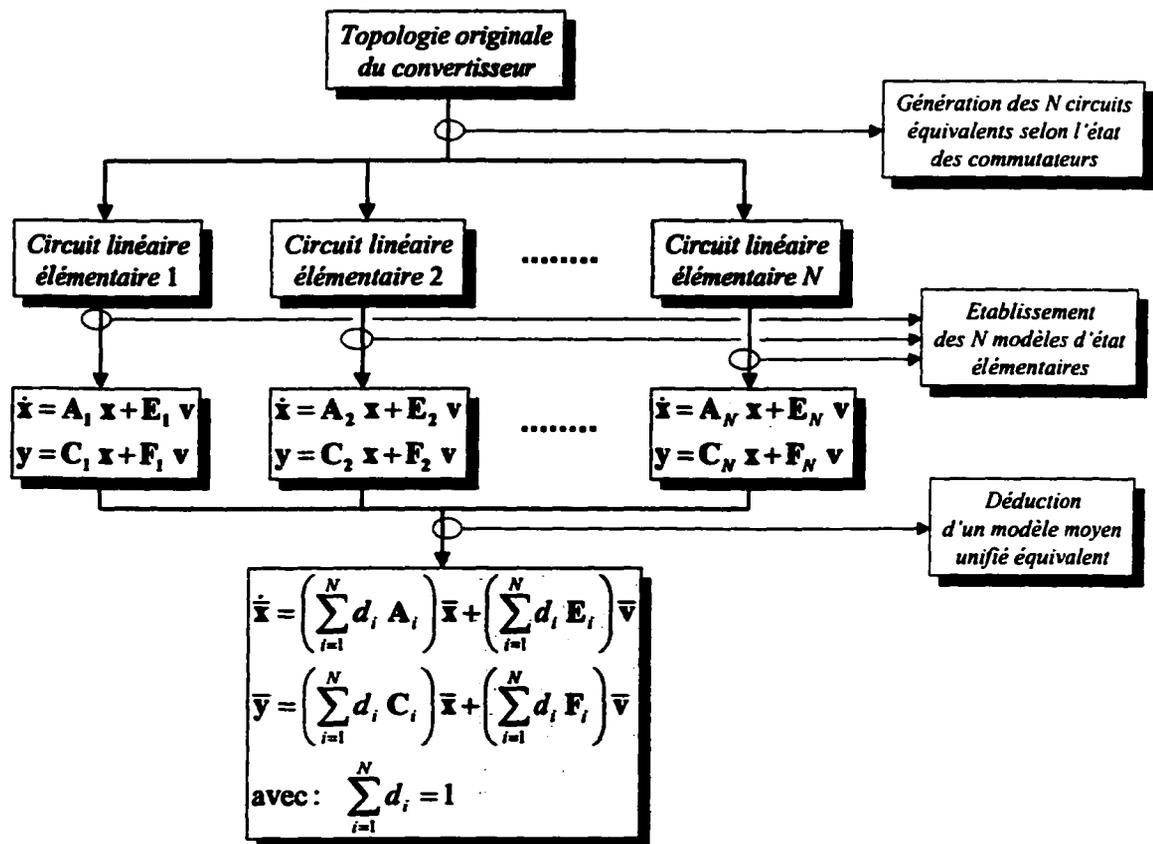


Figure 2.13 Diagramme de modélisation du hacheur élévateur élémentaire par la technique du modèle d'état moyen

L'efficacité de la méthode du modèle d'état moyen dans l'analyse et le réglage des convertisseurs à fréquence de commutation fixe a déjà été démontrée dans certaines publications scientifiques [72-73, 77-80]. Toutefois, il a été également souligné que son application est généralement limitée à la classe des convertisseurs caractérisés par des variables d'état de variation lente par rapport à la fréquence de commutation [70-71]. Une tentative de généralisation de cette méthode au cas des fortes variations fut

introduite dans [64], où la précision du modèle obtenu ne s'est avérée acceptable que pour des fréquences de commutation assez élevées. Ainsi, dans le cas des topologies ayant un comportement oscillatoire prédominant et relativement lent, tel que les convertisseurs à résonance, par exemple, la méthode du modèle d'état moyen ne peut s'appliquer. Il faudra, à ce stade, faire appel à d'autres techniques de modélisation plus générales et applicables à une plus grande classe de convertisseurs à fréquence de commutation fixe. La méthode de la série de Fourier, décrite dans le paragraphe qui suit, offre une telle possibilité [66].

### 2.2.3 Méthode de la série de Fourier

La technique de modélisation par la série de Fourier tient compte de la forme complète des signaux de commande appliqués aux interrupteurs du circuit, et non pas seulement des rapports cycliques qui en sont juste la composante moyenne dans une période de commutation. L'élaboration de cette méthode fait appel aux fonctions de commutation  $s_i$ , associées aux interrupteurs  $Q_i$ , qui sont définies comme suit :

$$s_i = \begin{cases} 0 & \text{si } Q_i \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } Q_i \text{ est fermé} \end{cases} \quad (2.30)$$

Pour des applications à fréquence de commutation fixe, la forme d'une telle fonction est représentée à la figure 2.14, où  $T_S$  dénote la période de commutation et  $d_i$  le rapport cyclique correspondant. L'origine des temps est choisie de manière à avoir une symétrie paire par rapport à l'axe des ordonnées. En raison de sa périodicité, le signal peut se décomposer en une série, dite de Fourier, qui se constitue d'un terme moyen et d'une somme infinie d'harmoniques de fréquences multiples de  $f_S = 1/T_S$ . On peut poser ainsi :

$$s_i(t) = \bar{s}_i + s_{i,h}(t) \quad (2.31)$$

avec :

$$s_{i,h}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} s_{i,k} \cos(2\pi k f_s t) , \quad \forall t \quad (2.32)$$

Les termes  $\bar{s}_i$  et  $s_{i,k}$  de la série sont calculés comme suit :

$$\bar{s}_i = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} s_i(t) \cdot dt \quad (2.33.a)$$

$$s_{i,k} = \frac{2}{T_S} \int_0^{T_S} s_i(t) \cdot \cos(2\pi k f_s t) \cdot dt , \quad \forall k \quad (2.33.b)$$

On en tire facilement :

$$\bar{s}_i = d_i \quad (2.34.a)$$

et :

$$s_{i,k} = \frac{2}{k\pi} (-1)^k \sin(k\pi d_i) , \quad \forall k \quad (2.34.b)$$

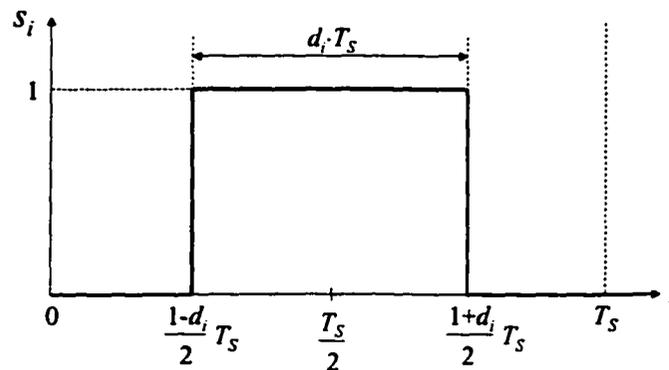


Figure 2.14 Forme d'onde d'une fonction de commutation  $s_i$

Dans les convertisseurs à fréquence de commutation fixe, les grandeurs caractéristiques des commutateurs peuvent s'exprimer à l'aide des fonctions de commutation correspondantes et, dans ces conditions, la procédure de modélisation mathématique revient, tout simplement, à une mise en équations directe du circuit en utilisant les lois de Kirchhoff. Aucune manipulation analytique, ni géométrique, n'est introduite. Ce point sera illustré en considérant, à nouveau, l'exemple du hacheur élévateur. L'application des lois de Kirchhoff au circuit original de la figure 2.8 conduit à :

$$v_{in} = L \frac{di_{in}}{dt} + v_Q \quad (2.35.a)$$

et :

$$C_0 \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{R_0} = i_D \quad (2.35.b)$$

La tension  $v_Q$  aux bornes de l'interrupteur et le courant  $i_D$  dans la diode sont nuls lorsque  $Q$  est fermé, et égaux respectivement à  $v_0$  et  $i_{in}$  lorsque  $Q$  est ouvert. Ils s'expriment, ainsi, à l'aide de la fonction de commutation  $s$  associée à  $Q$  comme suit :

$$\begin{aligned} v_Q &= v_0(1-s) \\ i_D &= i_{in}(1-s) \end{aligned} \quad (2.36)$$

où, selon les équations (2.31) à (2.34) :

$$s(t) = \bar{s} + s_h(t) = d + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k} \sin(k\pi d) \cos(2\pi k f_s t) \quad (2.37)$$

$d$  étant le rapport cyclique de  $Q$  et  $f_s$  la fréquence de commutation du convertisseur.

En remplaçant les expressions (2.36) dans le système d'équations (2.35), on déduit la représentation d'état du circuit qui s'écrit de la forme :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{E} v_{in} \quad (2.38)$$

avec :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{s-1}{L} \\ \frac{1-s}{C_0} & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

De plus, posons :

$$\begin{aligned} i_{in} &= \bar{i}_{in} + i_{in,h} \\ v_{in} &= \bar{v}_{in} + v_{in,h} \\ v_0 &= \bar{v}_0 + v_{0,h} \end{aligned} \quad (2.40)$$

où  $\bar{i}_{in}$ ,  $\bar{v}_{in}$  et  $\bar{v}_0$  dénotent, respectivement, les composantes à basse fréquence de  $i_{in}$ ,  $v_{in}$  et  $v_0$ , et  $i_{in,h}$ ,  $v_{in,h}$  et  $v_{0,h}$  leur contenu en harmoniques de fréquence multiple de  $f_S$ . L'intégration des égalités (2.40) dans l'équation (2.38) conduit à :

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}} + \dot{\mathbf{x}}_h = (\bar{\mathbf{A}} + \mathbf{A}_h)(\bar{\mathbf{x}} + \mathbf{x}_h) + \mathbf{E}(\bar{v}_{in} + v_{in,h}) \quad (2.41)$$

ou encore à :

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}} + \dot{\mathbf{x}}_h = \bar{\mathbf{A}} \bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{A}} \mathbf{x}_h + \mathbf{A}_h \bar{\mathbf{x}} + \mathbf{A}_h \mathbf{x}_h + \mathbf{E} \bar{v}_{in} + \mathbf{E} v_{in,h} \quad (2.42)$$

avec  $\bar{\mathbf{x}} = [\bar{i}_{in}, \bar{v}_0]^T$ ,  $\mathbf{x}_h = [i_{in,h}, v_{0,h}]^T$  et :

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\bar{s}-1}{L} \\ \frac{1-\bar{s}}{C_0} & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{C_0} & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \quad (2.43.a)$$

$$\mathbf{A}_h = \begin{bmatrix} 0 & \frac{s_h}{L} \\ -\frac{s_h}{C_0} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k} \sin(k\pi d) \cos(2\pi k f_s t) \quad (2.43.b)$$

L'expression (2.42) permet de dissocier le régime de fonctionnement en basse fréquence de celui correspondant aux hautes fréquences. Les modèles associés à ces deux régimes d'opération peuvent être ainsi analysés séparément, et le comportement global du système n'en sera qu'une simple superposition. Le modèle équivalent à basse fréquence du convertisseur est régi par :

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}} = \bar{\mathbf{A}} \bar{\mathbf{x}} + \mathbf{E} \bar{v}_{in} \quad (2.44)$$

alors que celui relatif aux hautes fréquences est défini comme suit :

$$\dot{\mathbf{x}}_h = \bar{\mathbf{A}} \mathbf{x}_h + \mathbf{A}_h \bar{\mathbf{x}} + \mathbf{E} v_{in,h} \quad (2.45)$$

Le modèle (2.44) est identique à celui obtenu par la technique du modèle d'état moyen, donné par (2.25). Toutefois, l'avantage de la méthode de la série de Fourier est qu'elle permet de prendre en considération l'effet des harmoniques de haute fréquence sur le comportement global du convertisseur en régime établi. L'analyse de ces effets pourrait être simplifiée davantage si on limite au premier ordre le développement effectué dans l'expression (2.42). Ceci ne peut être valide que dans l'hypothèse de faible variation des grandeurs d'état du système. Dans de telles conditions, le modèle (2.45) serait réduit à :

$$\dot{\mathbf{x}}_h = \bar{\mathbf{A}} \mathbf{x}_h + \mathbf{A}_h \bar{\mathbf{x}} + \mathbf{E} v_{in,h} \quad (2.46)$$

où  $\bar{\mathbf{x}}$  est la solution de l'équation (2.44).

La résolution du système (2.46) permettra de déduire l'amplitude de la composante haute fréquence contenue dans les variables d'état  $i_{in}$  et  $v_0$ . D'après (2.43), cette amplitude dépend certainement des paramètres  $L$  et  $C_0$  du convertisseur. De ce fait, et contrairement aux autres techniques de modélisation déjà citées, la méthode de la série de Fourier offre une nouvelle alternative quant au choix ou dimensionnement des éléments réactifs du convertisseur.

#### **2.2.4 Modélisation en « petits signaux »**

Dans l'hypothèse d'une fréquence de commutation fixe et d'une faible variation des grandeurs d'état, les trois techniques de modélisation, précédemment décrites, conduisent à des modèles basse fréquence comparables du convertisseur. Toutefois, ces modèles sont non linéaires vis-à-vis des grandeurs d'entrée, notamment les rapports cycliques des interrupteurs. Afin de pouvoir appliquer au convertisseur les techniques de réglage assez élaborées de l'Automatique linéaire, une linéarisation du modèle autour d'un point statique judicieusement choisi devra être opérée.

Le modèle linéarisé est d'autant plus valide que les variations du point d'opération autour du point statique sont faibles. En d'autres termes, l'utilisation du modèle linéarisé suppose implicitement que le système opère *en petits signaux* autour d'un régime statique donné.

La procédure de linéarisation peut être effectuée en se basant soit sur le modèle graphique du convertisseur, obtenu par la technique des générateurs moyens, soit sur sa représentation dans l'espace d'état, établie par la méthode du modèle moyen ou par celle utilisant la série de Fourier. Les deux chemins empruntables seront exposés, l'un à la suite l'autre, dans ce paragraphe.

### 2.2.4.1 Principe de linéarisation

Dans le cas le plus général, on définit une fonction non linéaire multivariable par :

$$\mathbf{y} = \mathbf{f}(\mathbf{u}) \quad (2.47)$$

où  $\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_p]^T$  et  $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_m]^T$  sont les vecteurs d'abscisses et d'ordonnées, de dimensions  $(p \times 1)$  et  $(m \times 1)$  respectivement. La fonction  $\mathbf{f}$  se compose ainsi de  $m$  fonctions élémentaires  $f_i$  telles que :

$$y_i = f_i(\mathbf{u}) = f_i(u_1, u_2, \dots, u_p), \quad i = 1, \dots, m \quad (2.48)$$

La linéarisation de la fonction  $\mathbf{f}$  autour d'une valeur  $\mathbf{u}_0$  de  $\mathbf{u}$  repose sur le développement en série de Taylor des fonctions  $f_i$ , limité au premier ordre. En effet, la série de Taylor associée à toute fonction  $f_i$  s'écrit comme suit :

$$f_i(\mathbf{u}) = f_i(\mathbf{u}_0) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k!} [\nabla_{\mathbf{u}}^k f_i(\mathbf{u})]_{\mathbf{u}=\mathbf{u}_0} (\mathbf{u} - \mathbf{u}_0)^k, \quad i = 1, \dots, m \quad (2.49)$$

où  $\nabla_{\mathbf{u}}^k f_i$  dénote le gradient d'ordre  $k$  de la fonction scalaire  $f_i$  par rapport au vecteur  $\mathbf{u}$ . La limitation de cette série au premier ordre consiste à n'en considérer que les deux premiers termes. Ceci conduit à une relation linéaire entre  $y_i$  et la composante  $u_j$  de  $\mathbf{u}$ , pour tout  $i = 1, \dots, m$  et tout  $j = 1, \dots, p$ . Cette linéarité est d'autant plus justifiée que les termes d'ordre égal ou supérieur à 2 sont négligeables devant le terme du premier ordre. En supposant cette hypothèse vérifiée, la relation linéaire liant  $\mathbf{y}$  à  $\mathbf{u}$  dans un voisinage de  $\mathbf{u}_0$  s'écrit sous forme condensée comme suit :

$$\mathbf{y} = \mathbf{f}(\mathbf{u}) \cong \mathbf{f}(\mathbf{u}_0) + \mathbf{J}(\mathbf{u}_0) \cdot (\mathbf{u} - \mathbf{u}_0) \quad (2.50)$$

ou encore, en posant  $\Delta \mathbf{u} = \mathbf{u} - \mathbf{u}_0$  et  $\Delta \mathbf{y} = \mathbf{f}(\mathbf{u}) - \mathbf{f}(\mathbf{u}_0)$  :

$$\Delta \mathbf{y} \cong \mathbf{J}(\mathbf{u}_0) \cdot \Delta \mathbf{u} \quad (2.51)$$

$\Delta \mathbf{u}$  et  $\Delta \mathbf{y}$  représentent les variations de  $\mathbf{u}$  et  $\mathbf{y}$  par rapport à  $\mathbf{u}_0$  et  $\mathbf{y}_0$  respectivement. La matrice  $\mathbf{J}$ , d'ordre  $(m \times p)$ , n'est autre que le Jacobien de  $\mathbf{f}$ , défini par :

$$\mathbf{J}(\mathbf{u}) = \nabla_{\mathbf{u}} \mathbf{f} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \frac{\partial f_1}{\partial u_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial u_p} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u_1} & \frac{\partial f_2}{\partial u_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial u_p} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_m}{\partial u_1} & \frac{\partial f_m}{\partial u_2} & \dots & \frac{\partial f_m}{\partial u_p} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Dans le cas particulier des fonctions mono-variables,  $\mathbf{u}$ ,  $\mathbf{u}_0$ ,  $\mathbf{y}$  et  $\mathbf{J}$  sont des scalaires, et l'expression (2.51) devient :

$$\Delta y \cong \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{u=u_0} \cdot \Delta u \quad (2.53)$$

Dans ce qui suit, la procédure de linéarisation sera appliquée aux modèles graphiques ou analytiques de convertisseurs, où figure en général une non linéarité entre les grandeurs d'entrée et de sortie des modèles. Le point de fonctionnement autour duquel s'effectue la linéarisation est soit invariant dans le temps, il correspond dans ce cas à un point de repos dit *point statique* du système, soit invariant par intervalles dans le cas des modèles à structure variable [88], soit dépendant du temps et il correspond ainsi à une trajectoire dans l'espace d'état [83]. Le choix de ce point constitue une étape délicate dans la procédure de linéarisation, dans la mesure où les paramètres du modèle linéarisé, ainsi que sa simplicité, vont en dépendre considérablement.

### 2.2.4.2 Modèle statique

Le point statique d'un convertisseur peut être obtenu :

- soit en éliminant les termes à dérivées temporelles dans le modèle analytique du convertisseur,
- soit en remplaçant les éléments réactifs dans le modèle graphique par leur équivalent en régime continu.

• Pour illustrer la première méthode, considérons le modèle d'état moyen du hacheur élévateur donné par l'expression (2.25). En régime statique, les variations temporelles des grandeurs d'entrée et d'état du système sont supposées identiquement nulles, et l'on a :

$$0 = \bar{\mathbf{A}}_0 \bar{\mathbf{X}} + \bar{\mathbf{E}} \bar{V}_{in} \quad (2.54)$$

où  $\bar{\mathbf{A}}_0$ ,  $\bar{\mathbf{X}} = [\bar{I}_{in}, \bar{V}_0]^T$  et  $\bar{V}_{in}$  représentent respectivement les valeurs statiques de la matrice d'état moyenne  $\bar{\mathbf{A}}$ , du vecteur d'état moyen  $\bar{\mathbf{x}} = [\bar{i}_{in}, \bar{v}_0]^T$  et de la tension d'entrée moyenne  $\bar{v}_{in}$  considérée comme variable de perturbation. On en tire ainsi :

$$\bar{\mathbf{X}} = -\bar{\mathbf{A}}_0^{-1} \bar{\mathbf{E}} \bar{V}_{in} \quad (2.55)$$

ce qui conduit à :

$$\bar{I}_{in} = \frac{\bar{V}_{in}}{R_o(1-D)^2} \quad (2.56.a)$$

et :

$$\bar{V}_0 = \frac{\bar{V}_{in}}{1-D} \quad (2.56.b)$$

où  $D$  dénote la valeur statique du rapport cyclique  $d$ .

- Le régime statique défini par (2.56) peut être également obtenu en raisonnant sur le modèle graphique du hacheur, représenté à la figure 2.11. En effet, sachant que l'inductance est équivalent, en régime statique, à un court-circuit et le condensateur à un circuit ouvert, le modèle statique du convertisseur devient conforme à celui de la figure 2.15, et la génération des équations (2.56) paraît ainsi évidente.

- Il est à noter que la modélisation statique illustrée ci-dessus, que ce soit à partir du modèle d'état moyen ou du circuit équivalent moyen, est toutefois limitée aux modèles invariants dans le temps. Le cas des modèles à structures variables, dont les paramètres varient périodiquement, sera traité ultérieurement, notamment dans le chapitre 4.

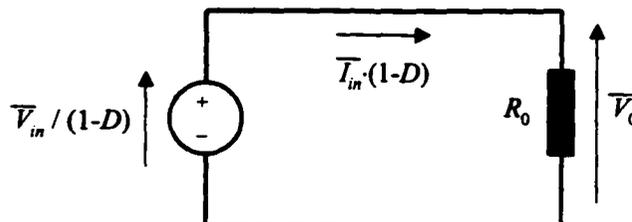


Figure 2.15 Modèle statique du hacheur élévateur élémentaire

### 2.2.4.3 Modèle dynamique

D'une manière générale, le modèle dynamique d'un convertisseur est obtenu par une linéarisation du modèle mathématique en régime moyen autour du point statique préalablement choisi. D'après ce qui précède, il peut donc être généré :

- soit à partir du modèle d'état, en appliquant un développement limité au premier des fonctions non linéaires qui y figurent,

- soit à partir du modèle graphique, en linéarisant les différents dipôles non linéaires qui en font partie.

• En reconsidérant l'exemple du hacheur élévateur, la première méthode d'établissement du modèle dynamique repose sur la linéarisation du modèle (2.25) autour du point statique défini par (2.55), en utilisant la loi générale donnée par (2.51). Contrairement aux apparences, le modèle (2.25) est non linéaire en raison du fait que la matrice  $\bar{\mathbf{A}}$  est fonction de la grandeur d'entrée  $d$  du système. En appliquant la loi de linéarisation (2.51), le modèle dynamique du convertisseur est caractérisé par :

$$\dot{\Delta \mathbf{x}} = \nabla_{\mathbf{u}} (\bar{\mathbf{A}} \bar{\mathbf{x}}) \Big|_{\mathbf{u}=\mathbf{U}} \Delta \mathbf{u} + \bar{\mathbf{E}} \overline{\Delta v_{in}} \quad (2.57)$$

où  $\overline{\Delta \mathbf{x}} = \bar{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{X}}$ ,  $\overline{\Delta v_{in}} = \bar{v}_{in} - \bar{V}_{in}$ ,  $\mathbf{u} = [\bar{i}_{in}, \bar{v}_0, d]^T$ ,  $\mathbf{U} = [\bar{I}_{in}, \bar{V}_0, D]^T$  et  $\Delta \mathbf{u} = \mathbf{u} - \mathbf{U}$ . Le premier terme de la somme se décompose en :

$$\nabla_{\mathbf{u}} (\bar{\mathbf{A}} \bar{\mathbf{x}}) \Big|_{\mathbf{u}=\mathbf{U}} \Delta \mathbf{u} = \frac{\partial \bar{\mathbf{A}}}{\partial d} \Big|_{d=D} \bar{\mathbf{X}} \Delta d + \bar{\mathbf{A}}_0 \overline{\Delta \mathbf{x}} \quad (2.58)$$

avec  $\Delta d = d - D$ . On tire finalement :

$$\dot{\Delta \mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{A}} \overline{\Delta \mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{B}} \Delta d + \tilde{\mathbf{E}} \overline{\Delta v_{in}} \quad (2.59)$$

où  $\tilde{\mathbf{A}}$ ,  $\tilde{\mathbf{B}}$  et  $\tilde{\mathbf{E}}$  sont respectivement les matrices d'état, de commande et de perturbation du modèle linéarisé, définies selon (2.58), (2.28) et (2.55) par :

$$\tilde{\mathbf{A}} = \bar{\mathbf{A}}_0 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C_0} & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \quad (2.60.a)$$

$$\tilde{\mathbf{B}} = \left. \frac{\partial \bar{\mathbf{A}}}{\partial d} \right|_{d=D} \cdot \bar{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{R_0(1-D)^2} \\ \frac{1}{1-D} \end{bmatrix} \cdot \bar{V}_{in} = \begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_{in}}{L(1-D)} \\ -\frac{\bar{V}_{in}}{R_0 C_0 (1-D)^2} \end{bmatrix} \quad (2.60.b)$$

et :

$$\tilde{\mathbf{E}} = \bar{\mathbf{E}} = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.60.c)$$

On peut aisément déduire de (2.59) les fonctions de transfert du convertisseur dans le domaine fréquentiel. En effet, en utilisant la transformation de Laplace, l'équation matricielle (2.59) devient :

$$s \mathbf{x}_-(s) = \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{x}_-(s) + \tilde{\mathbf{B}} d_-(s) + \tilde{\mathbf{E}} v_{in,-}(s) \quad (2.61)$$

où  $\mathbf{x}_-(s)$ ,  $d_-(s)$  et  $v_{in,-}(s)$  sont respectivement les transformées de Laplace de  $\overline{\Delta \mathbf{x}}$ ,  $\Delta d$  et  $\overline{\Delta v_{in}}$ , et  $s$  est l'opérateur de Laplace. On en tire :

$$\mathbf{x}_-(s) = (s\mathbf{I}_2 - \tilde{\mathbf{A}})^{-1} \tilde{\mathbf{B}} d_-(s) + (s\mathbf{I}_2 - \tilde{\mathbf{A}})^{-1} \tilde{\mathbf{E}} v_{in,-}(s) \quad (2.62)$$

$\mathbf{I}_2$  étant la matrice identité d'ordre 2. En remplaçant les matrices par leurs expressions données en (2.60), on aboutit après un développement mathématique à :

$$i_{in,-}(s) = K_{id} \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zid}}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} d_-(s) + K_{iv} \frac{1 + \frac{s}{\omega_{ziv}}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} v_{in,-}(s) \quad (2.63.a)$$

et :

$$v_{o,-}(s) = K_{vd} \frac{1 - \frac{s}{\omega_{zvd}}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} d_-(s) + \frac{K_{vv}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} v_{in,-}(s) \quad (2.63.b)$$

avec :

$$K_{id} = \frac{2 \bar{V}_{in}}{R_0(1-D)^3} \quad K_{iv} = \frac{1}{R_0(1-D)^2} \quad K_{vd} = \frac{\bar{V}_{in}}{(1-D)^2} \quad K_{vv} = \frac{1}{1-D}$$

$$\omega_{zid} = 2\omega_{ziv} = \frac{2}{R_0 C_0} \quad \omega_{zvd} = \frac{R_0(1-D)^2}{L} \quad \omega_p = \frac{1-D}{\sqrt{LC_0}}$$

et :

$$\xi = \frac{1}{2R_0(1-D)} \sqrt{\frac{L}{C_0}}$$

On remarque, d'après (2.63.b), que le système est à phase non minimale. La présence du zéro positif  $\omega_{zvd}$  affecte considérablement le comportement dynamique du système et rend plus délicat la conception des régulateurs, comme il sera vu ultérieurement. De plus, les paramètres du modèle dynamique ne sont pas forcément constants. Ils dépendent du point statique qui est susceptible de varier, en général, dans une large plage d'opération.

- La modélisation dynamique du convertisseur peut également être élaborée à partir du circuit équivalent de la figure 2.11. La méthode consiste à approximer tout dipôle non

linéaire en une superposition de dipôles linéaires obtenus par un développement limité au premier ordre autour d'un point statique. Par référence à la figure 2.11, les dipôles non linéaires sont la tension équivalente de source  $\bar{v}_{in}/(1-d)$  et l'inductance équivalente  $L/(1-d)^2$ .

La linéarisation de la source équivalente se fait selon la loi générale (2.53) :

$$\Delta \left( \frac{\bar{v}_{in}}{1-d} \right) \cong \frac{\partial \left( \frac{\bar{v}_{in}}{1-d} \right)}{\partial d} \Bigg|_{\substack{\bar{v}_{in}=\bar{V}_{in} \\ d=D}} \Delta d + \frac{\partial \left( \frac{\bar{v}_{in}}{1-d} \right)}{\partial \bar{v}_{in}} \Bigg|_{\substack{\bar{v}_{in}=\bar{V}_{in} \\ d=D}} \overline{\Delta v_{in}} \quad (2.64)$$

Quant au terme inductif, on propose de linéariser la tension à ses bornes de la manière suivante :

$$\frac{\partial}{\partial t} \left[ \frac{L}{(1-d)^2} \bar{i}'_{in} \right] \cong L \frac{\partial}{\partial t} \left[ \frac{\partial \left( \frac{\bar{i}'_{in}}{(1-d)^2} \right)}{\partial d} \Bigg|_{\substack{\bar{i}'_{in}=\bar{I}'_{in} \\ d=D}} \Delta d + \frac{\partial \left( \frac{\bar{i}'_{in}}{(1-d)^2} \right)}{\partial \bar{i}'_{in}} \Bigg|_{\substack{\bar{i}'_{in}=\bar{I}'_{in} \\ d=D}} \overline{\Delta i'_{in}} \right] \quad (2.65)$$

$\bar{i}'_{in}$  représente le courant moyen de source vu de la charge. Il est défini par :

$$\bar{i}'_{in} = \bar{i}_{in}(1-d) \quad (2.66)$$

$\overline{\Delta i'_{in}}$  dénote sa variation autour de sa valeur statique  $\bar{I}'_{in}$  donnée, selon (2.66) et (2.56), par :

$$\bar{I}'_{in} = \bar{I}_{in}(1-D) = \frac{\bar{V}_{in}}{R_0(1-D)} \quad (2.67)$$

Le développement des expressions (2.64) et (2.65) conduit à :

$$\Delta\left(\frac{\bar{v}_{in}}{1-d}\right) \cong \frac{\bar{V}_{in}}{(1-D)^2} \Delta d + \frac{1}{1-D} \overline{\Delta v_{in}} \quad (2.68)$$

et :

$$\frac{\partial}{\partial t} \left[ \frac{L}{(1-d)^2} \bar{i}'_{in} \right] \cong \frac{2L\bar{I}_{in}}{(1-D)^2} \cdot \frac{\partial}{\partial t} (\Delta d) + \frac{L}{(1-D)^2} \cdot \frac{\partial}{\partial t} (\overline{\Delta i'_{in}}) \quad (2.69)$$

Ces résultats sont résumés dans le modèle dynamique équivalent de la figure 2.16, établi dans le domaine de Laplace. Sachant que :

$$i'_{in,-}(s) \cong (1-D)i_{in,-}(s) - \bar{I}_{in} d_-(s) \quad (2.70)$$

on peut déduire aisément les relations suivantes :

$$i_{in,-}(s) = K_{id} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{zid1}}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{\omega_{zid2}}\right)}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} d_-(s) + K_{iv} \frac{1 + \frac{s}{\omega_{ziv}}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} v_{in,-}(s) \quad (2.71.a)$$

et :

$$v_{0,-}(s) = K_{vd} \frac{1 - \frac{s}{\omega'_{zvd}}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} d_-(s) + \frac{K_w}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} v_{in,-}(s) \quad (2.71.b)$$

Les paramètres  $K_{id}$ ,  $K_{iv}$ ,  $K_{vd}$ ,  $K_{vv}$ ,  $\omega_{ziv}$ ,  $\omega_p$  et  $\xi$  sont les mêmes que précédemment, les autres étant définis comme suit :

$$\omega'_{zvd} = \frac{R_0(1-D)^2}{2L} = \frac{\omega_{zvd}}{2}$$

$$\omega_{zid1} = \frac{\omega_p}{2}(\sqrt{8+\alpha^2} - \alpha)$$

et :

$$\omega_{zid2} = \frac{\omega_p}{2}(\sqrt{8+\alpha^2} + \alpha)$$

avec :

$$\alpha = R_0(1-D)\sqrt{\frac{C_0}{L}} - \frac{1}{R_0(1-D)}\sqrt{\frac{L}{C_0}}$$

Les écarts qui existent entre les modèles dynamiques (2.63) et (2.71) sont dus principalement à l'imperfection du circuit équivalent 2.11 obtenu par la technique des générateurs moyens. En effet, tel qu'indiqué au paragraphe 2.2.1 du chapitre, un terme additionnel non réaliste apparaît dans la mise en équations du circuit, et plus particulièrement dans l'expression (2.21.c). Celui-ci cause une déformation du modèle, qui est d'autant plus prononcée que les variations de la grandeur d'entrée  $d$  sont rapides et/ou importantes. En revanche, dans l'hypothèse où ces variations sont faibles vis-à-vis du point statique, cette déformation serait pratiquement négligeable et l'on pourrait, dans ces conditions, considérer l'un ou l'autre des deux modèles pour des fins de réglage.

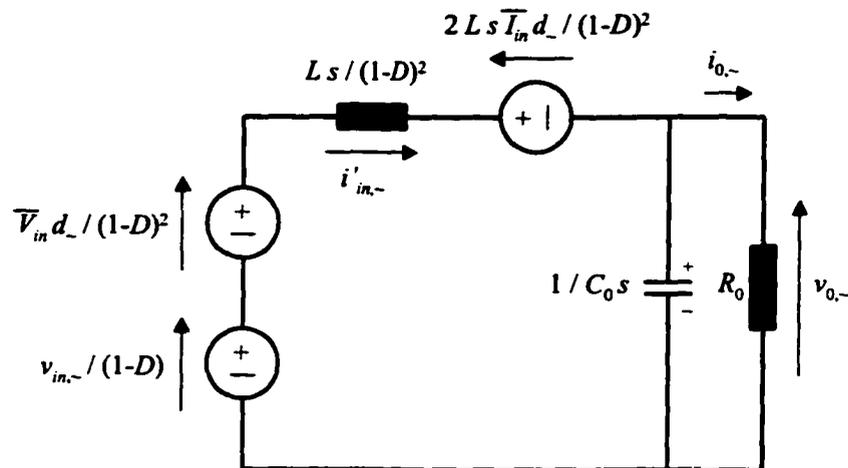


Figure 2.16 Modèle dynamique en petits signaux du hacheur élévateur élémentaire

### 2.2.5 Notes sur la modélisation des redresseurs triphasés

L'application des techniques de modélisation, présentées dans les paragraphes qui précèdent, peut être étendue au cas des redresseurs triphasés à filtrage actif, commutant à une fréquence fixe. Toutefois, cette généralisation n'est pas toujours évidente, surtout que le passage aux structures triphasées s'accompagne, à la fois, d'une augmentation du nombre d'interrupteurs, ce qui rend plus délicat l'application de la technique des générateurs moyens, et d'une insertion de nouveaux éléments réactifs, aboutissant ainsi à des systèmes d'ordre supérieur et à des modèles d'état plus complexes.

- Un redresseur à filtrage indirect, actif et série, par exemple, est constitué généralement d'un pont de Graëtz, suivi d'un circuit de modulation opérant à une fréquence élevée, tel que décrit aux figures 1.19 et 1.20. La tension à la sortie du pont est continue et à variation lente par rapport à la fréquence de modulation, et le problème de modélisation du convertisseur se ramène ainsi à modéliser uniquement le circuit de modulation, constitué essentiellement de hacheurs élévateurs élémentaires [88].

• D'autre part, un redresseur triphasé actif, tel que décrit à la figure 1.16, 1.17 ou 1.18, peut être vu comme une association de six hacheurs élévateurs élémentaires deux à deux complémentaires. La modélisation en régime moyen de ces convertisseurs conduit généralement à trois équations d'état régissant les variations des courants d'alimentation, et une ou deux équations régissant les variations de la ou des tension(s) de sortie, selon l'absence ou la présence d'un point milieu capacitif. Une tentative de réduire la dimension du système obtenu consiste à appliquer aux grandeurs électriques de source une transformation matricielle, dite de Park. Cette transformation revient, en réalité, à exprimer les vecteurs  $\mathbf{v}_{s,n} = [v_{s,1n}, v_{s,2n}, v_{s,3n}]^T$  et  $\mathbf{i}_s = [i_{s,1}, i_{s,2}, i_{s,3}]^T$ , qui représentent respectivement les systèmes triphasés de tensions et de courants côté alternatif du convertisseur, dans un nouveau repère  $(d, q, 0)$  tournant à la fréquence du réseau. Dans l'hypothèse d'un facteur de déformation unitaire, les tensions et courants côté réseau s'expriment en régime établi comme suit :

$$\begin{cases} v_{s,1n}(t) = V_S \sqrt{2} \sin(\omega_0 t) \\ v_{s,2n}(t) = V_S \sqrt{2} \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) \\ v_{s,3n}(t) = V_S \sqrt{2} \sin(\omega_0 t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.72)$$

et :

$$\begin{cases} i_{s,1}(t) = I_S \sqrt{2} \sin(\omega_0 t - \varphi) \\ i_{s,2}(t) = I_S \sqrt{2} \sin(\omega_0 t - 2\pi/3 - \varphi) \\ i_{s,3}(t) = I_S \sqrt{2} \sin(\omega_0 t - 4\pi/3 - \varphi) \end{cases} \quad (2.73)$$

$V_S$  et  $I_S$  dénotent respectivement les valeurs efficaces de la tension et du courant dans une phase,  $\varphi$  le déphasage du courant par rapport à la tension, et  $\omega_0$  la pulsation du réseau. En notant  $\mathbf{K}$  la matrice de transformation définie par [110] :

$$\begin{aligned}
\mathbf{K} &= \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega_0 t) & -\cos(\omega_0 t) & 0 \\ \cos(\omega_0 t) & \sin(\omega_0 t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 3/2 & 3/2 & 3/2 \end{bmatrix} \\
&= \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega_0 t) & \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) & \sin(\omega_0 t - 4\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t - 2\pi/3) & \cos(\omega_0 t - 4\pi/3) \\ 3/2 & 3/2 & 3/2 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.74}$$

les composantes des tensions et courants de phase dans le nouveau repère s'expriment alors par :

$$\begin{bmatrix} v_{s,d} \\ v_{s,q} \\ v_{s,0} \end{bmatrix} = \mathbf{K} \cdot \begin{bmatrix} v_{s,1n} \\ v_{s,2n} \\ v_{s,3n} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_{s,d} \\ i_{s,q} \\ i_{s,0} \end{bmatrix} = \mathbf{K} \cdot \begin{bmatrix} i_{s,1} \\ i_{s,2} \\ i_{s,3} \end{bmatrix} \tag{2.75}$$

Dans le cas d'un équilibre de tension et de courant (neutre du réseau déconnecté), les composantes homopolaires  $v_{s,0}$  et  $i_{s,0}$  sont identiquement nulles. Ainsi, lors de la mise en équation du circuit, les composantes directes ( $v_{s,d}$  et  $i_{s,d}$ ) et en quadrature ( $v_{s,q}$  et  $i_{s,q}$ ) sont les seules à être considérées, et le nombre de variables du système est réduit. D'autre part, en remplaçant les expressions (2.72), (2.73) et (2.74) dans (2.75), les valeurs en régime établi des composantes de tension et de courant dans le nouveau repère ( $d, q, 0$ ) sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{s,d} \\ v_{s,q} \\ v_{s,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_S \sqrt{2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_{s,d} \\ i_{s,q} \\ i_{s,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_S \sqrt{2} \cos \varphi \\ -I_S \sqrt{2} \sin \varphi \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.76}$$

En régime permanent, les composantes des tensions et courants dans le repère ( $d, q, 0$ ) sont donc des constantes. Cette propriété nous sera très utile lors de la conception du système de réglage du convertisseur, dans la mesure où elle permet de simplifier

considérablement l'établissement des lois de commande et la génération des consignes de référence.

Pour mieux comprendre la procédure ainsi présentée, on propose de l'appliquer, à titre d'exemple, à la topologie de la figure 2.17, où les interrupteurs  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$ ,  $Q'_1$ ,  $Q'_2$  et  $Q'_3$  sont supposés bidirectionnels en courant. Cette topologie est similaire à celle présentée à la figure 1.16. La charge est assimilée à une résistance pure  $R_0$ . Les interrupteurs appartenant à un même bras sont commandés d'une manière complémentaire, et l'on peut ainsi poser :

$$d'_k = 1 - d_k \quad , \quad \forall k \in \{1,2,3\} \quad (2.77)$$

où  $d_k$  et  $d'_k$  dénotent respectivement les rapports cycliques de  $Q_k$  et  $Q'_k$ , pour  $k = 1, 2$  ou  $3$ . En appliquant à ce convertisseur la technique de modélisation dans l'espace d'état décrite au paragraphe 2.2.2, on aboutit en régime moyen aux relations suivantes :

$$L \frac{\partial \bar{i}_{s,1}}{\partial t} = \bar{v}_{s,1n} - (\bar{v}_a - \bar{v}_n) \quad (2.78.a)$$

$$L \frac{\partial \bar{i}_{s,2}}{\partial t} = \bar{v}_{s,2n} - (\bar{v}_b - \bar{v}_n) \quad (2.78.b)$$

$$L \frac{\partial \bar{i}_{s,3}}{\partial t} = \bar{v}_{s,3n} - (\bar{v}_c - \bar{v}_n) \quad (2.78.c)$$

$$C_0 \frac{\partial \bar{v}_0}{\partial t} + \frac{\bar{v}_0}{R_0} = \bar{i}_{dc} \quad (2.78.d)$$

où  $\bar{v}_a$ ,  $\bar{v}_b$ ,  $\bar{v}_c$  et  $\bar{v}_n$  sont respectivement les potentiels moyens au niveau des terminaux  $a$ ,  $b$ ,  $c$  et du neutre  $n$ ,  $\bar{i}_{dc}$  est le courant moyen côté continu du pont,  $\bar{v}_0$  la tension moyenne aux bornes de la charge,  $\bar{v}_{s,kn}$  et  $\bar{i}_{s,k}$ ,  $k \in \{1,2,3\}$ , les tensions et courants moyens de source. Sachant qu'on peut poser :

$$\bar{v}_a = \bar{v}_N + d_1 \bar{v}_0 \quad (2.79.a)$$

$$\bar{v}_b = \bar{v}_N + d_2 \bar{v}_0 \quad (2.79.b)$$

$$\bar{v}_c = \bar{v}_N + d_3 \bar{v}_0 \quad (2.79.c)$$

$$\bar{i}_{dc} = \sum_{k=1}^3 d_k \bar{i}_{s,k} \quad (2.79.d)$$

$\bar{v}_N$  étant le potentiel moyen au point  $N$ , on déduit :

$$L \frac{\partial \bar{i}_{s,1}}{\partial t} = \bar{v}_{s,1n} - d_1 \bar{v}_0 - (\bar{v}_N - \bar{v}_n) \quad (2.80.a)$$

$$L \frac{\partial \bar{i}_{s,2}}{\partial t} = \bar{v}_{s,2n} - d_2 \bar{v}_0 - (\bar{v}_N - \bar{v}_n) \quad (2.80.b)$$

$$L \frac{\partial \bar{i}_{s,3}}{\partial t} = \bar{v}_{s,3n} - d_3 \bar{v}_0 - (\bar{v}_N - \bar{v}_n) \quad (2.80.c)$$

$$C_0 \frac{\partial \bar{v}_0}{\partial t} + \frac{\bar{v}_0}{R_0} = \sum_{k=1}^3 d_k \bar{i}_{s,k} \quad (2.80.d)$$

D'autre part, en supposant que le neutre  $n$  est déconnecté et que les tensions d'alimentation forment un système équilibré, on a les identités suivantes :

$$\bar{v}_{s,1n}(t) + \bar{v}_{s,2n}(t) + \bar{v}_{s,3n}(t) = 0 \quad , \quad \forall t \quad (2.81.a)$$

et :

$$\bar{i}_{s,1}(t) + \bar{i}_{s,2}(t) + \bar{i}_{s,3}(t) = 0 \quad , \quad \forall t \quad (2.81.a)$$

La combinaison des expressions (2.80.a), (2.80.b) et (2.80.c) avec les égalités (2.81) permet de déduire :

$$\bar{v}_N - \bar{v}_n = -\frac{\bar{v}_0}{3} \sum_{k=1}^3 d_k \quad (2.82)$$

En intégrant l'expression (2.82) dans les équations (2.80), on aboutit à un modèle dynamique non linéaire du quatrième ordre, ayant comme variables d'état les courants moyens  $\bar{i}_{s,1}$ ,  $\bar{i}_{s,2}$ ,  $\bar{i}_{s,3}$  et la tension moyenne  $\bar{v}_0$ , comme variables de commande les rapports cycliques  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $d_3$ , et comme variables de perturbation les tensions moyennes  $\bar{v}_{s,1n}$ ,  $\bar{v}_{s,2n}$  et  $\bar{v}_{s,3n}$ . Le modèle est régi par :

$$L \frac{\partial \bar{i}_{s,1}}{\partial t} = \bar{v}_{s,1n} - \left( \frac{2}{3} d_1 - \frac{1}{3} d_2 - \frac{1}{3} d_3 \right) \bar{v}_0 \quad (2.80.a)$$

$$L \frac{\partial \bar{i}_{s,2}}{\partial t} = \bar{v}_{s,2n} - \left( -\frac{1}{3} d_1 + \frac{2}{3} d_2 - \frac{1}{3} d_3 \right) \bar{v}_0 \quad (2.80.b)$$

$$L \frac{\partial \bar{i}_{s,3}}{\partial t} = \bar{v}_{s,3n} - \left( -\frac{1}{3} d_1 - \frac{1}{3} d_2 + \frac{2}{3} d_3 \right) \bar{v}_0 \quad (2.80.c)$$

$$C_0 \frac{\partial \bar{v}_0}{\partial t} + \frac{\bar{v}_0}{R_0} = \sum_{k=1}^3 d_k \bar{i}_{s,k} \quad (2.80.d)$$

et peut être représenté sous forme condensée comme suit :

$$L \frac{\partial}{\partial t} \bar{\mathbf{i}}_s = \bar{\mathbf{v}}_s - \Gamma \mathbf{d} \bar{v}_0 \quad (2.81.a)$$

$$C_0 \frac{\partial \bar{v}_0}{\partial t} + \frac{\bar{v}_0}{R_0} = \mathbf{d}^T \bar{\mathbf{i}}_s \quad (2.81.b)$$

où  $\bar{\mathbf{v}}_s = [\bar{v}_{s,1n} \quad \bar{v}_{s,2n} \quad \bar{v}_{s,3n}]^T$  est le vecteur des tensions moyennes,  $\bar{\mathbf{i}}_s = [\bar{i}_{s,1} \quad \bar{i}_{s,2} \quad \bar{i}_{s,3}]^T$  le vecteur des courants moyens,  $\mathbf{d} = [d_1 \quad d_2 \quad d_3]^T$  le vecteur des rapports cycliques et  $\Gamma$  une matrice constante donnée par :

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

Le modèle (2.81) est exprimé dans le repère stationnaire. Il pourra être réduit en lui faisant subir la transformation de Park, tel que cité précédemment. En effet, en introduisant des nouvelles variables vectorielles  $\bar{\mathbf{v}}'_s = [\bar{v}_{s,d} \quad \bar{v}_{s,q} \quad \bar{v}_{s,0}]^T$ ,  $\bar{\mathbf{i}}'_s = [\bar{i}_{s,d} \quad \bar{i}_{s,q} \quad \bar{i}_{s,0}]^T$  et  $\mathbf{d}' = [d_d \quad d_q \quad d_0]^T$  telles que :

$$\bar{\mathbf{v}}'_s = \mathbf{K} \bar{\mathbf{v}}_s, \quad \bar{\mathbf{i}}'_s = \mathbf{K} \bar{\mathbf{i}}_s, \quad \text{et} \quad \mathbf{d}' = \mathbf{K} \mathbf{d} \quad (2.83)$$

$\mathbf{K}$  étant la matrice de transformation donnée en (2.74), le système (2.81) devient :

$$L \left( \mathbf{K} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{K}^{-1} \right) \bar{\mathbf{i}}'_s + L \frac{\partial}{\partial t} \bar{\mathbf{i}}'_s = \bar{\mathbf{v}}'_s - (\mathbf{K} \Gamma \mathbf{K}^{-1}) \mathbf{d}' \bar{v}_0 \quad (2.84.a)$$

$$C_0 \frac{\partial \bar{v}_0}{\partial t} + \frac{\bar{v}_0}{R_0} = \mathbf{d}'^T (\mathbf{K}^{-1})^T \mathbf{K}^{-1} \bar{\mathbf{i}}'_s \quad (2.84.b)$$

Un développement mathématique tenant compte de l'expression de  $\mathbf{K}$  conduit aux égalités suivantes :

$$\mathbf{K} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{K}^{-1} = \omega_0 \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.85.a)$$

$$\mathbf{K} \Gamma \mathbf{K}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.85.b)$$

$$(\mathbf{K}^{-1})^T \mathbf{K}^{-1} = (\mathbf{K}\mathbf{K}^T)^{-1} = \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 1/3 \end{bmatrix} \quad (2.85.c)$$

Étant donné que les composantes homopolaires  $\bar{v}_{s,0}$  et  $\bar{i}_{s,0}$  des tensions et courants de source sont identiquement nulles, le modèle (2.84) est donc réduit, dans le nouveau repère, à un système du troisième ordre, ayant comme variables d'état  $\bar{i}_{s,d}$ ,  $\bar{i}_{s,q}$  et  $\bar{v}_0$ , comme variables de commande  $d_d$  et  $d_q$ , et comme variables de perturbation  $\bar{v}_{s,d}$  et  $\bar{v}_{s,q}$ .  
Tenant compte des égalités (2.85), le nouveau modèle est régi par :

$$L \frac{\partial \bar{i}_{s,d}}{\partial t} = \bar{v}_{s,d} + L\omega_0 \bar{i}_{s,q} - d_d \bar{v}_0 \quad (2.86.a)$$

$$L \frac{\partial \bar{i}_{s,q}}{\partial t} = \bar{v}_{s,q} - L\omega_0 \bar{i}_{s,d} - d_q \bar{v}_0 \quad (2.86.b)$$

$$C_0 \frac{\partial \bar{v}_0}{\partial t} + \frac{\bar{v}_0}{R_0} = \frac{3}{2} (d_d \bar{i}_{s,d} + d_q \bar{i}_{s,q}) \quad (2.86.c)$$

Il peut être également présenté sous forme matricielle comme suit :

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}} = \bar{\mathbf{A}} \bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{E}} \bar{\mathbf{v}} \quad (2.87)$$

où  $\bar{\mathbf{x}} = [\bar{i}_{s,d} \quad \bar{i}_{s,q} \quad \bar{v}_0]^T$  est le nouveau vecteur d'état,  $\bar{\mathbf{v}} = [\bar{v}_{s,d} \quad \bar{v}_{s,q}]^T$  le nouveau vecteur de perturbation,  $\bar{\mathbf{A}}$  et  $\bar{\mathbf{E}}$  des matrices définies par :

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 & -d_d/L \\ -\omega_0 & 0 & -d_q/L \\ 3d_d/2C_0 & 3d_q/2C_0 & -1/R_0C_0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \bar{\mathbf{E}} = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

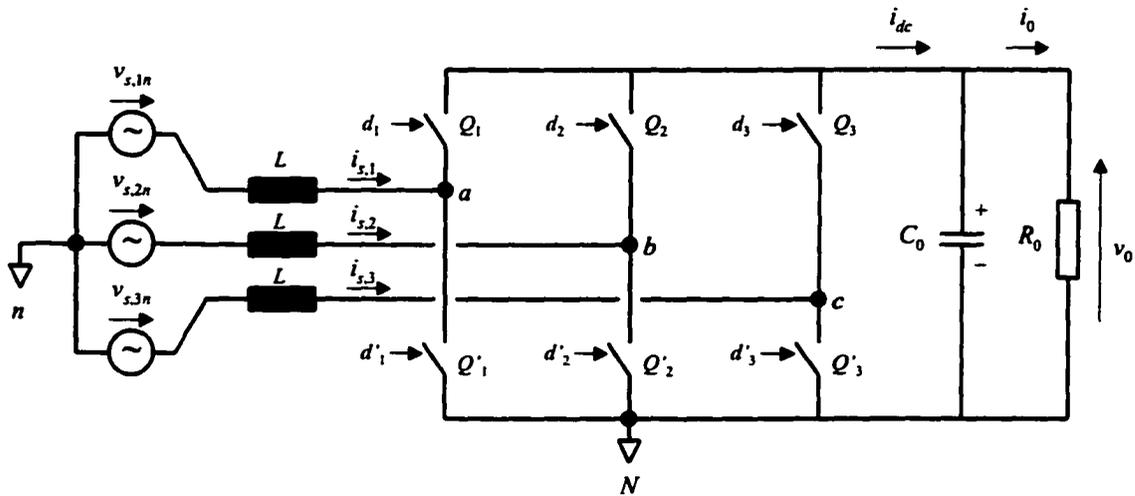


Figure 2.17 Redresseur triphasé direct à six interrupteurs

### 2.3 Méthodes de réglage

En général, le but de réglage revient à assurer au processus réglé des performances statiques et dynamiques qui satisfont un cahier des charges préétabli. Concernant les redresseurs actifs auxquels on est intéressé, le système de réglage associé devra être en mesure d'assurer de bonnes qualités d'opération caractérisées par un faible TDH des courants côté alternatif, une tension côté continu stabilisée autour de sa valeur désirée, et une robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes. De plus, le système devra présenter, suite aux variations du point d'opération ou des consignes de référence, une réponse dynamique aussi rapide que possible. Toutefois, sachant qu'une augmentation de rapidité s'accompagne généralement d'une diminution du degré de stabilité, un compromis rapidité-stabilité devra être pris en considération lors du choix de la loi de réglage.

Dans ce paragraphe, plusieurs types de lois de réglage, appliquées aux convertisseurs à fréquence de commutation fixe, sont présentés. On se limitera toutefois à celles qui sont

analogiques, dont on se servira dans la suite. Les lois de commande numériques, nécessitant un procédé d'échantillonnage, ne seront pas envisagées. La nature d'un système de réglage dépend du modèle mathématique choisi pour représenter le convertisseur. Si ce modèle est linéaire, les techniques de réglage de l'automatique linéaire y sont directement applicables. Par contre, si celui-ci est non-linéaire, des techniques non-linéaires de commande doivent être envisagées pour assurer au convertisseur un comportement souhaitable dans une large plage d'opération.

### **2.3.1 Réglage monovariante**

Le principe du réglage monovariante est illustré par le schéma fonctionnel de la figure 2.18.  $u$  dénote la grandeur de commande,  $v$  le vecteur regroupant les grandeurs de perturbation,  $x$  le vecteur d'état du convertisseur, et  $e$  l'écart entre la sortie désirée  $y^*$  et la sortie réelle  $y$  du système. Le bloc de mise à l'échelle est modélisé par un gain constant qui permet la normalisation des variables mesurées. Le conditionneur est constitué principalement d'un filtre passe-bas, utilisé pour la réduction des ondulations dans les grandeurs de sortie. Celui-ci peut être omis si la fonction de filtrage est intégrée dans le régulateur.

Le conception du régulateur se base sur la représentation mathématique du convertisseur. On distingue à ce stade :

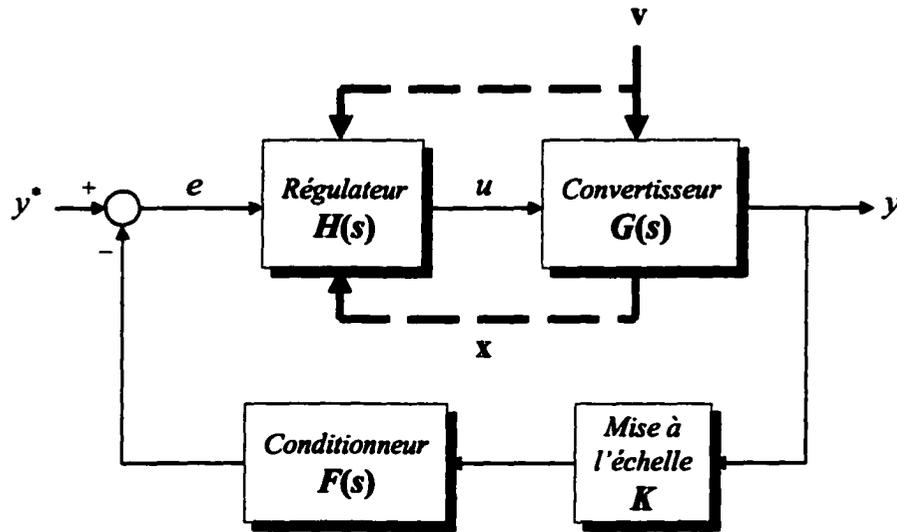


Figure 2.18 Principe du réglage monovariabile

### 2.3.1.1 Le réglage linéaire

Dans ce cas, le convertisseur est représenté soit par une matrice d'état (dans le domaine temporel), soit par une fonction de transfert  $G(s)$  liant la variable de sortie  $y$  à la grandeur de commande  $u$  (dans le domaine fréquentiel ou de Laplace). En optant pour le modèle fréquentiel, la conception du régulateur modélisé par sa transmittance  $H(s)$  suit l'une des méthodes suivantes.

#### A. Cas d'un système bouclé du premier ordre

Une première méthode de conception de régulateur consiste à choisir une fonction de transfert  $G(s)$  qui permet d'engendrer un comportement du premier ordre en boucle fermée. Sachant que le gain de boucle s'écrit sous la forme :

$$G_{BO}(s) = K F(s) H(s) G(s) \quad (2.89)$$

où  $K$  est le gain du bloc de mise à l'échelle et  $F(s)$  la transmittance du conditionneur, le choix du régulateur doit ainsi vérifier la condition suivante :

$$G_{BF}(s) = \frac{1}{K F(s)} \cdot \frac{G_{BO}(s)}{1 + G_{BO}(s)} = \frac{1}{K} \cdot \frac{1}{1 + \tau s} \quad (2.90)$$

où  $G_{BF}(s)$  est la transmittance en boucle fermée du système et  $\tau$  la constante de temps désirée.

En pratique, la fréquence de coupure du conditionneur est choisie loin au-delà de la bande passante du système, et sa présence peut donc être négligée (i.e.,  $F(s) \cong 1$ ). Dans ces conditions, l'expression de  $H(s)$  se déduit de (2.89) et (2.90) comme suit :

$$H(s) = \frac{1}{K \tau s G(s)} \quad (2.91)$$

Il est à noter que cette méthode n'est applicable que lorsque la transmittance  $G(s)$  est à phase minimale, c'est qu'elle n'admet pas des zéros à partie réelle positive. Dans le cas contraire, il faudra s'assurer que les zéros à partie réelle positive de  $G(s)$  se situent en delà de la bande passante du système afin que l'on puisse négliger leur présence. Ceci est rendu possible par un choix adéquat de la constante de temps  $\tau$ .

On montre à la figure 2.19 la réponse indicielle du système ainsi réglé pour  $K = \tau = 1$ . La rapidité du système est mesurée par son temps d'établissement à  $x\%$ , défini par :

$$t_{e,x\%} = 2.3 \tau (2 - \log_{10} x) \quad (2.92)$$

La rapidité du système est donc inversement proportionnelle à  $\tau$ . Il paraît ainsi évident que, pour augmenter la rapidité, il faut diminuer  $\tau$ . Or, étant donné que la pulsation de

couple du système bouclé est égale à  $1/\tau$ , la réduction de  $\tau$  est limitée entre autres par la présence éventuelle de zéros à partie réelle positive dans  $G(s)$  et d'une ondulation de grandeur de sortie qu'il convient de filtrer. Un compromis rapidité-stabilité existe ainsi dans le choix du paramètre  $\tau$ .

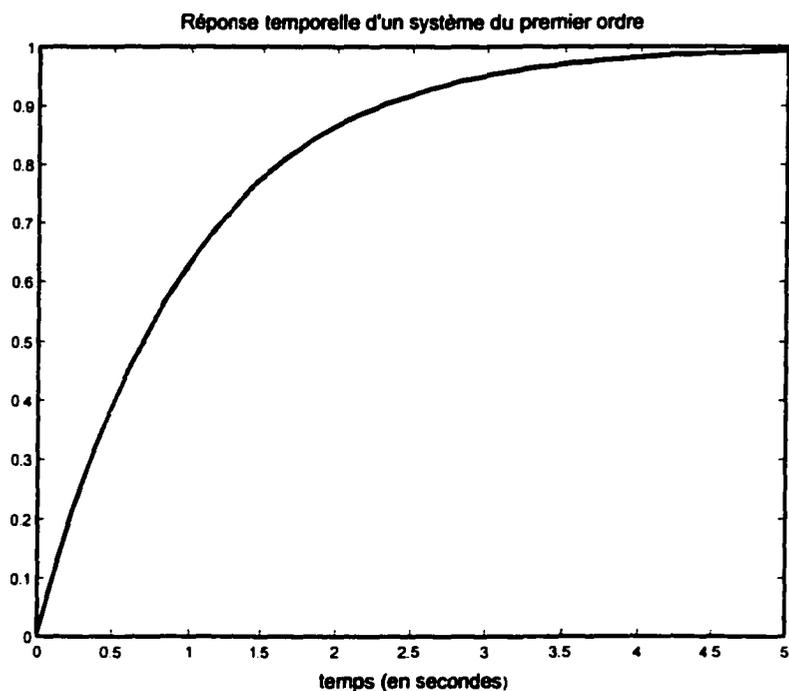


Figure 2.19 Réponse indicielle d'un système du premier ordre

### B. Cas d'un système bouclé du second ordre

Une deuxième technique plus optimisée, utilisée dans la conception de régulateurs linéaires dans le domaine fréquentiel, consiste à choisir une transmittance  $H(s)$  qui impose au système bouclé un comportement du second ordre sous-amorti. Le problème revient donc à écrire :

$$G_{BF}(s) = \frac{1}{K} \cdot \frac{G_{BO}(s)}{1 + G_{BO}(s)} = \frac{1}{K} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (2.93)$$

où  $\xi$  et  $\omega_p$  dénotent respectivement le facteur d'amortissement (inférieur à 1) et la pulsation propre du système bouclé. L'équation (2.93) conduit ainsi à poser :

$$H(s) = \frac{\omega_p}{2K\xi} \cdot \frac{1}{s \left( 1 + \frac{s}{2\xi \omega_p} \right) G(s)} \quad (2.94)$$

Ici encore, le choix du régulateur selon l'expression (2.94) n'est plus valable si  $G(s)$  contient au moins un zéro à partie réelle positive. Dans ce cas, un dimensionnement adéquat du paramètre  $\omega_p$  s'avère nécessaire pour placer ces zéros au-delà de la bande passante du système et négliger, par conséquent, leurs effets.

Afin de juger les performances dynamiques du système, on utilise généralement les notions de dépassement et de temps de montée, propres à la réponse indicielle. Le temps de montée  $t_m$  est l'instant où la sortie atteint sa valeur maximale, alors que le dépassement  $\delta$  se définit comme suit :

$$\delta = \frac{y(t_m) - y(\infty)}{y(\infty)} \times 100 \quad (2.95)$$

où  $y(t_m)$  et  $y(\infty)$  dénotent respectivement les valeurs crête et permanente de la grandeur de sortie. Un développement mathématique conduit à :

$$\delta = 100 \times \exp\left(-\frac{\pi \xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right) \quad \text{et} \quad t_m = \frac{\pi}{\omega_p \sqrt{1-\xi^2}} \quad (2.96)$$

Pour une valeur optimale  $\xi_{opt} = 1/\sqrt{2}$  du facteur d'amortissement, on obtient un dépassement de 4.32% et un temps de montée égal à  $\pi\sqrt{2}/\omega_p$ . Comme précédemment, le choix du paramètre  $\omega_p$  est effectué de manière à assurer un compromis rapidité-stabilité du système.

La réponse indicielle d'un système du second ordre optimisé est illustrée à la figure 2.20. Le facteur d'amortissement est pris égal à  $\xi_{opt} \approx 0.707$ , la pulsation propre choisie est de 1rd/s et le gain statique  $K$  est unitaire.

### C. Cas général

Les méthodes proposées aux sections A et B ne sont facilement applicables que dans le cas où  $G(s)$  est simple et à phase minimale. Dans le cas contraire, leur application est loin d'être évidente. De plus, l'implantation du régulateur  $H(s)$  s'avère d'autant plus difficile que l'expression de  $G(s)$  est complexe. Dans ce contexte, d'autres méthodes de conception de régulateurs sont proposées dans la littérature [84]. Elles se basent sur un raisonnement empirique, d'où la possibilité de les généraliser à une grande variété d'applications. On peut citer, par exemple :

- la technique par avance et retard de phase qui consiste à fixer la marge de stabilité du système à l'aide d'un régulateur généralement de type proportionnel (P) ou proportionnel-intégral (PI) ;
- la méthode de Ziegler-Nichols pour la conception des régulateurs de type proportionnel, intégral et dérivée (PID).

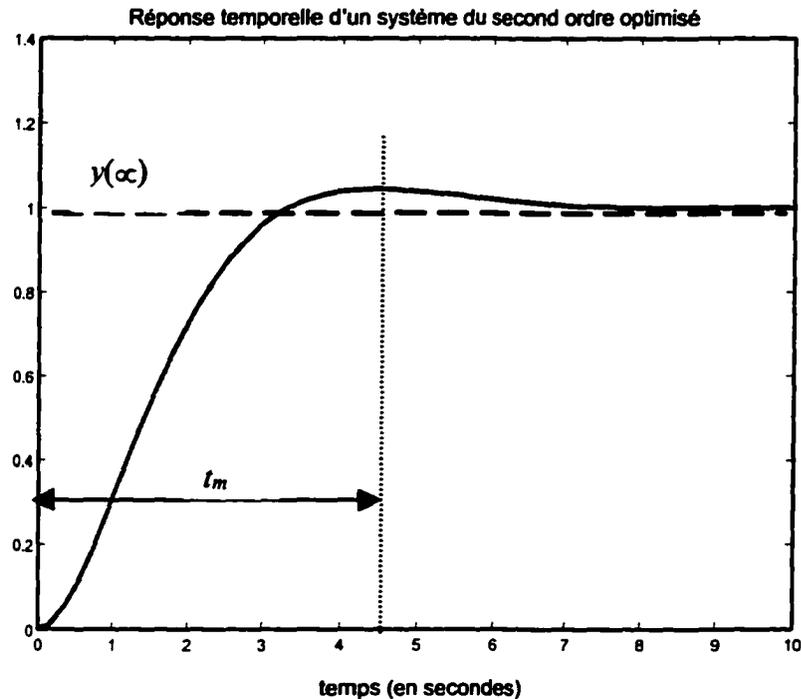


Figure 2.20 Réponse indicielle d'un système du second ordre optimisé

### 2.3.1.2 Le réglage non linéaire

La représentation mathématique des convertisseurs à fréquence de commutation fixe est, presque toujours, non linéaire. Lors de la conception du système de réglage, cette non linéarité est :

- soit négligée, en linéarisant le modèle autour d'un point de fonctionnement statique [81]. Dans ce cas, le choix des régulateurs se fait conformément aux méthodes décrites au paragraphe précédent. Toutefois, cette façon de procéder ne garantit pas des performances optimales qu'au voisinage du point autour duquel fut effectuée la linéarisation. Ces performances sont dégradées au fur et à mesure que le point d'opération s'éloigne du point de linéarisation.

- soit compensée à l'aide d'un régulateur non linéaire placé en amont du convertisseur. La fonction réalisée par le régulateur est d'assurer au système des performances dynamiques souhaitables sur toute la plage d'opération. Elle est choisie de manière à ce que l'association régulateur-convertisseur soit équivalente à un système globalement linéaire [82]. Le principe du réglage non linéaire est décrit sous sa forme la plus simple dans les lignes qui suivent.

Dans les convertisseurs statiques, les grandeurs à régler sont souvent les variables d'état. En tenant compte de ce fait, effectuer un réglage monovariante sous-entend qu'on est en présence d'un modèle du premier ordre représentatif du convertisseur. Ce modèle est défini dans le domaine temporel comme suit :

$$\dot{x} = f(x, u, v) \quad (2.97)$$

où  $f$  est une fonction non-linéaire et  $x$  la variable d'état ou de sortie du modèle. Afin de linéariser globalement le système (2.97), il suffit alors de placer en amont du convertisseur un bloc réalisant la transformation non-linéaire :

$$u = T(x, z, v) \quad (2.98)$$

telle que l'association ainsi établie puisse être représentée par la forme canonique :

$$\dot{x} = f[x, T(x, z, v), v] = z \quad (2.99)$$

où  $z$  est la nouvelle variable de commande. Le développement précédent suppose, bien entendu, l'existence d'une telle transformation  $T$  pour la fonction  $f$  considérée. Le système linéarisé (2.99) se comporte ainsi comme un intégrateur et, d'après les considérations du paragraphe 2.3.1.1.B, il suffit alors de choisir un régulateur linéaire de la forme :

$$H(s) = \frac{\omega_p \sqrt{2}}{2K} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p \sqrt{2}}} \quad (2.100)$$

pour assurer au système un comportement dynamique optimal en boucle fermée. La rapidité du système bouclé est fixée par la valeur choisie pour  $\omega_p$ . Cette approche est illustrée à la figure 2.21.

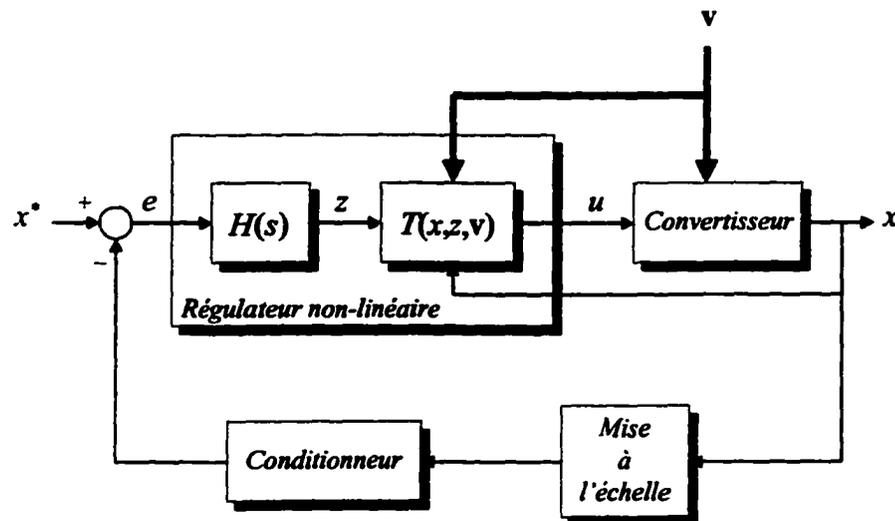


Figure 2.21 Réglage non linéaire d'un système du premier ordre

### 2.3.2 Réglage multivariable

Dans le cas d'un réglage monovariante, la grandeur asservie est soit une tension de sortie, soit un courant. En pratique, ce type de réglage s'avère insuffisant pour les principales raisons suivantes :

- Si la grandeur réglée est la tension de sortie, une bonne stabilisation de tension est obtenue aux dépens d'un appel périodique d'un courant important pouvant nuire à la

fiabilité des composants mis en jeu. Pour des raisons de sécurité, l'absorption de courant doit être impérativement contrôlée par une boucle interne, en général beaucoup plus rapide que la boucle de tension.

- De même, si la grandeur réglée représente un courant, les limites sécuritaires du dispositif peuvent être respectées, mais au prix d'une fluctuation importante de la tension de sortie, indésirable pour certaines applications industrielles nécessitant une alimentation continue stabilisée.

Ainsi, pour les raisons évoquées ci-dessus, il s'avère indispensable de régler simultanément la tension de sortie et les courants circulant dans un convertisseur statique. Une première approche consiste à utiliser la technologie de la *boucle imbriquée de courant* [95-96], selon laquelle une boucle de limitation de la valeur crête du ou des courant(s) est intégrée dans la boucle de régulation de tension. Bien qu'elle soit rapide, fiable et robuste vis-à-vis des variations paramétriques du système et des perturbations externes, cette technique de réglage se prête mal aux problèmes de mise en forme de courant et, par conséquent, ne peut être envisagée dans les applications où un faible TDH de courant est recommandé. Dans la littérature, on réfère souvent à ce type de réglage par l'expression *réglage en mode courant crête* (peak current mode control, en anglo-saxon).

Une seconde approche, permettant à la fois une régulation de tension et une mise en forme de courant, consiste en un réglage multivariable où l'on tient compte uniquement de la composante à basse fréquence des grandeurs à régler, et non pas de leur valeur instantanée. Des filtres passe-bas sont donc à insérer dans les chaînes de mesure afin d'éliminer les composantes à haute fréquence (multiple de la fréquence de commutation) dans les signaux captés. Dans la littérature, on réfère à ce type de réglage par l'expression *réglage en mode courant moyen* (average current mode control, en anglo-saxon) [70-71].

### 2.3.2.1 Réglage linéaire

Pour les systèmes linéaires multivariables (à  $m$  entrées et  $m$  sorties), le problème du réglage revient non seulement à imposer aux systèmes des caractéristiques dynamiques désirées, mais aussi à leur assurer un certain degré de découplage entre les grandeurs d'entrée et sortie. Pour illustrer cette idée, considérons un convertisseur modélisé par la matrice de transfert linéaire :

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) & \cdots & G_{1m}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) & \cdots & G_{2m}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{m1}(s) & G_{m2}(s) & \cdots & G_{mm}(s) \end{bmatrix} \quad (2.101)$$

La procédure de réglage peut suivre l'une des démarches suivantes :

- Si la matrice  $\mathbf{G}(s)$  est à dominance diagonale, c'est-à-dire [85] :

$$\forall \omega \in \mathfrak{R}, \forall i \in \{1, \dots, m\}, \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^m |G_{ik}(j\omega)| \ll |G_{ii}(j\omega)| \quad (2.102)$$

le couplage peut être négligé et le système serait considéré comme formé de  $m$  sous-systèmes indépendants. Le principe de réglage multivariable revient, dans ces conditions, à régler séparément  $m$  systèmes linéaires mono-variables, en utilisant l'une des approches citées au paragraphe 2.3.1.1. Ce type de réglage est dit à *bouclages successifs* [85].

- Si la matrice  $\mathbf{G}(s)$  n'est pas à dominance diagonale, un découplage devra être assuré en premier lieu, avant d'envisager le bouclage du système. Dans cette perspective, un étage pré-régulateur, de matrice de transfert  $\mathbf{H}_1(s)$ , doit être inséré en amont du processus de

manière à rendre la matrice  $\mathbf{G}(s)\mathbf{H}_1(s)$  à dominance diagonale. Une fois le pré-régulateur  $\mathbf{H}_1(s)$  est conçu, un étage post-régulateur de matrice de transfert diagonale  $\mathbf{H}_2(s)$  assurera ensuite les performances dynamiques voulues.

### 2.3.2.2 Réglage non linéaire

Le principe du réglage non-linéaire multivariable est semblable à celui correspondant au cas des systèmes mono-variables. En effet, soit le modèle d'état suivant d'un convertisseur :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{v}) = \begin{bmatrix} f_1(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{v}) \\ f_2(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{v}) \\ \vdots \\ f_m(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{v}) \end{bmatrix} \quad (2.103)$$

où  $\mathbf{x}$  est le vecteur d'état,  $\mathbf{u}$  le vecteur de commande,  $\mathbf{v}$  le vecteur de perturbation et  $f_i$ ,  $i = 1, \dots, m$ , des fonctions analytiques non-linéaires. Le but est de chercher une fonction multivariable  $\mathbf{T}(\mathbf{x}, \mathbf{z}, \mathbf{v})$  qui, par une transformation non-linéaire du vecteur de commande, rend le système à régler globalement linéaire et représenté par sa forme canonique la plus simple. La fonction  $\mathbf{T}$  devra ainsi vérifier :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}[\mathbf{x}, \mathbf{T}(\mathbf{x}, \mathbf{z}, \mathbf{v}), \mathbf{v}] = \mathbf{z} \quad (2.104)$$

où  $\mathbf{z}$  est le nouveau vecteur de commande. Il est à rappeler que, généralement dans le cas des convertisseurs, les grandeurs de sorties ne sont autres que les variables d'état. De plus, le système linéarisé (2.104) se trouve constitué de  $m$  sous-systèmes complètement découplés, qui se comportent comme de simples intégrateurs. Ainsi, pour compléter la procédure de réglage, il reste à choisir  $m$  régulateurs linéaires identiques et de la forme (2.100).

### 2.3.2.3 Réglage par boucles en cascade

Tel que fut indiqué, les approches décrites aux paragraphes 2.3.2.1 et 2.3.2.2 sont limitées au cas des modèles multivariables ayant un nombre d'entrées égal au nombre de sortie. Malheureusement, ce n'est pas souvent le cas en pratique. En réalité, comme il sera montré dans les chapitres qui suivent, on est confronté dans la plupart du temps à des modèles dont le nombre  $p$  d'entrées est inférieur au nombre  $m$  de sorties qu'on désire régler. Une façon de régler de tels systèmes est offerte par la méthode des boucles en cascade. Cette technique se procède en deux étapes :

- On commence par régler, tout d'abord,  $p$  parmi les  $m$  sorties du système. L'asservissement multivariable ainsi réalisé correspondrait au *bouclage interne* du système.
- Ensuite, les  $(m-p)$  sorties restantes seront asservies par un bouclage externe, tout en tenant compte du bouclage interne déjà mis en place.

Cette technique de réglage est illustrée à la figure 2.22, où  $y_1$  et  $y_2$  sont les vecteurs de sortie de dimensions respectives  $(p \times 1)$  et  $((m-p) \times 1)$ , et  $y_1^*$  et  $y_2^*$  leurs consignes respectives. Elle se prête surtout favorable aux applications où :

- les grandeurs à régler ne sont pas de même rapidité de variation. Dans ces conditions, les  $p$  grandeurs les plus rapides sont réglées en premier lieu, tandis que les autres sont laissées pour le bouclage externe.
- les consignes des grandeurs à régler ne sont pas indépendantes. Dans ce cas, les consignes de références associées à certaines grandeurs sont générées par des régulateurs externes. La variation des consignes doit être beaucoup moins rapide que la réponse des grandeurs correspondantes. C'est ainsi que, encore une fois, il s'avère convenable de garder le bouclage externe pour les grandeurs de sorties les plus lentes du système.

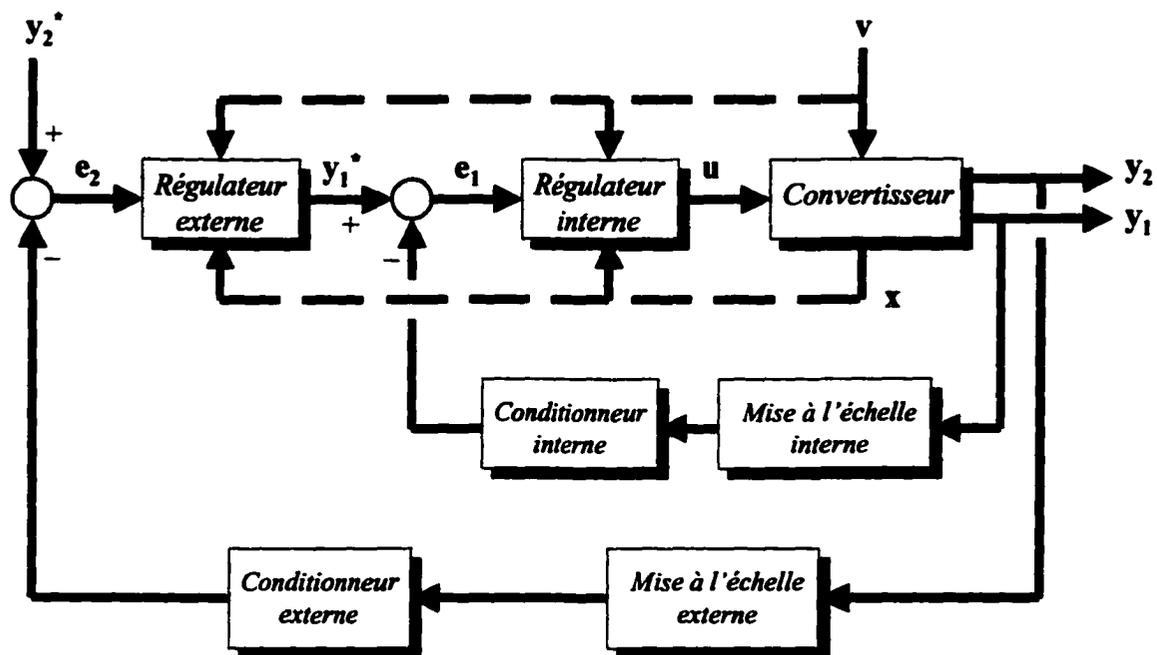


Figure 2.22 Réglage par boucles en cascade

## **CHAPITRE 3**

### **ANALYSE ET RÉGLAGE D'UN REDRESSEUR MONOPHASÉ NON POLLUANT À FILTRAGE ACTIF, SÉRIE ET INDIRECT**

Dans quelques applications industrielles et dans la plupart des applications résidentielles, la source d'alimentation alternative est de nature monophasée. Dans ce cadre, la place qu'occupent les convertisseurs statiques, surtout les redresseurs, dans ces types d'installations est tellement importante qu'elle suscite un grand intérêt de la part des concepteurs. Parmi les nombreuses applications, on peut citer comme exemples les alimentations continues (ou UPS), les chargeurs de batteries, les alimentations pour les dispositifs de télécommunications, ...etc. En pratique, la plage des applications des redresseurs monophasés s'étend de quelques Watts à quelques centaines de Watts. Pour des puissances supérieures au kilowatt, des redresseurs triphasés doivent être envisagés. Dans le présent chapitre, on présente le système de réglage complet d'un redresseur monophasé actif à deux étages commandé selon la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI). La fréquence de commutation du convertisseur est ainsi fixe, et les techniques de modélisation vues au chapitre 2 deviennent applicables. Le modèle dynamique « en petits signaux » du convertisseur est exprimé dans le domaine fréquentiel à l'aide de fonctions de transfert. Celles-ci sont utilisées ensuite dans la conception des régulateurs dont les critères de choix sont également présentés. Pour des raisons de stabilité du réseau d'alimentation, l'impédance d'entrée du système réglé est calculée et analysée. La susceptibilité dynamique du convertisseur, reflétant l'impact des fluctuations de la tension d'entrée sur l'ondulation de la tension de sortie, est également évaluée. Les performances globales du système sont finalement illustrées par les résultats de simulation obtenus à l'aide de Matlab/Simulink.

La structure de redresseur envisagée est représentée par le schéma synoptique de la figure 3.1. Un pont monophasé à diodes, réalisant un redressement double-alternance de

la tension alternative présentée à son entrée, est suivi d'un hacheur élévateur commutant à une fréquence très élevée par rapport à celle du réseau d'alimentation [10]. La valeur maximale admissible de la fréquence de commutation est toutefois limitée par les pertes de commutation du hacheur. Dans une tentative de diminuer ces pertes et permettre, par conséquent, au dispositif de dépasser ses limites de fonctionnement normal, certaines configurations du type ZVS (Zero Voltage Switching) ou ZCS (Zero Current Switching) furent élaborées [99-101]. Selon ces techniques, les convertisseurs sont munis de circuits auxiliaires qui permettent d'adoucir, d'une certaine manière, leur commutation d'un état à l'autre. Outre l'augmentation de la fréquence de commutation, ces circuits auxiliaires permettent une réduction importante des dimensions des composants de filtrage insérés dans le convertisseur.

L'étude qui suit est divisée en quatre parties. Dans le paragraphe 3.1, on présente le convertisseur et son circuit de commande. Le paragraphe 3.2 est entièrement consacré à l'élaboration du système de réglage. Au paragraphe 3.3, l'impédance d'entrée et la susceptibilité dynamique du convertisseur réglé sont analysées.

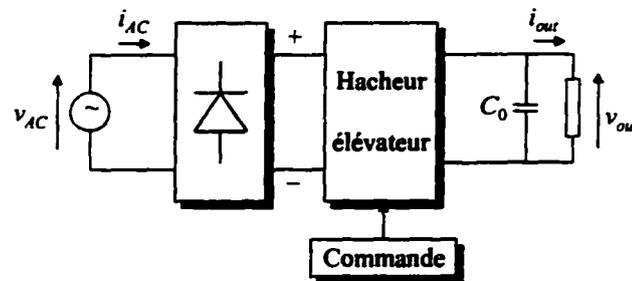


Figure 3.1 Schéma synoptique du redresseur actif monophasé

### 3.1 Présentation du convertisseur et du système de commande associé

#### 3.1.1 Structure et fonctionnement du convertisseur

Le convertisseur, tel que représenté à la figure 3.2, n'est autre qu'une connexion en cascade d'un redresseur monophasé à diodes et d'un hacheur élévateur classique muni d'un circuit auxiliaire d'aide à la commutation. La présence du circuit auxiliaire permet de maintenir une tension presque nulle aux bornes du transistor principal  $Q$  lors de son passage de l'état bloqué à l'état passant. Les pertes de commutation sont ainsi considérablement réduites, ce qui permettra au processus de fonctionner à des fréquences de commutation nettement plus élevées que celles permises à un hacheur élévateur classique.

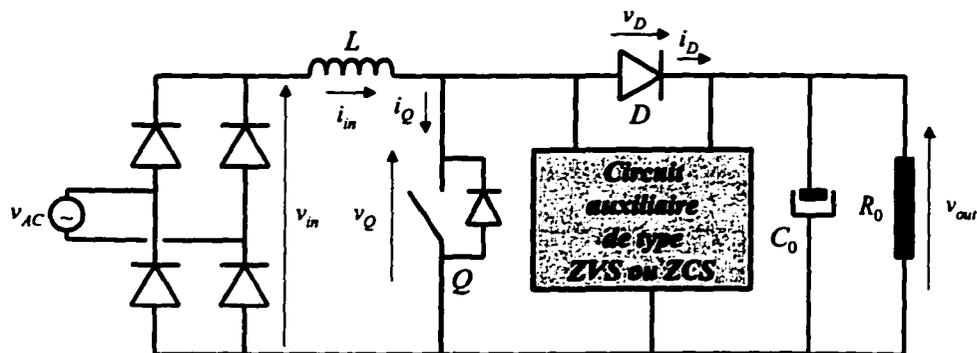


Figure 3.2 Structure du convertisseur

Dans la suite, on tiendra compte des considérations pratiques suivantes [74] :

- La valeur efficace  $V_{AC}$  de la tension d'alimentation varie entre 85V et 270V ; par conséquent, la tension moyenne à l'entrée du hacheur :

$$V_{in} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{AC} \quad (3.1)$$

- sera comprise entre 76.53V et 243.1V.
- La tension moyenne de sortie  $V_{out}$  est fixe et égale à 410V ; dans ces conditions, le rapport cyclique en régime statique  $D$  varie entre 40.7% et 81.3%.
  - La puissance maximale fournie par le hacheur est de 500W, ce qui correspond à une valeur minimale de la résistance de charge  $R_0$  égale à 336.2  $\Omega$ .
  - Les pertes dans le hacheur sont supposées négligeables, de sorte que la puissance moyenne  $P_{in}$  fournie par la source est pratiquement égale à la puissance  $P_{out}$  absorbée par la charge. Dans ces conditions, la valeur efficace  $I_{AC}$  du courant (supposé sinusoïdal) débité par la source d'alimentation se situe à charge maximale entre 1.85A et 5.88A ; la valeur crête du courant  $i_{in}$  traversant l'inductance  $L$  à charge maximale est alors comprise entre 2.62A et 8.32A ;
  - La fréquence de commutation  $f_S$  est choisie égale à 250kHz, ce qui correspond à une période de fonctionnement  $T_S$  égale à 4 $\mu$ s.
  - L'inductance de lissage  $L$  est prise égale à 200 $\mu$ H. En supposant un fonctionnement en continuité de courant du hacheur, le taux d'ondulation du courant d'entrée, calculé sur une période de commutation au niveau de la valeur crête maximale du courant, atteint environ 40%.
  - La valeur du condensateur  $C_0$  est choisie égale à 440 $\mu$ F. Le taux d'ondulation de la tension de sortie, évalué sur une période de commutation  $T_S$ , est dans ces conditions limité à 0.003%.

En pratique, les éléments du circuit auxiliaire sont dimensionnés de manière à garder les temps de commutation négligeables devant la période de fonctionnement du hacheur [74, 76]. Les durées maximales de mise en conduction et de blocage du transistor principal peuvent alors être négligées devant la période d'échantillonnage  $T_S$ , et l'on se limitera dans la suite aux formes d'ondes idéalisées du hacheur telles que représentées à

la figure 3.3. Ceci facilitera énormément la modélisation du hacheur et, par conséquent, l'élaboration du système de réglage.

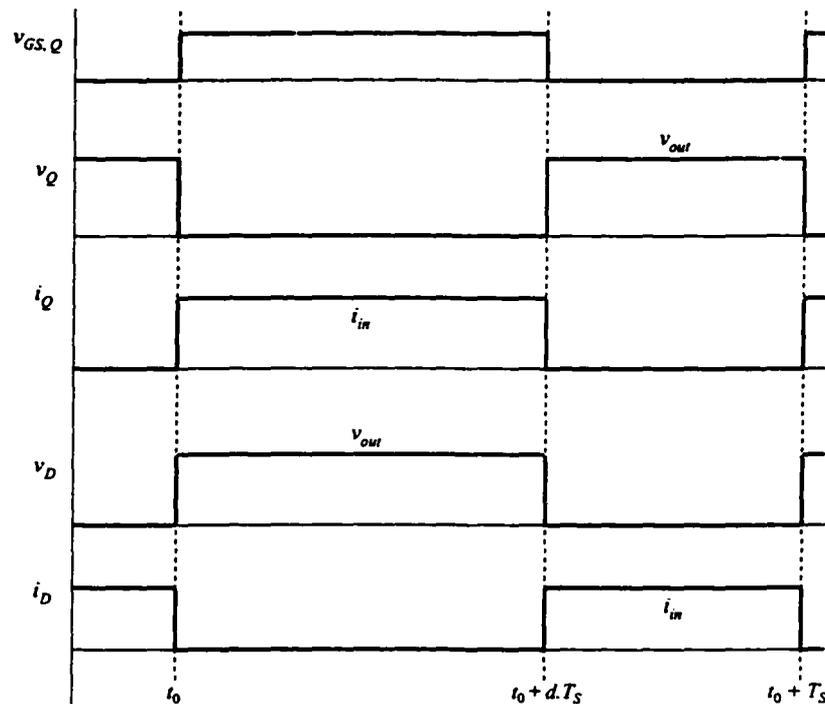


Figure 3.3 Formes d'ondes idéalisées

### 3.1.2 Description du système de réglage

Le système de réglage associé au hacheur est conforme au schéma synoptique de la figure 3.4. Pour les raisons de simplification citées précédemment, la présence du circuit auxiliaire sera négligée. Le circuit comporte :

- Un régulateur de courant conçu de manière à permettre au courant d'entrée  $i_{in}$  de suivre la forme imposée par le signal de référence  $i_{in,ref}$ , et un régulateur de tension permettant de stabiliser la tension de sortie du hacheur à une valeur fixée par la consigne  $V_{out,ref}$ . Les gains  $K_i$  et  $K_v$  dans les chaînes de retour sont choisis égaux

respectivement à 1 et  $3/410$ . La valeur maximale du signal de commande  $v_{cv}$  est alors limitée à 6V ; la conception de ces régulateurs sera abordée dans le paragraphe qui suit.

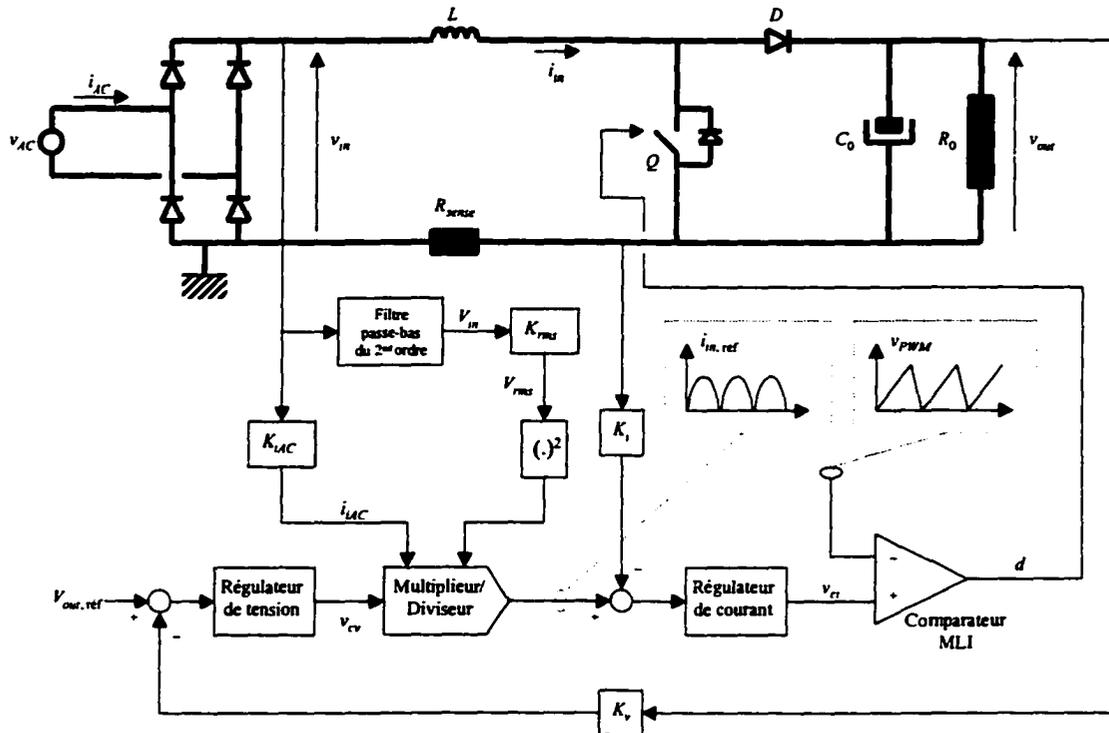


Figure 3.4 Système de réglage du convertisseur

- Une résistance  $R_{sense}$  qui permet de capter le courant d'entrée  $i_{in}$ , prise par la suite égale à  $0.1\Omega$ .
- Un filtre du second ordre qui permet d'extraire la valeur moyenne de la tension d'entrée  $v_{in}$ , et dont la fonction de transfert est :

$$F(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{pF}}\right)^2} \quad (3.2)$$

avec  $\omega_{pF} \ll 2\pi.120\text{rd/s}$ ; on choisit pratiquement  $\omega_{pF} \cong 2\pi.18\text{rd/s}$ ;

- Un comparateur à modulation de largeur d'impulsion (PWM) qui permet de générer le signal de commande du transistor  $Q$  à partir du signal de commande  $v_{ci}$  fourni par le régulateur de courant. La forme du signal modulant  $v_{PWM}$  est en dents de scie. Elle est représentée à la figure 5. La valeur maximale que peut prendre le rapport cyclique  $d$  est ainsi fixée à 94%. En régime statique ou dynamique, le comparateur sera représenté par son gain équivalent :

$$K_{PWM} = \frac{94\%}{5.2V} \cong 18.1\%/V \quad (3.3)$$

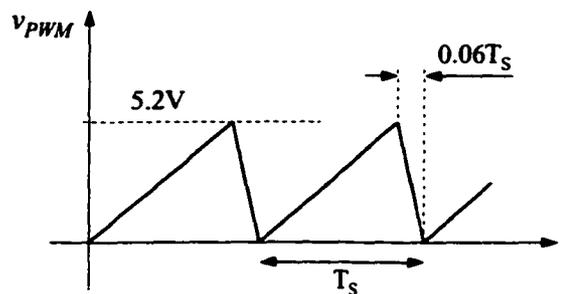


Figure 3.5 Forme du signal modulant

- Un multiplieur/diviseur qui réalise la fonction [74] :

$$i_{in.ref} = \frac{R_{MD} i_{IAC} (v_{cv} - 1.5)}{V_{rms}^2} = \frac{R_{MD} K_{IAC} v_{in} (v_{cv} - 1.5)}{K_{rms}^2 V_{in}^2} \quad (3.4)$$

où  $R_{MD}$  est un paramètre interne du multiplieur/diviseur,  $K_{IAC}$  et  $K_{rms}$  sont des gains externes tel que représenté à la figure 3.4.  $i_{in.ref}$  est donc un signal qui est de même forme que la tension redressée  $v_{in}$ . Les paramètres  $R_{MD}$ ,  $K_{IAC}$  et  $K_{rms}$  sont calculés de

manière à imposer certaines limitations à la consigne  $i_{in,ref}$ , au courant  $i_{iAC}$  et au courant débité par le multiplieur/diviseur. Les valeurs de ces paramètres sont :

$$R_{MD} \cong 3.3 \text{ k}\Omega, \quad K_{iAC} = \frac{1}{780 \text{ k}\Omega} = 1.282 \mu\text{S} \quad \text{et} \quad K_{rms} \cong 1/51$$

L'expression (3.4) a été établie à partir de considérations énergétiques dans le but de conserver la valeur de la puissance transitée par le hacheur à la suite de variations de tension au niveau du réseau d'alimentation. Dans ces conditions, le signal de commande  $v_{cv}$  à la sortie du régulateur de tension paraît proportionnel à la puissance absorbée par le hacheur. En effet, si on double par exemple la tension d'entrée ( $v'_{in} = 2v_{in}$ ) tout en maintenant  $v_{cv}$  constant, la nouvelle valeur de la consigne de courant devient :

$$i'_{in,ref} = \frac{R_{MD} K_{iAC} v'_{in} (v_{cv} - 1.5)}{K_{rms}^2 \langle v'_{in} \rangle^2} = \frac{i_{in,ref}}{2} \quad (3.5)$$

Le courant d'entrée se réduit donc à sa moitié, et la puissance instantanée fournie au hacheur par le réseau d'alimentation sera ainsi conservée puisque :

$$p'_{in}(t) = v'_{in}(t) i'_{in}(t) = (2v_{in}(t)) \cdot \left( \frac{i_{in}(t)}{2} \right) = v_{in}(t) i_{in}(t) = p_{in}(t) \quad (3.6)$$

De plus, si la charge du hacheur augmente ( $P_{out}$  augmente,  $R_0$  diminue), la tension de sortie  $v_{out}$  diminue, ce qui provoque une augmentation de la tension de commande  $v_{cv}$  et, par suite, de la consigne de courant  $i_{in,ref}$ .

## 3.2 Réglage par boucles en cascade du convertisseur

### 3.2.1 Modèles statique et dynamique du convertisseur

- Dans la modélisation, on ne considère que la partie active, commutant à haute fréquence, du convertisseur de la figure 3.2. Celle-ci n'est autre qu'un hacheur élévateur élémentaire dont les modèles statique et dynamique sont déjà établis au paragraphe 2.2.4 du chapitre 2.
- D'après le paragraphe 2.2.4.2, le régime statique est caractérisé par :

$$I_{in} = \frac{V_{out}}{(1-D)R_0} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2 R_0} \quad (3.7)$$

À charge maximale ( $R_0=R_{0,min}$ ), le courant statique  $I_{in}$  à l'entrée varie entre 2.06A et 6.52A. Ce courant est bien supérieur au courant d'entrée moyen  $\langle i_{in} \rangle$ , ceci étant du à la contribution du régime dynamique à la puissance totale absorbée par la charge du hacheur. En effet, en supposant le hacheur idéal (donc sans pertes), le facteur de puissance de l'installation unitaire et la tension côté continu pratiquement constante, la loi de conservation de la puissance permet d'écrire :

$$V_{AC} I_{AC} = \langle v_{in} i_{in} \rangle = V_{in} \langle i_{in} \rangle + \langle v_{in-} i_{in-} \rangle \cong \frac{V_{out}^2}{R_0} \quad (3.8)$$

où  $\langle \cdot \rangle$  dénote la valeur moyenne de l'argument. En se référant, d'une part, aux équations (3.1) et (3.7) et en remarquant, d'autre part, que :

$$\langle i_{in} \rangle = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{AC} \quad (3.9)$$

on peut tirer facilement :

$$\frac{I_{in}}{\langle i_{in} \rangle} = \frac{\pi^2}{8} > 1 \quad (3.10)$$

La composante statique  $I_{in}$  sera nommée *courant d'entrée moyen fictif* (ou *équivalent*).

• Le modèle dynamique décrit, au paragraphe 2.2.4.3, par les équations (2.63) peut être représenté par le schéma fonctionnel de la figure 3.6. Les fonctions de transfert associées sont reproduites ci-dessous. Les valeurs numériques des différents paramètres du modèle sont données au Tableau III, à la fin du chapitre, pour une charge maximale et dans les deux cas extrêmes correspondant à  $V_{AC}$  minimale et maximale respectivement.

$$G_{di}(s) = G_{di0} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zdi}}}{1 + \frac{2\xi_{pdi}s}{\omega_{pdi}} + \frac{s^2}{\omega_{pdi}^2}} \quad (3.11)$$

$$G_{iv}(s) = G_{iv0} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_{ziv}}}{1 + \frac{s}{\omega_{piv}}} \quad (3.12)$$

$$G_{pi}(s) = G_{pi0} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zpi}}}{1 + \frac{2\xi_{ppi}s}{\omega_{ppi}} + \frac{s^2}{\omega_{ppi}^2}} \quad (3.13)$$

$$G_{pv}(s) = G_{pv0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{ppv}}} \quad (3.14)$$

avec:

$$G_{di0} = \frac{2V_{out}}{R_0(1-D)^2}, \quad G_{iv0} = \frac{R_0(1-D)}{2}, \quad G_{pi0} = \frac{1}{R_0(1-D)^2}, \quad G_{pv0} = \frac{1}{2(1-D)}$$

$$\omega_{zdi} = 2\omega_{zpi} = \omega_{piv} = \omega_{ppv} = \frac{2}{R_0 C_0}, \quad \omega_{ziv} = \frac{R_0(1-D)^2}{L}$$

$$\omega_{pdi} = \omega_{ppi} = \frac{1-D}{\sqrt{LC_0}} \quad \text{et} \quad \xi_{pdi} = \xi_{ppi} = \frac{1}{2R_0(1-D)} \sqrt{\frac{L}{C_0}}$$

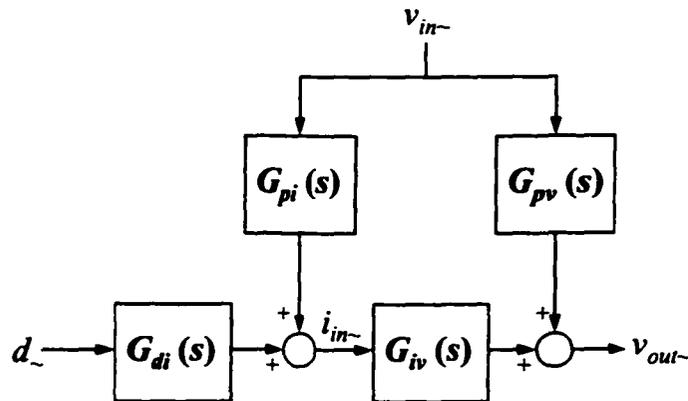


Figure 3.6 Schéma fonctionnel équivalent

L'expression (3.12) montre l'existence d'un zéro positif dans la transmittance liant directement la tension de sortie au courant d'entrée. Bien que la présence d'un tel zéro tende à perturber les performances dynamiques du convertisseur, ses effets peuvent être nettement réduits, voire négligés, par un bouclage adéquat du système, tel que sera décrit au paragraphe 3.2.3 lors de la conception de la boucle externe de tension.

### 3.2.2 Synthèse de la boucle de courant

En régime dynamique, la boucle de courant est représentée par le schéma fonctionnel de la figure 3.7. Le gain en boucle ouverte du système est défini par :

$$G_{BOi}(s) = R_{sense} K_{PWM} H_i(s) G_{di}(s) \quad (3.15)$$

La conception du régulateur de courant  $H_i(s)$  doit satisfaire les critères suivants :

Cr.1) Le gain statique de la boucle de courant doit être infini, ce qui revient à poser :

$$\lim_{s \rightarrow 0} H_i(s) = +\infty \quad (3.16)$$

Ceci est obtenu lorsque la transmittance  $H_i(s)$  admet au moins un pôle à zéro.

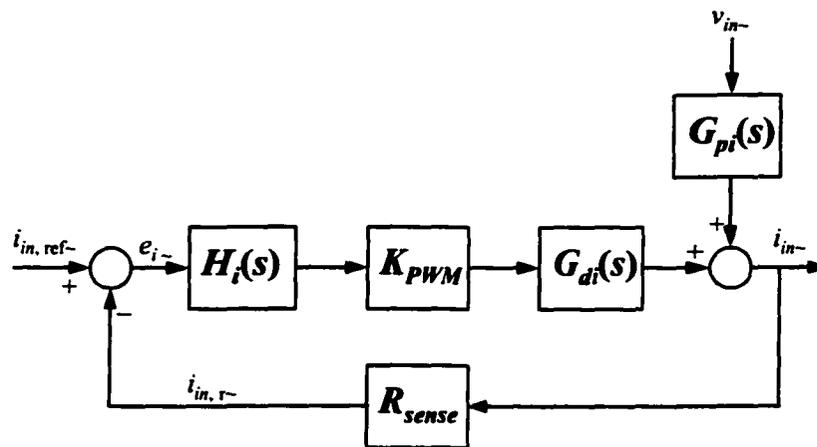


Figure 3.7 Boucle de courant en régime de petites variations

Cr.2) À hautes fréquences, le module  $|G_{BOi}(j2\pi f)|$  doit décroître en fonction de la fréquence  $f$ . En d'autres termes, la condition suivante doit être respectée :

$$\lim_{s \rightarrow +\infty} G_{BOi}(s) = 0 \quad (3.17)$$

Ceci permet de réduire considérablement les effets des signaux parasites et des bruits susceptibles d'être créés au sein du système.

Cr.3) La consigne de courant  $i_{in,ref}$  étant proportionnelle à une sinusoïde redressée, elle contient des harmoniques de la forme :

$$i_{in,ref,k-} = -\frac{4\hat{i}_{in,ref}}{\pi(4k^2 - 1)} \cos(4\pi k f_0 t) \quad , \quad k \in \mathbb{N}^* \quad (3.18)$$

$\hat{i}_{in,ref}$  étant la valeur crête de la consigne de courant et  $f_0$  la fréquence du réseau d'alimentation, prise égale à 60Hz. L'amplitude des harmoniques de courant diminue ainsi rapidement avec l'ordre  $k$ , comme c'est montré au Tableau II où l'on donne les valeurs du rapport :

$$r(k) = \frac{\hat{i}_{in,ref,k-}}{\hat{i}_{in,ref,1-}} = \frac{3}{4k^2 - 1} \quad (3.19)$$

correspondant aux dix premières valeurs de  $k$ .

Tableau II

Variation de l'amplitude relative des harmoniques de courant en fonction de l'ordre  $k$

$k$	1	2	3	4	5
$r(k)$	1	0.2	0.086	0.048	0.03
$k$	6	7	8	9	10
$r(k)$	0.021	0.015	0.012	0.009	0.008

On peut se limiter ainsi aux huit premiers harmoniques de courant, étant donné que :

$$\frac{\hat{i}_{in,ref,k-}}{\hat{i}_{in,ref,1-}} < 1\% \quad \text{pour } k \geq 9$$

D'autre part, l'erreur dynamique en boucle fermée est donnée par :

$$e_{i-}(s) = \frac{i_{in,ref-}(s)}{1 + G_{BOi}(s)} \quad (3.20)$$

Par conséquent, si l'on désire que le courant d'entrée  $i_{in}$  suive aussi fidèlement que possible la consigne  $i_{in,ref}$ , il faut que l'erreur dynamique soit pratiquement nulle en régime permanent pour les huit premiers harmoniques de courant, ce qui revient à imposer que le module  $|G_{BOi}(j2\pi f)|$  soit élevé dans la bande de fréquences  $[2f_0, 16f_0] = [120 \text{ Hz}, 960 \text{ Hz}]$ .

- Cr.4) La boucle de courant doit être beaucoup plus rapide que la boucle de tension. La fréquence de passage par zéro relative à la boucle de tension étant pratiquement de l'ordre d'une dizaine de Hertz, celle de la boucle de courant (notée  $f_{ci}$ ) sera

choisie au moins cent fois plus grande. En outre, elle devra être nettement inférieure au sixième de la fréquence de commutation ( $f_s/6 \cong 41.67$  kHz), ce qui correspondrait à une atténuation en boucle fermée supérieure à 20dB pour la composante de courant à la fréquence  $f_s$ . Par la suite, on choisira  $f_{ci}$  voisine de 10 kHz.

- Cr.5) Le degré d'instabilité de la boucle de courant doit être le plus faible possible, ce qui revient à garder la marge de phase à une valeur positive acceptable (par exemple, une valeur nominale de 45 degrés).

Les critères Cr.1 et Cr.2 peuvent être facilement vérifiés si l'on choisit un régulateur  $H_i(s)$  qui contient un pôle à zéro et dont le degré du numérateur est strictement inférieur à celui du dénominateur. D'autre part, le critère Cr.4 apparaît comme une extension du critère Cr.3. En effet, si le module du gain en boucle ouverte  $G_{BOi}(s)$  est assez élevé dans la bande [120Hz,960Hz], la fréquence de passage par zéro dépassera nettement le kilohertz. Si on désire réaliser le critère Cr.3, la situation la plus défavorable pour la synthèse du régulateur de courant correspondrait au cas où le gain statique  $G_{di0}$  est minimal, donc lorsque  $V_{AC} = V_{AC,max}$ . Par contre, le pire cas concernant la réalisation du critère Cr.5 correspondrait à celui où la phase du gain  $G_{di}(s)$  décroît aux fréquences les plus faibles possibles. Ceci est obtenu lorsque la pulsation  $\omega_{pdi}$  est minimale, donc lorsque  $V_{AC} = V_{AC,min}$ .

Un compromis apparaît ainsi quant au choix de la valeur de  $V_{AC}$  pour la synthèse du régulateur. Toutefois, il ne faut pas oublier que le rôle principal de la boucle de courant consiste à imposer la forme d'une sinusoïde redressée au courant d'entrée du hacheur. De plus, le fait que la boucle de courant soit instable ne doit causer aucun souci étant donné que la stabilité du système de réglage global sera assurée par la boucle de tension. Ainsi, le critère Cr.3 étant devenu le plus prépondérant, on envisage d'élaborer le régulateur de courant dans la situation où  $V_{AC} = V_{AC,max}$ .

On choisit un régulateur de la forme [74] :

$$H_i(s) = \frac{K_{Hi}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zHi}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pHi}}} \quad (3.21)$$

Lorsque  $s$  tend vers zéro ou l'infini,  $H_i(s)$  se comporte comme un intégrateur. Les critères Cr.1 et Cr.2 sont ainsi vérifiés. Afin de simplifier le calcul des paramètres du régulateur, on considère l'expression approximée du gain  $G_{di}(s)$  dans la bande  $[16f_0, 2f_{ci}] = [960 \text{ Hz}, 20 \text{ kHz}]$ , donnée par :

$$G_{di}(s) \cong \frac{G_{di0} \omega_{pdi}^2}{\omega_{zdi} s} \Big|_{V_{AC, \max}} = \frac{K_{di}}{s} \quad (3.22)$$

où  $K_{di} = G_{di0} \omega_{pdi}^2 / \omega_{zdi} = 2053.27 \text{ kA.rd/s}$  pour  $V_{AC} = V_{AC, \max}$ . Pour que le critère Cr.3 soit satisfait, on impose que le gain en boucle ouverte soit supérieur à 40dB à la fréquence 960 Hz, ce qui donne la condition suivante :

$$K_{Hi} > 98 \text{ krd/s} \quad (3.23)$$

en considérant que les pulsations  $\omega_{zHi}$  et  $\omega_{pHi}$  sont très grandes devant  $2\pi \cdot 960 \text{ rd/s}$ .

D'autre part, d'après le critère Cr.4, la fréquence de passage par zéro sera choisie voisine de 10kHz et nettement inférieure à  $f_s/6 \cong 41.67 \text{ kHz}$ . Elle est donnée par :

$$|G_{BOi}(j2\pi f_{ci})| = 1 \Rightarrow \frac{K_{Hi} R_{sense} K_{PWM} K_{di}}{(2\pi f_{ci})^2} \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi f_{ci}}{\omega_{zHi}}\right)^2} = 1 \quad (3.24)$$

en considérant  $\omega_{pHi}$  très grand devant  $2\pi f_{ci}$ .

Finalement, en considérant le critère Cr.5, la pulsation  $\omega_{zHi}$  devra correspondre à la fréquence de passage par zéro pour pouvoir obtenir une marge de phase de 45 degrés. L'équation (3.24) pourra alors être approximée par :

$$f_{ci} \cong \frac{1}{2\pi} \sqrt{K_{Hi} R_{sense} K_{PWM} K_{di} \sqrt{2}} \quad (3.25)$$

D'après ce qui précède, on optera pour les valeurs suivantes des paramètres du régulateur :

$$K_{Hi} = 100 \text{ krd/s} \quad , \quad \omega_{zHi} = 2\pi \cdot 10 \text{ krd/s} \quad \text{et} \quad \omega_{pHi} = 2\pi \cdot 125 \text{ krd/s}$$

La valeur de  $f_{ci}$  sera, dans ces conditions, voisine de 11.5kHz, d'après (3.25). Les tracés dans le plan de Bode du gain  $G_{BOi}(s)$ , correspondant aux valeurs  $V_{AC,max}$  et  $V_{AC,min}$ , sont donnés à la figure 3.8. Dans le pire cas représenté à la figure 3.8.a, on peut vérifier facilement que la fréquence de passage par zéro est voisine de 13kHz, le module du gain est supérieur à 40dB dans l'intervalle [120Hz,960Hz], et la marge de phase est voisine de 45 degrés. En revanche, dans le cas de la figure 3.8.b où la tension  $V_{AC}$  est minimale, la fréquence de passage par zéro reste pratiquement inchangée, mais la marge de phase a augmenté jusqu'à 55 degrés. La stabilité de la boucle a donc augmenté et ceci justifie, encore une fois, le choix du pire cas pour la commande, correspondant à la maximale de  $V_{AC}$ .

Le système de la figure 3.7 peut être réduit au schéma fonctionnel équivalent de la figure 3.9, où :

$$G_{BFi}(s) = \frac{G_{BOi}(s)}{1 + G_{BOi}(s)} = G_{BFi0} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zBFi}}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{pBFi1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{2\xi_{pBFi2}s}{\omega_{pBFi2}} + \frac{s^2}{\omega_{pBFi2}^2}\right)} \quad (3.26)$$

et :

$$G_{pBFi}(s) = \frac{G_{pi}(s)}{1 + G_{BOi}(s)} = K_{pBFi} \cdot \frac{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{zppBFi1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{zppBFi2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{ppBFi1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{ppBFi2}}\right) \cdot \left(1 + \frac{2\xi_{ppBFi3}s}{\omega_{ppBFi3}} + \frac{s^2}{\omega_{ppBFi3}^2}\right)} \quad (3.27)$$

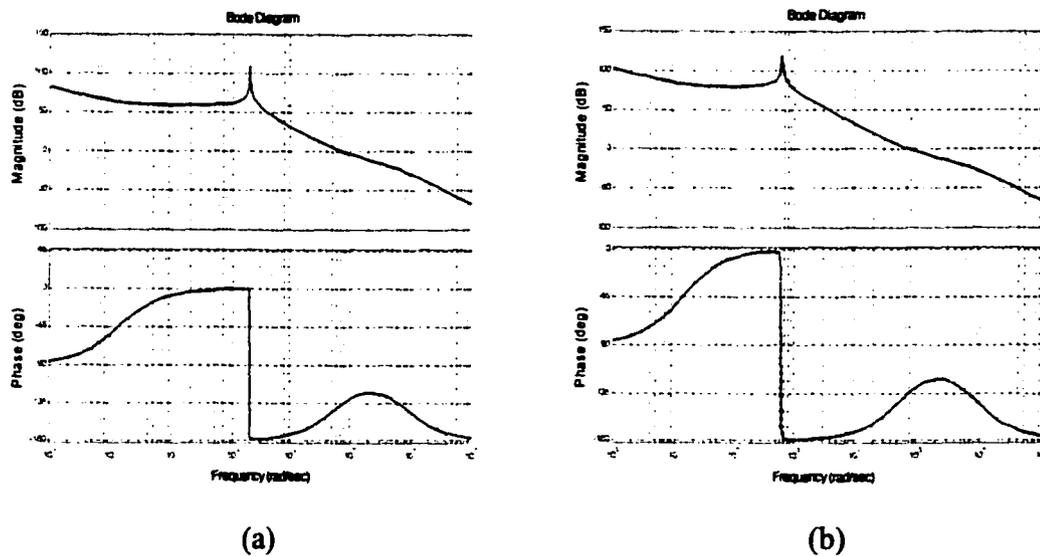


Figure 3.8 Représentation dans le plan de Bode de la transmittance  $G_{BOi}(s)$  : a)  $V_{AC} = V_{AC,max}$ , b)  $V_{AC} = V_{AC,min}$

On donne au Tableau III les valeurs numériques des différents paramètres de  $G_{BFi}(s)$  et  $G_{pBFi}(s)$  en fonction de  $V_{AC}$ .

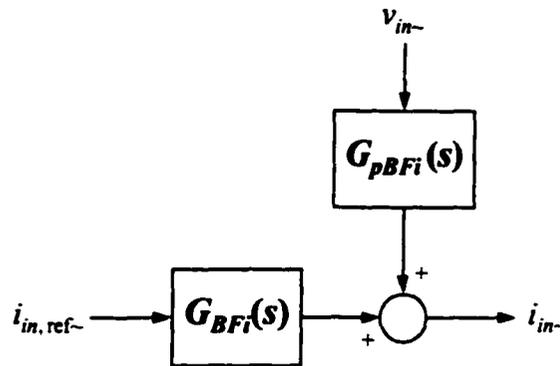


Figure 3.9 Schéma fonctionnel équivalent de la boucle de courant fermée

### 3.2.3 Synthèse de la boucle de tension

La boucle de tension est conforme au système présenté à la figure 3.10. Les gains  $K_{MD1}$  et  $K_{MD2}$  caractérisent le multiplicateur/diviseur en régime dynamique. Ils sont définis par :

$$K_{MD1} = \frac{R_{MD} K_{iAC}}{K_{rms}^2 V_{in}} \quad \text{et} \quad K_{MD2} = \frac{R_{MD} K_{iAC} (V_{cv} - 1.5)}{K_{rms}^2 V_{in}^2} \quad (3.28)$$

En supposant le signal  $v_{in}$  (qui agit dans le cas de la figure 3.10 comme une perturbation) nul, le gain en boucle ouverte du système global s'écrit :

$$G_{BOv}(s) = K_v H_v(s) K_{MD1} G_{BFi}(s) G_{iv}(s) \quad (3.29)$$

Le régulateur de tension sera dimensionné de manière à vérifier les conditions suivantes:

Cr.6) Le gain en boucle ouverte  $G_{BOv}(s)$  doit atténuer considérablement les signaux de hautes fréquences ; ceci peut être traduit par :

$$\lim_{s \rightarrow +\infty} G_{BOv}(s) = 0 \quad (3.30)$$

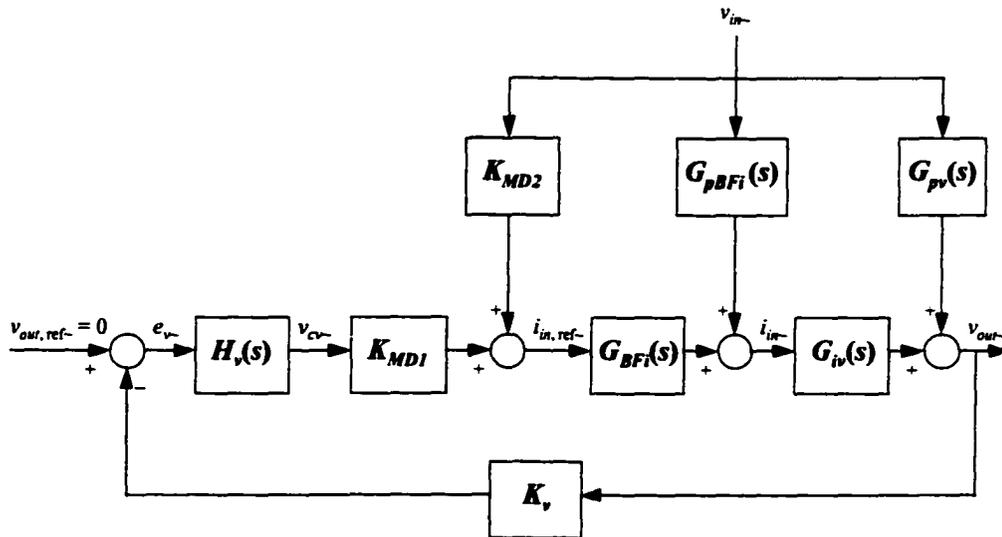


Figure 3.10 Boucle de tension en régime de petites variations

- Cr.7) L'ondulation du signal de commande  $v_{cv}$  doit être négligeable afin d'éviter une certaine déformation de la consigne de courant  $i_{in,ref}$ .
- Cr.8) Le système bouclé doit présenter un haut degré de stabilité ; dans ce but, on imposera une marge de phase supérieure à 45 degrés.
- Cr.9) Afin de simplifier le calcul du régulateur de tension, on impose que la boucle interne de courant soit beaucoup plus rapide que la boucle externe. Selon cette hypothèse, la fonction de transfert de la boucle interne agirait vis-à-vis de la boucle externe comme un gain constant. De ce fait, on choisira par la suite une fréquence de passage par zéro  $f_{cv}$  nettement inférieure au centième de  $f_{ci}$  (115Hz).
- Cr.10) L'erreur  $e_v$  du système bouclé doit être très faible en régime statique ; ceci permettra de stabiliser la tension de sortie  $v_{out}$  autour de sa valeur désirée imposée par la consigne  $V_{out,ref}$ , même en cas de variation de la charge.

Parmi les critères cités précédemment, c'est celui concernant la stabilité du système global qui sera sans doute le plus considéré dans la synthèse du régulateur de tension. De plus, étant donné que la fréquence de passage par zéro  $f_{cv}$  sera choisie inférieure à 115Hz, on se limitera lors de l'élaboration du régulateur de tension à la bande de fréquences située entre 0Hz et 1kHz. Dans cet intervalle, le gain  $G_{iv}(s)$  peut être approximé par :

$$G_{iv}(s) \cong \frac{G_{iv0}}{1 + \frac{s}{\omega_{piv}}} \quad (3.31)$$

et la transmittance  $G_{BFi}(s)$  est presque constante et égale à :

$$G_{BFi}(s) \cong G_{BFi0} = 10 = 20dB \quad (3.32)$$

Ainsi, l'argument de  $G_{BOv}(s)$  devient presque identique à celui de  $H_v(s).G_{iv}(s)$ .

D'autre part, la détermination des paramètres du régulateur  $H_v(s)$  est indépendante de la valeur de  $V_{AC}$ . En effet, dans l'expression (3.29) de  $G_{BOv}(s)$ , le pôle à  $\omega_{piv}$  dans  $G_{iv}(s)$  est constant et la dépendance du gain statique  $G_{iv0}$  de  $G_{iv}(s)$  envers  $V_{AC}$  est compensée par la présence du terme  $K_{MD1}$ . En considérant, par exemple, le cas où  $V_{AC}$  est minimale, le gain statique  $K_{MD1}$  y est maximal et égal à :

$$K_{MD1,max} = \frac{R_{MD} K_{iAC}}{K_{rms}^2 V_{in,min}} \cong 0.144 \quad (3.33)$$

Le régulateur choisi est de la forme [74] :

$$H_v(s) = \frac{H_{v0}}{1 + \frac{s}{\omega_{pHv}}} \quad (3.34)$$

On peut vérifier aisément que le critère Cr.6 est respecté. D'autre part, en voulant réduire l'ondulation maximale de la tension de commande  $v_{cv}$  à 1%, et en se limitant à l'harmonique de fréquence 120Hz (les autres harmoniques ayant des effets négligeables), on peut poser à charge maximale :

$$\frac{\Delta v_{cv,max}}{v_{cv,max}} = \frac{|H_v(j2\pi.120)|K_v|G_{iv}(j2\pi.120)|_{V_{AC,min}} \Delta i_{in,1-,max}}{v_{cv,max}} < 0.01 \quad (3.35)$$

avec :

$$v_{cv,max} = 5.18 \text{ V} \quad , \quad \Delta i_{in,1-,max} = \frac{8\sqrt{2}}{3\pi} I_{AC,max} = \frac{8\sqrt{2}}{3\pi} \cdot \frac{P_{out,max}}{V_{AC,min}} \cong 7.06 \text{ A}$$

et :

$$|G_{iv}(j2\pi.120)|_{V_{AC,min}} = \frac{G_{iv0}|_{V_{AC,min}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\pi.120}{\omega_{piv}}\right)^2}} \cong 0.5635\Omega$$

On en déduit :

$$|H_v(j2\pi.120)| < 1.78 \quad (3.36)$$

Donc, le critère Cr.7 serait vérifié si :

$$H_{v0} < 1.78 \sqrt{1 + \left( \frac{2\pi \cdot 120}{\omega_{pHv}} \right)^2} \quad (3.37)$$

De plus, d'après le critère Cr.8, la marge de phase doit être au moins égale à 45 degrés. Ceci pourrait être obtenu si l'on impose que la fréquence de passage par zéro  $f_{cv}$  de  $G_{BOv}(s)$ , définie par :

$$K_v K_{MD1, \max} |H_v(j2\pi f_{cv})| \cdot |G_{BFi}(j2\pi f_{cv})| \cdot |G_{iv}(j2\pi f_{cv})| = 1 \quad (3.38)$$

soit voisine de  $\omega_{pHv}/2\pi$ . Ainsi, on déduit de (3.38) la relation approximative suivante :

$$H_{v0} \cong 4.27 \sqrt{1 + \left( \frac{2\pi f_{cv}}{\omega_{piv}} \right)^2} \quad (3.39)$$

En choisissant une fréquence  $f_{cv}$  nettement inférieure à 115Hz (critère Cr.9), la condition (3.37) donne alors :

$$H_{v0} \omega_{pHv} < 1342 \text{ rd/s} \quad (3.40)$$

Les conditions précédentes seront toutes vérifiées si l'on choisit :

$$H_{v0} = 14 \quad \text{et} \quad \omega_{pHv} = 2\pi \cdot 11 \text{ rd/s}$$

La fréquence de passage par zéro  $f_{cv}$  peut alors être déduite de (3.39) :

$$f_{cv} \cong 6.72 \text{ Hz}$$

Les tracés dans le plan de Bode du gain en boucle ouverte  $G_{BOv}(s)$ , correspondant respectivement aux cas où la tension  $V_{AC}$  est minimale puis maximale, sont représentés à la figure 3.11. Dans le cas où  $V_{AC}$  est minimale (figure 3.11.a), on obtient une fréquence de passage par zéro  $f_{cv}$  voisine de 6Hz et une marge de phase égale à 70 degrés ; tandis que lorsque  $V_{AC}$  est maximale (figure 3.11.b),  $f_{cv}$  devient 8Hz et la marge de phase reste pratiquement la même, c'est-à-dire 70 degrés.

Notons toutefois que, suite à un tel choix du régulateur de tension, l'erreur statique :

$$e_{v0} = V_{out.ref} - K_v V_{out} \quad (3.41)$$

n'est pas nulle. Elle est donnée par :

$$e_{v0} = \lim_{s \rightarrow 0} \left[ \frac{1}{1 + G_{BOv}(s)} \right] V_{out.ref} = \frac{v_{cv}}{H_{v0}} \quad (3.42)$$

et limitée par :

$$e_{v0,max} = \frac{v_{cv,max}}{H_{v0}} = 0.37V \quad (3.43)$$

On en déduit l'erreur relative maximale :

$$\frac{e_{v0,max}}{V_{out.ref}} = \frac{0.37V}{3V} \cong 12.33\%$$

Théoriquement, on est toujours capable de réduire l'erreur statique par un ajustement adéquat des paramètres  $H_{v0}$  et  $a_{pHv}$  du régulateur de tension. Néanmoins, cette variation des paramètres affectera deux autres caractéristiques non moins importantes, à savoir la

rapidité et le degré de stabilité de la boucle de tension. Le dilemme rapidité-stabilité-précision constitue toujours, dans le domaine de l'Automatique, l'un des principaux problèmes concernant le choix et le dimensionnement de régulateurs. Le concepteur devra souvent faire appel à son expertise et son jugement empirique lors de la mise au point de tout système de réglage.

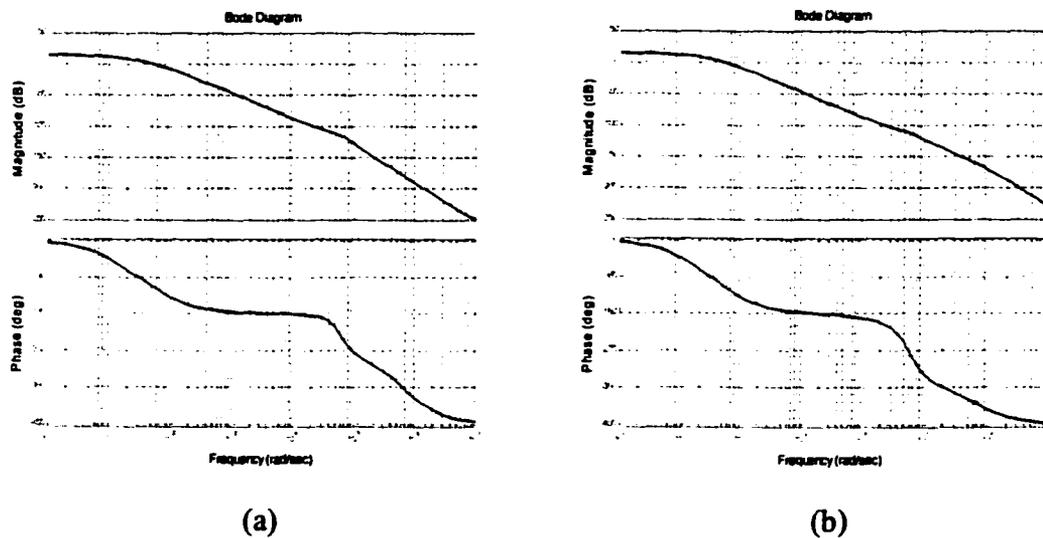


Figure 3.11 Représentation dans le plan de Bode de la transmittance  $G_{BO}(s)$  : a)  $V_{AC} = V_{AC,max}$ , b)  $V_{AC} = V_{AC,min}$

### 3.3 Analyse des caractéristiques dynamiques du système réglé

#### 3.3.1 Performances du système

##### 3.3.1.1 Étude du régime établi

Le régime établi se caractérise par un facteur de puissance unitaire (c'est-à-dire un courant côté alternatif purement sinusoïdal) et une tension de sortie stabilisée autour

d'une valeur fixe désirée. Dans ces conditions, les expressions du courant d'inductance et de la tension de sortie sont :

$$i_{in}(t) = I_{AC}^* \sqrt{2} |\sin(\omega_0 t)| \quad (3.44)$$

et:

$$v_{out} = \frac{V_{out,ref}}{K_v} \quad (3.45)$$

où  $|\cdot|$  dénote la fonction valeur absolue,  $I_{AC}^*$  la valeur efficace en régime établi du courant de source et  $\omega_0$  sa pulsation. En remplaçant les expressions (3.44) et (3.45) dans la première équation du modèle moyen du convertisseur :

$$\begin{aligned} L \frac{\partial i_{in}}{\partial t} &= v_{in} - (1-d)v_{out} \\ C_0 \frac{\partial v_{out}}{\partial t} + \frac{v_{out}}{R_0} &= (1-d)i_{in} \end{aligned} \quad (3.46)$$

et en remarquant que :

$$v_{in} = V_{AC} \sqrt{2} |\sin(\omega_0 t)| \quad (3.47)$$

on tire l'expression temporelle du rapport cyclique :

$$d(t) = \begin{cases} 0.94 & \text{si } 0 \leq \omega_0 t \leq \gamma \\ 1 - \frac{K_v}{\cos \phi} \cdot \frac{V_{AC} \sqrt{2}}{V_{out,ref}} \sin(\omega_0 t - \phi) & \text{si } \gamma \leq \omega_0 t \leq \pi \end{cases} \quad (3.48)$$

où l'angle de déphasage  $\phi$  et l'angle de saturation  $\gamma$  sont donnés par :

$$\operatorname{tg} \phi = \frac{L\omega_0 I_{AC}^*}{V_{AC}} \quad (3.49)$$

et :

$$\gamma = \phi + \operatorname{arc} \sin \left( \frac{0.06 V_{out.ref} \cos \phi}{K_v V_{AC} \sqrt{2}} \right) < 12 \text{ degrés} \quad (3.50)$$

Il est à noter que  $d(t)$  est périodique, de période  $\pi/\omega_0$ . D'autre part, en intégrant les expressions (3.44), (3.45) et (3.48) dans la deuxième équation du système (3.46), on déduit l'expression approximative de la tension de sortie, donnée par :

$$v_{out}(t) \cong \frac{V_{out.ref}}{K_v} \left[ 1 - \frac{1}{2R_0 C_0 \omega_0 \cos \phi} \sin(2\omega_0 t - \phi) \right] \quad (3.51)$$

Le taux d'ondulation de tension de sortie est ainsi limité à :

$$\frac{\Delta v_{out}}{V_{out}} = \frac{1}{R_0 C_0 \omega_0 \cos \phi} \cong 1.8\% \quad (3.52)$$

### 3.3.1.2 Résultats de simulation

Afin de vérifier les considérations théoriques utilisées dans la conception des régulateurs, une version numérique du système de la figure 3.4 est implantée dans Matlab/Simulink utilisant l'approche des fonctions de commutation. Les valeurs numériques des différents paramètres sont respectées. On montre à la figure 3.12 les formes d'ondes en régime établi du courant de ligne  $i_{AC}$  (figure 3.12.a), de la tension de sortie  $v_{out}$  (figure 3.12.b) et du rapport cyclique  $d$  (figure 3.12.c). Le spectre du courant  $i_{AC}$  est également tracé (figure 3.12.d). Le courant  $i_{AC}$  apparaît ainsi en phase avec la tension de source  $v_{AC}$ , et son contenu en harmoniques est pratiquement limité aux fréquences multiples de  $f_S$ . La tension  $v_{out}$  est stabilisée à 370V avec un taux

d'ondulation de 2%. La forme du rapport cyclique est conforme à l'expression donnée par (3.48). La durée de la saturation de commande est pratiquement 20 degrés électriques.

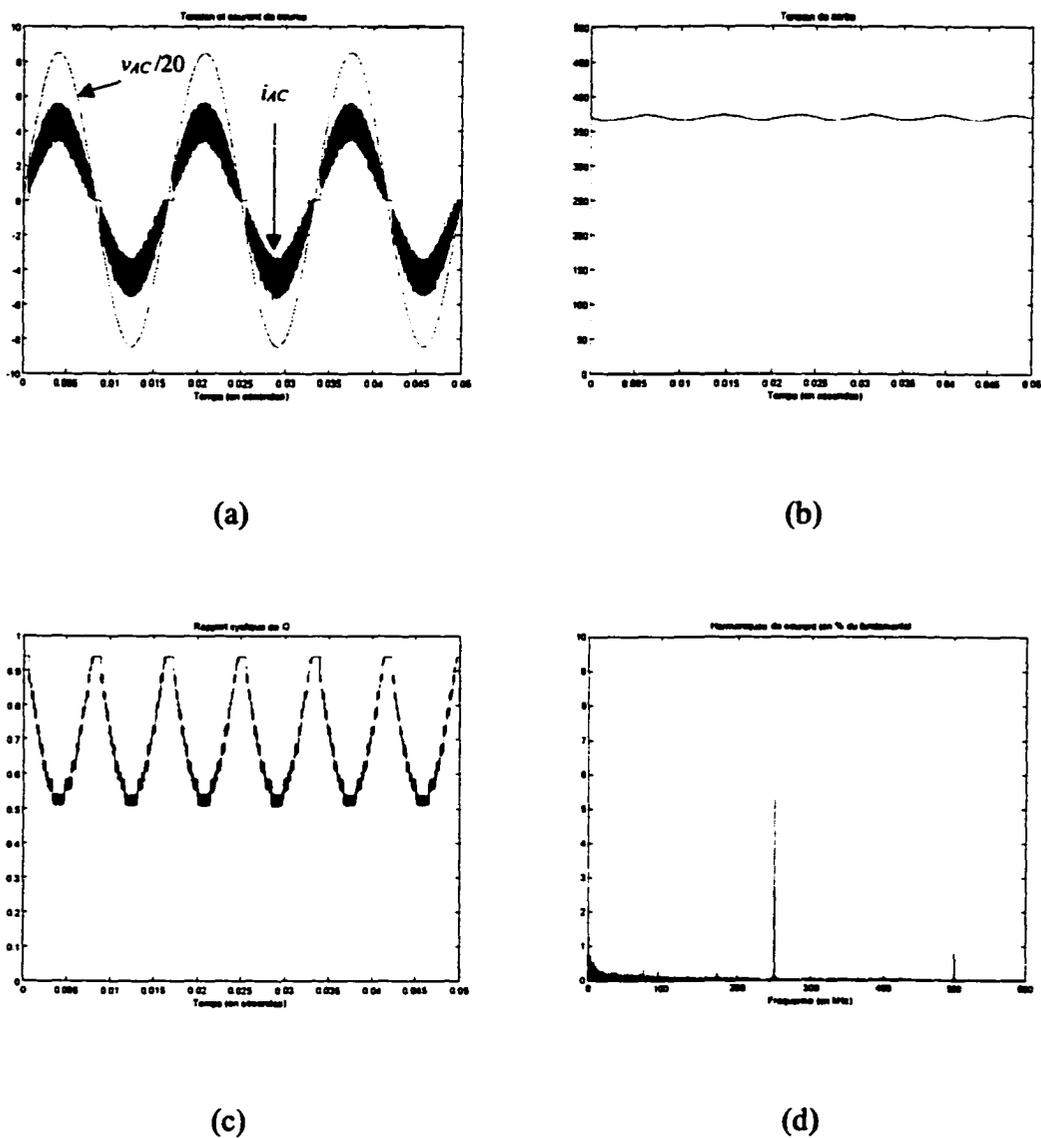


Figure 3.12 Performances en régime établi. Formes d'ondes a) du courant  $i_{AC}$ , b) de la tension  $v_{OUT}$  et c) du rapport cyclique  $d$ . d) Spectre du courant  $i_{AC}$

Les courbes de la figure 3.13 représentent la réponse du système suite à une réduction brusque de 10% de la consigne  $V_{out,ref}$ . Le temps de réponse obtenu est de 40ms, et le dépassement est de 13.5% (figure 3.13.b).

Les courbes de la figure 3.14 montrent la réponse du système à une perturbation de charge. La charge est réduite brusquement de moitié, et le temps de réponse obtenu est de 30ms (figure 3.14.b).

Les courbes des figures 3.15 et 3.16 illustrent l'effet d'une variation brusque de la tension d'alimentation sur le comportement du système. Concernant la figure 3.15, une réduction de 25% de  $V_{AC}$  est appliquée. Le temps de réponse obtenu est de 20ms. Par contre, dans le cas de la figure 3.16, la tension  $V_{AC}$  est doublée et le temps de réponse est de 35ms.

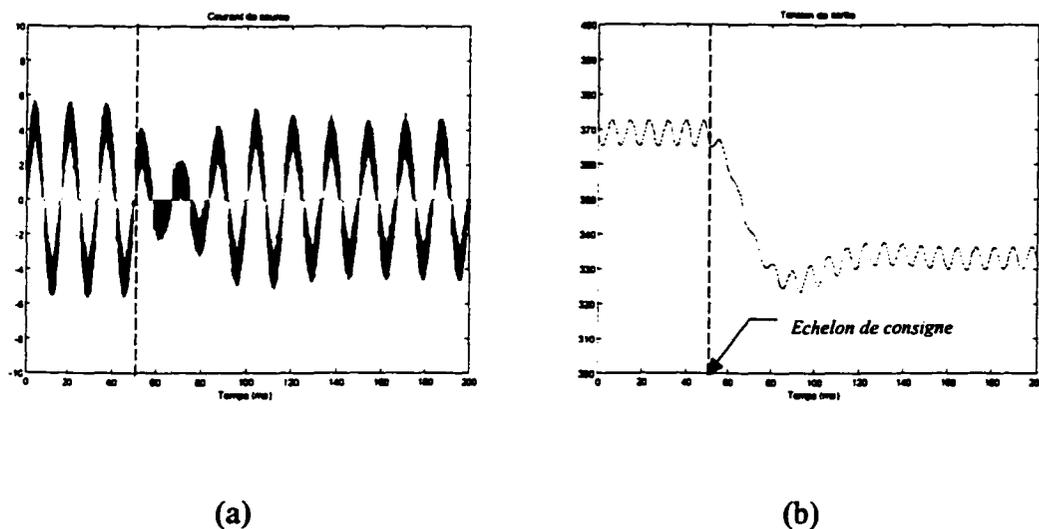


Figure 3.13 Performances dynamiques. Effets d'un échelon de consigne sur les formes d'ondes a) du courant  $i_{AC}$  et b) de la tension  $v_{out}$

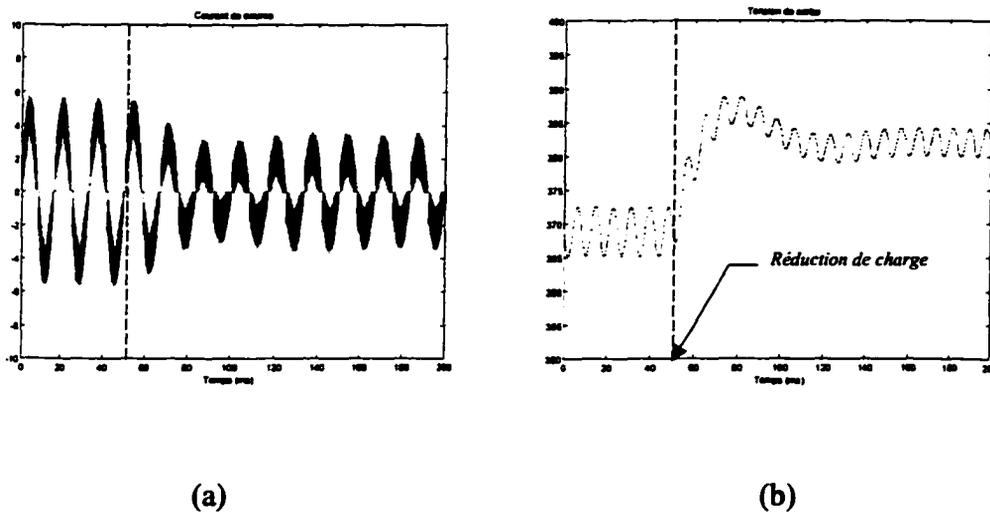


Figure 3.14 Performances dynamiques. Effets d'une perturbation de charge sur les formes d'ondes a) du courant  $i_{AC}$  et b) de la tension  $v_{out}$

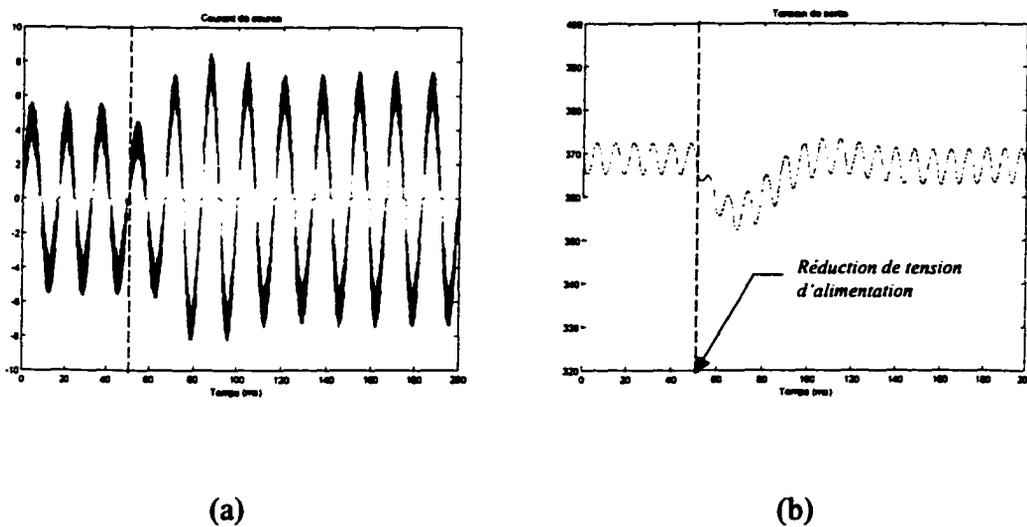


Figure 3.15 Performances dynamiques. Effets d'une réduction de tension d'alimentation sur les formes d'ondes a) du courant  $i_{AC}$  et b) de la tension  $v_{out}$

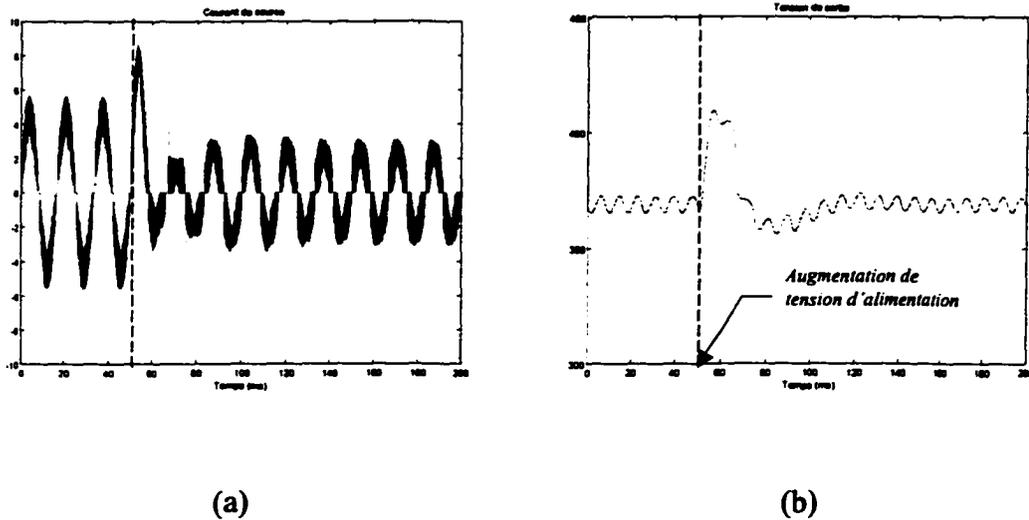


Figure 3.16 Performances dynamiques. Effets d'une augmentation de tension d'alimentation sur les formes d'ondes a) du courant  $i_{AC}$  et b) de la tension  $V_{out}$

### 3.3.2 Impédance d'entrée

Après avoir synthétisé les deux régulateurs, le système de réglage de la figure 3.10 peut être arrangé pour devenir conforme au schéma fonctionnel de la figure 3.17.

L'impédance d'entrée s'exprime alors par :

$$Z_{in}(s) = \frac{v_{in-}(s)}{i_{in-}(s)} = \frac{1 + G_{BOv}(s)}{K_{MD2} G_{BFi}(s) + \frac{G_{pi}(s)}{1 + G_{BOi}(s)} - \frac{G_{pv}(s) \cdot G_{BOv}(s)}{G_{iv}(s)}} \quad (3.53)$$

En appliquant certains développements mathématiques à l'expression (3.53), on peut aboutir à la forme suivante de l'impédance dynamique d'entrée :

$$Z_{in}(s) = -Z_{in0} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{2\xi_{z2}s}{\omega_{z2}} + \frac{s^2}{\omega_{z2}^2}\right) \cdot \left(1 + \frac{2\xi_{z3}s}{\omega_{z3}} + \frac{s^2}{\omega_{z3}^2}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{pz1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{pz2}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{pz3}}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{\omega_{pz4}}\right)} \quad (3.54)$$

avec :

$$Z_{in0} = \frac{K_i \cdot R_{sense} + K_{MD1} \cdot H_{v0} \cdot K_v \cdot G_{iv0}}{K_{MD1} \cdot H_{v0} \cdot K_v \cdot G_{pv0} - K_{MD2}} \quad (3.55)$$

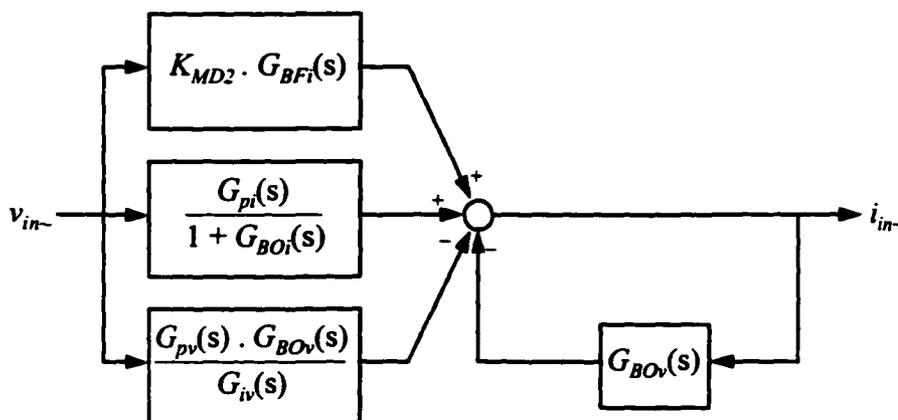


Figure 3.17 Schéma fonctionnel équivalent en régime dynamique du système de réglage

On représente à la figure 3.18 les tracés dans le plan de Bode de  $Z_{in}(s)$ , correspondant aux cas où la tension  $V_{AC}$  est minimale puis maximale. La courbe donnant l'argument de  $Z_{in}(s)$  change de forme lorsque  $V_{AC}$  passe de sa valeur minimale à sa valeur maximale, alors que celle relative au module reste pratiquement la même. Ceci est dû à la permutation de signe subie par certains paramètres de  $Z_{in}(s)$  lorsque  $V_{AC}$  varie, comme c'est montré au Tableau III où l'on donne, pour une charge maximale, les valeurs

numériques des différents paramètres présents dans l'expression (3.54) en fonction de  $V_{AC}$ .

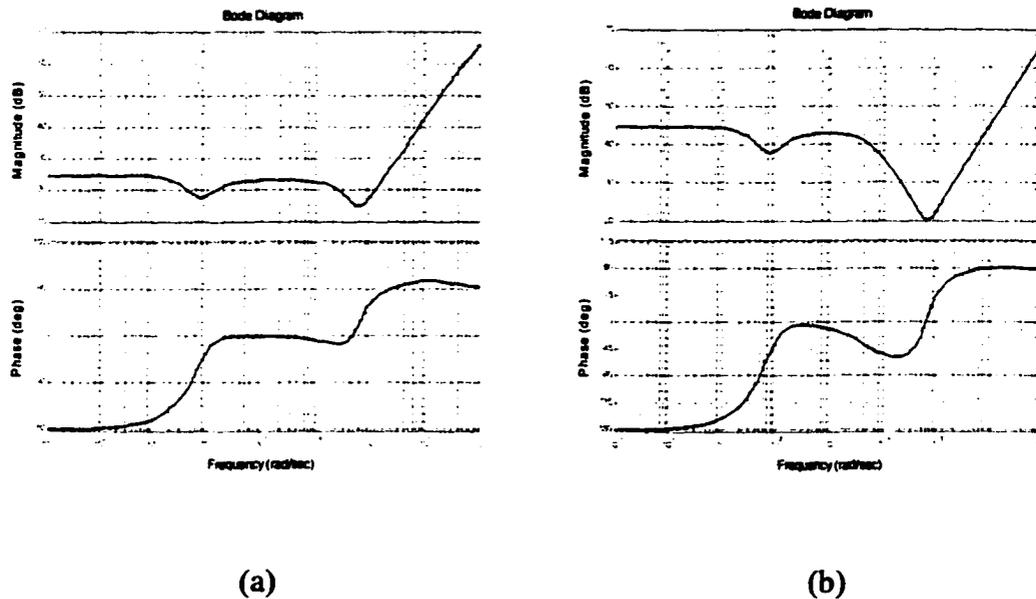


Figure 3.18 Représentation dans le plan de Bode de l'impédance  $Z_{in}(s)$  : a)  $V_{AC} = V_{AC,min}$  , b)  $V_{AC} = V_{AC,max}$

L'analyse des courbes de la figure 3.18 fait ressortir les points suivants :

- Aux basses fréquences (inférieures à 2Hz), l'impédance d'entrée est équivalente à une résistance négative (figure 3.19.a). Ce résultat est en concordance avec la réalité, étant donné qu'à basse fréquence (régime quasi-statique) les variations de la tension  $v_{in}$  et du courant  $i_{in}$  à l'entrée du processus se font de manière à garder constante la puissance transitée vers la charge. En effet, en se reportant à la figure 2.15 où l'on représente le schéma équivalent en régime statique du processus, on peut écrire à basse fréquence :

$$P_{out} \cong v_{in} i_{in} \quad (3.56)$$

où :

$$v_{in} = V_{in} + v_{in-} \quad \text{et} \quad i_{in} = I_{in} + i_{in-}$$

En appliquant à l'équation (3.56) un développement limité au premier ordre, on déduit facilement :

$$\frac{v_{in-}}{i_{in-}} = -\frac{V_{in}}{I_{in}} = -R_{in.BF} \quad (3.57)$$

Notons, encore une fois, que l'expression (3.57) n'est valide que lorsque la fréquence des signaux  $v_{in-}$  et  $i_{in-}$  est faible (inférieure à 2Hz).

- Pour des fréquences moyennes comprises entre 40Hz et 600Hz, l'impédance dynamique  $Z_{in}(s)$  devient équivalente à une résistance positive (figure 3.19.b). Ceci semblerait évident si on se rappelle du fait que le courant d'entrée  $i_{in}$ , imposé par le système de réglage, est pratiquement proportionnel à la tension redressée  $v_{in}$  qui oscille à une fréquence de 120Hz autour de sa valeur moyenne.
- À hautes fréquences (supérieures à 10kHz), l'impédance devient équivalente à une inductance. Ceci est illustré à la figure 3.19.c.

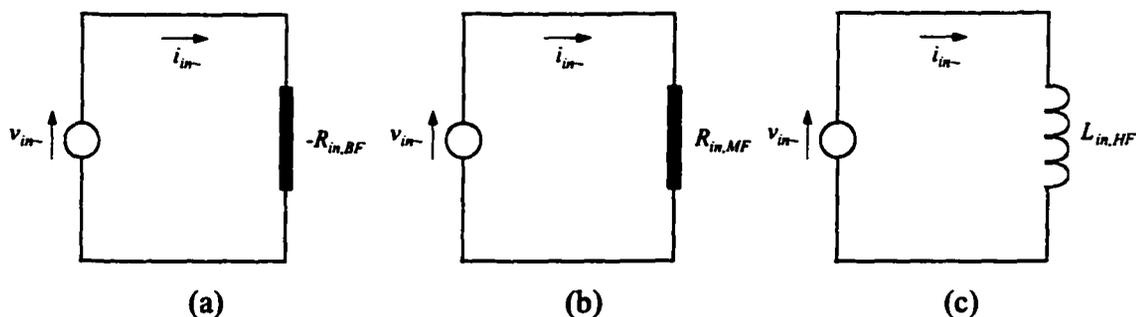


Figure 3.19 Impédance équivalente à : a) basse fréquence, b) moyenne fréquence, c) haute fréquence

Les résultats qui précèdent peuvent être également obtenus en considérant l'un ou l'autre des deux circuits équivalents représentés à la figure 3.20. Ces circuits sont établis en se basant sur l'expression (3.54), et permettent de modéliser l'impédance d'entrée du système. Leur topologie dépend considérablement du point d'opération choisi. Les valeurs numériques de  $R_{in,BF}$ ,  $R_{in,MF}$ ,  $L_{in,HF}$ ,  $L_{in,BF}$ ,  $C_{in,BF}$  et  $C_{in,HF}$  sont données au Tableau III dans les deux cas où la tension  $V_{in}$  est respectivement minimale et maximale (la charge du convertisseur étant supposée maximale). A titre comparatif, on trace à la figure 3.21 les diagrammes de Bode de l'impédance d'entrée, donnée par (3.54), et de celles des deux circuits équivalents de la figure 3.20. Les courbes obtenues montrent clairement l'équivalence entre les trois modèles, au moins dans les zones des basses, moyennes et hautes fréquences définies précédemment. De plus, les deux circuits de la figure 3.20 paraissent pratiquement identiques à toutes les fréquences.

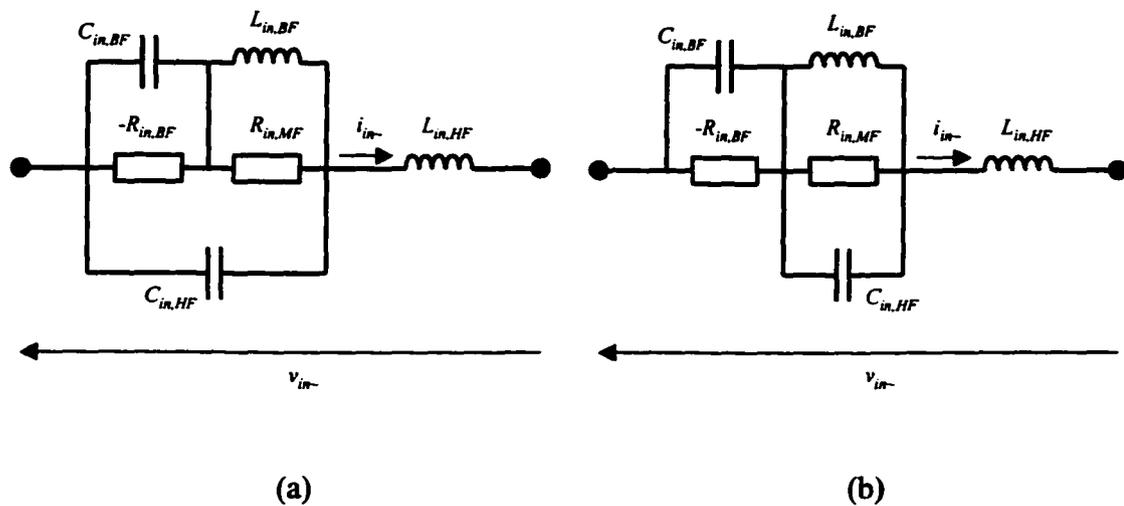


Figure 3.20 Circuits équivalents représentant l'impédance d'entrée du convertisseur

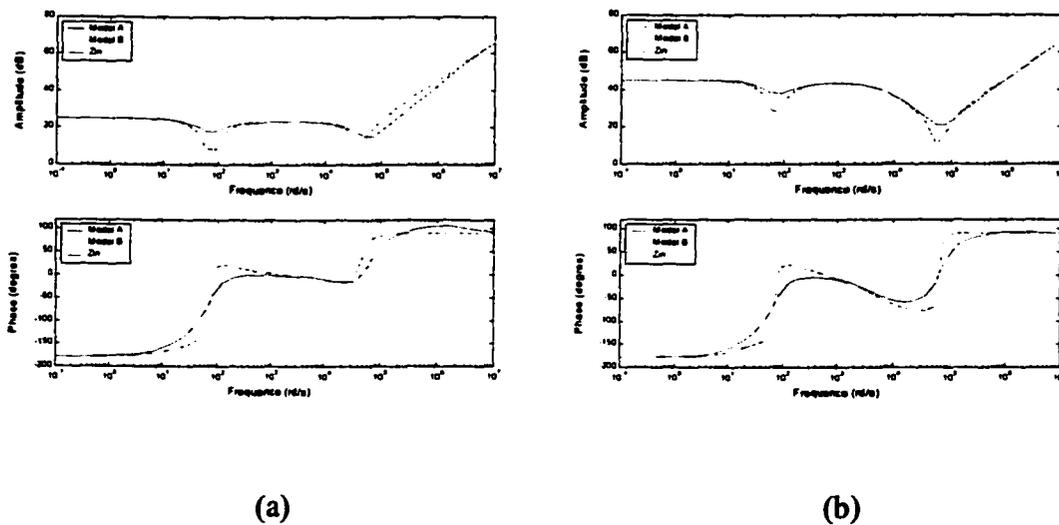


Figure 3.21 Diagrammes de Bode de l'impédance d'entrée du convertisseur et de celle des circuits équivalents : a)  $V_{AC} = V_{AC,min}$  , b)  $V_{AC} = V_{AC,max}$

### 3.3.3 Susceptibilité dynamique

La susceptibilité dynamique du système réglé est définie par :

$$G_p(s) = \frac{v_{out-}(s)}{v_{in-}(s)} \quad (3.58)$$

Sachant que :

$$v_{out-}(s) = G_{iv}(s)i_{in-}(s) + G_{pv}(s)v_{in-}(s) \quad (3.59)$$

et :

$$i_{in-}(s) = \frac{v_{in-}(s)}{Z_{in}(s)} \quad (3.60)$$

on en déduit :

$$G_p(s) = G_{pv}(s) + \frac{G_{iv}(s)}{Z_{in}(s)} \quad (3.61)$$

Les tracés dans le plan de Bode de la susceptibilité dynamique, correspondant aux cas où la tension  $V_{AC}$  est respectivement minimale et maximale, sont représentés à la figure 3.22. L'examen de ces courbes montre que, dans la bande de fréquences comprise entre 16Hz et 3.2kHz, la susceptibilité dynamique peut être approximée par :

$$G_p(s) \cong \frac{K_p}{s} \quad (3.62)$$

où la constante  $K_p$  est égale à 56.23 rd/s (respectivement, 31.62 rd/s) dans le cas où la charge est maximale et la tension moyenne  $V_{in}$  est minimale (respectivement, maximale). Étant donné que le fondamental du signal  $v_{in}$  admet une amplitude :

$$\hat{v}_{in,1} = \frac{4\sqrt{2}}{3\pi} V_{AC} = \frac{2}{3} V_{in} \quad (3.63)$$

et une fréquence égale à 120Hz, le taux d'ondulation qu'il génère au niveau de la tension de sortie est ainsi donné par :

$$\frac{\Delta v_{out}}{V_{out}} = \frac{2|G_p(j2\pi.120)|\hat{v}_{in,1}}{V_{out}} \cong \frac{K_p V_{in}}{565.5 V_{out}} \quad (3.64)$$

Le taux d'ondulation de tension de sortie est ainsi limité entre 1.86% (pour une valeur minimale de  $V_{in}$ ) et 3.32% (pour une valeur maximale de  $V_{in}$ ).

En boucle ouverte, le taux d'ondulation est donné par :

$$\frac{\Delta v_{out}}{V_{out}} = \frac{2|G_{pv}(j2\pi.120)|\hat{v}_{in,1}}{V_{out}} \cong \frac{G_{pv0}\omega_{ppv1}}{180\pi} \cdot \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (3.65)$$

Il est voisin de 1.2%.

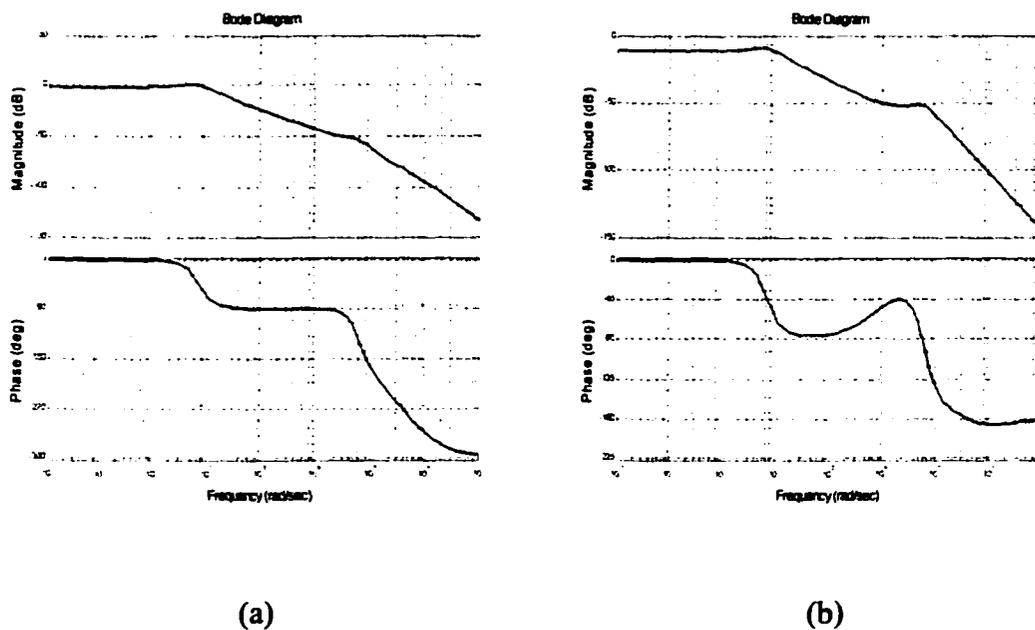


Figure 3.22 Représentation dans le plan de Bode de  $G_p(s)$  : a)  $V_{AC} = V_{AC,min}$  , b)  $V_{AC} = V_{AC,max}$

### 3.4 Conclusion

Ce chapitre fut consacré à la modélisation et au réglage d'un hacheur élévateur, utilisé pour la mise en forme du courant d'entrée et la régulation de tension de sortie dans un redresseur monophasé. La modélisation est basée sur les propos mentionnés au chapitre 2. La conception des régulateurs de courant et de tension est conforme à la théorie de

**l'Automatique Linéaire. Elle est élaborée dans le domaine fréquentiel, en se basant sur un modèle « petit signal » du convertisseur, linéarisé autour d'un point statique bien spécifique. Les performances dynamiques du système de réglage sont évaluées à l'aide de simulations numériques dans Matlab/Simulink. Le système s'est montré avoir des bonnes caractéristiques de régulation et une bonne robustesse vis-à-vis des perturbations externes, que ce soit au niveau de la charge ou du réseau d'alimentation. L'impédance d'entrée du convertisseur muni de son circuit de réglage est ensuite déterminée. Il s'est avéré que le convertisseur se comporte comme une résistance négative à basse fréquence, comme une résistance positive à moyenne fréquence et comme une inductance à haute fréquence. Finalement, le calcul de la susceptibilité dynamique du convertisseur réglé montre un taux d'ondulation de 3.3% de la tension de sortie, vis-à-vis de la composante ondulatoire de la tension d'entrée.**

Tableau III

Valeurs numériques des paramètres du système

	$I_{TC \text{ min}}$	$I_{TC \text{ max}}$
$G_{dI0}$	70 A	6.94 A
$G_{iv0}$	31.38 $\Omega$	99.665 $\Omega$
$G_{pi0}$	0.085 $\Omega^{-1}$	0.0085 $\Omega^{-1}$
$G_{pv0}$	2.68	0.84
$\omega_{zdi} = \omega_{piv} = \omega_{ppv}$	13.52 rd/s	13.52 rd/s
$\omega_{pdi} = \omega_{ppi}$	629.2 rd/s	1998.6 rd/s
$\omega_{ziv}$	58564 rd/s	590910 rd/s
$\omega_{zpi}$	6.76 rd/s	6.76 rd/s
$\xi_{pdi} = \xi_{ppi}$	5.4 $10^{-3}$	1.7 $10^{-3}$
$G_{BFi0}$	10 $\Omega^{-1}$	10 $\Omega^{-1}$
$K_{pBFi}$	6.74 $10^{-7}$ $\Omega^{-1}$	6.74 $10^{-7}$ $\Omega^{-1}$
$\omega_{zBFi}$	62832 rd/s	62832 rd/s
$\omega_{zpBFi1}$	785400 rd/s	785400 rd/s
$\omega_{zpBFi2}$	6.76 rd/s	6.76 rd/s
$\omega_{ppBFi1}$	13.52 rd/s	13.51 rd/s
$\omega_{pBFi1} = \omega_{ppBFi2}$	727120 rd/s	727120 rd/s
$\omega_{pBFi2} = \omega_{ppBFi3}$	63309.72 rd/s	63336.4 rd/s
$\xi_{pBFi2} = \xi_{ppBFi3}$	0.46	0.46
$Z_{in0}$	17.28 $\Omega$	174.33 $\Omega$
$\omega_{z-1}$	728570 rd/s	728070 rd/s
$\omega_{z-2}$	72.47 rd/s	72.44 rd/s
$\omega_{z-3}$	63300.8 rd/s	63322.88 rd/s
$\omega_{pz-1}$	1398500 rd/s	844290 rd/s
$\omega_{pz-2}$	28838 rd/s	4730 rd/s
$\omega_{pz-3}$	119.51 rd/s	120.3 rd/s
$\omega_{pz-4}$	36.77 rd/s	36.58 rd/s
$\xi_{z-2}$	0.57	0.57
$\xi_{z-3}$	0.46	0.46
$R_{in,BF}$	17.28 $\Omega$	174.33 $\Omega$
$R_{in,MF}$	14.46 $\Omega$	146.19 $\Omega$
$L_{in,HF}$	199.7 $\mu\text{H}$	200 $\mu\text{H}$
$L_{in,BF}$	121 mH	1.215 H
$C_{in,BF}$	1.57 mF	156.8 $\mu\text{F}$
$C_{in,HF}$	2.4 $\mu\text{F}$	1.45 $\mu\text{F}$

## **CHAPITRE 4**

### **MODÉLISATION ET RÉGLAGE DU REDRESSEUR ACTIF TRIPHASÉ À INJECTION DE COURANT**

Les redresseurs triphasés à injection de courant connaissent actuellement une popularité grandissante à cause, d'une part, de leur simplicité de structure et de commande et, d'autre part, de leurs hautes performances en terme de facteur de puissance, de rendement énergétique et de stabilisation de la tension côté continu [39-54]. Ce type de convertisseurs est généralement constitué d'un pont triphasé à diodes associé de part et d'autre à un système d'injection de courant formé :

- d'une part, d'un circuit de modulation ayant pour rôle principal la mise en forme (directe ou indirecte) des courants côté continu du pont à diodes ;
- d'autre part, d'un circuit de distribution permettant d'injecter dans les phases d'alimentation un courant, essentiellement du troisième harmonique, créé par le procédé de modulation.

L'utilisation d'un circuit de modulation passif peut conduire à un haut facteur de puissance, mais au détriment d'un faible rendement énergétique [48-53]. D'autre part, une grande variété de réseaux de distribution passifs existent, mais sont de moins en moins appréciés, soit à cause de la complexité qu'ils engendrent au niveau de la commande du convertisseur, soit en raison des contraintes qu'ils induisent sur le plan technique ou économique [39-45].

Dans le présent chapitre, un système d'injection purement actif est considéré [46-47]. Tel que représenté à la figure 4.1, le circuit de modulation consiste en une mise en parallèle de deux hacheurs élévateurs à charge commune. Le réseau de distribution est constitué, quant à lui, de trois interrupteurs bidirectionnels dont chacun est relié à une phase du réseau d'alimentation. Ces interrupteurs commutent à une faible fréquence,

égale au double de celle du réseau. Ils sont commandés de manière à assurer la continuité des courants de ligne et éviter, par conséquent, les paliers à zéro inhérents au fonctionnement normal du pont à diodes. La séquence de commande des trois interrupteurs  $Q_a$ ,  $Q_b$  et  $Q_c$  est illustrée à la figure 4.2.

Afin de récupérer des courants de ligne de forme purement sinusoïdale et, par conséquent, un Taux de Distorsion Harmonique (TDH) nul, une mise en forme des courants côté continu du pont à diodes s'avère nécessaire. Comme le montrent les figures 4.3 et 4.4, les courants  $i_+$  et  $i_-$  doivent être, dans ces conditions, proportionnels respectivement aux potentiels  $v_+$  et  $-v_-$  référés par rapport au neutre du réseau. Cette mise en forme des courants est assurée par le circuit de modulation associé à un système de commande approprié.

Pour des fins de réglage, un modèle dynamique du convertisseur est élaboré en premier lieu. La modélisation est basée sur la technique de la moyenne présentée au paragraphe 2.2. La dépendance entre les deux hacheurs élévateurs formant le circuit de modulation, qui est due principalement à la présence des diodes anti-parallèles associées aux interrupteurs  $Q_p$  et  $Q_n$ , est à l'origine de la non invariance du modèle mathématique obtenu. En effet, il sera montré que ce modèle dépend du signe du courant injecté  $i_N$  et du signe de l'écart ( $d_p - d_n$ ) entre les rapports cycliques de  $Q_p$  et  $Q_n$ . Quatre configurations de modèle doivent donc être envisagées, ce qui tend à rendre la conception du système de réglage plus complexe.

Plusieurs types de circuits de réglage appliqués au redresseur triphasé à système actif d'injection de courant sont ensuite présentés. Toutefois, pour des fins de comparaison, on se limitera aux systèmes de commande utilisant la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsions (MLI). Tel que décrit au paragraphe 2.1, cette technique présente par rapport à celle utilisant des bascules à hystérésis plusieurs avantages majeurs, dont notamment une fréquence de commutation fixe du circuit de modulation, une facilité de

filtrage des harmoniques de courant et, surtout, une possibilité d'établissement d'un modèle mathématique du convertisseur qui servira entre autres à la synthèse du système de réglage par les méthodes assez connues de l'Automatique classique et moderne [81-85]. La supériorité de la commande par MLI vis-à-vis de celle à hystérésis est d'ailleurs mise en évidence par une évaluation comparative présentée en Annexe 4. Les problèmes liés à chaque type de commande, notamment le phénomène de décrochage de commande, y sont également analysés. Des renseignements supplémentaires concernant la modélisation, le réglage et la conception du redresseur à injection de courant sont également donnés dans les Annexes 1 à 3.

En outre, on distinguera :

- les systèmes de commande à une seule boucle de courant où la grandeur à régler n'est autre que le courant injecté  $i_N = i_+ - i_-$ . En effet, en s'inspirant des formes d'ondes des figures 4.3 et 4.4, la modulation du courant injecté au lieu de  $i_+$  et  $i_-$  peut être envisagée en choisissant un signal de référence proportionnel à  $-v_N$ . Bien qu'elle soit simple, cette technique de réglage souffre d'un inconvénient majeur, à savoir l'impossibilité de stabiliser la tension aux bornes de la charge autour d'une valeur désirée. Ce problème est décrit au paragraphe 4.2 consacré à ce type de commande.
- les systèmes de réglage par boucles en cascade, utilisant un bouclage interne de courant et une boucle externe de tension. Dans ce cas, un TDH théoriquement nul peut être obtenu, mais aux dépens d'une plus grande complexité du circuit de commande.

Suite aux considérations précédentes, le présent chapitre se subdivise en quatre parties. Dans le paragraphe 4.1, le modèle mathématique du convertisseur est présenté. Les paragraphes 4.2 et 4.3 sont consacrés à la description et l'analyse des systèmes de réglage par une boucle de courant et par boucles en cascade, respectivement. Une

synthèse des principaux résultats ainsi qu'une analyse comparative font l'objet du paragraphe 4.4.

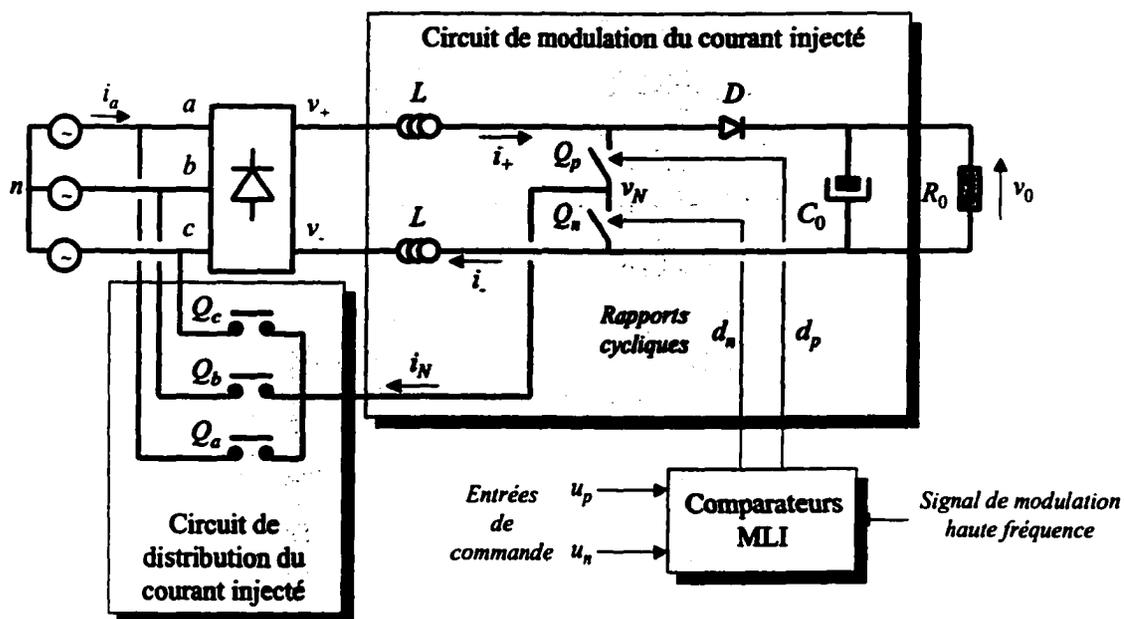


Figure 4.1 Redresseur à système actif d'injection de courant

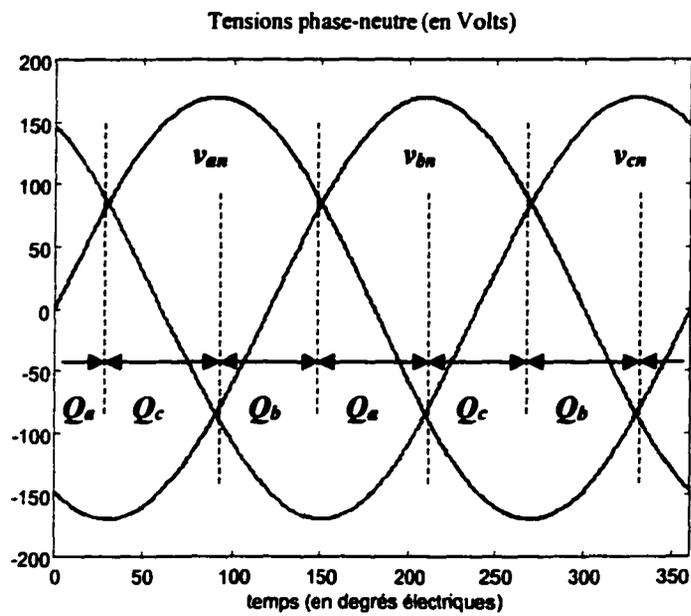


Figure 4.2 Intervalles de fermeture des interrupteurs  $Q_a$ ,  $Q_b$  et  $Q_c$

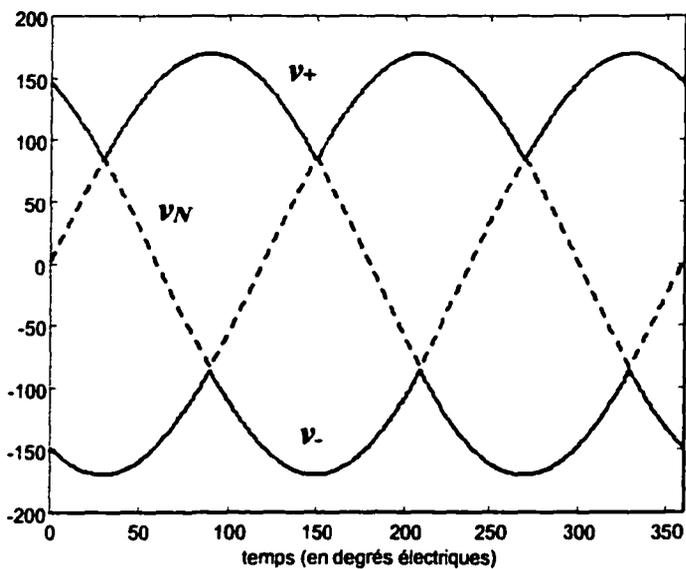


Figure 4.3 Formes d'ondes des potentiels  $v_+$ ,  $v_-$  et  $v_N$

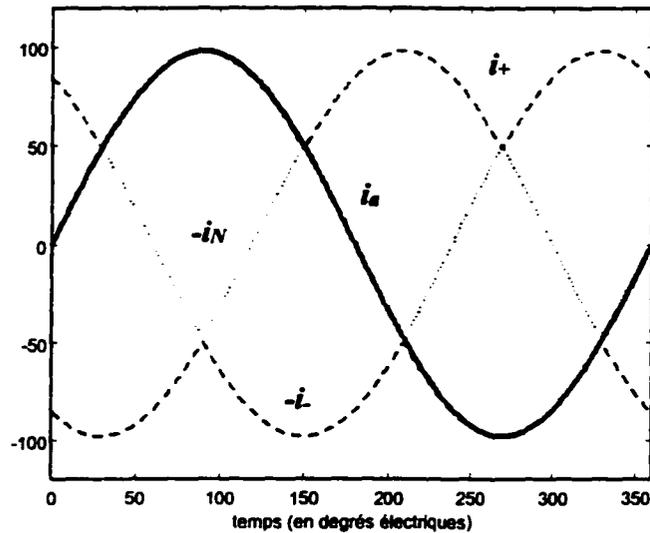


Figure 4.4 Formes d'ondes des courants  $i_+$ ,  $i$ , et  $i_N$  dans l'hypothèse d'un facteur de puissance unitaire et d'une charge de 25 kW

#### 4.1 Modélisation mathématique du convertisseur

On se propose, dans ce paragraphe, d'établir un modèle dynamique unifié du redresseur triphasé à système d'injection de courant totalement actif, valable pour les régimes de variation à basse fréquence. La technique de modélisation utilisée est celle des générateurs moyens. La fréquence de commutation du convertisseur est supposée fixe et assez élevée vis-à-vis du domaine fréquentiel de validité du modèle. Le modèle, naturellement non linéaire, sera linéarisé autour d'un point statique judicieusement choisi. L'existence du modèle linéarisé permettra d'envisager des techniques de réglage linéaires dont l'implantation s'avère beaucoup plus simple que les méthodes non linéaires. Des résultats de simulation utilisant la boîte à outils Power System Blockset de Matlab sont présentés afin de vérifier la validité du modèle obtenu. Des résultats expérimentaux obtenus sur un prototype de 25kW sont également montrés pour des fins de validation.

#### 4.1.1 Principe de fonctionnement

Les circuits de modulation et de distribution sont détaillés respectivement aux figures 4.5 et 4.6 [46]. Tel qu'indiqué par le diagramme temporel de la figure 4.2, chaque interrupteur formant le circuit de distribution est commandé à la fermeture dans les intervalles de temps où la tension simple de la phase correspondante devient inférieure en valeur absolue à la moitié de sa valeur crête. Dans ces conditions, un des trois interrupteurs est conducteur à tout instant, les deux autres étant ouverts. Le rôle principal du circuit de distribution consiste, en réalité, à éviter les discontinuités et les paliers à zéro dans les formes d'onde des courants de ligne, phénomènes inhérents au fonctionnement d'un pont de Graëtz classique. Les formes d'ondes des potentiels  $v_+$ ,  $v$  et  $v_N$ , référés par rapport au neutre du réseau, sont données à la figure 4.3 en tenant compte des considérations précédentes. Celles de  $v_p = v_+ - v_N$  et  $v_n = v_N - v$  sont tracées à la figure 4.7 où  $V_S$  dénote la valeur efficace des tensions simples alimentant le convertisseur.

Le circuit de modulation est constitué de deux hacheurs élévateurs débitant sur une charge commune. Les interrupteurs  $Q_p$  et  $Q_n$  sont commandés de manière à imposer certaines formes désirées aux courants de ligne. Les signaux de commande sont générés par un modulateur de largeur d'impulsions réalisant une comparaison entre une consigne de commande de basse fréquence (débitée en principe par un régulateur de courant) et un signal de modulation en dents de scie de haute fréquence. La fréquence de modulation est fixée à une valeur très élevée par rapport à celle du réseau d'alimentation ; ce choix permet de pousser les harmoniques de courant dans la zone des hautes fréquences et faciliter, par conséquent, leur filtrage. Le Tableau IV donne les expressions des différents grandeurs du circuit selon l'état des interrupteurs  $Q_p$  et  $Q_n$  et le signe du courant injecté  $i_N = i_+ - i_-$ . Dans la suite, on considère toujours que les signaux de commande de  $Q_p$  et  $Q_n$  sont synchronisés à la fermeture de sorte que, dans

chaque période d'échantillonnage, seulement trois des quatre configurations du circuit puissent apparaître. Deux séquences de commande de  $Q_p$  et  $Q_n$  sont alors possibles : il s'agit soit de ON-ON, ON-OFF, OFF-OFF, soit de ON-ON, OFF-ON, OFF-OFF. En notant respectivement  $d_p$  et  $d_n$  les rapports cycliques de  $Q_p$  et  $Q_n$ , la première séquence est caractérisée par  $d_p > d_n$ , et la seconde par  $d_p < d_n$ . Tenant compte des remarques précédentes, on conclut que les formes d'ondes locales décrivant le fonctionnement du circuit de modulation, tracées sur une période d'échantillonnage  $T_s$ , dépendent fortement des signes de  $i_N$  et de  $d_p - d_n$ . Quatre modes d'opération sont alors envisageables et seront étudiés successivement dans cette section.

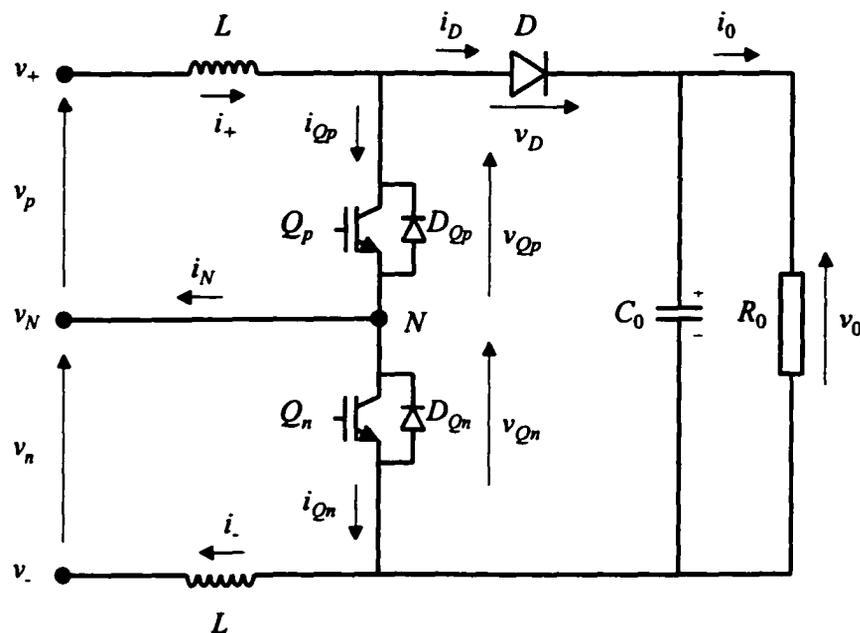


Figure 4.5 Circuit de modulation du courant injecté

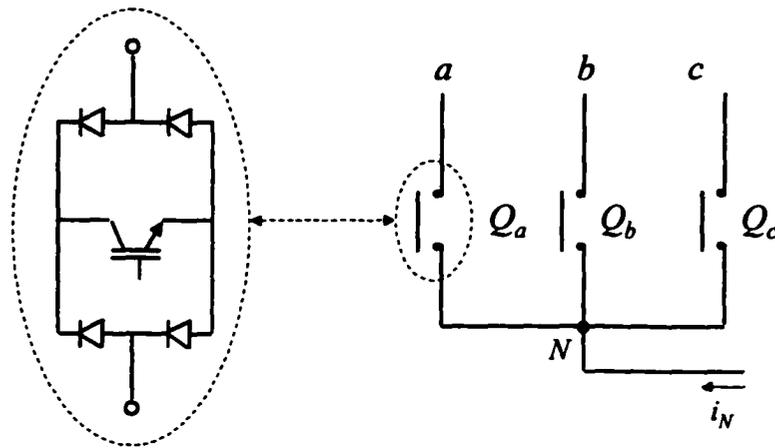


Figure 4.6 Circuit de distribution du courant injecté

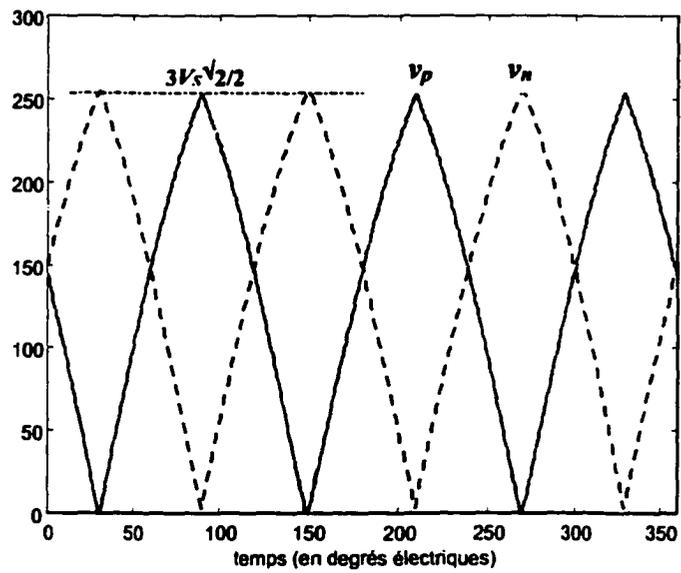


Figure 4.7 Formes d'onde des tensions  $v_p$  et  $v_n$

Tableau IV

## États possibles du circuit de modulation

$i_N > 0$	$Q_p - Q_n$	$Q_p - Q_n$	$Q_p - Q_n$	$Q_p - Q_n$
	$Q_p - Q_n$	$Q_p - Q_n$	$Q_p - Q_n$	$Q_p - Q_n$
$v_{Qp}$	0	0	$v_0$	$v_0$
$i_{Qp}$	$i_+$	$i_N$	0	0
$v_{Qn}$	0	$v_0$	0	0
$i_{Qn}$	$i_-$	0	$-i_N$	$-i_N$
$v_D$	$v_0$	0	0	0
$i_D$	0	$i_-$	$i_+$	$i_+$

$i_N < 0$	$Q_p - Q_n$	$Q_p - Q_n$	$Q_p - Q_n$	$Q_p - Q_n$
	$Q_p - Q_n$	$Q_p - Q_n$	$Q_p - Q_n$	$Q_p - Q_n$
$v_{Qp}$	0	$v_0$	0	0
$i_{Qp}$	$i_+$	0	$i_N$	$i_N$
$v_{Qn}$	0	0	$v_0$	$v_0$
$i_{Qn}$	$i_-$	$-i_N$	0	0
$v_D$	$v_0$	0	0	0
$i_D$	0	$i_+$	$i_-$	$i_-$

- **Mode 1** :  $i_N > 0$  et  $d_p > d_n$ . Dans ce cas, au moment où l'interrupteur  $Q_n$  est commandé à l'ouverture, la diode  $D$  entre en conduction assurant la circulation du courant  $i_-$ . A l'instant du blocage de  $Q_p$ , le courant traversant  $D$  augmente de  $i_N$  dont le cheminement est rendu possible par la diode anti-parallèle de  $Q_n$  qui devient passante à ce moment-là. Lorsque les deux interrupteurs sont passants, les courants  $i_+$  et  $i_-$  augmentent avec des pentes respectives  $v_p/L$  et  $v_n/L$  qui sont toujours positives. Au blocage de  $Q_n$ , le courant  $i_-$  varie linéairement selon la pente  $(v_n - v_0)/L$  alors que  $i_+$  continue à augmenter avec la même pente  $v_p/L$ . Dans l'intervalle où les interrupteurs sont tous les deux bloqués,  $i_+$  varie linéairement selon une pente  $(v_p - v_0)/L$  alors que  $i_-$  augmente avec la pente  $v_n/L$ . La commande des courants  $i_+$  et  $i_-$  ne devient donc possible que dans le cas où  $v_0 > v_{p,max}$  et  $v_0 > v_{n,max}$ , ce qui revient à imposer une tension de sortie supérieure à  $3V_S\sqrt{2}/2$ . En

négligeant la variation à l'échelle d'une période d'échantillonnage de la tension de sortie  $v_0$  et des courants d'entrée  $i_+$ ,  $i_-$  et  $i_N$  (hypothèse justifiée par le choix adéquat des éléments de filtrage  $L$  et  $C_0$ ), les formes d'onde des différentes grandeurs descriptives du fonctionnement du circuit se présentent conformément au diagramme de la figure 4.8.  $v_{Gp}$  et  $v_{Gn}$  représentent les signaux de grille ou de commande appliqués respectivement aux transistors  $Q_p$  et  $Q_n$ .

L'application de la technique de la moyenne dans l'espace d'état aux formes d'onde de la figure 4.8 revient, en réalité, à remplacer chaque grandeur par sa valeur moyenne instantanée calculée sur une période d'échantillonnage. On peut poser ainsi :

$$v_{Q_p}(t) \cong [1 - d_p(t)] \cdot v_0(t) \quad (4.1.a)$$

$$v_{Q_n}(t) \cong [d_p(t) - d_n(t)] \cdot v_0(t) \quad (4.1.b)$$

$$i_D(t) \cong [1 - d_p(t)] \cdot i_+(t) + [d_p(t) - d_n(t)] \cdot i_-(t) \quad (4.1.c)$$

Le circuit de modulation peut alors être représenté, dans ces conditions, par le circuit équivalent de la figure 4.9 où un transformateur fictif est utilisé afin de modéliser les relations entre les grandeurs d'entrée et de sortie du système. Le passage au schéma de la figure 4.10 est effectué en ramenant toutes les grandeurs au secondaire du transformateur. On en tire les équations d'état décrivant le fonctionnement du circuit dans un régime de variations à basse fréquence :

$$\begin{aligned} v_p &= L \frac{di_+}{dt} + (1 - d_p) \cdot v_0 \\ v_n &= L \frac{di_-}{dt} + (d_p - d_n) \cdot v_0 \\ C_0 \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{R_0} &= (1 - d_p) \cdot i_+ + (d_p - d_n) \cdot i_- \end{aligned} \quad (4.2)$$

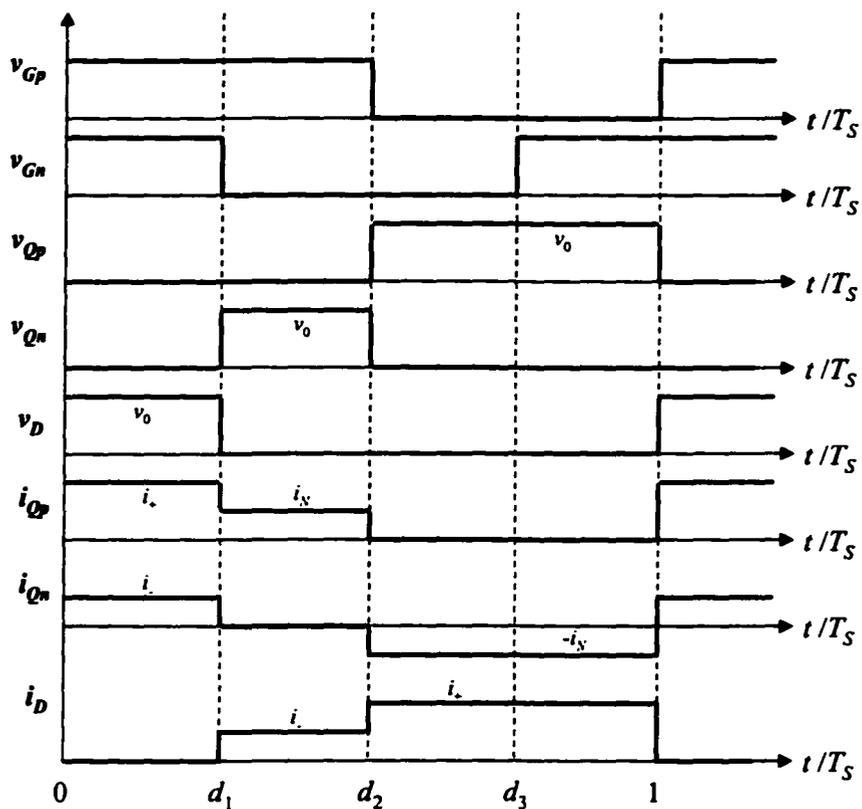


Figure 4.8 Formes d'onde locales simplifiées pour une opération en mode 1

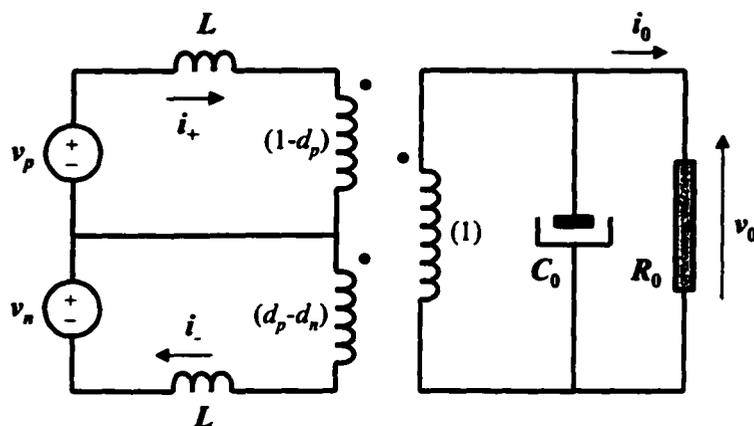


Figure 4.9 Schéma équivalent en basse fréquence du circuit de modulation opérant en mode 1

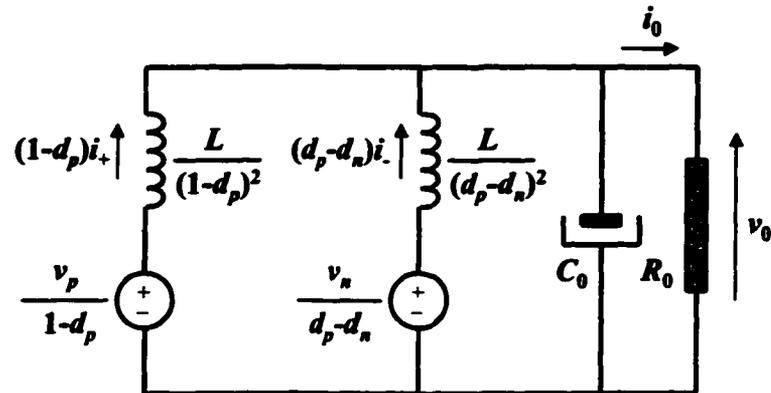


Figure 4.10 Modèle équivalent définitif du circuit de modulation opérant en mode 1

- *Mode 2* :  $i_N > 0$  et  $d_p < d_n$ . Dans ces conditions d'opération, la diode anti-parallèle de  $Q_n$  entre en conduction au moment du blocage de  $Q_p$  pour assurer le passage du courant  $i_N$ . L'interrupteur  $Q_n$  perd ainsi son pouvoir de blocage ; le courant  $i$  continue à croître avec une pente  $v_n / L$  et devient ainsi incontrôlable. Le hacheur postérieur assure alors seul le transfert de puissance de la source vers la charge. Les équations d'état du circuit sont semblables à celles d'un hacheur élévateur classique ; elles s'expriment comme suit :

$$\begin{aligned}
 v_p &= L \frac{di_+}{dt} + (1-d_p) \cdot v_0 \\
 v_n &= L \frac{di_-}{dt} \\
 C_0 \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{R_0} &= (1-d_p) \cdot i_+
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

Notons que le passage du système (4.2) au système (4.3) se fait en remplaçant tout simplement et d'une manière artificielle  $d_n$  par  $d_p$ . Le circuit équivalent se présente, dans ce cas, conformément à la figure 4.11.

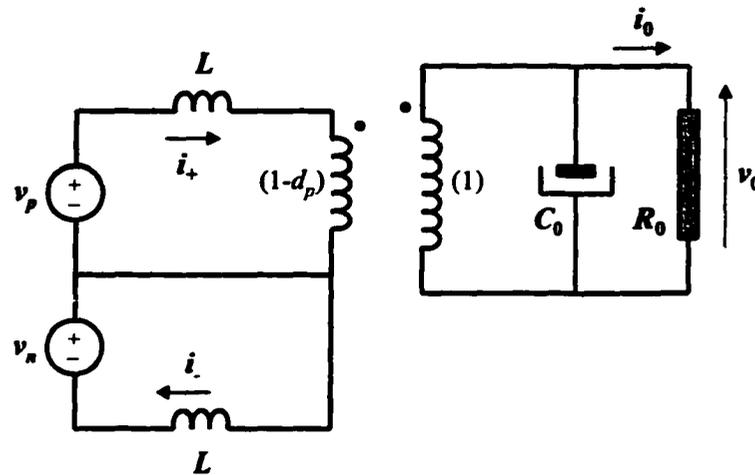


Figure 4.11 Schéma équivalent en basse fréquence du circuit de modulation opérant en mode 2

- *Mode 3* :  $i_N < 0$  et  $d_p < d_n$ . Ce mode de fonctionnement constitue, en réalité, le cas complémentaire du mode 1. Le schéma équivalent et les équations d'état du système sont obtenus à partir de ceux du mode 1 en permutant les indices  $p$  et  $n$ , d'une part, et  $+$  et  $-$ , d'autre part.

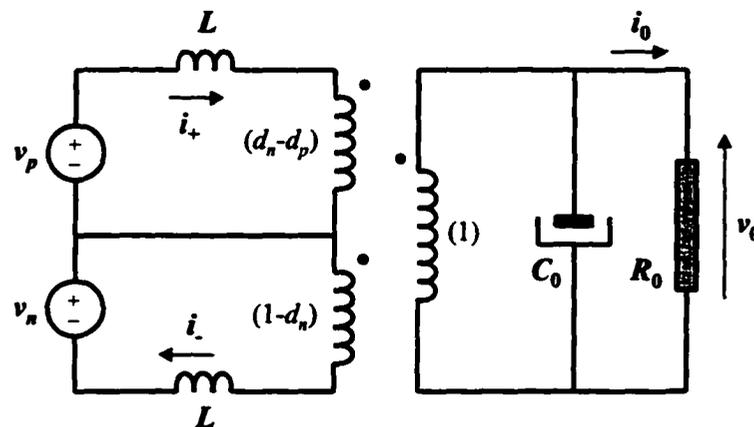


Figure 4.12 Schéma équivalent en basse fréquence du circuit de modulation opérant en mode 3

- *Mode 4* :  $i_N < 0$  et  $d_p > d_n$ . C'est le cas complémentaire du mode 2. L'obtention des équations d'état correspondantes se fait soit en remplaçant artificiellement  $d_p$  par  $d_n$  dans celles du mode 3, soit en permutant les indices  $p$  et  $n$ , d'une part, et + et -, d'autre part, dans le système d'équations (4.3) caractérisant le mode 2.

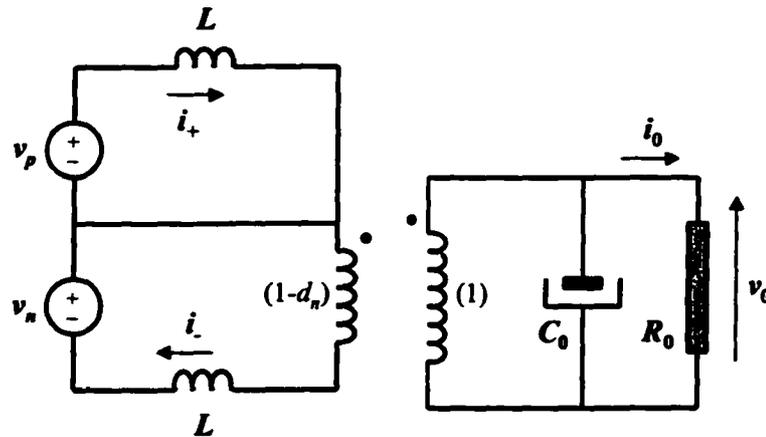


Figure 4.13 Schéma équivalent en basse fréquence du circuit de modulation opérant en mode 4

Les quatre modes de fonctionnement ainsi définis peuvent être regroupés pour former le système généralisé et unifié de la figure 4.14, décrit par les équations d'état suivantes :

$$\begin{aligned}
 v_p &= L \frac{di_+}{dt} + S_1 v_0 \\
 v_n &= L \frac{di_-}{dt} + S_2 v_0 \\
 C_0 \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{R_0} &= S_1 i_+ + S_2 i_-
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

où  $S_1$  et  $S_2$  sont des variables sans unité, définies conformément au Tableau V. En notant  $\theta(z)$  la fonction seuil, qui prend la valeur 1 lorsque son argument  $z$  est positif et 0 ailleurs, et  $\bar{\theta}(z)$  sa fonction complémentaire, on peut exprimer  $S_1$  et  $S_2$  comme suit :

$$\begin{aligned} S_1 &= (1 - d_p) \theta(i_N) - (d_p - d_n) \overline{\theta(i_N)} \overline{\theta(d_p - d_n)} \\ S_2 &= (1 - d_n) \overline{\theta(i_N)} + (d_p - d_n) \theta(i_N) \theta(d_p - d_n) \end{aligned} \quad (4.5)$$

Le modèle (4.4) est ainsi à structure variable dépendant du signe du courant injecté et de celui de l'écart entre les rapports cycliques. Il est, d'autre part, d'autant plus valable que l'hypothèse de variation lente des variables d'état du système par rapport à la fréquence de modulation est respectée. En d'autres termes, la validité du modèle est d'autant plus certaine que le contenu spectral des variables d'état du système se situe à gauche de la fréquence de commutation. En pratique, cette condition est respectée par un choix adéquat des éléments de filtrage  $L$  et  $C_0$ .

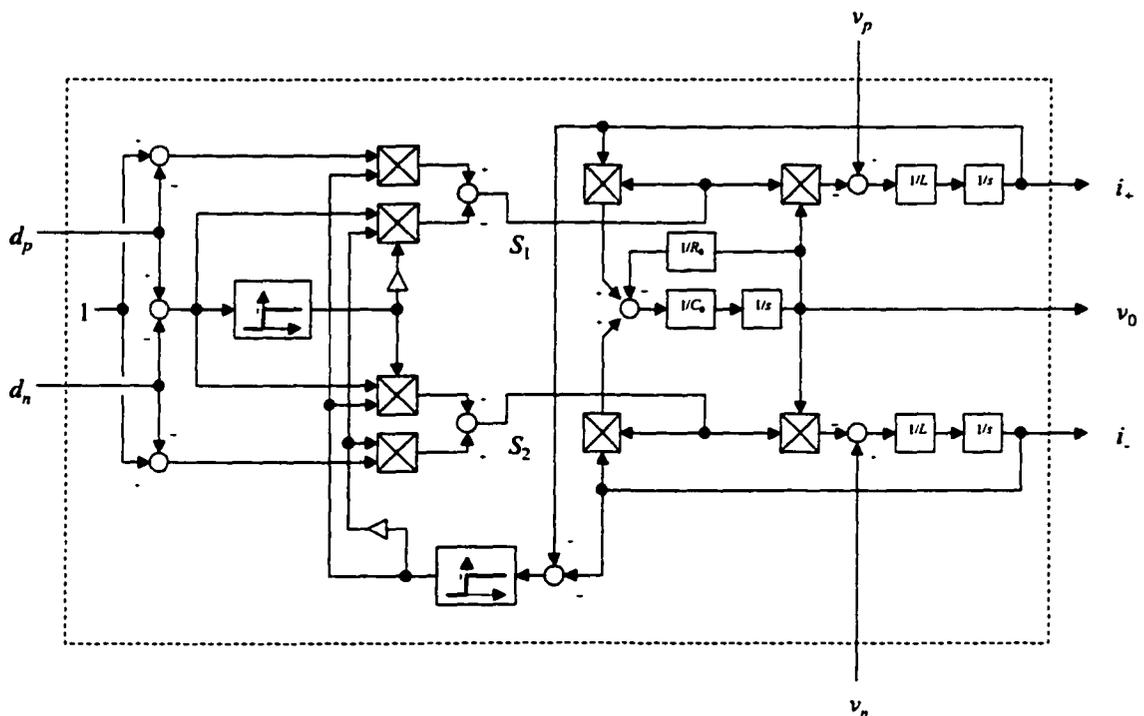


Figure 4.14 Modèle unifié du circuit de modulation

Tableau V

Expressions de  $S_1$  et  $S_2$ 

$S_1$	$d_p > d_n$	$d_p < d_n$
$i_N > 0$	$1 - d_p$	$1 - d_p$
$i_N < 0$	0	$d_n - d_p$

$S_2$	$d_p > d_n$	$d_p < d_n$
$i_N > 0$	$d_p - d_n$	0
$i_N < 0$	$1 - d_n$	$1 - d_n$

#### 4.1.2 Modèle statique du convertisseur

Le modèle du convertisseur en régime statique s'obtient en remplaçant dans les équations d'état du système chaque grandeur par un terme constant. On se limitera à l'étude du premier mode de fonctionnement étant donné que les résultats relatifs aux trois autres modes s'en déduisent facilement comme indiqué précédemment. En notant  $X$  la valeur statique de toute variable  $x(t)$ , on peut définir par les équations suivantes le régime statique du convertisseur correspondant au mode 1 :

$$\begin{aligned}
 V_p &= (1 - D_p) \cdot V_0 \\
 V_n &= (D_p - D_n) \cdot V_0 \\
 \frac{V_0}{R_0} &= (1 - D_p) \cdot I_+ + (D_p - D_n) \cdot I_-
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

Remarquons que dans ce mode d'opération on a implicitement  $I_+ > I_-$  et  $D_p > D_n$ . Le modèle statique correspondant est donné à la figure 4.15.

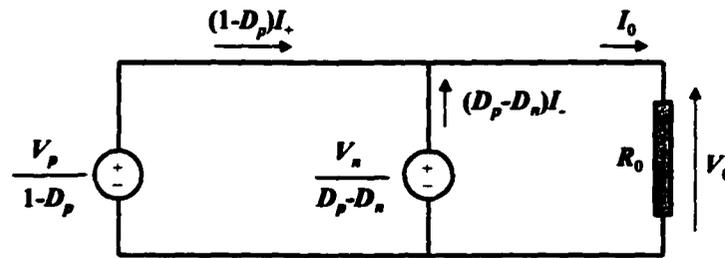


Figure 4.15 Modèle statique correspondant au mode 1

Il est à noter que les valeurs statiques des différentes grandeurs du circuit varient en général selon le mode d'opération. Elles dépendent aussi de la loi de commande choisie. Dans le cas où un facteur de puissance unitaire est imposé au convertisseur par son système de commande, les courants  $i_+$ ,  $i_-$  et  $i_N$  ont même forme que  $v_+$ ,  $-v_-$  et  $-v_N$  respectivement, comme le montre la figure 4.4. Les formes d'ondes dans les modes 1 et 3 sont identiques à des indices près ; les modes 2 et 4 ont une durée très faible et peuvent être négligés [88-91]. Les valeurs statiques correspondant au mode 1 s'expriment dans ces conditions de la manière suivante :

$$V_p = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}(3-\sqrt{3}) \cdot V_s \quad V_n = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}(2\sqrt{3}-3) \cdot V_s \quad (4.7.a)$$

$$I_+ = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{P_0}{V_s} \quad I_- = \frac{\sqrt{2}}{\pi}(\sqrt{3}-1) \cdot \frac{P_0}{V_s} \quad (4.7.b)$$

$$D_p = \frac{V_0 - V_p}{V_0} \quad D_n = \frac{V_0 - V_p - V_n}{V_0} \quad (4.7.c)$$

$P_0$  étant la puissance transmise vers la charge. Celles relatives au mode 3 s'en déduisent par une permutation adéquate des indices.

### 4.1.3 Modèle dynamique en petits signaux du convertisseur

La modélisation dynamique du système est limitée toujours au cas de fonctionnement selon le mode 1. Les modèles dynamiques associés aux autres modes d'opération s'en déduisent soit par une permutation des indices, soit par un remplacement adéquat de certaines grandeurs, soit par les deux à la fois.

L'établissement du modèle dynamique du circuit opérant sous le mode 1 repose sur la linéarisation des équations (4.2) autour du point statique défini par (4.6) et (4.7). Le choix d'un tel point suppose implicitement que le convertisseur est alimenté par un système triphasé équilibré de courants sinusoïdaux, et opère ainsi sous un facteur de puissance unitaire. Le modèle obtenu n'est ainsi valide que lorsque les variations des différentes grandeurs sont très faibles par rapport à leur valeur statique. Dans ces conditions, en remplaçant toute variable  $x(t)$  par la somme de sa valeur statique  $X$  et sa variation  $x_{-}(t)$ , et en limitant le développement des équations (4.2) au premier ordre, on aboutit au système linéarisé suivant :

$$\begin{aligned}
 v_{p,-} &= L \frac{di_{+,-}}{dt} + (1 - D_p) \cdot v_{0,-} - V_0 \cdot d_{p,-} \\
 v_{n,-} &= L \frac{di_{-,-}}{dt} + (D_p - D_n) \cdot v_{0,-} + V_0 (d_{p,-} - d_{n,-}) \\
 C_0 \frac{dv_{0,-}}{dt} + \frac{v_{0,-}}{R_0} &= (1 - D_p) \cdot i_{+,-} + (D_p - D_n) \cdot i_{-,-} - I_+ \cdot d_{p,-} + I_- (d_{p,-} - d_{n,-})
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

Le modèle dynamique du convertisseur opérant sous le mode 1 est présenté à la figure 4.16 dans le domaine fréquentiel.

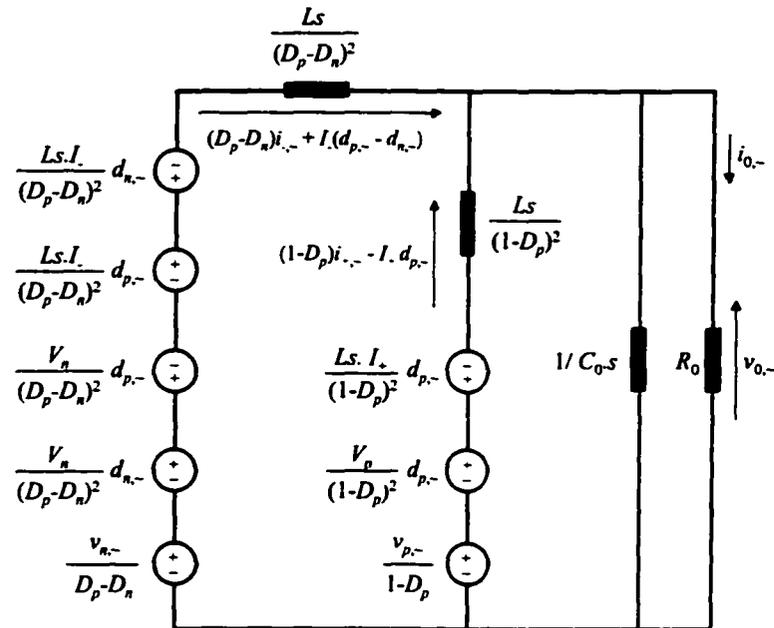


Figure 4.16 Modèle dynamique en petits signaux du convertisseur opérant en mode 1

#### 4.1.3.1 Matrice d'état

Le système (4.8) s'écrit sous forme matricielle comme suit :

$$\dot{\mathbf{x}}_- = \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{x}_- + \tilde{\mathbf{B}} \mathbf{d}_- + \tilde{\mathbf{E}} \mathbf{v}_- \quad (4.9)$$

où  $\mathbf{x}_- = [i_{+,-} \ i_{-,-} \ v_{0,-}]^T$  représente le vecteur d'état du système,  $\mathbf{d}_- = [d_{p,-} \ d_{n,-}]^T$  le vecteur d'entrée ou de commande, et  $\mathbf{v}_- = [v_{p,-} \ v_{n,-}]^T$  le vecteur de perturbation. L'indice 1 est ajouté pour désigner le mode 1. Les matrices d'état  $\tilde{\mathbf{A}}$ , de commande  $\tilde{\mathbf{B}}$  et de perturbation  $\tilde{\mathbf{E}}$  sont définies respectivement par :

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-D_p}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{D_p-D_n}{L} \\ \frac{1-D_p}{C_0} & \frac{D_p-D_n}{C_0} & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix}$$

(4.10)

$$\tilde{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \frac{V_0}{L} & 0 \\ -\frac{V_0}{L} & \frac{V_0}{L} \\ -\frac{I_+ - I_-}{C_0} & -\frac{I_-}{C_0} \end{bmatrix} \quad \tilde{\mathbf{E}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Les matrices  $\tilde{\mathbf{A}}$ ,  $\tilde{\mathbf{B}}$  et  $\tilde{\mathbf{E}}$  sont constantes, et l'on est ainsi en présence d'un système invariant par intervalles. Bien qu'il soit simple, ce modèle est d'autant plus réaliste que les variations du point d'opération du système autour du régime statique sont faibles. Dans certaines applications pratiques comme, par exemple, les installations à facteur de puissance élevé, on est amené à imposer aux convertisseurs des courants de référence à grande variation dans le temps. Dans ces conditions, l'hypothèse des petits signaux est loin d'être respectée même en régime établi, et la pertinence du modèle dynamique régi par l'équation (4.9) devient incertaine. Une tentative de remédier à ce problème consiste à linéariser le système (4.2) non pas au voisinage d'un point statique, mais autour de la trajectoire désirée  $\mathbf{x}^*(t) = [i_+^*(t) \ i_-^*(t) \ v_0^*(t)]^T$  vers laquelle tendra l'état  $\mathbf{x} = [i_+ \ i_- \ v_0]^T$  du système grâce à son circuit de commande et de réglage. En écrivant de nouveau les équations (4.2) sous forme matricielle :

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{v_p - (1-d_p)v_0}{L} \\ \frac{v_n - (d_p - d_n)v_0}{L} \\ \frac{(1-d_p)i_+ + (d_p - d_n)i_-}{C_0} - \frac{v_0}{R_0 C_0} \end{bmatrix} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{d}, \mathbf{v}) \quad (4.11)$$

et en notant  $\mathbf{d}^*(t) = [d_p^*(t) \ d_n^*(t)]^T$  le vecteur d'entrée vérifiant :

$$\dot{\mathbf{x}}^*(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}^*(t), \mathbf{d}^*(t), \mathbf{v}(t)) \quad (4.12)$$

la linéarisation du système autour de sa trajectoire désirée conduit à :

$$\dot{\mathbf{x}}_- = \tilde{\mathbf{A}}^*(t)\mathbf{x}_- + \tilde{\mathbf{B}}^*(t)\mathbf{d}_- \quad (4.13)$$

avec :

$$\tilde{\mathbf{A}}^*(t) = \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}^*(t), \mathbf{d}^*(t), \mathbf{v}(t)) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-d_p^*(t)}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{d_p^*(t)-d_n^*(t)}{L} \\ \frac{1-d_p^*(t)}{C_0} & \frac{d_p^*(t)-d_n^*(t)}{C_0} & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

et :

$$\tilde{\mathbf{B}}^*(t) = \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{d}}(\mathbf{x}^*(t), \mathbf{d}^*(t), \mathbf{v}(t)) = \begin{bmatrix} \frac{v_0^*(t)}{L} & 0 \\ -\frac{v_0^*(t)}{L} & \frac{v_0^*(t)}{L} \\ \frac{i_-^*(t)-i_+^*(t)}{C_0} & -\frac{i_-^*(t)}{C_0} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

La matrice de perturbation n'apparaît pas dans l'équation d'état (4.13). Le vecteur de perturbation  $\mathbf{v}(t) = [v_p(t) \ v_n(t)]^T$  a été en réalité intégré dans le calcul de  $\mathbf{d}^*(t)$ , et les matrices  $\tilde{\mathbf{A}}^*(t)$  et  $\tilde{\mathbf{B}}^*(t)$  en tiennent compte par conséquent. Malgré sa pertinence dans certaines applications, le modèle (4.13) souffre d'un inconvénient majeur lié au fait que les matrices  $\tilde{\mathbf{A}}^*$  et  $\tilde{\mathbf{B}}^*$  ne sont pas invariantes dans le temps, ce qui rend difficile sa mise en œuvre et son utilisation dans la conception du système de réglage.

#### 4.1.3.2 Fonctions de transfert

Dans le domaine fréquentiel, le système est représenté par son schéma fonctionnel équivalent de la figure 4.17. Les fonctions de transfert du système sont déduites à partir de la forme opérationnelle de l'équation (4.9), obtenue par application de la transformation de Laplace :

$$\mathbf{x}_-(s) = (s\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{A}})^{-1} \tilde{\mathbf{B}} \mathbf{d}_-(s) + (s\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{A}})^{-1} \tilde{\mathbf{E}} \mathbf{v}_-(s)$$

Les différentes fonctions de transfert, ainsi que leurs paramètres, sont exprimées ci-dessous. Pour des fins de réglage par boucles en cascade, la tension de sortie  $v_{0,-}$  est exprimée non pas en fonction des variables de commandes  $d_{p,-}$  et  $d_{n,-}$ , mais en fonction des courants à asservir  $i_{+,-}$  et  $i_{-,-}$ . Les variables  $v_{p,-}$  et  $v_{n,-}$  peuvent être considérées comme des signaux de perturbation.

$$G_{id,11}(s) = \frac{\alpha_{11} V_0}{Ls} \cdot \frac{1 + \frac{2\xi_{11}}{\alpha_{11}\omega_p} s + \frac{s^2}{\alpha_{11}\omega_p^2}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad G_{id,12}(s) = -\frac{\alpha_{12} V_0}{Ls} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (4.16-4.17)$$

$$G_{id,21}(s) = -\frac{\alpha_{21}V_0}{Ls} \cdot \frac{1 + \frac{2\xi_{21}}{\alpha_{21}\omega_p} s + \frac{s^2}{\alpha_{21}\omega_p^2}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (4.18)$$

$$G_{id,22}(s) = \frac{\alpha_{22}V_0}{Ls} \cdot \frac{1 + \frac{2\xi_{22}}{\alpha_{22}\omega_p} s + \frac{s^2}{\alpha_{22}\omega_p^2}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (4.19)$$

$$G_{vi,1}(s) = \frac{R_0(1-D_p)}{2} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_{z1}}}{1 + \frac{s}{\omega'_p}} \quad G_{vi,2}(s) = \frac{\sqrt{3}-1}{4} \cdot R_0(1-D_p) \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_{z2}}}{1 + \frac{s}{\omega'_p}} \quad (4.20-4.21)$$

$$G_{iv,11}(s) = \frac{\beta_{11}}{Ls} \cdot \frac{1 + \frac{2\xi}{\beta_{11}\omega_p} s + \frac{s^2}{\beta_{11}\omega_p^2}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (4.22)$$

$$G_{iv,22}(s) = \frac{\beta_{22}}{Ls} \cdot \frac{1 + \frac{2\xi}{\beta_{22}\omega_p} s + \frac{s^2}{\beta_{22}\omega_p^2}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (4.23)$$

$$G_{iv,12}(s) = G_{iv,21}(s) = -\frac{\beta_{12}}{Ls} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (4.24)$$

$$G_{w,1}(s) = \frac{3+\sqrt{3}}{12(1-D_p)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega'_p}} \quad G_{w,2}(s) = \frac{\sqrt{3}}{6(1-D_p)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega'_p}} \quad (4.25-4.26)$$

$$\omega_p = (1-D_p) \sqrt{\frac{4-\sqrt{3}}{2LC_0}} \quad \xi = \frac{(4+\sqrt{3})\sqrt{4-\sqrt{3}}}{26R_0(1-D_p)} \sqrt{\frac{2L}{C_0}} \quad (4.27-4.28)$$

$$\xi_{11} = \xi_{22} = \frac{9-\sqrt{3}}{6} \xi \quad \xi_{21} = \frac{9-2\sqrt{3}}{6} \xi \quad (4.29-4.30)$$

$$\omega_z = \frac{\omega_{z1}}{2} = \omega_{z2} = \frac{3-\sqrt{3}}{2} (1-D_p)^2 \frac{R_0}{L} \quad \omega_p' = \frac{2}{R_0 C_0} \quad (4.31-4.32)$$

$$\alpha_{11} = \frac{4+\sqrt{3}}{13} \cong 0.441 \quad \alpha_{12} = \beta_{12} = \frac{3\sqrt{3}-1}{13} \cong 0.323$$

$$\alpha_{21} = \frac{7+5\sqrt{3}}{13} \cong 1.205 \quad \alpha_{22} = \beta_{22} = \frac{8+2\sqrt{3}}{13} \cong 0.882$$

$$\beta_{11} = \frac{5-2\sqrt{3}}{13} \cong 0.118$$

Les pulsations  $\omega_p \sqrt{\alpha_{11}}$ ,  $\omega_p \sqrt{\alpha_{21}}$  et  $\omega_p \sqrt{\alpha_{22}}$  étant du même ordre de grandeur que  $\omega_p$  (à 34% près), on peut poser approximativement :

$$G_{id,11}(s) \cong \frac{V_0}{Ls}, \quad G_{id,22}(s) \cong \frac{V_0}{Ls} \quad \text{et} \quad G_{id,21}(s) \cong -\frac{V_0}{Ls} \quad (4.33-4.35)$$

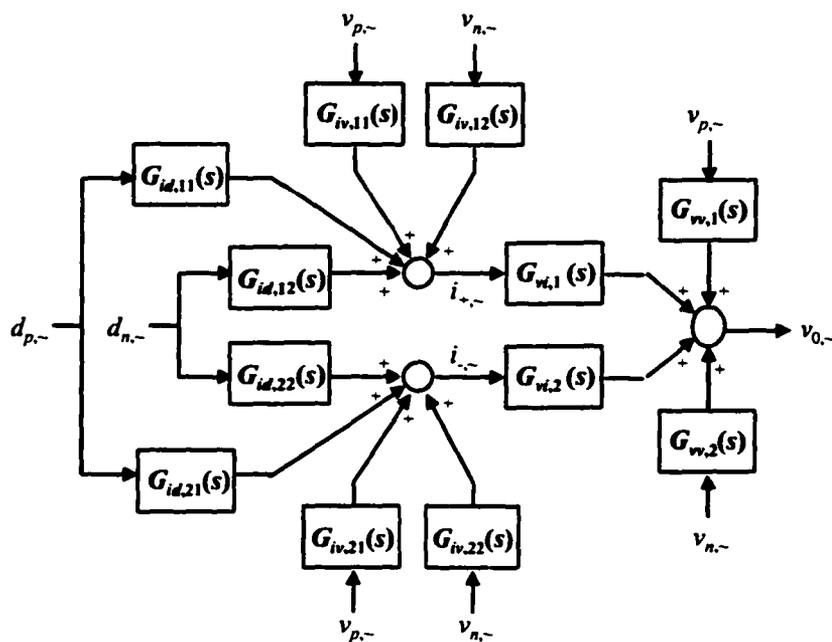


Figure 4.17 Schéma fonctionnel équivalent du convertisseur

#### 4.1.4 Vérification du modèle proposé par simulation numérique

Dans le but de vérifier numériquement le modèle dynamique de la figure 4.17, une identification spectrale est effectuée sur un convertisseur triphasé à injection de courant opérant en mode 1. Une simulation numérique du convertisseur est réalisée à l'aide de Power System Blockset [86]. Les valeurs numériques des différents paramètres du circuit sont fournies ci-dessous :

Puissance transitée	$P_0 = 25 \text{ kW}$
Tension simple du réseau	$V_S = 120 \text{ V}$
Fréquence du réseau	$f_0 = 60 \text{ Hz}$
Fréquence de commutation	$f_S = 50 \text{ kHz}$
Inductances de lissage	$L = 1 \text{ mH, chacune}$
Condensateur de filtrage	$C_0 = 1150 \text{ } \mu\text{F}$

Les rapports cycliques  $d_p$  et  $d_n$  sont générés par deux modulateurs comparant respectivement deux signaux de commande  $u_p$  et  $u_n$  à une même porteuse en dents de scie de fréquence  $f_S$ . Le gain des modulateurs est  $K_{PWM} = 1/30V^{-1}$ . L'identification harmonique est réalisée autour d'un point statique légèrement différent de celui défini par (4.6) et (4.7) : le circuit de commande et de réglage associé au convertisseur n'est pas implanté et les conditions d'opération, utilisées dans le calcul des fonctions de transfert données de (4.16) à (4.26), ne sont pas entièrement respectées. Les valeurs de  $V_p$  et  $V_n$  sont toutefois choisies d'après leurs expressions données en (4.7), ce qui mène respectivement à 205.5 V et 75.2 V. Afin d'obtenir une tension moyenne de sortie voisine de  $V_0 = 500\text{V}$ , les rapports cycliques statiques doivent être réglés à  $D_p = 59\%$  et  $D_n = 44\%$ , ce qui correspond aux valeurs statiques 2.7V et -1.8V pour  $u_p$  et  $u_n$  respectivement. La valeur statique obtenue par simulation pour la tension de sortie  $v_0$  est de 510V ; elle est légèrement supérieure à la valeur souhaitée (500V). Celles des

courants  $i_+$  et  $i_-$  sont respectivement 125.5A et 39.4A. Ces valeurs vérifient à 15% près la condition (4.6), mais sont loin de vérifier les équations (4.7).

La procédure d'identification repose sur le principe suivant : on superpose successivement aux valeurs statiques de  $d_p$ ,  $d_n$ ,  $v_p$  et  $v_n$  des signaux sinusoïdaux de faible amplitude et de fréquence variable ; l'analyse spectrale des courants  $i_+$  et  $i_-$  et de la tension  $v_0$  permet d'établir numériquement le module des différents gains du système, ainsi que leur phase, en fonction de la fréquence. Les figures 4.18 et 4.19 donnent les tracés dans le plan de Bode de douze fonctions de transfert caractérisant le schéma fonctionnel de la figure 4.17. Les transmittances  $G_{vd,1}(s)$ ,  $G_{vd,2}(s)$ ,  $G'_{vv,1}(s)$  et  $G'_{vv,2}(s)$  sont définies respectivement par :

$$G_{vd,1}(s) = G_{vi,1}(s) \cdot G_{id,11}(s) + G_{vi,2}(s) \cdot G_{id,21}(s) \quad (4.36)$$

$$G_{vd,2}(s) = G_{vi,1}(s) \cdot G_{id,12}(s) + G_{vi,2}(s) \cdot G_{id,22}(s) \quad (4.37)$$

$$G'_{vv,1}(s) = G_{vv,1}(s) + G_{vi,1}(s) \cdot G_{iv,11}(s) + G_{vi,2}(s) \cdot G_{iv,21}(s) \quad (4.38)$$

$$G'_{vv,2}(s) = G_{vv,2}(s) + G_{vi,1}(s) \cdot G_{iv,12}(s) + G_{vi,2}(s) \cdot G_{iv,22}(s) \quad (4.39)$$

La validation de ces quatre transmittances entraîne celle de  $G_{vi,1}(s)$ ,  $G_{vi,2}(s)$ ,  $G_{vv,1}(s)$  et  $G_{vv,2}(s)$ . On représente en trait plein les courbes théoriques obtenues à partir des expressions (4.16) à (4.26), et par des astérisques les résultats numériques. Le travail de simulation est effectué pour les fréquences suivantes : 10 Hz , 20 Hz , 50 Hz , 100 Hz , 200 Hz , 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 5 kHz et 10 kHz. Les résultats de simulation sont généralement en concordance avec l'analyse théorique effectuée. Les écarts entre les résultats théoriques et numériques sont dus principalement au changement des

conditions d'opération, à la subsistance du régime transitoire et à la non-linéarité du système.

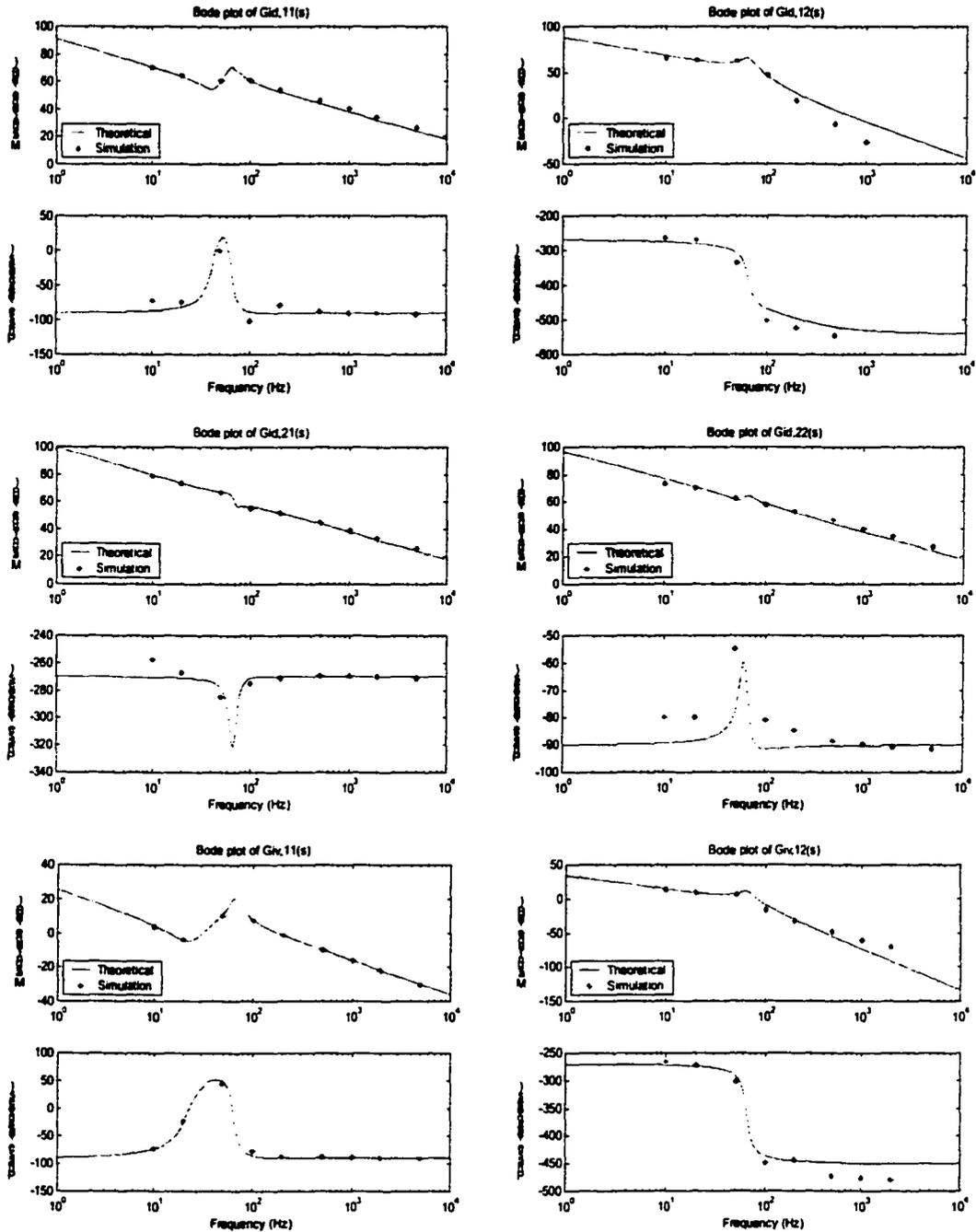


Figure 4.18 Tracés dans le plan de Bode des transmittances du système

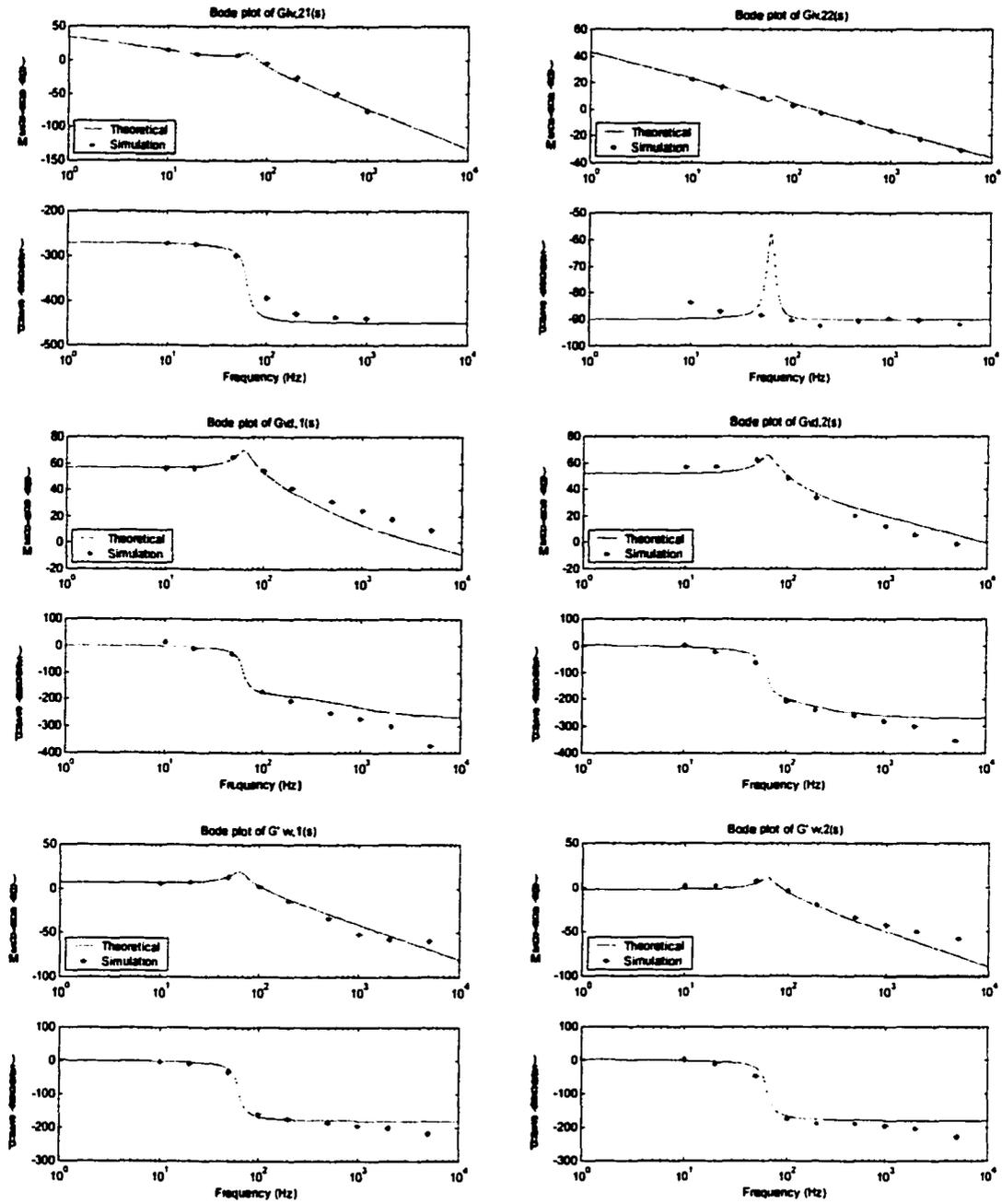


Figure 4.19 Tracés dans le plan de Bode des transmittances du système

#### 4.1.5 Validation expérimentale

Certaines données expérimentales ont été acquises lors des mesures effectuées sur un prototype de 2 kW du convertisseur. Des transistors de type MOSFET sont utilisés pour représenter les interrupteurs principaux  $Q_p$  et  $Q_n$ . Afin de réaliser les interrupteurs bidirectionnels  $Q_a$ ,  $Q_b$  et  $Q_c$ , on a fait appel à des transistors de type IGBT connectés à redresseur monophasé à diodes. La valeur des inductances est de 355μH pour une fréquence de commutation de 50kHz. Le condensateur de sortie est de 1150μF. La tension côté continu est réglée à 400 volts.

Afin de valider le modèle fréquentiel du convertisseur, une analyse harmonique a été effectuée sur le prototype. Les résultats expérimentaux sont présentés à figure 4.20, où ils sont comparés aux courbes théoriques. Les écarts entre les deux types de résultats sont dus essentiellement au changement des conditions d'opération et aux résistances internes des éléments réactifs du circuit.

#### 4.1.6 Susceptibilité dynamique du système

La susceptibilité dynamique du convertisseur sert à évaluer l'effet des perturbations  $v_p$  et  $v_n$  sur la tension de sortie  $v_0$ . Les formes d'onde de  $v_p$  et  $v_n$ , telles que représentées à la figure 4.7, sont identiques mais décalées de 60 degrés électriques l'une par rapport à l'autre. On peut alors écrire la relation suivante :

$$v_n(t) = v_p \left( t + \frac{1}{6f_0} \right) \quad (4.40)$$

ce qui correspond dans le domaine de Laplace à :

$$v_n(s) = v_p(s) \cdot e^{s/6f_0} \quad (4.41)$$

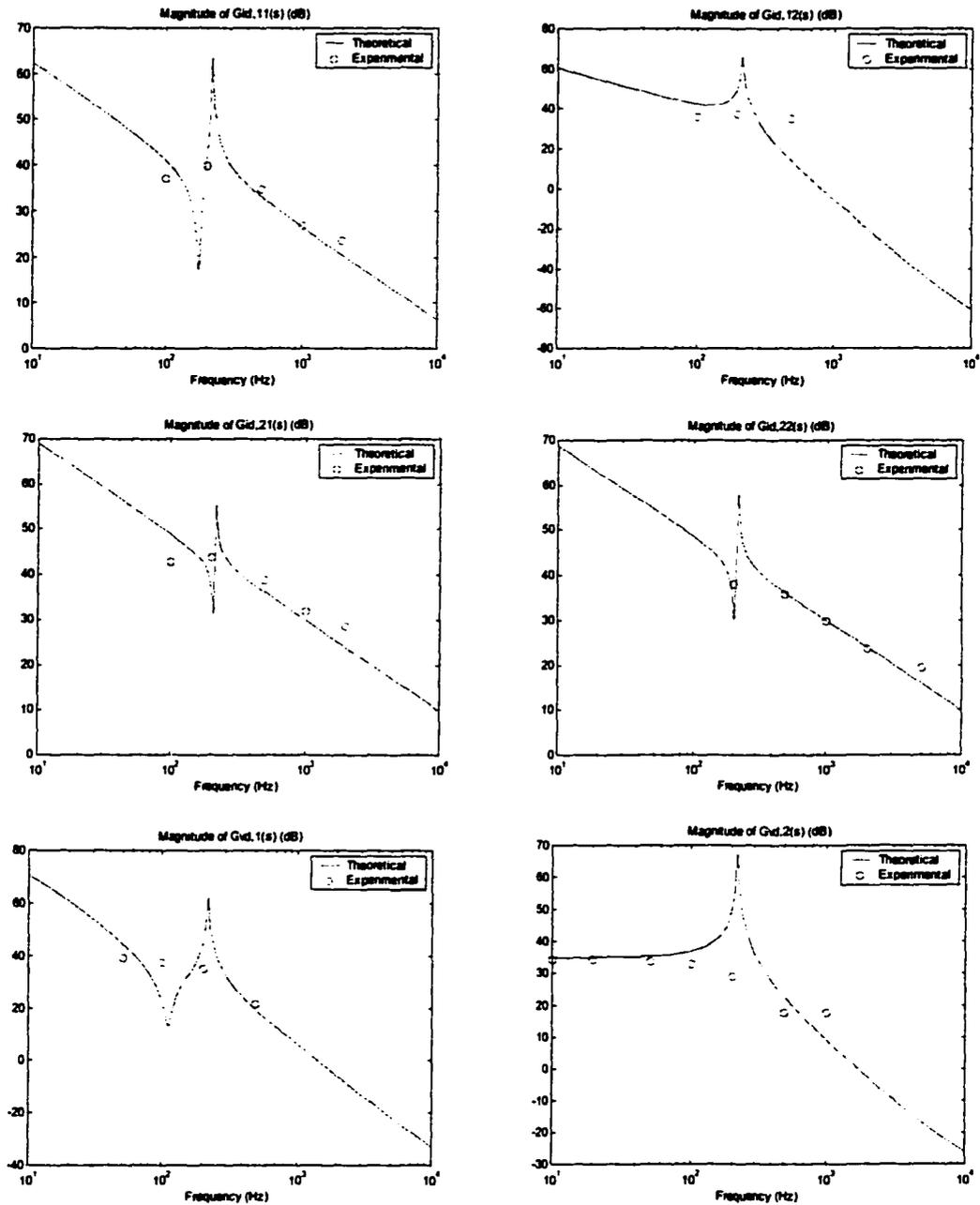


Figure 4.20 Résultats expérimentaux

En tenant compte de ces considérations, l'expression de la susceptibilité dynamique s'établit comme suit :

$$G_p(s) \equiv \left. \frac{v_{0,-}(s)}{v_{p,-}(s)} \right|_{\substack{d_{p,-}=0 \\ d_{n,-}=0}} = G'_{vv,1}(s) + G'_{vv,2}(s)e^{s/6f_0} \quad (4.42)$$

On donne à la figure 4.21 les formes d'onde, obtenues par simulation, de la tension  $v_0$  et des courants  $i_+$  et  $i_-$ , en réponse aux perturbations  $v_p$  et  $v_n$ . Les spectres de  $v_0$ ,  $v_p$  et  $v_n$  y sont également présentés. Les rapports cycliques  $d_p$  et  $d_n$  sont fixés à leurs valeurs statiques 59% et 44% respectivement, et les tracés relatifs aux courants  $i_+$  et  $i_-$  montrent que le convertisseur opère toujours selon le mode 1. L'observation des spectres met en évidence l'existence d'harmoniques de tension de rang multiple de 3.

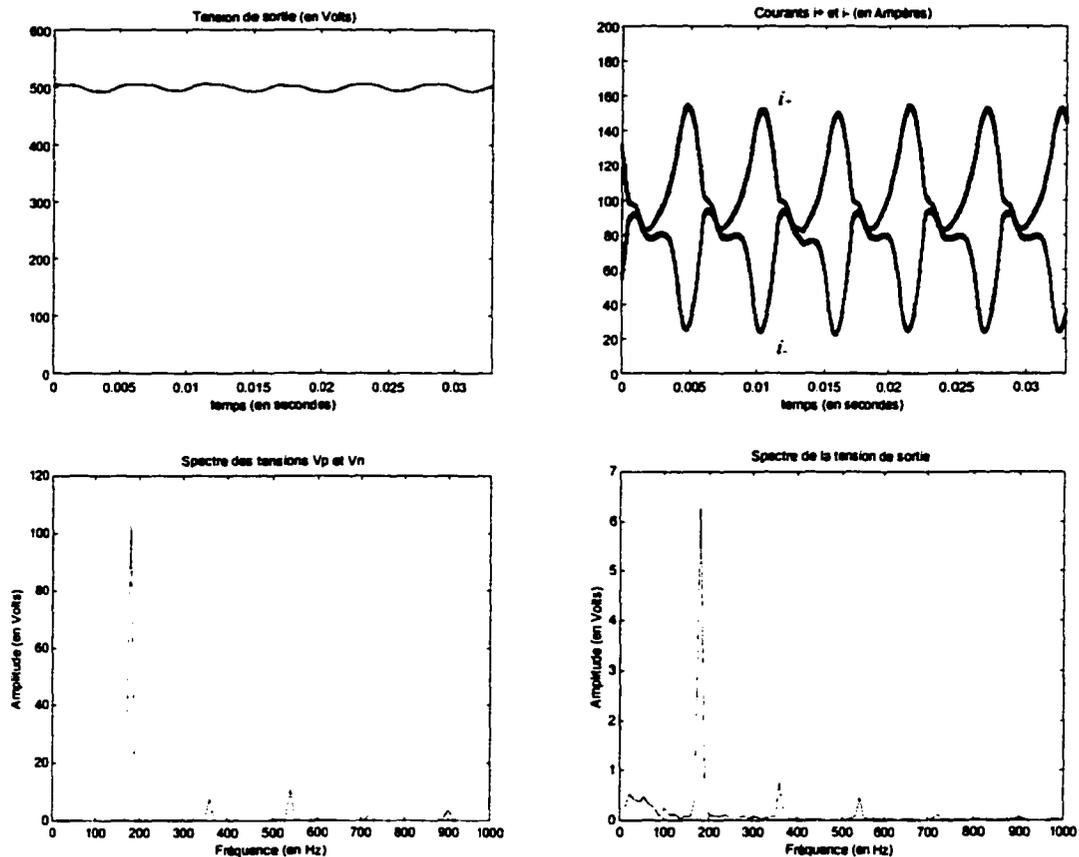


Figure 4.21 Effets des perturbations

On présente à la figure 4.22 le tracé dans le plan de Bode du module de  $G_p(s)$ . Les courbes en trait plein correspondent aux tracés théoriques basés sur l'expression (4.42). Les astérisques représentent les résultats de simulation relatifs aux fréquences multiples de  $3f_0$ .

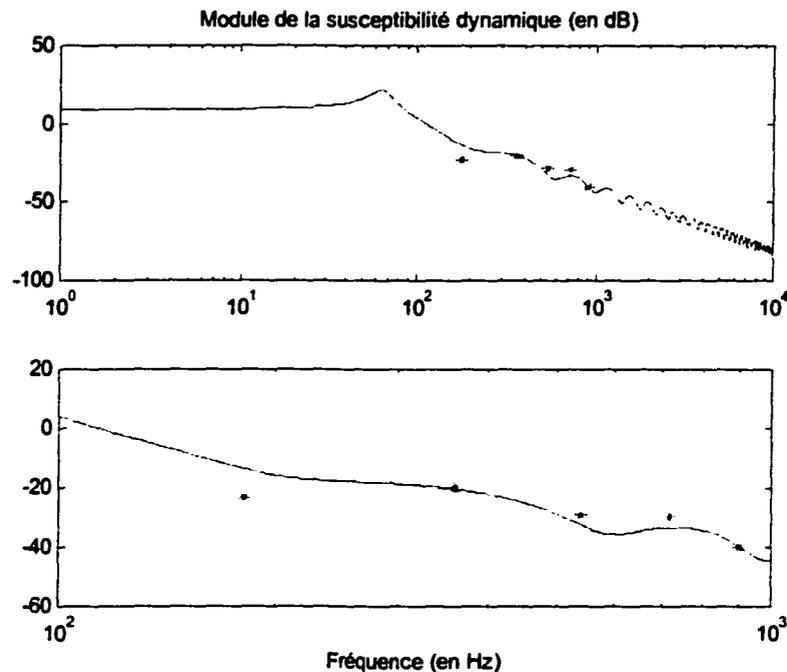


Figure 4.22 Tracé dans le plan de Bode de la susceptibilité dynamique du convertisseur

#### 4.1.7 Conclusion

Dans ce paragraphe, un modèle dynamique en petits signaux d'un redresseur triphasé à injection de courant, commandé suivant la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion, a été proposé. Des résultats de simulation, obtenus à l'aide de Power System Blockset de Matlab, ainsi que des essais expérimentaux effectués sur un prototype de 25kW ont permis de le valider. Le modèle est établi par une généralisation à ce type de convertisseurs de la méthode de la moyenne dans l'espace d'état dont

l'application est restée limitée aux convertisseurs DC-DC. Le changement de structure du convertisseur selon le signe du courant injecté et de l'écart entre les deux grandeurs de commande conduit à quatre différents modèles correspondant aux quatre modes d'opération possibles. La variation du modèle dynamique suivant les conditions d'opération rend délicat la synthèse des systèmes de réglage associés [90]. Ce problème peut toutefois être évité dans certains cas pratiques, tel que montré dans [89].

La présence d'un tel modèle permet d'appliquer, d'une part, les techniques de réglage simples et assez connues de l'Automatique linéaire et analyser, d'autre part, certaines caractéristiques significatives du convertisseur telles que, par exemple, son impédance d'entrée et sa susceptibilité dynamique.

#### 4.2 Réglage par une seule boucle de courant

Afin d'assurer au convertisseur de la figure 4.1 un comportement satisfaisant en termes de distorsion harmonique des courants de ligne et de régulation de la tension de sortie, un circuit de réglage doit être conçu, ayant pour rôle principal d'envoyer aux interrupteurs  $Q_p$  et  $Q_n$  les séquences de commande appropriées. La première approche de réglage qui nous vient à l'esprit consiste à régler individuellement les courants  $i_+$  et  $i_-$  afin qu'ils soient proportionnels aux tensions  $v_+$  et  $v_-$  (voir figures 4.3 et 4.4). Le courant de ligne sera dans ces conditions purement sinusoïdal, à TDH pratiquement nul. Les grandeurs de commande ne sont autres que les rapports cycliques  $d_p$  et  $d_n$ , et l'on est en présence d'un système multivariable (à 2 entrées et 2 sorties) qui, d'après le schéma fonctionnel de la figure 4.17, n'est pas à dominance diagonale. Les quatre sous-systèmes formant le régulateur de courant doivent être, *à priori*, conçus de manière à assurer, d'une part, un découplage du système et, d'autre part, les performances dynamiques souhaitées [85]. De plus, il faut tenir compte de la variation de la structure du système avec le signe du courant injecté, ce qui rend encore plus difficile la conception et la réalisation d'un tel régulateur. Cette technique de réglage multivariable sera d'ailleurs détaillée dans le paragraphe 4.3.

Une deuxième approche, dont l'analyse fait l'objet du présent paragraphe, consiste à asservir non pas les courants  $i_+$  et  $i_-$ , mais le courant injecté  $i_N$  qui en est la différence [89]. Dans ce cas, le schéma fonctionnel du convertisseur est notablement réduit, comme on le montre en Annexe 1. En s'inspirant des formes d'ondes aux figures 4.3 et 4.4, il suffit de choisir une référence de courant proportionnelle à  $-v_N$  pour assurer au courant de ligne une forme pratiquement sinusoïdale. Selon cette technique de réglage, le convertisseur est représenté par un seul bloc fonctionnel monovisible, ayant comme grandeur de sortie le courant injecté. Une dépendance doit donc exister impérativement entre les deux entrées de commande  $d_p$  et  $d_n$ . On distinguera deux types de relations liant les rapports cycliques, conduisant à deux techniques de commandes : la commande unipolaire et la commande bipolaire. D'autre part, afin d'assurer la continuité des courants de ligne aux instants de commutation de  $Q_a$ ,  $Q_b$  et  $Q_c$ , l'amplitude de la référence de courant doit être ajustée en permanence en fonction de la charge du convertisseur, ce qui fait perdre le système un degré de liberté et rend, par conséquent, impossible la régulation de la tension aux bornes de la charge. Dans certaines applications, ceci ne constitue pas un inconvénient majeur dans la mesure où il est toujours possible d'insérer à la sortie du système un second hacheur réalisant cette régulation de tension. Il est à noter d'ailleurs que ce problème est évité dans le cas d'un réglage multivariable.

#### 4.2.1 La commande unipolaire

La commande unipolaire consiste à poser [7, 89]:

$$d_p = d \quad \text{et} \quad d_n = 0 \quad \text{lorsque} \quad i_{N,ref} > 0 \quad (4.43.a)$$

$$d_p = 0 \quad \text{et} \quad d_n = 1 - d \quad \text{lorsque} \quad i_{N,ref} < 0 \quad (4.43.b)$$

En d'autres termes, on ne commande que  $Q_p$  dans les intervalles de temps où la référence de courant  $i_{N,ref}$  est positive,  $Q_n$  étant gardé ouvert. De même, on ne commande que  $Q_n$  dans les intervalles de temps où la référence de courant  $i_{N,ref}$  est négative,  $Q_p$  étant gardé ouvert.  $d$  est la nouvelle variable d'entrée du système rendu ainsi monovariante. Tenant compte des considérations précédentes, les signaux  $S_1$  et  $S_2$  s'expriment alors comme suit :

$$S_1 = 1 - d \quad \text{et} \quad S_2 = d \quad (4.44)$$

et deviennent indépendants du signe de  $i_{N,ref}$ . L'un des avantages majeurs de la commande unipolaire consiste ainsi à rendre fixe la structure du système (4.4) et simplifier, par conséquent, l'implantation du circuit de réglage approprié. En considérant  $d$  comme grandeur d'entrée et  $i_N$  comme variable de sortie, le système (4.4) peut se ramener à une équation différentielle du premier ordre de la forme :

$$L \frac{di_N}{dt} + 3v_N = (2d - 1) \cdot v_0 \quad (4.45)$$

sachant que  $v_p - v_n = -3 \cdot v_N$ . D'autre part, du à la présence du condensateur de filtrage  $C_0$ , la tension de sortie est pratiquement fixe, et l'on peut poser en additionnant en régime statique les deux premières équations du système (4.4) :

$$v_0 \cong v_p + v_n \cong \frac{3}{\pi} V_S \sqrt{6} \quad (4.46)$$

Les variations des courants  $i_+$ ,  $i_-$  et  $i_N$  sont alors régies approximativement par :

$$\frac{di_+}{dt} \cong -\frac{di_-}{dt} \cong \frac{1}{2} \cdot \frac{di_N}{dt} \cong \frac{d \cdot v_p - (1-d)v_n}{L} \quad (4.47)$$

En imposant une forme pratiquement triangulaire à  $i_N$ , les courants  $i_+$  et  $i_-$  varient ainsi linéairement mais avec une pente commune égale à un signe près à la moitié de celle de  $i_N$ . Le tracé approximatif de  $i_a$  est représenté à la figure 4.23. La continuité de  $i_a$  aux instants  $(6q \pm 1)\pi/6$ ,  $q \in \mathbb{Z}$ , est obtenue pour une amplitude de  $i_N$  égale aux deux tiers du courant moyen  $I_{in}$  dans les inductances [7]. Cette forme du courant de ligne est obtenue sous condition qu'un système de réglage ou de mise en forme de  $i_N$  soit conçu et implanté. Notons, de plus, que la fréquence du courant  $i_N$  est égale au triple de celle du courant de ligne  $i_a$ . Elle doit donc être ajustée à la valeur angulaire  $3\omega_0$ ,  $\omega_0$  étant la pulsation du réseau d'alimentation.

Une analyse mathématique plus complète de la commande unipolaire est détaillée en Annexe 2 auquel il est conseillé de se référer.

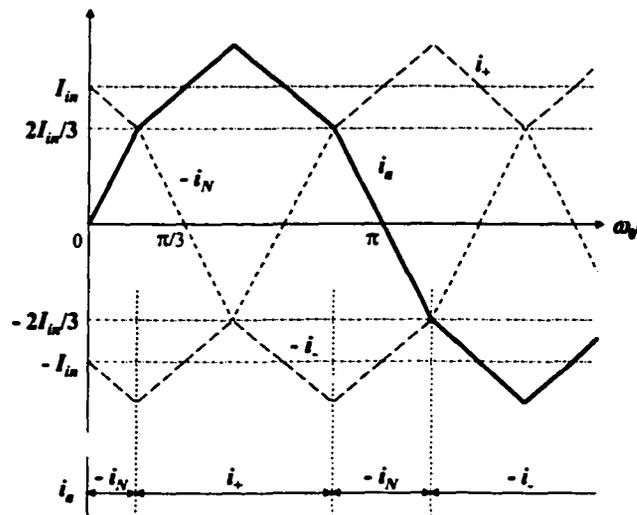


Figure 4.23 Forme approximative du courant de ligne dans le cas d'une commande unipolaire

#### 4.2.1.1 Réglage par linéarisation locale

La technique de réglage la plus simple à concevoir et à mettre en œuvre est sans doute celle qui se repose sur une représentation fréquentielle du modèle linéarisé autour d'un point de fonctionnement statique judicieusement choisi. La linéarisation de l'équation (4.45) conduit au schéma fonctionnel de la figure 4.24. Afin de conserver la validité du modèle moyen du convertisseur, on choisit une fréquence propre en boucle fermée égale au cinquième de la fréquence de commutation, ce qui correspond à une bande passante en boucle ouverte inférieure au sixième de la fréquence de commutation. Selon les considérations évoquées dans la section 2.3.1.1.B, le régulateur de courant est choisi de la forme :

$$H_i(s) = \frac{K_{Hi}}{1 + \frac{s}{\omega_{pi}}} \quad (4.48)$$

avec  $\omega_{pi} = 2\sqrt{2}\pi f_s/5$  et :

$$K_{Hi} = \frac{\pi L f_s \sqrt{2}}{10 K_i K_{PWM} V_0} \quad (4.49)$$

$f_s$  étant la fréquence de commutation,  $V_0$  la valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge,  $K_i$  le gain de retour de la boucle de courant, et  $K_{PWM}$  le gain dynamique du modulateur de largeur d'impulsions. La présence d'un pôle  $\omega_{pi}$  dans le gain du régulateur sert, entre autres, à filtrer la composante à haute fréquence du courant injecté.

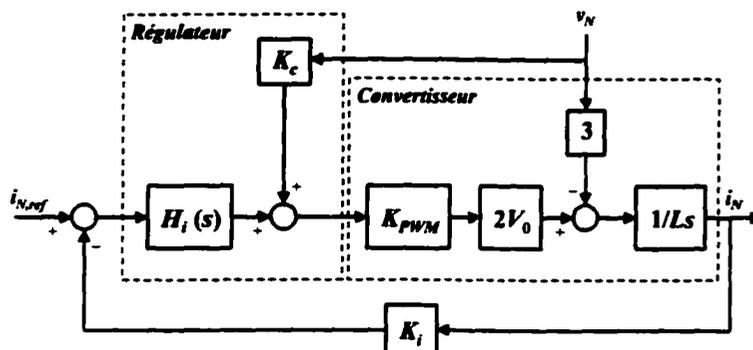


Figure 4.24 Schéma fonctionnel en petits signaux du système de réglage unipolaire

Le calcul des paramètres du régulateur se base, entre autres, sur l'hypothèse d'un amortissement optimal en boucle fermée, égal à  $1/\sqrt{2}$ . Ceci correspond à un dépassement de 4.32%, un temps de montée de  $71\mu\text{s}$  et un temps d'établissement à 1% de  $105\mu\text{s}$  pour la réponse à un échelon unitaire. D'autre part, afin de compenser l'effet du signal de perturbation  $v_N$ , un gain statique  $K_c = 3/(2V_0K_{PWM})$  est ajouté au système de réglage.

Une version numérique du modèle (4.4) associé à son système de réglage a été implantée dans Simulink/Matlab, et les résultats de simulation sont donnés par les courbes de la figure 4.25. Les paramètres du convertisseur, ainsi que son point d'opération, sont choisis conformément au paragraphe 4.1.4. Le dimensionnement de la valeur  $L$  des inductances est effectué en Annexe 3.  $K_{PWM}$  et  $K_i$  sont pris respectivement égaux à  $1/30\text{V}^{-1}$  et  $0.051\Omega$ . Un filtre passe-bas du second ordre, de fréquence propre  $18\text{Hz}$ , est inséré afin d'obtenir le courant moyen côté continu du pont à diodes. Un autre filtre passe-bas de bande passante  $36\text{Hz}$  est utilisé pour l'obtention en temps réel de la valeur moyenne de  $(v_p + v_n)$ . Cette valeur est intégrée dans le système de génération de la consigne de référence  $i_{N,ref}$  et permet sa normalisation et, par conséquent, son adaptation

vis-à-vis des variations de la tension d'alimentation. L'expression de  $i_{N,ref}$  s'écrit dans ce cas :

$$i_{N,ref} = K_i \cdot \left[ \frac{2}{3} \cdot \langle i_* \rangle \right] \cdot \left[ \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{v_p - v_n}{\langle v_p + v_n \rangle} \right] \quad (4.50)$$

où  $\langle \cdot \rangle$  dénote la valeur moyenne de son argument. En régime établi, la consigne de courant est pratiquement proportionnelle à  $(v_p - v_n)$ , donc à  $-v_N$ , et sa valeur crête est réglée à 5V dans les conditions nominales d'opération. Au point nominal, le TDH obtenu en régime établi est de 6.3%, et le facteur de puissance est voisin de 0.9979. Le taux d'ondulation de la tension de sortie est de 3% autour de 280V (figure 4.25.b). Le phénomène de saturation de la commande existe, mais est de courte durée (1.26 degrés électrique [89]). Afin d'évaluer les performances dynamiques du système, on applique à l'instant  $t = 75ms$  des perturbations de charge et de tension d'alimentation. Le temps d'établissement à 5% de la tension de sortie, suite à une réduction brusque de 25% de la puissance de charge, est de 7ms (figures 4.25.e et 4.25.f). Suite à une réduction brusque de 25% de la tension d'alimentation, le temps d'établissement est de 10.6ms et le dépassement de la tension de sortie est de 17.95% (figures 4.25.g et 4.25.h). Le TDH devient 6.9% dans les deux cas. Finalement, le temps d'établissement à partir de conditions initiales nulles est pratiquement 20ms, et le dépassement de la tension de sortie est de 42.14%.

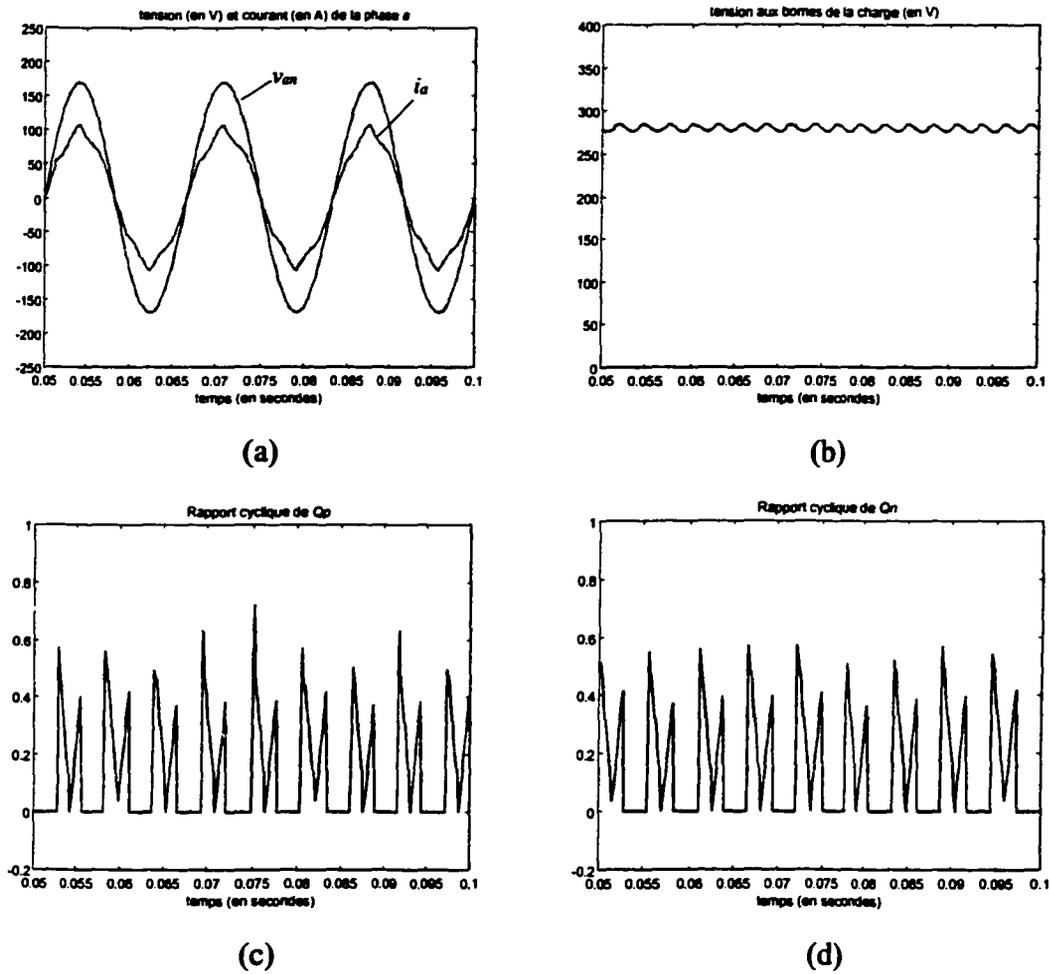
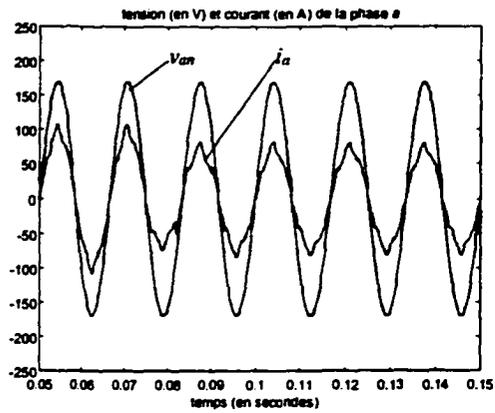
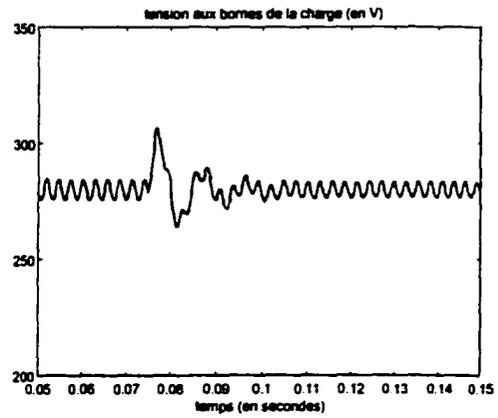


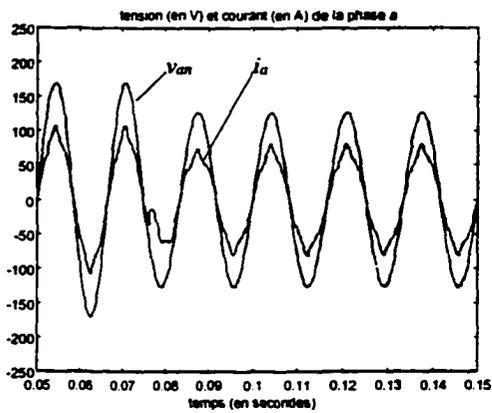
Figure 4.25 Performances en régime établi d'une commande unipolaire linéaire. Formes d'ondes a) du courant de ligne, b) de la tension de sortie et c) et d) des rapports cycliques de  $Q_p$  et  $Q_n$



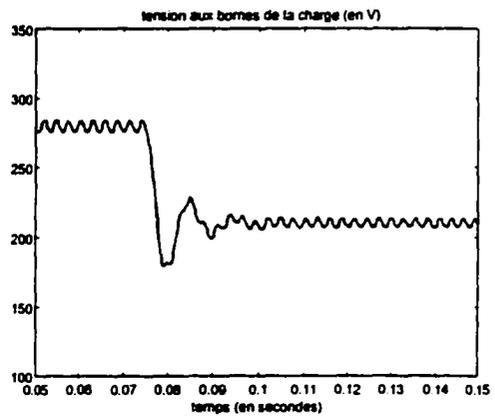
(e)



(f)



(g)



(h)

Figure 4.25 (suite) Performances dynamiques d'une commande unipolaire linéaire. Effets d'une perturbation e) et f) de charge et g) et h) de réseau sur les formes d'ondes du courant de ligne et de la tension de sortie

#### 4.2.1.2 Réglage par compensation de non-linéarité

Le principe de compensation de non-linéarité revient à chercher une nouvelle variable de commande  $v$  qui permet de ramener l'équation d'état non linéaire (4.45) à une forme canonique telle que [82]:

$$\frac{di_N}{dt} = v \quad (4.51)$$

En notant  $u$  le signal de commande défini par :

$$u = \frac{d - 0.5}{K_{PWM}} \quad (4.52)$$

il suffit alors de poser :

$$u = T(v, v_0, v_N) = \frac{L.v + 3.v_N}{2K_{PWM} v_0} \quad (4.53)$$

Afin de satisfaire les critères de réglage énumérés au paragraphe précédent, on choisit :

$$H_i(s) = \frac{\omega_{pi}}{2K_i} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{pi}}} \quad (4.54)$$

Le principe de réglage est illustré à la figure 4.26. Les résultats de simulation relatifs à ce type de réglage sont représentés à la figure 4.27. Les valeurs numériques obtenues sont pratiquement identiques à celles du réglage par linéarisation locale.

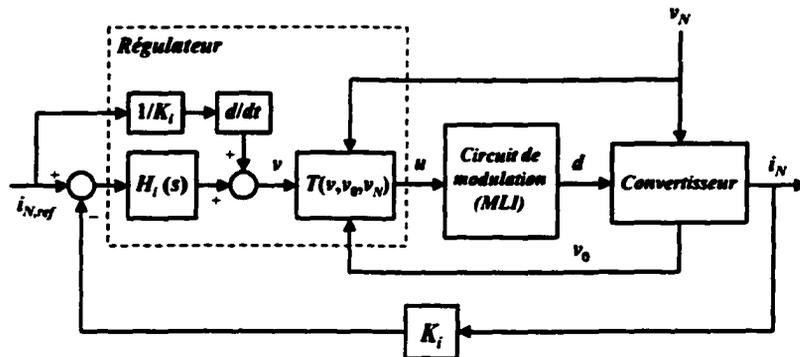


Figure 4.26 Réglage du courant injecté par compensation de non-linéarité

#### 4.2.2 La commande bipolaire

La commande bipolaire consiste à poser [89]:

$$d_p = d \quad \text{et} \quad d_n = 1 - d \quad (4.55)$$

En considérant  $d$  comme grandeur d'entrée et  $i_N$  comme variable de sortie, le système (4.4) peut se ramener à une équation de la forme :

$$L \frac{di_N}{dt} + 3v_N = (S_2 - S_1)v_0 \quad (4.56)$$

Bien que la relation entre les rapports cycliques est indépendante du signe de  $i_N$ , le modèle (4.56) ne l'est pas. Ceci pose, à première vue, un problème au niveau de la conception du système de réglage qui devra s'adapter à la variation de structure du convertisseur en fonction du signe du courant injecté et de l'écart entre les rapports cycliques. Toutefois, lors de la conception des systèmes de réglage, on considérera uniquement les deux cas correspondant, d'une part, à  $i_N > 0$  et  $d > 0.5$  et, d'autre part, à

$i_N < 0$  et  $d < 0.5$ , les deux autres cas étant négligeables tel que démontré dans [88] et [89]. Les expressions de  $S_1$  et  $S_2$  sont dans ces conditions :

$$S_1 = (1-d) \cdot \theta(i_N) - (2d-1) \cdot \overline{\theta(i_N)} = 1-d-d \cdot \overline{\theta(i_N)} \quad (4.57)$$

$$S_2 = d \cdot \overline{\theta(i_N)} + (2d-1) \cdot \theta(i_N) = d - (1-d) \cdot \theta(i_N)$$

et l'on a ainsi :

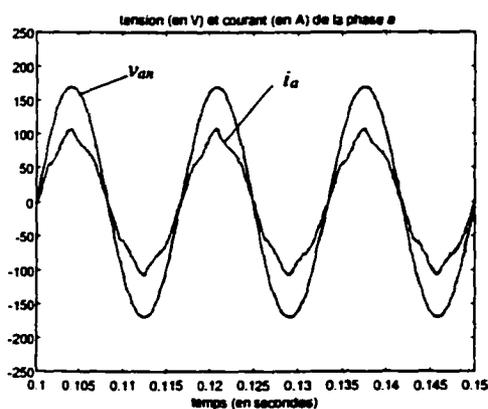
$$S_2 - S_1 = 3d - 1 - \theta(i_N) \quad (4.58)$$

Pour des raisons de simplicité et de comparaison avec le cas d'une commande unipolaire, on représentera le courant de ligne  $i_a$  par une ligne polygonale. Pour ce faire, on considère dans tout intervalle  $[q\pi/6 ; (q+1)\pi/6]$ ,  $q \in Z$ , que les courants  $i_+$ ,  $i$  et  $i_N$  varient linéairement selon une pente égale à leur dérivée temporelle moyenne sur cet intervalle. Ainsi, en supposant  $v_0$  fixe (hypothèse valable à cause de la présence de  $C_0$ ), et en considérant les valeurs moyennes des grandeurs du système (4.4) calculées sur l'intervalle  $[\pi/3 ; 2\pi/3]$  où  $i_{N,ref}$  est positif, on peut tirer que  $\langle d \rangle \approx 4/7 > 0.5$ ,  $S_1 = 1 - d$ ,  $S_2 = 2d - 1$  et  $v_0 \approx 1.75(v_p + v_n)$ . De plus, les variations de  $i_+$ ,  $i$  et  $i_N$  sont régies approximativement par :

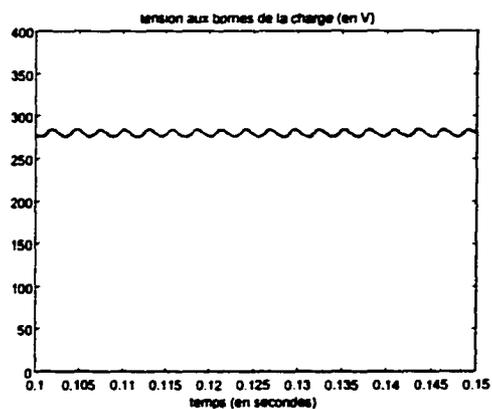
$$\frac{di_+}{dt} \cong -\frac{1}{2} \cdot \frac{di_-}{dt} \cong \frac{1}{3} \cdot \frac{di_N}{dt} \quad (4.59)$$

De même, dans l'intervalle  $[0 ; \pi/3]$  où  $i_{N,ref}$  est négatif, on obtient par un même raisonnement :  $\langle d \rangle \approx 3/7 < 0.5$ ,  $S_1 = 1 - 2d$ ,  $S_2 = d$ ,  $v_0 \approx 1.75(v_p + v_n)$  et :

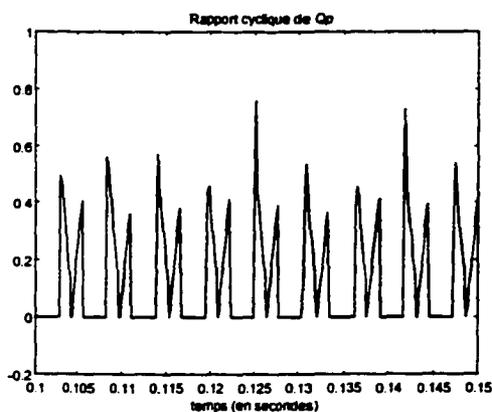
$$\frac{di_-}{dt} \cong -\frac{1}{2} \cdot \frac{di_+}{dt} \cong -\frac{1}{3} \cdot \frac{di_N}{dt} \quad (4.60)$$



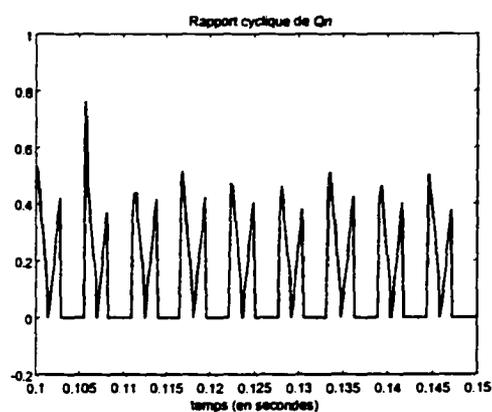
(a)



(b)

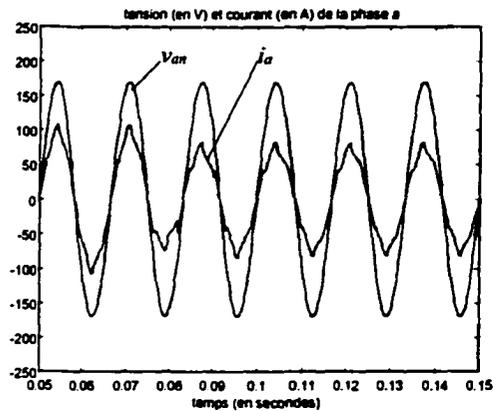


(c)

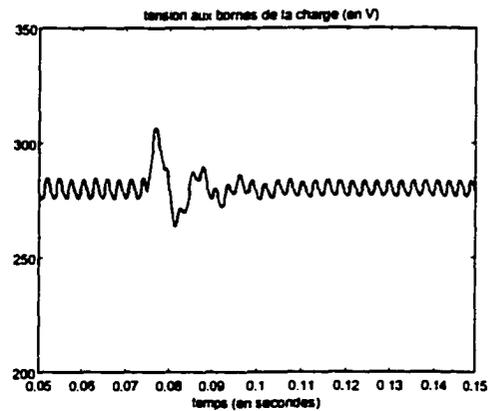


(d)

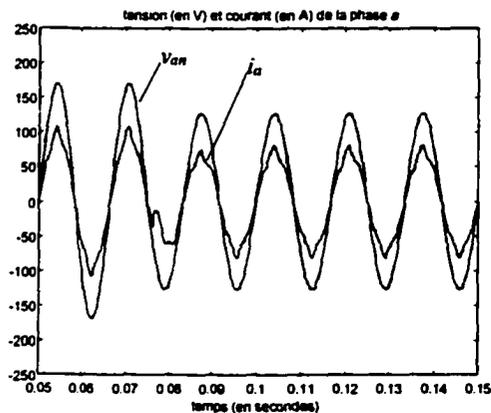
Figure 4.27 Performances en régime établi d'une commande unipolaire non linéaire. Formes d'ondes a) du courant de ligne, b) de la tension de sortie et c) et d) des rapports cycliques de  $Q_p$  et  $Q_n$



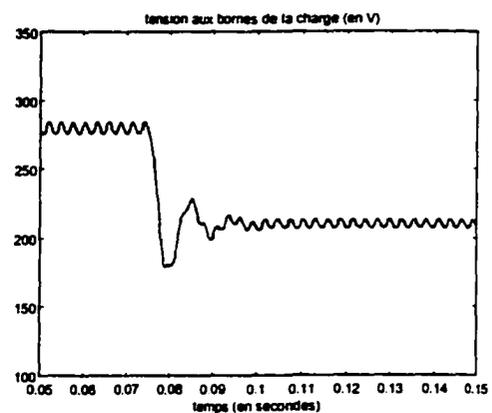
(e)



(f)



(g)



(h)

Figure 4.27 (suite) Performances dynamiques d'une commande unipolaire non linéaire. Effets d'une perturbation e) et f) de charge et g) et h) de réseau sur les formes d'ondes du courant de ligne et de la tension de sortie

En imposant une forme pratiquement triangulaire à  $i_N$ , on obtient le tracé approximatif de  $i_a$  représenté à la figure 4.28. La continuité de  $i_a$  aux instants  $(6q \pm 1)\pi/6$ ,  $q \in \mathbb{Z}$ , est obtenue pour un facteur  $k$  égal à 0.63.

Une analyse mathématique plus complète de la commande bipolaire est détaillée en Annexe 2 auquel il est conseillé de se référer.

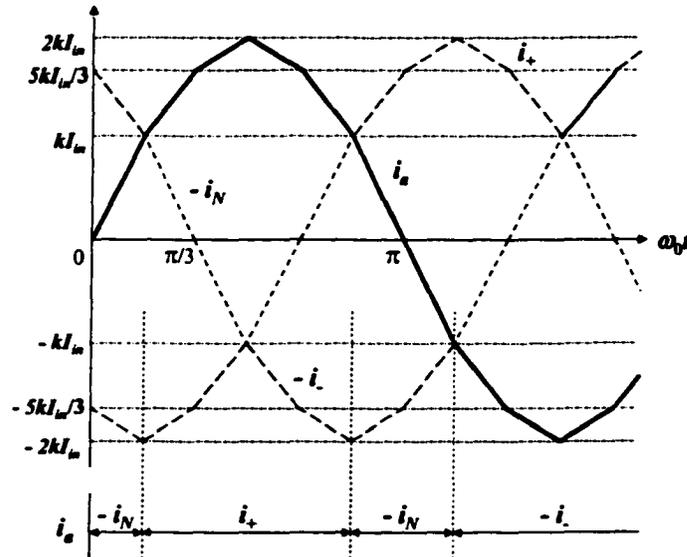


Figure 4.28 Forme approximative du courant de ligne dans le cas d'une commande bipolaire

#### 4.2.2.1 Réglage par linéarisation locale

Dans le cas d'une commande bipolaire, le circuit de réglage par linéarisation locale est conforme au schéma fonctionnel de la figure 4.29. Le régulateur de courant reste le même que celui donné en (4.48), à condition d'apporter un ajustement à la valeur de  $K_{Hi}$  qui est dans ce cas :

$$K_{Hi} = \frac{\pi I_f S \sqrt{2}}{15 K_i K_{PWM} V_0} \quad (4.61)$$

Le compensateur statique, quant à lui, devient :  $K_c = 1/(V_0 K_{PWM})$ . Les résultats de simulation sont donnés par les courbes de la figure 4.30. Dans un régime de

fonctionnement nominal, le TDH obtenu en régime permanent est de 4.7%, et le facteur de puissance est voisin de 0.9989. Le taux d'ondulation de la tension de sortie est de 0.6% autour de 487.5V (figure 4.30.b). Les temps d'établissement à 5% de la tension de sortie, suite à une réduction brusque de 25% au niveau de la charge (figures 4.30.e et 4.30.f) et de la tension d'alimentation (figures 4.30.g et 4.30.h) appliquée à  $t = 150\text{ms}$ , sont respectivement 20.4ms et 42ms. Dans le dernier cas, on obtient un dépassement de la tension de sortie de 23.54% et, contrairement au cas de la commande unipolaire, le régime d'opération passe provisoirement en conduction discontinue avant de s'établir. Le TDH devient respectivement 6.3% et 5.1%. Finalement, le temps d'établissement à partir de conditions initiales nulles est pratiquement 49.9ms, et le dépassement de la tension de sortie est de 32.87%.

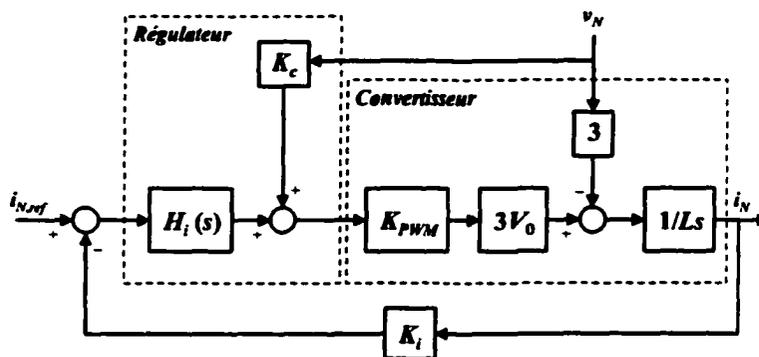


Figure 4.29 Schéma fonctionnel en petits signaux du système de réglage bipolaire

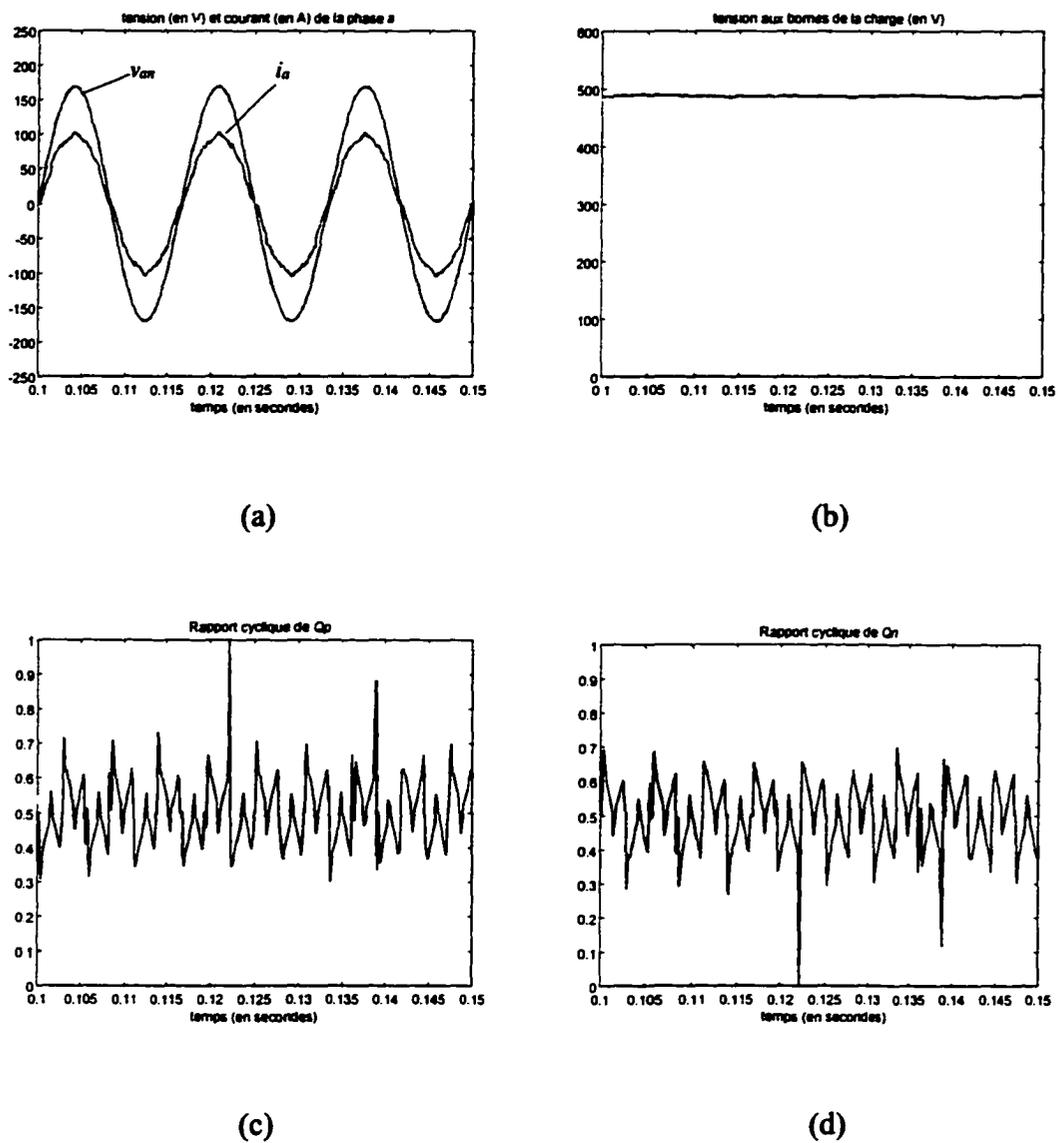
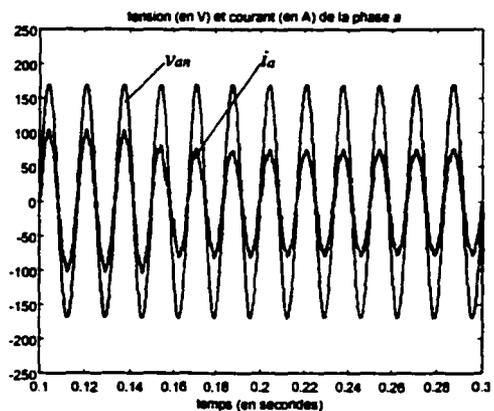
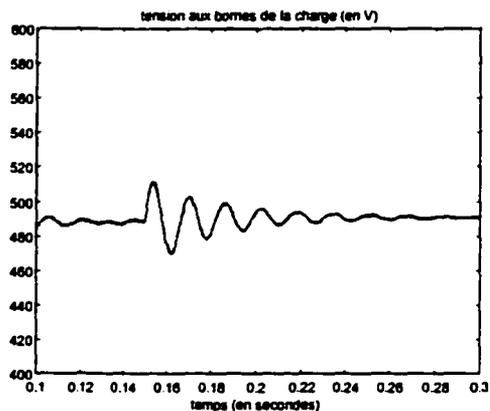


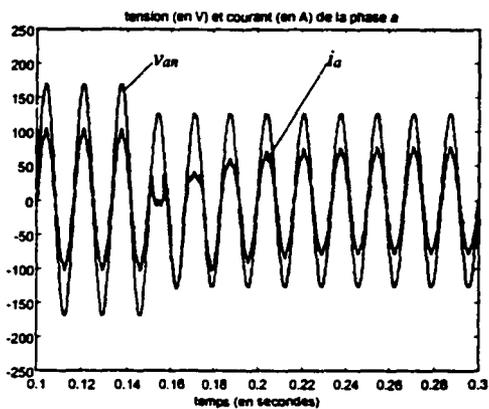
Figure 4.30 Performances en régime établi d'une commande bipolaire linéaire. Formes d'ondes a) du courant de ligne, b) de la tension de sortie et c) et d) des rapports cycliques de  $Q_p$  et  $Q_n$



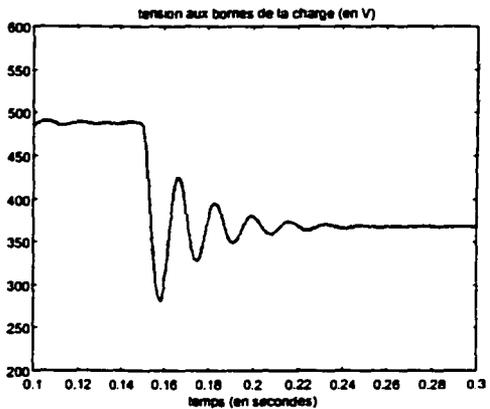
(e)



(f)



(g)



(h)

Figure 4.30 (suite) Performances dynamiques d'une commande bipolaire linéaire. Effets d'une perturbation e) et f) de charge et g) et h) de réseau sur les formes d'ondes du courant de ligne et de la tension de sortie

#### 4.2.2.2 Réglage par compensation de non-linéarité

Une linéarisation globale de l'équation (4.56) est obtenue en posant :

$$u = T(v, v_0, v_N, i_N) = \frac{2L.v + 6.v_N + \varepsilon.v_0}{6K_{PWM} v_0} \quad (4.62)$$

où  $v$  est la nouvelle variable de commande, et  $\varepsilon$  la fonction signum de  $i_N$  définie par :

$$\varepsilon = \begin{cases} +1 & \text{si } i_N > 0 \\ 0 & \text{si } i_N = 0 \\ -1 & \text{si } i_N < 0 \end{cases} \quad (4.63)$$

Le choix du régulateur linéaire de courant est conforme à l'équation (4.54). Les résultats de simulation sont donnés par les courbes de la figure 4.31. Dans un régime de fonctionnement nominal, le TDH obtenu en régime permanent est de 3.3%, et le facteur de puissance est voisin de 0.9994. Le taux d'ondulation de la tension de sortie est de 0.3% autour de 480V (figure 4.31.b). Les temps d'établissement à 5% de la tension de sortie, suite à une réduction brusque de 25% au niveau de la charge (figures 4.31.e et 4.31.f) et de la tension d'alimentation (figures 4.31.g et 4.31.h) appliquée à  $t = 150\text{ms}$ , sont respectivement 5ms et 41.6ms. Dans le dernier cas, on obtient un dépassement de la tension de sortie de 23.92% et, contrairement au cas de la commande unipolaire, le régime d'opération passe provisoirement en conduction discontinue avant de s'établir. Le TDH devient respectivement 4.4% et 3.4%. Finalement, le temps d'établissement à partir de conditions initiales nulles est pratiquement 49.6ms, et le dépassement de la tension de sortie est de 32.56%.

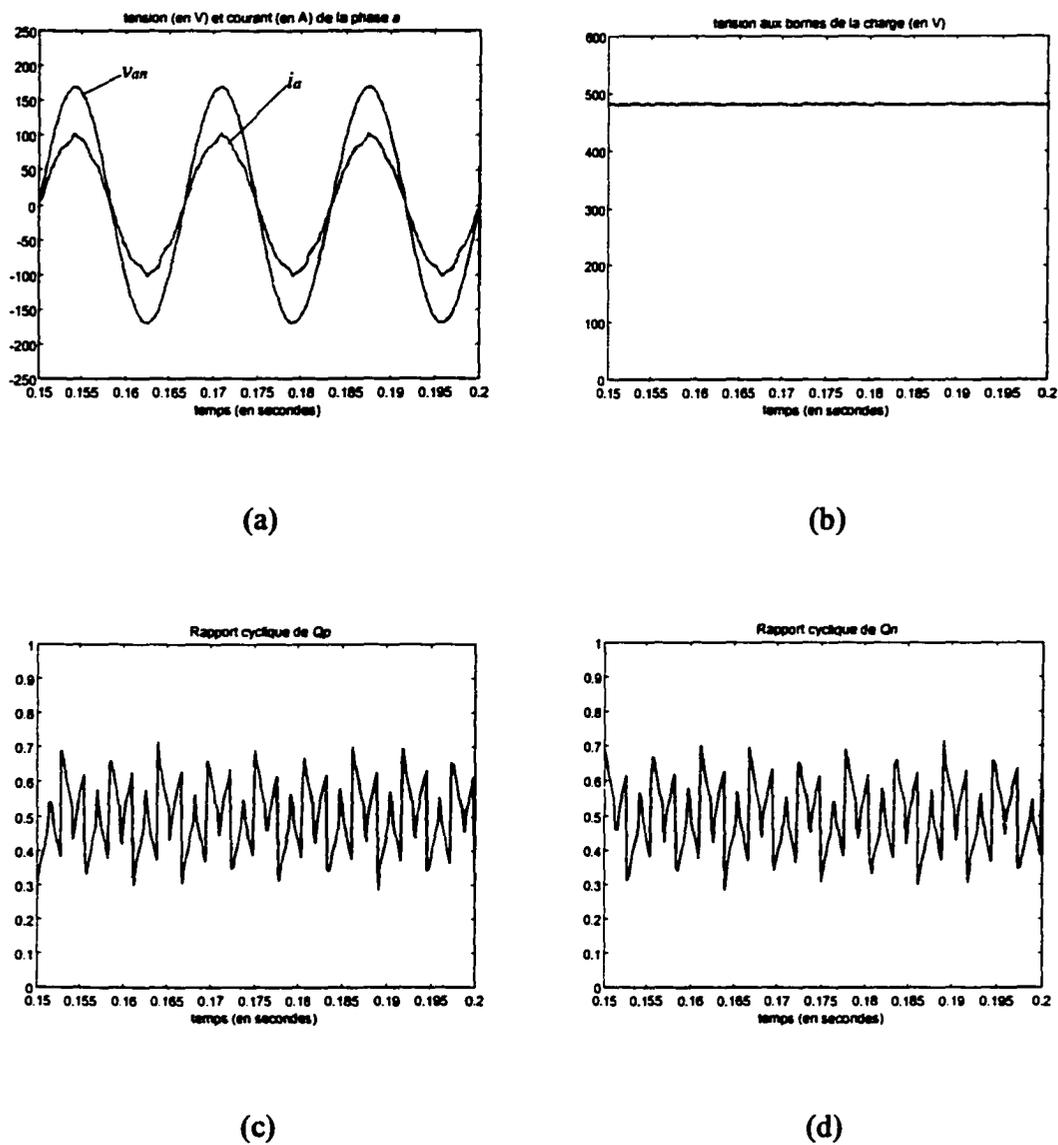
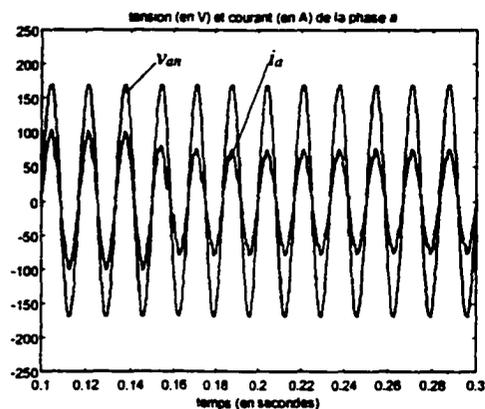
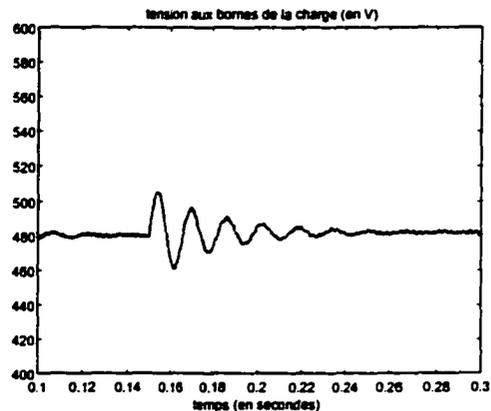


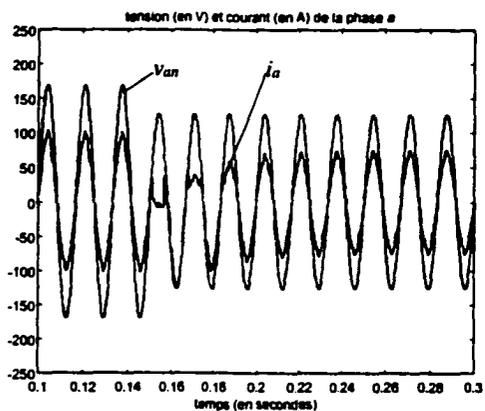
Figure 4.31 Performances en régime établi d'une commande bipolaire non linéaire. Formes d'ondes a) du courant de ligne, b) de la tension de sortie et c) et d) des rapports cycliques de  $Q_p$  et  $Q_n$



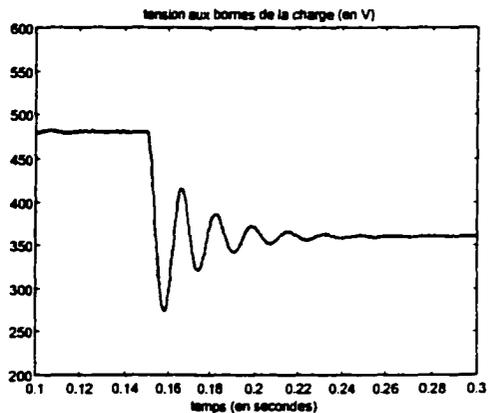
(e)



(f)



(g)



(h)

Figure 4.31 (suite) Performances dynamiques d'une commande bipolaire non linéaire. Effets d'une perturbation e) et f) de charge et g) et h) de réseau sur les formes d'ondes du courant de ligne et de la tension de sortie

### 4.3 Réglage multivariable

Dans le cas où une régulation de tension de sortie est nécessaire, une commande multivariable devra être envisagée. Le système de réglage est formé, dans ces conditions, de deux boucles internes de courant et d'une boucle externe de tension. Le réglage interne consiste à asservir les courants  $i_+$  et  $i_-$  à la sortie du pont à diodes, selon des consignes de référence  $i_{+,ref}$  et  $i_{-,ref}$  proportionnelles respectivement aux potentiels  $v_+$  et  $v_-$  référés par rapport au neutre du réseau d'alimentation. Les rapports cycliques  $d_p$  et  $d_n$  sont dans ces conditions indépendants. L'asservissement en courant étant établi, on procède ensuite à l'élaboration de la boucle de réglage de la tension aux bornes de la charge  $v_0$ . La référence de tension est généralement fixe. L'ajustement de la tension de sortie se manifeste par une variation de l'amplitude de  $i_{+,ref}$  et  $i_{-,ref}$ , sans que leur forme soit affectée. Pour des raisons de stabilité, les boucles internes doivent être beaucoup plus rapides que la boucle externe. On tiendra compte de cette remarque dans la conception des régulateurs.

Dans ce paragraphe, trois techniques de réglages sont décrites. La plus simple consiste à réaliser deux boucles de courant indépendantes, en négligeant le couplage qui existe entre  $i_+$  et  $d_n$ , d'une part, et  $i_-$  et  $d_p$ , d'autre part. La conception d'un régulateur de courant réalisant le découplage du système fait l'objet de la deuxième technique. Il est à noter que ces deux premières méthodes se basent essentiellement sur un modèle linéaire du système, valable autour d'un point d'opération prédéfini. La troisième et dernière technique envisagée consiste en une commande par compensation de non-linéarité du système, permettant ainsi d'étendre à une large région d'opération les performances dynamiques souhaitées.

### 4.3.1 Réglage par bouclage direct

Le réglage par bouclage direct se base sur une représentation linéaire dans le domaine fréquentiel du processus à régler [85]. Dans le cas où  $i_N > 0$  et  $d_p > d_n$ , le schéma fonctionnel en petits signaux du convertisseur est conforme à celui de la figure 4.17 [88]. Dans le cas complémentaire où  $i_N < 0$  et  $d_p < d_n$ , le schéma fonctionnel s'obtient du précédent en permutant les indices  $p$  et  $n$ , d'une part, et + et -, d'autre part. Les deux autres cas qui correspondent à  $i_N > 0$  et  $d_p < d_n$ , ou  $i_N < 0$  et  $d_p > d_n$ , seront négligés [88-89]. Dans la plage de fréquences utile  $[0 ; f_s/6]$  et pour un point d'opération nominal, on peut poser approximativement [88]:

$$G_{id,11}(s) \cong G_{id,22}(s) \cong -G_{id,21}(s) \cong \frac{V_0}{Ls} \quad (4.64)$$

$$G_{id,12}(s) \cong -\frac{0.37(1-D_p)^2 V_0}{L^2 C_0 s^3} \left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right) \quad (4.65)$$

$$G_{vi,1}(s) = 0.5R_0(1-D_p) \frac{1 - \frac{s}{2\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega'_p}} \quad (4.66)$$

$$G_{vi,2}(s) = 0.18R_0(1-D_p) \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega'_p}} \quad (4.67)$$

$$G_{iv,11}(s) \cong G_{iv,22}(s) \cong \frac{1}{Ls} \quad (4.68)$$

$$G_{iv,12}(s) = G_{iv,21}(s) \cong -\frac{0.37(1-D_p)^2}{L^2 C_0 s^3} \quad (4.69)$$

$$G_{vv,1}(s) = 1.37G_{vv,2}(s) = \frac{0.39}{1-D_p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega'_p}} \quad (4.70)$$

avec :

$$\omega_z = 0.63(1-D_p)^2 \frac{R_0}{L} \quad \omega'_p = \frac{2}{R_0 C_0} \quad D_p = 1 - 1.71 \frac{V_S}{V_0}$$

D'autre part, sachant que les signaux  $v_{p,\sim}$  et  $v_{n,\sim}$  sont identiques, à un déphasage près, et se composent essentiellement d'harmoniques de rang multiple de 3, la transmittance  $G_{iv,12}(s)$  peut être négligée devant  $G_{iv,11}(s)$ , de même que  $G_{iv,21}(s)$  devant  $G_{iv,22}(s)$ . De plus, l'ondulation créée par  $v_{p,\sim}$  et  $v_{n,\sim}$  au niveau de la tension  $v_0$  a un taux inférieur à 6% sur toute la plage de fréquences utile et l'on peut, par suite, négliger  $G_{vv,1}(s)$  et  $G_{vv,2}(s)$ .

Le réglage par bouclage direct consiste à concevoir deux boucles de courant indépendantes en négligeant la présence du couplage entre les courants et les variables de commande [85]. Ceci revient, en réalité, à négliger  $G_{id,12}(s)$  et  $G_{id,21}(s)$  et ne prendre en considération que  $G_{id,11}(s)$  et  $G_{id,22}(s)$  dans la conception des régulateurs de courant. Vu l'égalité entre  $G_{id,11}(s)$  et  $G_{id,22}(s)$ , d'une part, et  $G_{iv,11}(s)$  et  $G_{iv,22}(s)$ , d'autre part, les deux boucles de courant sont identiques et, par suite, indépendantes du signe de  $i_N$  et de  $d_p - d_n$ . Cet état de fait facilite énormément l'implantation du système de réglage.

Le système de réglage est représenté à la figure 4.32.  $K_v$  est le gain de mise à l'échelle de la tension de sortie, et  $K$  est un facteur choisi inversement proportionnel au carré de la tension efficace d'alimentation  $V_S$  afin de garder fixe la puissance transmise suite à une fluctuation du réseau [74]. En effet, on a :

$$K(V_S) \cdot v_{cv} = \frac{K_i \cdot P_0}{3V_S^2} \quad (4.71)$$

et un tel choix de  $K$  rend le signal de commande  $v_{cv}$  à la sortie du régulateur de tension dépendant uniquement de la puissance de charge  $P_0$ . En fixant en régime nominal une valeur de 5V à  $v_{cv}$ , l'expression de  $K$  devient ainsi :

$$K(V_s) = \frac{5000K_i}{3.V_s^2} \quad (4.72)$$

De point de vue implantation, on peut générer facilement  $K(V_s)$  à partir d'une mesure de valeur moyenne de la tension côté continu du pont à diodes. En effet, on a :

$$\langle v_p + v_n \rangle = \frac{3}{\pi} V_s \sqrt{6} \quad \text{et} \quad K(V_s) = \frac{90000K_i}{\pi^2 \cdot \langle v_p + v_n \rangle^2}$$

Les gains des régulateurs et du compensateur sont choisis comme suit :

$$H_i(s) = \frac{K_{Hi}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zi}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pi}}} \quad H_v(s) = \frac{K_{Hv}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zv}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pv}}} \quad K_c = \frac{1}{K_{PWM} V_0} \quad (4.73)$$

avec :

$$K_{Hi} = \frac{\pi^2 L f_s^2 \sqrt{2}}{12500 K_i K_{PWM} V_0} \quad \omega_{zi} = \frac{2\pi f_s}{5000} \quad \omega_{pi} = \frac{2\sqrt{2}\pi f_s}{5}$$

$$K_{Hv} = \frac{2\pi f_s K_i \sqrt{2}}{500 \cdot K(V_s) K_v \cdot (1 - D_p)^2 \cdot R_0 \cdot V_0} = \frac{f_s V_0}{274 \cdot 10^3 K_v R_0}$$

$$\omega_{zv} = \omega'_p = \frac{2}{R_0 C_0} \quad \omega_{pv} = \frac{2\sqrt{2}\pi f_s}{500}$$

La conception des régulateurs de courant suit les propos de la section 2.3.1.1.B. Celle du régulateur de tension est développée en Annexe 5. Les paramètres du régulateur de courant sont ajustés de manière à avoir en boucle fermée une bande passante de  $f_s/5$  et un facteur d'amortissement optimal de  $1/\sqrt{2}$ . La présence du pôle  $\omega_{pi}$  permet, entre autres, de filtrer la composante à haute fréquence des courants  $i_+$  et  $i_-$ . Le pôle à zéro sert à éliminer l'erreur statique, et son effet sur la stabilité de la boucle est compensé par le zéro placé à  $\omega_{zi}$ .

De même, les paramètres du régulateur de tension sont calculés dans la perspective d'obtenir en boucle fermée une bande passante de  $f_s/500$  et un facteur d'amortissement optimal. Ceci correspondrait à un dépassement de 4.32%, un temps de montée de 7.1ms et un temps d'établissement à 1% de 10.5ms pour la réponse à un échelon unitaire. La présence du pôle  $\omega_{pv}$  permet, entre autres, de filtrer les harmoniques de rang multiple de 3 de  $v_0$ . Le pôle à zéro permet d'éliminer l'erreur statique de la boucle de tension, et le zéro placé à  $\omega_{zv}$  sert à compenser le pôle dans  $G_{vi,1}(s)$  et  $G_{vi,2}(s)$ .

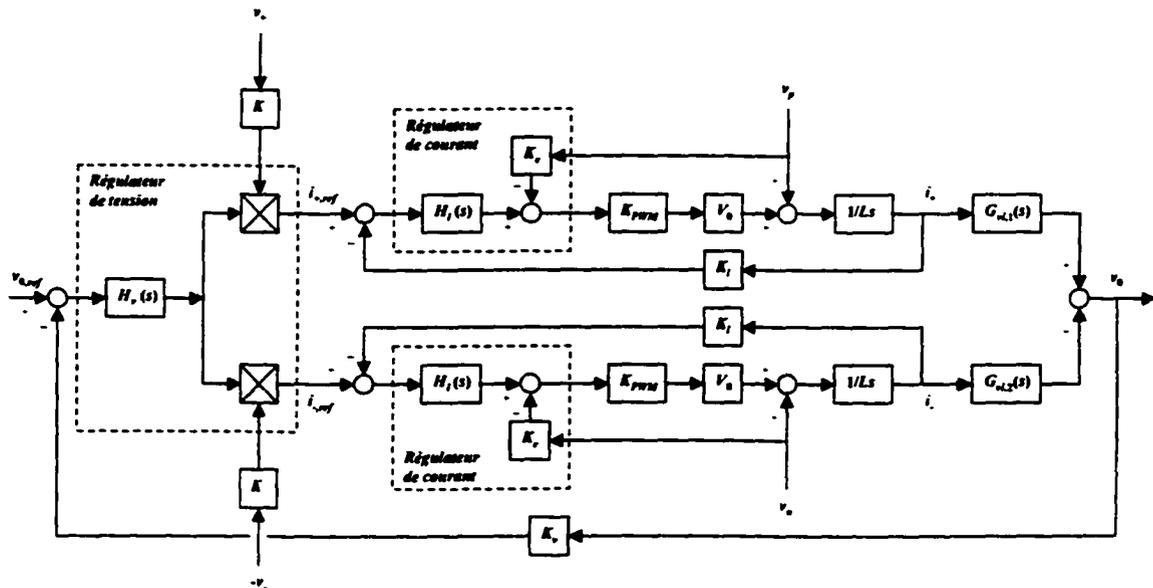


Figure 4.32 Système de réglage par bouclage direct

Les résultats de simulation sont donnés à la figure 4.33. Le gain  $K_v$  est fixé à 5/700. La consigne de tension  $v_{0,ref}$  est fixée initialement à 5V, ce qui correspond à 700V aux bornes de la charge. Un filtre passe-bas du second ordre, de fréquence propre 36Hz, est utilisé afin d'obtenir la valeur moyenne de  $(v_p + v_n)$ . Dans un régime de fonctionnement nominal, le TDH obtenu en régime permanent est de 4.4%, et le facteur de puissance est voisin de 0.999. Le taux d'ondulation de la tension de sortie est de 0.2% autour de 700V (figure 4.33.b). Les temps d'établissement à 1% de la tension de sortie, suite à une réduction brusque de 25% au niveau de la consigne de tension (figures 4.33.e et 4.33.f), de la charge (figures 4.33.g et 4.33.h) et de la tension d'alimentation (figures 4.33.i et 4.33.j), appliquée à  $t = 200\text{ms}$ , sont respectivement 9.2ms, 7.2ms et 24.1ms. Suite à ces variations des conditions d'opération, le TDH devient respectivement 9%, 6.1% et 2.7%. Finalement, le temps d'établissement à 5% de la tension de sortie, suite à un démarrage sous conditions initiales nulles, est pratiquement 50.9ms, et le dépassement de la tension de sortie est de 192.6%. Cette valeur prohibitive du dépassement est obtenue lors d'une mise sous tension brusque à pleine charge du convertisseur. Elle peut être notablement réduite en procédant à un démarrage doux du circuit, qui se manifeste par l'application d'une consigne en rampe à l'entrée du système de réglage.

Il est à noter que la réduction de la consigne de tension s'accompagne d'un dépassement de 3.5% au niveau de la tension de sortie, et d'un passage bref en conduction discontinue du convertisseur. Par contre, et contrairement à la commande bipolaire, la conduction discontinue est évitée suite à la réduction de la tension d'alimentation.

#### 4.3.2 Réglage par découplage linéaire

Cette technique de commande repose sur la conception d'un régulateur linéaire de courant, à deux entrées et deux sorties, réalisant un double rôle : assurer, tout d'abord, le découplage entre les courants  $i_+$  et  $i_-$  et les rapports cycliques  $d_p$  et  $d_n$  de manière à

diagonaliser la matrice de transfert en boucle ouverte et ajuster, ensuite, les gains des deux boucles devenues ainsi indépendantes quitte à satisfaire les critères de conception déjà mentionnés [85]. La boucle de courant est, dans le cas où  $i_N > 0$  et  $d_p > d_n$ , conforme au schéma fonctionnel de la figure 4.34, où l'on choisit :

$$H_{i,11}(s) = H_{i,21}(s) = H_{i,22}(s) = \frac{K_{Hi}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zi}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pi}}} \quad (4.74)$$

$$H_{i,12}(s) = \frac{0.37(1 - D_p)^2 K_{Hi}}{LC_0 s^3} \cdot \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{zi}}\right)}{1 + \frac{s}{\omega_{pi}}} \quad (4.75)$$

$$K_{c,11} = K_{c,21} = K_{c,22} = \frac{1}{K_{PWM} V_0} \quad \text{et} \quad K_{c,12} = 0 \quad (4.76)$$

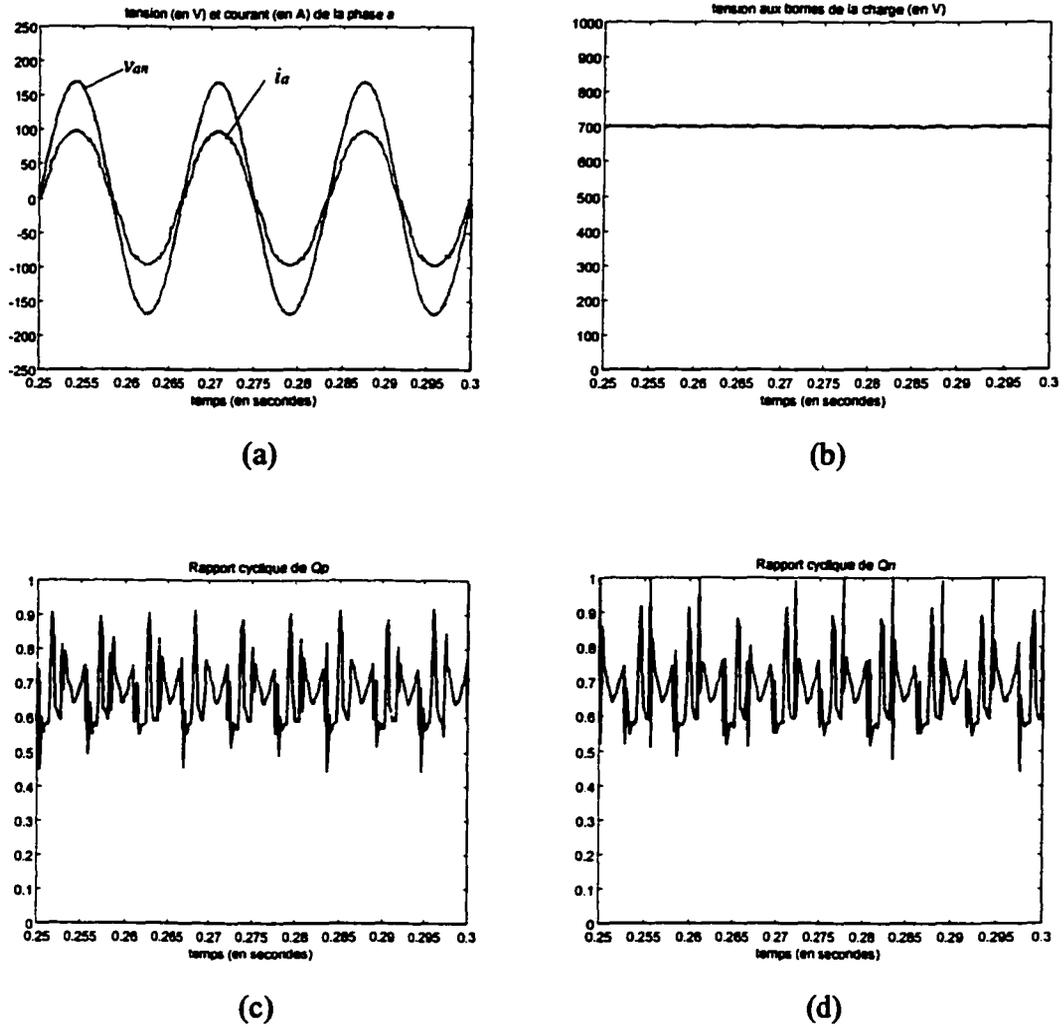
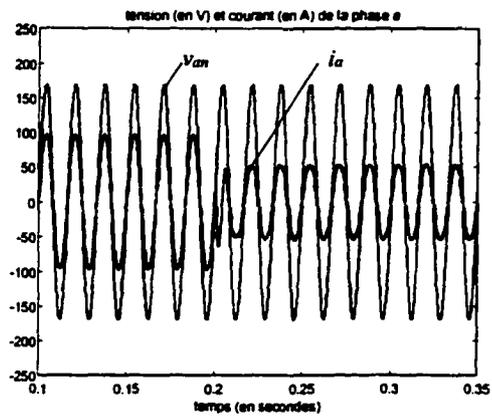
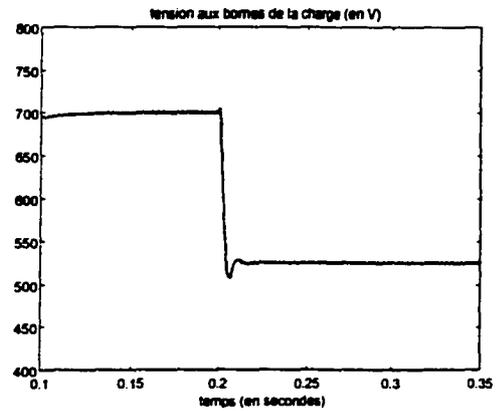


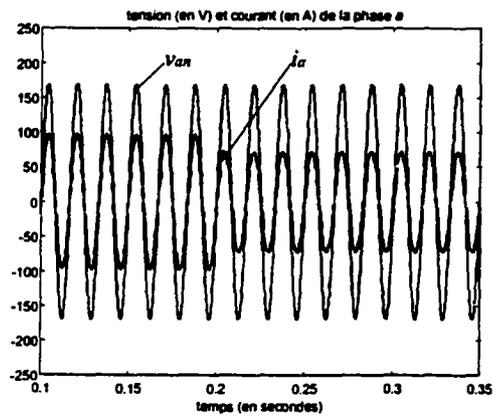
Figure 4.33 Performances en régime établi d'une commande multivariable linéaire par bouclage direct. Formes d'ondes a) du courant de ligne, b) de la tension de sortie et c) et d) des rapports cycliques de  $Q_p$  et  $Q_n$



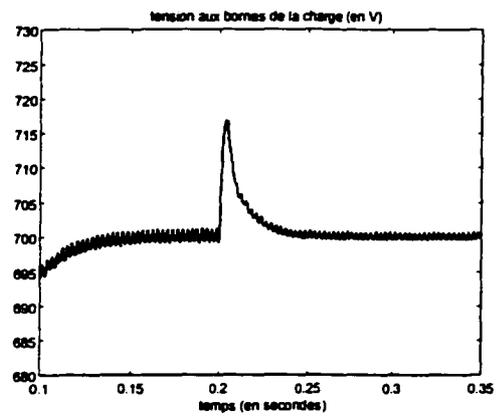
(e)



(f)



(g)



(h)

**Figure 4.33 (suite)** Performances dynamiques d'une commande multivariable linéaire par bouclage direct. Effets e) et f) d'une variation de consigne et g) et h) d'une perturbation de charge sur les formes d'ondes du courant de ligne et de la tension de sortie

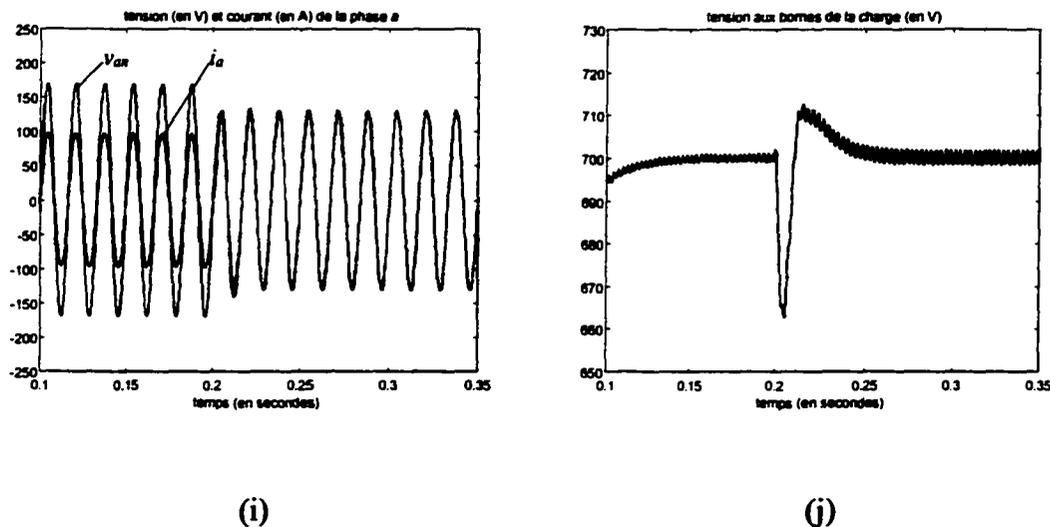


Figure 4.33 (suite) Performances dynamiques d'une commande multivariable linéaire par bouclage direct. Effets d'une perturbation de tension d'alimentation sur les formes d'ondes i) du courant de ligne et j) de la tension de sortie

avec  $K_{Hi}$ ,  $\omega_{zi}$  et  $\omega_{pi}$  définis comme dans le cas du réglage par bouclage direct. Le régulateur de courant ainsi que le compensateur sont ainsi à structure variable dépendante du signe du courant injecté, ce qui rend par conséquent délicate leur implantation. Dans le cas complémentaire correspondant à  $i_N > 0$  et  $d_p > d_n$ , les régulateurs et compensateurs élémentaires s'obtiennent des précédents par une permutation adéquate des indices. La boucle de tension est par contre à structure fixe et reste conforme à la figure 4.32.

Les résultats de simulation sont donnés à la figure 4.35. Dans un régime de fonctionnement nominal, le TDH obtenu en régime permanent est de 1.6%, et le facteur de puissance est voisin de 0.9998. Le taux d'ondulation de la tension de sortie est de 0.2% autour de 700V (figures 4.35.b). Les temps d'établissement à 1% de la tension de sortie, suite à une réduction brusque de 25% au niveau de la consigne de tension (figures 4.35.e et 4.35.f), de la charge (figures 4.35.g et 4.35.h) et de la tension d'alimentation

(figures 4.35.i et 4.35.j), appliquée à  $t = 350\text{ms}$ , sont respectivement  $9.4\text{ms}$ ,  $4.9\text{ms}$  et  $24.1\text{ms}$ . Suite à ces variations des conditions d'opération, le TDH devient respectivement  $2.3\%$ ,  $1.1\%$  et  $2.6\%$ . Finalement, le temps d'établissement à  $5\%$  de la tension de sortie, suivant une mise sous tension brusque du convertisseur, est pratiquement  $233.3\text{ms}$ , et le dépassement de la tension de sortie est de  $205.7\%$ . Cette valeur élevée du dépassement est évitée lors d'un démarrage progressif en rampe. La réduction de la consigne de tension s'accompagne, en outre, d'un dépassement de  $3.5\%$  au niveau de la tension de sortie, et d'un passage bref en conduction discontinue du convertisseur. Par contre, la conduction discontinue est évitée suite à la réduction de la tension d'alimentation.

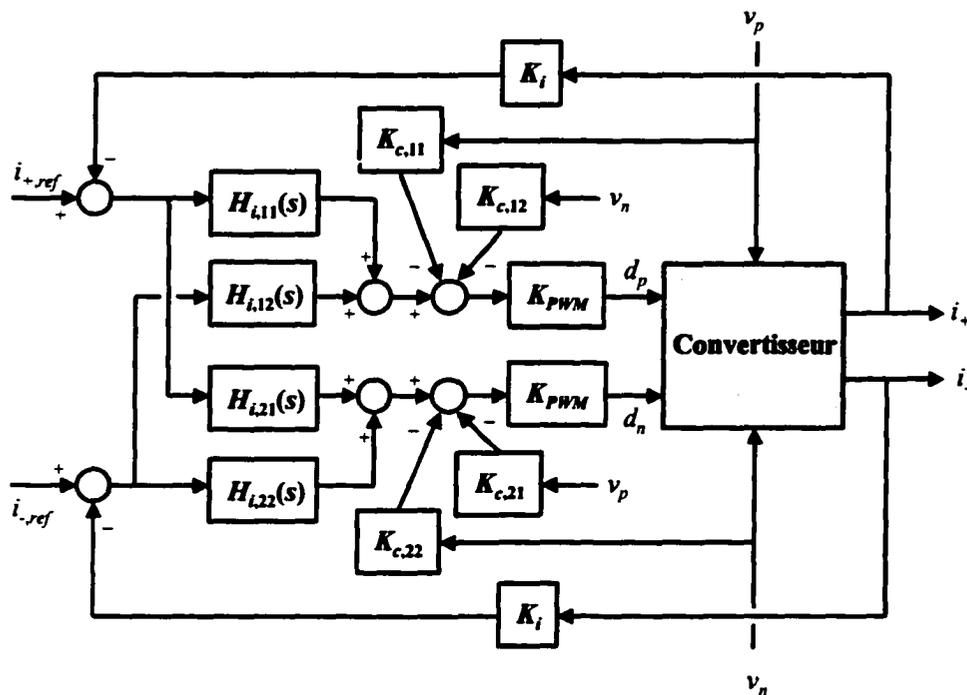


Figure 4.34 Réglage de courant par découplage linéaire

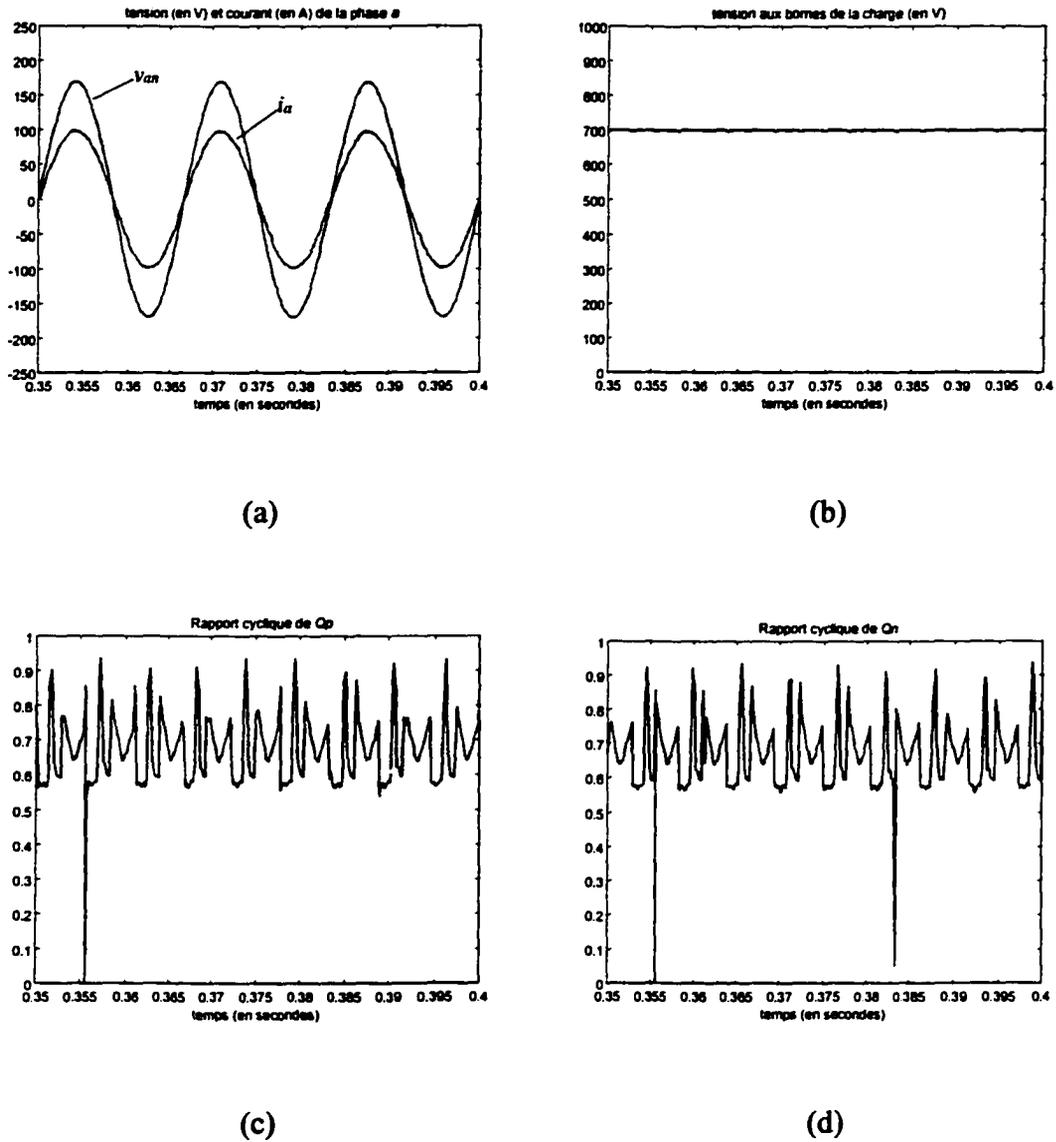
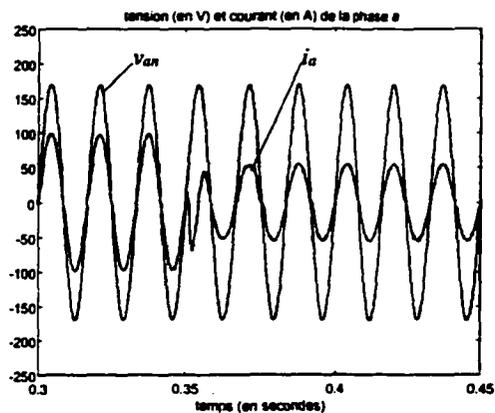
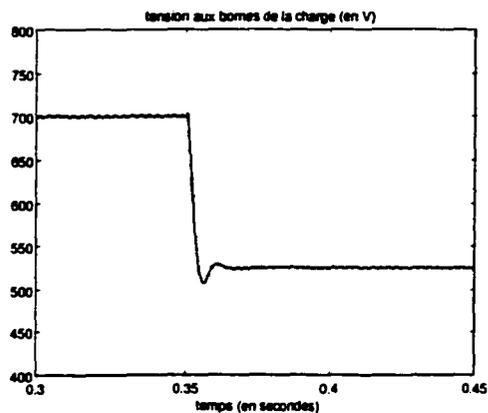


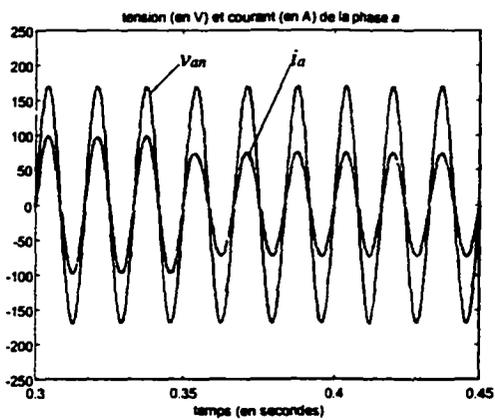
Figure 4.35 Performances en régime établi d'une commande multivariable par découplage linéaire. Formes d'ondes a) du courant de ligne, b) de la tension de sortie et c) et d) des rapports cycliques de  $Q_p$  et  $Q_n$



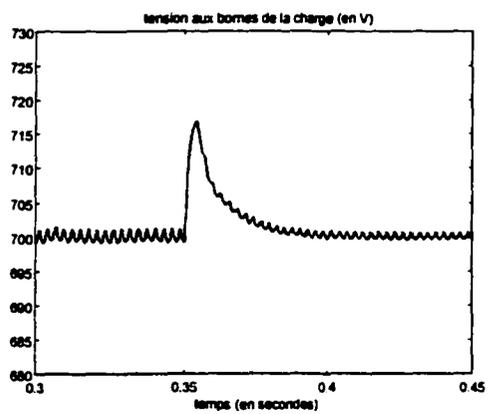
(e)



(f)



(g)



(h)

Figure 4.35 (suite) Performances dynamiques d'une commande multivariable par découplage linéaire. Effets e) et f) d'une variation de consigne et g) et h) d'une perturbation de charge sur les formes d'ondes du courant de ligne et de la tension de sortie

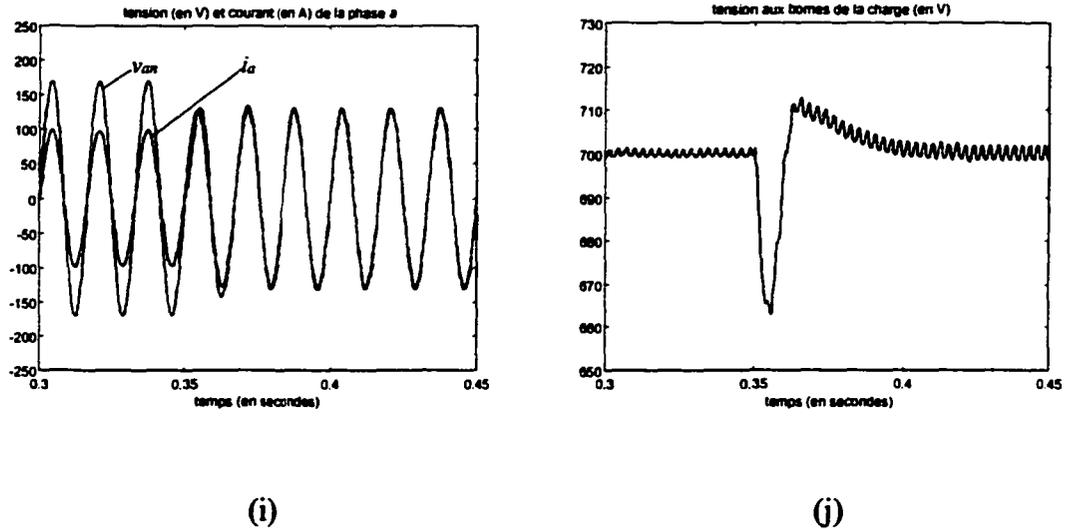


Figure 4.35 (suite) Performances dynamiques d'une commande multivariable par découplage linéaire. Effets d'une perturbation de tension d'alimentation sur les formes d'ondes i) du courant de ligne et j) de la tension de sortie

### 4.3.3 Réglage par compensation de non-linéarité

On procède, dans ce paragraphe, à la conception dans le domaine temporel d'un système de réglage se basant sur le principe de la linéarisation exacte du modèle (4.4). Étant reliées par la loi de conservation de puissance, les grandeurs de sortie  $i_+$ ,  $i_-$  et  $v_0$  ne sont pas totalement indépendantes les unes des autres. On se propose alors de procéder à une linéarisation séquentielle en linéarisant :

- tout d'abord, le sous-système formé par les deux premières équations du modèle (4.4) ;
- ensuite, le sous-système monovariante régi par la troisième équation du modèle (4.4), en présence du circuit de réglage associé au sous-système précédent.

Le premier sous-système est décrit par :

$$\begin{cases} v_p = L \frac{di_+}{dt} + S_1 \cdot v_0 \\ v_n = L \frac{di_-}{dt} + S_2 \cdot v_0 \end{cases} \quad (4.77)$$

En se limitant toujours aux deux cas correspondant soit à  $i_N > 0$  et  $d_p > d_n$ , soit à  $i_N < 0$  et  $d_p < d_n$ , on peut définir les signaux  $S_1$  et  $S_2$  comme suit :

$$S_1 = \begin{cases} 1 - d_p & \text{si } i_N > 0 \\ d_n - d_p & \text{si } i_N < 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad S_2 = \begin{cases} d_p - d_n & \text{si } i_N > 0 \\ 1 - d_n & \text{si } i_N < 0 \end{cases} \quad (4.78)$$

Les signaux de commande à l'entrée des modulateurs de largeur d'impulsions sont reliés aux rapports cycliques par :

$$u_p = \frac{d_p - 0.5}{K_{PWM}} \quad \text{et} \quad u_n = \frac{d_n - 0.5}{K_{PWM}} \quad (4.79)$$

En définissant deux nouvelles variables de commande, notées  $z_p$  et  $z_n$ , telles que :

$$u_p = T_1(z_p, z_n, v_0, v_p, v_n) = \begin{cases} \frac{v_0 - 2v_p + 2Lz_p}{2K_{PWM} v_0} & \text{si } i_N > 0 \\ \frac{v_0 - 2(v_p + v_n) + 2L(z_p + z_n)}{2K_{PWM} v_0} & \text{si } i_N < 0 \end{cases} \quad (4.80)$$

$$u_n = T_2(z_p, z_n, v_0, v_p, v_n) = \begin{cases} \frac{v_0 - 2(v_p + v_n) + 2L(z_p + z_n)}{2K_{PWM} v_0} & \text{si } i_N > 0 \\ \frac{v_0 - 2v_n + 2Lz_n}{2K_{PWM} v_0} & \text{si } i_N < 0 \end{cases} \quad (4.81)$$

on ramène le système (4.77) à la forme canonique suivante, qui est indépendante du signe de  $i_N$  :

$$\begin{cases} \frac{di_+}{dt} = z_p \\ \frac{di_-}{dt} = z_n \end{cases} \quad (4.82)$$

Le système de réglage est conforme au schéma fonctionnel de la figure 4.36. Les régulateurs de courant sont définis par l'expression (4.54). Ils correspondent à une fréquence propre en boucle fermée voisine de  $f_s/5$ . En supposant les boucles de courant beaucoup plus rapides que la boucle de tension (hypothèse vérifiée par un choix adéquat du régulateur de tension), la troisième sortie du système (n'étant autre que la tension  $v_0$ ) satisfait l'équation différentielle suivante :

$$C_0 v_0 \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0^2}{R_0} = K_1(t) v_{cv} - K_2(t) v_{cv}^2 \quad (4.83)$$

où :

$$K_1(t) = \frac{K(V_s)}{K_i} \cdot (v_+ \cdot v_p - v_- \cdot v_n) - \frac{K^2(V_s)}{K_i^2} \cdot L \cdot (v_+^2 + v_-^2) \cdot \frac{dv_{cv}}{dt} \quad (4.84)$$

et :

$$K_2(t) = \frac{K^2(V_s)}{K_i^2} \cdot L \cdot \left( v_+ \frac{dv_+}{dt} + v_- \frac{dv_-}{dt} \right) \quad (4.85)$$

$K_1$  et  $K_2$  ne dépendent pratiquement que du temps. Ils sont indépendants des conditions d'opération. Sous condition qu'on limite la valeur crête du signal de commande  $v_{cv}$  et que l'on définisse une nouvelle variable de sortie  $z = v_0^2$ , on peut approximer l'équation (4.83) par :

$$\frac{dz}{dt} + \frac{2}{R_0 C_0} z = \frac{2K_1(t)}{C_0} v_{cv} \quad (4.86)$$

qui paraît être une équation différentielle linéaire du premier ordre non stationnaire. La validité de cette équation tient, rappelons-le, à l'hypothèse selon laquelle :

$$\left| \frac{K_2 \cdot v_{cv}}{K_1} \right| \ll 1, \quad \forall t \quad (4.87)$$

Le régulateur de tension est identique à celui décrit en (4.73). Toutefois, la valeur du paramètre  $K_{Hv}$  est calculée dans le cas le plus défavorable de point de vue stabilité, correspondant à la valeur maximale de  $K_1$ . On obtient ainsi :

$$K_{Hv} = \frac{\pi f_s \sqrt{2}}{500 K_v K_{1,\max} R_0} \quad (4.88)$$

Afin d'adapter le gain  $K_{Hv}$  aux variations de la charge, on peut générer le terme multiplicatif  $R_0$  dans l'expression (4.88) en rapportant en temps réel la tension  $v_0$  au courant de charge  $i_0$ .

Les résultats de simulation sont donnés à la figure 4.37. Le gain  $K_v$  est pris égal à  $(2/700)^2$ . La consigne de tension  $v_{0,\text{réf}}$  est fixée initialement à 2V, ce qui correspond à 700V aux bornes de la charge. Dans un régime de fonctionnement nominal, le TDH obtenu en régime permanent est de 2%, et le facteur de puissance est voisin de 0.9998. Le taux d'ondulation de la tension de sortie est de 0.25% autour de 700V (figures 4.37.b). A partir du moment où  $K(V_S)$  atteint sa valeur permanente,  $K_1$  reste compris entre 4960A et 5060A, alors que  $K_2$  se situe en permanence entre  $-75\Omega^{-1}$  et  $75\Omega^{-1}$ . De plus, le signal de commande  $v_{cv}$  reste voisin de 5V, et la condition (4.87) est respectée. Les temps d'établissement à 1% de la tension de sortie, suite à une réduction brusque de

25% au niveau de la consigne de tension (figures 4.37.e et 4.37.f), de la charge (figures 4.37.g et 4.37.h) et de la tension d'alimentation (figures 4.37.i et 4.37.j), appliquée à  $t = 100\text{ms}$ , sont respectivement 16.8ms, 15.6ms et 29.6ms. Suite à ces variations des conditions d'opération, le TDH devient respectivement 1.3%, 1.6% et 3.6%. Finalement, le temps d'établissement à 5% de la tension de sortie, à partir de conditions initiales nulles, est pratiquement 42ms, et le dépassement de la tension de sortie est de 122.9%. On rappelle que la valeur élevée du dépassement est due principalement aux conditions sévères d'opération qui accompagnent, en général, la mise sous tension brusque d'un système de puissance connecté à sa pleine charge. En principe, ces contraintes peuvent être évitées si l'on procède à un démarrage en rampe du système.

En outre, la réduction de la consigne de tension s'accompagne d'un dépassement de 2.2% au niveau de la tension de sortie, et d'un passage bref en conduction discontinue du convertisseur. Par contre, la conduction discontinue est évitée suite à la réduction de la tension d'alimentation.

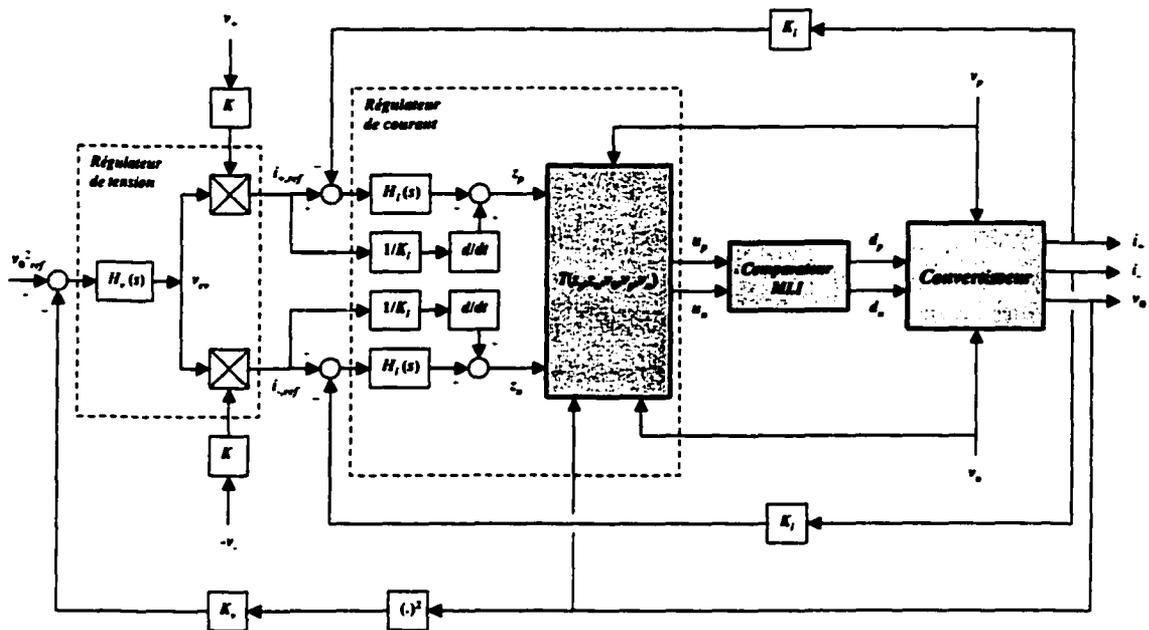
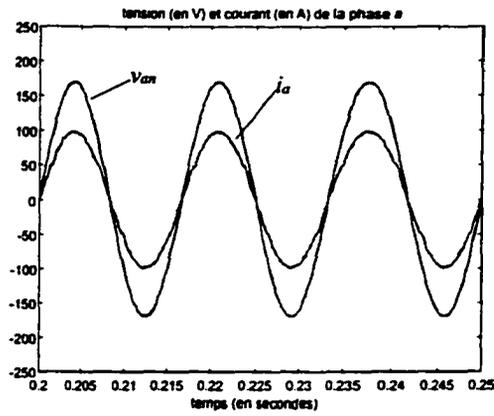
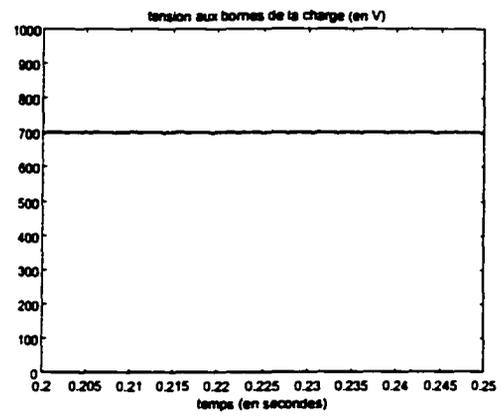


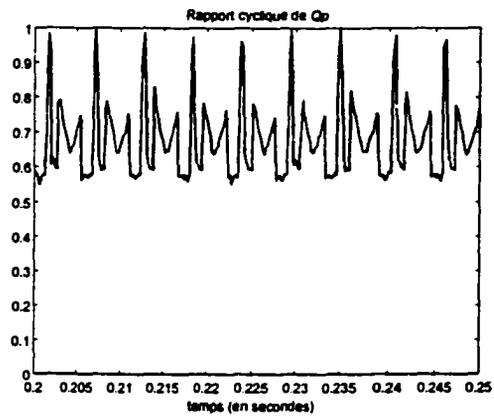
Figure 4.36 Régulation non linéaire par boucles en cascade



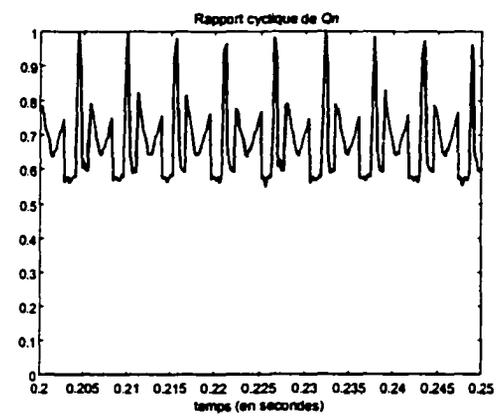
(a)



(b)

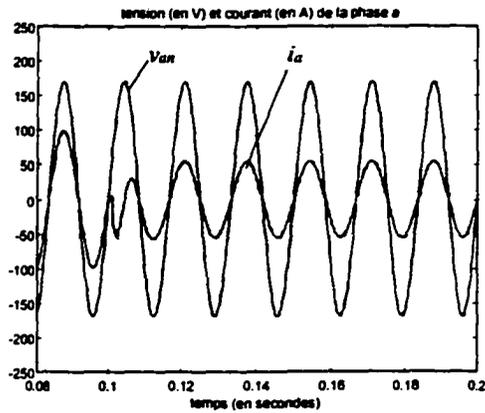


(c)

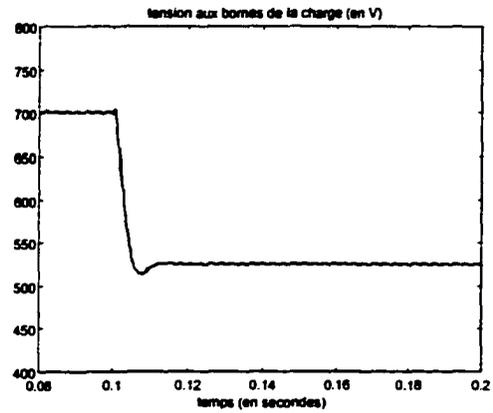


(d)

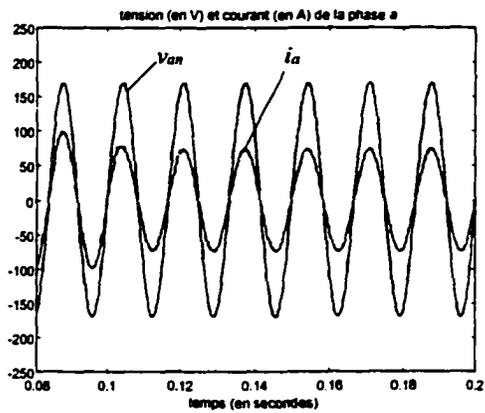
Figure 4.37 Performances en régime établi d'une commande multivariable non linéaire. Formes d'ondes a) du courant de ligne, b) de la tension de sortie et c) et d) des rapports cycliques de  $Q_p$  et  $Q_n$



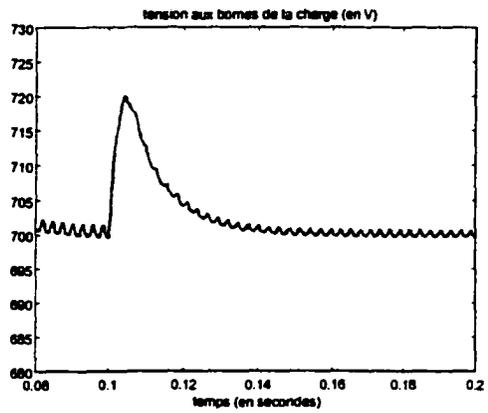
(e)



(f)



(g)



(h)

Figure 4.37 (suite) Performances dynamiques d'une commande multivariable non linéaire. Effets e) et f) d'une variation de consigne et g) et h) d'une perturbation de charge sur les formes d'ondes du courant de ligne et de la tension de sortie

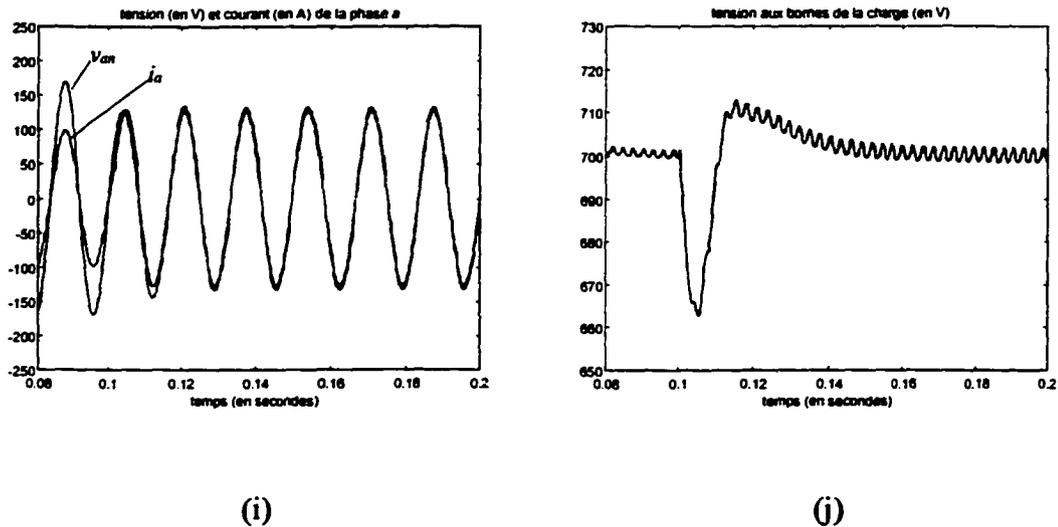


Figure 4.37 (suite) Performances dynamiques d'une commande multivariable non linéaire. Effets d'une perturbation de tension d'alimentation sur les formes d'ondes i) du courant de ligne et j) de la tension de sortie

#### 4.4 Synthèse comparative des principaux résultats

Dans ce chapitre, différentes techniques de réglage qui s'appliquent à un redresseur triphasé à injection de courant ont été proposées et analysées. Ces techniques utilisent toutes une commande de type MLI. Afin de les valider et d'en évaluer les performances, un travail de simulation sous l'environnement Matlab/Simulink a été effectué en se basant sur un modèle mathématique du convertisseur, établi à l'aide de la technique de la moyenne dans l'espace d'état. Les résultats numériques correspondant aux différentes techniques de réglage envisagées sont regroupés, pour des fins de comparaison, dans le Tableau VI.  $F_p$  dénote le facteur de puissance,  $V_0$  la valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge,  $\tau$  son taux d'ondulation,  $\delta$  son dépassement par rapport à sa valeur finale,  $t_m$  le temps de montée et  $t_{e,x\%}$  le temps d'établissement à  $x\%$ . Les courbes de variation du TDH en fonction de la charge sont données à la figure 4.38 pour les

différents types de commande. L'analyse de ces résultats mène aux remarques suivantes :

- Les commandes par boucles en cascades avec découplage ou compensation de non-linéarité offrent par rapport aux autres techniques un meilleur TDH, mais au prix d'une plus grande complexité du circuit de réglage. De plus, la commande par compensation de non-linéarité est préférée à celle avec découplage en raison des performances dynamiques qu'elle présente surtout au démarrage du système.
- L'utilisation des commandes unipolaire et bipolaire ne s'avère avantageuse que dans le cas où la régulation de la tension de sortie n'est pas envisagée et la simplicité du circuit de réglage est l'un parmi les critères de choix principaux. Dans ces conditions, la commande bipolaire non linéaire paraît la plus performante du point de vue TDH et stabilisation de la tension de sortie, mais elle présente une rapidité d'établissement suite à des perturbations de charge ou de réseau généralement plus faible que celle donnée par la commande unipolaire.
- Pour les commandes par boucles en cascade, la valeur élevée du dépassement de la tension de sortie au démarrage du système est due principalement à la faible valeur de  $\langle v_p + v_n \rangle$  à la sortie du filtre. Le terme  $K(V_S)$  est ainsi initialement très élevé, et le temps mis avant qu'il n'aboutisse à sa valeur finale est fixé par la bande passante du filtre. D'autre part, la valeur élevée du temps d'établissement au démarrage dans le cas d'une commande découplée est causée, d'une part, par la variation de structure du régulateur de courant et, d'autre part, par le fait que le découplage est loin d'être parfait durant cette phase d'opération.

Tableau VI

## Comparaison des résultats

Conditions d'opération	Caractéristiques	Unipolaire		Bipolaire		En cascades		
		Linéaire	Non linéaire	Linéaire	Non linéaire	Directe	Décomposée	Non linéaire
Régime permanent nominal	$TDH$ (%)	6.3	6.4	4.7	3.3	4.4	1.6	2
	$F_p$	0.9979	0.9979	0.9989	0.9994	0.999	0.9998	0.9998
	$V_0$ (V)	280	280	487.5	480	700	700	700
	$\tau$ (%)	3	3	0.6	0.3	0.2	0.2	0.25
Démarrage	$t_m$ (ms)	4.5	4.5	8.47	8.3	13.7	14	9.9
	$t_{e,5\%}$ (ms)	20	20.1	49.9	49.6	50.9	233.3	42
	$\delta$ (%)	42.14	42.25	32.87	32.56	192.6	205.7	122.9
Echelon de consigne de tension (- 25 %)	$t_{e,1\%}$ (ms)	-	-	-	-	9.2	9.4	16.8
	$\delta$ (%)	-	-	-	-	3.5	3.5	2.2
	$TDH$ (%)	-	-	-	-	9	2.3	1.3
	Conduction	-	-	-	-	discontinue	discontinue	discontinue
Perturbation de la charge (- 25 %)	$x$	5	5	5	5	1	1	1
	$t_{e,x\%}$ (ms)	7	7	20.4	5	7.2	4.9	15.6
	$TDH$ (%)	6.9	7	6.3	4.4	6.1	1.1	1.6
	Conduction	continue	continue	continue	continue	continue	continue	continue
Perturbation de la tension du réseau (- 25 %)	$x$	5	5	5	5	1	1	1
	$t_{e,x\%}$ (ms)	10.6	10.6	42	41.6	24.1	24.1	29.6
	$\delta$ (%)	17.95	18.05	23.54	23.92	-	-	-
	$TDH$ (%)	6.9	6.4	5.1	3.4	2.7	2.6	3.6
Conduction	continue	continue	discontinue	discontinue	continue	continue	continue	
Régulation de tension		impossible	impossible	impossible	impossible	possible	possible	possible
Complexité		très faible	faible	très faible	moyenne	moyenne	élevée	très élevée
Saturation de commande		présente	présente	absente	absente	absente	absente	absente

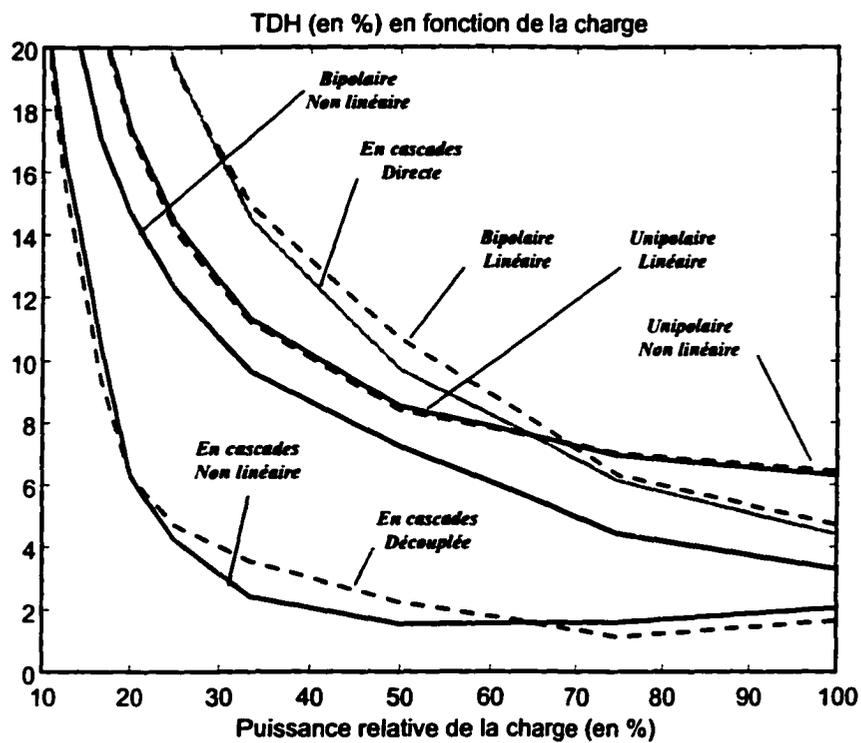


Figure 4.38 Courbes de variation du TDH en fonction de la charge

## **CHAPITRE 5**

### **MODÉLISATION ET RÉGLAGE DU REDRESSEUR DE VIENNE À FRÉQUENCE DE COMMUTATION FIXE**

Le Redresseur de Vienne appartient à la famille des convertisseurs alternatif/continu triphasés à facteur de puissance unitaire. Sa topologie se ramène à une association de trois hacheurs éleveurs (Boosts) bidirectionnels en courant [23-24]. Bien que les trois Boosts sont associés séparément aux trois phases du réseau, ils ne sont pas indépendants les uns des autres du point de vue opérationnel. Ceci est dû principalement à l'absence du lien électrique entre le neutre du réseau et le point milieu capacitif de la charge. Cette dépendance entre les trois structures élémentaires pose un problème au niveau du choix de la tension de sortie et du dimensionnement des éléments réactifs (inductances de lissage des courants de ligne et condensateurs de filtrage des tensions de sortie) présents dans le circuit. D'autre part, les techniques de commande qui s'appliquent actuellement à ce type de redresseurs reposent essentiellement sur des méthodes numériques (commande vectorielle) [25, 27] et/ou empiriques [23-24, 28-29], dures à élaborer et à implanter. Ceci est dû principalement à l'absence d'un modèle mathématique simple et fiable, essentiel à l'application d'autres méthodes de réglage plus systématiques et plus générales, offertes par la théorie de l'Automatique [81-85].

Dans le présent chapitre, un Redresseur de Vienne commandé suivant la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) à fréquence de commutation fixe est considéré. Un nouveau modèle mathématique du convertisseur est établi en faisant usage de la technique de la moyenne dans l'espace d'état. De plus, pour des raisons de simplification, une transformation de repère a été opérée ; les équations d'état du circuit sont établies dans un repère tournant à la fréquence du réseau, où les tensions et courants sont des constantes en régime établi. Des critères de choix de la tension de sortie et des éléments réactifs sont également cités dans l'hypothèse d'une opération sous un facteur

de puissance unitaire. Le modèle établi est ensuite utilisé dans la conception du système de réglage associé au convertisseur. Dans cette perspective, deux techniques de conception basées respectivement sur les principes de linéarisation locale et globale sont appliquées. Une évaluation comparative de ces deux techniques, en termes de Taux de Distorsion Harmonique (TDH) des courants de ligne, facteur de puissance et caractéristiques dynamiques, est finalement effectuée en se servant du logiciel Matlab/Simulink comme outil de calcul et de simulation.

### **5.1 Structure du convertisseur**

La topologie du Redresseur de Vienne est illustrée à la figure 5.1.a. Elle est équivalente, du point de vue fonctionnement, à la structure de la figure 5.1.b. Étant constituée de trois Boosts bidirectionnels, chacun étant associé à une phase du réseau, la structure est similaire au redresseur à six interrupteurs (figure 1.16), à la seule différence que les deux transistors unidirectionnels formant un même bras sont combinés ensemble pour former un seul interrupteur bidirectionnel. Ceci contribue à la réduction du coût de fabrication et de la complexité de commande. Un autre avantage est lié à la présence du point milieu capacitif. Il se manifeste, d'une part, par une réduction des contraintes électriques subies par les transistors (la tension de blocage est réduite de moitié) et, d'autre part, par la possibilité d'avoir deux alimentations stabilisées indépendantes même en cas d'un déséquilibre de charge. D'autre part, contrairement au redresseur à injection active de courant (figure 1.29), les interrupteurs bidirectionnels, ainsi que les diodes, commutent à une fréquence élevée. De ce fait, l'impédance de court-circuit vue par le réseau est loin d'être négligeable, et le risque d'endommagement est notablement réduit. Le redresseur de Vienne fait l'objet de l'étude qui suit, où une analyse détaillée du principe de fonctionnement, de la technique de modélisation, des critères de dimensionnement et des méthodes de conception du circuit de réglage est effectuée.

## 5.2 Modélisation mathématique du redresseur de Vienne

### 5.2.1 Modèle de base

La topologie de la figure 5.1.b est formée de trois circuits élémentaires identiques, connectés chacun à une phase du réseau. Le circuit élémentaire relatif à la phase 1 est représenté à la figure 5.2. C'est un hacheur élévateur bidirectionnel en courant permettant l'échange d'énergie entre la source de tension alternative  $v_{s,1n}$  et la charge de nature continue. L'équation régissant les variations du courant de ligne  $i_{s,1}$  est la suivante :

$$v_{s,1n} = L \frac{di_{s,1}}{dt} + v_{M,n} + v_{AM} \quad (5.1)$$

Lorsque l'interrupteur  $Q_1$  est fermé, les points  $A$  et  $M$  sont court-circuités et l'on a ainsi  $v_{AM} = 0$ . Par contre, lorsque  $Q_1$  est ouvert, la tension  $v_{AM}$  devient égale à  $v_{0,h}$  ou  $-v_{0,l}$  selon que le courant  $i_{s,1}$  est positif ou négatif respectivement. On obtient, à des indices près, deux équation semblables pour les deux autres phases :

$$v_{s,2n} = L \frac{di_{s,2}}{dt} + v_{M,n} + v_{BM} \quad (5.2)$$

$$v_{s,3n} = L \frac{di_{s,3}}{dt} + v_{M,n} + v_{CM} \quad (5.3)$$

Dans l'hypothèse d'une source de tension triphasée équilibrée, i.e. :

$$\begin{aligned} v_{s,1n} &= V_S \sqrt{2} \sin(\omega_0 t) \\ v_{s,2n} &= V_S \sqrt{2} \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) \\ v_{s,3n} &= V_S \sqrt{2} \sin(\omega_0 t - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (5.4)$$

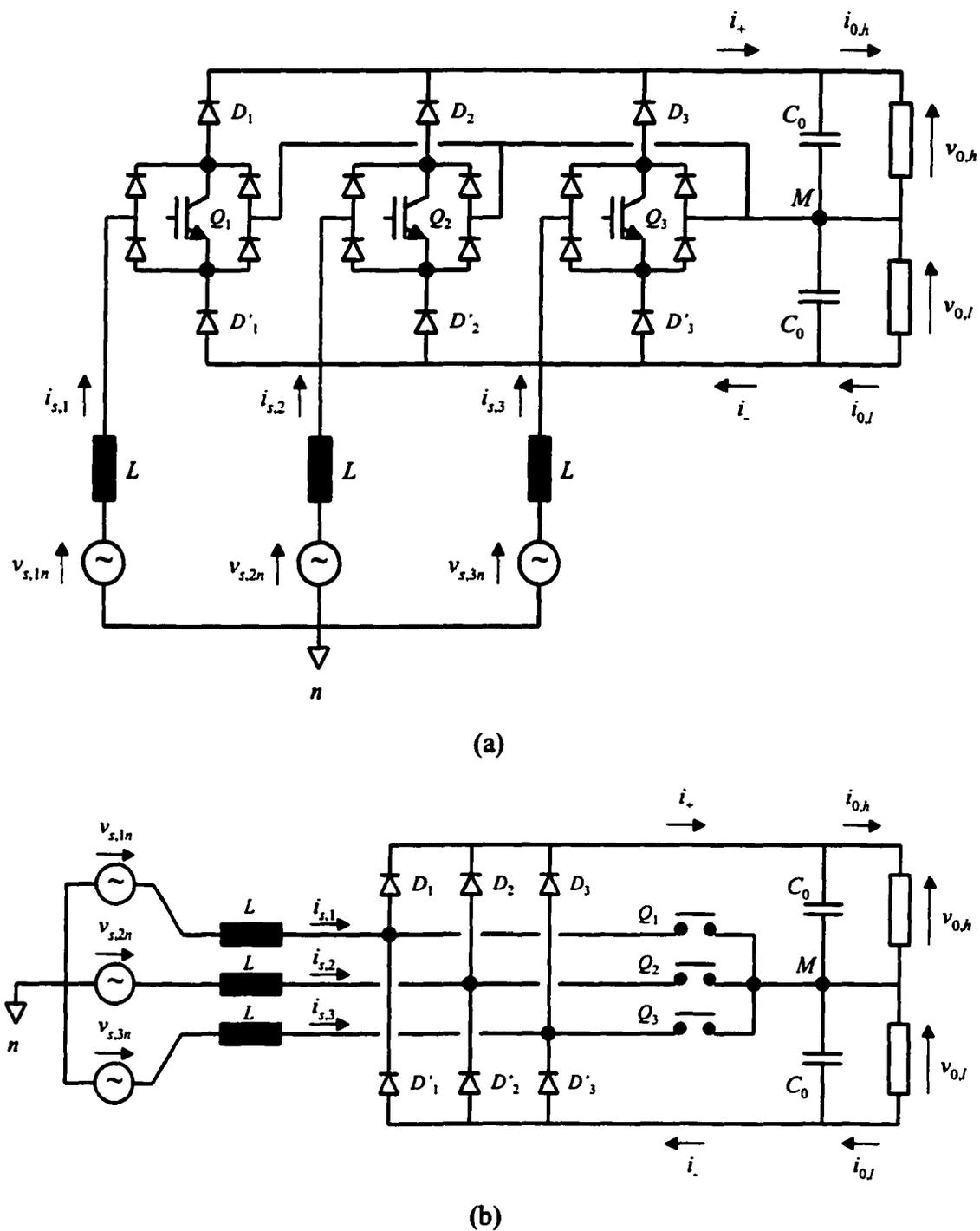


Figure 5.1 Redresseur de Vienne. a) Topologie principale, b) Topologie équivalente

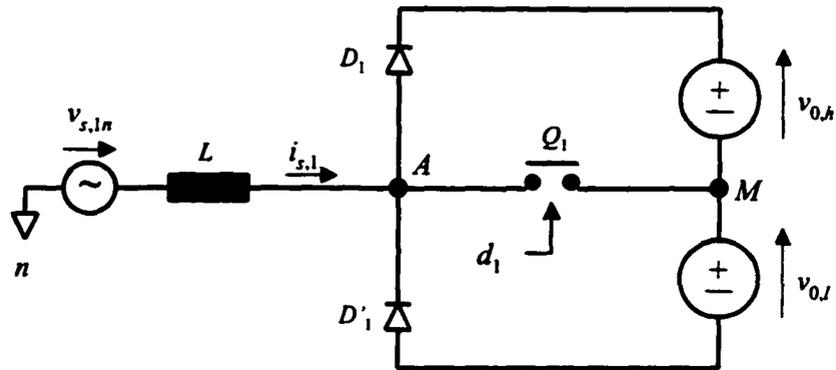


Figure 5.2 Circuit de base

et d'un neutre isolé, on a les identités :

$$v_{s,1n}(t) + v_{s,2n}(t) + v_{s,3n}(t) \equiv 0 \quad , \quad \forall t \quad (5.5)$$

et:

$$i_{s,1}(t) + i_{s,2}(t) + i_{s,3}(t) \equiv 0 \quad , \quad \forall t \quad (5.6)$$

En additionnant les expressions (5.1) à (5.3) tout en tenant compte des identités (5.5) et (5.6), on déduit l'expression de  $v_{M,n}$  qui est la suivante :

$$v_{M,n} = -\frac{1}{3} \cdot (v_{AM} + v_{BM} + v_{CM}) \quad (5.7)$$

Cette expression de  $v_{M,n}$  impose un couplage entre les trois circuits élémentaires, dont le fonctionnement de l'un dépend de l'état électrique des deux autres.

La modélisation mathématique du convertisseur est basée sur la technique de la moyenne dans l'espace d'état selon laquelle toute grandeur est remplacée, à chaque instant, par sa valeur moyenne sur une période de commutation autour de l'instant choisi. Le modèle obtenu est d'autant plus valide que les variations des grandeurs

d'entrée et de sortie du circuit sont lentes par rapport à la fréquence de commutation  $f_S$ . En d'autres termes, le domaine de validité du modèle est d'autant plus large que le rapport  $(f_S/f_0)$  est élevé,  $f_0$  dénotant la fréquence du réseau d'alimentation.

Selon la technique de modélisation proposée, les tensions  $v_{AM}$ ,  $v_{BM}$  et  $v_{CM}$  sont équivalentes respectivement à :

$$v_{AM} \cong (1-d_1) \cdot [v_{0,h} \cdot \theta(i_{s,1}) - v_{0,l} \cdot \overline{\theta(i_{s,1})}] \quad (5.8)$$

$$v_{BM} \cong (1-d_2) \cdot [v_{0,h} \cdot \theta(i_{s,2}) - v_{0,l} \cdot \overline{\theta(i_{s,2})}] \quad (5.9)$$

$$v_{CM} \cong (1-d_3) \cdot [v_{0,h} \cdot \theta(i_{s,3}) - v_{0,l} \cdot \overline{\theta(i_{s,3})}] \quad (5.10)$$

$\theta$  est la fonction seuil, égale à 1 ou 0 si son argument est positif ou négatif respectivement, et  $\overline{\theta}$  sa fonction complémentaire.  $d_1$ ,  $d_2$  et  $d_3$  sont respectivement les rapports cycliques des interrupteurs  $Q_1$ ,  $Q_2$  et  $Q_3$ . En intégrant les expressions (5.7) à (5.10) dans les équations (5.1) à (5.3), on aboutit à un système à structure variable, dépendant du signe des courants de ligne. La variation de structure pose un problème au niveau de la conception du système de réglage qui devient relativement complexe. Afin de remédier à cet inconvénient, un changement des variables de commande est introduit en posant :

$$d'_k = 2 \cdot (1-d_k) \cdot \frac{v_{0,h} \cdot \theta(i_{s,k}) - v_{0,l} \cdot \overline{\theta(i_{s,k})}}{v_{0,h} + v_{0,l}}, \quad k \in \{1,2,3\} \quad (5.11)$$

ou encore :

$$d_k = 1 - d'_k \cdot \left[ \text{sgn}(i_{s,k}) - \frac{\Delta v_0}{v_0} \right], \quad k \in \{1,2,3\} \quad (5.12)$$

avec :

$$v_0 = v_{0,h} + v_{0,l} \quad \text{et} \quad \Delta v_0 = v_{0,h} - v_{0,l}$$

Dans la dérivation de l'équation (5.12) à partir de (5.11), on a supposé implicitement que  $\Delta v_0$  est suffisamment faible devant  $v_0$ .  $\text{sgn}$  n'est autre que la fonction signum, donnant la valeur 1, -1 ou 0 selon que son argument est positif, négatif ou nul, respectivement. Dans ces conditions, les équations (5.1) à (5.3) deviennent :

$$\begin{aligned} v_{s,1n} &= L \frac{di_{s,1}}{dt} + \frac{v_0}{6} \cdot (2d'_1 - d'_2 - d'_3) \\ v_{s,2n} &= L \frac{di_{s,2}}{dt} + \frac{v_0}{6} \cdot (-d'_1 + 2d'_2 - d'_3) \\ v_{s,3n} &= L \frac{di_{s,3}}{dt} + \frac{v_0}{6} \cdot (-d'_1 - d'_2 + 2d'_3) \end{aligned} \quad (5.13)$$

Les équations (5.13) décrivent le modèle du convertisseur vu du côté de la source. Ce modèle doit être complété par deux autres équations décrivant, en régime moyen, le fonctionnement du circuit vu du côté de la charge. Ces équations sont les suivantes :

$$\begin{aligned} C_0 \frac{dv_{0,h}}{dt} &= \sum_{k=1}^3 (1-d_k) \cdot i_{s,k} \cdot \theta(i_{s,k}) - i_{0,h} \\ C_0 \frac{dv_{0,l}}{dt} &= -\sum_{k=1}^3 (1-d_k) \cdot i_{s,k} \cdot \overline{\theta(i_{s,k})} - i_{0,l} \end{aligned} \quad (5.14)$$

où  $i_{0,h}$  et  $i_{0,l}$  sont les courants de charge. Tenant compte de l'expression (5.12), le système (5.14) peut s'exprimer comme suit :

$$\begin{aligned}
C_0 \frac{dv_0}{dt} &= \sum_{k=1}^3 d'_k \cdot i_{s,k} \cdot \left[ 1 - \operatorname{sgn}(i_{s,k}) \cdot \frac{\Delta v_0}{v_0} \right] - i_{0,h} - i_{0,l} \\
C_0 \frac{d(\Delta v_0)}{dt} &= \sum_{k=1}^3 d'_k \cdot i_{s,k} \cdot \left[ \operatorname{sgn}(i_{s,k}) - \frac{\Delta v_0}{v_0} \right] - i_{0,h} + i_{0,l}
\end{aligned} \tag{5.15}$$

où  $v_0$  et  $\Delta v_0$  sont les nouvelles variables d'état. Bien que le modèle (5.13) du système vu par la source est à structure fixe, celui vu par la charge ne l'est pas comme le montrent les équations (5.15). Cependant, dans l'hypothèse où la variation des tensions  $v_{0,h}$  et  $v_{0,l}$  est lente par rapport à la fréquence du réseau, l'application de la technique de la moyenne sur une période du réseau devient justifiée concernant le système (5.15), et un modèle complet à structure fixe pourrait être obtenu à condition de tenir compte de ce critère de rapidité dans la conception des régulateurs de tension. Cette remarque est illustrée au paragraphe suivant.

### 5.2.2 Transformation de repère

Le modèle du convertisseur, défini par les équations (5.13) et (5.15), est établi dans un repère stationnaire où les tensions et courants côté réseau sont sinusoïdaux en régime établi. Le modèle peut être allégé en l'exprimant dans un nouveau repère tournant à la fréquence du réseau, dans lequel ces grandeurs tendent à devenir constantes. Cette approche permet à la fois de simplifier la génération des consignes de référence, utiles au circuit de commande, et de réduire l'ordre du système vu que la composante homopolaire des tensions et courants de ligne est identiquement nulle comme le montrent les relations (5.5) et (5.6).

Le changement de repère se manifeste par la définition de nouveaux vecteurs  $\mathbf{v}_{s,dq0} = [v_{s,d}, v_{s,q}, v_{s,0}]^T$ ,  $\mathbf{i}_{s,dq0} = [i_{s,d}, i_{s,q}, i_{s,0}]^T$  et  $\mathbf{d}'_{dq0} = [d'_d, d'_q, d'_0]^T$ , tels que :

$$\mathbf{v}_{s,dq0} = \mathbf{K} \cdot \mathbf{v}_{s,123n} \quad \mathbf{i}_{s,dq0} = \mathbf{K} \cdot \mathbf{i}_{s,123} \quad \mathbf{d}'_{dq0} = \mathbf{K} \cdot \mathbf{d}'_{123} \tag{5.16}$$

où  $\mathbf{v}_{s,123n} = [v_{s,1n}, v_{s,2n}, v_{s,3n}]^T$ ,  $\mathbf{i}_{s,123} = [i_{s,1}, i_{s,2}, i_{s,3}]^T$  et  $\mathbf{d}'_{123} = [d'_1, d'_2, d'_3]^T$  sont respectivement les vecteurs de tension, courant et commande défini dans le repère fixe, et  $\mathbf{K}$  est la matrice de transformation donnée par [110] :

$$\mathbf{K} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega_0 t) & -\cos(\omega_0 t) & 0 \\ \cos(\omega_0 t) & \sin(\omega_0 t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 3/2 & 3/2 & 3/2 \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

En appliquant la transformation aux équations (5.13), on aboutit à :

$$\begin{aligned} v_{s,d} &= L \frac{di_{s,d}}{dt} - L\omega_0 i_{s,q} + \frac{v_0}{2} d'_d \\ v_{s,q} &= L \frac{di_{s,q}}{dt} + L\omega_0 i_{s,d} + \frac{v_0}{2} d'_q \end{aligned} \quad (5.18)$$

Le développement du modèle (5.18) fait appel aux considérations mathématiques déjà citées au paragraphe 2.2.5 du chapitre 2, auquel il est conseillé de se référer. On rappelle que l'équation faisant intervenir les composantes homopolaires des tensions et courants de source (qui sont identiquement nulles en raison de la déconnexion du neutre du réseau) n'a aucun apport significatif. Elle ne présente donc aucun intérêt, et c'est pour cela qu'elle ne fut pas considérée. Par ailleurs, l'établissement du modèle vu par la charge dans le nouveau repère s'avère a priori moins évident. En effet, en appliquant directement la transformation aux équations (5.15), on est mené à :

$$\begin{aligned} C_0 \frac{dv_0}{dt} &= \frac{3}{2} \cdot (d'_d i_{s,d} + d'_q i_{s,q}) - \frac{\Delta v_0}{v_0} \cdot \mathbf{d}'_{dq0}{}^T \cdot [\mathbf{K} \cdot \mathbf{SGN}^{-1} \cdot \mathbf{K}^T]^{-1} \cdot \mathbf{i}_{s,dq0} - i_{0,h} - i_{0,l} \\ C_0 \frac{d(\Delta v_0)}{dt} &= \mathbf{d}'_{dq0}{}^T \cdot [\mathbf{K} \cdot \mathbf{SGN}^{-1} \cdot \mathbf{K}^T]^{-1} \cdot \mathbf{i}_{s,dq0} - \frac{3}{2} \cdot \frac{\Delta v_0}{v_0} \cdot (d'_d i_{s,d} + d'_q i_{s,q}) - i_{0,h} + i_{0,l} \end{aligned} \quad (5.19)$$

où la matrice  $\mathbf{SGN}$  se définit par :

$$\mathbf{SGN} = \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{s,1}) & 0 & 0 \\ 0 & \text{sgn}(i_{s,2}) & 0 \\ 0 & 0 & \text{sgn}(i_{s,3}) \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

La matrice  $\mathbf{SGN}$  possède six valeurs différentes, correspondant chacune à une combinaison possible des signes des courants de ligne. A ce stade, une hypothèse doit être formulée afin de simplifier les équations (5.19) et de les rendre indépendantes de la variation des signes des courants. On supposera ainsi, dans la suite de l'exposé, que le réglage des courants est nettement plus rapide que celui des tensions de sortie, de telle sorte que l'on puisse considérer  $i_{s,d}$  et  $i_{s,q}$  pratiquement confondus avec leurs références respectives  $i_{s,d}^*$  et  $i_{s,q}^*$  à l'échelle d'une variation notable de  $v_{0,h}$  et  $v_{0,l}$ . Dans le cas d'un réglage par boucles en cascade, ces références varient selon une rapidité du même ordre de grandeur que celle des tensions de sortie, supposée plus faible que la fréquence du réseau d'après ce qui a été indiqué à la fin du paragraphe précédent. Dans ces conditions, l'application de la technique de la moyenne sur une période du réseau devient valable concernant le système (5.19). La valeur moyenne de la matrice  $[\mathbf{K} \cdot \mathbf{SGN}^{-1} \cdot \mathbf{K}^T]^{-1}$ , évaluée sur une période  $T_0 = 1/f_0$ , est la suivante :

$$\langle [\mathbf{K} \cdot \mathbf{SGN}^{-1} \cdot \mathbf{K}^T]^{-1} \rangle_{T_0} \cong \alpha \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cos \varphi \\ 0 & 0 & \sin \varphi \\ \cos \varphi & \sin \varphi & 0 \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

où  $\varphi$  est le déphasage en régime établi entre la tension et le courant d'une phase, et  $\alpha$  un paramètre théoriquement constant estimé à :

$$\alpha \cong \frac{2}{\pi} \cong 0.637 \quad (5.22)$$

Le système (5.19) se ramène alors à :

$$\begin{aligned}
 C_0 \frac{dv_0}{dt} &= \frac{3}{2} \cdot (d'_d i_{s,d} + d'_q i_{s,q}) - \frac{\Delta v_0}{v_0} \cdot \alpha \cdot d'_0 \cdot (i_{s,d} \cos \varphi + i_{s,q} \sin \varphi) - i_{0,h} - i_{0,l} \\
 C_0 \frac{d(\Delta v_0)}{dt} &= \alpha \cdot d'_0 \cdot (i_{s,d} \cos \varphi + i_{s,q} \sin \varphi) - \frac{3}{2} \cdot \frac{\Delta v_0}{v_0} \cdot (d'_d i_{s,d} + d'_q i_{s,q}) - i_{0,h} + i_{0,l}
 \end{aligned} \tag{5.23}$$

Lors d'une opération à facteur de puissance unitaire,  $\varphi$  est nul, et le modèle définitif du convertisseur de Vienne se présente, dans ces conditions, de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
 v_{s,d} &= L \frac{di_{s,d}}{dt} - L \omega_0 i_{s,q} + \frac{v_0}{2} d'_d \\
 v_{s,q} &= L \frac{di_{s,q}}{dt} + L \omega_0 i_{s,d} + \frac{v_0}{2} d'_q \\
 C_0 \frac{dv_0}{dt} &= \frac{3}{2} \cdot (d'_d i_{s,d} + d'_q i_{s,q}) - \alpha \frac{\Delta v_0}{v_0} d'_0 i_{s,d} - i_{0,h} - i_{0,l} \\
 C_0 \frac{d(\Delta v_0)}{dt} &= \alpha d'_0 i_{s,d} - \frac{3}{2} \cdot \frac{\Delta v_0}{v_0} \cdot (d'_d i_{s,d} + d'_q i_{s,q}) - i_{0,h} + i_{0,l}
 \end{aligned} \tag{5.24}$$

### 5.3 Analyse du régime établi

Le régime établi désiré se caractérise par un facteur de puissance unitaire côté source (i.e., les courants de lignes sont sinusoïdaux et en phase avec les tensions des phases correspondantes exprimées par (5.4)) et par un équilibre de tension côté charge (i.e.,  $\Delta v_0^* \equiv 0$ ). Tenant compte de ces considérations, on peut poser :

$$\begin{aligned}
 i_{s,1}^*(t) &= I_S^* \sqrt{2} \sin(\omega_0 t) \\
 i_{s,2}^*(t) &= I_S^* \sqrt{2} \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) \\
 i_{s,3}^*(t) &= I_S^* \sqrt{2} \sin(\omega_0 t - 4\pi/3)
 \end{aligned} \tag{5.25}$$

et :

$$v_{0,h}^* = v_{0,l}^* = \frac{V_0^*}{2} \quad (5.26)$$

Dans l'expression des courants,  $I_S^*$  représente la valeur efficace désirée et les astérisques désignent le régime établi.  $V_0^*$  dénote la tension de sortie désirée. Les vecteurs des tensions et courants de ligne s'expriment dans le repère tournant  $(d, q, 0)$  comme suit :

$$v_{s,dq0} = K v_{s,123n} = \begin{bmatrix} V_S \sqrt{2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad i_{s,dq0} = K i_{s,123} = \begin{bmatrix} I_S^* \sqrt{2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

En reportant ces valeurs dans le système (5.24), on tire les expressions des grandeurs de commande dans le repère tournant :

$$d_d'^* = \frac{2 V_S \sqrt{2}}{V_0^*} \quad (5.28.a)$$

$$d_q'^* = -\frac{2 L \omega_0 I_S^* \sqrt{2}}{V_0^*} \quad (5.28.b)$$

et :

$$d_0'^* = \frac{i_{0,h}^* - i_{0,l}^*}{\alpha I_S^* \sqrt{2}} \quad (5.28.c)$$

On déduit des expressions (5.28) que  $d_d'^*$ ,  $d_q'^*$ ,  $d_0'^*$  servent à régler respectivement la tension de sortie, l'amplitude des courants d'entrée et le déséquilibre de tension au niveau de la charge. De plus, la loi de conservation de puissance est vérifiée :

$$3 V_S I_S^* = \frac{V_0^*}{2} (i_{0,h}^* + i_{0,l}^*) \quad (5.29)$$

En ramenant les grandeurs de commande dans le repère stationnaire, on obtient les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} d_1'^* \\ d_2'^* \\ d_3'^* \end{bmatrix} = \mathbf{K}^{-1} \begin{bmatrix} d_d'^* \\ d_q'^* \\ d_0'^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{d}' \sin(\omega_0 t - \phi) + d_0'^* / 3 \\ \hat{d}' \sin(\omega_0 t - \phi - 2\pi/3) + d_0'^* / 3 \\ \hat{d}' \sin(\omega_0 t - \phi - 4\pi/3) + d_0'^* / 3 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

avec :

$$\hat{d}' = \frac{2 V_S \sqrt{2}}{V_0^* \cos \phi} \quad (5.31)$$

et :

$$\text{tg } \phi = \frac{L \omega_0 I_S^*}{V_S} \quad (5.32)$$

Les relations (5.30) sont très significatives vis-à-vis du comportement du convertisseur en régime établi moyen. En particulier, d'après les équations (5.7) à (5.11), on établit facilement que :

$$v_{M,n}^*(t) = -\frac{V_0^*}{6} \cdot \sum_{k=1}^3 d_k'^* = -\frac{d_0'^* V_0^*}{6}, \quad \forall t \quad (5.33)$$

En cas d'un équilibre de charge (i.e.,  $i_{0,h} = i_{0,l}$ ) et en l'absence d'une saturation de commande, la valeur moyenne de la tension  $v_{M,n}$  sur une période de commutation  $T_S$  est identiquement nulle. De plus, au moment où le courant de ligne  $i_{s,k}$ ,  $k \in \{1,2,3\}$ , atteint sa valeur crête positive ou négative, la valeur correspondante de  $d'_k$  est donnée par :

$$d_k^* = \hat{d}' \cos \phi \cdot \text{sgn}(i_{s,k}^*) \quad (5.34)$$

qui, en vertu de (5.12), (5.31) et (5.32), conduit à :

$$d_k^* = 1 - \frac{2V_s \sqrt{2}}{V_0^*} \quad (5.35)$$

Au voisinage des valeurs crêtes du courant de ligne  $i_{s,k}$ , le rapport cyclique de l'interrupteur  $Q_k$  est ainsi d'autant plus proche de 0.5 que  $v_0$  l'est par rapport à  $4V_s \sqrt{2}$ .

En outre, l'utilisation des relations (5.12) et (5.30) mène à :

$$d_k^* = 1 - d_k^* \text{sgn}(i_{s,k}^*) = \begin{cases} 1 - \hat{d}' \sin[\omega_0 t - \phi - 2(k-1)\pi/3] - d_0^*/3 & , \quad 2(k-1)\pi/3 < \omega_0 t < \pi + 2(k-1)\pi/3 \\ 1 + \hat{d}' \sin[\omega_0 t - \phi - 2(k-1)\pi/3] + d_0^*/3 & , \quad \pi + 2(k-1)\pi/3 < \omega_0 t < 2\pi + 2(k-1)\pi/3 \end{cases} \quad (5.36)$$

pour  $k \in \{1, 2, 3\}$ . Le signal de commande de  $Q_k$  est donc périodique et de période égale à  $2\pi/\omega_0$ , durant laquelle il entre en saturation. Le phénomène de saturation admet une durée maximale égale à :

$$\gamma = \phi + \sin^{-1} \left( \frac{|d_0^*|}{3\hat{d}'} \right) \quad (5.37)$$

ou, d'après (5.28), (5.29) et (5.31) :

$$\gamma = \phi + \sin^{-1} \left( \frac{\Delta i_0^* \cos \phi}{i_{0,h}^* + i_{0,l}^* 2\alpha} \right) \quad (5.38)$$

où  $\Delta i_0^* = |i_{0,h}^* - i_{0,l}^*|$ . Il s'avère ainsi clair d'après les expressions (5.32) et (5.38) que, pour réduire les effets indésirables de la saturation de commande, le déséquilibre de charge doit être limité et la valeur d'inductance  $L$  doit être minimisée.

D'autre part, concernant les courants côté continu  $i_+$  et  $i_-$ , ils s'expriment en régime établi comme suit :

$$i_+^* = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^3 d_k^* i_{s,k}^* [1 + \text{sgn}(i_{s,k}^*)] \quad (5.39)$$

et :

$$i_-^* = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^3 d_k^* i_{s,k}^* [1 - \text{sgn}(i_{s,k}^*)] \quad (5.40)$$

En substituant les équations (5.25) et (5.30) dans l'expression (5.39), on aboutit après un développement mathématique aux expressions temporelles suivantes du courant  $i_+$  :

$$i_+^* = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}}{2} \hat{d}' I_s^* [2 \cos \phi + \cos(2\omega_0 t - \phi - 4\pi/3)] - \frac{\sqrt{2}}{3} d_0^* I_s^* \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) & , 0 < \omega_0 t < \pi/3 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \hat{d}' I_s^* [\cos \phi - \cos(2\omega_0 t - \phi)] + \frac{\sqrt{2}}{3} d_0^* I_s^* \sin(\omega_0 t) & , \pi/3 < \omega_0 t < 2\pi/3 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \hat{d}' I_s^* [2 \cos \phi + \cos(2\omega_0 t - \phi - 2\pi/3)] - \frac{\sqrt{2}}{3} d_0^* I_s^* \sin(\omega_0 t - 4\pi/3) & , 2\pi/3 < \omega_0 t < \pi \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \hat{d}' I_s^* [\cos \phi - \cos(2\omega_0 t - \phi - 4\pi/3)] + \frac{\sqrt{2}}{3} d_0^* I_s^* \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) & , \pi < \omega_0 t < 4\pi/3 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \hat{d}' I_s^* [2 \cos \phi + \cos(2\omega_0 t - \phi)] - \frac{\sqrt{2}}{3} d_0^* I_s^* \sin(\omega_0 t) & , 4\pi/3 < \omega_0 t < 5\pi/3 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \hat{d}' I_s^* [\cos \phi - \cos(2\omega_0 t - \phi - 2\pi/3)] + \frac{\sqrt{2}}{3} d_0^* I_s^* \sin(\omega_0 t - 4\pi/3) & , 5\pi/3 < \omega_0 t < 2\pi \end{cases} \quad (5.41)$$

De même, en substituant (5.25) et (5.30) dans (5.40), on obtient pour le courant  $i_-$  :

$$i_- = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}}{2} \hat{d}' I_s [\cos \phi - \cos(2\omega_0 t - \phi - 4\pi/3)] + \frac{\sqrt{2}}{3} d_0' I_s \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) & , 0 < \omega_0 t < \pi/3 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \hat{d}' I_s [2 \cos \phi + \cos(2\omega_0 t - \phi)] - \frac{\sqrt{2}}{3} d_0' I_s \sin(\omega_0 t) & , \pi/3 < \omega_0 t < 2\pi/3 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \hat{d}' I_s [\cos \phi - \cos(2\omega_0 t - \phi - 2\pi/3)] + \frac{\sqrt{2}}{3} d_0' I_s \sin(\omega_0 t - 4\pi/3) & , 2\pi/3 < \omega_0 t < \pi \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \hat{d}' I_s [2 \cos \phi + \cos(2\omega_0 t - \phi - 4\pi/3)] - \frac{\sqrt{2}}{3} d_0' I_s \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) & , \pi < \omega_0 t < 4\pi/3 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \hat{d}' I_s [\cos \phi - \cos(2\omega_0 t - \phi)] + \frac{\sqrt{2}}{3} d_0' I_s \sin(\omega_0 t) & , 4\pi/3 < \omega_0 t < 5\pi/3 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \hat{d}' I_s [2 \cos \phi + \cos(2\omega_0 t - \phi - 2\pi/3)] - \frac{\sqrt{2}}{3} d_0' I_s \sin(\omega_0 t - 4\pi/3) & , 5\pi/3 < \omega_0 t < 2\pi \end{cases} \quad (5.42)$$

Les courants  $i_+$  et  $i_-$  sont identiques, à un décalage de  $\pi$  près. Leur composante ondulatoire a pratiquement la forme d'un troisième harmonique, comme le montre la figure 5.3 dans le cas du courant  $i_-$ .

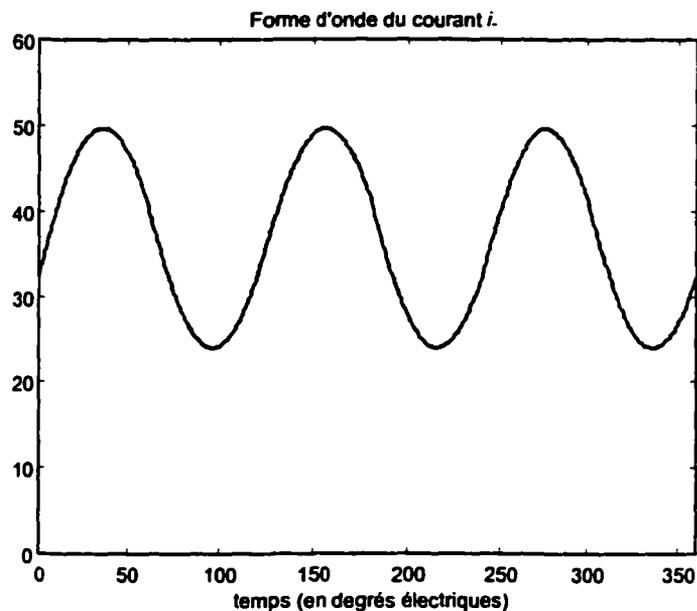


Figure 5.3 Forme d'onde du courant  $i_-$ .

## 5.4 Dimensionnement de la tension de sortie et des éléments réactifs

### 5.4.1 Critères de choix

La qualité de la mise en forme des courants de ligne est liée directement aux valeurs de la tension de sortie  $v_0$ , de l'inductance de lissage  $L$  et du condensateur de filtrage  $C_0$ .

Les critères de choix de ces valeurs sont les suivantes :

- Pour que les courants de ligne puissent osciller autour de leurs consignes respectives, il faut qu'à tout instant la pente de croissance des courants soit supérieure à celle de leurs références respectives, et la pente de décroissance gardée inférieure algébriquement à celle des consignes. En se référant à la figure 5.4 illustrant la forme d'onde d'un courant de ligne  $i_{s,k}$ ,  $k \in \{1, 2, 3\}$ , sur une période de commutation  $T_S$ , les considérations précédentes peuvent se traduire mathématiquement par :

$$\begin{aligned} v_{s,kn} - v_{M,n} &> L \frac{di_{s,k}^*}{dt} \\ v_{s,kn} - v_{M,n} - \frac{v_0}{2} &< L \frac{di_{s,k}^*}{dt} \end{aligned} \quad , \quad \text{lorsque } i_{s,k} > 0 \quad (5.43)$$

$$\begin{aligned} v_{s,kn} - v_{M,n} &< L \frac{di_{s,k}^*}{dt} \\ v_{s,kn} - v_{M,n} + \frac{v_0}{2} &> L \frac{di_{s,k}^*}{dt} \end{aligned} \quad , \quad \text{lorsque } i_{s,k} < 0 \quad (5.44)$$

La seconde inégalité dans (5.43) et (5.44) suppose implicitement que  $v_{0,h} = v_{0,l}$ , hypothèse vérifiée en régime établi. Pour que les choix de  $v_0$  et  $L$  soient indépendants l'un de l'autre, il suffit alors de poser :

$$\begin{aligned} v_{s,kn} - v_{M,n} &> 0 \\ v_{s,kn} - v_{M,n} - \frac{v_0}{2} &< 0 \end{aligned} \quad , \quad \text{lorsque } i_{s,k} > 0 \quad (5.45)$$

$$\begin{aligned} v_{s,kn} - v_{M,n} &< 0 \\ v_{s,kn} - v_{M,n} + \frac{v_0}{2} &> 0 \end{aligned} \quad , \quad \text{lorsque } i_{s,k} < 0 \quad (5.46)$$

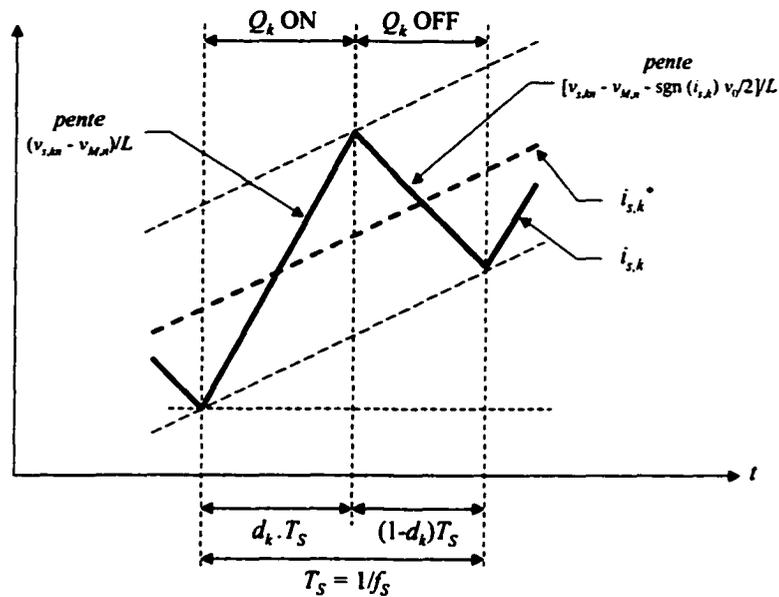


Figure 5.4 Forme d'onde locale des courants de ligne

- Les ondulations à haute fréquence des courants de ligne doivent être réduites en dessous d'une limite maximale. Ceci est obtenu par un choix adéquat des inductances  $L$ .
- De même, les ondulations des tensions de sortie  $v_{0,h}$  et  $v_{0,l}$  doivent être limitées par un choix adéquat des condensateurs  $C_0$ .

### 5.4.2 Dimensionnement de la tension de sortie

Le choix de  $v_0$  s'effectue en se basant sur les inégalités (5.45) et (5.46). Cette tâche est rendue délicate à cause de la présence du terme  $v_{M,n}$  qui, selon l'expression (5.7), dépend de la configuration électrique du convertisseur. Le Tableau VII donne les expressions de  $v_{M,n}$  en fonction des signes des courants de ligne et de l'état des interrupteurs  $Q_1$ ,  $Q_2$  et  $Q_3$ . Le chiffre 0 (respectivement, 1) indique que l'interrupteur correspondant est ouvert (respectivement, fermé). Pour des raisons de simplification, on s'est placé dans le cas d'un facteur de puissance unitaire, où les courants de ligne sont sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions respectives. On remarque, d'après le tableau, que quatre différentes valeurs peuvent être affectées à  $v_{M,n}$  dans un même intervalle d'étendue  $\pi/3$ . Toutefois, lors du dimensionnement de  $v_0$ , on ne considère que celles qui sont prépondérantes.

Par définition, la valeur prépondérante de  $v_{M,n}$  est celle qui correspond, dans un intervalle de temps donné, à la configuration la plus probable des états des interrupteurs. A titre d'exemple prenons le cas où  $i_{s,1} > 0$ ,  $i_{s,2} > 0$  et  $i_{s,3} < 0$ . Ceci correspond à l'intervalle de temps  $2\pi/3 < \omega_0 t < \pi$  où, tel qu'indiqué à la figure 5.5 illustrant le régime établi, le courant  $i_{s,1}$  décroît rapidement,  $i_{s,2}$  croît rapidement et  $i_{s,3}$  varie légèrement à l'échelle d'une période du réseau. Dans ces conditions, on peut considérer avec une bonne approximation que  $d_1$  est voisin de 0 (i.e.,  $Q_1$  est presque toujours ouvert),  $d_2$  est voisin de 1 (i.e.,  $Q_2$  est presque toujours fermé), alors que  $d_3$  est intermédiaire. Les deux configurations les plus probables des interrupteurs sont alors OFF-ON-ON (011) et OFF-ON-OFF (010) qui, selon le Tableau VII, assignent respectivement à  $v_{M,n}$  les valeurs prépondérantes  $-v_0/6$  et 0 représentées en caractère gras. Notons que ce raisonnement empirique est d'autant plus valable que la charge est élevée et que  $d_3$  est proche de 0.5 (c'est-à-dire  $v_0$  voisin de  $4V_S\sqrt{2}$ , comme il sera démontré ultérieurement).

Les valeurs prépondérantes de  $v_{M,n}$  étant définies, l'étape suivante consiste, en principe, à appliquer les conditions (5.45) et (5.46) dans chacun des six intervalles de temps cités

dans le Tableau VII. Cependant, tenant compte de l'équilibre des tensions et courants de ligne et la symétrie entre leurs alternances positive et négative, on peut se limiter à l'un d'entre eux, par exemple celui défini par  $2\pi/3 < \omega_0 t < \pi$ . Il a été vu que, dans cet intervalle, 011 et 010 sont les deux configurations prépondérantes. Dans le cas où l'interrupteur  $Q_3$  est fermé,  $v_{M,n}$  est égal à  $-v_0/6$  et les conditions (5.45) et (5.46) se résument comme suit :

$$\begin{aligned} v_{s,1n} + \frac{v_0}{6} - \frac{v_0}{2} &< 0 \\ v_{s,2n} + \frac{v_0}{6} &> 0 \\ v_{s,3n} + \frac{v_0}{6} &< 0 \end{aligned} \quad (5.47)$$

conduisant à :

$$\frac{3}{2}V_S\sqrt{6} < v_0 < 3V_S\sqrt{6} \quad (5.48)$$

De même, dans le cas où l'interrupteur  $Q_3$  est ouvert,  $v_{M,n}$  est nul et l'application des conditions (5.45) et (5.46) mène à :

$$\begin{aligned} v_{s,1n} - \frac{v_0}{2} &< 0 \\ v_{s,2n} &> 0 \\ v_{s,3n} + \frac{v_0}{2} &> 0 \end{aligned} \quad (5.49)$$

donc à :

$$v_0 > 2V_S\sqrt{2} \quad (5.50)$$

En définitif, la combinaison des conditions (5.48) et (5.50) limite le choix de  $v_0$  entre  $3.68V_S$  et  $7.34V_S$ .

Tableau VII

Expressions de  $v_{M,n}$  en fonction des états des interrupteurs et des signes des courants de ligne

Intervalles	Conditions	États des interrupteurs $Q_1, Q_2$ et $Q_3$							
		111	110	101	011	100	001	010	000
$0 ; \pi/3$	$i_{s,1} > 0$ $i_{s,2} < 0$ $i_{s,3} > 0$	0	$-v_0/6$	$v_0/6$	$-v_0/6$	0	0	$-v_0/3$	$-v_0/6$
$\pi/3 ; 2\pi/3$	$i_{s,1} > 0$ $i_{s,2} < 0$ $i_{s,3} < 0$	0	$v_0/6$	$v_0/6$	$-v_0/6$	$v_0/3$	0	0	$v_0/6$
$2\pi/3 ; \pi$	$i_{s,1} > 0$ $i_{s,2} > 0$ $i_{s,3} < 0$	0	$v_0/6$	$-v_0/6$	$-v_0/6$	0	$-v_0/3$	0	$-v_0/6$
$\pi ; 4\pi/3$	$i_{s,1} < 0$ $i_{s,2} > 0$ $i_{s,3} < 0$	0	$v_0/6$	$-v_0/6$	$v_0/6$	0	0	$v_0/3$	$v_0/6$
$4\pi/3 ; 5\pi/3$	$i_{s,1} < 0$ $i_{s,2} > 0$ $i_{s,3} > 0$	0	$-v_0/6$	$-v_0/6$	$v_0/6$	$-v_0/3$	0	0	$-v_0/6$
$5\pi/3 ; 2\pi$	$i_{s,1} < 0$ $i_{s,2} < 0$ $i_{s,3} > 0$	0	$-v_0/6$	$v_0/6$	$v_0/6$	0	$v_0/3$	0	$v_0/6$

#### 5.4.3 Dimensionnement des inductances

Le choix de la valeur de  $L$  devra, tout d'abord, respecter autant que possible les contraintes (5.43) et (5.44). Pour les mêmes raisons citées au paragraphe précédent, on se limitera dans la suite à l'intervalle  $[2\pi/3 ; \pi]$  où les combinaisons prépondérantes des

états des interrupteurs sont 011 et 010. Dans le cas où l'interrupteur  $Q_3$  est fermé,  $v_{M,n}$  est égal à  $-v_0/6$  et les conditions (5.43) et (5.44) conduisent à :

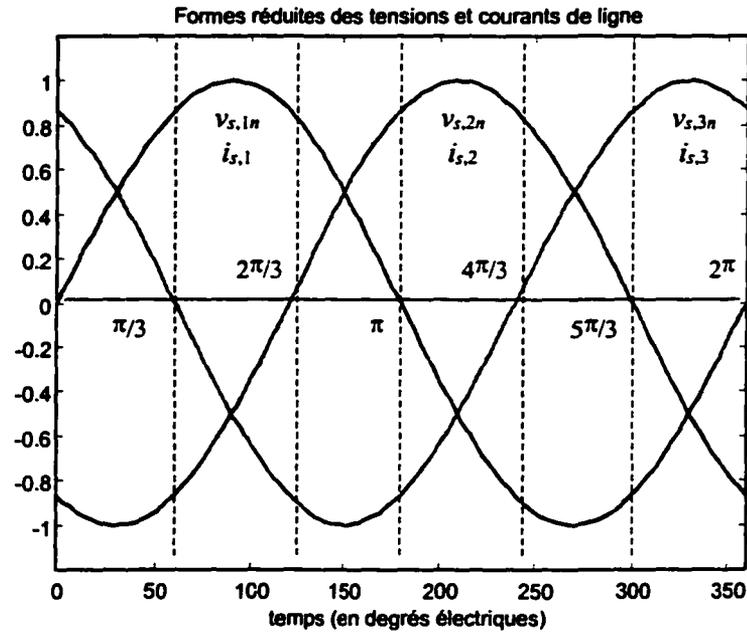


Figure 5.5 Forme d'onde réduite des tensions et courants de ligne lors d'un fonctionnement à facteur de puissance unitaire

$$\begin{aligned}
 (v_{s,1n})_{\max} + \frac{v_0}{6} - \frac{v_0}{2} &< L \cdot \left( \frac{di_{s,1}^*}{dt} \right)_{\min} \\
 (v_{s,2n})_{\min} + \frac{v_0}{6} &> L \cdot \left( \frac{di_{s,2}^*}{dt} \right)_{\max} \\
 (v_{s,3n})_{\max} + \frac{v_0}{6} &< L \cdot \left( \frac{di_{s,3}^*}{dt} \right)_{\min}
 \end{aligned} \tag{5.51}$$

On en tire :

$$L < \min \left( \frac{v_0 \sqrt{2}}{12 \omega_0 I_S}, \frac{v_0 \sqrt{2} - 3 V_S \sqrt{3}}{6 \omega_0 I_S}, \frac{6 V_S \sqrt{3} - v_0 \sqrt{2}}{6 \omega_0 I_S} \right) \quad (5.52)$$

$V_S$  et  $I_S$  étant respectivement les valeurs efficaces des tensions et courants de ligne. De même, dans le cas où l'interrupteur  $Q_3$  est ouvert,  $v_{M,n}$  est nul et les conditions (5.43) et (5.44) mènent à :

$$\begin{aligned} (v_{s,1n})_{\max} - \frac{v_0}{2} &< L \cdot \left( \frac{di_{s,1}^{\circ}}{dt} \right)_{\min} \\ (v_{s,2n})_{\min} &> L \cdot \left( \frac{di_{s,2}^{\circ}}{dt} \right)_{\max} \\ (v_{s,3n})_{\max} + \frac{v_0}{2} &> L \cdot \left( \frac{di_{s,3}^{\circ}}{dt} \right)_{\min} \end{aligned} \quad (5.53)$$

La deuxième inégalité qui implique  $L < 0$  est impossible à réaliser. Elle se manifestera, lors de la mise en œuvre du convertisseur, par une saturation au niveau de la commande. Ce phénomène sera illustré ultérieurement. On déduit des deux autres :

$$L < \min \left( \frac{v_0 \sqrt{2} - 2 V_S \sqrt{3}}{4 \omega_0 I_S}, \frac{v_0 \sqrt{2} - 4 V_S}{2 \omega_0 I_S} \right) \quad (5.54)$$

Les conditions (5.52) et (5.54) mènent à définir une valeur maximale d'inductance :

$$L < L_{\max} = \min \left( \frac{v_0 \sqrt{2} - 3 V_S \sqrt{3}}{6 \omega_0 I_S}, \frac{6 V_S \sqrt{3} - v_0 \sqrt{2}}{6 \omega_0 I_S} \right) \quad (5.55)$$

Cette valeur est d'autant plus élevée que  $v_0$  est proche de :

$$\frac{9}{4}V_s\sqrt{6} \cong 5.51V_s$$

D'autre part, afin de limiter l'ondulation des courants de ligne, une valeur minimale de  $L$  doit être également respectée. En principe, cette ondulation tend à devenir maximale au moment où ces courants atteignent leur valeur crête positive ou négative. En se référant à la figure 5.4, l'ondulation du courant  $i_{s,3}$  autour de sa valeur crête négative (i.e., autour de  $5\pi/6$ ) est donnée dans le cas prépondérant par :

$$\Delta i_{s,3} = \frac{V_s\sqrt{2} - \frac{v_0}{6}}{L \cdot f_s} \cdot \tilde{d}_3 = \frac{\frac{v_0}{2} - V_s\sqrt{2}}{L \cdot f_s} \cdot (1 - \tilde{d}_3) \quad (5.55)$$

où  $\tilde{d}_3$  est la valeur estimée de  $d_3$ , correspondant au cas prépondérant. On déduit des égalités précédentes :

$$\begin{aligned} \tilde{d}_3 &= \frac{3}{2} - \frac{3V_s\sqrt{2}}{v_0} \\ \Delta i_{s,3} &= \frac{1}{L \cdot f_s} \cdot \left( 2V_s\sqrt{2} - \frac{v_0}{4} - \frac{6V_s^2}{v_0} \right) \end{aligned} \quad (5.56)$$

En notant  $\Delta i_{s,\max}$  la valeur maximale admissible de l'ondulation de courant, le choix de l'inductance  $L$  devra alors vérifier :

$$L > \frac{1}{f_s \Delta i_{s,\max}} \cdot \left( 2V_s\sqrt{2} - \frac{v_0}{4} - \frac{6V_s^2}{v_0} \right) \quad (5.57)$$

Le choix définitif de  $L$  devra alors respecter les conditions (5.55) et (5.57).

#### 5.4.4 Dimensionnement des condensateurs

Dans le but d'obtenir à la sortie du convertisseur des tensions continues stabilisées, les condensateurs de filtrage  $C_0$  doivent être choisis de manière à atténuer suffisamment les ondulations de  $v_{0,h}$  et  $v_{0,l}$  dues aux composantes alternatives des courants dans les diodes. Étant donné que celles contiennent des signaux à basse et haute fréquence, le dimensionnement de  $C_0$  se fera en deux étapes.

##### 5.4.4.1 Réduction de la composante à basse fréquence des tensions de sortie

Le dimensionnement en basse fréquence des condensateurs de sortie se base sur la connaissance des expressions temporelles des courants qui les traversent. Ceux se définissent comme suit :

$$i_{C_0,h} = i_+ - i_{0,h} \quad (5.58)$$

et :

$$i_{C_0,l} = i_- - i_{0,l} \quad (5.59)$$

En cas d'un équilibre de charge, ces courants ont en régime établi des formes d'ondes semblables à un décalage de  $\pi$  près, tel qu'indiqué au paragraphe 5.3. Ainsi, l'analyse qui suit concernera uniquement le courant  $i_{C_0,h}$ . Sachant, en outre, que la valeur moyenne des courants dans un condensateur, évaluée sur une période du réseau, est nulle et que les courants de charge sont pratiquement constants, on déduit les relations suivantes, tenant compte des expressions (5.31), (5.32) et (5.41) :

$$\begin{aligned}\hat{i}_{C_0,h} &= \frac{i_{+,max} - i_{+,min}}{2} = \frac{V_S I_S}{v_0} \cdot \left( \frac{2}{\cos \phi} - 1 \right) \\ i_{0,h} &= \frac{i_{+,max} + i_{+,min}}{2} = \frac{3 V_S I_S}{v_0}\end{aligned}\quad (5.60)$$

La seconde relation traduit, tout simplement, la conservation de la puissance active entre la source et la charge du convertisseur. Quant à la première, elle permet de dimensionner  $C_0$ . En effet, en notant  $\Delta v_{0,BF,max}$  la valeur maximale admissible de l'ondulation à basse fréquence de tension, le choix de  $C_0$  devra vérifier :

$$3 C_0 \omega_0 \frac{\Delta v_{0,BF,max}}{2} > \frac{V_S I_S}{v_0} \cdot \left( \frac{2}{\cos \phi} - 1 \right) \quad (5.61)$$

Donc :

$$C_0 > \frac{2 V_S I_S}{3 \omega_0 v_0 \Delta v_{0,BF,max}} \cdot \left( \frac{2}{\cos \phi} - 1 \right) = C_{0,BF,min} \quad (5.62)$$

#### 5.4.4.2 Réduction de la composante à haute fréquence des tensions de sortie

Le calcul de la valeur  $C_0$  des condensateurs, assurant le filtrage de la composante à haute fréquence des tensions de sortie, est effectué, comme dans le cas des inductances, autour de  $5\pi/6$  où le courant  $i_{s,3}$  est voisin de sa valeur crête négative. Dans ce cas, tenant compte du signe des courants de ligne, le courant traversant le condensateur du bas s'exprime par :

$$i_{C_0,l} = i_{D_5} - i_{0,l} \quad (5.63)$$

où  $i_{D_3}$  est le courant direct de la diode  $D_3$ . Celui-ci est nul lorsque  $Q_3$  est fermé (pendant  $d_3 T_S$ ) et égal à  $-i_{s,3}$  lorsque  $Q_3$  est ouvert (pendant  $(1-d_3)T_S$ ). Il contient, en principe, une composante continue pratiquement égale au courant de charge  $i_{0,l}$ , une composante alternative de faible fréquence et une composante alternative de haute fréquence. Dans le cas présent, on s'intéresse uniquement à la composante à haute fréquence définie autour de  $5\pi/6$  par :

$$i_{C_0,l,HF} = i_{D_3} - (1-d_3)I_S \sqrt{2} = \begin{cases} -(1-d_3)I_S \sqrt{2} & \text{pendant } d_3 T_S \\ d_3 I_S \sqrt{2} & \text{pendant } (1-d_3) T_S \end{cases} \quad (5.64)$$

Il est bien évident que la valeur moyenne du courant  $i_{C_0,l,HF}$  est nulle sur une période  $T_S$ .

Tenant compte de (5.35) et du fait qu'à haute fréquence on a par définition :

$$C_0 \frac{dv_{0,l}}{dt} = i_{C_0,l,HF} \quad (5.65)$$

l'ondulation à haute fréquence de la tension  $v_{0,l}$  s'exprime alors comme suit :

$$\Delta v_{0,l,HF} = \frac{I_S \sqrt{2}}{C_0 f_S} d_3 (1-d_3) = \frac{4 V_S I_S}{C_0 f_S v_0} \cdot \left( 1 - \frac{2 V_S \sqrt{2}}{v_0} \right) \quad (5.66)$$

En fixant  $\Delta v_{0,HF,max}$  comme valeur maximale admissible de l'ondulation à haute fréquence de tension, le choix de  $C_0$  devra ainsi vérifier :

$$C_0 > \frac{I_S \sqrt{2}}{f_S \Delta v_{0,HF,max}} \cdot \left( \frac{6 V_S \sqrt{2}}{v_0} - \frac{3}{4} - \frac{18 V_S^2}{v_0^2} \right) = C_{0,HF,min} \quad (5.67)$$

## 5.5 Commande non linéaire du redresseur de Vienne

La conception du système de commande et de réglage associé au redresseur de Vienne se base principalement sur le modèle non linéaire établi en régime moyen et décrit par les équations (5.24). Le système est muni de trois grandeurs d'entrée ou de commande ( $d'_d$ ,  $d'_q$  et  $d'_0$ ) et de quatre variables de sortie ( $i_{s,d}$ ,  $i_{s,q}$ ,  $v_0$  et  $\Delta v_0$ ) qu'on se propose de régler. La technique de conception proposée dans la suite comprend deux étapes :

- Dans un premier temps, on considère le sous-système liant les trois entrées de commande aux trois variables  $i_{s,d}$ ,  $i_{s,q}$  et  $\Delta v_0$ , la quatrième grandeur de sortie  $v_0$  étant considérée comme un paramètre du système. En se servant de la technique de linéarisation exacte par retour d'état, on applique au vecteur de commande  $\mathbf{d}'_{dq0}$  du sous-système une transformation non linéaire qui assure un découplage parfait entre les grandeurs de sortie. Cette transformation conduira, en effet, à trois autres sous-systèmes linéaires du premier ordre, indépendants les uns des autres, au niveau desquels on applique d'une manière directe les techniques de réglage assez connues de l'Automatique linéaire.
- Dans la deuxième étape, on conçoit à l'aide d'une technique semblable à la précédente la boucle de régulation externe relative à  $v_0$ , en tenant compte de la présence du système de réglage interne. Cette technique de conception est d'autant plus valable que les variations de  $v_0$  sont lentes vis-à-vis de celles de  $i_{s,d}$ ,  $i_{s,q}$  et  $\Delta v_0$ , auquel cas il s'avère justifiable de considérer que ces dernières sont pratiquement confondues avec leurs consignes respectives lors de la conception de la boucle externe. Cette hypothèse simplificatrice serait validée par un choix adéquat des paramètres des régulateurs.

### 5.5.1 Réglage interne

Considérons le système défini par :

$$\begin{aligned}
v_{s,d} &= L \frac{di_{s,d}}{dt} - L\omega_0 i_{s,q} + \frac{v_0}{2} d'_d \\
v_{s,q} &= L \frac{di_{s,q}}{dt} + L\omega_0 i_{s,d} + \frac{v_0}{2} d'_q \\
C_0 \frac{d(\Delta v_0)}{dt} &= \alpha d'_0 i_{s,d} - \frac{3}{2} \cdot \frac{\Delta v_0}{v_0} \cdot (d'_d i_{s,d} + d'_q i_{s,q}) - i_{0,h} + i_{0,l}
\end{aligned} \tag{5.68}$$

On définit le nouveau vecteur d'entrée  $\mathbf{u}_{dq0} = [u_d, u_q, u_0]^T$  donné par :

$$\mathbf{u}_{dq0} = \mathbf{T}(v_{s,dq0}, \mathbf{i}_{s,dq0}, \mathbf{d}'_{dq0}, v_0, \Delta v_0, i_{0,h}, i_{0,l}) \tag{5.69}$$

où  $\mathbf{T}$  est la fonction de transformation vérifiant :

$$\mathbf{T}(v_{s,dq0}, \mathbf{i}_{s,dq0}, \mathbf{d}'_{dq0}, v_0, \Delta v_0, i_{0,h}, i_{0,l}) = \begin{bmatrix} \frac{2v_{s,d} + 2L\omega_0 i_{s,q} - v_0 d'_d}{2L} \\ \frac{2v_{s,q} - 2L\omega_0 i_{s,d} - v_0 d'_q}{2L} \\ \frac{2\alpha v_0 i_{s,d} d'_0 - 3\Delta v_0 (i_{s,d} d'_d + i_{s,q} d'_q) - 2v_0 (i_{0,h} - i_{0,l})}{2C_0 v_0} \end{bmatrix} \tag{5.70}$$

En introduisant le vecteur  $\mathbf{u}_{dq0}$  dans le système (5.68), on aboutit à un modèle linéaire découplé, régi par :

$$\begin{aligned}
\frac{di_{s,d}}{dt} &= u_d \\
\frac{di_{s,q}}{dt} &= u_q \\
\frac{d(\Delta v_0)}{dt} &= u_0
\end{aligned} \tag{5.71}$$

Le système de commande complet est représenté à la figure 5.6. Les régulateurs linéaires sont choisis de manière à assurer au système bouclé une réponse en fréquence du second ordre sous-amortie. Il suffit alors de poser :

$$\begin{aligned}
 H_{i,d}(s) &= \frac{K_{i,d}}{1 + \frac{s}{\omega_{i,d}}} \\
 H_{i,q}(s) &= \frac{K_{i,q}}{1 + \frac{s}{\omega_{i,q}}} \\
 H_{\Delta v}(s) &= \frac{K_{\Delta v}}{1 + \frac{s}{\omega_{\Delta v}}}
 \end{aligned} \tag{5.72}$$

Les paramètres des régulateurs sont calculés en tenant compte des considérations suivantes :

- L'amortissement en boucle fermée est optimal, i.e. égal à  $1/\sqrt{2}$  , ce qui revient à poser :

$$K_{i,d} = \frac{\omega_{i,d}}{2K_{r,i,d}} \quad K_{i,q} = \frac{\omega_{i,q}}{2K_{r,i,q}} \quad K_{\Delta v} = \frac{\omega_{\Delta v}}{2K_{r,\Delta v}} \tag{5.73}$$

$K_{r,i,d}$  ,  $K_{r,i,q}$  et  $K_{r,\Delta v}$  étant les gains des chaînes de retour correspondantes.

- La fréquence propre des deux boucles de courant est choisie égale au cinquième de la fréquence de commutation  $f_S$  , ce qui se traduit par :

$$\omega_{i,d} = \omega_{i,q} = \frac{2\pi\sqrt{2}f_S}{5} \tag{5.74}$$

Dans ces conditions, la fréquence de passage par zéro du gain en boucle ouverte est voisine de  $(f_S/8)$ . En outre, ce choix de  $\omega_{i,d}$  et  $\omega_{i,q}$  permet d'atténuer de  $(25v_0/4\pi Lf_S)$  la composante à haute fréquence vis-à-vis des grandeurs de commande  $d'_d$  et  $d'_q$ .

- Pour les raisons évoquées au paragraphe 5.2.2, la fréquence propre de la boucle de tension interne doit être inférieure à la fréquence  $f_0$  du réseau d'alimentation, ce qui se traduit par :

$$\omega_{\Delta v} < 2\pi\sqrt{2}f_0 \quad (5.75)$$

Dans ce cas, la fréquence de passage par zéro en boucle ouverte est inférieure à  $(0.64f_0)$ , et le coefficient d'atténuation de la composante à  $3f_0$  dans les tensions de sortie est au plus égal à  $(\alpha I_S \sqrt{22} / 2\pi C_0 f_0)$  au niveau de la grandeur de commande  $d'_0$ .

### 5.5.2 Réglage externe

En présence des boucles internes et dans l'hypothèse où leurs temps de réponses sont rapides vis-à-vis des variations de la tension de sortie  $v_0$ , le système (5.24) devient équivalent à :

$$C_0 \frac{dv_0}{dt} = \frac{3}{2} (d'_d i_{s,d}^* + d'_q i_{s,q}^*) - i_{0,h} - i_{0,l} \quad (5.76)$$

où  $d'_d$ ,  $d'_q$ ,  $i_{s,d}^*$  et  $i_{s,q}^*$  sont respectivement les valeurs désirées de  $d'_d$ ,  $d'_q$ ,  $i_{s,d}$  et  $i_{s,q}$  qui, d'après (5.68), s'expriment par :

$$\begin{aligned}
 d_d'' &= \frac{2}{v_0} (v_{s,d} + L\omega_0 i_{s,q}^*) \\
 d_q'' &= \frac{2}{v_0} (v_{s,q} - L\omega_0 i_{s,d}^*) \\
 i_{s,d}^* &= \frac{I_S^*}{V_S} v_{s,d} \\
 i_{s,q}^* &= \frac{I_S^*}{V_S} v_{s,q}
 \end{aligned} \tag{5.77}$$

$I_S^*$  étant la valeur efficace désirée des courants de ligne. En introduisant les expressions (5.77) dans (5.76), et sachant que :

$$v_{s,d}^2 + v_{s,q}^2 = 2V_S^2 \quad , \quad \forall t \tag{5.78}$$

on aboutit à :

$$C_0 \frac{dv_0}{dt} = \frac{6}{v_0} V_S I_S^* - i_{0,h} - i_{0,l} \tag{5.79}$$

En régime établi, l'équation (5.79) traduit la loi de conservation de puissance entre la source et la charge, i.e. :

$$3V_S I_S^* = v_{0,h} i_{0,h} - v_{0,l} i_{0,l} \tag{5.80}$$

L'équation (5.79) représente, en outre, un système non linéaire du premier ordre, ayant  $I_S^*$  pour entrée et  $v_0$  pour sortie. En définissant comme nouvelle entrée de commande la variable  $z$  vérifiant :

$$z = \frac{6V_S I_S^* - v_0(i_{0,h} + i_{0,l})}{C_0 v_0} = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{v_{s,d}^2 + v_{s,q}^2} I_S^* - v_0(i_{0,h} + i_{0,l})}{C_0 v_0} \quad (5.81)$$

on aboutit à un système linéaire caractérisé par :

$$\frac{dv_0}{dt} = z \quad (5.82)$$

Le régulateur de tension externe est choisi de la forme :

$$H_v(s) = \frac{K_v}{1 + \frac{s}{\omega_v}} \quad (5.83)$$

avec :

$$K_v = \frac{\omega_v}{2K_{r,v}} \quad \text{et} \quad \omega_v < \omega_{\Delta v} \quad (5.84)$$

$K_{r,v}$  étant le gain dans la chaîne de retour de la boucle externe. Vu que les formes d'ondes des courants  $i_+$  et  $i_-$  sont presque identiques à un décalage de  $\pi$  près (voir paragraphe 5.3), les harmoniques de rang 3 se compensent dans l'expression de  $v_0$  qui paraît pratiquement constant. De ce fait, le filtrage de la tension de sortie s'avère non nécessaire pour des fins de réglage.

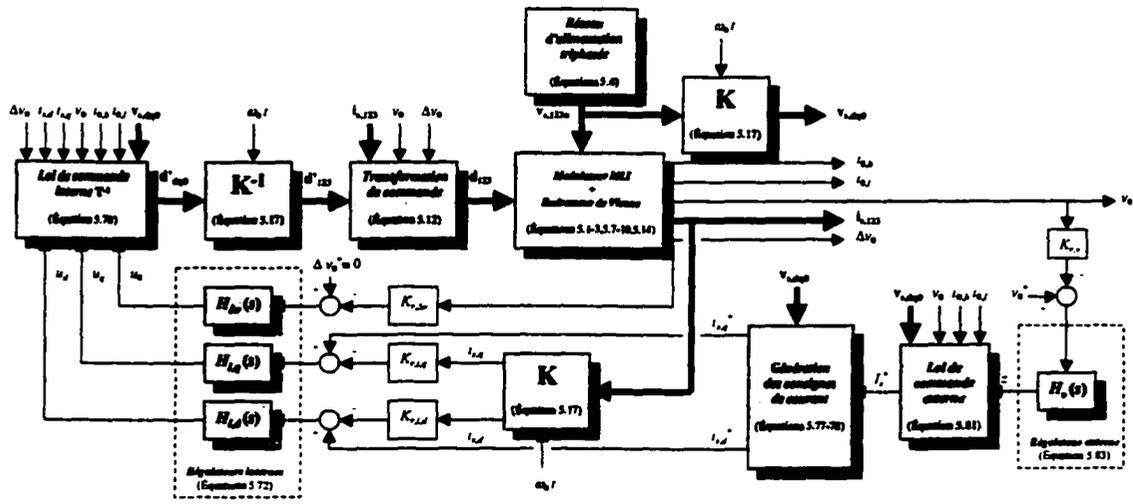


Figure 5.6 Système de commande associé au redresseur de Vienne

## 5.6 Implantation numérique et résultats de simulation

Afin de valider l'approche théorique proposée, une version numérique du système représenté à la figure 5.6 est réalisée à l'aide de l'outil de simulation Matlab/Simulink. Les valeurs numériques des paramètres du système, ainsi que ses conditions d'opération nominales, sont indiquées ci-dessous :

Tension d'alimentation nominale	$V_{S,n} = 120 \text{ V}$
Tension de sortie nominale	$V_{0,n} = 700 \text{ V}$
Puissance nominale	$P_{0,n} = 25 \text{ kW}$
Fréquence du réseau	$f_0 = 60 \text{ Hz}$
Fréquence de commutation	$f_s = 50 \text{ kHz}$
Inductances de lissage	$L = 1 \text{ mH}$ , chacune
Condensateurs de filtrage	$C_0 = 1 \text{ mF}$ , chacun
Gain de retour relatif à $i_{s,d}$	$K_{r,d} = 0.05 \Omega$
Gain de retour relatif à $i_{s,q}$	$K_{r,q} = 0.05 \Omega$
Gain de retour relatif à $\Delta v_0$	$K_{r,\Delta v} = 5/700$

Gain de retour relatif à  $v_0$

$$K_{r,v} = 5/700$$

La valeur choisie pour  $v_0$  (700V) est proche de celle de  $4V_{S,n}\sqrt{2}$  ( $\approx 680V$ ), et les conditions (5.48) et (5.50) sont bien vérifiées. En outre, les valeurs de  $L$  et  $C_0$  sont en concordance avec les conditions établies aux paragraphes 5.4.3 et 5.4.4. En effet, l'inégalité (5.55) impose une valeur maximale de 1.64mH aux inductances. De plus, en fixant :

- une ondulation de courant maximale,  $\Delta i_{s,\max}$ , égale à 1% de la valeur crête des courants de ligne,
- une ondulation maximale à haute fréquence dans les tensions de sortie,  $\Delta v_{0,J,HF,\max}$ , égale à 1% de leur valeur moyenne  $v_0/2$ ,
- une ondulation maximale à basse fréquence dans les tensions de sortie,  $\Delta v_{0,J,BF,\max}$ , égale à 10% de leur valeur moyenne  $v_0/2$ ,

les inégalités (5.57), (5.62) et (5.67) imposent des valeurs minimales de 0.84mH et 0.63mF à  $L$  et  $C_0$  respectivement.

D'autre part, les paramètres des régulateurs sont calculés conformément aux critères cités dans le paragraphe 5.5. En particulier, les conditions (5.73), (5.74), (5.75) et (5.84) sont vérifiées par le choix suivant des pôles :

$$\omega_{i,d} = \omega_{i,q} = 20000\pi\sqrt{2} \quad \omega_{\Delta v} = 100\pi\sqrt{2} \quad \omega_v = 40\pi\sqrt{2} \quad (5.85)$$

Les résultats de simulation sont montrés à la figure 5.7 dans le cas d'une charge équilibrée nominale (i.e.,  $R_{0,h} = R_{0,l} = V_{0,n}^2/2P_{0,n}$ ,  $R_{0,h}$  et  $R_{0,l}$  étant respectivement les résistances de charge des alimentations continues du haut et du bas). Les courants de ligne sont représentés à la figure 5.7.a. Le TDH est pratiquement nul (0.23%) et le facteur de puissance est unitaire. Les tensions de sortie  $v_{0,h}$  et  $v_{0,l}$  présentent, d'après la

figure 5.7.b, une ondulation de 26V autour de leur consigne (350V). Leur taux d'ondulation est alors de 7.4%. La forme d'onde du rapport cyclique  $d_1$ , illustrée à la figure 5.7.c, met en évidence le phénomène de saturation de la commande précédemment cité. Dans les conditions d'opération choisies, la durée de ce phénomène est voisine de 10.8 degrés électriques, donc de 6% de la période des signaux de commande. Cette valeur est en concordance avec celle obtenue théoriquement par l'expression (5.38) :

$$\gamma = \phi = \arctg\left(\frac{L\omega_0 I_s}{V_s}\right) \cong 12.31^\circ \quad (5.86)$$

qui correspond à 6.84% de la période des signaux de commande. Les courants  $i_+$  et  $i_-$ , représentés à la figure 5.7.d, ont une allure pratiquement semblable, à un décalage temporel près, à la courbe de la figure 5.5. Ils présentent une ondulation de 27A autour de leur valeur moyenne 36A. D'après (5.60), les valeurs théoriques de l'ondulation et de la valeur moyenne de ces courants sont respectivement 24.93A et 35.7A. Le taux d'ondulation correspondant est alors de 75%.

On montre à la figure 5.8 les résultats de simulation correspondant à une charge déséquilibrée telle que  $R_{0,h} = R_{0,l}/2 = V_{0,n}^2/2P_{0,n}$ . La valeur estimée du paramètre  $\alpha$  est, dans ces conditions d'opération, voisine de 0.53 (figure 5.8.f). Celle-ci est inférieure à la valeur théorique (0.64) donnée par (5.22). En réalité, ce paramètre dépend fortement du régime d'opération et, notamment, de l'intensité du déséquilibre au niveau de la charge. Les courbes donnant la valeur estimée de  $\alpha$  en fonction du déséquilibre et de la puissance transmise sont représentées aux figures 5.9 et 5.10. Le déséquilibre est mesuré par le coefficient :

$$\sigma = \left| \frac{R_{0,h} - R_{0,l}}{R_{0,h} + R_{0,l}} \right| \quad (5.87)$$

qui est égal à 1/3 dans le cas de la figure 5.8. Ces courbes montrent que le facteur  $\alpha$  est pratiquement indépendant de la puissance, mais varie légèrement avec le facteur de déséquilibre  $\sigma$ . En effet, comme le montre la figure 5.10,  $\alpha$  décroît lorsque  $\sigma$  augmente. La pente de décroissance moyenne est voisine de 24.4% à charge nominale. L'écart vis-à-vis de la valeur théorique de  $\alpha$  est limité, dans ces conditions, à 26.2% sur toute la plage de variation de  $\sigma$ . Ainsi, afin de pouvoir conserver un haut degré de performances dynamiques pour différents points d'opération, un estimateur de  $\alpha$  devra être intégré dans le système de commande et un processus d'adaptation devra être exécuté en temps réel. Cette proposition fera l'objet d'un futur projet de recherche. Dans le cas présent, on se contente d'estimer hors-ligne la valeur de  $\alpha$  qui est gardé constant lors d'une simulation sous un régime d'opération particulier. L'estimation de  $\alpha$  se fait selon la loi suivante :

$$\tilde{\alpha} = \frac{i_{0,h} - i_{0,l}}{i_{s,d} d'_0} \quad (5.88)$$

Tel qu'illustré à la figure 5.8.a, les courants de ligne restent pratiquement sinusoïdaux. Le TDH est 1.27% et le facteur de puissance est 0.9999. L'ondulation des tensions de sortie  $v_{0,h}$  et  $v_{0,l}$  est réduite, d'après la figure 5.8.b, jusqu'à 17.5V. Leur taux d'ondulation est alors de 5%. Les courants  $i_+$  et  $i_-$ , représentés respectivement aux figures 5.8.c et 5.8.d, présentent une ondulation de 20A autour de leurs valeurs moyennes respectives 38A et 16A. Leur taux d'ondulation est alors de 52.6% et 125% respectivement.

D'autre part, tel que montré à la figure 5.8.e, le déséquilibre de charge a un impact sur la forme d'onde des variables de commande  $d_k$ ,  $k \in \{1, 2, 3\}$ . La durée du phénomène de saturation s'exprime dans ces conditions par :

$$\gamma = \begin{cases} \phi - \arcsin\left(\frac{d'_0}{3\hat{d}'}\right) & \text{si } i_{s,k} > 0 \\ \phi + \arcsin\left(\frac{d'_0}{3\hat{d}'}\right) & \text{si } i_{s,k} < 0 \end{cases} \quad (5.89)$$

D'après la figure 5.8.e, la commande se sature pendant 10.8% d'une période. Cette valeur est légèrement supérieure à celle obtenue théoriquement, à savoir 7.6%.

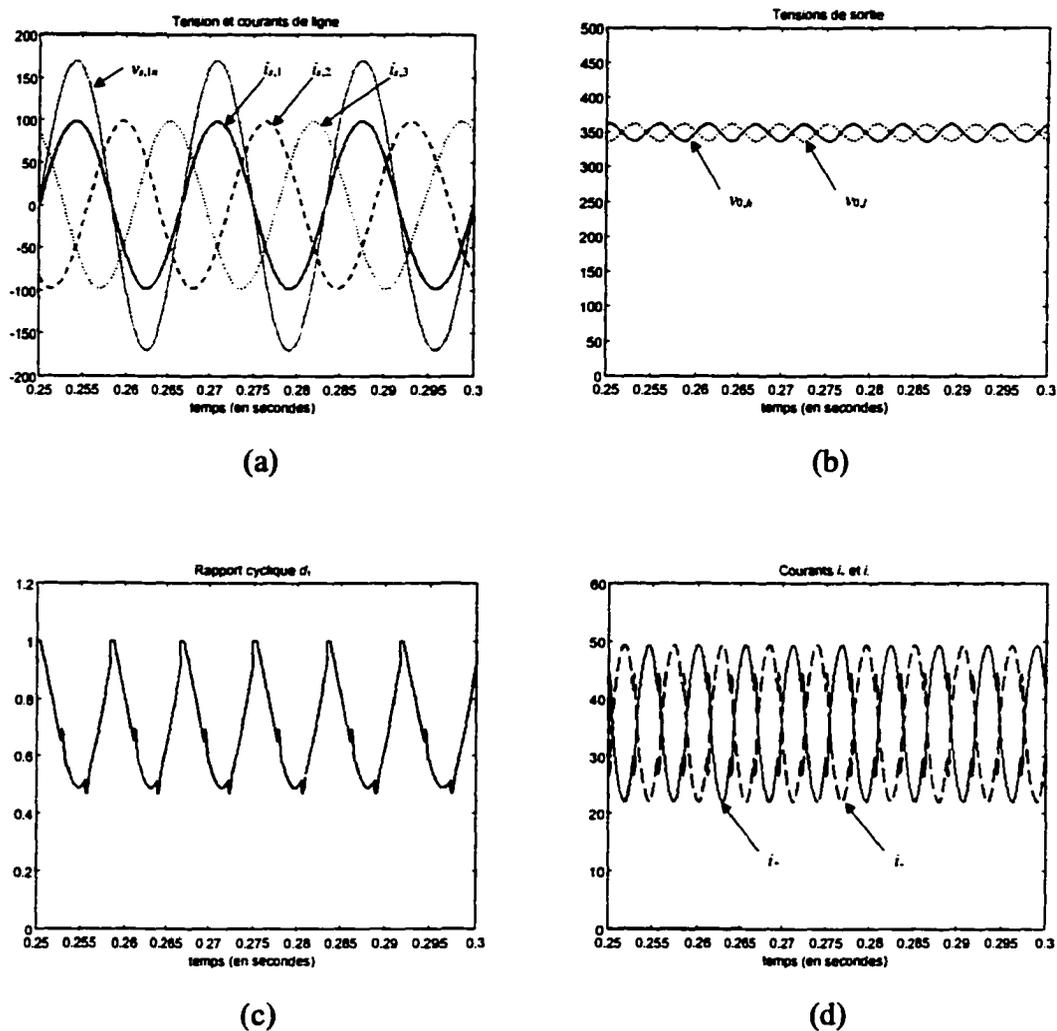


Figure 5.7 Résultats de simulation dans le cas d'une charge équilibrée nominale

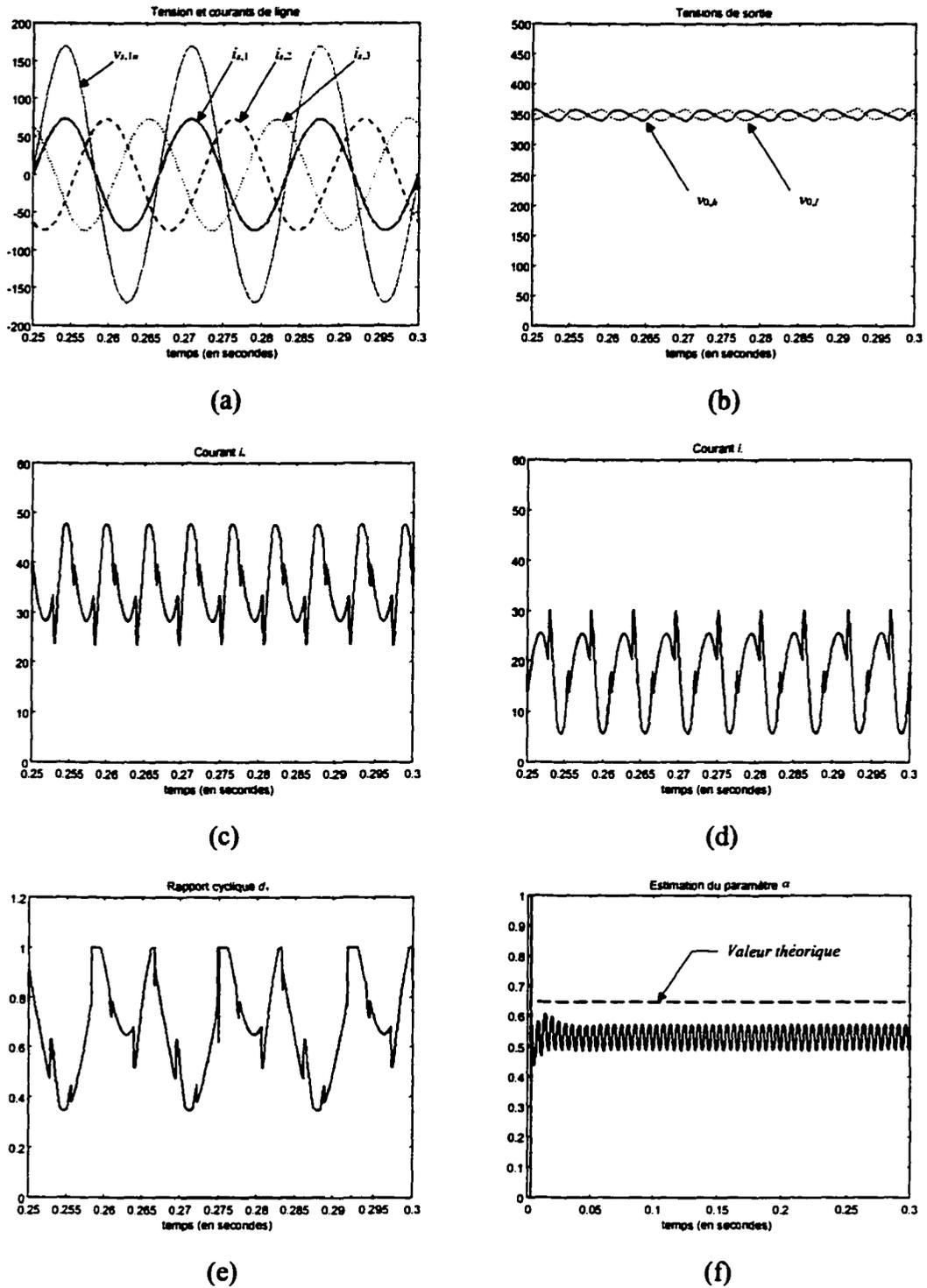


Figure 5.8 Résultats de simulation dans le cas d'une charge déséquilibrée

Les figures 5.11, 5.12 et 5.13 décrivent respectivement la réponse du système suite à un fort déséquilibre de charge ( $R_{0,h} = R_{0,l}/10 = V_{0,n}^2/2P_{0,n}$ ), un échelon de tension de sortie et une variation brusque de la tension d'alimentation. La figure 5.14 représente les courbes de variation du TDH des courants de ligne en fonction de la charge, paramétrées par le coefficient de déséquilibre  $\sigma$ . La valeur de  $\alpha$  est fixée à 0.637.

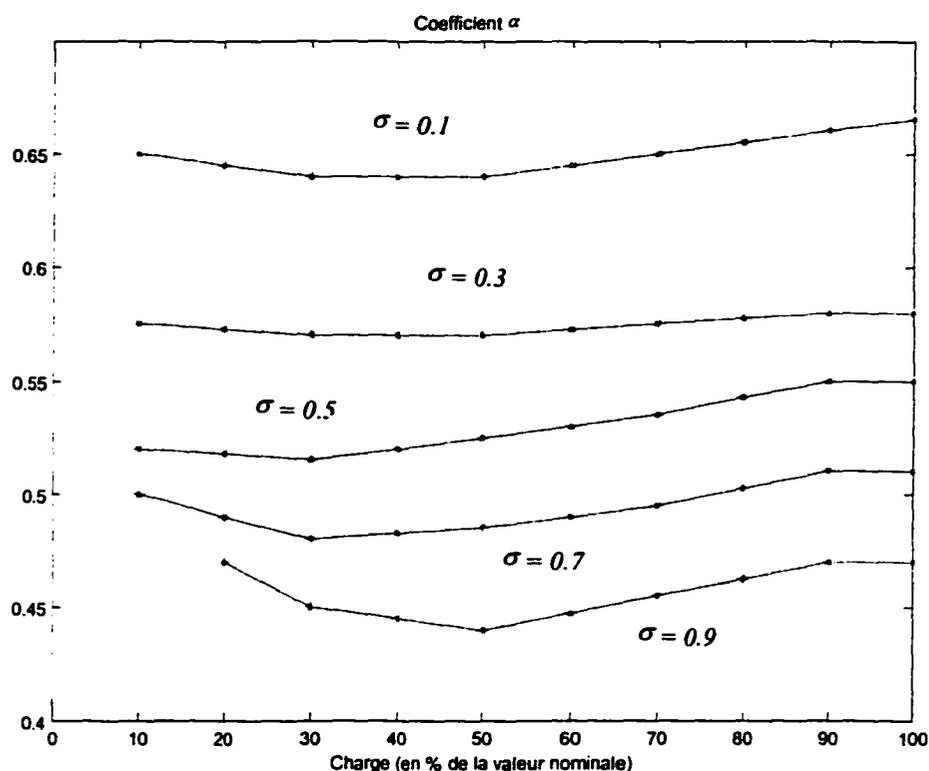


Figure 5.9 Courbes de variation du paramètre  $\alpha$  en fonction de la charge, paramétrées par le coefficient de déséquilibre

## 5.7 Conclusion

Dans ce chapitre, le redresseur de Vienne a été considéré et analysé. Un modèle non linéaire en basse fréquence a été développé à l'aide de la technique de la moyenne dans

l'espace et de certaines hypothèses simplificatrices. Le modèle mathématique obtenu a permis la mise en place d'un système de commande assurant la mise en formes des courants d'alimentation, la régulation et l'équilibrage des deux tensions continues connectées à la charge. La conception du système de réglage utilise le principe de la linéarisation exacte au sens entrée/sortie. Les performances du système global ont été testées par voie de simulation numérique à l'aide de Matlab/Simulink. Les résultats numériques obtenus mettent en évidence la haute qualité de performance du circuit, même en présence d'un déséquilibre de charge ou d'une perturbation au niveau du réseau d'alimentation.

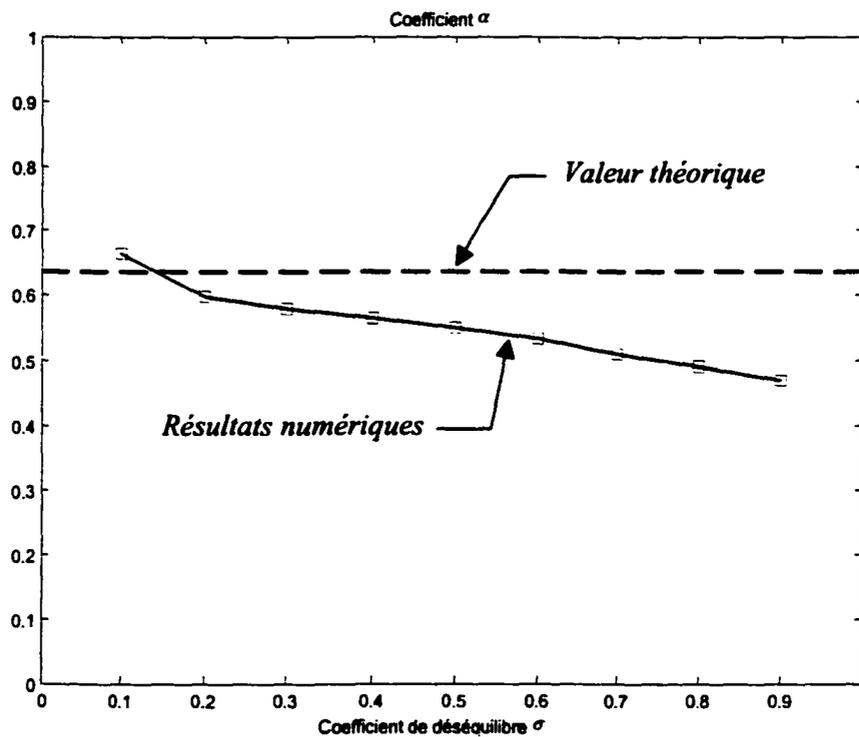


Figure 5.10 Courbe de variation du paramètre  $\alpha$  en fonction du coefficient de déséquilibre, pour une charge nominale

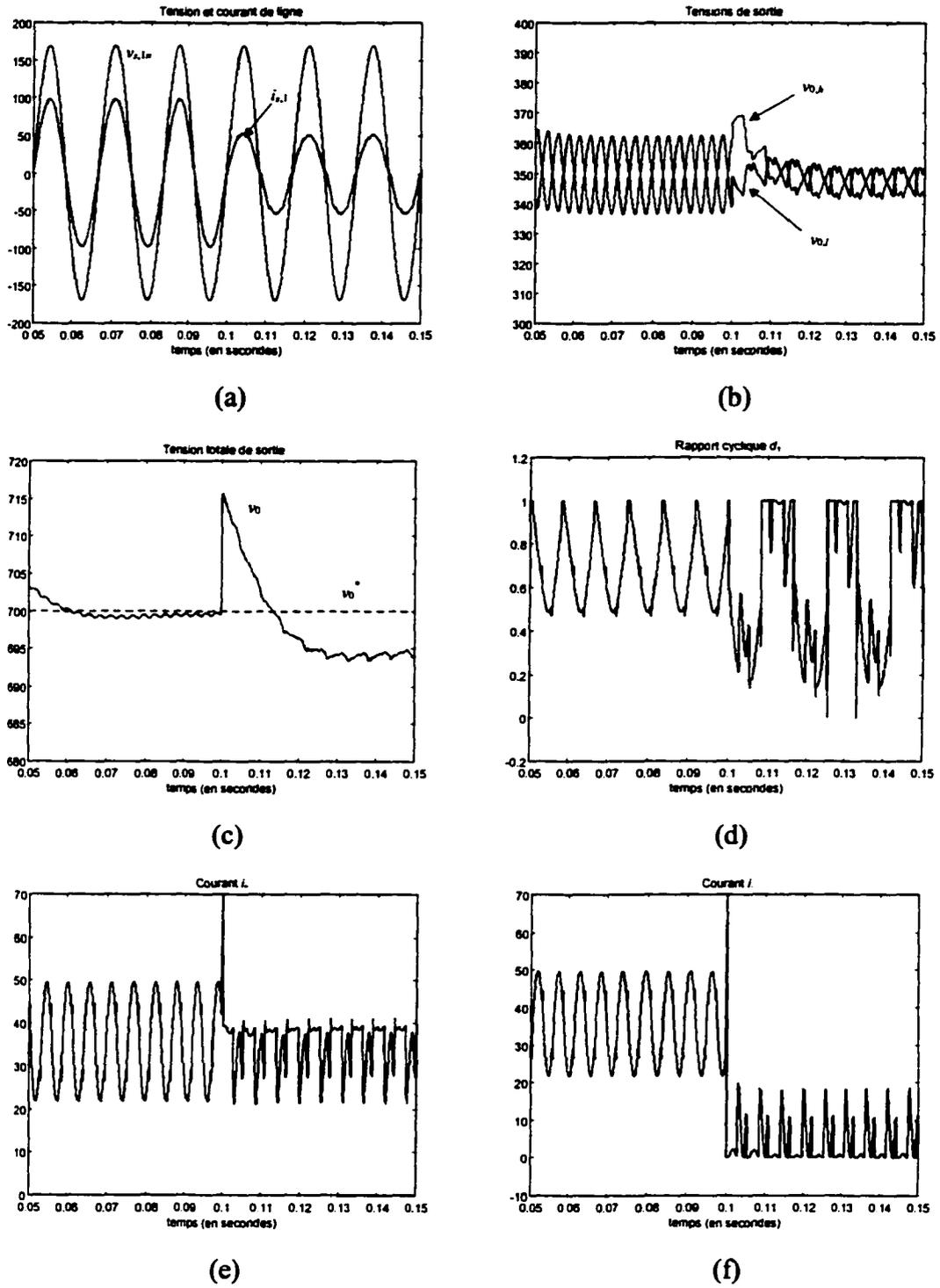
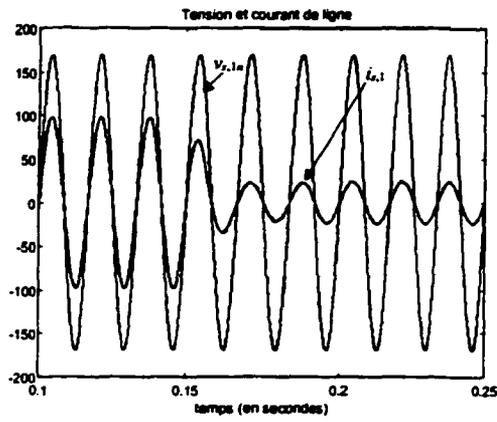
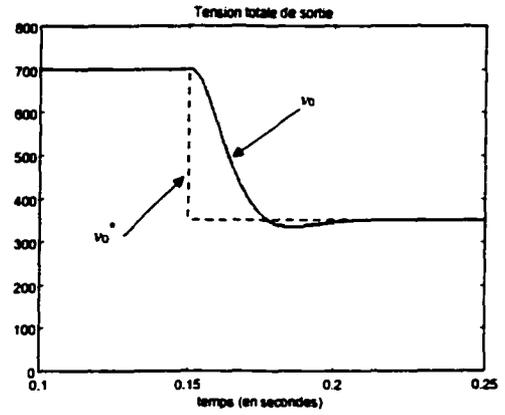


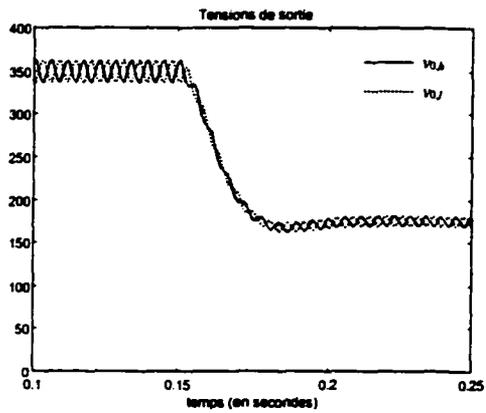
Figure 5.11 Réponse à un fort déséquilibre de charge



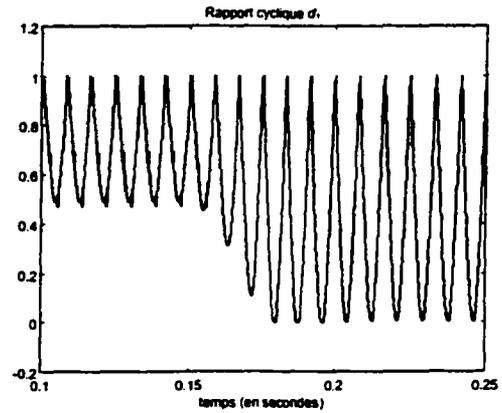
(a)



(b)

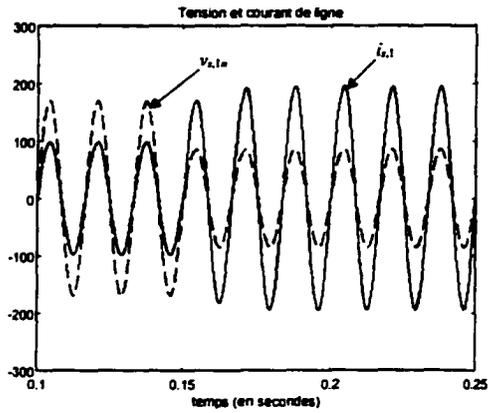


(c)

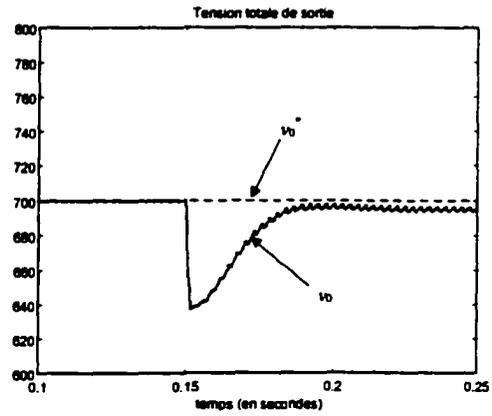


(d)

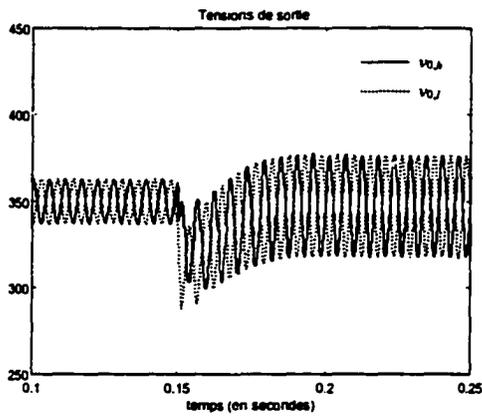
Figure 5.12 Réponse à un échelon de consigne de tension



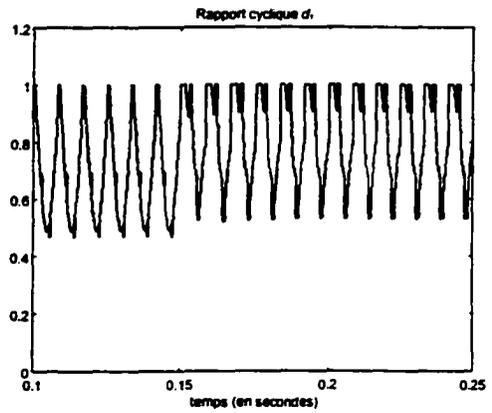
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 5.13 Réponse à une perturbation du réseau d'alimentation

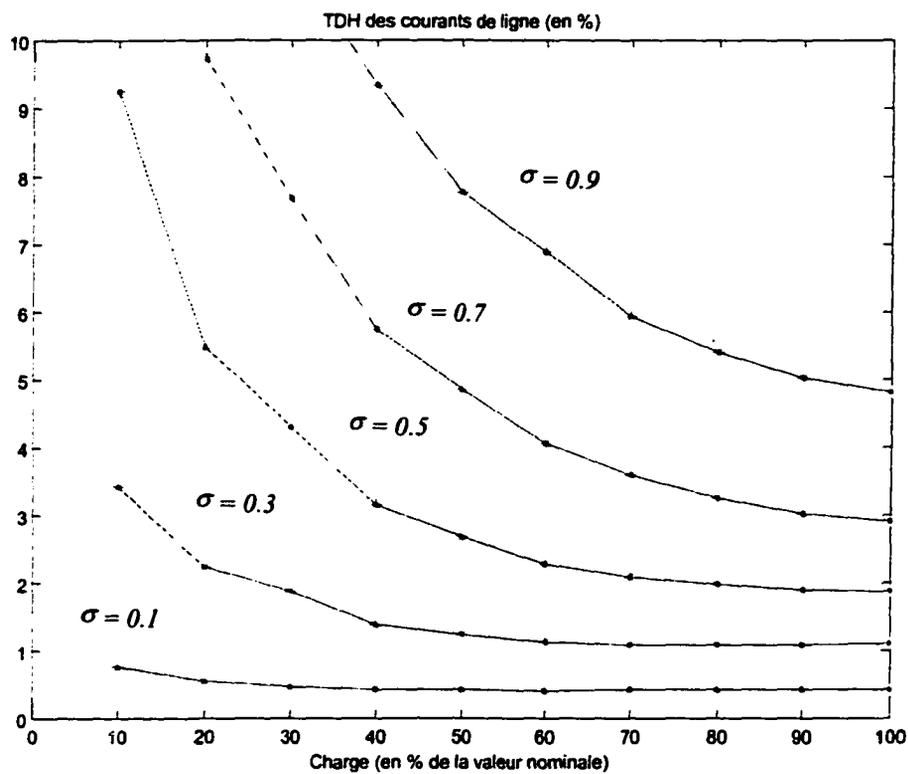


Figure 5.14 Courbes de variation du TDH en fonction de la charge, paramétrées par le coefficient de déséquilibre

## **CONCLUSION**

### **Revue des principaux concepts**

Le travail présenté dans ce rapport constitue, dans son intégralité, une contribution majeure à la modélisation et au réglage des redresseurs actifs, unidirectionnels, de type élévateur et à fréquence de commutation fixe. Cette famille de convertisseurs se caractérise par une robustesse et une simplicité de mise en oeuvre dus essentiellement à l'utilisation d'un pont à diodes, d'un nombre réduit de composants actifs et à leur disposition topologique. De plus, le fait qu'ils soient commandés selon la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) leur offre une meilleure fiabilité et de meilleures performances vis-à-vis de la commande par hystérésis déjà appliquée.

Le principe de modélisation se base sur la technique de la moyenne à l'échelle d'une période de commutation. Cette façon de procéder permet de découpler le régime moyen ou basse fréquence, utile à la génération d'une représentation mathématique du convertisseur, et le régime haute-fréquence dont l'utilité est limitée à l'analyse de l'effet de commutation et son impact sur la compatibilité électromagnétique du convertisseur.

La connaissance du modèle moyen d'un convertisseur permet l'application systématique d'une grande variété de lois de commande appartenant à la théorie de l'Automatique. Le modèle étant naturellement non linéaire, des techniques de réglage non linéaires peuvent être directement appliquées. Dans le cas où un réglage linéaire serait préféré, une linéarisation locale du modèle autour d'un point d'opération judicieusement choisi devra être opérée. Ceci conduira au modèle « petit signal » du convertisseur.

Le redresseur monophasé indirect, à deux étages, est sans doute la topologie la plus élémentaire appartenant à la famille des convertisseurs choisis. Il offre une approche simple pour la mise en forme de courant, l'amélioration de la qualité d'onde de

l'alimentation et la régulation de la tension redressée. A cet effet, un circuit de réglage linéaire approprié, utilisant deux boucles en cascade, fut élaboré en se servant d'un modèle moyen « petit signal » établi dans le domaine fréquentiel. Le comportement du convertisseur en régime établi et en régime dynamique fut analysé à l'aide d'outils de simulation numérique. L'impédance d'entrée du dispositif fut également calculée, ainsi que son audio-susceptibilité vis-à-vis de la tension d'alimentation.

Le redresseur triphasé à système actif d'injection de courant constitue le deuxième volet ainsi que la partie la plus développée du rapport. Il peut être considéré, à première vue, comme une généralisation au cas triphasé de la structure précédente. Le système d'injection de courant se compose d'un circuit de modulation, formé de deux hacheurs élévateurs montés en parallèle, et d'un circuit de distribution constitué d'une association en étoile de trois interrupteurs bidirectionnels commutant à faible fréquence. Les circuits de modulation et de distribution sont insérés de part et d'autre d'un pont triphasé à diodes classique. Le faible nombre de composants à fréquence de commutation élevée (une diode et deux transistors associés à des diodes en antiparallèle) est à l'origine de leur simplicité de commande et de leur rendement énergétique élevé. En revanche, l'existence d'un circuit de distribution actif connecté directement au réseau rend ce type de dispositif très sensible à la distorsion et au déséquilibre dans les tensions d'alimentation.

La modélisation du redresseur triphasé à injection de courant fut proposée dans ce rapport. Le modèle obtenu s'est avéré à structure variable, dépendamment du signe du courant injecté et de l'écart entre les rapports cycliques des deux interrupteurs. Bien que quatre combinaisons soient possibles, il fut montré qu'au voisinage d'un point d'opération sous facteur de puissance unitaire, seulement deux configurations sont à considérer, les deux autres pouvant être négligées en raison de leur faible durée d'occurrence. De plus, la complémentarité des deux configurations restantes permet de limiter l'analyse à l'une d'entre elles, vu que le passage de l'une vers l'autre se ramène

tout simplement à une permutation d'indices. Tenant compte de ces propos, un modèle « petit signal » du convertisseur fut établi autour d'un point statique par intervalles. Les fonctions de transfert correspondantes sont générées analytiquement, puis validées par voie de simulations numériques, effectuées dans la plate-forme Power System Blockset opérant sous Matlab/Simulink, et de mesures expérimentales puisées d'un prototype de 2 kW réalisé dans le Laboratoire d'Électronique de Puissance à l'École de technologie supérieure (ÉTS).

En se basant sur le modèle proposé, différentes lois de commande furent appliquées et comparées. Il fut démontré, suite à une analyse numérique, que les techniques de réglage non linéaires offrent de meilleures performances, en termes de qualité d'onde et de réponse dynamique, que les techniques linéaires. De plus, les techniques de réglage multivariable se sont avérées plus avantageuses que les techniques mono-variables en termes de qualité d'onde et de régulation de tension de sortie. Dans le cas où la régulation de tension n'est pas recommandée, une nouvelle méthode de réglage monovariable, baptisée bipolaire, fut proposée. Sa supériorité vis-à-vis de la commande unipolaire déjà existante et appliquée à ce type de redresseur fut également démontrée.

Le redresseur triphasé à trois interrupteurs et trois niveaux, dit de Vienne, fut l'objet du dernier volet du rapport. Il est formé d'une association de trois hacheurs élévateurs bidirectionnels en courant assurant, par le biais d'un point milieu capacitif, la mise en forme des courants de ligne et la régulation de la tension de sortie. La symétrie des trois bras du redresseur, qui apparaît tant au niveau structurel que fonctionnel, simplifie énormément sa modélisation et la conception de son système de commande.

En appliquant la méthode de la moyenne dans l'espace d'état sur une double base de temps, une représentation mathématique du convertisseur valable en régime de variations à basse fréquence est proposée. Les courants, considérés comme des grandeurs à variation rapide, sont moyennés sur une période commutation alors que les

tensions, dont la variation est relativement lente, sont moyennées sur une période d'opération. Le modèle obtenu est simplifié davantage en l'exprimant dans un repère tournant à la fréquence du réseau.

Le modèle simplifié est ensuite utilisé dans l'élaboration d'un système de commande et de réglage non linéaire assurant au convertisseur un bon comportement statique et dynamique. Les performances du système de réglage furent évaluées numériquement à l'aide de Matlab/Simulink. Les travaux de simulation ont également montré que le modèle moyen proposé n'est pas tout à fait stationnaire, en raison de la dépendance de l'un de ces paramètres vis-à-vis des conditions d'opération, surtout de l'état de déséquilibre de la charge côté continu. Toutefois, le degré de dépendance étant pratiquement faible, ce phénomène n'affecte que peu les performances du système. Une intégration d'un algorithme d'adaptation de la commande vis-à-vis des changements paramétriques pourrait être envisagée, à ce stade, dans le but d'optimiser les performances du système de réglage. Mais cette éventuelle amélioration de performance serait obtenue aux prix d'une complexité plus prononcée, d'une décroissance de fiabilité et d'un coût de réalisation plus élevé.

### **Tendances futures et perspectives**

La diversité des propos présentés dans ce rapport ouvre la voie à d'autres projets qui sont déjà en vue et seront considérés dans le futur proche. On en cite comme exemples :

- L'extension des techniques de modélisation aux redresseurs actifs triphasés unidirectionnels de type abaisseur ou inverseur ;
- La révision des techniques de modélisation appliquées aux convertisseurs opérant en conduction discontinue ;
- L'application de la technique du mode de glissement au réglage des redresseurs à injection de courant, motivée par la structure variante de ces derniers ;

- **L'application des techniques de commande adaptative et/ou robuste au réglage du redresseur de Vienne, en raison de la variation paramétrique de ce dernier en fonction des conditions d'opération ;**
- **L'établissement du modèle « petit signal » du redresseur de Vienne pour des fins de réglage linéaire ; calcul et validation des fonctions de transfert associées.**

## **ANNEXE 1**

### **Modèle fréquentiel réduit d'un redresseur triphasé à système actif d'injection de courant**

Dans le cadre du réglage par une seule boucle de courant d'un redresseur triphasé à injection de courant, la grandeur de sortie du système n'est autre que le courant injecté défini par :

$$i_N = i_+ - i_- \quad (\text{A1.1})$$

En combinant cette équation avec le schéma fonctionnel général du système (figure 4.17), on aboutit au schéma fonctionnel simplifié de la figure A1.1, adapté au réglage monovarié. Les expressions des différentes fonctions de transfert sont données ci-dessous, ainsi que leurs paramètres :

$$G_{iv,p}(s) = \frac{\beta_p}{Ls} \cdot \frac{1 + \frac{2\xi}{\beta_p \omega_p} s + \frac{s^2}{\beta_p \omega_p^2}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (\text{A1.2})$$

$$G_{iv,n}(s) = -\frac{\beta_n}{Ls} \cdot \frac{1 + \frac{2\xi}{\beta_n \omega_p} s + \frac{s^2}{\beta_n \omega_p^2}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (\text{A1.3})$$

$$G_{id,p}(s) = \frac{2\alpha_p V_0}{Ls} \cdot \frac{1 + \frac{2\xi_p}{\alpha_p \omega_p} s + \frac{s^2}{\alpha_p \omega_p^2}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (\text{A1.4})$$

$$G_{id,n}(s) = -\frac{\alpha_n V_0}{Ls} \cdot \frac{1 + \frac{2\xi_n}{\alpha_n \omega_p} s + \frac{s^2}{\alpha_n \omega_p^2}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p} s + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (\text{A1.5})$$

$$\omega_p = (1 - D_p) \sqrt{\frac{4 - \sqrt{3}}{2LC_0}} \quad \xi = \frac{(4 + \sqrt{3})\sqrt{4 - \sqrt{3}}}{26R_0(1 - D_p)} \sqrt{\frac{2L}{C_0}} \quad (\text{A1.6-A1.7})$$

$$\xi_p = \frac{6 - \sqrt{3}}{4} \xi \cong 1.067 \xi \quad \xi_n = \frac{3 - \sqrt{3}}{2} \xi \cong 0.634 \xi \quad (\text{A1.8-A1.9})$$

$$\alpha_p = \frac{11 + 6\sqrt{3}}{26} \cong 0.823 \quad \alpha_n = \beta_n = \frac{7 + 5\sqrt{3}}{13} \cong 1.205 \quad \beta_p = \frac{4 + \sqrt{3}}{13} \cong 0.441$$

Les pulsations  $\omega_p \sqrt{\alpha_p}$  et  $\omega_p \sqrt{\alpha_n}$  étant pratiquement égales à  $\omega_p$  (à 10% près), on peut poser approximativement :

$$G_{id,p}(s) \cong \frac{2V_0}{Ls} \quad \text{et} \quad G_{id,n}(s) \cong -\frac{V_0}{Ls} \quad (\text{A1.10-A1.11})$$

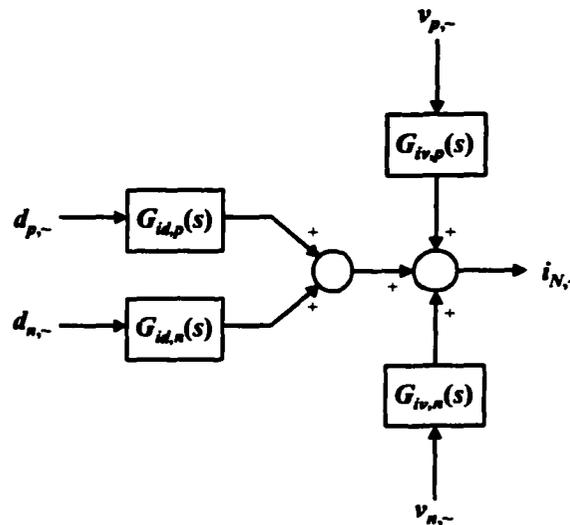


Figure A1.1 Schéma fonctionnel du convertisseur, adapté au réglage monovariable

## **ANNEXE 2**

### **Principes des commandes mono-variables unipolaire et bipolaire appliquées à un redresseur triphasé à système actif d'injection de courant**

Dans ce qui suit, deux techniques de commande monovariante, qui s'appliquent au redresseur triphasé de la figure 4.1, sont présentées. Elles diffèrent dans la manière selon laquelle les rapports cycliques  $d_p$  et  $d_n$  des interrupteurs  $Q_p$  et  $Q_n$  sont reliés entre eux.

### A2.1 Commande unipolaire

La commande unipolaire, telle que décrite en [7], repose sur le principe suivant : seul un des deux interrupteurs  $Q_p$  et  $Q_n$  est commandé dans une période de commutation, l'autre étant gardé ouvert. On commande  $Q_p$  lorsque  $i_N$  est positif, et  $Q_n$  dans le cas opposé. On introduit, à ce stade, une nouvelle variable de commande  $d$  du système, égale à  $d_p$  ou  $(1 - d_n)$  selon que  $i_N$  est positif ou négatif respectivement. Le modèle du système ayant  $d$  pour entrée et  $i_N$  pour sortie devient ainsi stationnaire, donc indépendant du signe de  $i_N$ . Ceci simplifie énormément la conception du système de réglage associé.

Pour des fins de réglage, il s'avère indispensable de définir la consigne de courant  $i_N^*$  qui permet de respecter les exigences imposées, notamment un TDH du courant de ligne inférieur à 5%. Pour cela, examinons de plus près les formes d'onde *locales* des différents courants, tracées à la figure A2.1. On peut en dégager les points suivants :

- La diode  $D$  est toujours passante et peut être omise du circuit.
- La valeur moyenne  $V_0$  de la tension aux bornes de la charge est égale à la tension moyenne redressée par le pont de diodes ( $V_0 \approx 2.34V_S$ ), susceptible de fluctuer avec le réseau d'alimentation ; ceci pose donc un problème majeur quant à la stabilisation de la tension de sortie.
- Pour pouvoir commander à tout instant le courant  $i_N$ , la tension  $v_0$  doit être toujours supérieure à  $(v_p - v_n)_{\max} = 3 v_{N,\max}$ , donc à  $2.12V_S$ , ce qui est pratiquement le cas.
- En négligeant les harmoniques de rang supérieur à 3, on peut poser approximativement  $v_p + v_n \approx V_0$  et, en notant  $\delta x$  la variation totale de la grandeur  $x$  dans une période de commutation  $T_S$ , on peut écrire :

$$\delta i_+ \equiv \delta i_- \equiv \frac{\delta i_N}{2} \equiv \frac{d_p v_p - (1 - d_p) v_n}{L} T_s \quad (\text{A2.1})$$

C'est en se basant sur ce dernier point que le choix de la référence  $i_N^*$  sera effectué. L'expression (A2.1) montre, en effet, qu'à tout instant la pente de variation du courant injecté  $i_N$  est presque égale, à une signe près, au double de celle de  $i_+$  et  $i_-$ . En imposant au courant  $i_N$  une forme semblable à  $-v_N$  et d'amplitude  $2I_{in}/3$ ,  $I_{in}$  étant la valeur moyenne globale de  $i_+$  et  $i_-$  égale à  $P_0\sqrt{6}/(2\pi V_S)$ , l'application de cette propriété conduit à un courant de ligne de forme polygonale (figure A2.2). Le TDH correspondant est de 4.64%.

Dans les calculs précédents, on a négligé les harmoniques de rang supérieur à 3. Afin de tenir compte de ces composantes dans une évaluation plus réaliste du TDH, on se propose d'établir l'expression temporelle du courant de ligne  $i_a^*$  à partir des équations (4.4) et du courant injecté désiré  $i_N^*$ . En pratique, l'ondulation de la tension de sortie est négligeable (à cause de la présence du condensateur  $C_0$ ), et l'on peut poser  $v_0 \approx V_0$ . En raison de la périodicité et de la complémentarité du modèle (4.4), on propose d'établir l'expression de  $i_N^*$  en se limitant à l'intervalle  $[\pi/3 ; 2\pi/3]$  où  $d_n \equiv 0$ . Celle-ci est donnée par :

$$i_N^*(t) = \begin{cases} \frac{4}{3} I_{in} \sin(\omega_0 t - \pi/3) & \text{lorsque } \pi/3 \leq \omega_0 t \leq \pi/2 \\ \frac{4}{3} I_{in} \cos(\omega_0 t - \pi/6) & \text{lorsque } \pi/2 \leq \omega_0 t \leq 2\pi/3 \end{cases} \quad (\text{A2.2})$$

Sachant que  $i_N = i_+ - i_-$  et  $V_0 = 3V_S\sqrt{6}/\pi$ , on tire des équations (4.4) et (A2.2) :

$$d_p^*(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} - \frac{\pi\sqrt{3}}{6} \sin(\omega_0 t - \pi/3) + \frac{2L\omega_0 I_{in}}{3V_0} \cos(\omega_0 t - \pi/3) & \text{si } \pi/3 \leq \omega_0 t \leq \pi/2 \\ \frac{1}{2} - \frac{\pi\sqrt{3}}{6} \cos(\omega_0 t - \pi/6) - \frac{2L\omega_0 I_{in}}{3V_0} \sin(\omega_0 t - \pi/6) & \text{si } \pi/2 \leq \omega_0 t \leq 2\pi/3 \end{cases} \quad (\text{A2.3})$$

et, par suite :

$$i_+^*(t) = \begin{cases} I_{in} \left[ 1 + \frac{2}{3} \sin(\omega_0 t - \pi/3) \right] + \frac{V_s \sqrt{6}}{2L\omega_0} \left[ 1 - \frac{3}{\pi} \omega_0 t + \sin(\omega_0 t - \pi/3) \right] & , \pi/3 \leq \omega_0 t \leq \pi/2 \\ I_{in} \left[ 1 + \frac{2}{3} \cos(\omega_0 t - \pi/6) \right] + \frac{V_s \sqrt{6}}{2L\omega_0} \left[ 2 - \frac{3}{\pi} \omega_0 t - \sin(\omega_0 t + \pi/3) \right] & , \pi/2 \leq \omega_0 t \leq 2\pi/3 \end{cases} \quad (\text{A2.4})$$

et :

$$i_-^*(t) = \begin{cases} I_{in} \left[ 1 - \frac{2}{3} \sin(\omega_0 t - \pi/3) \right] + \frac{V_s \sqrt{6}}{2L\omega_0} \left[ 1 - \frac{3}{\pi} \omega_0 t + \sin(\omega_0 t - \pi/3) \right] & , \pi/3 \leq \omega_0 t \leq \pi/2 \\ I_{in} \left[ 1 - \frac{2}{3} \cos(\omega_0 t - \pi/6) \right] + \frac{V_s \sqrt{6}}{2L\omega_0} \left[ 2 - \frac{3}{\pi} \omega_0 t - \sin(\omega_0 t + \pi/3) \right] & , \pi/2 \leq \omega_0 t \leq 2\pi/3 \end{cases} \quad (\text{A2.5})$$

La forme de  $i_a^*$ , construite à partir des expressions de  $i_+^*$ ,  $i_-^*$  et  $i_N^*$ , est tracée à la figure A2.3, ainsi que son fondamental. On voit la similitude entre cette courbe et la forme polygonale de la figure A2.2, bien que le TDH atteint cette fois-ci une valeur plus élevée, voisine de 5.7%. Le facteur de déplacement est pratiquement unitaire.

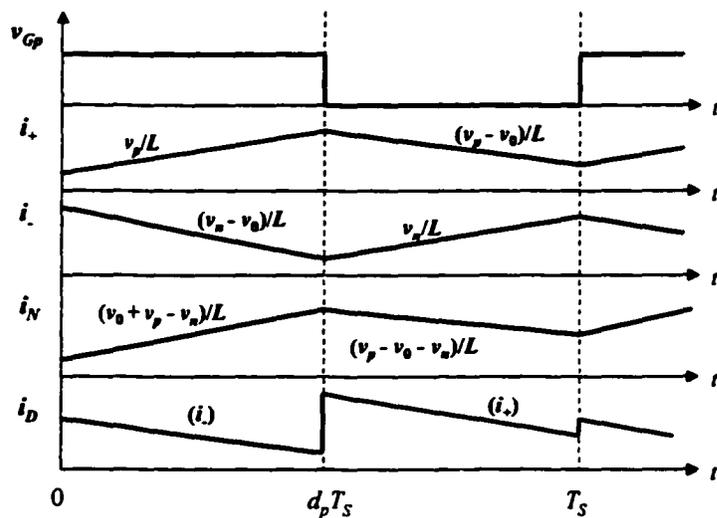


Figure A2.1 Formes d'ondes locales dans le cas d'une commande unipolaire

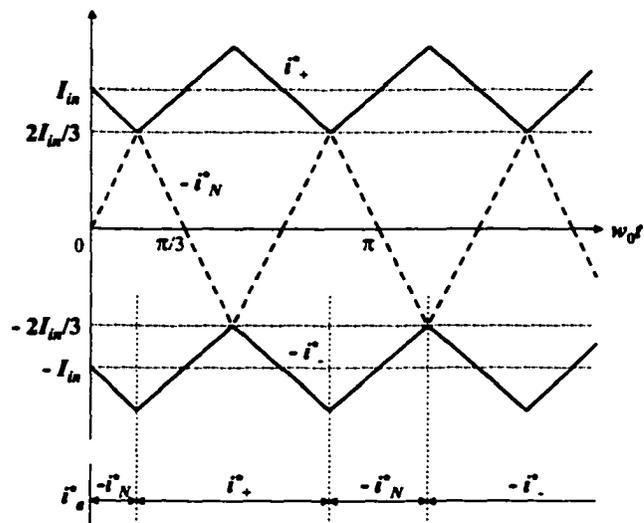


Figure A2.2 Choix de la consigne de courant

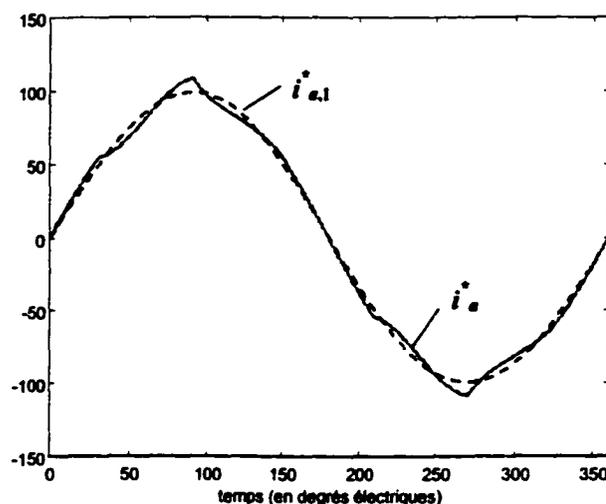


Figure A2.3 Forme d'onde théorique du courant de ligne pour une commande unipolaire et une charge de 25 kW

La figure A2.4 montre un exemple de réglage linéaire utilisant la commande unipolaire. Le comparateur génère un signal binaire dont le rapport cyclique est fonction linéaire du signal de commande  $v_{ci}$ . La rampe  $v_{PWM}$  permet, entre autres, de fixer la fréquence de commutation des interrupteurs  $Q_p$  et  $Q_n$  à une valeur  $f_S$ . Idéalement, l'erreur  $(i_N^* - K_i \cdot i_N)$  est identiquement nulle en régime dynamique et le rapport cyclique  $d$  prend la forme représentée à la figure A2.5. Une saturation de la commande est notable. Bien que ce phénomène se répète à raison de six par période, sa durée  $u$  est négligeable et affecte peu les performances globales du système. L'angle électrique  $u$  s'exprime approximativement par :

$$u \cong \frac{4\sqrt{3}L\omega_0 I_{in} - (6 - \pi\sqrt{3})V_0}{3\pi V_0 - 4L\omega_0 I_{in}} \quad (\text{A2.6})$$

Pour  $V_S = 120\text{V}$ ,  $\omega_0 = 2\pi \cdot 60\text{Hz}$  et  $L = 1\text{mH}$ , la saturation peut être évitée si le convertisseur opère en dessous de 18.5kW. A charge nominale de 25kW,  $u$  atteint 1.26 degré électrique.

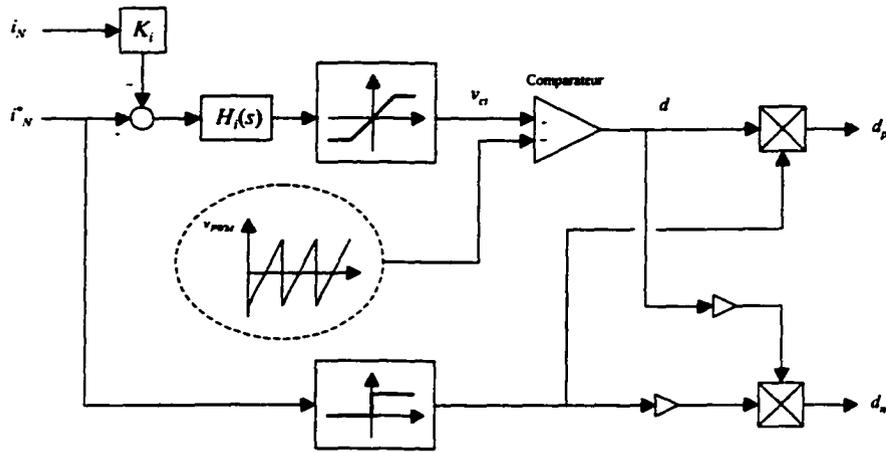


Figure A2.4 Circuit de réglage linéaire associé à la commande unipolaire

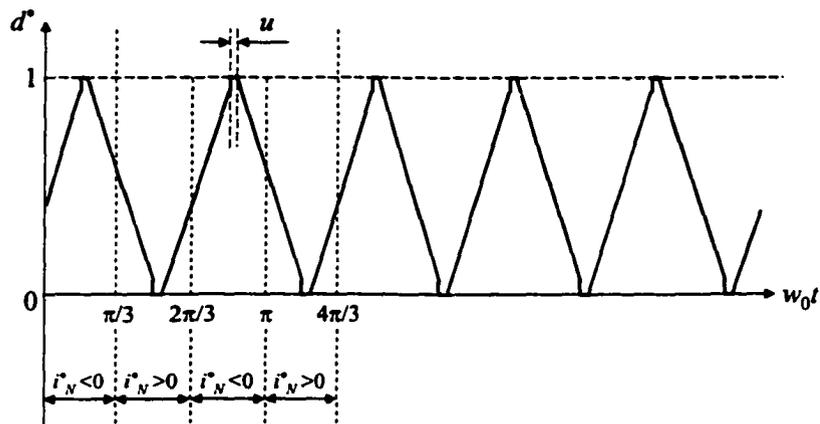


Figure A2.5 Forme d'onde désirée du rapport cyclique  $d$

## A2.2 Commande bipolaire

La nouvelle technique de réglage proposée dans ce paragraphe consiste à commander localement les interrupteurs  $Q_p$  et  $Q_n$  d'une manière synchrone et complémentaire. En d'autres termes, la fermeture des deux interrupteurs se fait toujours simultanément, et l'on impose toujours  $d_n = 1 - d_p$ . Contrairement au cas précédent, la présence de la diode

$D$  est nécessaire. Lorsque  $i_N$  est positif, les rapports cycliques statiques  $D_p$  et  $D_n$  sont égaux respectivement à  $(\sqrt{3}/3)$  et  $(1-\sqrt{3}/3)$ . La tension de sortie est fixée dans ces conditions à une valeur plus élevée, théoriquement égale à  $9V_S\sqrt{2}/\pi$ , et le problème de stabilisation vis-à-vis des fluctuations du réseau d'alimentation se pose à nouveau.

Pour des fins de comparaison, on se propose d'établir l'allure du courant de ligne  $i_a^*$  en gardant à un facteur près la même forme de la consigne de référence  $i_N^*$ . Celui-ci s'exprime ainsi par :

$$i_N^*(t) = \begin{cases} 2kI_{in} \sin(\omega_0 t - \pi/3) & \text{lorsque } \pi/3 \leq \omega_0 t \leq \pi/2 \\ 2kI_{in} \cos(\omega_0 t - \pi/6) & \text{lorsque } \pi/2 \leq \omega_0 t \leq 2\pi/3 \end{cases} \quad (\text{A2.7})$$

Le facteur  $k$  sera ajusté de manière à éviter d'éventuelles discontinuités dans le courant  $i_a^*$ . Une analyse semblable à celle du paragraphe précédent, avec cette fois-ci  $d_n = 1 - d_p$ , permet d'obtenir les expressions suivantes de  $d_p^*$ ,  $i_+^*$  et  $i_-^*$  :

$$d_p^*(t) = \begin{cases} \frac{2}{3} - \frac{\pi}{9} \sin(\omega_0 t - \pi/3) + \frac{2kL\omega_0 I_{in}}{3V_0} \cos(\omega_0 t - \pi/3) & \text{si } \pi/3 \leq \omega_0 t \leq \pi/2 \\ \frac{2}{3} - \frac{\pi}{9} \cos(\omega_0 t - \pi/6) - \frac{2kL\omega_0 I_{in}}{3V_0} \sin(\omega_0 t - \pi/6) & \text{si } \pi/2 \leq \omega_0 t \leq 2\pi/3 \end{cases} \quad (\text{A2.8})$$

$$i_+^*(t) = \begin{cases} \frac{kI_{in}}{3} [5 + 2 \sin(\omega_0 t - \pi/3)] + \frac{V_S \sqrt{2}}{L\omega_0} \left[ \frac{3}{2} - \frac{3}{\pi} \omega_0 t - \cos(\omega_0 t) \right], & \pi/3 \leq \omega_0 t \leq \pi/2 \\ \frac{kI_{in}}{3} [5 + 2 \cos(\omega_0 t - \pi/6)] + \frac{V_S \sqrt{2}}{L\omega_0} \left[ \frac{3}{2} - \frac{3}{\pi} \omega_0 t - \cos(\omega_0 t) \right], & \pi/2 \leq \omega_0 t \leq 2\pi/3 \end{cases} \quad (\text{A2.9})$$

et :

$$i_{-}^{\circ}(t) = \begin{cases} \frac{kI_{in}}{3} [5 - 4 \sin(\omega_0 t - \pi/3)] + \frac{V_s \sqrt{2}}{L\omega_0} \left[ \frac{3}{2} - \frac{3}{\pi} \omega_0 t - \cos(\omega_0 t) \right], & \pi/3 \leq \omega_0 t \leq \pi/2 \\ \frac{kI_{in}}{3} [5 - 4 \cos(\omega_0 t - \pi/6)] + \frac{V_s \sqrt{2}}{L\omega_0} \left[ \frac{3}{2} - \frac{3}{\pi} \omega_0 t - \cos(\omega_0 t) \right], & \pi/2 \leq \omega_0 t \leq 2\pi/3 \end{cases} \quad (\text{A2.10})$$

La continuité du courant  $i_a^{\circ}$  aux instants  $(6q \pm 1)\pi/6$ ,  $q \in \mathbb{Z}$ , impose la valeur suivante de  $k$  :

$$k = \frac{3\pi}{5\pi - 6 + 3\sqrt{3}} \cong 0.63 \quad (\text{A2.11})$$

La forme de  $i_a^{\circ}$ , construite à partir des expressions de  $i_{+}^{\circ}$ ,  $i_{-}^{\circ}$  et  $i_N^{\circ}$ , est tracée à la figure A2.6, ainsi que son fondamental. Le TDH est de 3.85% et le facteur de déplacement est pratiquement unitaire.

Le circuit de réglage linéaire associé à la commande bipolaire est donné à la figure A2.7. Idéalement, l'erreur  $(i_N^{\circ} - K_i \cdot i_N)$  est identiquement nulle en régime dynamique et les rapports cycliques  $d_p$  et  $d_n$  prennent les formes représentées à la figure A2.8. L'angle électrique  $u$ , durant lequel la condition  $d_p^{\circ} > d_n^{\circ}$  est rompue sous  $i_N^{\circ}$  positif, s'exprime approximativement par :

$$u \cong \frac{6\sqrt{3}kL\omega_0 I_{in} + (\pi - 3)V_0}{\pi\sqrt{3}V_0 - 6kL\omega_0 I_{in}} \quad (\text{A2.12})$$

Durant cet intervalle de temps répétitif, le convertisseur opère en mode 2 ou 4, comme c'est décrit au paragraphe 4.1.1. Dans le cas où  $i_N$  est positif, l'interrupteur  $T_n$  (associé à

sa diode anti-parallèle) conduirait toujours, et le convertisseur fonctionnerait comme un hacheur élévateur classique à tension d'entrée  $v_p$ . Cette situation ne peut être évitée quelle que soit la charge mise en jeu. Pour  $V_s = 120V$ ,  $\omega_0 = 2\pi.60Hz$ ,  $L = 1mH$  et une charge nominale de  $25kW$ ,  $\mu$  atteint  $6.12$  degrés électriques. La fréquence de répétition de ce phénomène étant égale à six fois celle du réseau, sa durée constitue alors seulement  $10.2\%$  de la période du réseau. Dans la conception du système de commande, ce phénomène est toutefois négligé.

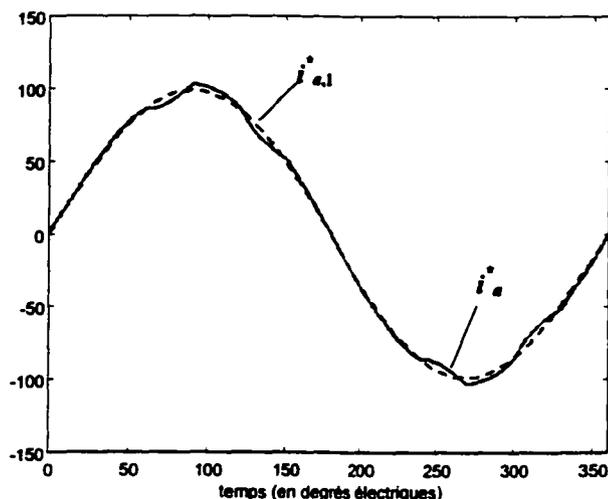


Figure A2.6 Forme d'onde théorique du courant de ligne pour une commande bipolaire et une charge de 25 kW

### A2.3 Conclusion

On vient de présenter deux approches simples pour la commande monovariante d'un redresseur triphasé à injection de courant. D'après l'analyse comparative développée, il s'est avéré que la commande bipolaire offre de meilleures performances en termes de TDH du courant de ligne et d'ondulation de la tension de sortie. La commande unipolaire, quant à elle, n'est avantageuse qu'au niveau des contraintes électriques imposées par la charge (niveau de tension moins élevé) et du rendement énergétique

(nombre réduit de composants, nombre réduit de commutations par période de fonctionnement).

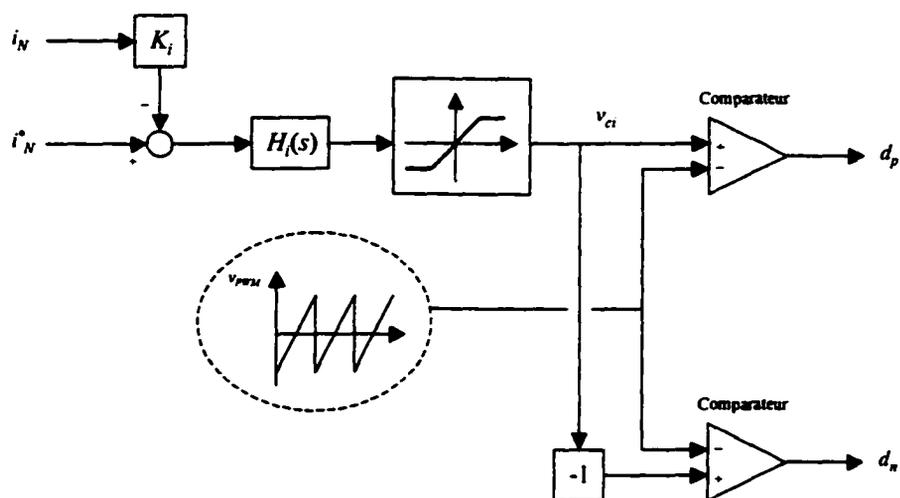


Figure A2.7 Circuit de réglage linéaire associé à la commande bipolaire

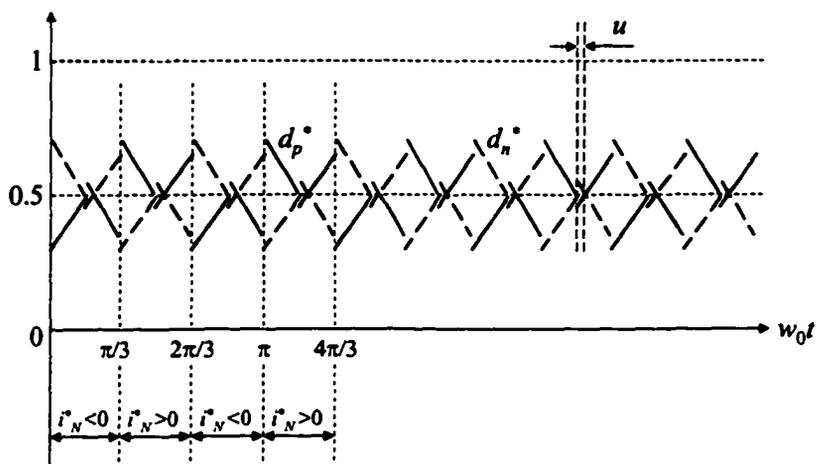


Figure A2.8 Formes d'onde de  $d_p^*$  et  $d_n^*$

## **ANNEXE 3**

### **Dimensionnement des inductances dans un redresseur triphasé à injection de courant, commandé par une seule boucle de courant**

On trace à la figure A3.1 la forme d'onde locale du courant injecté  $i_N$  dans le cas où celui-ci est positif et  $d_p > d_n$ . D'après cette courbe, l'inductance de lissage  $L$  doit vérifier deux conditions :

- Tout d'abord, pour pouvoir commander à tout instant le courant  $i_N$ , il faut que :

$$\frac{di_N}{dt} < \frac{v_p - v_n + v_0}{L} \quad (\text{A3.1})$$

En tenant compte des considérations de la section précédente, il suffit alors de poser :

$$L < \frac{6V_0 - 9V_S\sqrt{2}}{12k\omega_0 I_{in}} = L_{\max} \quad (\text{A3.2})$$

- Ensuite, l'ondulation  $\Delta i_N$  du courant injecté doit être limitée à une certaine valeur, notée  $(\Delta i_N)_{\lim}$ , préalablement fixée ; ceci revient à poser :

$$L > \frac{V_0}{f_S \cdot (\Delta i_N)_{\lim}} \cdot \left[ (1 - d_p) \cdot (2d_p - d_n) \right]_{\max} = L_{\min} \quad (\text{A3.3})$$

Dans le cas d'une commande unipolaire, on a  $V_0 = 3\sqrt{6}V_S/\pi = 4(2-\sqrt{3})R_0I_{in}$  et  $k = 2/3$ . Pour une charge nominale de 25kW, on tire de (A3.2) :  $L_{\max} \approx 3.75\text{mH}$ . De plus, selon l'expression (A3.3), la limite inférieure de l'inductance est obtenue pour  $d_p = 0.5$ ,  $d_n$  étant nul. En limitant l'ondulation du courant injecté à 10% de son amplitude, on obtient  $L_{\min} \approx 0.51\text{mH}$ .

De même, pour une commande du type bipolaire, on a  $V_0 = 9\sqrt{2}V_S/\pi = 4(2/\sqrt{3}-1)R_0I_{in}$  et  $k \approx 0.63$ . On en déduit pour une charge nominale  $L_{\max} \approx 5.87\text{mH}$  et  $L_{\min} \approx 0.62\text{mH}$ . Les valeurs de  $d_p$  et  $d_n$  qui permettent d'obtenir  $L_{\min}$  sont respectivement 2/3 et 1/3.

Par la suite, on choisira :  $L = 1\text{mH}$ .

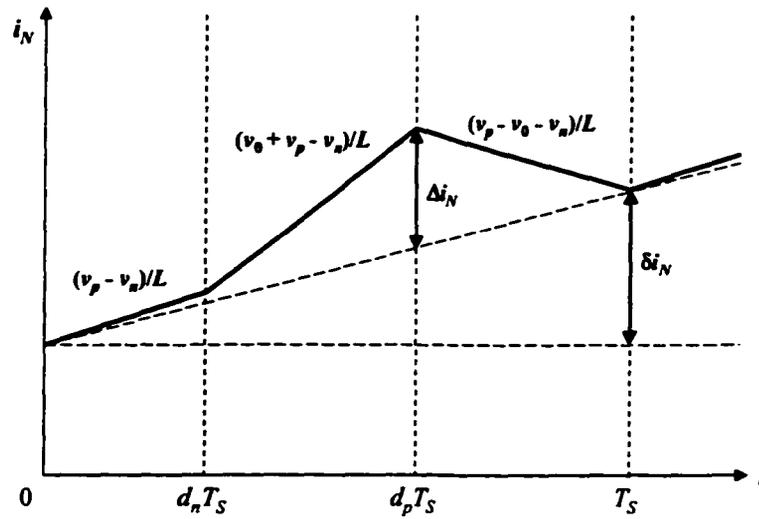


Figure A3.1 Forme d'onde locale du courant injecté

## **ANNEXE 4**

### **Évaluation comparative des techniques de commande par MLI et bascules à hystérésis**

On propose, dans cette annexe, une étude comparative de deux techniques de commande amplement utilisées dans la pratique, surtout au niveau de la mise en forme des courants dans les convertisseurs statiques. Il s'agit, d'une part, de la commande non linéaire par bascules à hystérésis connue par sa simplicité d'implantation et de mise en œuvre et, d'autre part, la commande linéaire par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) qui nécessite une connaissance, même approximative, du modèle mathématique du processus à commander. Les avantages et inconvénients des deux techniques de commande seront évalués pour un redresseur triphasé à circuit d'injection de courant totalement actif. Les résultats analytiques sont vérifiés par des simulations numériques effectuées sous Matlab/Simulink/Power System Blockset.

Le convertisseur est réglé par des boucles en cascade, tel qu'illustré à la figure A4.1. Les boucles internes de courant ont pour rôle principal la mise en forme des courants  $i_+$  et  $i_-$ . Afin d'avoir un facteur de puissance unitaire, les consignes de courant sont choisies proportionnelles respectivement aux potentiels  $v_+$  et  $v_-$  référés par rapport au neutre  $n$  de l'alimentation [46]. Elles sont générées par des multiplieurs/diviseurs réalisant la fonction suivante :

$$i_{\pm,ref} = \pm \frac{K_{i,ref} v_{cv} v_{\pm}}{K_{rms}^2 \langle v_{\pm} \rangle^2} = \pm \frac{2\pi^2 K_{i,ref} v_{cv} v_{\pm}}{27 K_{rms}^2 V_S^2} \quad (A4.1)$$

où  $v_{cv}$  dénote le signal de commande à la sortie du régulateur de tension. Le fait de diviser les courants de référence par le carré de  $V_S$  permet au montage d'opérer à puissance constante en dépit des fluctuations de la tension d'alimentation [74]. Les valeurs moyennes de  $v_+$  et  $v_-$  sont générées à l'aide de deux filtres passe-bas du second ordre, caractérisés par une fréquence propre de 18Hz et un facteur amortissement optimal égal à  $1/\sqrt{2}$ .

La boucle externe de tension doit assurer la stabilisation de la tension de sortie  $v_0$  autour d'une valeur désirée. Pour des raisons de stabilité, la boucle de tension doit être en général beaucoup plus lente que les boucles de courant. On tiendra compte de ce critère lors de la conception du régulateur de tension.

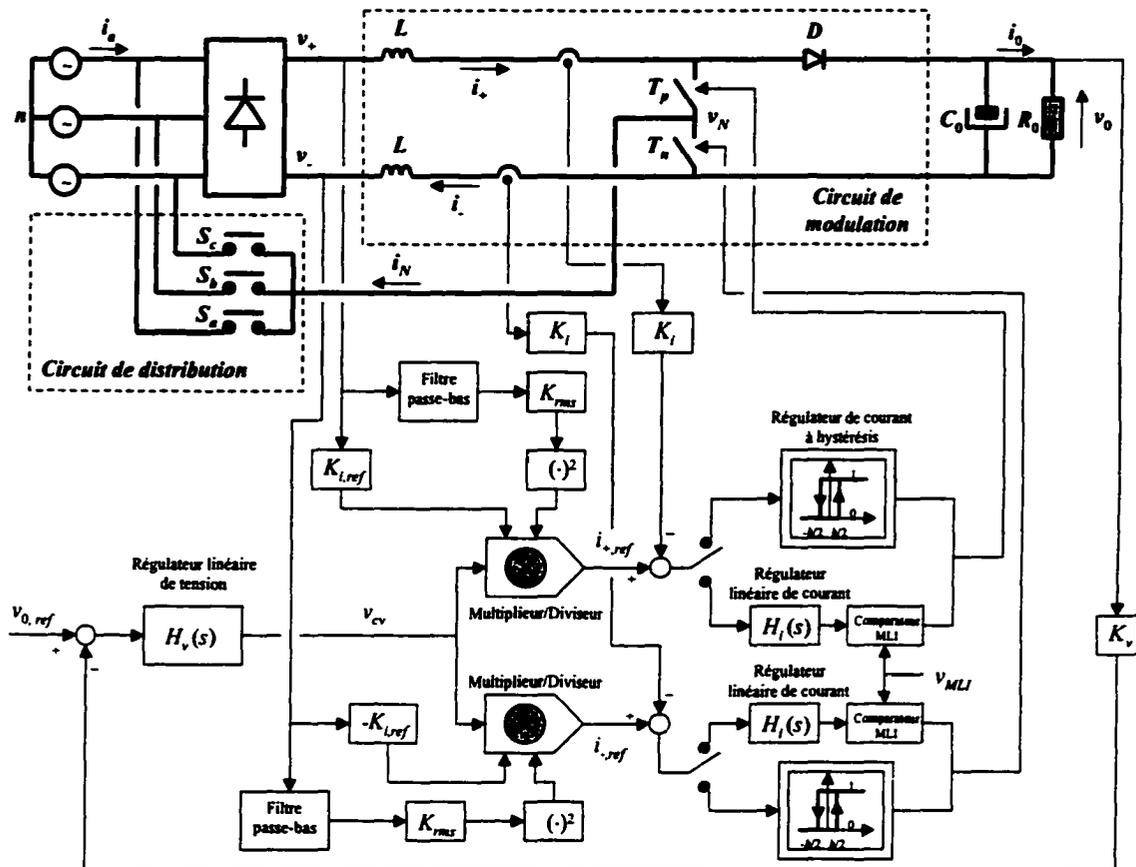


Figure A4.1 Structure du convertisseur et de son circuit de commande

## A4.1 Commande par bascules à hystérésis

### A4.1.1 Principe de commande

Dans cette section, les régulateurs de type relais à hystérésis sont utilisés pour la mise en forme des courants  $i_+$  et  $i_-$ . Le principe de commande est illustré par le schéma de la figure A4.2. L'écart entre la consigne de référence et le courant réel mis à l'échelle constitue le signal d'entrée au régulateur. Au moment où cet écart dépasse  $h/2$  en croissant, on commande la fermeture de l'interrupteur correspondant. Lorsque l'erreur atteint  $-h/2$  en décroissant, c'est l'ouverture de l'interrupteur qui est commandée.  $h$  est l'épaisseur de l'hystérésis. Cette technique de commande est connue par sa simplicité et sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des changements au niveau des paramètres du système. Toutefois, un choix judicieux doit être effectué quant à la valeur de  $h$  dont la fiabilité du système dépend fortement. En effet, une faible valeur de  $h$  entraînerait des valeurs prohibitives de la fréquence de commutation pouvant dépasser la valeur maximale admissible par les interrupteurs. La fréquence de commutation dépend, non seulement de  $h$ , mais aussi des paramètres du système et surtout du régime d'opération. Une adaptation de la valeur de  $h$  au changement du point d'opération doit être apportée en permanence afin de réduire le risque de destruction et d'augmenter, en conséquence, la fiabilité du dispositif.

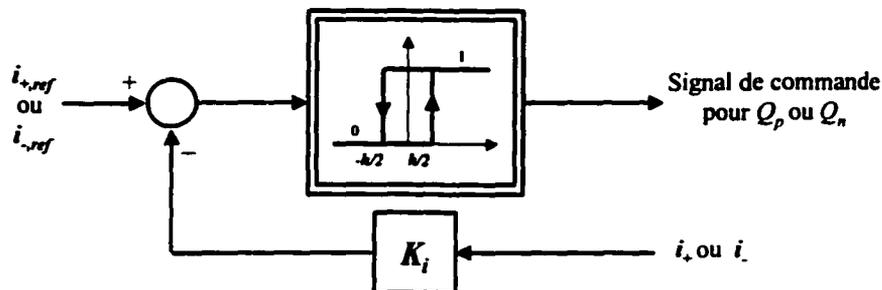


Figure A4.2 Commande par bascule à hystérésis

### A4.1.2 Caractéristiques

Les caractéristiques principales de la mise en forme des courants sont nécessairement la fréquence et l'amplitude de la composante ondulatoire des courants autour de leurs consignes respectives. Pour des fins de comparaison, le calcul de ces grandeurs est limité au courant  $i_+$  dans le cas où il est commandé indépendamment de  $i_-$ , c'est-à-dire dans l'intervalle  $\omega_0 t \in [\pi/3 ; 2\pi/3]$  où  $i_N$  est positif.  $\omega_0$  n'est autre que la pulsation du réseau d'alimentation. Dans ces conditions, la forme d'onde locale du courant  $i_+$  est conforme au graphe de la figure A4.3. Lorsque  $Q_p$  est fermé, le courant  $i_+$  croît avec une pente  $v_p/L$ . Pendant son ouverture,  $i_+$  décroît avec une pente  $(v_p - v_0)/L$ . On peut écrire les relations suivantes :

$$\begin{aligned}\delta i_{+,1} &= \frac{v_p}{L} \delta t_1 = h + \delta t_1 \operatorname{tg}(\alpha) \\ \delta i_{+,2} &= \frac{v_0 - v_p}{L} \delta t_2 = h - \delta t_2 \operatorname{tg}(\alpha)\end{aligned}\tag{A4.2}$$

La fréquence de commutation est définie par l'expression suivante :

$$f_s = \frac{1}{\delta t_1 + \delta t_2} = \frac{[v_p - L \operatorname{tg}(\alpha)] \cdot [v_0 - v_p + L \operatorname{tg}(\alpha)]}{h L v_0}\tag{A4.3}$$

L'ondulation de courant  $\Delta i_+$  est constante et égale à  $h$ . Dans l'intervalle  $[\pi/3 ; 2\pi/3]$ , on a les expressions temporelles suivantes :

$$\begin{aligned}v_p(t) &= V_s \sqrt{6} \sin\left(\omega_0 t - \varepsilon \frac{\pi}{6}\right) \\ \operatorname{tg}(\alpha) &= \frac{di_{+,ref}}{dt} = I_s \sqrt{2} \omega_0 \cos(\omega_0 t)\end{aligned}\tag{A4.4}$$

où :

$$\varepsilon = \begin{cases} +1 & \text{si } \frac{\pi}{3} < \omega_0 t < \frac{\pi}{2} \\ -1 & \text{si } \frac{\pi}{2} < \omega_0 t < \frac{2\pi}{3} \end{cases}$$

et  $I_S$  est la valeur efficace des courants de ligne. En supposant que les pertes dans le convertisseur sont nulles (i.e., rendement unitaire), la loi de conservation de puissance permet d'écrire :

$$I_S = \frac{P_0}{3V_S} = \frac{V_0^2}{3R_0 V_S} \quad (\text{A4.5})$$

$P_0$  est la puissance de la charge, et  $V_0$  la tension moyenne à ses bornes. En intégrant les expressions (A4.4) dans l'équation (A4.3) et en considérant  $v_0$  pratiquement constant (hypothèse validée par un choix judicieux du condensateur de filtrage  $C_0$ ), on aboutit à :

$$f_S(t) = \frac{\left[ V_S \sqrt{6} \sin\left(\omega_0 t - \varepsilon \frac{\pi}{6}\right) - L\omega_0 I_S \sqrt{2} \cos(\omega_0 t) \right] \left[ V_0 - V_S \sqrt{6} \sin\left(\omega_0 t - \varepsilon \frac{\pi}{6}\right) + L\omega_0 I_S \sqrt{2} \cos(\omega_0 t) \right]}{h L V_0} \quad (\text{A4.6})$$

La valeur maximale de la fréquence de commutation est obtenue à  $\omega_0 t = \pi/2$ . Elle s'exprime par :

$$f_{S,\max} = \frac{3V_S(V_0\sqrt{2} - 3V_S)}{2hLV_0} \quad (\text{A4.7})$$

La fréquence de commutation maximale dépend ainsi des paramètres  $h$  et  $L$  du système et du point d'opération choisi ( $V_S$  et  $V_0$ ). Afin de garder cette valeur en dessous de la

valeur maximale admissible par les interrupteurs, une adaptation permanente de  $h$  vis-à-vis du point d'opération du convertisseur devrait être effectuée, ce qui rendrait l'implantation du circuit de réglage relativement complexe. La figure A4.4 montre le tracé temporel de  $f_S$ . Les conditions d'opération du convertisseur, ainsi que les valeurs numériques de ses paramètres structurels, sont citées au paragraphe A4.4 de l'annexe. La valeur choisie pour  $h$  est de  $3.2^A$  A. Elle correspond à une fréquence de commutation maximale de 50 kHz.

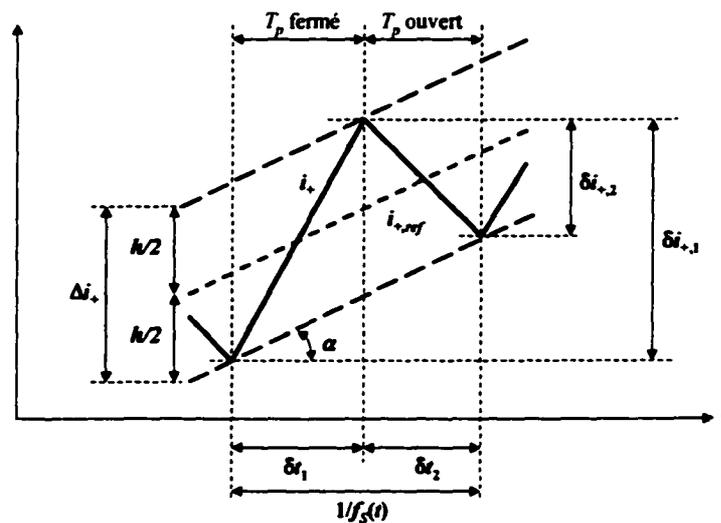


Figure A4.3 Forme d'onde locale de  $i_+$  pour une commande à hystérésis et dans le cas où  $i_N > 0$

#### A4.1.3 Problème de décrochage

Outre la variation de la fréquence de commutation et la difficulté d'adapter le régulateur de courant aux conditions d'opération du convertisseur, la technique de commande par bascules à hystérésis souffre d'un inconvénient majeur qui est le phénomène de décrochage. Celui-ci contribue à la déformation des courants de ligne et a, par conséquent, des impacts négatifs sur la qualité d'onde du réseau. Dans la suite, deux

types de décrochage seront définis et analysés. On distingue le décrochage synchrone et le décrochage asynchrone.

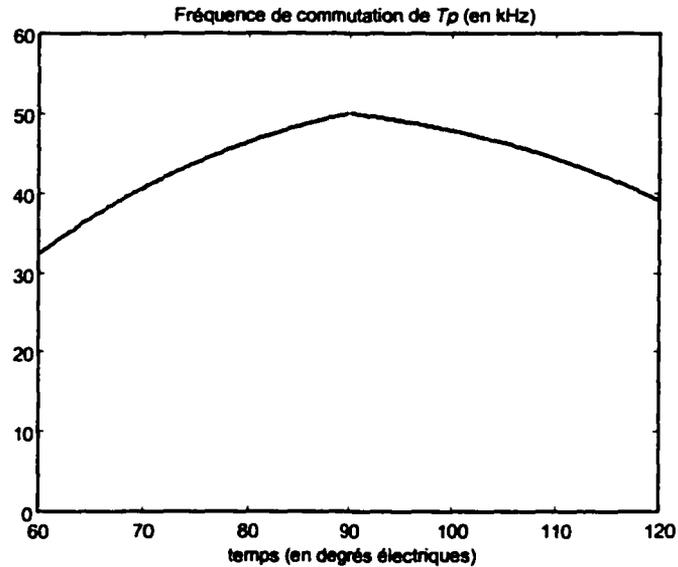


Figure A4.4 Variation temporelle de  $f_s$

#### A. Le décrochage synchrone

Le décrochage synchrone est celui dont l'impact sur la forme d'onde du courant de ligne est le plus important. Il se produit lorsque la pente de croissance du courant réel est inférieure à la pente de variation du courant désiré, c'est-à-dire lorsque :

$$v_p < L \frac{di_{+,ref}}{dt} \quad (\text{A4.8})$$

si on se limite à l'analyse du courant  $i_+$ . Ce phénomène est illustré à la figure A4.5. En se plaçant dans l'intervalle  $[\pi/6 ; 5\pi/6]$ , le décrochage synchrone a donc lieu pour :

$$\frac{\pi}{6} < \omega_0 t < \gamma \quad \text{avec} \quad \gamma = \arctg\left(\frac{\sqrt{3}}{3} + \frac{2L\omega_0}{9} \cdot \frac{P_0}{V_S^2}\right) < \frac{\pi}{2} \quad (\text{A4.9})$$

La durée du décrochage est alors :

$$u = \gamma - \frac{\pi}{6} = \arctg\left(\frac{\sqrt{3}}{1 + \frac{6V_S^2\sqrt{3}}{L\omega_0 P_0}}\right) < \frac{\pi}{3} \quad (\text{A4.10})$$

$u$  est une fonction croissante de la charge  $P_0$ , mais décroît lorsque la tension du réseau  $V_S$  augmente. La figure A4.6 montre certaines courbes de variation de  $u$  en fonction de  $P_0$ , paramétrées par  $V_S$ . Pour un régime d'opération nominal,  $u$  atteint une valeur de 5.86 degrés.

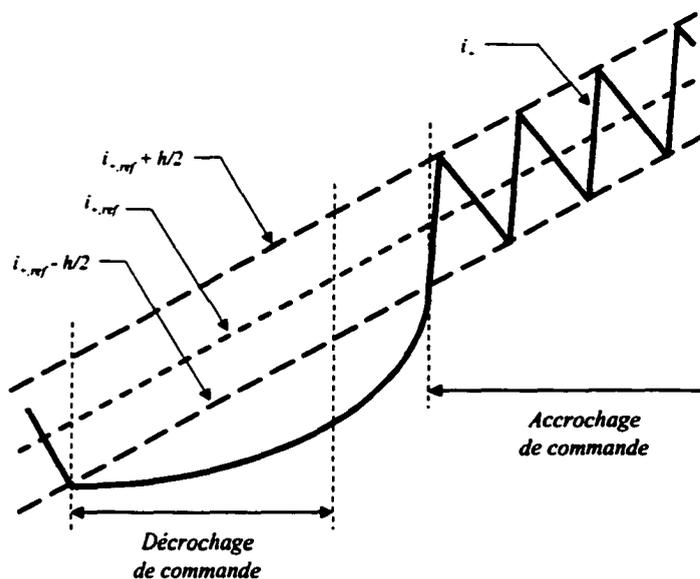


Figure A4.5 Phénomène de décrochage synchrone d'une commande à hystérésis

Le décrochage est évité durant la phase de décroissance du courant réel en raison de la valeur assez élevée choisie pour  $v_0$ . Vu que  $v_p$  et  $i_{+,ref}$  sont périodiques, et de période  $2\pi/3$ , ce même phénomène se produit à chaque intervalle  $[\pi/6 + 2k\pi/3 ; \gamma + 2k\pi/3]$ ,  $k \in \mathbb{Z}$ . De même, pour le courant  $i_-$ , le décrochage synchrone est obtenu pour  $\omega_0 t \in [\pi/2 + 2k\pi/3 ; \gamma + \pi/6 + 2k\pi/3]$ . Donc, d'une manière plus générale, le décrochage synchrone a lieu aux instants  $(\pi/6 + k\pi/3)$ , et sa durée est égale à  $u$ .

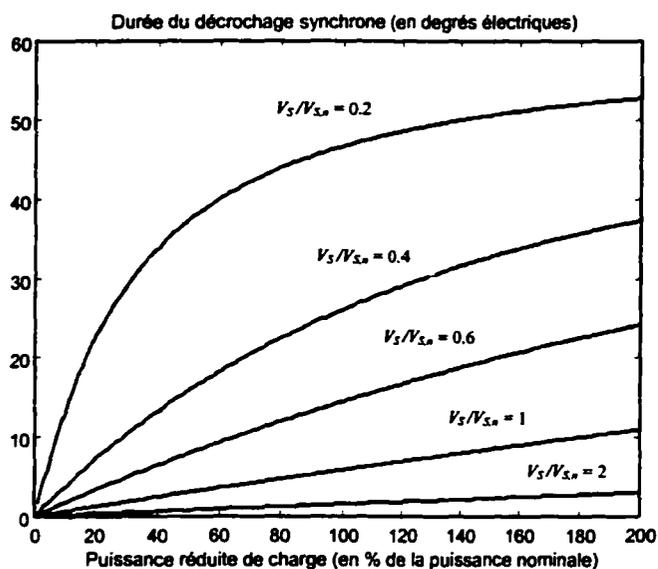


Figure A4.6 Courbes de variation de la durée du décrochage synchrone en fonction de  $P_0$ , paramétrées par  $V_S$ , pour une commande à hystérésis

## B. Le décrochage asynchrone

Un décrochage asynchrone a lieu chaque fois qu'un courant, que ce soit  $i_+$  ou  $i_-$ , dépasse la bande d'épaisseur  $h$  pendant une fraction de la période de commutation. Ce phénomène est dû au couplage qui existe entre les deux hacheurs du circuit de modulation. Il s'accompagne, en général, d'une perte partielle ou totale de contrôle de l'un des deux courants, qui se produit lorsque la diode anti-parallèle de l'interrupteur

correspondant est en état de conduction. Contrairement au cas précédent, la localisation d'un décrochage asynchrone est imprévisible et ne peut être prédéfinie pour une commande à hystérésis. Ceci est dû au fait que les deux hacheurs formant le circuit de modulation sont commandés indépendamment (donc d'une manière asynchrone) en dépit du couplage qui existe entre eux. La figure A4.7 montre un exemple de décrochage asynchrone subi par le courant  $i_-$  dans le cas où  $i_N$  est positif. Une situation identique pourrait être obtenue pour  $i_+$  dans le cas complémentaire où  $i_N$  est négatif.

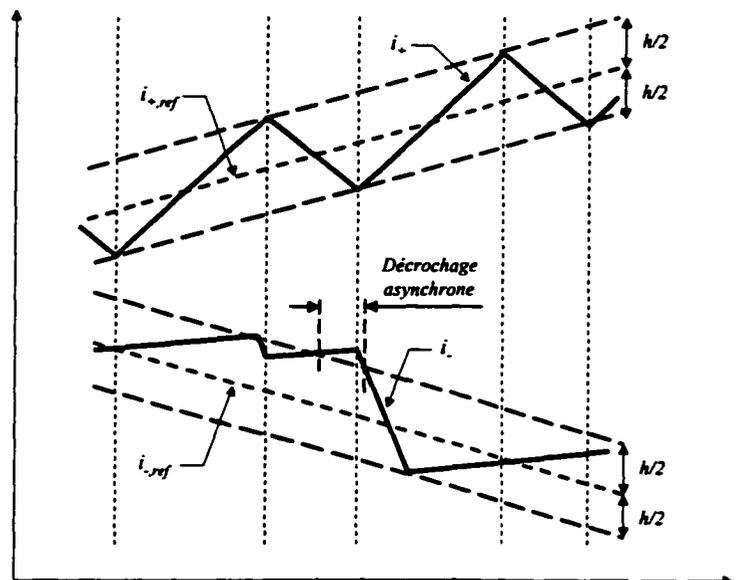


Figure A4.7 Phénomène de décrochage asynchrone d'une commande à hystérésis

## A4.2 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

### A4.2.1 Principe de la commande MLI

Le principe de la commande MLI pour la mise en forme des courants  $i_+$  et  $i_-$  est illustré à la figure A4.8. Le circuit modulateur réalise une comparaison entre le signal de

commande  $v_{ci}$ , à la sortie du régulateur de courant, et un signal de modulation  $v_{MLI}$  en forme de dents de scie et de fréquence  $f_S$ . Le résultat de cette comparaison correspond à une série d'impulsions, de fréquence fixe  $f_S$  mais de rapport cyclique variable, modulé par le signal  $v_{ci}$ . La synthèse des régulateurs de courant  $H_i(s)$  se base sur le modèle mathématique du convertisseur. La validité du modèle doit s'étendre au moins dans la bande de fréquence utile de la boucle de courant, correspondant généralement à  $[0 ; f_S/6]$ . Telles qu'obtenues précédemment, les équations régissant les variations des courants  $i_+$  et  $i_-$  dans le cas où  $i_N$  est positif et  $d_p > d_n$  sont les suivantes [88] :

$$\begin{aligned} v_p &= L \frac{di_+}{dt} + (1 - d_p)v_0 \\ v_n &= L \frac{di_-}{dt} + (d_p - d_n)v_0 \end{aligned} \quad (\text{A4.11})$$

Dans ces conditions, les courants  $i_+$  et  $i_-$  sont totalement contrôlables par les rapports cycliques  $d_p$  et  $d_n$  des interrupteurs  $T_p$  et  $T_n$ , respectivement.

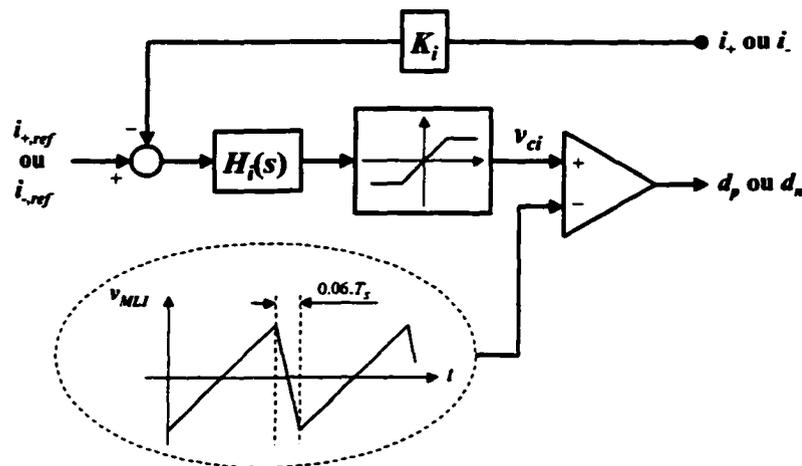


Figure A4.8 Principe de la commande MLI

### A4.2.2 Caractéristiques

En se limitant, comme dans le cas de la commande à hystérésis, à l'intervalle  $[\pi/3 ; 2\pi/3]$  où  $i_N$  est positif, les équations (A4.11) montrent que la mise en forme du courant  $i_+$  s'effectue par un ajustement judicieux de la variable de commande  $d_p$ . En utilisant les expressions de  $v_p$  et  $(di_{+,ref}/dt)$  données en (A4.4), on tire celle désirée de  $d_p$ , obtenue pour une opération en régime établi à facteur de puissance unitaire :

$$d_p(t) = 1 - \frac{V_s \sqrt{6}}{V_0} \sin\left(\omega_0 t - \varepsilon \frac{\pi}{6}\right) + \frac{L \omega_0 I_s \sqrt{2}}{V_0} \cos(\omega_0 t) \quad (\text{A4.12})$$

La forme d'onde locale du courant  $i_+$  dans ces conditions d'opération est représentée à la figure A4.9. La fréquence de commutation de  $T_p$  est fixe et égale à  $f_s$ . Par contre, l'ondulation  $\Delta i_+$  du courant varie avec le temps. L'observation de la figure A4.9 permet de dégager les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \Delta i_+ &= [\text{tg}(\beta) - \text{tg}(\alpha)] \frac{d_p}{f_s} \\ \text{tg}(\alpha) &= \frac{di_{+,ref}}{dt} \\ \text{tg}(\beta) &= \frac{v_p}{L} \end{aligned} \quad (\text{A4.13})$$

Combinant les expressions (A4.11), (A4.12) et (A4.13), on tire l'expression temporelle de  $\Delta i_+$  :

$$\begin{aligned} \Delta i_+(t) &= \frac{V_0}{L f_s} d_p(t) [1 - d_p(t)] \\ &= \frac{1}{L f_s} \left[ V_s \sqrt{6} \sin\left(\omega_0 t - \varepsilon \frac{\pi}{6}\right) - L \omega_0 I_s \sqrt{2} \cos(\omega_0 t) \right] \left[ 1 - \frac{V_s \sqrt{6}}{V_0} \sin\left(\omega_0 t - \varepsilon \frac{\pi}{6}\right) + \frac{L \omega_0 I_s \sqrt{2}}{V_0} \cos(\omega_0 t) \right] \end{aligned} \quad (\text{A4.14})$$

On donne à la figure A4.10 la courbe de variation de l'ondulation de courant en fonction du temps. Les paramètres du système sont les mêmes qu'au paragraphe précédent. L'ondulation atteint une valeur maximale de 3.24 Ampères à  $\omega_0 t = \pi/2$ . Celle-ci s'exprime analytiquement par :

$$\Delta i_{+,max} = \frac{3V_s \sqrt{2}}{2L f_s} \left( 1 - \frac{3V_s \sqrt{2}}{2V_0} \right) \quad (\text{A4.15})$$

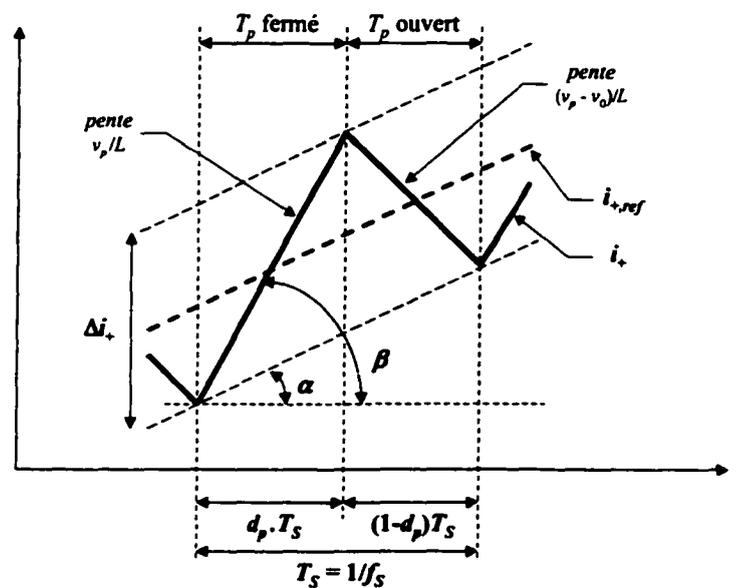


Figure A4.9 Forme d'onde locale de  $i_+$  pour une commande MLI et dans le cas où  $i_N > 0$

#### A4.2.3 Synthèse du régulateur de courant

Dans l'hypothèse d'un régime de variation en petits signaux autour du point statique, la transmittance du convertisseur liant, d'une part,  $i_+$  à  $d_p$  et, d'autre part,  $i_-$  à  $d_n$  s'exprime approximativement par [88] :

$$G_{id}(s) \cong \frac{V_0}{Ls} \quad (\text{A4.16})$$

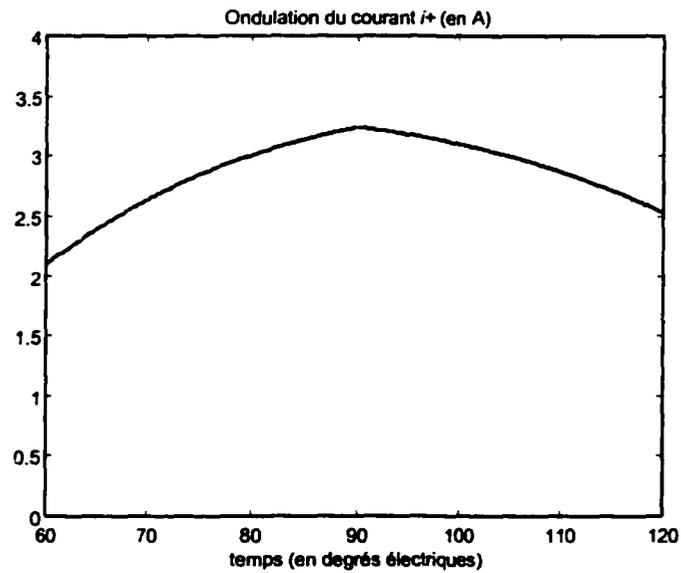


Figure A4.10 Variation temporelle de  $\Delta i_+$

Les gains des deux boucles de courant sont ainsi identiques. Ils s'expriment comme suit :

$$G_{BOi}(s) = K_i H_i(s) K_{PWM} \frac{V_0}{Ls} \quad (\text{A4.17})$$

où  $K_{PWM}$  dénote le gain dynamique du circuit modulateur et  $K_i$  le gain de la chaîne de retour. Le régulateur de courant est choisi de la forme :

$$H_i(s) = \frac{K_{Hi}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zi}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pi}}} \quad (\text{A4.18})$$

avec :

$$K_{Hi} = \frac{\pi^2 L f_s^2 \sqrt{2}}{12500 K_i K_{PWM} V_0} \quad \omega_{zi} = \frac{2\pi f_s}{5000} \quad \omega_{pi} = \frac{2\sqrt{2}\pi f_s}{5}$$

Les paramètres du régulateur sont ajustés de manière à avoir en boucle fermée une bande passante de  $f_s/5$  et un facteur d'amortissement optimal de  $1/\sqrt{2}$ . La présence du pôle  $\omega_{pi}$  permet, entre autres, de filtrer la composante à haute fréquence des courants  $i_+$  et  $i_-$ . Le pôle à zéro sert à éliminer l'erreur statique, et son effet sur la stabilité de la boucle est compensé par le zéro placé à  $\omega_{zi}$ .

#### A4.2.4 Problème de décrochage

Le problème de décrochage relatif à la commande MLI se manifeste lors d'une perte de contrôle totale de l'un des deux courants  $i_+$  et  $i_-$ . Ceci a lieu lorsque  $d_p < d_n$  sous  $i_N > 0$ , auquel cas  $i_-$  n'est plus commandable, et lorsque  $d_p > d_n$  sous  $i_N < 0$ , auquel cas on perd la commandabilité de  $i_+$  [88]. En pratique, les signaux de commande de  $Q_p$  et  $Q_n$  sont synchronisés à la fermeture et, de ce fait, les instants d'occurrence du décrochage peuvent toujours être prévus. L'accrochage est ainsi de nature synchrone. La figure A4.11 montre les courbes de variation temporelle des rapports cycliques  $d_p$  et  $d_n$  en régime établi et dans l'hypothèse d'un facteur de puissance unitaire. Le signe du courant injecté  $i_N$  est également indiqué pour chaque intervalle de temps. On y voit clairement que le phénomène de décrochage apparaît toujours aux instants  $(\pi/6 + k\pi/3)$ ,  $k \in \mathbb{Z}$ . La durée du décrochage  $u$  s'exprime par :

$$u = \arctg \left( \frac{\sqrt{3}}{1 + \frac{6V_s^2 \sqrt{3}}{L\omega_0 P_0}} \right) < \frac{\pi}{3} \quad (\text{A4.19})$$

Cette expression est identique à celle obtenue pour une commande à hystérésis, donnée en (A4.10). Ainsi, pour des conditions d'opération identiques, les instants d'occurrence et la durée de l'accrochage synchrone, dans le cas d'une commande MLI, sont pratiquement les mêmes que ceux relatifs à une commande par bascules à hystérésis.

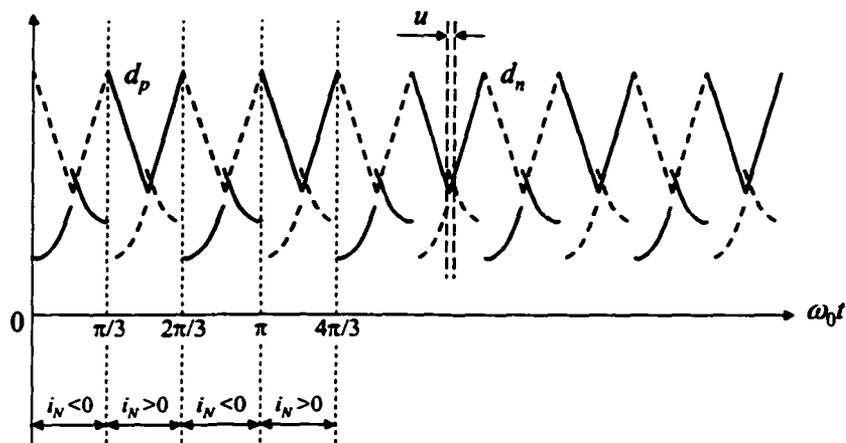


Figure A4.11 Phénomène de décrochage dans le cas d'une commande MLI

### A4.3 Conception de la boucle de tension

D'une manière générale, afin de maintenir la stabilité dans les systèmes de réglage par boucles en cascade, les boucles externes sont conçues de manière à être assez lentes par rapport aux boucles internes. Dans ces conditions, les performances et caractéristiques dynamiques des deux types de boucles sont pratiquement découplées et leur conception peut se faire ainsi d'une manière indépendante.

Dans ce paragraphe, on s'intéresse à l'élaboration de la boucle externe qui permet la régulation de la tension  $v_0$ . Celle-ci peut être effectuée indépendamment du type de commande (MLI ou à hystérésis) utilisé dans les boucles internes de courant supposées suffisamment rapides.

Dans un régime de variation en petits signaux autour du point statique, on peut exprimer le gain de la boucle de tension comme suit :

$$G_{BOv}(s) = \frac{4(2 - \sqrt{3})K_v K_{i,ref} R_0}{K_i K_{rms}^2 V_0} \cdot H_v(s) \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega'_p}} \quad (\text{A4.20})$$

avec :

$$\omega_z \cong 3.07 \frac{R_0}{L} \left( \frac{V_s}{V_0} \right)^2 \quad \text{et} \quad \omega'_p = \frac{2}{R_0 C_0}$$

$K_v$  dénote le gain de mise à l'échelle dans la chaîne de retour. Le régulateur de tension est choisi de la forme :

$$H_v(s) = \frac{K_{Hv}}{s} \quad (\text{A4.21})$$

La valeur du paramètre  $K_{Hv}$  est ajustée de manière à imposer au gain de boucle une pulsation de passage par zéro égale à  $\omega_p$ . Elle correspond à :

$$K_{Hv} = \frac{\sqrt{2}(2 + \sqrt{3})}{2} \cdot \frac{K_i K_{rms}^2 V_0}{K_v K_{i,ref} R_0^2 C_0} \quad (\text{A4.22})$$

La marge de phase est alors pratiquement égale à  $45^\circ$ , et la rapidité de la boucle est 700 fois plus faible que celle des boucles de courant. Le pôle à zéro dans  $H_v(s)$  sert, entre

autres, à éliminer l'erreur statique et à réduire la composante à  $3\omega_0$  de la tension de sortie.

#### A4.4 Résultats de simulation

Une version numérique du convertisseur a été simulée à l'aide de l'outil Power System Blockset opérant sous Matlab/Simulink. Les deux types de commande ont été appliqués successivement au circuit. Les paramètres d'opération sont les suivants :

Puissance nominale de charge	$P_{0,n} = 25 \text{ kW}$
Tension simple nominale du réseau	$V_{S,n} = 120 \text{ V}$
Tension moyenne de sortie	$V_0 = 700 \text{ V}$
Fréquence du réseau	$f_0 = 60 \text{ Hz}$
Fréquence d'échantillonnage	$f_s = 50 \text{ kHz}$
Inductances de lissage	$L = 1 \text{ mH}$ , chacune
Résistance de charge	$R_0 = 19.6 \Omega$
Condensateur de filtrage	$C_0 = 1150 \mu\text{F}$
Gain dynamique du modulateur	$K_{PWM} = 1/30 \text{ V}^{-1}$
Épaisseur de l'hystérésis	$h = 3.24 \text{ A}$
Gains de retour	$K_i = 0.051 \Omega$ $K_v = 5/700$
Paramètres d'un multiplieur/diviseur	$K_{rms} = 0.02$ $K_{i,ref} = 0.05$

Les formes d'onde du courant de ligne en régime établi, correspond aux deux techniques de commande envisagées, sont représentées à la figure A4.12. Pour la commande à hystérésis, le TDH du courant est de 2.827 % et le facteur de puissance est voisin de 0.9995. Alors que pour la commande MLI, on obtient un TDH de 2.477 % et un facteur de puissance de 0.9996. De plus, pour la commande à hystérésis, la fréquence de

commutation  $f_s$  varie entre 14.1 kHz et 45.5 kHz , et l'ondulation de courant est fixe et égale à 3.24 A. Alors que dans le cas de la commande MLI,  $f_s$  est fixe et égale à 50 kHz mais l'ondulation de courant varie entre 1.2 A et 3.1 A. Quant à la durée du décrochage synchrone  $\mu$  , elle prend respectivement les valeurs 15.12 ° et 13.5 ° . L'amélioration du TDH de courant assurée par la commande MLI vis-à-vis de celle à hystérésis est due principalement au plus faible contenu en harmoniques du spectre de courant, surtout dans la zone de fréquences qui s'étend entre 30 kHz et 50 kHz , comme le montrent les graphes de la figure A4.13 où l'amplitude des raies est exprimée en Ampères.

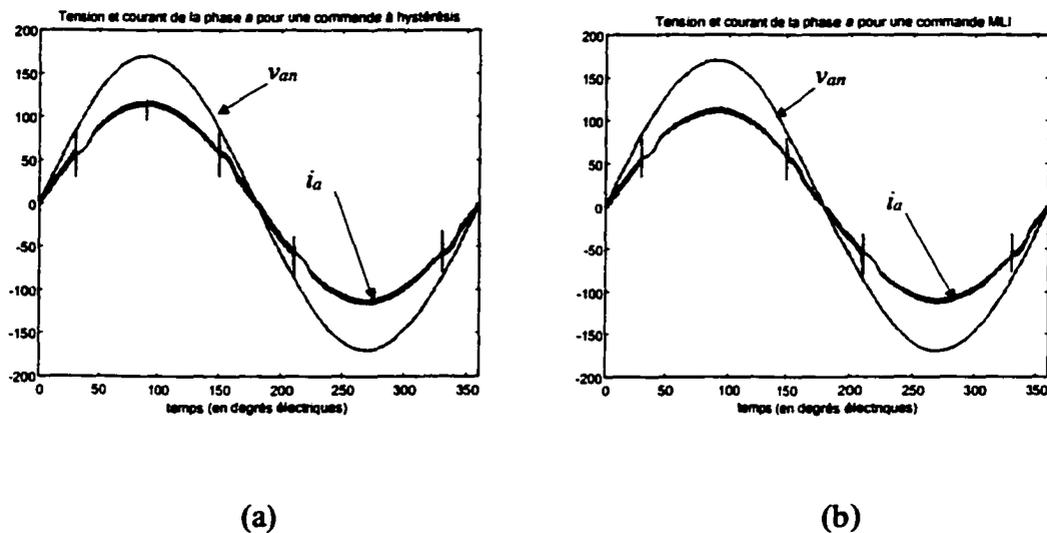


Figure A4.12 Formes d'onde du courant de ligne pour un régime d'opération nominal.  
a) Cas d'une commande à hystérésis. b) Cas d'une commande MLI

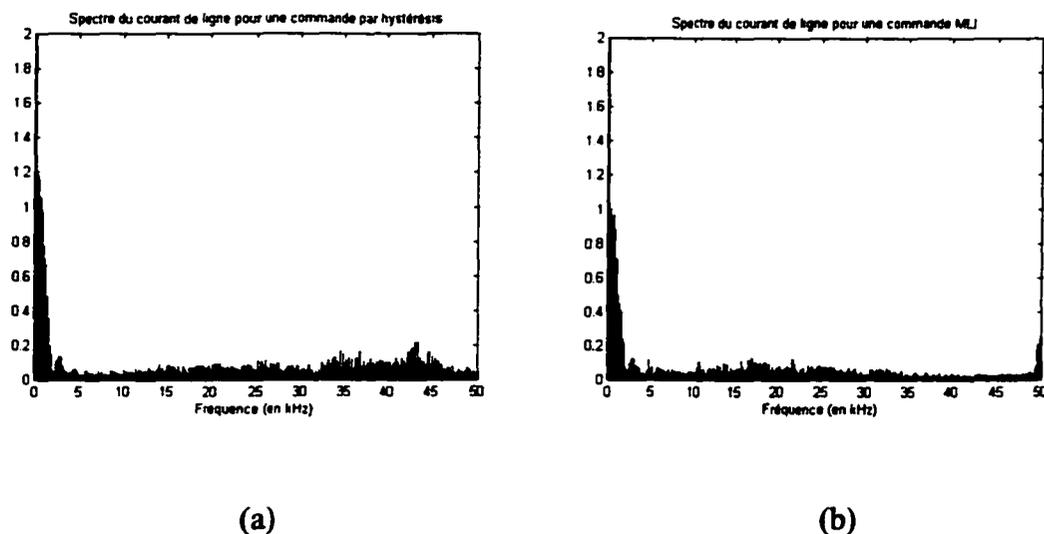


Figure A4.13 Spectres du courant de ligne pour a) une commande à hystérésis et b) une commande MLI

#### A4.5 Conclusion

Dans ce paragraphe, une étude comparative de deux techniques de commande, appliquées à la mise en forme des courants dans un redresseur triphasé à injection de courant, a été élaborée. L'analyse, qui s'est limitée uniquement au cas où les courants sont totalement commandables, a montré que la commande de type MLI est plus performante et, de ce fait, plus attirante que la technique utilisant des bascules à hystérésis, en dépit de simplicité d'implantation de cette dernière. En effet, l'observation des résultats théoriques et de ceux obtenus par simulation permet de dégager les points suivants :

- La déformation du courant de ligne est moins prononcée dans le cas d'une commande MLI. Ceci s'exprime par une plus faible valeur du TDH de courant et, par conséquent, par une valeur plus élevée du facteur de puissance du dispositif.

- Dans le cas de la commande à hystérésis, la plage de variation de la fréquence de commutation est assez large. Elle dépend de l'épaisseur de l'hystérésis, des paramètres structurels du dispositif et du point d'opération choisi. Ceci entraîne deux inconvénients majeurs : tout d'abord, l'apparition d'harmoniques de courant de faible fréquence, difficiles à filtrer, et ensuite le risque de destruction du dispositif engendré par une mauvaise adaptation de l'épaisseur de l'hystérésis vis-à-vis du point d'opération. Le fait d'imposer une valeur fixe assez élevée à la fréquence de commutation, comme c'est le cas d'ailleurs de la commande MLI, permet ainsi à repousser les harmoniques de courant vers les hautes fréquences et à augmenter la fiabilité du dispositif.
- L'ondulation de courant obtenue par la commande MLI est toujours inférieure à celle d'une commande à hystérésis.
- Le problème du décrochage synchrone existe pour les deux types de commande. Sa durée et sa fréquence d'apparition sont également les mêmes dans les deux cas. Ce phénomène inévitable engendre une dégradation notable de la forme d'onde des courants de ligne, créant ainsi d'autres harmoniques de courant de faible fréquence. D'autre part, contrairement à la commande MLI, la commande à hystérésis souffre du problème de décrochage asynchrone qui contribue davantage à la déformation des courants de ligne.
- Finalement, l'utilisation de la technique MLI rend possible, dans certaines conditions, l'établissement d'un modèle mathématique du convertisseur et, par conséquent, la conception de systèmes de réglage plus sophistiqués et plus performants.

## **ANNEXE 5**

### **Conception de la boucle de tension pour la commande d'un redresseur triphasé à injection de courant**

Dans le cas d'un réglage multivariable en cascade d'un redresseur triphasé à injection de courant, les boucles internes de courant sont généralement conçues pour être beaucoup plus rapides que la boucle externe de tension. Ainsi, vis-à-vis de la boucle externe, le système de bouclage interne pourra être modélisé par une matrice de gains diagonale, dont les éléments sont constants et égaux à  $1/K_i$ . La boucle de tension se présente alors conformément au schéma fonctionnel de la figure A5.1 où  $H_v(s)$  caractérise le régulateur de tension et  $K_v$  désigne le gain de la chaîne de retour. Les blocs multiplieurs/diviseurs sont remplacés par leur gain en régime dynamique de "petits signaux".  $V_+$  et  $V_-$  représentent respectivement les valeurs statiques des potentiels  $v_+$  et  $v_-$  dans les intervalles où  $i_N$  est positif. Elles sont définies, ainsi que le paramètre  $K$ , par :

$$V_+ = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_S \quad V_- = -\frac{3\sqrt{2}(\sqrt{3}-1)}{\pi} V_S \quad K = \frac{2\pi^2 K_{i,ref}}{27 K_{rms}^2 V_S^2} \quad (\text{A5.1-A5.3})$$

En se reportant aux expressions de  $G_{vi,1}(s)$  et  $G_{vi,2}(s)$  données au paragraphe 4.1.3.2 du chapitre 4, le gain en boucle ouverte du système de la figure A5.1 s'écrit alors sous la forme :

$$G_{BOv}(s) = \frac{K_v K R_0 V_0 (1-D_p)^2}{2K_i} \cdot H_v(s) \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega'_p}} \quad (\text{A5.4})$$

où :

$$\omega_z = \frac{6(4-\sqrt{3})}{13} (1-D_p)^2 \frac{R_0}{L} \quad \text{et} \quad \omega'_p = \frac{2}{R_0 C_0} \quad (\text{A5.5})$$

Dans la bande de fréquences utile à la boucle de tension (correspondant aux fréquences inférieures à  $f_s/500$ ), le zéro positif  $\omega_z$  peut être négligé. Ainsi, en suivant les considérations de la section 2.3.1.1.B, le régulateur de tension est choisi de la forme :

$$H_v(s) = \frac{K_{Hv}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zv}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pv}}} \quad (\text{A5.6})$$

avec :

$$K_{Hv} = \frac{2\pi f_s K_i \sqrt{2}}{500 K(V_s) K_v (1 - D_p)^2 R_0 V_0}$$

$$\omega_{zv} = \omega'_p = \frac{2}{R_0 C_0} \quad \text{et} \quad \omega_{pv} = \frac{2\sqrt{2}\pi f_s}{500}$$

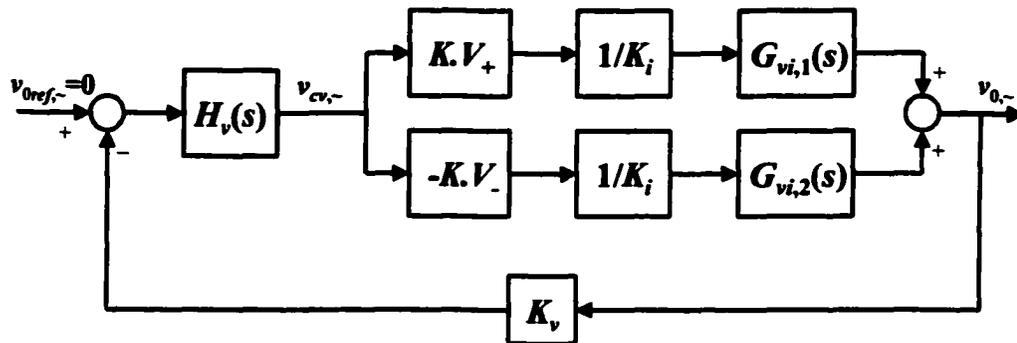


Figure A5.1 Boucle de tension

## BIBLIOGRAPHIE

1. Project IEEE 519 (1992). IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems.
2. IEC Subcommittee 77A (1992). Disturbance in Supply Systems Caused by Household Appliance and Similar Electrical Equipment, Part 2: Harmonics. EN 60555-2.
3. Key, T.S. (1993). Comparison of Standards and Power Supply Design Options for Limiting Harmonic Distortion in Power Systems. IEEE Trans. Industry Applications, 29(4), pp. 688-695.
4. Rastogi, M., Naik, R., Mohan, N. (1994). A Comparative Evaluation of Harmonic Reduction Techniques in Three-Phase Utility Interface of Power Electronic Loads. IEEE Trans. Industry Applications, 30(5), pp. 1149-1155.
5. Enjeti, P., Shireen, W., Packebush, P., Pitel, I. (1993). Analysis and Design of a New Active Power Filter to Cancel Neutral Current Harmonics in Three Phase Four Wire Electric Distribution Systems. IEEE/IAS Annual Meeting Conf., pp. 939-946.
6. Salmon, J.C. (1994). Reliable 3-Phase PWM Boost Rectifiers Employing a Series-Connected Dual Boost Converter Sub-Topology. IAS'94 29<sup>th</sup> Annual Meeting, Denver, Colorado, 2, pp. 781-788.
7. Salmon, J.C. (1996). Reliable 3-phase PWM Boost Rectifiers Employing a Stacked Dual Boost Converter Sub-Topology. IEEE Trans. Industry Applications, 32(3), pp. 542-551.
8. Depenbrock, M., Niermann, C. (1990). A New 12-Pulse Rectifier Circuit with Line-Side Interphase Transformer and Nearly Sinusoidal Line Currents. Proc. 6<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Motion Control, Budapest, Hungary, 2, pp. 374-378.
9. Munoz, C.A., Barbi, I. (1999). A New High-Power-Factor Three-Phase AC-DC Converter: Analysis, Design, and Experimentation. IEEE Trans. Power Electronics, 14(1), pp. 90-97.
10. Qiao, C., Smedley, K.M. (2000). A Topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input-Current-Shaper. Applied Power Electronics Conference and Exposition 2000 (APEC 2000), 15<sup>th</sup> IEEE Annual Meeting, 1, pp. 460-467.

11. Salmon, J.C. (1993). Circuit Topologies for Single-Phase Voltage-Doubler Boost Rectifiers. IEEE Trans. Power Electronics, 8(4), pp. 521-529.
12. Salmon, J.C. (1993). Techniques for Minimizing the Input Current Distortion of Current-Controlled Single-Phase Boost Rectifiers. IEEE Trans. Power Electronics, 8(4), pp. 509-520.
13. Hui, S.Y., Chung, H.S.-H., Yip, S.-C. (2000). A Bi-directional AC-DC Power Converter with Power Factor Correction. IEEE Trans. Power Electronics, 15(5), pp. 942-949.
14. Lazar, J., Cuk, S. (1995). Open Loop Control of a Unity Power Factor, Discontinuous Conduction Mode Boost Rectifier. Telecommunications Energy Conference 1995 (INTELEC'95), 17<sup>th</sup> International Meeting, pp. 671-677.
15. Kanaan, H., Al-Haddad, K., Chaffai, R., Duguay, L. (2001). Averaged Modeling and Linear Control of a New Buck-Type Single-Phase Single-Switch PWM Rectifier. International Conference on Industrial Electronics, Technology & Automation (IETA 2001), Cairo, Egypt.
16. Ghanem, M.C., Al-Haddad, K., Roy, G. (1996). A New Control Strategy to Achieve Sinusoidal Line Current in a Cascade Buck-Boost Converter. IEEE Trans. Industrial Electronics, 43(3), pp. 441-449.
17. Mao, H., Lee, F.C.Y., Boroyevich, D., Hiti, S. (1997). Review of High-Performance Three-Phase Power-Factor Correction Circuits. IEEE Trans. Industrial Electronics, 44(4), pp. 437-446.
18. Kolar, J.W., Ertl, H. (1999). Status of the Techniques of Three-Phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains. 21<sup>st</sup> INTELEC, Copenhagen, Denmark.
19. Karlsson, M., Thoren, C., Wolpert, T. (1999). A Novel Approach to the Design of Three-Phase AC/DC Power Converters with Unity Power Factor. 21<sup>st</sup> INTELEC, Copenhagen, Denmark.
20. Ridley, R., Kern, S., Fuld, B. (1993). Analysis and Design of a Wide Input Range Power Factor Correction Circuit for Three-Phase Applications. Proc. 8<sup>th</sup> IEEE Applied Power Electronics Conf., San Diego, CA, pp. 299-305.
21. Wu, R., Dewan, S.B., Slemon, G.R. (1988). A PWM AC to DC Converter with Fixed Switching Frequency. Industry Applications Society Annual Meeting Conf. Rec., 1, pp. 706-711.

22. Lee, W.-C., Hyun, D.-S., Lee, T.-K. (2000). A Novel Control Method for Three-Phase PWM Rectifiers Using a Single Current Sensor. IEEE Trans. Power Electronics, 15(5), pp. 861-870.
23. Kolar, J.W., Zach, F.C. (1994). A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level Unity Power Factor PWM Rectifier. Proceedings of the 28<sup>th</sup> Power Conversion Conf., Nuremberg, Germany, pp. 125-138.
24. Kolar, J.W., Zach, F.C. (1997). A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules. IEEE Trans. Industrial Electronics, 44(4), pp. 456-467.
25. Kolar, J.W., Drogenik, U. (1999). A New Switching Loss Reduced Discontinuous PWM Scheme for a Unidirectional Three-Phase/Switch/Level Boost-Type PWM (Vienna) Rectifier. 21<sup>st</sup> INTELEC, Copenhagen, Denmark, pp. 481-490.
26. Drogenik, U., Kolar, J.W. (1999). Comparison of Not Synchronized Saw-Tooth Carrier and Synchronized Triangular Carrier Phase Current Control for the Vienna Rectifier I. ISIE'99, Bled, Slovenia, 1, pp. 13-19.
27. Kolar, J.W., Stogerer, F., Minibock, J., Ertl, H. (2000). A New Concept for Reconstruction of the Input Phase Currents of a Three-Phase/Switch/Level PWM (Vienna) Rectifier Based on Neutral Point Current Measurement. PESC'2000 31<sup>st</sup> Annual, 1, pp. 139-146.
28. Minibock, J., Stogerer, F., Kolar, J.W. (2001). A Novel Concept for Mains Voltage Proportional Input Current Shaping of a Vienna Rectifier Eliminating Controller Multipliers – Part I: Basic Theoretical Considerations and Experimental Verification. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2001) 16<sup>th</sup> Annual, 1, pp. 582-586.
29. Stogerer, F., Minibock, J., Kolar, J.W. (2001). A Novel Concept for Mains Voltage Proportional Input Current Shaping of a Vienna Rectifier Eliminating Controller Multipliers – Part II: Operation for Heavily Unbalanced Mains Phase Voltages and in Wide Input Voltage Range. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2001) 16<sup>th</sup> Annual, 1, pp. 587-591.
30. Baumann, M., Drogenik, U., Kolar, J.W. (2000). New Wide Input Voltage Range Three-Phase Unity Power Factor Rectifier Formed by Integration of a Three-Switch Buck-Derived Front-End and a DC/DC Boost Converter Output Stage. 22<sup>nd</sup> INTELEC, pp. 461-470.
31. Baumann, M., Stogerer, F., Kolar, J.W., Lindemann, A. (2001). Design of a Novel Multi-Chip Power Module for a Three-Phase Buck+Boost Unity Power Factor

- Utility Interface Supplying the Variable Voltage DC Link of a Square-Wave Inverter Drive. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2001) 16<sup>th</sup> Annual, 2, pp. 820 -827.
32. Baumann, M., Kolar, J.W. (2001). Comparative Evaluation of Modulation Methods for a Three-Phase/Switch Buck Power Factor Corrector Concerning the Input Capacitor Voltage Ripple. Power Electronics Specialists Conf. (PESC'2001), Vancouver, BC.
  33. Minbock, J., Kolar, J.W. (2000). Design and Experimental Investigation of a Single-Switch Three-Phase Flyback-Derived Power Factor Corrector. 22<sup>nd</sup> INTELEC, pp. 471-478.
  34. Jang, Y., Jovanovic, M.M. (1998). A Comparative Study of Single-Switch Three-Phase High-Power-Factor Rectifiers. IEEE Trans. Industry Applications, 34(6), pp. 1327-1334.
  35. Prasad, A.R., Ziogas, P.D., Manias, S. (1991). An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers. IEEE Trans. Power Electronics, 6(1), pp. 83-92.
  36. Kolar, J.W., Ertl, H., Zach, F.C. (1992). Power Quality Improvement of Three-Phase AC-DC Power Conversion by Discontinuous-Mode 'Dither'-Rectifiers. Proc. 6<sup>th</sup> International (2<sup>nd</sup> European) Power Quality Conference, Munich, Germany, pp. 62-78.
  37. Kolar, J.W., Ertl, H., Zach, F.C. (1993). Space Vector-Based Analysis of the Input Current Distortion of a Three-Phase Discontinuous-Mode Boost Rectifier System. 24<sup>th</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., Seattle, WA, pp. 696-703.
  38. Malesani, L., Rosetto, L. (1993). Three-Phase Power Factor Controller with Minimum Output Voltage Distortion. Proc. 15<sup>th</sup> International Telecommunications Energy Conf., Paris, France, pp. 463-468.
  39. Mohan, N., Rastogi, M., Naik, R. (1993). Analysis of a New Power Electronics Interface with Approximately Sinusoidal 3-Phase Utility Currents and a Regulated DC Output. IEEE Trans. Power Delivery, 8(2), pp. 540-546.
  40. Naik, R., Rastogi, M., Mohan, N. (1992). Third-Harmonic Modulated Power Electronics Interface with 3-Phase Utility to Provide a Regulated DC Output and to Minimize Line Current Harmonics. IEEE/IAS Annual Meeting Conf., Houston, TX, pp. 689-694.

41. Naik, R., Rastogi, M., Mohan, N., Nilssen, R., Henze, C.P. (1993). A Magnetic Device for Current Injection in a Three-Phase, Sinusoidal-Current Utility Interface. IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 926-930.
42. Pejovic, P., Janda, Z. (1998). Optimal Current Programming in Three-Phase High-Power-Factor Rectifier Based on Two Boost Converters. IEEE Trans. Power Electronics, 13(6), pp. 1152-1163.
43. Naik, R., Mohan, N., Rogers, M., Bulawka, A. (1995). A Novel Grid Interface, Optimized for Utility-Scale Applications of Photovoltaic, Wind-Electric, and Fuel-Cell Systems. IEEE Trans. Power Delivery, 10(4), pp. 1920-1926.
44. Naik, R., Rastogi, M., Mohan, N. (1995). Third-Harmonic Modulated Power Electronics Interface with Three-Phase Utility to Provide a Regulated DC Output and to Minimize Line-Current Harmonics. IEEE Trans. Industry Applications, 31(3), pp. 598-602.
45. Rastogi, M., Mohan, N., Henze, C.P. (1995). Three-Phase Sinusoidal Current Rectifier with Zero-Current Switching. IEEE Trans. Power Electronics, 10(6), pp. 753-759.
46. Salmon, J.C. (1996). Operating a Three-Phase Diode Rectifier with a Low-Input Current Distortion Using a Series-Connected Dual Boost Converter. IEEE Trans. Power Electronics, 11(4), pp. 592-603.
47. Oguchi, K., Maki, Y. (1992). A Multilevel-Voltage Source Rectifier with a Three-Phase Diode Bridge Circuit as a Main Power Circuit. IEEE/IAS Annual Meeting Conf. Rec., pp. 695-702.
48. Pejovic, P. (2000). Low-Harmonic Three-Phase Rectifier. Power Electronics Specialists Conference (PESC 2000) IEEE 31st Annual, 2, pp. 1029-1034.
49. Pejovic, P. (2000). Two Three-Phase High Power Factor Rectifiers that Apply the Third Harmonic Current Injection and Passive Resistance Emulator. IEEE Trans. Power Electronics, 15(6), pp. 1228-1240.
50. Pejovic, P. (2000). Three-Phase High Power Factor Rectifier Based on the Third Harmonic Current Injection with Passive Resistance Emulation. Power Electronics Specialists Conference (PESC 2000) IEEE 31st Annual, 3, pp. 1342-1347.
51. Kim, S., Enjeti, P.N., Packebush, P., Pitel, I.J. (1994). A New Approach to Improve Power Factor and Reduce Harmonics in a Three-Phase Diode Rectifier Type Utility Interface. IEEE Trans. Industry Applications, 30(6), pp. 1557-1564.

52. Lawrance, W.B., Mielczarski, W. (1992). Harmonic Current Rejection in a Three-Phase Diode Bridge Rectifier. IEEE Trans. Industrial Electronics, 39, pp. 571-576.
53. Pejovic, P., Janda, Z. (1999). An Analysis of Three-Phase Low Harmonic Rectifiers Applying the Third-Harmonic Current Injection. IEEE Trans. Power Electronics, 14(3), pp. 397-407.
54. Mielczarski, W., Lawrance, W.B., Nowachi, R., Holmes, D.G. (1997). Harmonic Current Reduction in Three-Phase Bridge-Rectifier Circuits Using Controlled Current Injection. IEEE Trans. Industrial Electronics, 44(5), pp. 604-611.
55. Abourida, S., Murere, G. (2001). Simulateur temps-réel de systèmes électriques. RT-LAB & Artémis, RT-Opal, UQTR.
56. Kriventsov, S.G., Mayer, J.S. (2001). An Exact Expression for the Input Impedance of the Buck Converter in Continuous Conduction Mode. PESC 2001, Vancouver, BC.
57. Kanaan, H., Al-Haddad, K., Chaffaï, R., Duguay, L. (2000). Susceptibility and Input Impedance Evaluation of a Single Phase Unity Power Factor Rectifier. 7<sup>th</sup> IEEE ICECS'2K Conf., Beirut, Lebanon.
58. Wester, G.W., Middlebrook, R.D. (1972). Low-Frequency Characterization of Switched DC-to-DC Converters. Proceedings of the IEEE Power Processing and Electronics Specialists Conference, Atlantic City, N.J.
59. Middlebrook, R.D., Cuk, S. (1976). A General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stages. Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conf., Cleveland, OH.
60. Erickson, R.W., Cuk, S., Middlebrook, R.D. (1982). Large-Scale Modeling and Analysis of Switching Regulators. IEEE PESC Rec., pp. 240-250.
61. Sanders, S.R., Noworolski, J.M., Liu, X.Z., Verghese, G.C. (1991). Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits. IEEE Trans. Power Electronics, 6(2), pp. 251-259.
62. Vorperian, V. (1990). Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch: Parts I and II. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 26, pp. 490-505.
63. Jatskevich, J., Wasynczuk, O., Walters, E.A., Lucas, C.E. (2000). A Globally Continuous State-Space Representation of Switched Networks. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 1, pp. 559 -563.

64. Krein, P.T., Bentsman, J., Bass, R.M., Lesieutre, B.L. (1990). On the Use of Averaging for the Analysis of Power Electronic Systems. IEEE Trans. Power Electronics, 5(2), pp. 182-190.
65. Sun, J., Grotstollen, H. (1997). Symbolic Analysis Methods for Averaged Modeling of Switching Power Converters. IEEE Trans. Power Electronics, 12(3), pp. 537-546.
66. Wu, R., Dewan, S.B., Slemon, G.R. (1991). Analysis of an AC-to-DC Voltage Source Converter Using PWM with Phase and Amplitude Control. IEEE Trans. Industry Applications, 27(2), pp. 355-364.
67. Maksimovic, D. (1991). A Unified Analysis of PWM Converters in Discontinuous Modes. IEEE Trans. Power Electronics, 6(3), pp. 476-490.
68. Sun, J., Mitchell, D.M., Greuel, M.F., Krein, P.T., Bass, R.M. (2001). Averaged Modeling of PWM Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode. IEEE Trans. Power Electronics, 16(4), pp. 482-492.
69. Lee, J.W., Nowicki, E., Alfred, C. (2000). A Computational Small-Signal Modeling Technique for Switch Mode Converters. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 1, pp. 587 -591.
70. Tang, W., Lee, F.C., Ridley, R.B. (1992). Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '92) 7<sup>th</sup> Annual, pp. 747 -755.
71. Garcera, G., Figueres, E., Mocholi, A. (2000). Novel Three-Controller Average Current Mode Control of DC-DC PWM Converters with Improved Robustness and Dynamic Response. IEEE Trans. Power Electronics, 15(3), pp. 516-527.
72. Escobar, G., Ortega, R., Sira-Ramirez, H., Vilain, J.-P., Zein, I. (1999). An Experimental Comparison of Several Nonlinear Controllers for Power Converters. IEEE Control Systems Magazine, 19(1), pp. 66-82.
73. Forsyth, A.J., Gregory, R.I. (1998). Small-Signal Modeling and Control of the Quasi-Square-Wave Boost Converter. IEEE Trans. Power Electronics, 13(1), pp. 36-46.
74. Noon, J.P. (1998). UC3855A/B High Performance Power Factor Pre-Regulator. Unitrode Corporation, Merrimack, NH, Unitrode Application Notes, Section U-153, pp. 3.460-3.479.

75. Todd, P.C.. UC3854 controlled power factor correction circuit design. Application Handbook, Unitrode Corporation, Section U-134, pp. 3.269-3.280.
76. Kanaan, H. (1999). Étude d'un hacheur élévateur de type ZVT à facteur de puissance unitaire réglé par boucles en cascade. Rapport technique EPM/RT-99/11, Département de Génie Électrique et Génie Informatique, École Polytechnique de Montréal.
77. Blasko, V., Kaura, V. (1997). A New Mathematical Model and Control of a Three-Phase AC-DC Voltage Source Converter. IEEE Trans. Power Electronics, 12(1), pp. 116-123.
78. Silva, J.F. (1999). Sliding-Mode Control of Boost-Type Unity-Power-Factor PWM Rectifiers. IEEE Trans. Industrial Electronics, 46(3), pp. 594-603.
79. Ye, Y., Kazerami, M., Quintana, V.H. (2001). A Novel Modeling and Control Method for Three-Phase PWM Converters. PESC 2001, Vancouver, BC.
80. Han, S.-B., Choi, N.-S., Rim, C.-T., Cho, G.-H. (1998). Modeling and Analysis of Static and Dynamic Characteristics for Buck-Type Three-Phase PWM Rectifier by Circuit DQ Transformation. IEEE Trans. Power Electronics, 13(2), pp. 323-336.
81. Mohler, R.R. (1991). Nonlinear Systems. Volume 1, Dynamics and Control. Prentice-Hall.
82. Slotine, J.-J.E., Li, W. (1991). Applied Nonlinear Control. Prentice-Hall.
83. Rugh, W.J. (1993). Linear System Theory. Prentice-Hall.
84. Ogata, K. (1997). Modern Control Engineering. Prentice-Hall.
85. Maciejowski, J.M. (1989). Multivariable Feedback Design. Addison-Wesley.
86. (1998). Power System Blockset for Use with SIMULINK, User's Guide (1<sup>ère</sup> version). The Math Works Inc..
87. Blanchette, H.F. (2000). Conception d'une alimentation triphasée, à haute densité et à pollution minimale. Mémoire de Maîtrise, École de Technologie Supérieure.
88. Kanaan, H., Al-Haddad, K., Chaffai, R., Duguay, L., Fnaiech, F. (2001). A Small-Signal Model of a Three-Phase Current-Injection-Based Rectifier. PESC 2001, Vancouver, BC.

89. Kanaan, H., Blanchette, H.F., Al-Haddad, K., Chaffaï, R., Duguay, L. (2000). Modeling and Analysis of a Three-Phase Unity Power Factor Current Injection Rectifier Using One Loop Control Strategy. 22<sup>nd</sup> INTELEC 2000, Phoenix, Arizona, pp. 518-525.
90. Kanaan, H., Al-Haddad, K., Chaffaï, R., Duguay, L., Fnaiech, F. (2001). Input/Output Feedback Linearization Technique Applied to a CITPR. PESC 2001, Vancouver, BC.
91. Kanaan, H., Al-Haddad, K., Chaffaï, R., Duguay, L., Fnaiech, F. (2001). Comparative Study of Hysteresis and PWM Control Techniques Applied to an Injection-Current-Based Three-Phase Rectifier. CCECE 2001, Toronto, Ontario.
92. Kanaan, H., Al-Haddad, K., Chaffaï, R., Duguay, L., Fnaiech, F. (2001). A New Low-Frequency State Model of a Three-Phase Three-Switch Three-Level Fixed-Frequency PWM Rectifier. INTELEC 2001 23<sup>rd</sup> Annual, Edinburgh, Scotland.
93. Niermann, C. (1989). New Rectifier Circuits with Low Mains Pollution and Additional Low Cost Inverter for Energy Recovery. 3<sup>rd</sup> European Conference on Power Electronics and Applications, Aachen, Germany, 3, pp. 1131-1136.
94. Paice, D.A. (1990). Harmonic Issues and Clean Power Controllers. Technical Report, Westinghouse Electric Corp., Oldsmar, FL.
95. Canesin, C.A., Barbi, I. (1996). Analysis and Design of Constant-Frequency Peak-Current-Controlled High-Power-Factor Boost Rectifier with Slope Compensation. Applied Power Electronics Conference and Exposition 1996 (APEC'96), 11<sup>th</sup> IEEE Annual Meeting, 2, pp. 807-813.
96. Anunciada, V., Silva, M.M. (1990). New Constant-Frequency Current-Mode Control for Power Converters, Stable for All Values of Duty Ratio, and Usable in All Four Quadrants. IEEE Trans. Industrial Electronics, 37(4), pp. 323-325.
97. McMurray, W. (1972). Optimum Snubbers for Power Semiconductors. IEEE Trans. Industry Applications, IA-8(5), pp. 593-600.
98. McMurray, W. (1980). Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor Switching Converters. IEEE Trans. Industry Applications, IA-16(4), pp. 513-523.
99. Liu, K.H., Lee, F.C. (1986). Zero-Voltage Switching Techniques in DC/DC Converter Circuits. Proceedings of Power Electronics Specialists Conf. (PESC'86).

100. Hua, G.C., Leu, C.S., Jiang, Y.M., Lee, F.C. (1992). Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters. IEEE Power Electronics Specialists Conf.
101. Canesin, C.A., Barbi, I. (1997). A Novel Single-Phase ZCS-PWM High Power Factor Boost Rectifier. Power Electronics Specialists Conference Record 1997 (PESC'97), 28<sup>th</sup> Annual Meeting, 1, pp. 110-114.
102. De Souza, A.F., Barbi, I. (1999). A New ZVS Semi-Resonant High Power Factor Rectifier with Reduced Conduction Losses. IEEE Trans. Industrial Electronics, 46(1), pp. 82-90.
103. Mehl, E.L.M., Barbi, I. (1996). Design Oriented Analysis of a High Power Factor and Low Cost Three-Phase Rectifier. Proc. 27<sup>th</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conf., Baveno, Italy, 1, pp. 165-170.
104. Daniel, F., Chaffai, R., Al-Haddad, K., Parimelalagan, R. (1997). A New Modulation Technique for Reducing the Input Current Harmonics of a Three-Phase Diode Rectifier with Capacitive Load. IEEE Trans. Industry Applications, 33(5), pp. 1185-1193.
105. Vlatkovic, V., Borojevic, D., Lee, F.C. (1994). Soft-Transition Three-Phase PWM Conversion Technology. Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf., pp. 79-84.
106. Kolar, J.W., Ertl, H., Zach, F.C. (1990). Realization Considerations for Unidirectional Three-Phase PWM Rectifier Systems with Low Effects on the Mains. Proc. 6<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Motion Control, Budapest, 2, pp. 560-565.
107. Gataric, S., Borojevic, D., Lee, F.C. (1994). Soft-Switched Single-Switch Three-Phase Rectifier with Power Factor Correction. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '94) 9<sup>th</sup> Annual, 2, pp. 738 -744.
108. Mohan, N. (1992). A Novel Approach to Minimize Line-Current Harmonics in Interfacing Renewable Energy Sources with 3-Phase Utility Systems. Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf., pp. 852-858.
109. Rastogi, M., Naik, R., Mohan, N. (1995). A Sinusoidal-Current Rectifier for Industrial and Distribution AC to Regulated DC Voltage. Proc. IEEE International Symposium on Electrical Power Engineering (Power Electronics), pp. 197-200.
110. Lim, S.-K., Kim, J.-H., Nam, K. (1999). A DC-Link Voltage Balancing Algorithm for 3-Level Converter Using the Zero Sequence Current. PESC'99 30<sup>th</sup> Annual, 2, pp. 1083-1088.